

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications

905



**Mémoire de Fin d'Etude**  
*pour l'Obtention du Diplôme de Master Académique*

Domaine : **Sciences et Techniques**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Système de Télécommunications**

---

---

**Étude du Problème de PAPR dans un Système  
de Communication SC-FDMA**

---

---

Présenté par :

**YASAD Soumia et KHALDI Nabila**

Sous la direction de :  
**Dr. ABED DJAMEL**

Jun 2016

# Remerciement

16/3330

*Nous tenons d'abord à remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la foi et de nous permis d'en arriver là.*

*Nous tenons à remercier sincèrement Dr. ABED Djamel, qui en tant qu'encadrant, s'est toujours montré à l'écoute et disponible tout au long notre projet de fin d'étude.*

*Nous aimerons bien à remercier les agents d'agence Algérie Télécoms : Sami Salah, Azzou, Nabil et Sami Merci pour tous les échanges et collaborations au cours de stages.*

*Notre remerciements s'adressent également Mr. BOUCHMEL Amar et Mr. GHADJATI Hamdi pour leurs aides et encouragement.*

*En préambule à ce mémoire, je souhaite adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et ont contribué à cette mémoire.*

*Nous tenons à remercier aussi « l'université 8 mai 1945 Guelma » d'avoir donné l'opportunité de vivre une expérience aussi enrichissante tant sur le plan humain que professionnel.*

## Dédicaces

*Je dédie cet humble travail, fruit des longues années de mes études à :  
La fontaine de l'amour ma mère qui m'a donné la vie, l'espoir et la tendresse.  
Mon très cher père pour le quel les mots ne suffiront jamais pour le remercier.*

*Et à toute la famille.*

*Aussi, je dédie ce mémoire :*

*A tous mes amis, mes connaissances et compagnons de parcours.*

*A tous mes enseignants.*

*A tous ceux qui j'estime et m'estiment.*

*Nabila & Soumia*

# Table des Matières

<b>Introduction</b> .....	01
<b>Chapitre I : État de l'Art sur la Technique SC-FDMA</b>	<b>02</b>
<b>I.1. Introduction</b> .....	03
<b>I.2. Historique de GSM au LTE</b> .....	03
<b>I.3. La norme 3GPP LTE</b> .....	07
<b>I.4. Le SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE</b> .....	08
<b>I.5. La modulation SC-FDMA</b> .....	09
<b>I.6. Modélisation d'un système SC-FDMA</b> .....	11
<b>I.6.1. Mode distribué (I-FDMA)</b> .....	11
<b>I.6.2. Mode localisé (L-FDMA)</b> .....	13
<b>I.7. Conclusion</b> .....	15
<b>Chapitre II : Amplificateur de Puissance et Réduction de PAPR</b>	<b>16</b>
<b>II.1. Introduction</b> .....	17
<b>II.2. L'amplificateur de Puissance</b> .....	19
<b>II.2.1. Caractéristiques de l'Amplificateur de Puissance</b> .....	19
<b>II.2.2. Les Reculs d'Entrée et de Sortie</b> .....	21
<b>II.2.3. Modélisation Comportementale de l'Amplificateur de Puissance</b> ...	23
<b>II.2.3.1. Modèle de Rapp</b> .....	23
<b>II.2.3.2. Modèle de Saleh</b> .....	24
<b>II.3. Problème de PAPR</b> .....	25
<b>II.3.1. Définition de PAPR</b> .....	25
<b>II.3.2. Distribution du PAPR et la CCDF</b> .....	26
<b>II.4. Méthodes de Réduction du PAPR</b> .....	27
<b>II.4.1. Les Méthodes Probabilistes</b> .....	27
<b>II.4.1.1. Selective Mapping (SLM)</b> .....	28
<b>II.4.1.2. Partial Transmit Sequences (PTS)</b> .....	29
<b>II.4.2. Les Méthodes de Suppression / Ajout du Signal</b> .....	29
<b>II.4.2.1. Le Clipping (Ecrêtage)</b> .....	30
<b>II.4.2.2. La Tone Reservation (TR)</b> .....	30
<b>II.4.3. Les Méthodes de Codage</b> .....	31
<b>II.4.4. Le Gain de Réduction du PAPR</b> .....	31
<b>II.5. La dégradation du BER</b> .....	32
<b>II.6. Conclusion</b> .....	32
<b>Chapitre III : Evaluation de Performances d'un Système SC-FDMA</b>	<b>34</b>
<b>III.1. Introduction</b> .....	35
<b>III.2. Évaluation de BER</b> .....	36
<b>III.2.1. Effet de la Taille de la FFT</b> .....	36
<b>III.2.2. Effet de Canal de Transmission</b> .....	37

<b>III.2.3.</b> Effet de Type de Modulation .....	38
<b>III.2.4.</b> Effet de Type d'Egaliseur .....	39
<b>III.3.</b> Évaluation du PAPR .....	43
<b>III.3.1.</b> Effet de Type de Modulation .....	43
<b>III.3.2.</b> Effet de Filtre de Mise en Forme .....	44
<b>III.4.</b> Conclusion .....	47
<b>Conclusion Générale</b> .....	49
<b>Annexes</b> .....	52
<b>Références Bibliographique</b> .....	65

## *Liste des Figures*

---

<b>Figure I.1</b>	L'Evolution de Réseaux de Communications Mobiles	07
<b>Figure I.2</b>	Schéma Fonctionnel d'un Système SC-FDMA	09
<b>Figure I.3</b>	Les Modes L-FDMA et I-FDMA utilisés dans le Système SC-FDMA.	15
<b>Figure II.1</b>	Exemple de Caractéristiques d'un Amplificateur SSPA (a) AM/ AM (b) AM/PM	19
<b>Figure II.2</b>	Exemple de Caractéristique AM/AM d'un Amplificateur de puissance	21
<b>Figure II.3</b>	Exemple de Caractéristique AM/AM d'un Amplificateur de puissance	22
<b>Figure II.4</b>	Présentation du PAPR à partir d'un Signal Multi- Porteuse	
<b>Figure II.5</b>	Répartition du PAPR pour Différents Facteur d'échantillonnage ainsi que la Courbe de l'expression Théorique	25
<b>Figure II.6</b>	Principe de Base de la Technique SLM	27
<b>Figure II.7</b>	Principe de Base de la Technique PTS (a) Principe du Partitionnement (b) La Technique PTS	28
<b>Figure II.8</b>	Principe de Base de la Technique Clipping	29
<b>Figure II.9</b>	Principe de Base de la Tone Reservation (TR)	30
<b>Figure II.10</b>	Mesure du Gain de Réduction du PAPR	31
<b>Figure III.1</b>	Simulation de BER pour Différents FFTsize	32
<b>Figure III.2</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différent canaux (AWGN, PedA, VehA).	36
<b>Figure III.3</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux et différents modulations	37
<b>Figure III.4</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec une modulation QPSK et un égaliseur ZF	38
<b>Figure III.5</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec une modulation 16QAM et un égaliseur ZF	39
<b>Figure III.6</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec un égaliseur MMSE (a) QPSK (b) 16QAM	40
<b>Figure III.7</b>	Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux et différents types de modulations et différents types d'égaliseur	41
<b>Figure III.8</b>	Simulation de PAPR pour les systèmes SC-IFDMA, SC-IFDMA et OFDMA (a) 16QAM, (b) 32QAM, (c) 128QAM	42
<b>Figure III.9</b>	Simulation de PAPR pour un système SC-IFDMA avec un Filtre RC (a) QPSK, (b) 16QAM, (c) 64QAM	43
<b>Figure III.10</b>	Simulation de PAPR pour un système SC-IFDMA avec un Filtre RC (a) QPSK, (b) 16QAM, (c) 64QAM	45

## *Liste des Tableaux*

---

<b>Tableau I. 1</b>	Les Principaux Standards de Téléphonie Radio Fréquence	06
---------------------	--	----

## *Liste des Acronymes*

---

1G :	1 <sup>st</sup> Generation
2G :	2 <sup>nd</sup> Generation
3G :	3 <sup>rd</sup> Generation
4G :	4 <sup>th</sup> Generation
3GPP :	3 <sup>rd</sup> Generation Partnership Project
ACE	Active Constellation Extension
AMPS :	Advanced Mobile Phone System
CEPT :	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
CP :	Cyclic Prefix
CDMA :	Division Multiple Access
DFT :	Discrete Fourier Transform
DFTS :	Direct Fourier Transform Spread
DCS:	Digital Communication System
EDGE :	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EPC :	Evolved Packet Core
ETSI :	European Telecommunications Standard Institute
FDMA :	Frequency Division Multiplexing Access
GSM :	Global System for Mobile Communication
GPRS :	General Packet Radio Services
HSPA :	High Speed Packet Access
HSPA+ :	High Speed Packet Access+
I-FDMA :	Interleaved frequency division multiple access
IDFT :	Inverse Discrete Fourier Transform
LTE :	Long Term Evolution
L-FDMA:	Localized Frequency Division Multiple Access
NMT:	Nordic Mobile Telephone
OFDMA:	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR :	Peak-to-Average Power Ratio
PCS :	Personal Communications Services
PTS :	Partial Transmit Sequences
RNC :	Radio Network Controller
RC :	Root Cosine
RRC :	Raised Root Cosine
SNR :	Signal Noise Ratio
SLM :	Selected Mapping
TACS :	Total Access Communication System
TI :	Tone Injection
TR :	Tone Reservation
UMTS :	Universal Mobile Telecommunications System



# Introduction

Aujourd'hui, les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne et ils tendent à remplacer l'utilisation excessive de câbles. Bien que les connexions à haut-débit de type ADSL se multiplient dans le monde, elles ne permettent pas la souplesse d'utilisation que procure un réseau radio sans fil.

Grace à l'évolution des technologies d'accès radio, la téléphonie mobile a progressivement évolué des réseaux 1G analogiques et non cellulaires vers les réseaux 4G numériques et cellulaires qui offrent des services importants malgré l'ensemble des contraintes et difficultés. Le réseau de 4<sup>ème</sup> génération LTE (Long Term Evolution) propose une autre technique d'accès pour cette voix appelée le SC-FDMA « Single Carrier Frequency Division Multiple Access » qui est une technique d'accès multiple qui combine la technique de transmission mono-porteuse SC/FDE et une allocation de ressource radio par répartition de fréquences (FDMA). Il a été récemment proposé dans le cadre de la future norme de réseaux cellulaire 3GPP LTE «Long Term Evolution » pour les communications à voix montante c'est à dire des téléphones portables UE « User Equipment » aux BTS « Base Station ». Son principal intérêt est son faible Peak to Average Power Ratio (PAPR), comparativement à l'OFDMA. Cette propriété est très importante car elle permet d'optimiser les consommations énergétiques du mobile.

L'objectif de ce travail est l'Etude de performance de la liaison montante SC-FDMA ainsi que du problème de PAPR dans cette liaison.

Nos travaux sont organisés en trois grandes étapes qui constituent les trois chapitres de ce document :

Le premier chapitre donne une description approfondie sur le signal étudié SC-FDMA permettant de poser les bases au sujet de notre étude. Puis nous revenons sur l'origine du signal, ses différentes déclinaisons à savoir l'I-FDMA et le L-FDMA, mais aussi sur son intérêt par rapport aux systèmes existants comme l'OFDMA.

Dans le deuxième chapitre, le travail s'est concentré sur la modélisation des amplificateurs de puissance, puis une présentation des différentes techniques de réduction du PAPR les plus connues dans la littérature.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation de la liaison montante d'un système LTE. En premier lieu, la chaîne de transmission SC-FDMA sera implémentée en MATLAB. Par la suite les performances du système sont évaluées en fonction de BER et de PAPR pour différents type de canaux, d'égaliseurs et de filtres de mise en forme.

---

# *Chapitre I*

---

*État de l'Art sur la Technique SC-FDMA*

---

# Chapitre I

## État de l'Art sur la Technique SC-FDMA

### I.1 Introduction :

Le rôle d'une technique d'accès multiple est de faire un partage de ressources radio dans un système de communication radio mobile. La technique SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) a été adoptée en 2008 pour les communications en voix montante dans la norme 3GPP (Third Generation Partnership Project) LTE. Ce chapitre, est consacré en premier temps à la présentation d'un bref historique du GSM au LTE, la norme 3GPP LTE et la SC-FDMA dans LTE. Par la suite nous allons décrire la modulation SC-FDMA et son principe de fonctionnement.

### I.2 Historique du GSM au LTE :

La première génération (1G) de réseaux mobiles émerge au cours des années 1980 [I.1] est caractérisée par une multitude de technologies introduites en parallèle à travers le monde. On peut citer les technologies suivantes : AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) aux États-Unis, TACS (*Total Access Communication System*) au Japon et au Royaume-Uni, NMT (*Nordic Mobile Telephone*) dans les pays scandinaves, Radiocom2000 en France et C-NETZ en Allemagne. Ces systèmes étaient basés sur un codage et une modulation de type analogique. Ils utilisaient une technique d'accès multiples appelée FDMA (*Frequency Division Multiplex Access*), associant une fréquence à chaque utilisateur. La capacité de ces systèmes demeurait très limitée, de l'ordre de quelques appels voix simultanés par cellule.

Cette contrainte de capacité, ainsi que les coûts élevés des terminaux et des tarifs de communication ont restreint l'utilisation de la 1G à un très faible nombre d'utilisateurs (60 000 utilisateurs de Radiocom2000 en 1988 en France). Par ailleurs, les dimensions importantes des terminaux limitaient significativement leur portabilité.

La seconde génération de réseaux mobiles 2G a marqué une rupture avec la première génération de téléphonies cellulaires grâce au passage de l'analogique vers le numérique [I.2]. Au début des années 80, la CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) crée un groupe de travail, le GSM (Global System for Mobile Communication ou, groupe spécial mobile), pour définir un système numérique de communication avec les mobiles à vocation internationale pour l'horizon 1990. L'année 1992 a vu la commercialisation réelle des premiers systèmes GSM [I.3]. Elle a été spécifiée et mise au point par l'ETSI (European Telecommunications Standard Institut) pour la gamme de fréquences des 900 MHz. Une variante appelée Digital Communication System (DCS) utilise la gamme des 1 800 MHz. Cette norme est particulièrement utilisée en Europe, en Afrique, au Moyen-Orient et en Asie [I.4]. Deux autres variantes, en 850 MHz et en 1900 MHz PCS (Personal Communications Services), sont également utilisées sous l'égide de l'organisation 3GPP (3rd Generation Partnership Project) la norme GSM a ensuite été étendue pour prendre en charge de plus hauts débits et le transport de données en mode « paquet » par les extensions GPRS (General Packet Radio Services) puis EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution). Ces deux modes peuvent cohabiter avec le mode « voix commutée » du GSM et utilisent les mêmes antennes et les mêmes bandes de fréquence. En 1991, première communication expérimentale faite par le groupe GSM. Le sigle GSM change également de signification pour devenir Global System for Mobile communications.

Les spécifications techniques sont complétées pour pouvoir fonctionner dans la bande des 1 800 MHz [I.5]. En 1999, les industriels multipliaient les annonces tonitruantes autour de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), tablant sur un lancement en 2000. Or, c'est en 2004-2005 que la 3G a véritablement commencé à démarrer [I.2].

La troisième génération de réseaux mobiles (3G) regroupe deux familles de technologies ayant connu un succès commercial : l'UMTS et le CDMA2000. Les interfaces radio de ces deux familles reposent sur des caractéristiques techniques proches, notamment un schéma d'accès multiples à répartition par les codes (Code Division Multiple Access CDMA). L'UMTS connaît deux évolutions majeures que nous présentons brièvement dans les sections suivantes : Le HSPA (High Speed Packet Access) et Le HSPA+ (High Speed Packet Access+).

L'UMTS c'est la technologie qui va donner naissance au LTE (Long Term Evolution) de l'après 3G. Le système LTE a été envisagé dès novembre 2004 comme l'évolution à long terme de l'UMTS (d'où son nom de Long Term Evolution), lors d'un atelier organisé par le 3GPP appelé Future Evolution Workshop [I.6]. Cette évolution était alors destinée à maintenir la compétitivité de l'UMTS sur un horizon de dix ans et au-delà.

Les travaux sur cette nouvelle norme ont débuté au 3GPP en janvier 2005 avec une étude de faisabilité, qui s'est conclue en septembre 2006 avec la définition des grands principes de la technologie LTE. Les travaux de spécification proprement dit se sont alors déroulés jusqu'à décembre 2008, date où la première version des spécifications a été approuvée. Le LTE est ainsi défini dans la Release 8 du 3GPP. Du fait du saut technologique qu'il représente par rapport au HSDPA, le LTE est considéré comme constituant une quatrième étape de l'évolution des réseaux d'accès mobiles, ou 4G.

On peut ainsi véritablement parler d'une révolution de l'UMTS, plutôt que d'une évolution.

Le LTE utilise des bandes de fréquences hertziennes d'une largeur pouvant varier de 1,4 MHz à 20 MHz dans une plage de fréquences théorique de 450 MHz à 3,8 GHz, permettant ainsi d'obtenir (pour une bande 20 MHz) un débit binaire théorique pouvant atteindre 300 Mbit/s en « liaison descendante » (downlink, vers le mobile) ; la « vraie 4G », appelée LTE Advanced offrira un débit descendant pouvant atteindre 1 Gbit/s ; ce débit nécessitera l'utilisation de bandes de fréquences de 2×100 MHz de largeur qui sont définies dans les versions 10 et 11 (3GPP releases 10 et 11) de la norme LTE Advanced.

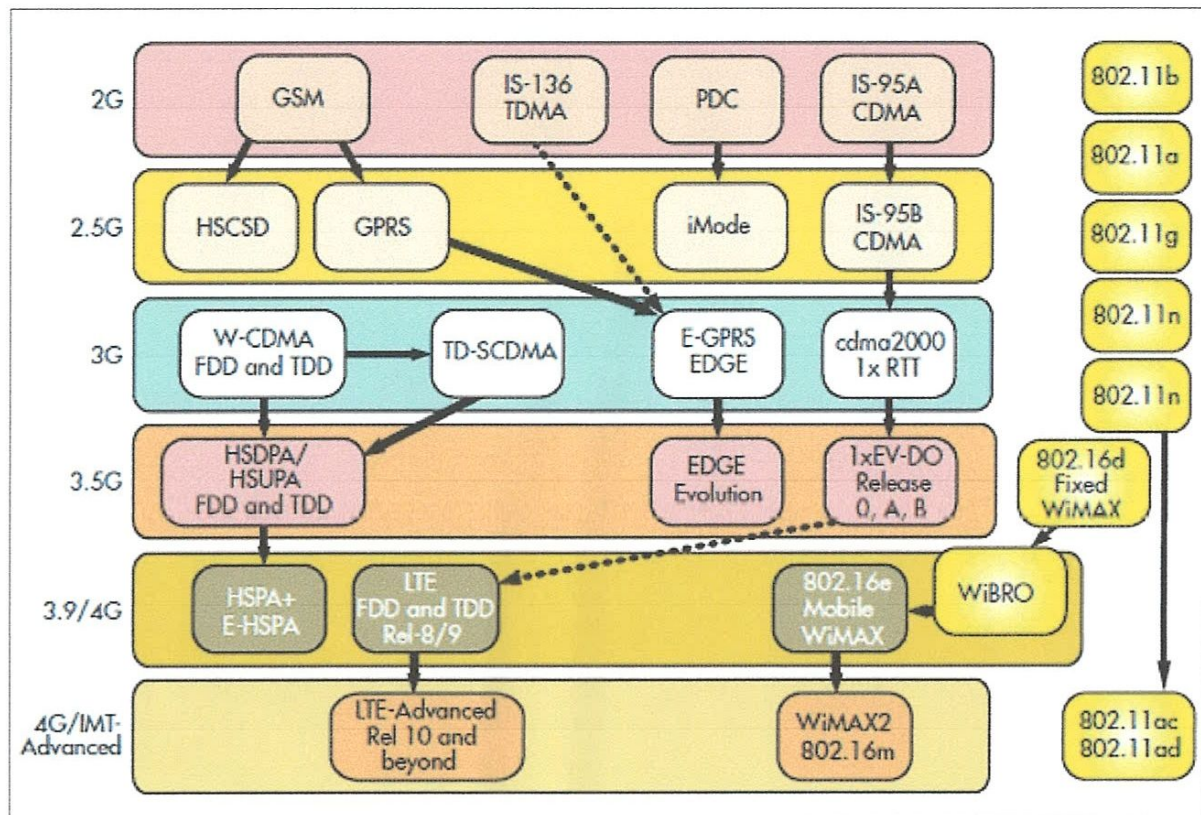


Figure I.1 : L'Evolution de Réseaux de Communications Mobiles

### I.3 La Norme 3GPP LTE :

L'organisation 3GPP a été créée en 1998 après un accord entre les acteurs de l'industrie de communication mobile dans le but de préparer, approuver et de maintenir des normes mondialement applicables pour les systèmes Global System for Mobile communication (GSM), General Packet Radio Service (GPRS) et Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE) Plus tard, le groupe 3GPP a été élargi pour inclure également les systèmes de communication mobile 3G et au-delà de 3G sur la base des réseaux 3GPP [I.7].

