



N° d'ordre :

N° de série :

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Echahid Hamma Lakhdar-El Oued
Faculté des Sciences et de Technologies
Département D'électronique

Mémoire de fin d'études présenté
Pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et techniques

Filière : Electronique

Spécialité : Télécommunications

Présenté par : BRAHIMI Zouheira

ZELLOUMA Hadjra

Effet d'HPA sur le système SC-FDMA

Soutenu le 06-06- 2015

Devant le jury composé de :

M. C HAMSA Ali
M. TOUHAMI Redha
M. KHELIL Abd ellatif

MAA
MAA
MAA

Président
Examineur
Directeur du mémoire

2014-2015

Remerciements

Nous remercions Allah le tout puissant, qui nous a donné la force et la patience pour l'accomplissement de ce travail.

Nous remercions les chers parents qui nous ont donné la volonté pour la réussite de ce travail.

Nous exprimons toutes nos gratitude à Mr KHELIL Abd ellatif, pour l'effort fourni, les conseils prodigués, sa patience et sa persévérance dans le suivi. Cela a été un plaisir et un honneur de travailler avec quelqu'un d'aussi compétent et d'aussi cultivé.

Nous adressons également nos remerciements, à tous nos enseignants, pour leurs aides inestimables, qui nous ont donné les bases de la science.

Nous remercions très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examineur.

Nous tenons à remercier aussi l'ensemble du personnel de faculté des sciences et technologies et surtout département électronique.

A toute personne qui a participé de près ou de loin pour l'accomplissement de ce modeste travail particulièrement: Abd Ellatif .

Dédicace

A ma mère, symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et
l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager
et de prier pour moi

Et en souvenir de mon père, avec amour et gratitude.

A mon mari Alia Abd ellatif

A tous mes frères et sœurs: Moussa, Saïd, Halima, Hasina et ses enfants

Rabab et Al-Hachemi et Maya

A mon chéri " Hadjra "

A l'enseignant monsieur " Mr KHELIL Abd ellatif "

A tous mes amis surtout: Imane, Reguia, Ilham, Kadidja, Nazeha.

A tous mes collègues de la promotion Master TELECOM 2014/2015.

BRAHIMI

Zouheira

Tableau des matières

Resumé	i
Tableau des matières	ii
Listes des figures.....	v
Listes des tableaux.....	vii
Abréviations	viii
Introduction générale	1
Chapitre I. Les éléments de base d'une chaîne de transmission numérique	
I.1 Introduction	4
I.2 Chaîne de transmission numérique.....	4
I.2.1 Source	5
I.2.2 Codage de source	7
I.2.3 Codage de canal.....	7
I.2.4 Multiplexage.....	8
I.2.5 La modulation	9
I.2.6 L'amplificateur de puissance.....	9
I.2.7 Canal.....	9
I.2.8 Amplificateurs faible bruit (LNA)	10
I.2.9 Le récepteur.....	10
I.3 Modèle de canaux de transmission	10
I.3.1 Canal binaire symétrique	10
I.3.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	10
I.3.3 Canal à évanouissements	10
I.3.4 Canal invariant à trajets multiples.....	11
I.3.5 Canal à trajets multiples variable dans le temps	11
I.4 Caractéristique de canaux	12
I.5 Les effets sur le signal dans les canaux de transmission	14
I.5.1 Effet Doppler	14
I.5.2 Les effets multi-trajets.....	15
I.6 Conclusion.....	16