Le 3GPP LTE est la nouvelle norme qui offre une évolution à la fois de l'UTRA ainsi que du réseau cœur de l'UMTS. La Release 12.7.0 contient les bases de cette norme. Elle a permis d'augmenter le débit des données et la qualité de service avec des équipements moins complexes et optimisés, et aussi de réduire les temps de latences du système.

Pour les communications de la voix descendante, c'est la technique d'accès OFDMA «Orthogonal Frequency Division Multiple Access » basée sur l'OFDM qui a été choisie. Pour les communications de la voie montante, c'est la technique SC-FDMA (single carrier frequency division Access) étudiée dans cette thèse qui a été préférée à celle de l'OFDMA. Cette technique est très proche de la technique OFDM, c'est la principale raison qui a valu son adoption pour le LTE uplink. Il est aussi simple à mettre en œuvre, avec une bonne efficacité spectrale, et est tout aussi robuste aux canaux sélectifs multi-trajet. La technique d'accès L-FDMA (Localized) a été préférée à celle de l'I-FDMA (interleaved frequency division multiple access), car permettant d'obtenir des débits plus importants lorsque la technique de CDS (Channel Dependent Scheduling) est utilisée. Avec cette technique d'accès le débit crête atteint 50 Mbps en uplink pour le LTE [I.8].

#### **I.4 Le SC- FDMA dans le 3GPP LTE :**

Le SC-FDMA est une technique d'accès multiple à répartition fréquentielle, permettant d'allouer efficacement aux différents mobiles, les ressources de communication. Cette technique a suscité un intérêt particulier lors des conventions de normalisation du standard 3GPP LTE. Les performances en termes de complexité et de taux d'erreur binaire du SC-FDMA sont similaires à celle de l'OFDMA.

L'avantage du SC-FDMA comparé à l'OFDMA réside dans la réduction de la consommation énergétique à l'émission de par la réduction de la puissance d'émission. Cette réduction est mesurée par le PAPR (Peak-to-Average power ratio) [I.9]. L'avantage majeur, rend possible l'utilisation de l'amplificateur de puissance du système dans sa zone proche du point de compression, maximisant ainsi son rendement sans toutefois risquer l'apparition des distorsions. C'est pourquoi, ce système a été adopté dans la norme 3GPP LTE comme technique d'accès multiple pour la voix montante.

Le SC-FDMA peut être considéré comme une variante linéaire des codages OFDMA, il utilise en une « DFT » (transformation de Fourier discrète) du signal pour précoder l'OFDMA conventionnel. L'avantage principal de SC-FDMA sur OFDM est sa faible PAPR et sa robustesse remarquable à la propagation multi-trajets. Ce qui rend le SC-FDMA convenable pour les utilisateurs-terminaux en transmission uplink [I.10].



## I.5 La Modulation SC-FDMA :

La technique SC-FDMA adopté pour la liaison montante dans la 3GPP LTE, utilise la modulation mono porteuse, souvent appelée DFT-Spread OFDM [I.10]. La différence majeure entre un système SC-FDMA et un système OFDMA est la présence des blocs DFT et IDFT pour la SC-FDMA au niveau de l'émetteur de récepteur, respectivement (Figure I.2).

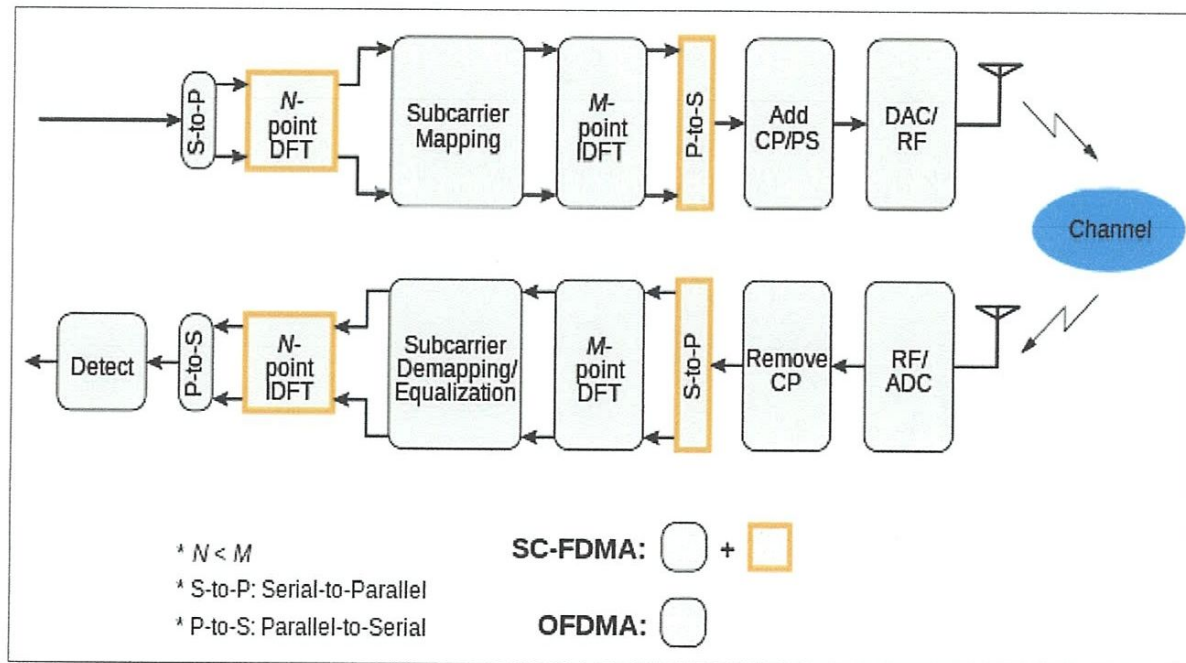


Figure I.2 : Schéma Fonctionnel d'un Système SC-FDMA

La transmission sur un grand nombre de sous-porteuses augmente le PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) et réduit l'efficacité énergétique dans l'émetteur. L'OFDM est donc peu adaptée à une transmission par un terminal portable alimenté sur batterie. On peut utiliser alors, comme dans le cas du LTE, une variante de l'OFDM appelé *DFTS-OFDM*, *Direct Fourier Transform Spread*, ou *SC-FDMA*, *Single Carrier FDMA*. Est une technique semblable à l'OFDMA à la différence que celle-ci n'est pas sensible au PAPR en raison de sa structure inhérente simple. Elle utilise une modulation simple avec une égalisation dans le domaine fréquentiel (SC/FDE) pour adapter l'accès multi-utilisateur. Son schéma fonctionnel est donné par la (figure 8) Cette technique consiste à rajouter une transformation supplémentaire initiale à l'émission et finale au récepteur.

Le SC-FDMA peut être vue comme un OFDMA où des symboles de données de domaine de temps sont transformés au domaine de fréquence par DFT (*Discret Fourier Transform*) avant de passer par une modulation OFDMA.

Les signaux binaires d'entrée sont transformés en signaux complexes à l'aide d'un modulateur en bande de base dans un format possible de modulation : BPSK, PSK, QPSK et 64-QAM.

Ces signaux sont mis à l'entrée d'un DFT pour transformation dans le domaine fréquentiel. L'utilisation de la DFT a été choisie pour les raisons suivantes:

- la détection après le IDFT donne un SNR (*Signal Noise Ratio*) est proportionnellement répartie sur la bande entière. Car dans le cas d'une détection en OFDMA, le canal ayant subi un bruit aura un SNR faible et proportionnelle seulement à ce canal contrairement au SC-FDMA où la détection est faite sur la bande du signal (donnée en domaine temporel)
- la transmission en série des données avec la mono porteuse rend le PAPR faible [I.11]

Cette transformée de Fourier discrète produit une représentation de symboles dans le domaine fréquentiel qui sont transmis au bloc *Subcarrier Mapping* pour transformation en  $M(>N)$  sous porteuses orthogonales.

Si chaque bloc transmet  $N$  symboles et que  $N=M/Q$ , le système peut manipuler simultanément les transmissions sans interférence co-canal.  $Q$  est le facteur d'expansion des amplitudes complexes de sous porteuses où les  $N$  amplitudes sont différents de zéro.

Les  $M$  amplitudes sont transmis au bloc de l'IDFT pour les transformer en signaux complexes dans le domaine temporel. La résultante comporte alors une porteuse unique et tous les symboles sont transmis séquentiellement.

L'émetteur effectue deux autres opérations avant la transmission il insère un ensemble appelé préfixe cyclique (CP) offrant un temps de garde suffisant pour éviter l'interférence entre bloques transmis due à la propagation de multi trajets. Généralement, le préfixe cyclique est une copie de la dernière partie du bloque. Un filtrage linéaire est nécessaire afin de réduire l'énergie du signal.

A la réception, le récepteur transformera le signal reçu en domaine fréquentiel via le DFT, exécutant ainsi l'égalisation fréquentielle. Puisque le SC-FDMA utilise la modulation mono porteuse et donc soumis aux interférences inter symbole alors un égaliseur est nécessaire afin de combattre l'ISI (contrairement au CP qui combat l'interférence entre bloque). Les symboles égalisés sont transformés via l>IDFT en domaine temporel permettant une détection et un décodage.

Le SC-FDMA utilise deux méthodes pour associer les données aux sous-porteuses (*mapping*): distribué et localisé. Dans le SC-FDMA distribué, les données de l'utilisateur occupent un ensemble de sous-porteuses réalisant non consécutives de façon à réaliser une diversité en fréquence. En revanche dans le SC-FDMA localisé, les données de l'utilisateur occupent un ensemble de sous porteuses consécutives localisées.

## I.6 Modélisation d'un Système SC-FDMA :

Nous donnons dans cette partie une description mathématique du signal SC-FDMA dans ses deux déclinaisons a savoir I-FDMA et L-FDMA.

Le facteur d'étalement spectral est noté  $L$  qui correspond au nombre maximale d'utilisateurs pouvant communiquer simultanément dans le système on note dans toute cette partie les notations suivantes :  $D_Q^k = \{d_0^k, d_1^k, \dots, d_{Q-1}^k\}$  représentera le bloc de symboles de la modulation de l'utilisateur  $K \in [0; \dots; L - 1]$ . On notera par  $u_Q^k = \{u_0^k, u_1^k, \dots, u_{Q-1}^k\}$  la représentation fréquentielle du bloc  $D_Q^k$  obtenue après la transformation DFT. L'étalement spectral fourni un signal a l'entrée du bloc de la IDFT donné par  $\tilde{U}_N^k = \{\tilde{U}_0^k, \tilde{U}_1^k, \dots, \tilde{U}_{N-1}^k\}$  on notera par  $S_N^k = \{S_0^k, S_1^k, \dots, S_{Q-1}^k\}$  le bloc SC-FDMA émis sans considération du filtre de mise en forme ni de l'intervalle de garde [I.8].

### I.6.1 Mode Distribué ( I-FDMA) :

L'analyse algébrique montre que le signal  $S^k(t)$  de l'utilisateur  $k$  à la sortie du modulateur SC-FDMA est donné par l'équation (I.1)

$$S^k(t) = \sum_{n \in \Omega_n^k} u_n^k p(t - nT_s) e^{2j\pi f_n t} \quad (I.1)$$

La discrétisation de ce signal ramené en bande de base donne la suite de symboles  $S_N^k$  obtenue par la transformée de Fourier Inverse (IDFT) (voir Figure I.2) du bloc  $\tilde{U}_N^k$ .

Le bloc étant obtenu par étalement spectral  $U_Q^k$  de l'utilisateur  $k$ , la relation entre les symboles  $\tilde{u}_n^k$  et  $u_n^k$  est donnée par l'équation (I.2)

$$\tilde{u}_n^k = \begin{cases} u_{(n-k)/L}^k, & \text{si } n = L \cdot q + k, (0 \leq q \leq Q - 1) \\ 0, & \text{Sinon} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

La relation entre les symboles  $\{s_m^k\}_{0 \leq m \leq N-1}$  de vecteur  $S_N^k$  de la sortie du modulateur I-FDMA et les symboles  $\{\tilde{u}_n^k\}_{0 \leq m \leq N-1}$  obtenus après étalement spectral est donnée par la relation ci-dessous :

$$s_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^k e^{j2\pi \frac{m}{N} n}, m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{I.3})$$

Etant donné que le nombre de sous-porteuses total  $N$  obtenu avec l'étalement spectral est plus élevé que le nombre de sous-porteuse  $Q$  réellement allouées à chaque utilisateur, on peut indexer chaque sous-porteuse par  $m \in [0, \dots, N-1]$  en fonction de  $Q$  et  $L$  comme indiqué en cette équation (4) avec  $L = \frac{N}{Q}$ .

$$m = Q \cdot l + p, \text{ avec } p \in [0, \dots, Q-1] \text{ et } l \in [0, \dots, L-1] \quad (\text{I.4})$$

D'après l'équation (I.2), les termes  $\tilde{u}_n^k$  sont nuls sauf pour  $n = L \cdot q + k$  où on a  $0 \leq q \leq Q-1$ . Ainsi puisque  $N = Q \cdot L$ , la somme de l'équation (I.3) peut simplifier en (I.5) en ne considérant que les termes en  $n = L \cdot q + k$  :

$$s_m^k = s_{Q \cdot l + p}^k = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k \cdot e^{j2\pi \frac{qp}{Q}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (\text{I.5})$$

Dans cette équation nous reconnaissons une Transformée Inverse de Fourier des symboles  $u_q^k$  dont le résultat n'est rien d'autre que les symboles sources de la constellation  $d_p^k$ . Nous constatons également l'apparition d'une expression de phase donnée par le vecteur  $e^{j2\pi \frac{km}{N}}$  qui est spécifique à chaque utilisateur  $k$ . Le signal à la sortie du modulateur I-FDMA peut donc s'écrire comme suit :

$$s_m^k = s_{Q \cdot l + p}^k = \frac{1}{L} \cdot d_p^k \cdot e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (\text{I.6})$$

Où  $l \in [0, \dots, L-1]$  et  $p \in [0, \dots, Q-1]$ . Une écriture plus condensée de cette expression est donnée en (I.7). On en déduit donc l'expression mathématique du signal I-FDMA comme suit :

$$s_m^k = \frac{1}{L} \cdot d_{m \bmod Q}^k \cdot \Phi_m^k, \text{ avec } m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{I.7})$$

Où  $\Phi^k = \left\{ e^{j2\pi \frac{km}{N}}, m \in [0, \dots, N-1] \right\}$ , est le vecteur de rotation de phase appliqué au signal de l'utilisateur k. L'expression mathématique du signal I-FDMA qui vient d'être établie nous amène à définir une nouvelle méthode de génération du signal SC-FDMA sans utilisation des modulateurs DFT et IDFT comme le montre la chaîne de transmission. En effet, l'équation (I.7) permet d'écrire les symboles du vecteur  $S_N^k$  de la façon suivante :

$$S_N^k = \{s_0^k, \dots, s_{N-1}^k\} = \frac{1}{L} \underbrace{\{[d_0^k, \dots, d_{Q-1}^k], \dots, [d_0^k, \dots, d_{Q-1}^k]\}}_{L \text{ fois}} \cdot \Phi^k \quad (\text{I.8})$$

### I.6.2 Mode Localisé (L-FDMA) :

Dans le cas présent la relation entre les suites de symboles  $\tilde{u}^k$  et  $u^k$  de la chaîne de Transmission, est donnée par [I.8].

$$\tilde{u}_q^k = \begin{cases} u_q^k, & \text{si } n = Q \cdot k + q, (0 \leq q \leq Q-1) \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

En prenant la Transformée de Fourier Inverse de ces symboles, on obtient les symboles  $s_m^k$  de la sortie du modulateur I-FDMA, donnés par :

$$s_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^k \cdot \tilde{u}^{j2\pi \frac{m}{N} n}, m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{I.10})$$

D'après l'équation (9), les termes  $\tilde{u}_n^k$  sont nuls sauf pour  $n = Q \cdot k + q$  où on a  $0 \leq q \leq Q-1$ . Ainsi, puisque  $N = Q \cdot L$ , la somme de l'équation (10) peut se simplifier en (11) en ne considérant que les termes en  $n = L \cdot q + k$  :

$$s_m^k = \frac{1}{L} \left( \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k \cdot e^{j2\pi \frac{mq}{QL}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{mk}{L}} \quad (\text{I.11})$$

De plus,  $m \in [0, \dots, N-1]$  implique qu'il existe  $p \in [0, \dots, L-1]$  et  $l \in [0, \dots, Q-1]$  tel que  $m = L \cdot l + p$ . Suivant la valeur du paramètre p, deux cas de figure se présentent p = 0, l'équation (11) devient :

$$\begin{aligned} s_m^k &= s_{L \cdot p}^k \\ &= \frac{1}{L} \left( \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{(L \cdot p) \cdot q}{QL}} \right) \\ &= \frac{1}{L} \left( \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{L \cdot p \cdot q}{Q}} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Dans cette dernière équation nous reconnaissons une Transformé de Fourier inverse des symboles  $u_q^k$  dont le résultat n'est rien d'autre que les symboles sources  $d_l^k$ . Le signal à la sortie du modulateur L-FDMA pour le cas présent, peut donc s'écrire comme suit :

$$s_{L,l}^k = \frac{1}{L} d_l^k, \text{ avec } l \in [0, \dots, Q-1] \quad (I.13)$$

Lorsque  $p \neq 0$ , on obtient :

$$s_m^k = s_{L,l+p}^k = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k \cdot e^{j2\pi \frac{(L,l+p).q}{QL}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{(L,l+p).k}{L}} \quad (I.14)$$

les termes  $u_q^k$  étant la transformée de fourier des symboles sources, sont donnés par :

$$u_q^k = \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \cdot e^{j2\pi \frac{rq}{Q}} \quad (I.15)$$

Posons :  $\Phi_l^k = e^{j2\pi \frac{(L,l+p).k}{L}} = e^{j2\pi \frac{lk}{L}}$  L'équation (I.15) devient :

$$\begin{aligned} s_m^k &= \frac{1}{L} \left[ \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \left( \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \cdot e^{j2\pi \frac{rq}{Q}} \right) \cdot e^{-j2\pi \frac{(L,l+p)q}{QL}} \right] \cdot \Phi_l^k \\ &= \frac{1}{L} \left[ \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \left( \sum_{q=0}^{Q-1} e^{-j2\pi \left\{ \frac{L-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\} q} \right) \right] \cdot \Phi_l^k \\ &= \frac{1}{L} \left[ \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \left( \frac{1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{L-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_l^k \end{aligned} \quad (I.16)$$

Ainsi donc pour  $p \neq 0$  on a :

$$s_m^k = \frac{1}{L} \left( 1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}} \right) \left[ \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left( \frac{d_r^k}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{L-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_l^k \quad (I.17)$$

En résumé, l'expression mathématique du signal temporel LFDMA est donné ci-dessous pour :  $m = L.l + p$ , avec  $p \in [0, \dots, L-1]$  et  $l \in [0, \dots, Q-1]$

$$x_m^k = x_{L,l+p}^k = \begin{cases} \frac{1}{L} \cdot d_l^k & , \text{ si } p = 0 \\ \frac{1}{L} \left( 1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}} \right) \left[ \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left( \frac{d_r^k}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{L-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_l^k & , \text{ sinon} \end{cases} \quad (I.18)$$

La figure ci-dessous montre les modes L-FDMA et I-FDMA utilisés dans le système SC-FDMA pour  $N=4$ ,  $M=16$  et  $Q=4$ .

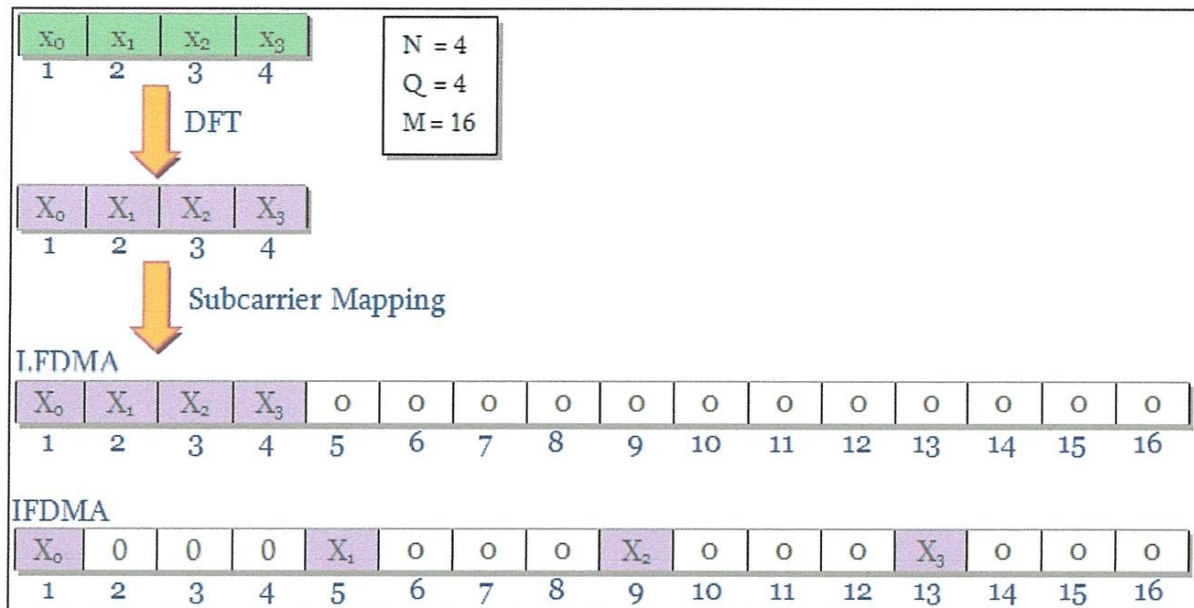


Figure I.3 : Les Modes L-FDMA et I-FDMA utilisés dans le Système SC-FDMA.

## I.7 Conclusion

L'évolution des interfaces radio dans les systèmes réseaux mobiles se caractérise par l'introduction de l'OFDMA et du SC-FDMA comme techniques d'accès multiples. Ces nouvelles techniques sont introduites pour apporter des débits importants sur la voie montante. L'objectif principal de ce chapitre est l'étude du nouveau signal SC-FDMA dans ces différentes déclinaisons. Nous avons d'abord présentée les réseaux mobiles (GSM au LTE), le SC-FDMA dans la 3GPP LTE. Ensuite le principe de fonctionnement de SC-FDMA avec ses modes. Au cours de chapitre suivant nous allons donc pouvoir maintenant proposer des différentes techniques classiques de modélisation, estimation et d'égalisation de canal de transmission.

---

# *Chapitre II*

---

*Amplificateur de Puissance  
et Réduction de PAPR*

---



# Chapitre II

## *Amplificateur de Puissance et Réduction de PAPR*

### II.1 Introduction

L'amplificateur de puissance (AP) est un des composants clés des émetteurs dans les systèmes sans fil. Il permet au signal émis de compenser les atténuations causées par la propagation en espace libre [II.4]. Malheureusement, c'est un composant analogique de nature non-linéaire et qui représente plus de 60% de la consommation totale de l'émetteur [II.1]. Sa linéarité et son rendement énergétique sont donc deux paramètres très importants surtout dans le contexte OFDM où les signaux ont de fortes fluctuations d'amplitude.

En considérant la fonction de transfert de l'amplificateur, on peut distinguer une première zone linéaire où le signal est amplifié avec une très bonne linéarité mais avec un faible rendement énergétique. Ensuite, une deuxième zone non-linéaire présente par contre un rendement élevé mais le signal amplifié présente des distorsions (interférences hors-bandes et dégradation du taux d'erreurs). Ces distorsions sont d'autant plus gênantes que les signaux à amplifier sont à fortes fluctuations d'amplitude. Très souvent pour éviter ces distorsions, l'amplificateur est surdimensionné, fonctionnant ainsi dans la zone linéaire avec un faible rendement. Avec la volonté actuelle de réduire la consommation énergétique des équipements de télécommunication [II.3][II.5], il est primordial d'améliorer le rendement de l'amplificateur afin de faire des économies d'énergie [II.6][II.7]. Deux groupes de solutions sont alors présentés dans la littérature qui sont la réduction du PAPR [II.8][II.9] et la linéarisation [II.10] pour respectivement réduire la dynamique du signal à amplifier et compenser les distorsions introduites par l'amplificateur. Dans cette étude nous s'intéressons à la première approche.

Dans ce chapitre, nous évoquerons dans un premier temps des généralités sur l'amplificateur de puissance, sa fonction de transfert, sa modélisation comportementale ainsi que l'influence de sa non-linéarité sur le signal amplifié. Dans un second temps, nous parlerons des méthodes de linéarisation proposées dans la littérature. Ensuite, nous aborderons les signaux multi-porteuses de façon générale et OFDM en particulier ainsi que leur PAPR. Enfin nous présenterons les méthodes de réduction du PAPR.

## II.2 L'amplificateur de Puissance

L'amplificateur de puissance utilisé en bout de chaîne au niveau de l'émetteur pour augmenter le niveau de puissance du signal à émettre [II.4] joue un rôle primordial. Idéalement, le signal amplifié conserve la même forme d'onde que le signal initial, il n'est pas déformé. Or les circuits de l'amplificateur sont construits à partir de dispositifs actifs (ex. les transistors) de nature non-linéaires.

Dans les systèmes de communication, il y a de façon générale deux types d'amplificateurs en fonction de la nature des dispositifs actifs qui les composent. Le premier type est constitué par les Amplificateurs à Tubes à Ondes Progressives (en anglais TWTA : Travelling Wave Tubes Amplifiers). Ce sont des amplificateurs composés de tubes micro-ondes; ils sont principalement utilisés dans les communications satellites et délivrent de fortes puissances [II.11]. Le deuxième type regroupe les amplificateurs à semi-conducteur (en anglais SSPA : Solid State Power Amplifier). Ils sont composés de plusieurs étages d'amplification à base de transistors. Ils sont principalement utilisés dans les transmissions radio terrestres pour des puissances plus faibles [II.12].

Ces deux types d'amplificateurs présentent des caractéristiques de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée non-linéaires. Ces caractéristiques seront abordées un peu plus tard en détail dans cette section ainsi que les effets des non-linéarités et leurs critères de mesure. Enfin, nous parlerons des différentes modélisations possibles de ces caractéristiques.

## II.2.1 Caractéristiques de l'Amplificateur de Puissance

Les caractéristiques ou encore fonctions de transfert de l'amplificateur représentent les relations entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) traduit la relation entre l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée. La caractéristique AM/PM (Amplitude à Phase) représente la variation de la phase de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée. La Figure II.1 illustre la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA.

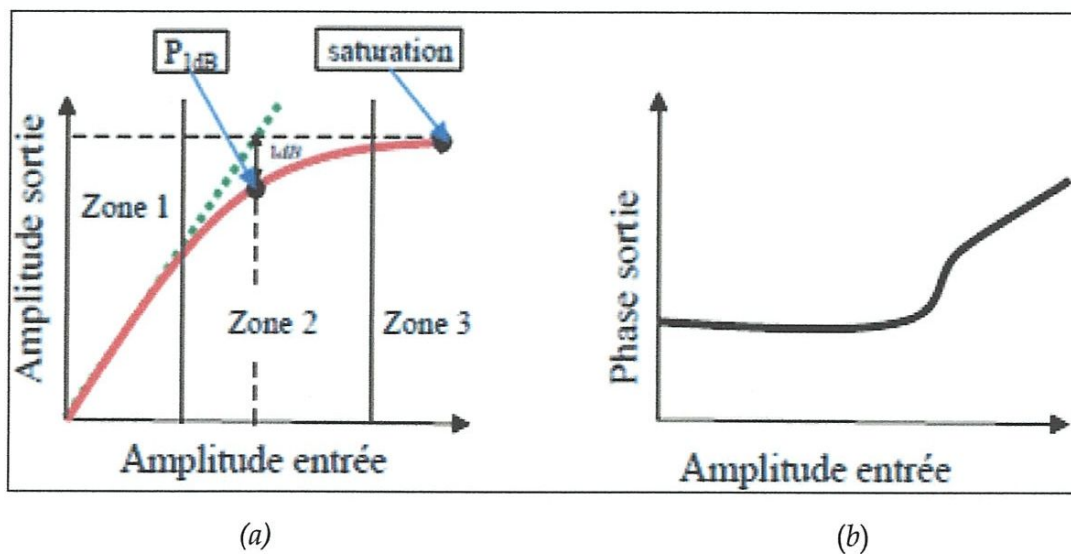


Figure II.1 : Exemple de Caractéristiques d'un Amplificateur SSPA  
(a) AM/AM (b) AM/PM

En se focalisant sur la caractéristique AM/AM (Figure II.1a), on peut distinguer trois zones.

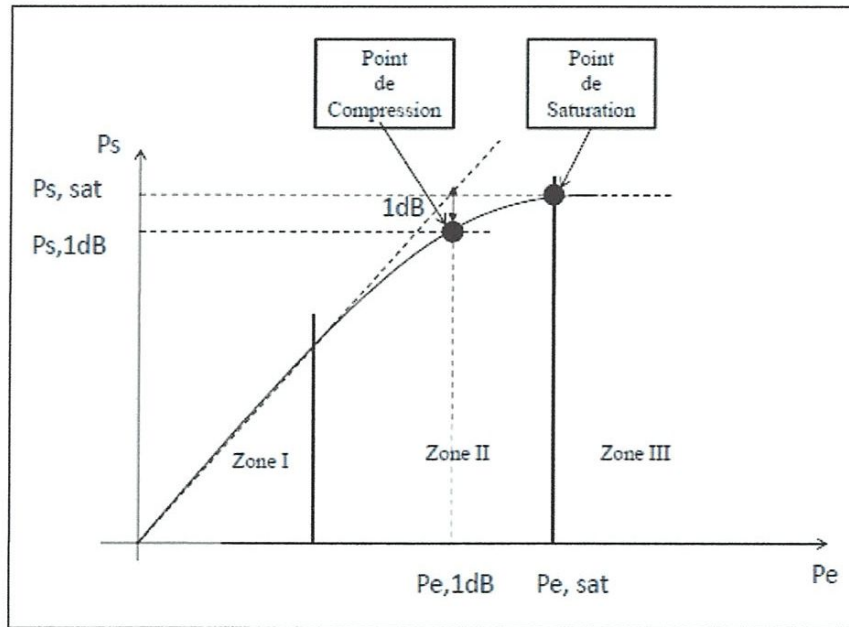
- ❖ La zone linéaire (Zone I) : C'est la zone la plus exploitée. Dans cette zone l'amplificateur a un comportement linéaire. Le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée avec un gain supérieur à 1. C'est exactement le rôle que l'on souhaite obtenir de l'amplificateur. Aucune distorsion n'apparaît dans cette zone. Noter que les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone.

- ❖ La zone de compression (Zone II) : Dans cette zone, la puissance de sortie de l'amplificateur n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée. Des signaux de nature différente au signal d'entrée apparaissent en sortie : ce sont des distorsions qui peuvent être des distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, ou encore d'intermodulations. On a plus ainsi une réplique exacte du signal d'entrée. On remarque que la caractéristique de l'amplificateur dans cette zone est de plus en plus curviligne. Le gain donc diminue par rapport à celui de la zone linéaire où il était constant. Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'ampli qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB.
- ❖ La zone de saturation (Zone III) : C'est une zone où la puissance de sortie du signal reste quasi constante lorsque l'on augmente la puissance de l'entrée. On dit que l'amplificateur est saturé. Dans cette zone des distorsions apparaissent également. Noter que les puissances d'entrée dans y sont très élevées. Le bilan énergétique est donc médiocre.

Selon la zone d'amplification, le signal obtenu à la sortie de l'amplificateur sera plus ou moins affecté par les distorsions. On cherchera toujours à se rapprocher du point de compression tout en restant dans la zone linéaire pour éviter les distorsions et maximiser le rendement de l'amplificateur. Certains systèmes mettent en place des techniques de linéarisation qui permettent d'étendre la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur. Le but de cette manipulation est d'avoir une plage assez importante de la zone linéaire afin de pouvoir effectuer l'amplification sans engendrer de distorsions.

## II.2.2 Les Reculs d'Entrée et 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 [II.12] [II.13].



**Figure II.2 :** Exemple de Caractéristique AM/AM d'un Amplificateur de puissance

Cela se traduit par le choix du niveau de puissance du signal d'entrée que l'on souhaite amplifier. Soit  $P_e$  la puissance d'entrée de l'amplificateur et  $P_{e,1dB}$  celle au point de compression. De même notons par  $P_s$  la puissance de sortie de l'amplificateur et  $P_{s,1dB}$  celle au point de compression. On définit les notions suivantes de « Input Back-Off » (IBO) et de « Output Back-Off » par les relations suivantes :

$$IBO = 10 \log \left( \frac{P_{e,1dB}}{P_e} \right) \quad (\text{II. 1})$$

$$OBO = 10 \log \left( \frac{P_{s,1dB}}{P_s} \right) \quad (\text{II. 2})$$

L'IBO ou l'OBO sont des paramètres caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il est utilisé. Plus ils sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et on verrait apparaître

des distorsions. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique.

En effet, le rendement d'un amplificateur analogique des classes A, B, AB, et C qui sont les plus utilisés, est donné par l'équation (II.3), où  $\theta$  représente l'angle de conduction du courant du drain. On peut ainsi observer que lorsque l'OBO est faible, c'est à dire  $P_s$  élevée, on a bien un rendement  $\eta$  important.

$$\eta = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \frac{1}{OBO} \quad (II.3)$$

Par contre, lorsque l'OBO est élevé, la puissance de sortie est faible. On s'éloigne donc du point de compression de l'amplificateur en se rapprochant d'avantage de sa zone linéaire. De très faibles distorsions du signal apparaissent, voir aucunes. On cherchera toujours à adopter un OBO élevé en effectuant un recul d'entrée (IBO) important. Mais ce choix n'est pas sans conséquence car comme on peut le voir avec l'équation (II.3) le rendement serait très faible.

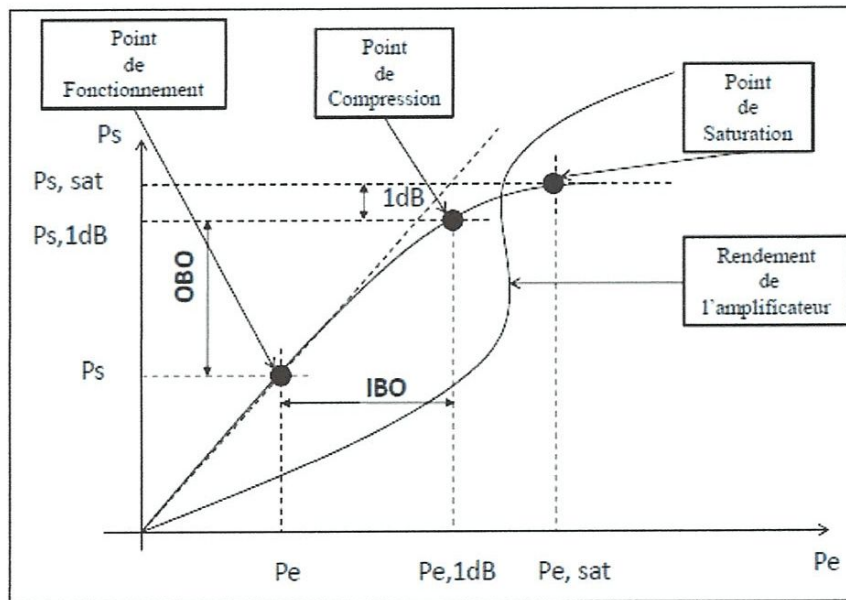


Figure II.3 : Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance

Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement [II.2]. Ce qui se traduit par un épuisement rapide des batteries des téléphones mobiles.

## II.2.3 Modélisation Comportementale de l'Amplificateur de Puissance

Soit  $x(t)$  le signal d'entrée de l'amplificateur, le signal de sortie (amplifié)  $z(t)$  s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} z(t) &= f_{AP}(x(t)) \\ &= H_{AP}(r(t)) e^{j(\Phi(t) + \Psi_{AP}(r(t)))} \end{aligned} \quad (\text{II. 4})$$

avec  $r(t)$  et  $\Phi(t)$  le module et la phase du signal d'entrée  $x(t)$  respectivement, i.e  $x(t) = r(t) e^{j\Phi(t)}$ ,  $H_{AP}(\cdot)$  et  $\Psi_{AP}(\cdot)$  sont les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur.  $f_{AP}(\cdot)$  est la fonction de transfert complexe [II.10].

La première étape de la modélisation comportementale d'un système est le choix du modèle des fonctions  $H_{AP}(\cdot)$  et  $\Psi_{AP}(\cdot)$ . Ensuite vient l'estimation des paramètres du modèle à partir de mesures et puis enfin l'analyse des performances et de la généralisation du modèle [II.13]. On peut distinguer plusieurs familles de modèles comportementaux selon qu'ils sont capables de prendre en compte ou pas les effets mémoire. Classiquement, on distingue les modèles statiques, quasi-statiques et dynamiques [II.14] [II.15]. Les modèles les plus utilisés dans la littérature sont ci-dessous

### II.2.3.1 Modèle de Rapp :

C'est le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteurs (SSPA) [II.12]. Il est donné par :

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{G_a r(t)}{\left(1 + \left(\frac{G_a r(t)}{A}\right)^{2b}\right)^{\frac{1}{2b}}} \quad (\text{II. 5})$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = 0 \quad (\text{II. 6})$$

Où  $A$  représente l'amplitude de la tension de sortie à la saturation de l'amplificateur et  $G_a$  est le gain d'amplification en zone linéaire. Le paramètre  $b$  est un entier appelé *facteur de transition*, permettant de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

Lorsque  $b$  tend vers 0, le modèle est fortement non-linéaire. Par contre si  $b$  tend vers l'infini le modèle correspond à une fonction d'écrêtage simple avec une zone linéaire et une zone de saturation.

### II.2.3.2 Modèle de Saleh :

C'est le modèle le plus utilisé pour les amplificateurs à tubes d'ondes progressives (ATOP) [II.11]. Ses caractéristiques AM/AM et AM/PM s'expriment en fonction de quatre paramètres  $\alpha_a$ ,  $\beta_a$ ,  $\alpha_\phi$  et  $\beta_\phi$ . Ainsi :

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r(t)^2} \quad (\text{II. 7})$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_\phi r(t)^2}{1 + \beta_\phi r(t)^2} \quad (\text{II. 8})$$

Il faut noter que lorsque l'amplitude du signal d'entrée  $r(t)$  augmente, la caractéristique AM/AM, i.e  $H_{AP}(r(t))$  devient proportionnelle à  $1/r(t)$  et la caractéristique AM/PM tend vers une constante.



### II.3 Problème de PAPR :

La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications. Il est directement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification.

#### II.3.1. Définition de PAPR :

Le PAPR d'un signal  $x(t)$  ou « Peak to Average Power Ratio » est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal  $x(t)$  et sa puissance moyenne (Fig. II.4) sur un temps donné [II.10][II.12][II.13]. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée. Il permet ainsi de déterminer le bon recul d'entrée (IBO) à adopter afin de s'assurer que les plus grandes excursions du signal soient loin de la zone de saturation.