Chapitre II. Le système SC-FDMA

II.1 Introduction.....	18
II.2 Historique.....	18
II.3 Modulation mono-porteuse	19
II.4 Modulation multi porteuse	19
II.4.1 L'interférence entre symboles (IES).....	20
II.4.2 L'interférence entre porteuses (IEP).....	20
II.4.3 Principe de l'OFDM	21
II.4.4 Notion d'orthogonalité	23
II.4.5 Avantages de la modulation OFDM.....	23
II.4.6 Inconvénients de la modulation OFDM.....	23
II.5 Single-carrier FDMA	25
II.5.1 Principe de modulation SC-FDMA	25
II.5.2 Intervalles de gardes	26
II.5.3 Filtre de mise en forme.....	29
II.5.4 Principe de la démodulation SC-FDMA.....	30
II.5.5 Capacité de SC-FDMA :.....	31
II.5.6 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA.....	31
II.5.7 Expressions analytiques du signal SC-FDMA	35
II.6 Etude du PAPR du signal SC-FDMA.....	39
II.6.1 Evaluation du PAPR du signal SC-FDMA	39
II.7 Conclusion	41

Chapitre III. L'effet d'amplificateur de puissance sur le signal SC-FDMA

III.1 Introduction	42
III.2 Généralité sur les amplificateurs de puissance	42
III.2.1 Les amplificateur linéaire.....	42
III.2.2 Amplificateur de puissance non linéaire HPA	43
III.3 Effet de l'amplificateur de puissance.....	53
III.4 Conclusion.....	55

Chapitre IV. Simulation et résultats

IV.1 Introduction	56
IV.2 But de simulation	57

IV.3 Modèle de simulation.....	57
IV.4 Résultats et interprétations	58
IV.4.1 Solid State Power Amplifier (SSPA)	58
IV.4.2 Travelling Wave Tube Amplifier TWTA.....	65
IV.4 Conclusion.....	69
Conclusion générale	72
Bibliographie	72

Listes de figures

Figure I. 1 Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.	6
Figure I. 2 Diagramme du canal binaire symétrique.....	10
Figure I. 3 Canal à trajets multiples variable dans le temps.	12
Figure I. 4 Différents types d'atténuations produites par un canal de transmission.	13
Figure I. 5 Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission.	13
Figure II. 1 La modulation mono-porteuse	19
Figure II. 2 La modulation multi porteuses.	20
Figure II. 3 Sous-porteuse orthogonale dans le système OFDM.	22
Figure II. 4 Puissance instantanée d'un signal OFDM.....	24
Figure II. 5 Emetteur SC-FDMA.....	25
Figure II. 6 Insertion du préfixe cyclique.....	27
Figure II. 7 Filtre de mise en forme en Cosinus sur-élevé.....	29
Figure II. 8 Récepteur SC-FDMA.....	30
Figure II. 9 Mapping I-FDMA..	32
Figure II. 10 Mapping L-FDMA.	33
Figure II. 11 Spectre du signal SC-FDMA au niveau Récepteur.....	34
Figure II. 12 Nouvelles méthodes de génération du signal I-FDMA.	36
Figure III. 1 Amplificateur linéaire.....	42
Figure III. 2 Bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu dans un amplificateur de puissance.	43
Figure III. 3 Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.	44
Figure III. 4 Exemple de Caractéristique AM/AM présenté l'IBO et l'OBO.	45
Figure III. 5 Rendement de l'amplificateur en fonction de la classe d'opération et du recul de sortie OBO.....	47
Figure III. 6 Le modèle de système de transmission avec modulations SC-FDMA.	48
Figure III. 7 Impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM de l'amplificateur.	51
Figure III. 8 Amplification linéaire vs. Amplification non-linéaire.....	52
Figure III. 9 Effet de l'amplification sur le signal multi-porteuse	52
Figure III. 10 Effet de l'amplification sur le spectre de puissance du signal multi- porteuse.....	53
Figure III. 11 Effet de l'amplification sur la constellation.....	53