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{II. 9})$$

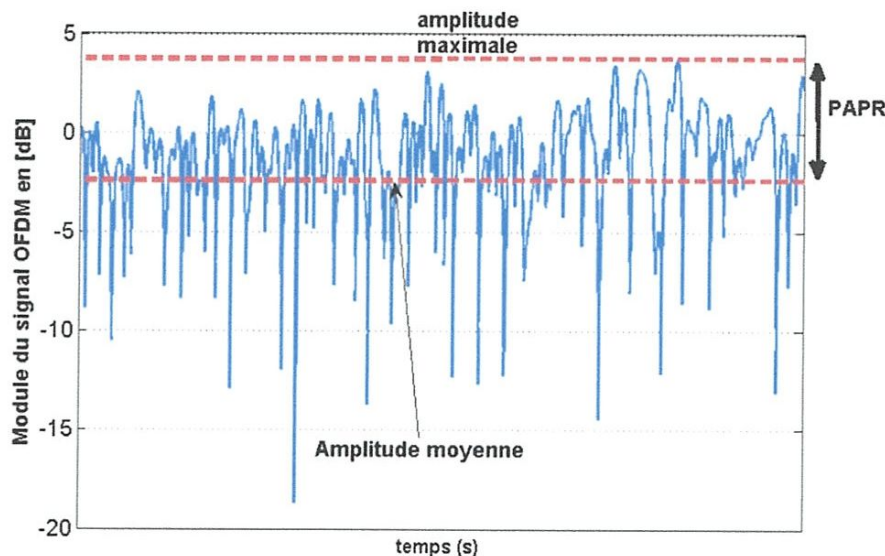


Figure II.4 : Présentation du PAPR à partir d'un Signal Multi-Porteuse

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne, on peut ainsi choisir un point de fonctionnement proche du point de compression sans risquer d'obtenir des distorsions et en garantissant un rendement plus élevé. Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne.

Pour ces signaux le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement obtenu sera très médiocre.

### II.3.2. Distribution du PAPR et la CCDF

Le symbole à transmettre est une variable aléatoire, par conséquent il en est de même pour le PAPR. Il n'y a donc pas de valeur unique pour le PAPR qui peut être utilisée pour comparer différents systèmes. En tant que tel, il faut considérer la notion de distribution du PAPR. La fonction de distribution communément utilisée est la CCF (Complementary Cumulative Distribution Function) qui s'exprime comme :

$$CCDF = Pr\{PAPR \geq \gamma\} \quad (II.9)$$

La CCDF du PAPR pour un signal  $x_n$  en bande de base peut être approchée par la relation suivante :

$$Pr\{PAPR_{[x]} \geq \gamma\} = 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (II.10)$$

Cette relation est seulement valable pour des facteurs de sur-échantillonnage  $L = 1$ . Un PAPR calculé de cette manière ne reflète cependant pas la réalité car des pics d'amplitude ont pu être ignorés. Pour avoir une meilleure estimation des variations du signal, il faudrait encore plus d'échantillons du signal, donc un facteur de sur-échantillonnage plus grand. Pour des facteurs de sur-échantillonnage supérieurs à 4, on retrouve également dans la littérature des approximations de la CCDF du PAPR. Nous prendrons comme exemple, celle proposée dans [II.16] . L'auteur donne une approximation de la CCDF du PAPR par la relation suivante :

$$Pr\{PAPR_{[x]} \geq \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\tau_2 N^\mu} \quad (II.11)$$

$\tau_2 = \left(\frac{5.12}{\sqrt{e}}\right)^\mu e^{-0.5704}$  et  $\mu = 1.07$ .  $\mu$  est une constante déterminée par simulation.

La Figure II.5 montre la CCDF du PAPR pour plusieurs valeurs du facteur de sur-échantillonnage ainsi que la CCDF théorique obtenue grâce à l'équation (II.11). Le système simulé a  $N = 64$  sous-porteuses et les données sont modulées 4-QAM. A partir de la figure, on peut se rendre compte premièrement que le facteur de sur-échantillonnage influence la mesure du PAPR pour  $L < 4$ . Pour les simulations, il vaut mieux choisir  $L \geq 4$ . Deuxièmement, en traçant la CCDF théorique, on montre que l'équation (II.11) est une bonne approximation.

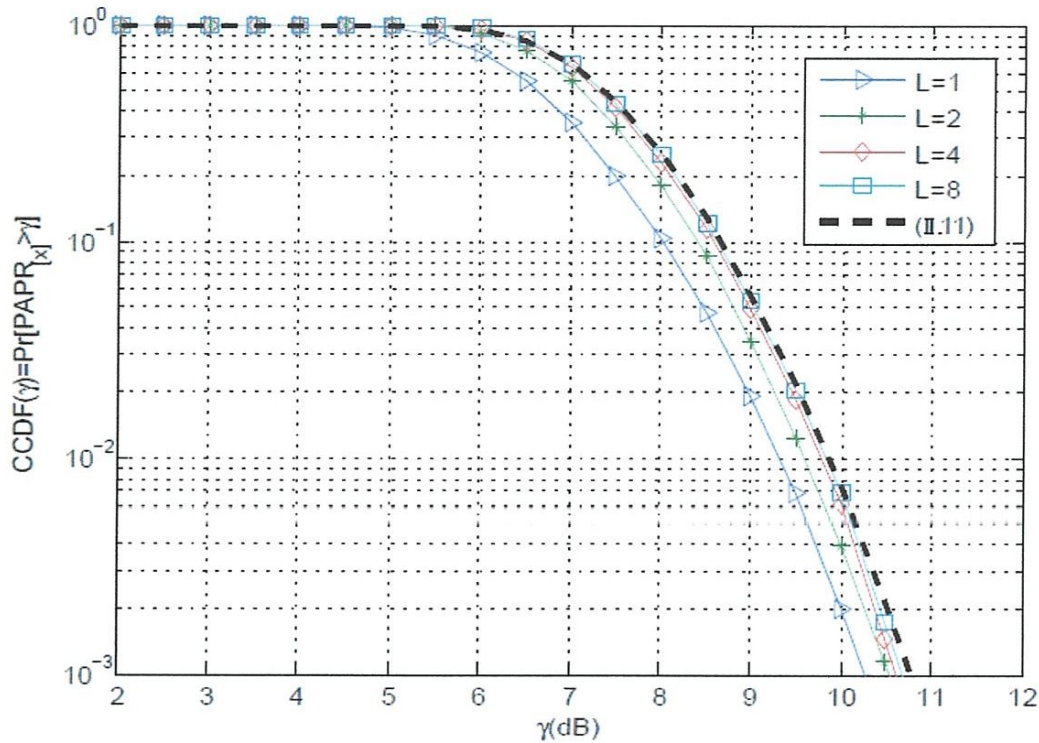


Figure II.5 : Répartition du PAPR pour Différents Facteur d'échantillonnage ainsi que la Courbe de l'expression Théorique

## II.4 Méthodes de Réduction du PAPR

La réduction du PAPR consiste à réduire la dynamique du signal à amplifier afin de permettre une amplification le plus près possible de la zone de saturation où le rendement énergétique est meilleur. Un nombre considérable de méthodes de réduction du PAPR existe dans la littérature. Elles sont classées en trois catégories : les méthodes probabilistes, les méthodes de codage et les méthodes d'ajout de signal [II.17].

### II.4.1 Les Méthodes Probabilistes

L'idée à la base de ces techniques est d'effectuer plusieurs copies du symbole OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des sous-porteuses. Ensuite, seule la copie ayant le plus faible PAPR sera transmise et puis de sélectionner la copie dont le PAPR est le plus faible. La famille des méthodes probabilistes regroupe des techniques comme le Selective Mapping (SLM), le Partial Transmit Sequence (PTS), le Random Phasor, ... etc.

### II.4.1.1 Selective Mapping (SLM)

La technique SLM, Selective (ou encore Selected) Mapping [II.18] [II.19], consiste à faire des rotations de phase  $\Phi$  sur plusieurs versions d'un même signal avant de transmettre la version qui a le PAPR le plus faible. Comme le montre la Figure II.6, cette technique requiert la répétition du processus de modulation, notamment l'algorithme IFFT, autant de fois qu'il y a de versions.

Le nouveau symbole OFDM dans le domaine fréquentiel obtenu après pondération, rotation de phases, s'écrit

$$X^{(u)} = X \cdot \Phi^u \quad (\text{II.12})$$

On obtient ainsi  $U$  versions différentes du signal OFDM initial. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{(u^*)} = \text{IFFT}(X^{(u^*)}) \quad (\text{II.13})$$

Où  $u^*$  est l'indice correspondant à la version dont le PAPR est le plus faible. La valeur de  $u^*$  sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction du signal initial.

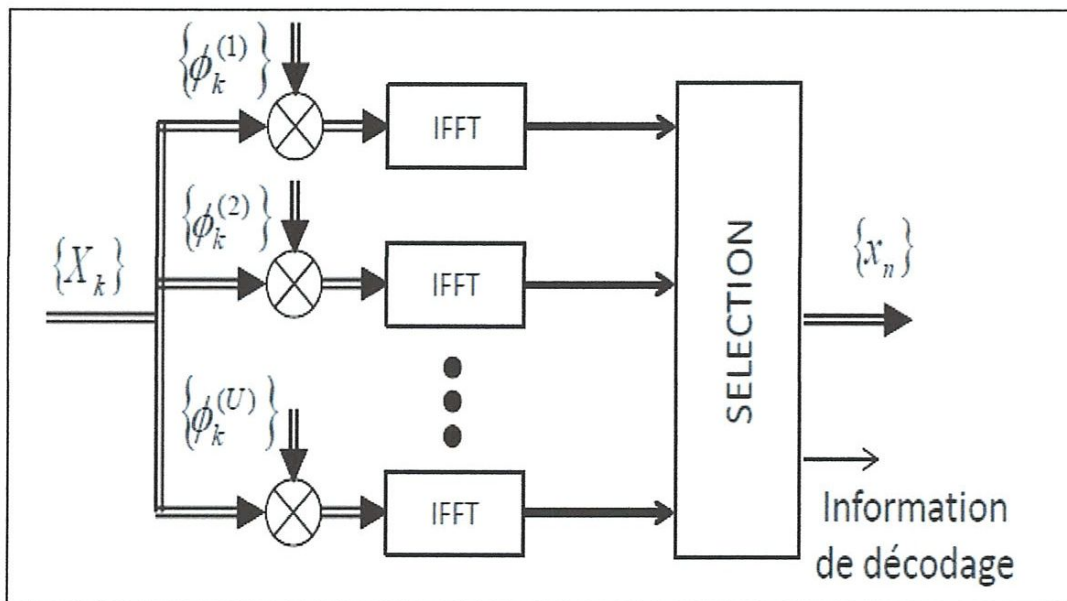


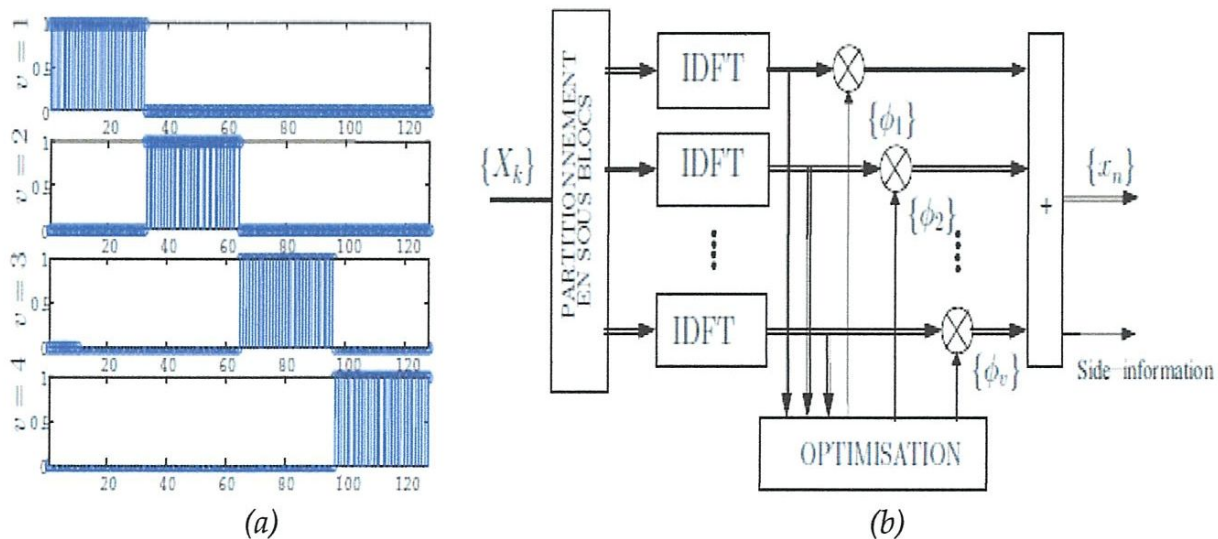
Figure II.6 : Principe de Base de la Technique SLM

Le SLM est une technique efficace pour la réduction du PAPR et conceptuellement très simple à comprendre. D'un autre côté, il augmente de façon considérable la complexité de l'émetteur OFDM à cause de l'utilisation de plusieurs opérations IFFT.

### II.4.1.2 Partial Transmit Sequences (PTS)

La technique PTS est basée sur le même principe que le SLM, les auteurs ayant travaillé sur le SLM ont également proposé la technique PTS [II.18] [II.19].

La manière dont les symboles OFDM sont partitionnés en sous-blocs détermine la performance et la complexité de la technique PTS. L'inconvénient majeur du PTS réside dans la complexité de la recherche du vecteur de pondération pour minimiser le PAPR. A même nombre de blocs IFFT, le PTS est plus complexe que le SLM.



**Figure II.7 :** Principe de Base de la Technique PTS (a) Principe du Partitionnement (b) La Technique PTS

### II.4.2 Les Méthodes de Suppression / Ajout du Signal

Cette famille comme son nom l'indique, regroupe toutes les méthodes dont la réduction du PAPR peut être formulée sous la forme  $PAPR(X + C^{papr}) < PAPA(X)$  où X fait référence au signal OFDM (dans le domaine temporel ou fréquentiel) et  $C^{papr}$  le signal de réduction de pics (dans le domaine temporel ou fréquentiel) nécessaire pour réduire le PAPR initial. Dans la littérature, on trouve des exemples comme le clipping et filtrage, la Tone Reservation (TR), la Tone Injection (TI), l'Active Constellation Extension (ACE) [II.23] ...etc.

### II.4.2.1 Le Clipping (Ecrêtage)

Dans un contexte d'amplification non-linéaire, le moyen le plus simple de supprimer les pics est d'écrêter le signal à amplifier. Le signal écrêté  $y(t)$  s'exprime alors comme suite :

$$y(t) = f_{clip}(x(t)) = \begin{cases} x(t) & \text{si } (x(t)) \leq A_{clip} \\ A_{clip} e^{j\phi(x)} & \text{si } (x(t)) > A_{clip} \end{cases}$$

Où :

- $\phi(x)$ : La phase du signal SC-FDMA
- $f_{clip}$  : La fonction d'écrêtage (de clipping)
- $A_{clip}$  : Le Seuil d'écrêtage

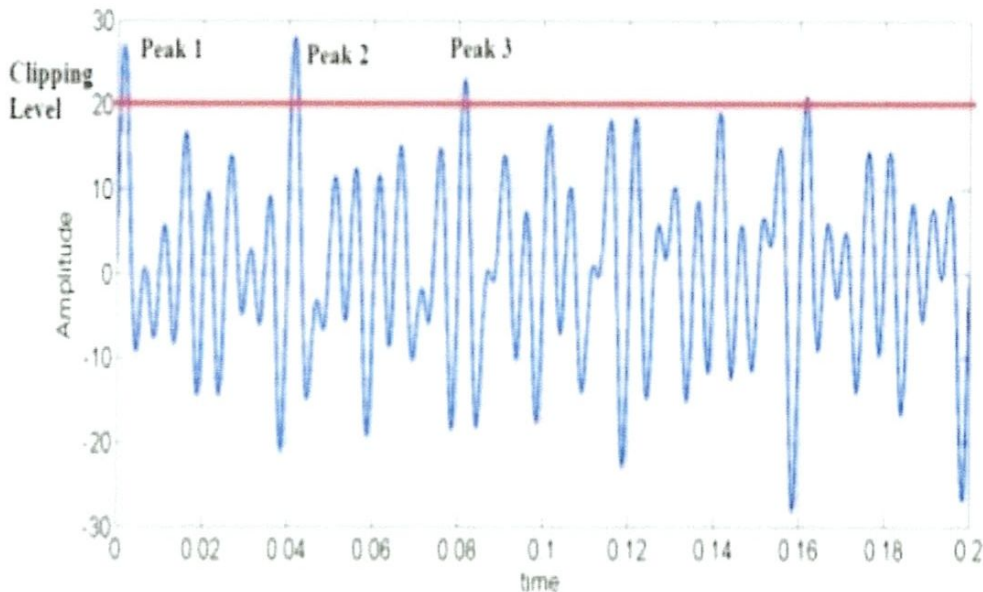


Figure II.8 : Principe de Base de la Technique Clipping

### II.4.2.2 La Tone Reservation (TR)

Dans cette technique, l'idée de base est de réserver quelques sous-porteuses qui seront utilisées pour la réduction du PAPR. Elle a été initialement proposée par J. Tellado [II.23] qui a montré en plus que la génération du signal de réduction de pics sur ces sous-porteuses réservées constitue un problème d'optimisation convexe. Dans cette vision, l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des sous-porteuses qui seront réservées pour le signal correcteur chargé de réduire le PAPR; d'où l'appellation Tone Reservation (TR).

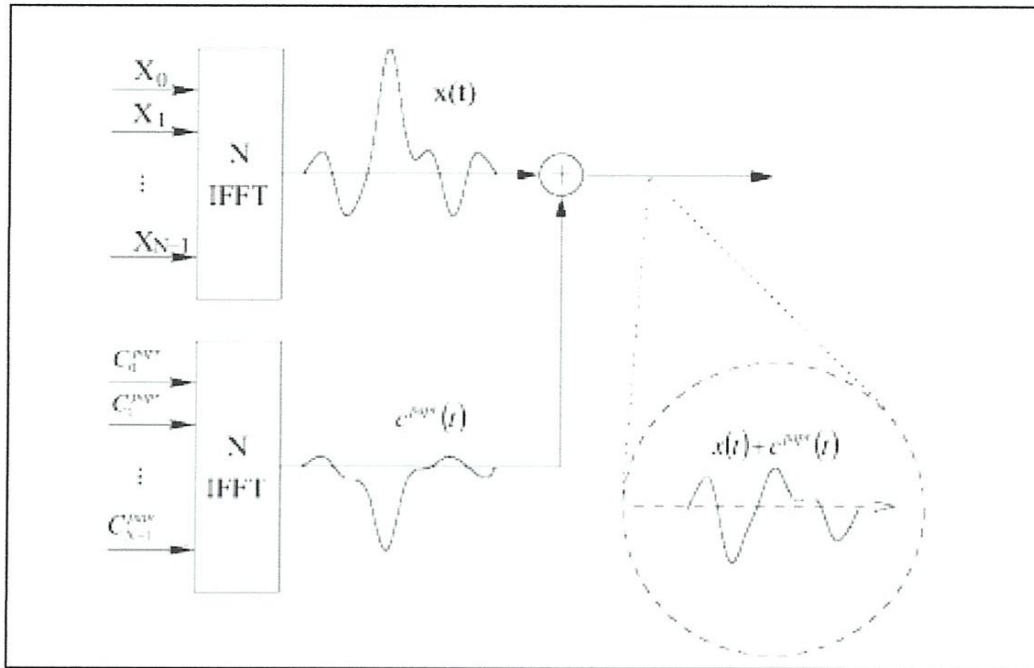


Figure II.9 : Principe de Base de la Tone Reservation (TR)

### II.4.3 Les Méthodes de Codage

La famille des méthodes de codage regroupe toutes les techniques qui utilisent des codes pour réduire le PAPR. Les codes Reed Muller qui génèrent des séquences de Golay à PAPR constant [II.20] ou le Trellis shaping [II.21] [II.22] [II.23] sont des exemples de techniques de codage. L'idée à la base de ces techniques est qu'en exploitant la redondance introduite par un choix adéquat de code, il est possible d'éviter de transmettre des symboles OFDM avec de forts PAPR. Il serait souhaitable d'exploiter également les propriétés de ces codes pour effectuer une sorte de correction d'erreur.

### II.4.4 Le Gain de Réduction du PAPR

C'est le critère le plus significatif. Il permet de quantifier l'efficacité de la technique en terme de pourcentage de réduction du PAPR initial. Sa valeur est estimée à un niveau de probabilité que le PAPR dépasse un certain seuil. Il est généralement calculé en se servant des courbes de CCDF comme l'illustre la Figure II.9 où  $x(t)$  est le signal initial et  $y(t)$  le signal après réduction du PAPR.

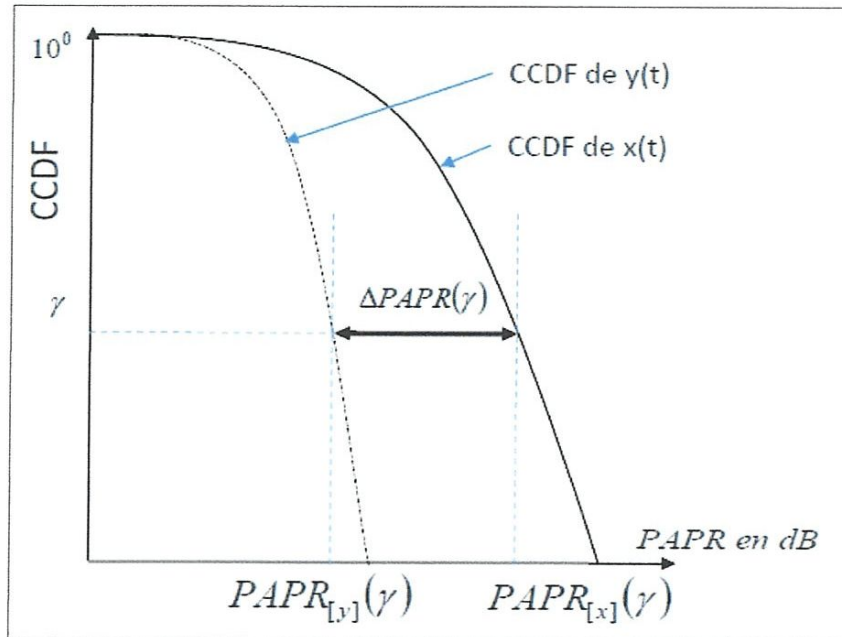


Figure II.10 : Mesure du Gain de Réduction du PAPR

## II.5. La Dégradation du BER

La dégradation du BER peut être occasionnée par certaines techniques de réduction du PAPR comme nous l'avons vue au niveau des techniques de clipping.

C'est un paramètre important qui peut contribuer à réduire la qualité de la chaîne de communication. La non- (ou faible) dégradation du BER est donc à vérifier pour chaque technique de réduction du PAPR; certains techniques comme la TR, ne dégradent pas le BER.

## II.6. Conclusion

L'intérêt principale du système SC-FDMA est son faible PAPR comparé avec à l'OFDM, cette propriétés est très importante car elle permet d'optimiser les consommations énergétique du mobile. Dans ce chapitre nous avons présenté l'amplificateur de puissance comme un élément clé dans un système SC-FDMA ainsi que son influence sur les contraintes liées à l'amplificateur du signal, et au problème du PAPR. Par la suite nous avons donné un aperçu sur les différentes techniques qu'on les trouve dans la littérature de la réduction de PAPR.



---

# *Chapitre III*

---

## *Evaluation de Performances d'un Système SC-FDMA*

---

# Chapitre III

## *Evaluation de Performances d'un Système SC-FDMA*

### III.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, L'essor récent des communications 4G a nécessité des méthodes de réduction de PAPR et/ou de linéarisation de l'amplificateur de puissance spécialement pour la liaison montante en LTE.

La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration de filtres de mise en forme capable de réduire le PAPR. C'est une technique qui permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'efficacité spectrale et la réduction de PAPR des dispositifs communicants qui est actuellement un challenge important pour le développement des systèmes de communications multi-porteuse. Dans le traitement de signal les filtres RC et RRC sont fréquemment utilisé pour les communications numérique en raison de ses capacité à minimiser l'interférence inter-symbole (ISI).

L'objectif de ce troisième chapitre, est l'évaluation des performances d'un système SC-FDMA. En premier lieu la liaison montante d'un système LTE est implémentée sous le logiciel MATLAB. Par la suite le BER de système sera évalué en fonction de plusieurs paramètres (Type de modulation, type de canal, type d'égaliseur,...etc.). A la fin de ce chapitre on va montrer la possibilité d'utilisation des filtres RC et RRC non seulement pour augmenter l'efficacité spectrale mais aussi, la réduction du PAPR

### III.2. Evaluation de BER

L'objectif de cette partie est l'évaluation de performances d'un système SC-FDMA en terme de BER pour différents paramètres du système.

#### III.2.1. Effet de la Taille de la FFT

La transformé de Fourier discrète est une opération numérique très importante dans les formats de modulation avancés (OFDM, SC-FDMA, ...etc.)

La figure ci-dessous montre la variation de BER en fonction de SNR pour différent valeur de FFTsize. D'après cette figure en remarque que le système SC-FDMA donne la même performance en BER pour les différentes valeurs (512, 256, 128, 64).

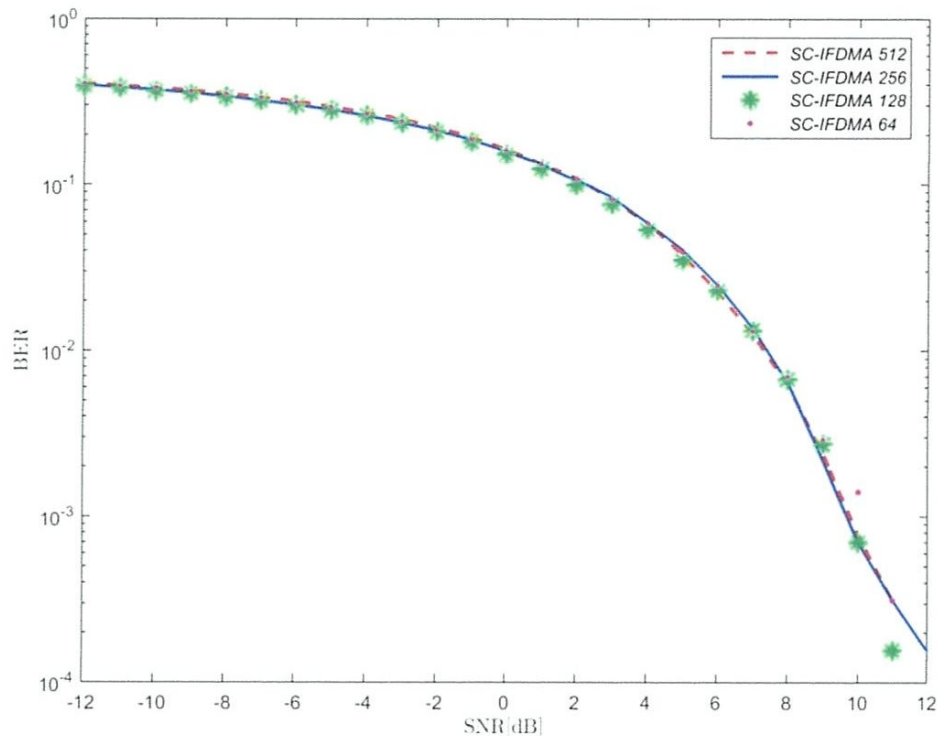


Figure III.1 : Simulation de BER pour Différents FFTsize.

Ce qui implique que l'opération numérique de la transformé de Fourier discrète est une opération qui n'augmente pas la complexité du système.

### III.2.2 Effet de Canal de Transmission

Afin d'évaluer les performances d'un système SC-FDMA en terme de BER pour différents type de canaux de transmission 3 modèles de canaux ont été utilisés :

- Canal AWGN : Canal à bruit additif Gaussien
- Canal PedA : Canal Multi-Trajets Pedestrian-A (Voir annexe)
- Canal VehA : Canal Multi-Trajets Vehicular-A (Voir annexe)

Cette figure montre la variation de BER en fonction SNR pour différent type de canaux de propagation (AWGN, PedA, VehA).

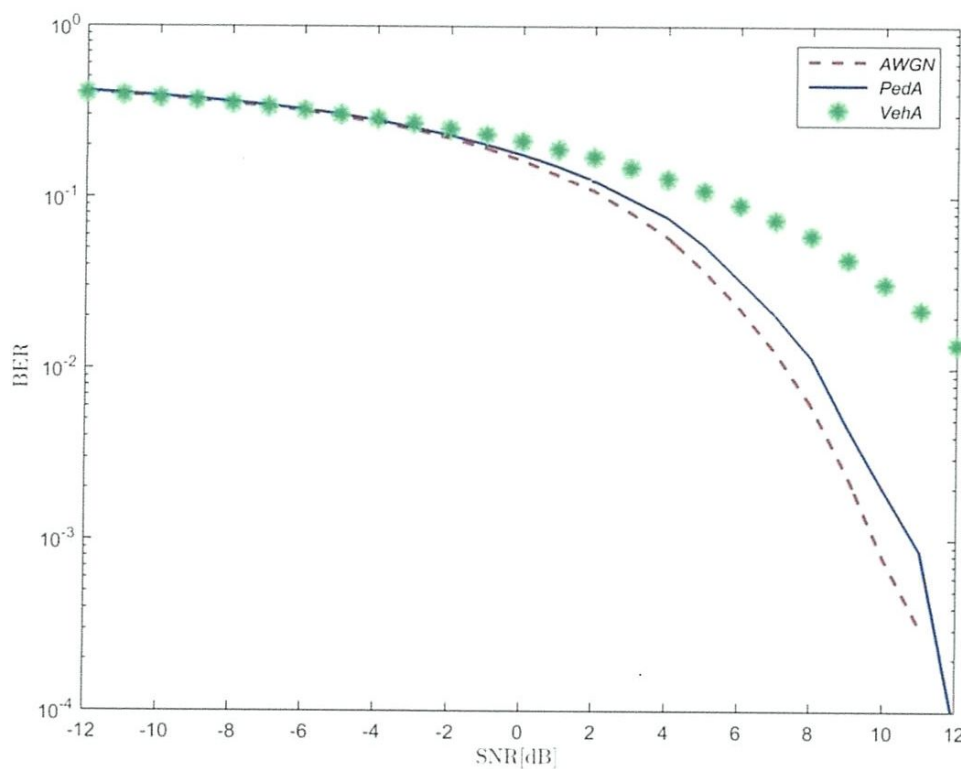


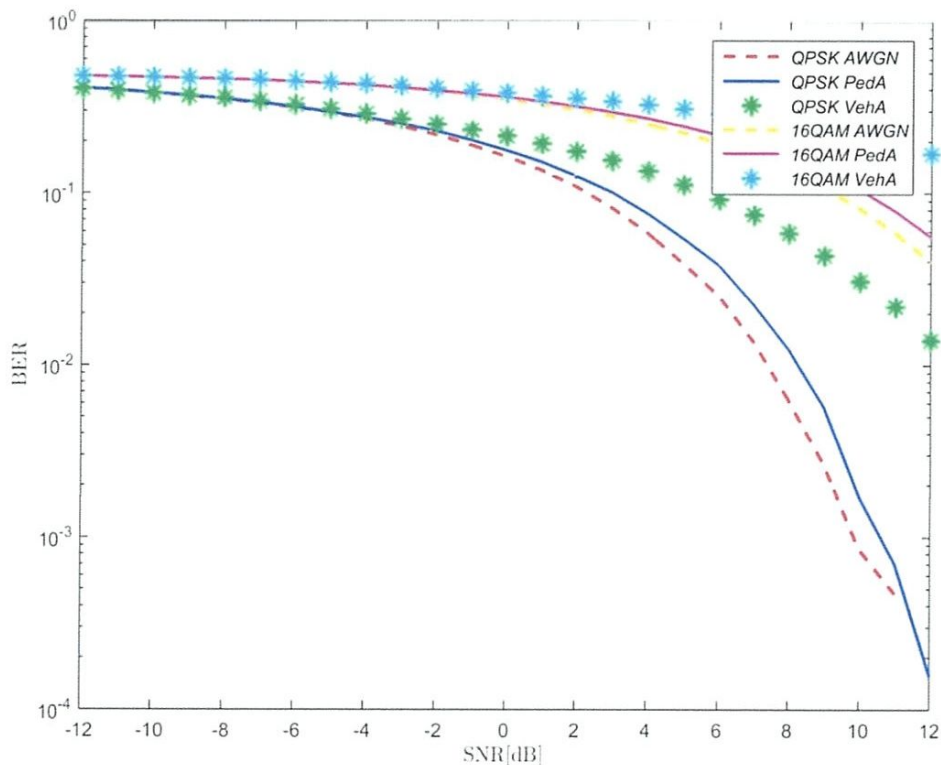
Figure III.2 : Simulation de BER en fonction de SNR pour différent canaux (AWGN, PedA, VehA).

On remarque que une dégradation considérable dans le BER pour le canal VehA, cela peut être interprété par la grande variation du canal résultant de déplacements de l'utilisateur.

### III.2.3. Effet de Type de Modulation

Dans la liaison montante de LTE la SC-FDMA utilise les formats de modulation de type QPSK et 16QAM. L'objectif de cette section est la simulation de l'effet de format de modulation sur le BER.

La Figure III.3 illustre la variation de BER en fonction de SNR pour différent type canaux (AWGN, PedA, VehA) avec les modulations QPSK et 16QAM.



**Figure III.3 :** Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux et différents modulations.

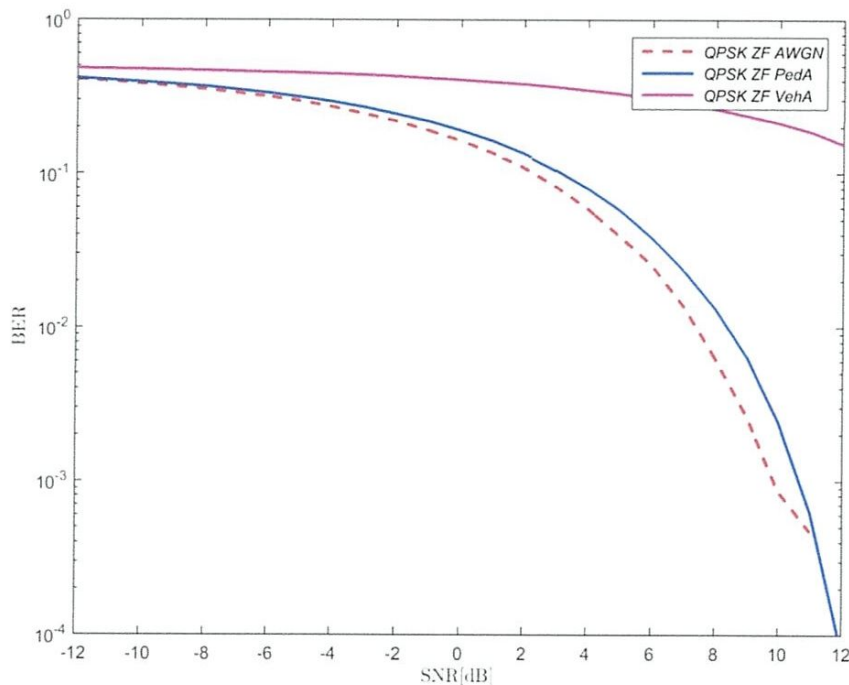
On note que l'estimation de canal utilisée dans ces simulations est parfaite et que l'égaliseur utilisé est de type Zero-Forcing (ZF). Les résultats montrent que la modulation QPSK est la meilleure dans tous les canaux étudiés. On note aussi que le choix de ces modulations est justifier par l'objectif d'avoir un compromis entre la minimisation de BER et la réduction de PAPR

### III.2.4. Effet de Type d'égaliseur

L'égalisation du canal est une opération très importante dans les systèmes de communication. Elle doit combattre les déformations infligées par le canal, et minimiser l'interférence inter-symboles, c'est une approche de type « filtrage inverse ». Dans cette section on va étudier l'effet de deux égaliseurs du canal sur les performances de systèmes : l'égaliseur ZF et l'égaliseur MMSE. L'estimation du canal est supposé parfaite.

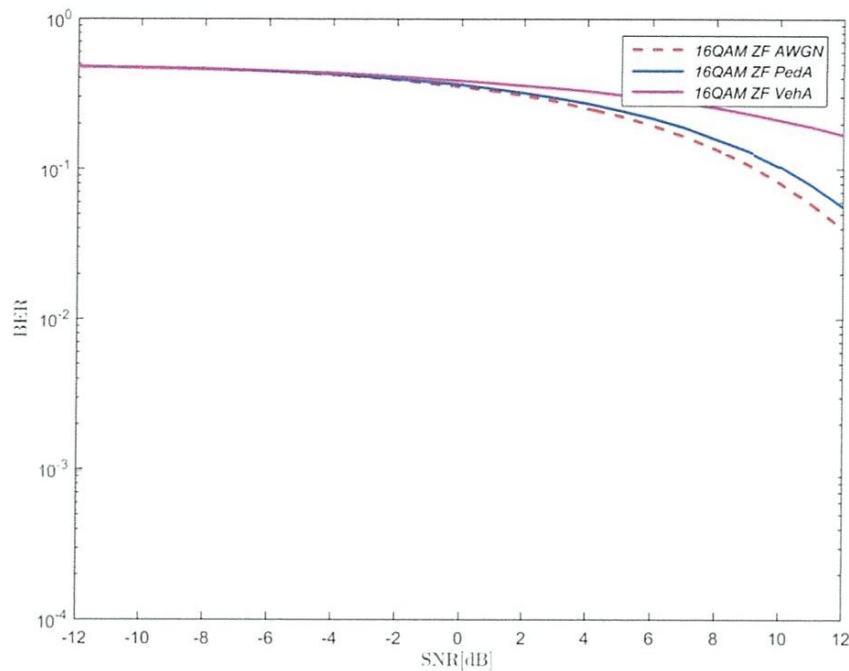
#### • L'Égaliseur ZF

La Figure III.4 montre la variation de BER d'un système SC-FDMA qui utilise une modulation QPSK en fonction SNR pour différents types de canaux avec l'égaliseur ZF.



**Figure III.4 :** Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec une modulation QPSK et un égaliseur ZF.

La Figure III.5 illustre la variation de BER en fonction SNR pour différent type canaux (AWGN, PedA, VehA) avec modulation 16QAM et un égaliseur de types ZF.



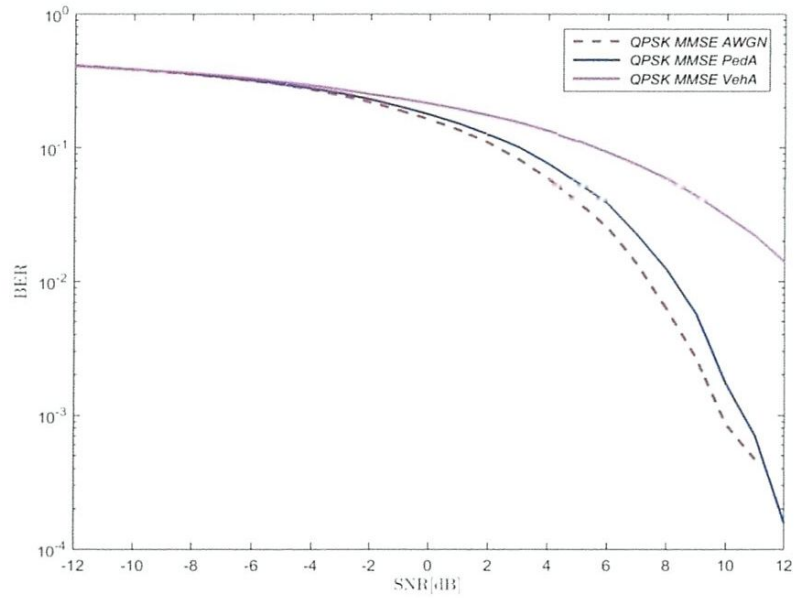
**Figure III.5 :** Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec une modulation 16QAM et un égaliseur ZF.