Figure IV. 1 Modelé de simulation.....	54
Figure IV. 2 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2 et IBO=2, 6,10 dB) et Canal Ped A.....	56
Figure IV. 3 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2 et IBO=2, 6,10 dB) et Canal Veda.....	57
Figure IV. 4 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA (P=2 et IBO=2, 6,10 dB) Canal PedA.....	58
Figure IV. 5 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA (P=2 et IBO=2, 6,10 dB) Canal Veda.....	58
Figure IV. 6 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal PedA.....	60
Figure IV. 7 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal Veda.....	60
Figure IV. 8 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal PedA.....	61
Figure IV. 9 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal Veda.....	62
Figure IV. 10 BER du système SC-FDMA en mode distribué pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal PedA.....	63
Figure IV. 11 BER du système SC-FDMA en mode distribué pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal Veda.....	64
Figure IV. 12 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal PedA.....	65
Figure IV. 13 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal Veda.....	65
Figure IV. 14 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal PedA.....	67
Figure IV. 15 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal Veda.....	67
Figure IV. 16 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal PedA.....	68
Figure IV. 17 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal Veda.....	69

Listes de tableaux

Tableau III. 1 Caractérisation des classes d'opération des amplificateurs de puissance analogiques.....	47
Tableau IV. 1 Profils de retard de canaux Pedestrian A et Vehicular A de l'UIT.....	55
Tableau IV. 2 Paramètres de simulation IBO (SSPA).....	56
Tableau IV. 3 Paramètres de simulation P (SSPA)	59
Tableau IV. 4 Paramètres de simulation IBO (TWTA)	63
Tableau IV. 5 Paramètres de simulation ϕ (TWTA)	66

Résumé

Ce travail présente une étude de l'effet d'amplificateur de puissance SSPA (solid state power amplifier) et l'amplificateur TWTA (traveling wave tube amplifier) sur la performance localisée et distribuée de système SC-FDMA. SSPA et TWTA sont utilisés pour l'amplification du signal SC-FDMA. IBO est simulée pour les canaux (Ped A) et (Veh A) avec égaliseur MMSE. Le facteur d'ajustement P et le paramètre φ sont également simulés dans les mêmes conditions. Les résultats de simulation montrent que IBO, P et φ d'HPA ont un effet significatif sur les performances BER du système SC-FDMA. Enfin, SSPA et TWTA doivent être soigneusement conçues pour le système SC-FDMA afin de fournir des bonnes performances.

Mots-clés : SC-FDMA; OFDM; HPA; I-FDMA, L-FDMA, SSPA, TWTA.

Abréviations

ACI	Interférences Entre Canaux
AWGN	Additive White Gaussian Noise
AM	Amplitude Modulation
BdB	Bande de Base
BER	Bit Error Rate
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CBS	Canal Binaire Symétrique
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDM	Code Division Multiplex
CDMA	Code Division Multiple Access
CDS	Channel Dependent Scheduling
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CP	Préfixe Cyclique
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Discrete MultiTone
FDM	Frequency Division Multiplex

FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
HPA	High Power Amplifiers
IBI	Inter-Block Interference
IBO	Input Back-Off
ICI	Inter Carrier Interference
ISI	Inter Sympole Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFDMA	Interleaved-FDMA
ISI	Interférence Entre Symboles .
L-FDMA	Localized FDMA
LNA	Low Noise Amplification
LZW	Lempel–Ziv–Welch
NRZ	Ne Retour Zeros
OBO	Output Back-Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
P-à-S	Parallèle à Série
PS	Pulse Shaping
RI	Réponse Impulsionnelle
RF	Radio Fréquence
RLE	Run-Length Encoding
RZ	Retour Zeros
SC-FDMA	Single Carrier FDMA
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSPA	Solid State Power Amplifier

TDM	Time Division Multiplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux D'erreur Binaire
TEP	Tomographie à Emission de Positons
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier
UWB	Ultra Wide Band
WDM	Wave length Division Multiplex

Introduction générale

Les systèmes de communication ont évolué en parallèle avec l'évolution de la technologie existante. Il existe des traces de la communication depuis la préhistoire sous forme de dessin dans différentes cavernes ; cette méthode consistait à laisser des traces ou des messages sur les parois des cavernes. Ensuite l'homme a utilisé différentes méthodes plus évoluées. Parmi ces méthodes, on trouve des méthodes instantanées comme l'utilisation de la fumée ou du feu, la réflexion des rayons du soleil, le sémaphore. Mais ces méthodes ont une portée très limitée. Ou bien, on trouve des méthodes qui prennent du temps pour arriver au destinataire comme l'utilisation des pigeons, la messagerie sur chevaux et d'autres méthodes. Toutes ces méthodes ont la même forme. Actuellement, malgré le fait que la technologie ait beaucoup évolué, un système de communication a toujours la même forme, avec de légères modifications.