D'après les Figures III.4 et III.5 on remarque :

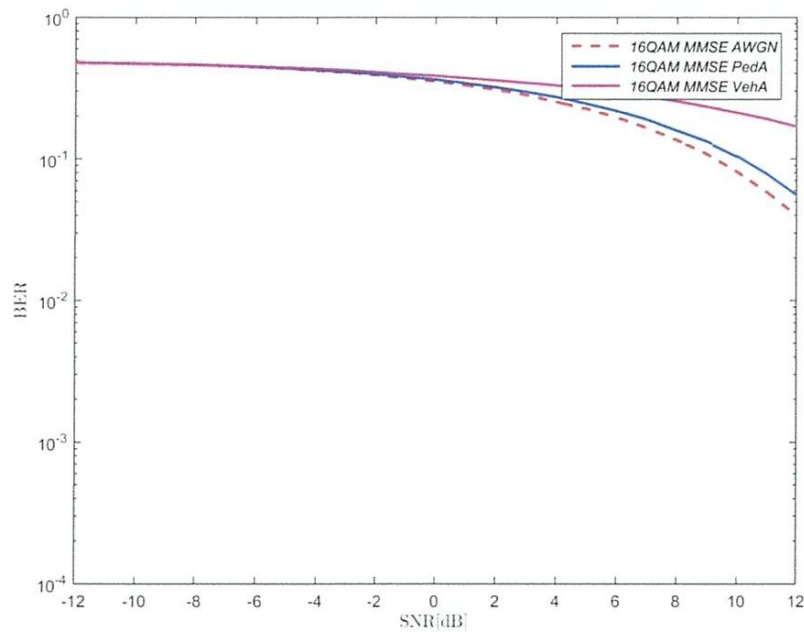
- L'égaliseur ZF donne un bon résultat dans un canal AWGN pour une modulation QPSK
- L'égaliseur ZF perd leur performance avec le même SNR pour une modulation 16QAM
- Les performances de système SC-FDMA avec la modulation QPSK dans les canaux AWGN et Ped-A avec l'égaliseur ZF sont proches
- L'égaliseur ZF ne donne pas des bons résultats dans un canal Veh-A quelque soit le type de modulation utilisée QPSK ou 16QAM

• L'Égaliseur MMSE

La Figure III.6 montre la variation de BER d'un système SC-FDMA qui utilise une modulation QPSK/16QAM en fonction SNR pour différents types de canaux avec l'égaliseur MMSE.



(a)



(b)

Figure III.6 : Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux avec un égaliseur MMSE (a) QPSK (b) 16QAM



• Comparaison entre ZF et MMSE

La Figure III.7 illustre une comparaison entre les variations de BER d'un système SC-FDMA qui utilise la modulation QPSK/16QAM en fonction SNR pour différents types de canaux avec les égaliseurs ZF et MMSE.

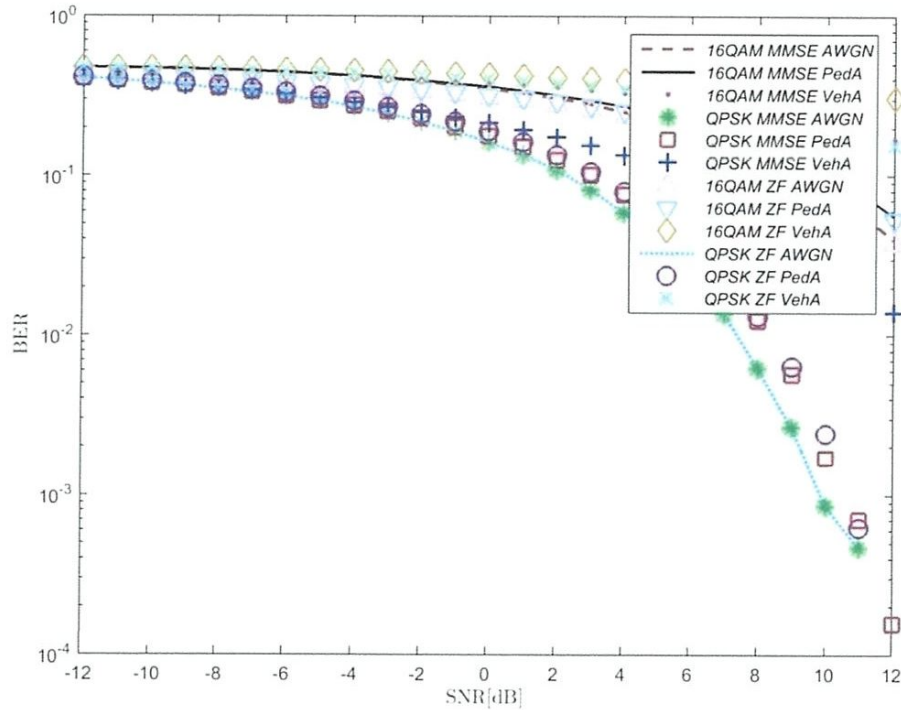


Figure III.7 : Simulation de BER en fonction de SNR pour différents type de canaux et différents types de modulations et différents types d'égaliseur.

D'après la Figures III.7 on remarque :

- L'égaliseur ZF et MMSE donne le même résultat dans un canal AWGN pour une modulation QPSK ou 16QAM
- L'égaliseur ZF perd leur performance avec le même SNR pour un canal Veh-A et/ou une modulation 16QAM
- L'égaliseur MMSE donne des bons résultats par rapport à l'égaliseur ZF dans un canal Veh-A quelque soit le type de modulation utilisée QPSK ou 16QAM

### III.3 Évaluation du PAPR

#### III.3.1 Effet de la Modulation

La Figure III.8 montre la variation du PAPR pour les systèmes IFDMA, LFDMA, OFDMA avec différents types de modulation 16QAM, 32QAM and 128QAM. On remarque que le système SC-IFDMA avec la modulation 32QAM présente le plus faible PAPR (3.9 dB) (Figure III.8(b)) par contre aux autres systèmes (SC-LDMA, OFDMA) et autres modulations (16QAM, 128QAM).

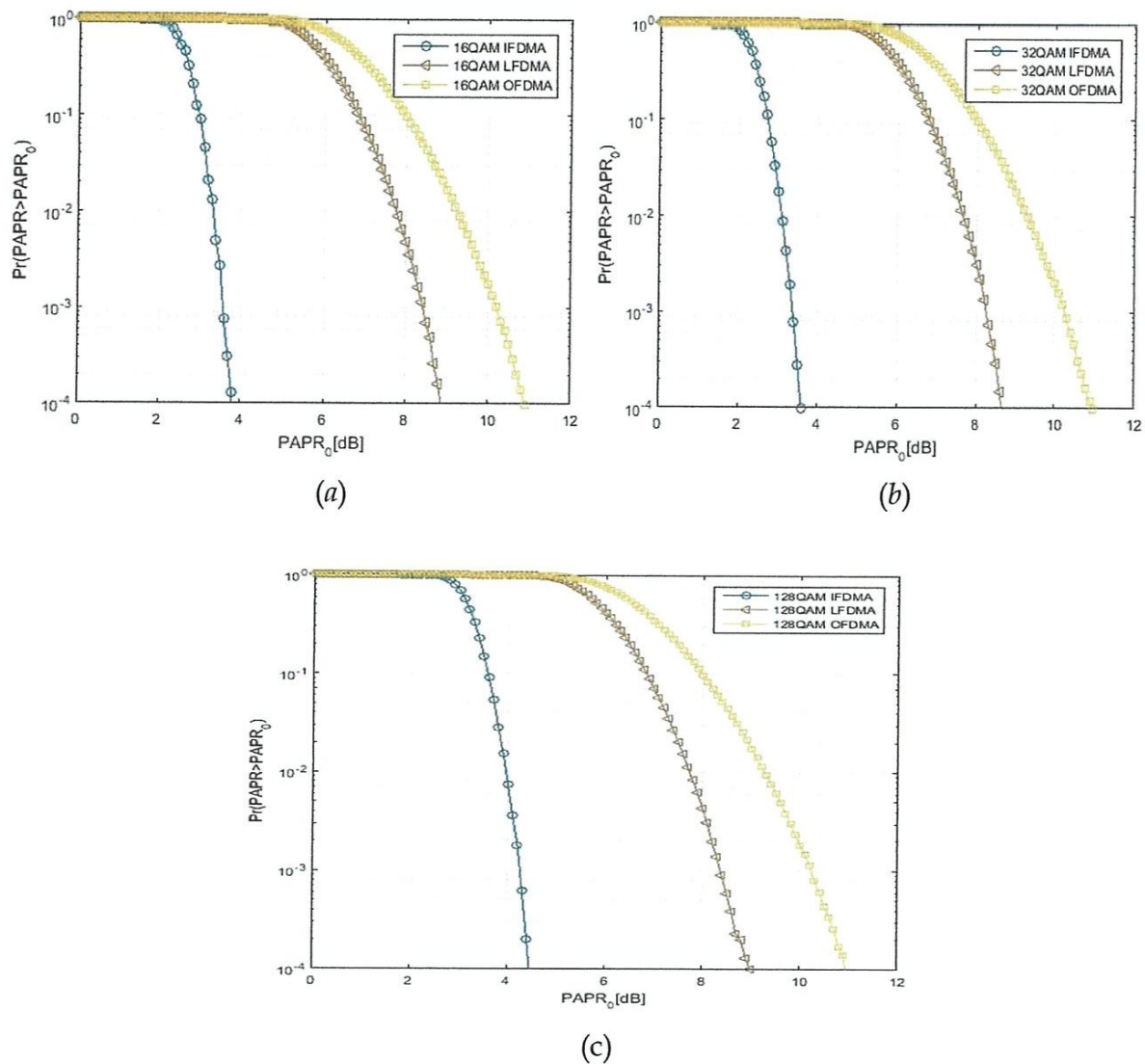


Figure III.8 : Simulation de PAPR pour les systèmes SC-IFDMA, SC-LDMA et OFDMA (a) 16QAM, (b) 32QAM, (c) 128QAM

### III.3.2 Effet de Filtre de Mise en forme

Le filtre de mise en forme a pour rôle de limiter la bande spectrale occupée par le signal RF tout en préservant l'information à transmettre. Les filtres les plus communément utilisés sont :

- **Le Filtre RC :**

Le filtre en cosinus surélevé est un filtre fréquemment utilisé pour la formation d'impulsions en modulation numérique en raison de sa capacité à minimiser l'interférence inter-symbole (ISI). La largeur des fréquences moyennes sont définies par le constant (roll off factor)  $\alpha$ . La réponse impulsionnelle du filtre RC est la suivante :

$$h(t) = \frac{\text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \cos\left(\frac{\pi\alpha t}{T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\alpha t}{T}\right)^2} \quad (\text{III.1})$$

- **Le Filtre RRC :**

Dans le traitement de signal un filtre RRC parfois connu sous le nom de filtre de racine carrée-cosinus surélevé (CSRR). Elle est fréquemment utilisée comme un filtre d'émission et de réception (Pour améliorer la suppression du bruit) dans un système de communication numérique pour effectuer un filtrage adapté. Cela aide à réduire au minimum l'interférence inter-symbole (ISI). La réponse impulsionnelle du filtre RRC est la suivante :

$$h(t) = \frac{4\alpha \cos\left[\frac{(1+\alpha)\pi t}{T}\right] + \frac{T}{4\alpha t} \sin\left[\frac{(1-\alpha)\pi t}{T}\right]}{\pi\sqrt{T} \left[1 - \left(\frac{4\alpha t}{T}\right)^2\right]} \quad (\text{III.2})$$

Dans la partie suivante on va montrer qu'on peut utiliser les filtres RC et RRC non seulement pour la minimisation de BER de l'interférence inter-symbole (ISI) mais aussi à la réduction du PAPR d'un système SC-FDMA

La Figure III.9 montre les résultats de simulation de PAPR d'un émetteur SC-IFDMA avec un filtre RC et les trois type de modulation (QPSK, 16QAM, 64QAM) pour différents valeurs de alpha (Roll of Factor) ( $\alpha = 2, 1.8, 1.6, 1.4, 1.2, 1, 0.8, 0.6$ ).

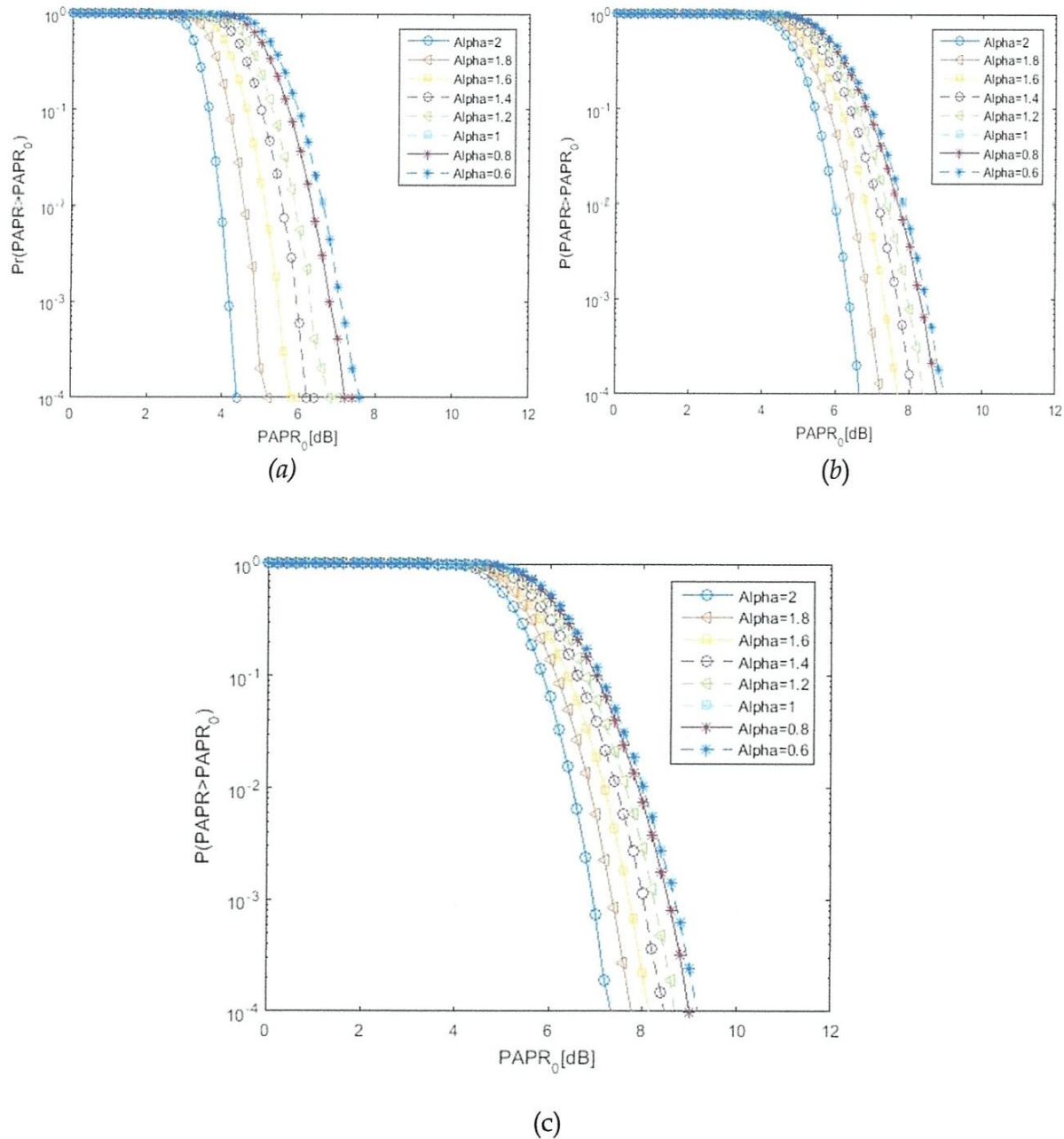
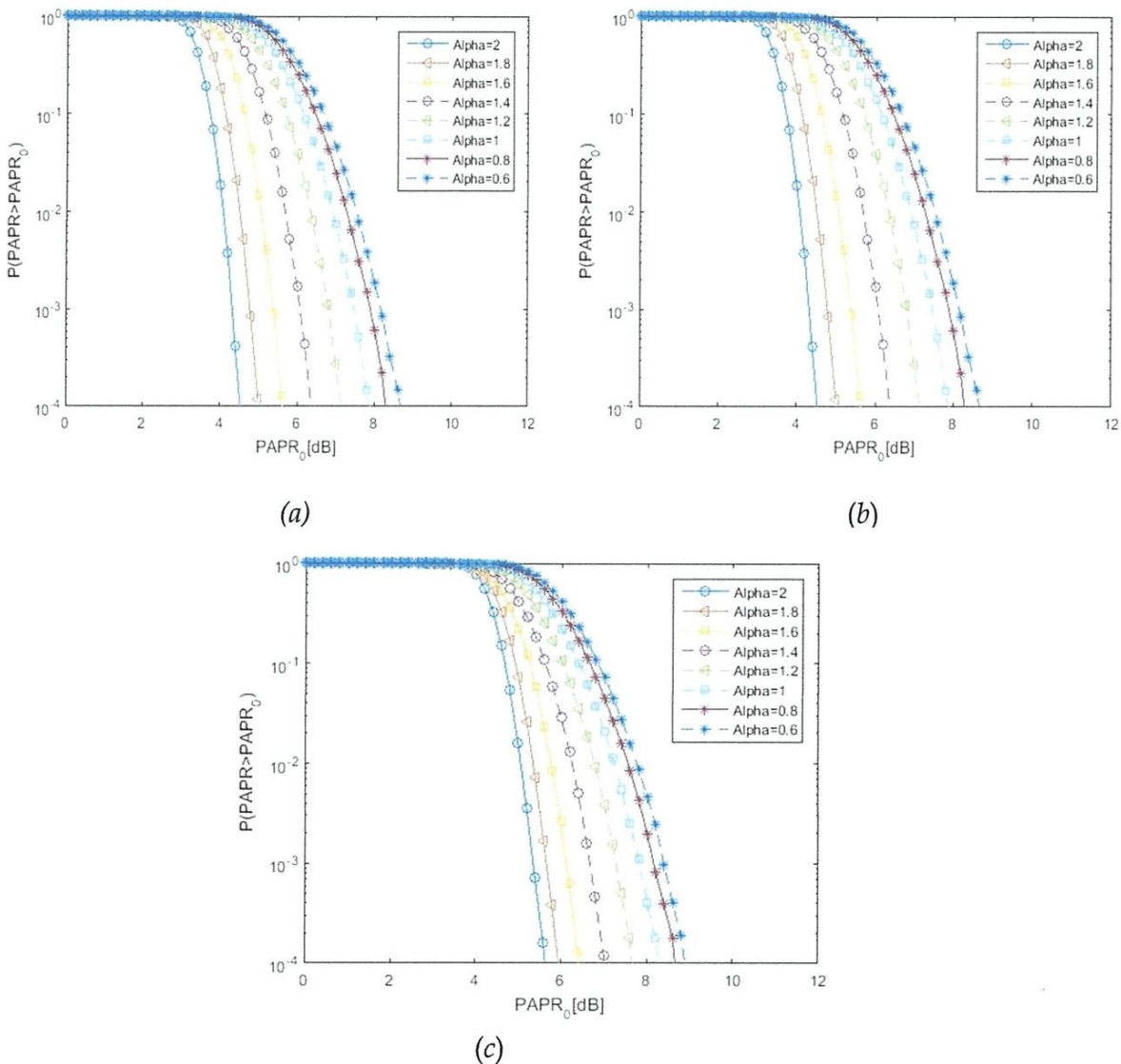


Figure III.9 : Simulation de PAPR pour un Système SC-IFDMA avec un Filtre RC  
 (a) QPSK, (b) 16QAM, (c) 64QAM

D'après cette figure on remarque que la réduction du PAPR est directement proportionnelle à l'augmentation de (Roll of Factor). Le meilleur résultat est obtenu pour la valeur  $\alpha = 2$ . La modulation QPSK présente le plus faible PAPR par rapport aux autres modulations 16QAM, et 64QAM avec une valeur de (4.4dB).

La Figure III.10 montre les résultats de simulation de PAPR d'un émetteur SC-IFDMA avec un filtre RRC et les trois type de modulation QPSK, 16QAM, 64QAM pour différents valeurs d'alpha



**Figure III.10 :** Simulation de PAPR pour un Système SC-IFDMA avec un Filtre RRC  
(a) QPSK, (b) 16QAM, (c) 64QAM

On remarque d'après la figure ci-dessous que lorsque  $\alpha = 2$  le système SC-IFDMA présente une faible PAPR à une CCDF de  $10^{-4}$ . Le meilleur résultat est obtenu pour une modulation de type QPSK.