On peut dire que la communication numérique a commencé avec l'invention du système Morse en 1847 par Samuel F. P. Morse. Cette méthode permet la transmission sur de longues distances. Après quelques années, Bell inventa le téléphone. Cette invention est un système de transmission analogique contrairement au système de Morse qui est un système de communication numérique. De nos jours, le premier rôle du téléphone, qui était de transmettre de la voix sur une longue distance, ne suffit plus au grand public. On est passé du téléphone prototype de Graham Bell aux téléphones fixes reliés par un réseau de fils électrique ; puis aux téléphones dits mobiles à transmission hertzienne avec de plus en plus de services [1].

L'expansion significative vue dans les technologies mobiles et cellulaires au cours des deux dernières décennies est une conséquence directe de la demande croissante des données à haut débit. Donc, au cours des dernières années, les systèmes de communications mobiles sans fil occupent de plus en plus des bandes passantes de transmission par rapport aux systèmes conventionnelles pour soutenir les applications multimédia à large bande avec des débits élevés pour les utilisateurs mobiles. En outre, les technologies mobiles sans fil sont également devenues rapidement des appareils petits à faible coût. Cependant, les canaux sans fil à large bande souffrent des évanouissements sélectifs en fréquence, qui provoque ISI. Si on augmente le débit, le problème de l'ISI devient plus grave. L'égalisation conventionnelle dans le domaine

temporel est devenue impraticable, car elle nécessite un ou plusieurs filtres transversaux avec un nombre de prises qui couvrent la longueur maximale de la réponse impulsionnelle du canal.

Une façon d'atténuer l'évanouissement sélectif en fréquence en vue d'un canal à large bande consiste à utiliser une technique multi-porteuse qui subdivise la totalité du canal en sous-bandes plus petites, ou des sous-porteuses. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) est une technique de modulation multi-porteuse qui utilise sous-porteuses orthogonales à transmettre de l'information. Dans le domaine fréquentiel, étant donné que la largeur de bande d'une sous-porteuse, elle est conçue pour être plus petite que la largeur de bande de cohérence, chaque sous-canal est considéré comme un canal à évanouissement plat qui simplifie le processus d'égalisation du canal. Dans le domaine temporel, en fractionnant un taux élevé flux de données en un certain nombre de données à taux inférieur flux qui sont transmis en parallèle, OFDM résout le problème de l'ISI dans les communications à large bande. [2]

En revanche, un des principaux inconvénients des systèmes basés sur la modulation OFDM est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé. Ces fluctuations peuvent être caractérisées par un PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé. Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal OFDM. La transmission de signaux à fort PAPR a une incidence sur les performances des dispositifs non-linéaires, en particulier l'amplificateur de puissance dont les non-linéarités d'amplitude et de phase déforment le signal transmis, ce qui engendre des produits d'intermodulation et des remontées spectrales dans les canaux adjacents.

Une première solution à ce problème consiste à utiliser l'amplificateur avec un recul en puissance afin d'éviter la zone de saturation. En revanche, cette solution détériore le rendement de l'amplificateur, car ce dernier est précisément optimal dans cette zone. De plus, l'amplificateur représente l'élément le plus consommateur d'énergie dans une chaîne de transmission. [3]

Une autre technique, le SC-FDMA ou Single Carrier FDMA, a été proposée pour la voix montante de la nouvelle norme 3GPP LTE (Long Term Evolution). Comme nous le verrons plus tard, ce choix se justifie largement par la faible fluctuation de ce signal autour de sa valeur moyenne qui est très bénéfique pour la consommation de l'énergie. [1]

Comme le système OFDM, l'amplificateur de puissance HPA est un élément déterminant dans le système SC-FDMA, il a une influence prépondérante sur le bilan global de transmission en termes de puissance, de rendement et de distorsion. En termes de consommation, l'amplificateur de puissance est un élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur. Il est donc important de le faire fonctionner avec le plus grand rendement possible, surtout pour des terminaux mobiles

où la consommation est un facteur décisif décidant leur autonomie. Malheureusement, pour un rendement élevé l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dit non linéaire, or c'est dans cette zone que se présentent les non linéarités de l'amplificateur, source de distorsions des signaux à transmettre. Ce qui revient donc à faire travailler l'amplificateur de puissance dans une zone fortement linéaire avec une dégradation importante de son rendement. [4]

Ce mémoire est structuré de quatre chapitres, comme suit :

Au premier chapitre, nous introduisons les éléments de base nécessaires de la chaîne de transmission, de l'émetteur (la source, codage de source, codage du canal, l'amplificateur HPA,...), vers le récepteur (l'amplificateur LNA, décodage du canal, décodage de source ...), ainsi nous rappelons les caractéristiques du canal tels l'effet des trajets multiples et l'effet Doppler, aussi les différents modèles des canaux de communications.

Au deuxième chapitre, nous dérivons le principe de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA, est une technique évoluée de OFDM. Aussi nous donnons les deux modes utilisés de cette technique distribuée FDMA et localisée FDMA. En dernier lieu, un aperçu sur les techniques d'évaluation pour réduction de PAPR.

Au troisième chapitre, nous exposons des généralités sur l'amplificateur de puissance à savoir la caractéristique de transfert qui traduit les relations entres/sorties, des notions de gain, et de rendement. Puis nous étudions l'effet de l'amplificateur sur le système OFDM.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude de l'effet de l'HPA sur les performances du système SC-FDMA. Nous donnons le modèle de simulation et les différents paramètres utilisés, puis nous présentons tous les résultats obtenus.

Nous terminons par une conclusion et donnons les futures perspectives.

Chapitre I

Les éléments de base d'une chaîne de transmission numérique

I.1 Introduction

La transmission numérique a fait pour l'objet de la communication d'un point (émetteur) vers un autre (récepteur), et d'une information discrète provenant d'une source qui ne dispose que d'un nombre fini n de caractères alphabet [5], en assurant généralement un débit élevé, une bonne robustesse, une mobilité et un coût faible. Afin de garantir une bonne qualité de service, le système de communication doit faire face aux différentes sources de distorsion rencontrées lors de l'émission, la propagation et la réception [6].

Ce chapitre représente les différents éléments utilisés dans une chaîne de transmission numérique, du message émis au message reçu en passant par le modulateur, l'amplificateur et le canal de transmission ...etc.

I.2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

La figure (I.1) montre le schéma bloc d'une telle chaîne où les détails sont adaptés à notre étude : émetteur avec les codeurs de source et de canal, le codeur binaire à symbole, le codeur symbole à signal, la transposition de fréquence (mélangeur

et oscillateur local de fréquence f_0), l'amplificateur de puissance (HPA) et le canal de transmission plus bruit $b(t)$. En réception, le signal reçu est amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA), démodulé et décodé [7].