### **III.4 Conclusion**

Dans ce troisième chapitre, nous avons évalué les performances d'un système SC-FDMA. En premier lieu la liaison montante d'un système LTE est implémentée sous le logiciel MATLAB. Par la suite le BER de système est évalué en fonction de plusieurs paramètres (Type de modulation, type de canal, type d'égaliseur,...etc.). A la fin de ce chapitre nous avons montré la possibilité d'utilisation des filtres RC et RRC non seulement pour augmenter l'efficacité spectrale mais aussi, la réduction du PAPR.

## *Conclusion Générales*

## Conclusion Générale

Le travail mené dans ce projet de fin d'étude est relatif aux études d'un système de communication SC-FDMA. Nous rappelons que Le SC-FDMA « Single-Carrier Frequency Division Multiple Access », est une technique d'accès multiple à répartition fréquentielle, permettant d'allouer efficacement aux différents mobiles, les ressources de communication. Cette technique a suscité un intérêt particulier lors des conventions de normalisation du standard 3GPP LTE « Long Term Evolution ». Le regain de considération pour cette technique, est lié au fait qu'elle engendre des signaux temporels à faible variation d'amplitude caractérisée par un faible PAPR ou « Peak to Average Power Ratio ». Cet avantage majeur, rend possible l'utilisation de l'amplificateur de puissance du système dans sa zone proche du point de compression, maximisant ainsi son rendement sans toute fois risquer l'apparition des distorsions. C'est pourquoi, ce système a été adopté dans la norme 3GPP LTE comme technique d'accès multiple pour la voix montante.

Dans le premier chapitre, nous allons dans le premier temps présenter un bref historique du GSM au LTE. Puis nous allons décrire la modulation SC-FDMA et son principe de fonctionnement, les systèmes mono-porteuse et multi-porteuse ainsi ces modes tel que le mode distribué I-FDMA, le mode localisée L-FDMA.

Dans le deuxième chapitre, le travail s'est concentré dans un premier temps sur l'amplificateur de puissance, sa fonction de transfert, sa modélisation comportementale ainsi que l'influence de sa non-linéarité sur le signal amplifié. Dans un second temps, nous avons parlé des méthodes de linéarisation proposées dans la littérature. Ensuite, nous aborderons les signaux multi-porteuses de façon générale et SC-FDMA en particulier ainsi que leur PAPR. Par la suite nous avons donné un aperçu sur les différentes techniques qu'on les trouve dans la littérature pour la réduction de PAPR.



Le troisième chapitre qui est le dernier de ce travail est consacré à l'évaluation des performances d'un système SC-FDMA. En premier lieu la liaison montante d'un système LTE est implémentée sous le logiciel MATLAB. Par la suite le BER de système est évalué en fonction de plusieurs paramètres (Type de modulation, type de canal, type d'égaliseur,...etc). A la fin de ce chapitre nous avons montré la possibilité d'utilisation des filtres RC et RRC non seulement pour augmenter l'efficacité spectrale mais aussi, la réduction du PAPR.

# *Annexes*

# Annexes

## ANNEXE -A

### A.1 : Fonction : BER\_SC\_FDMA :

```

=====
%% SC-FDMA System
=====
function [BER_IFDMA BER_LFDMA] = BER_SC_FDMA(SP)
N_Symbols = SP.FFTsize;
Q = N_Symbols/SP.BlockSize;
=====
%% Channel Type
=====
switch SP.ChannelType
    case 'AWGN'
        SP.channel = 1;
    case 'PedA'
        pedAchannel = [1 10^(-9.7/20) 10^(-22.8/20)];
        SP.channel = pedAchannel/sqrt(sum(pedAchannel.^2));
    case 'VehA'
        vehAchannel = [ 1 0 10^(-1/20) 0 10^(-9/20) ...
            10^(-10/20) 0 0 0 10^(-15/20) 0 0 0 ...
            10^(-20/20)];
        SP.channel = vehAchannel/sqrt(sum(vehAchannel.^2));
end
H_channel = fft(SP.channel,SP.FFTsize);
for n = 1:length(SP.SNR),
    rand('state',0)
    randn('state',0)
    noe_IFDMA = zeros(1,SP.numRun);
    noe_LFDMA = zeros(1,SP.numRun);
for k = 1:SP.numRun,
=====
%% Data Generation - Encoding - Mapping
=====
switch SP.MappingType
    case 'QPSK'
        switch (SP.CodeRate)
            case '1'
                tmp = round(rand(1,SP.BlockSize*2));
                inputSymbols = Mapping(tmp,'QPSK');
            case '1/2'
                tmp = round(rand(1,SP.BlockSize-6));
                trel = poly2trellis(7,[171 133]);
                tmp = [tmp zeros(1,6)];
                tmp_coded = convenc(tmp,trel);
                tmp_coded = matintrlv(tmp_coded.',SP.BlockSize/4,8);
                tmp_coded.';
                inputSymbols = Mapping(tmp_coded,'QPSK');
        end
    case '16QAM'
        switch (SP.CodeRate)
            case '1'
                m1 = 4;
                data1 = round(rand(1,SP.BlockSize*m1));
                inputSymbols = Mapping(data1,'16QAM');
            case '1/2'

```

```

        m1           = 4;
        trel         = poly2trellis(7,[171 133]);
        data1        = round(rand(1,(SP.BlockSize*m1)/2-6));
        data1        = [data1 0 0 0 0 0 0];
        tmp_coded    = convenc(data1,trel);
        tmp_coded    = matintrlv(tmp_coded.',SP.BlockSize/4,16);
        tmp_coded    = tmp_coded.';
        inputSymbols = Mapping(tmp_coded,'16QAM');

    end

Feq_Symbols = fft(inputSymbols);
%-----
%% IFDMA/LFDMA Mapping
%-----
Map_Samples_IFDMA = zeros(1,N_Symbols);
Map_Samples_LFDMA = zeros(1,N_Symbols);
Map_Samples_IFDMA(1+SP.subband:Q:N_Symbol = Feq_Symbols;
Map_Samples_LFDMA([1:SP.BlockSize]+ SP.BlockSize*SP.subband) = Feq_Symbols;
%-----
%% IDFT
%-----
OutputSamples_IFDMA = ifft(Map_Samples_IFDMA);
OutputSamples_LFDMA = ifft(Map_Samples_LFDMA);
%-----
%% CP Insertion
%-----
TxSamples_IFDMA = [OutputSamples_IFDMA(N_Symbols-...
SP.CPsize+1:N_Symbols) OutputSamples_IFDMA];
TxSamples_LFDMA = [OutputSamples_LFDMA(N_Symbols-...
SP.CPsize+1:N_Symbols) OutputSamples_LFDMA];
%-----
%% Channel Effect
%-----
Ch_IFDMA = filter(SP.channel, 1, TxSamples_IFDMA);
Ch_LFDMA = filter(SP.channel, 1, TxSamples_LFDMA);
%-----
%% Noise Addition
%-----
tmpn = randn(2,N_Symbols+SP.CPsize);
complexNoise = (tmpn(1,:) + 1i*tmpn(2,:))/sqrt(2);
P_Noise = 10^(-SP.SNR(n)/10);
%-----
%% CP Remove
%-----
Rx_IFDMA = Ch_IFDMA + sqrt(P_Noise/Q)*complexNoise;
Rx_LFDMA = Ch_LFDMA + sqrt(P_Noise/Q)*complexNoise;
Rx_IFDMA1 = Rx_IFDMA(SP.CPsize+1:N_Symbols+SP.CPsize);
Rx_LFDMA1 = Rx_LFDMA(SP.CPsize+1:N_Symbols+SP.CPsize);
%-----
%% DFT
%-----
F_IFDMA = fft(Rx_IFDMA1, SP.FFTsize);
F_LFDMA = fft(Rx_LFDMA1, SP.FFTsize);
%-----
%% Channel Estimation (Perfect)
%-----
H_eff = H_channel;
H_IFDMA = H_eff;
H_LFDMA = H_eff;
%-----
%% Channel Equalization (Frequency Domain)
%-----
switch SP.EqualizerType
    case 'ZF'
        F_IFDMA = F_IFDMA./H_IFDMA;
        F_LFDMA = F_LFDMA./H_LFDMA;
    case 'MMSE'
        C_IFDMA = conj(H_IFDMA)./(conj(H_IFDMA).*H_IFDMA +...
10^(-SP.SNR(n)/10));

```

```

C_LFDMA          = conj(H_LFDMA) ./ (conj(H_LFDMA) .* H_LFDMA + ...
                                10^(-SP.SNR(n)/10));
F_IFDMA          = F_IFDMA .* C_IFDMA;
F_LFDMA          = F_LFDMA .* C_LFDMA;

end
%-----
%% IFDMA/LFDMA Demapping
%-----
Demap_IFDMA1     = F_IFDMA(1+SP.subband:Q:N_Symbols);
Demap_LFDMA1     = F_LFDMA([1:SP.BlockSize]+SP.BlockSize*SP.subband);
%-----
%% DeSpreading
%-----
Est_mod_IFDMA    = ifft(Demap_IFDMA1);
Est_mod_LFDMA    = ifft(Demap_LFDMA1);
%-----
%% Demapping - Decoding
%-----
switch SP.MappingType
    case 'QPSK'
        switch (SP.CodeRate )
            case '1'
                %% DeMapping
                temp_est_LFDMA = DeMapping(Est_mod_LFDMA, SP.MappingType);
                temp_est_IFDMA = DeMapping(Est_mod_IFDMA, SP.MappingType);
                %% Errors
                noe_LFDMA(k)   = sum(abs(tmp-temp_est_LFDMA));
                noe_IFDMA(k)   = sum(abs(tmp-temp_est_IFDMA));
            case '1/2'
                temp_est_LFDMA = DeMapping(Est_mod_LFDMA, SP.MappingType);
                temp_est_IFDMA = DeMapping(Est_mod_IFDMA, SP.MappingType);
                %% Decoding
                s1_est_LFDMA   = matdeintrlv(temp_est_LFDMA,SP.BlockSize/4,8);
                s1_est_IFDMA   = matdeintrlv(temp_est_IFDMA,SP.BlockSize/4,8);
                decoded_LFDMA  = vitdec(s1_est_LFDMA',trel,6,'cont','hard');
                decoded_IFDMA  = vitdec(s1_est_IFDMA',trel,6,'cont','hard');
                %% Errors
                noe_LFDMA(k)   = sum(abs(tmp(1:end-6)-decoded_LFDMA(7:end).'));
                noe_IFDMA(k)   = sum(abs(tmp(1:end-6)-decoded_IFDMA(7:end).'));
            end
        case '16QAM'
            switch (SP.CodeRate )
                case '1'
                    %% DeMapping
                    demodata_IFDMA = DeMapping(Est_mod_IFDMA, SP.MappingType);
                    demodata_LFDMA = DeMapping(Est_mod_LFDMA, SP.MappingType);
                    %% Errors
                    noe_IFDMA(k)   = sum(abs(demodata_IFDMA-data1));
                    noe_LFDMA(k)   = sum(abs(demodata_LFDMA-data1));

                    case '1/2'
                        %% DeMapping
                        demodata_IFDMA = DeMapping(Est_mod_IFDMA, SP.MappingType);
                        demodata_LFDMA = DeMapping(Est_mod_LFDMA, SP.MappingType);
                        %% Decoding
                        demodata_IFDMA = matdeintrlv(demodata_IFDMA,SP.BlockSize/4,16);
                        demodata_LFDMA = matdeintrlv(demodata_LFDMA,SP.BlockSize/4,16);
                        decoded_data_IFDMA= vitdec(demodata_IFDMA',trel,6,'cont','hard');
                        decoded_data_LFDMA= vitdec(demodata_LFDMA',trel,6,'cont','hard');
                        %% Errors
                        noe_IFDMA(k) = sum(abs(data1(1:end-6)-
decoded_data_IFDMA(7:end).'));
                        noe_LFDMA(k) = sum(abs(data1(1:end-6)-
decoded_data_LFDMA(7:end).'));
                    end
                end
            end
        end
    end
%-----
%% BER Calculation

```

```

switch SP.MappingType
    case '16QAM'
        switch (SP.CodeRate )
            case '1'
                BER_IFDMA(n,:) = sum(noe_IFDMA)/(SP.numRun*SP.BlockSize*m1);
                BER_LFDMA(n,:) = sum(noe_LFDMA)/(SP.numRun*SP.BlockSize*m1);
            case '1/2'
                BER_IFDMA(n,:) = sum(noe_IFDMA)/(SP.numRun*((SP.BlockSize*m1)/2-6));
                BER_LFDMA(n,:) = sum(noe_LFDMA)/(SP.numRun*((SP.BlockSize*m1)/2-6));
            end
        case 'QPSK'
            switch (SP.CodeRate )
                case '1'
                    BER_IFDMA(n,:) = sum(noe_IFDMA)/(SP.numRun*SP.BlockSize *2);
                    BER_LFDMA(n,:) = sum(noe_LFDMA)/(SP.numRun*SP.BlockSize* 2);
                case '1/2'
                    BER_IFDMA(n,:) = sum(noe_IFDMA)/(SP.numRun*(SP.BlockSize-6));
                    BER_LFDMA(n,:) = sum(noe_LFDMA)/(SP.numRun*(SP.BlockSize-6));
            end
        end
end
end

```

## A.2 : Exemple 1 :

```

%=====
%% BER of SC-FDMA
%=====

clear all; clc
SP.FFTsize      = 512;
SP.CPsize       = 20;
SP.BlockSize    = 64;
SP.subband      = 0;
SP.MappingType  = 'QPSK';           % Type de modulation QPSK ; 16QAM
SP.ChannelType  = 'AWGN';           % Type de canal AWGN , PedA VehA
SP.EqualizerType = 'MMSE';          % Type d'égaliseur ZF MMSE
SP.SNR          = [-12:12];         % vecteur SNR
SP.numRun       = 10^2;             % nombre d'executions
SP.CodeRate     = '1';              % 1 sans codage 1/2 avec codage
%%

SP.FFTsize      = 512;   [BER_IFDMA1 BER_LFDMA2] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.FFTsize      = 256;   [BER_IFDMA3 BER_LFDMA4] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.FFTsize      = 128;   [BER_IFDMA5 BER_LFDMA6] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.FFTsize      = 64;    [BER_IFDMA7 BER_LFDMA8] = BER_SC_FDMA(SP);

%=====
SP.SNR          = [-12:1:12];
plot(SP.SNR,BER_IFDMA1, '--', 'linewidth',1.5, 'color',[1 0 0], 'MarkerEdgeColor',[1 0 0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA3, '-.', 'linewidth',1.5, 'color',[0 0 1], 'MarkerEdgeColor',[0 0 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA5, '*.', 'linewidth',1.5, 'color',[0 1 0], 'MarkerEdgeColor',[0 1 0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA7, '.', 'linewidth',1.5, 'color',[1 0 1], 'MarkerEdgeColor',[1 0 1], 'MarkerSize',10); hold on
set(gca, 'yscale', 'log');
xlabel('\rm{SNR [dB]}$', 'interpreter','latex');
ylabel('\rm{BER}$', 'interpreter','latex');
axis([SP.SNR(1) SP.SNR(end) 1e-4 1]);
set(gca, 'XTick', SP.SNR(1) : 2 : SP.SNR(end));
legend('\it SC-IFDMA 512', '\it SC-IFDMA 256', '\it SC-IFDMA 128', '\it SC-IFDMA 64');
print('-djpeg', '-r300', 'Figure_BERFFT1');
set(gcf, 'Color', 'white', 'MenuBar', 'none');
%=====

```

## A.3 : Exemple 2 :

```

=====
%% BER of SC-FDMA
=====

clear all; clc
SP.FFTsize      = 512;
SP.CPsize      = 64;
SP.BlockSize   = 64;
SP.subband     = 0;
SP.MappingType = '16QAM';           % Type de modulation QPSK ; 16QAM
SP.ChannelType = 'AWGN';           % Type de canal AWGN , PedA VehA
SP.EqualizerType = 'ZF';           % Type d'égaliseur ZF MMSE
SP.SNR         = [-12:12];         % vecteur SNR
SP.numRun      = 10^2;             % nombre d'executions
SP.CodeRate    = '1';             % 1 sans codage 1/2 avec codage
%%

=====

SP.MappingType = 'QPSK';
SP.EqualizerType = 'ZF'; [BER_IFDMA1 BER_LFDMA2] = BER_SC_FDMA(SP);

SP.MappingType = '16QAM';
SP.EqualizerType = 'ZF'; [BER_IFDMA3 BER_LFDMA4] = BER_SC_FDMA(SP);

%%
SP.SNR = [-12:1:12];
plot(SP.SNR, BER_IFDMA1, '--', 'linewidth', 1.5, 'color', [1 0 0], 'MarkerEdgeColor', [1 0 0], 'MarkerSize', 10); hold on
plot(SP.SNR, BER_IFDMA3, '-', 'linewidth', 1.5, 'color', [0 0 1], 'MarkerEdgeColor', [0 0 1], 'MarkerSize', 10); hold on
set(gca, 'yscale', 'log');
xlabel('$\rm{SNR [dB]}$', 'interpreter', 'latex');
ylabel('$\rm{BER}$', 'interpreter', 'latex');
axis([SP.SNR(1) SP.SNR(end) 1e-4 1]);
set(gca, 'XTick', SP.SNR(1) : 2 : SP.SNR(end));
legend('\it QPSK ZF', '\it 16QAM ZF');
print('-djpeg', '-r300', 'FigureZF');
set(gcf, 'Color', 'white', 'MenuBar', 'none');
=====

```

## A.4 : Exemple 3:

```

=====
%% BER of SC-FDMA
=====

clear all; clc
SP.FFTsize      = 512;
SP.CPsize      = 64;
SP.BlockSize   = 64;
SP.subband     = 0;
SP.MappingType = '16QAM';           % Type de modulation QPSK ; 16QAM
SP.ChannelType = 'AWGN';           % Type de canal AWGN , PedA VehA
SP.EqualizerType = 'MMSE';         % Type d'égaliseur ZF MMSE
SP.SNR         = [-12:12];         % vecteur SNR
SP.numRun      = 10^2;             % nombre d'executions
SP.CodeRate    = '1';             % 1 sans codage 1/2 avec codage
%%

=====

SP.MappingType = '16QAM';
SP.EqualizerType = 'MMSE';
SP.ChannelType = 'AWGN'; [BER_IFDMA1 , BER_LFDMA2] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType = 'PedA'; [BER_IFDMA3 , BER_LFDMA4] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType = 'VehA'; [BER_IFDMA5 , BER_LFDMA6] = BER_SC_FDMA(SP);