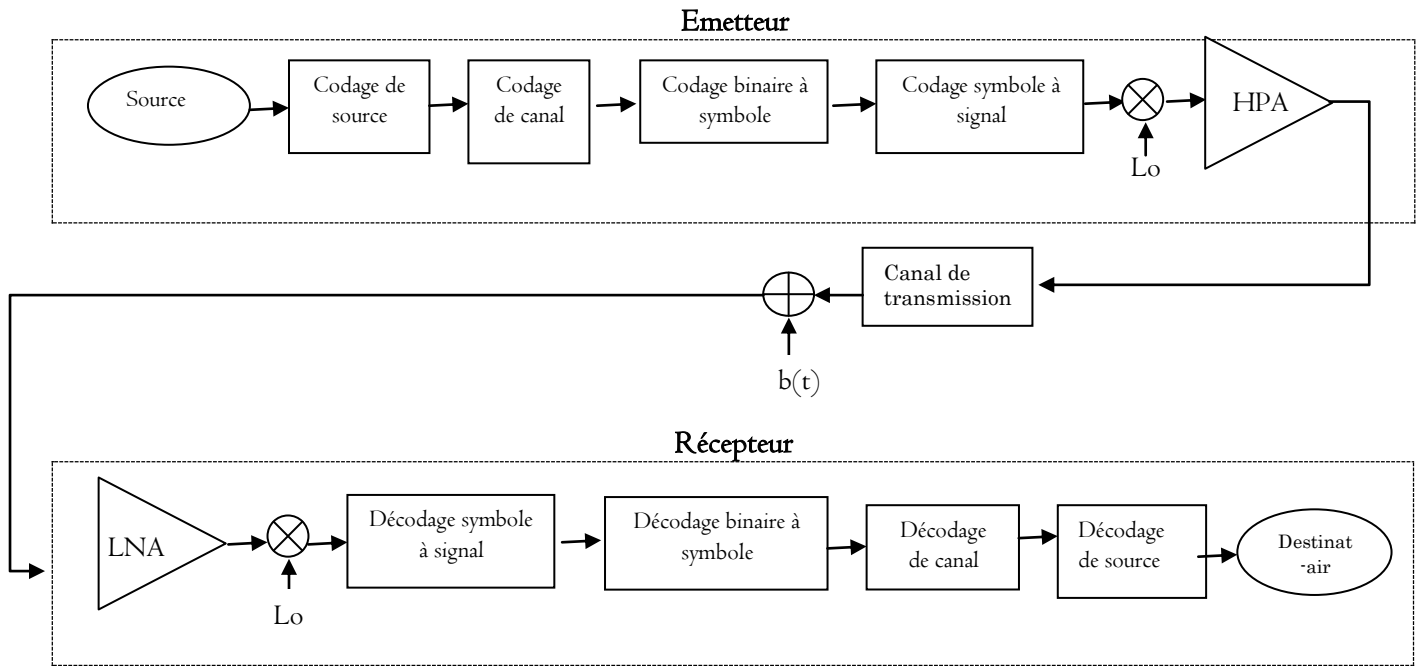


Figure I. 1 Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.

I.2.1 Source

Il existe de types de la source de l'information

I.2.1.1 Information d'origine binaire

Parmi les classes possibles de modèles de sources, nous nous intéresserons plus particulièrement aux sources discrètes sans mémoire. La sortie d'une telle source est une séquence de lettres tirées dans un alphabet fini $\{a_1, \dots, a_k\}$ Chaque lettre de la séquence est choisie aléatoirement d'après une loi de probabilité $P(a_1), \dots, P(a_k)$ indépendante du temps, c'est-à-dire indépendante de la position de la lettre dans la séquence. Pour toute lettre $a_k: 1 \leq k \leq K, P(a_k)$ est la probabilité pour que cette lettre soit choisie [8], on aura donc :

$$\sum_{k=1}^K P(a_k) = 1 \quad (I.1)$$

I.2.1.2 Information analogique

Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole (sortie d'un microphone) où le signal d'image (sortie d'une caméra), il faut le numériser en

échantillonnant le message analogique puis en quantifiant les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur m bits [9].

I.2.2 Codage de source

Sert à compresser le signal numérique en exploitent les redondances fréquentes dans le signal numérique [10] Il existe deux types de codage de source :

- ✓ **Codage de source sans perte** : Les données sont compressées et ensuite décompressées, l'information originale contenue dans les données a été préservée. Aucune donnée n'a été perdue ou oubliée. Les données n'ont pas été modifiées [11] Parmi les plus connues de ces méthodes figurent le codage RLE, le codage de HUFFMAN ou bien encore le codage LZW [12].
- ✓ **Codage de source avec perte** : la utilisation peut être envisage si la distorsion qui en résulte mainmise un critère de codage appelé codage avec perte (lossy coding) ou code intelligente est utilisé par fois pour transmettre des signaux de parole ou séquence vidéo avec débit très faible. On notera L la longueur moyenne des mots-codes c'est-à-dire le nombre moyen d'éléments de C utilisées pour transmettre un symbole de S

$$L = E[I_k] = \sum_{k=1}^N P_k I_k \quad (I.2)$$

Où : I_k : est la longueur de mot code de symbole S_k émis avec une probabilité P_k [13].

I.2.3 Codage de canal

Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de modifier son contenu. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet. L'information issue du codage source est transformée en séquence codée [9]. La théorie repose sur le théorème suivant également énoncé par Shannon : Si le débit d'information à l'entrée du canal est inférieur à la capacité, alors il est possible de transmettre un message numérique avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite. Dans sa démonstration, ce théorème assure de l'existence d'un code (le code aléatoire) permettant une transmission fiable, mais en pratique ce code est trop complexe à décoder. Depuis, la communauté scientifique s'efforce de trouver des codes correcteurs d'erreurs de longueur finie ayant une complexité raisonnable et s'approchant le plus près possible de la capacité [14].

Les codes sont classiquement classés en deux grandes familles :

- les codes algébriques (communément appelés codes en bloc), qui assurent une indépendance du codage à chaque bloc.

– les codes convolutifs, qui, dans leur version originale, codent l'information sortante en flot continu en utilisant à la fois le symbole entrant et un effet mémoire sur les entrées précédentes [15].

Le décodage est dit optimal s'il trouve le mot de code le plus probable en ayant la connaissance du code et de la sortie du canal. On parle alors de décodeur MAP (Maximum A Posteriori) paquet, puisqu'il minimise le TEP. Le seul moyen de réaliser ce décodage est de tester tous les mots de code, ce qui explique pourquoi dans la pratique le décodeur utilise des algorithmes sous-optimaux. Parmi ces algorithmes, nous n'évoquerons que l'algorithme MAP symbole afin de bien différencier cet algorithme du MAP paquet. Le but du MAP symbole est de minimiser la probabilité d'erreur sur les symboles (et donc le TEB), ce qui ne garantit pas pour autant que le résultat obtenu soit un mot de code [14].

I.2.4 Multiplexage

Afin de limiter les risques d'engorgement des canaux de transmission utilisés, il convient de rendre multiples, ou "multiplexer", les possibilités d'accès à un canal donné. Le multiplexage est l'opération qui consiste à grouper plusieurs voies, attribuées chacune à une communication, de façon à les transmettre simultanément sur le même support physique (câble, fréquence porteuse d'une liaison radioélectrique, satellite, ...) sans qu'elles se mélangent ou se perturbent mutuellement. A la réception, un démultiplexage aussi parfait que possible doit permettre de séparer ces voies et de les restituer sous leur forme originale.

Il existe essentiellement trois formes de multiplexage dans la gamme radiofréquence et hyperfréquence : le multiplexage fréquentiel ou spectral (FDM, Frequency Division Multiplex, ou FDMA, Frequency Division Multiple Access), le multiplexage temporel (TDM, Time Division Multiplex, ou TDMA) et le multiplexage de code (CDM, Code Division Multiplex, ou CDMA).

Dans les deux premiers cas, on fractionne en temps ou en fréquence un canal de transmission pour le répartir entre différents utilisateurs. Dans le troisième cas, ce sont les utilisateurs qui sont rendus orthogonaux entre eux. Ces différentes formes de multiplexage sont la plupart du temps combinées dans les systèmes existants, ainsi qu'avec le multiplexage "géographique" : si deux ensembles émetteur/récepteur sont suffisamment éloignés l'un de l'autre, ils peuvent utiliser la même fréquence sans interférer. Enfin, une nouvelle forme de multiplexage, spécifique à la propagation sur des fibres optiques, s'est récemment développée : le WDM (Wave length Division Multiplex). On partage alors des "fenêtres" optiques disponibles sur une même fibre [16].