```

```

SP.MappingType           = 'QPSK';
SP.EqualizerType         = 'MMSE';
SP.ChannelType           = 'AWGN';   [BER_IFDMA7 , BER_LFDMA8] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'PedA';   [BER_IFDMA9 , BER_LFDMA10] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'VehA';   [BER_IFDMA11 , BER_LFDMA12] = BER_SC_FDMA(SP);

SP.MappingType           = '16QAM';
SP.EqualizerType         = 'ZF';
SP.ChannelType           = 'AWGN';   [BER_IFDMA13 , BER_LFDMA14] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'PedA';   [BER_IFDMA15 , BER_LFDMA16] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'VehA';   [BER_IFDMA17 , BER_LFDMA18] = BER_SC_FDMA(SP);

SP.MappingType           = 'QPSK';
SP.EqualizerType         = 'ZF';
SP.ChannelType           = 'AWGN';   [BER_IFDMA19 , BER_LFDMA20] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'PedA';   [BER_IFDMA21 , BER_LFDMA22] = BER_SC_FDMA(SP);
SP.ChannelType           = 'VehA';   [BER_IFDMA23 , BER_LFDMA24] = BER_SC_FDMA(SP);

%=====
%=====
SP.SNR                    = [-12:1:12];
plot(SP.SNR,BER_IFDMA1, '--', 'linewidth',1.5,'color',[1 0 0], 'MarkerEdgeColor',[1 0
0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA3, '-', 'linewidth',1.5,'color',[0 0 0], 'MarkerEdgeColor',[0
0 0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA5, '.', 'linewidth',1.5,'color',[1 0 1], 'MarkerEdgeColor',[1
0 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA7, '*', 'linewidth',1.5,'color',[0 1 0], 'MarkerEdgeColor',[0 1
0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA9, 's', 'linewidth',1.5,'color',[1 0 0], 'MarkerEdgeColor',[1
0 0], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA11, '+', 'linewidth',1.5,'color',[0 0 1], 'MarkerEdgeColor',[0
0 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA13, '^', 'linewidth',1.5,'color',[1 0.75 1],
'MarkerEdgeColor',[1 0.75 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA15, 'v', 'linewidth',1.5,'color',[0.50 1 1],
'MarkerEdgeColor',[0.50 1 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA17, 'd', 'linewidth',1.5,'color',[0.75 1 1],
'MarkerEdgeColor',[0.75 1 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA19, ':', 'linewidth',1.5,'color',[0 0.75 1],
'MarkerEdgeColor',[0 0.75 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA21, 'o', 'linewidth',1.5,'color',[0.50 0 1],
'MarkerEdgeColor',[0.50 0 1], 'MarkerSize',10); hold on
plot(SP.SNR,BER_IFDMA23, 'x', 'linewidth',1.5,'color',[0.25 1 0],
'MarkerEdgeColor',[0.25 1 0], 'MarkerSize',10); hold on

set(gca,'yscale','log');
xlabel('$\rm{SNR [dB]}$', 'interpreter','latex');
ylabel('$\rm{BER}$', 'interpreter','latex');
axis([SP.SNR(1) SP.SNR(end) 1e-4 1]);
set(gca,'XTick', SP.SNR(1) : 2 : SP.SNR(end));
legend('\it 16QAM MMSE AWGN', '\it 16QAM MMSE PedA', '\it 16QAM MMSE VehA', '\it QPSK
MMSE AWGN', '\it QPSK MMSE PedA', '\it QPSK MMSE VehA', '\it 16QAM ZF AWGN', '\it 16QAM ZF
PedA', '\it 16QAM ZF VehA', '\it QPSK ZF AWGN', '\it QPSK ZF PedA', '\it QPSK ZF VehA');
% h = legend('$\rm{SC-IFDMA 512}$', '$\rm{SC-IFDMA 256}$', '$\rm{SC-IFDMA 128}$');
% set(h,'Interpreter','latex')
% ABED_PLOTS('xlabel',0.02);
print('-djpeg', '-r300', 'Figuretous');
set(gcf, 'Color', 'white', 'MenuBar', 'none');
%=====

```



## ANNEXE -B

## B.1 : Fonction : PAPR\_SC\_FDMA :

```

dataType          = 'Q-PSK';
Modulation format.
totalSubcarriers  = 512;
Number of total subcarriers.
numSymbols        = 16;
Data block size.
Q                = totalSubcarriers/numSymbols;
Bandwidth spreading factor of IFDMA.
Q_tilda         = 31;
Bandwidth spreading factor of DFDMA. Q_tilda < Q.
subcarrierMapping = 'IFDMA';
Subcarrier mapping scheme.
pulseShaping     = 1;
Whether to do pulse shaping or not.
filterType      = 'rc';
Type of pulse shaping filter.
rolloffFactor    = 0.0999999999;
Rolloff factor for the raised-cosine filter.

To prevent divide-by-zero, for example, use 0.0999999999 instead of 0.1.
Fs              = 5e6;
System bandwidth.
Ts              = 1/Fs;
System sampling rate.
Nos             = 4;
Oversampling factor.
if filterType   == 'rc'
Raised-cosine filter.
    psFilter    = rcPulse(Ts, Nos, rolloffFactor);
elseif filterType == 'rr'
Root raised-cosine filter.
    psFilter    = rrcPulse(Ts, Nos, rolloffFactor);
end
numRuns         = 1e4;
Number of iterations.
papr           = zeros(1,numRuns);
Initialize the PAPR results.
for n          = 1:numRuns,
    if dataType == 'Q-PSK'
        tmp     = round(rand(numSymbols,2));
        tmp     = tmp*2 - 1;
        data    = (tmp(:,1) + 1i*tmp(:,2))/sqrt(2);
    elseif dataType == '16QAM'
        dataSet = [-3+3i -1+3i 1+3i 3+3i ...
                  -3+1i -1+1i 1+1i 3+1i ...
                  -3-1i -1-1i 1-1i 3-1i ...
                  -3-3i -1-3i 1-3i 3-3i];
        dataSet = dataSet / sqrt(mean(abs(dataSet).^2));
        tmp     = ceil(rand(numSymbols,1)*16);
        for k   = 1:numSymbols,
            if tmp(k) == 0
                tmp(k) = 1;
            end
            data(k) = dataSet(tmp(k));
        end
    end
    data          = data.';
end

```

```

    end
    X          = fft(data);                                %
Convert data to frequency domain.
    Y          = zeros(totalSubcarriers,1);                %
Initialize the subcarriers.

%=====
% Subcarrier mapping
%=====

if      subcarrierMapping == 'IFDMA'
    Y(1:Q:totalSubcarriers) = X;
elseif subcarrierMapping == 'LFDMA'
    Y(1:numSymbols) = X;
elseif subcarrierMapping == 'DFDMA'
    Y(1:Q_tilda:Q_tilda*numSymbols) = X;
end
Y          = ifft(Y);                                    %
Convert data back to time domain.

%=====
% Perform pulse shaping
%=====

if      pulseShaping == 1
    y_oversampled(1:Nos:Nos*totalSubcarriers) = y;      %
Up-sample the symbols.
    y_result          = filter(psFilter, 1, y_oversampled); %
Perform filtering.
else
    y_result          = y;
end

%=====
% Calculate the PAPR
%=====

papr(n) =
10*log10(max(abs(y_result).^2)/mean(abs(y_result).^2));
end

%=====
% Plot CCDF
%=====

[N,X] = hist(papr, 100);
semilogy(X,1-cumsum(N)/max(cumsum(N)), 'b')
%=====
% Save data
%=====

save paprSCFDMA

```

## B.2 : Exemple 1 :

```

%% Main Program to Plot CCDF PAPR
%=====
clear all;
clc
%% Parameters Setting
SP.FFTsize           = 256;
SP.BlockSize        = 64;
SP.MappingType      = 'QPSK';
SP.PAPR_Type        = 'None';
SP.OSF              = 'None';
SP.OS               = 2;
SP.Fs               = 5e6;
SP.Ts               = 1/SP.Fs;
SP.rolloffFactor    = 0.999999;
3F.dBs              = [0:0.1:12];
SP.dBcs             = SP.dBs+(SP.dBs(2)-SP.dBs(1))/2;
SP.Nblk             = 10^5;
%% PAPR Calcul
[CCDF_IFDMA, CCDF_LFDMA, CCDF_OFDMA] = CCDF_SC_FDMA(SP);
%% Plots
semilogy(SP.dBs,CCDF_IFDMA,'-o',...
          SP.dBs,CCDF_LFDMA,'-<',...
          SP.dBs,CCDF_OFDMA,'-s')
legend('QPSK IFDMA','QPSK LFDMA','QPSK OFDMA')
axis([SP.dBs([1 end]) 1e-4 1]);
xlabel('PAPR_0[dB]')
ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
grid on;

```

## B.3 : Exemple 2 :

```

%% Main Program to Plot CCDF PAPR
%=====
clear all; clc
%% Parameters Setting
SP.FFTsize           = 256;
SP.BlockSize        = 64;
SP.MappingType      = '32QAM';
SP.PAPR_Type        = 'RC';
SP.OSF              = 'RC';
SP.OS               = 2;
SP.Fs               = 5e6;
SP.Ts               = 1/SP.Fs;
SP.rolloffFactor    = 0.999999;
SP.dBs              = [0:0.1:12];
SP.dBcs             = SP.dBs+(SP.dBs(2)-SP.dBs(1))/2;
SP.Nblk             = 10^5;
%% PAPR Calcul
[CCDF_IFDMA, CCDF_LFDMA, CCDF_OFDMA] = CCDF_SC_FDMA(SP);
%% Plots
semilogy(SP.dBs,CCDF_IFDMA,'-o',...
          SP.dBs,CCDF_LFDMA,'-<',...
          SP.dBs,CCDF_OFDMA,'-s')
legend('32QAM RC IFDMA','32QAM RC LFDMA','32QAM RC OFDMA')
axis([SP.dBs([1 end]) 1e-4 1]);
xlabel('PAPR_0[dB]')
ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
grid on;

```

**B.4 : Exemple 3 :**

```

%=====
%% Main Program to Plot CCDF PAPR
%=====
clear all; clc
%% Parameters Setting
SP.FFTsize           = 256;
SP.BlockSize         = 64;
SP.MappingType       = 'QPSK';
SP.PAPR_Type         = 'RRC';
SP.OSF               = 'RRC';
SP.OS                = 2;
SP.Fs                = 5e6;
SP.Ts                = 1/SP.Fs;
SP.rolloffFactor     = 0.999999;
SP.dBs               = [0:0.1:12];
SP.dBcs              = SP.dBs+(SP.dBs(2)-SP.dBs(1))/2;
SP.Nblk              = 10^5;
%% PAPR Calcul
[CCDF_IFDMA, CCDF_LFDMA, CCDF_OFDMA] = CCDF_SC_FDMA(SP);

%% Plots
semilogy(SP.dBs, CCDF_IFDMA, '-o', ...
         SP.dBs, CCDF_LFDMA, '-<', ...
         SP.dBs, CCDF_OFDMA, '-s')
legend('QPSK RRC IFDMA', 'QPSK RRC LFDMA', 'QPSK RRC OFDMA')
axis([SP.dBs([1 end]) 1e-4 1]);
xlabel('PAPR_0[dB]')
ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
grid on;

```

**B.5 : Exemple 4 :**

```

%=====
%% Main Program to Plot CCDF PAPR
%=====
clear all; clc
%% Parameters Setting
SP.FFTsize           = 256;
SP.BlockSize         = 64;
SP.MappingType       = 'QPSK';
SP.PAPR_Type         = 'RRC';
SP.OSF               = 'RRC';
SP.OS                = 2;
SP.Fs                = 5e6;
SP.Ts                = 1/SP.Fs;
SP.rolloffFactor     = 0.9;
SP.dBs               = [0:0.2:12];
SP.dBcs              = SP.dBs+(SP.dBs(2)-SP.dBs(1))/2;
SP.Nblk              = 10^5;
%% PAPR Calcul
SP.rolloffFactor = 2;   [CCDF_IFDMA1 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.8; [CCDF_IFDMA2 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.6; [CCDF_IFDMA3 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.4; [CCDF_IFDMA4 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);

```

```

SP.rolloffFactor = 1.2; [CCDF_IFDMA5 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1; [CCDF_IFDMA6 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 0.8; [CCDF_IFDMA7 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 0.6; [CCDF_IFDMA8 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);

%% Plots
semilogy(SP.dBs,CCDF_IFDMA1,'-o', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA2,'-<', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA3,'-s', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA4,'--o',...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA5,'--<',...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA6,'--s',...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA7,'-*', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA8,'--*')
legend('Alpha=2','Alpha=1.8','Alpha=1.6','Alpha=1.4','Alpha=1.2','Alpha=1','A
lpha=0.8','Alpha=0.6')
axis([SP.dBs([1 end]) 1e-4 1]);
xlabel('PAPR_0[dB]')
ylabel('P(PAPR>PAPR_0)')
grid on;
%=====

```

## B.6 : Exemple 5 :

```

%% Main Program to Plot CCDF PAPR
%=====
clear all; clc
%% Parameters Setting
SP.FFTsize           = 256;
SP.BlockSize        = 64;
SP.MappingType      = '64QAM';
SP.PAPR_Type        = 'RC';
SP.OSF              = 'RC';
SP.OS               = 2;
SP.Fs               = 5e6;
SP.Ts               = 1/SP.Fs;
SP.rolloffFactor    = 0.9;
SP.dBs              = [0:0.2:12];
SP.dBcs             = SP.dBs+(SP.dBs(2)-SP.dBs(1))/2;
SP.Nblk             = 10^5;
%% PAPR Calcul
SP.rolloffFactor = 2; [CCDF_IFDMA1 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.8; [CCDF_IFDMA2 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.6; [CCDF_IFDMA3 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.4; [CCDF_IFDMA4 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1.2; [CCDF_IFDMA5 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 1; [CCDF_IFDMA6 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 0.8; [CCDF_IFDMA7 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);
SP.rolloffFactor = 0.6; [CCDF_IFDMA8 CCDF_LFDMA CCDF_OFDMA] =
CCDF_SC_FDMA(SP);

```

```

%% Plots
semilogy(SP.dBs,CCDF_IFDMA1,'-o', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA2,'-<', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA3,'-s', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA4,'--o', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA5,'--<', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA6,'--s', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA7,'-*', ...
         SP.dBs,CCDF_IFDMA8,'--*')
legend('Alpha=2','Alpha=1.8','Alpha=1.6','Alpha=1.4','Alpha=1.2','Alpha=1','A
lpha=0.8','Alpha=0.6')
axis([SP.dBs([1 end]) 1e-4 1]);
xlabel('PAPR_0[dB]')
ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
grid on;
%=====

```

## B.7 : Fonction RRC :

---

```

function r = rrcPulse(Ts, Nos, alpha)

t1 = [-6*Ts:Ts/Nos:-Ts/Nos];
t2 = [Ts/Nos:Ts/Nos:6*Ts];

r1 =
(4*alpha/(pi*sqrt(Ts)))*(cos((1+alpha)*pi*t1/Ts)+(Ts./(4*alpha*t1)).*sin((1-
alpha)*pi*t1/Ts))./(1-(4*alpha*t1/Ts).^2);
r2 =
(4*alpha/(pi*sqrt(Ts)))*(cos((1+alpha)*pi*t2/Ts)+(Ts./(4*alpha*t2)).*sin((1-
alpha)*pi*t2/Ts))./(1-(4*alpha*t2/Ts).^2);

r = [r1 (4*alpha/(pi*sqrt(Ts))+(1-alpha)/sqrt(Ts)) r2];

```

## B.8 : Fonction RC :

---

```

function r = rcPulse(Ts, Nos, alpha)

t1 = [-8*Ts:Ts/Nos:-Ts/Nos];
t2 = [Ts/Nos:Ts/Nos:8*Ts];

r1 = (sin(pi*t1/Ts)./(pi*t1)).*(cos(pi*alpha*t1/Ts)./(1-
(4*alpha*t1/(2*Ts)).^2));
r2 = (sin(pi*t2/Ts)./(pi*t2)).*(cos(pi*alpha*t2/Ts)./(1-
(4*alpha*t2/(2*Ts)).^2));

r = [r1 1/Ts r2];

```

*Références*

*Bibliographiques*

## *Références Bibliographiques*

- [I.1] Yannick Bouguen, Eric Hardouin, Francois-Xavier Wolff : « LTE et les réseaux 4G », Eyrolles, 2012
- [I.2] M. Benjamin Savoure « la téléphonie mobile : technologies, acteurs et usages ». Mémoire, Faculté de droit et de science Politique Aix-Marseille.
- [I.3] Khouni Sadika « Simulation et Optimisation D'un Réseau GSM en utilisant la Technologie OFDM », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas, Setif, 2010.
- [I.4] Yiqun Li. « contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de technique d'adaptation ».Ecole doctorale sciences et ingénierie, Université de Cergy-pontoise, 2009.
- [I.5] Cédric Demoulin, Marc Van Droogen broeck « Principes de base du fonctionnement du réseau GSM », Département d'Electricité, Électronique et Informatique (Institut Montefiore), <http://www.ulg.ac.be/telecom>.
- [I.6] Germaine Seide « planification d'un réseau de quatrième génération à partir d'un réseau de troisième génération » Mémoire Université de Montréal, Aout 2011.
- [I.7] John G. Van Bosse, Fabrizio U. Devetak "signaling in Telecommunication networks". Edition Wiley, 2nd Edition 2006
- [I.8] Yvon Sosthene Yameogo : »Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA », Thèse de Doctorat Id: tel-00657895
- [I.9] <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00657895v1>, Submitted on 9 Jan 2012 (v1), last revised 15 Jan 2012 (v2).
- [I.10] Abdelhakim Youcef « Amélioration des performances du traitement d'interférences dans le domaine fréquentiel pour les communications acoustiques sous-marines », Thèse de Doctorat Université européenne de Bretagne ,12 décembre 2013.
- [I.11] Ixia Leader in Converged IP Testing:"SC-FDMA Single Carrier FDMA in LTE", 915-2725-01 November 2009.
- [I.12] Didace et Iskill Keta-Wapoutou ET Mousse: memoire online {3GPP LTE interface radio long term evolution: single carrier FDMA}, ENST paris, 2007.
- [II.1] H. Bogucka and A. Conti. Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems. IEEE Communications Magazine, 49(6) : 38-45, 2011.
- [II.2] Jonathan G. Koomey. Estimating total power consumption by servers in the U.S. and the world. Technical report, Lawrence Berkley National Laboratory, February 2007.
- [II.3] Gerhard Fettweis and Ernesto Zimmermann. ICT Energy Consumption - Trends and Challenges. In 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC 2008, September 2008.
- [II.4] Marian K. Kazimierzczuk. RF Power Amplifiers. Wiley, November 2008.
- [II.5] United Nations. Report of the world commission on environment and development. Technical report, General Assembly Resolution 42/187, dec 1987.
- [II.6] J. Baliga, R.W.A. Ayre, K. Hinton, and Rodney S. Tucker. Energy consumption in wired and wireless access networks. IEEE Communications Magazine, 49(6) :70-77, 2011.
- [II.7] W. Vereecken, W. van Heddeghem, M. Deruyck, B. Puype, B. Lannoo, W. Joseph, D. Colle, L. Martens, and P. Demeester. Power consumption in telecommunication networks : overview and reduction strategies. IEEE Communications Magazine, 49 (6) : 62-69, 2011.
- [II.8] Tao Jiang and Yiyan Wu. An overview: "Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals". IEEE Transactions on Broadcasting, 54(2) :257-268, 2008.



- [II.9] Yves Louët and Jacques Palicot. A classification of methods for efficient power amplification of signals. *Annales des Télécommunications*, 63(2008-08-07) :351-368, August 2008.
- [II.10] Peter B. Kenington "High-linearity RF amplifier design" Artech House, 2000.
- [II.11] A.A.M. Saleh. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11): 1715-1720, 1981.
- [II.12] Christoph Rapp. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal. In In ESA, Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2) pp. 179-184 (SEE N92-15210 06-32), volume -1, pages 179-184, October 1991.
- [II.13] Mourad Djamaï « Contribution à la modélisation et à la linéarisation par pré distorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunication ». Thèse de doctorat, École nationale supérieure d'ingénieurs, Poitiers, France, 2008.
- [II.14] T. Vuong and A. F. Guibord "Modeling of nonlinear elements exhibiting frequency dependent am/am and am/pm transfer characteristics". *Can. Electr. Eng. J.*, 9(3): 112-116, 1984.
- [II.15] Hyunchul Ku, M.D. McKinley, and J.S. Kenney. "Quantifying memory effects in RF power amplifiers" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(12): 2843-2849, 2002.
- [II.16] J.-F. Helard and B. Le Floch. Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission. In *Global Telecommunications Conference, 1991. GLOBECOM '91. 'Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on: Personal Communications Services*, pages 785-791 vol.2, 1991.
- [II.17] Charlotte Langlais, Yves Louët, Salim Haddad, and Nejla Mazouz. "Clipping noise mitigation with capacity approaching FEC codes for PAPR reduction of OFDM signals". In *Proceedings of Multi-Carrier Systems & Solutions (MC-SS)*, Herrsching, Allemagne, May 2011.
- [II.18] R.W. Bauml, R. F H Fischer, and J.B. Huber. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. *Electronics Letters*, 32(22): 2056-2057, 1996.
- [II.19] R.J. Baxley and G.T. Zhou "Ordered phase sequence testing in SLM for improved blind detection". In *2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 256-259, 2005.
- [II.20] T.A. Wilkinson and A.E. Jones "Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding". In *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, volume 2, pages 825-829 vol.2, 1995.
- [II.21] J.A. Davis and J. Jedwab. "Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using golay sequences and reed-muller codes". *Electronics Letters*, 33(4) : 267-268, 1997.
- [II.22] Yves Louët. « Etudes et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans les modulations OFDM ». PhD thesis, Université Rennes1, October 2000.
- [II.23] Jose Tellado-Mourelo. « Peak to average power reduction for multicarrier modulation ». PhD thesis, Stanford University, September 2000.