I.2.5 La modulation

I.2.5.1 Modulation en bande de base

Dans le cas des transmissions en bande de base, l'opération qui associe un signal physique à une suite symboles discrets est appelée codage en ligne. Dans le cas des transmissions sur fréquence porteuse, on parle de modulations. Mais les deux opérations ne sont pas fondamentalement différentes.

Il existe de très nombreux code en ligne qui se distinguent, en particulier, par la complexité de leur mise en œuvre, leur occupation spectrale, leur résistance au bruit, la facilité avec laquelle ils permettent de récupérer la synchronisation symboles, la possibilité d'isolation du continu, leur résistance à une inversion de polarité. Parmi les codes : Code NRZ, Le code RZ, Code biphasé , Codes en ligne M-aires [17].

I.2.5.2 Modulation par onde porteuse

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ centrée sur la bande de fréquence du canal. Les paramètres modifiables sont [18]: L'amplitude : A , La fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, La phase: φ_0 . Et pour transmettre simultanément plusieurs signaux informatifs sur un seul et même canal [8].

I.2.6 L'amplificateur de puissance

Cependant les signaux possèdent une très large bande et présentent aussi une grande variation d'amplitude. Or cette caractéristique les rend très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance (HPA). En effet les HPA sont conçus pour fonctionner dans leur zone de saturation (pour un rendement maximum) or malheureusement c'est dans cette zone que se présente les non-linéarités les plus sévères. L'utilisation de l'HPA dans sa zone de saturation provoque des produits d'intermodulation, des distorsions à l'intérieur de la bande, des remontées des lobes secondaires qui engendrent des interférences entre canaux (ACI) [19].

I.2.7 Canal

Le canal, au sens des communications numériques, et comme représenté à la Figure (I.1), inclut le milieu de transmission (lien physique entre l'émetteur et le récepteur : câble, fibre, espace libre, voire support d'enregistrement), le bruit (perturbation aléatoire issue du milieu, des équipements électroniques), et les interférences (provenant des autres utilisateurs du milieu de transmission, de brouilleurs intentionnels ou non). Par la suite, aussi bien dans la présentation des résultats de la théorie de l'information que dans cette introduction au codage de canal,

nous utiliserons un modèle de canal plus global, incluant une partie de l'émetteur et du récepteur [20].

I.2.8 Amplificateurs faible bruit (LNA)

Un amplificateur faible bruit est un dispositif électronique chargé de mettre en forme des signaux très faibles en provenance d'une antenne. Il est souvent placé à proximité du capteur, de manière à minimiser les pertes en ligne (canal). Ce type de solution est fréquemment utilisé pour les systèmes travaillant à des fréquences élevées, tels que le signal radio mobile. Comme pour l'amplificateur de puissance, la linéarité de l'amplificateur faible bruit se caractérise par son point de compression à 1 dB [7].

I.2.9 Le récepteur

Le récepteur, qui a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu, comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation (le signal est ramené en bande de base) pour les transmissions sur onde porteuse, de filtrage puis d'échantillonnage à des instants caractéristiques, d'égalisation (cas d'un canal à bande limitée, présence d'interférence entre symbole), de réduction d'interférence et éventuellement de prise de décision (identification de la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons. Typiquement, il s'agit d'un problème de détection). Nous verrons que les progrès récents du codage de canal (et en particulier l'invention des turbo-codes) nécessitent le passage direct des valeurs (quantifiées, mais non binaires) des échantillons au décodeur de canal. Ces valeurs alors sont dites souples [20].

I.3 Modèle des canaux de transmission

Dans la conception des systèmes de communications, il est nécessaire de construire les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation. Les modèles les plus utilisés dans les communications sans fil sont donnés dans la suite [21].

I.3.1 Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont d'éléments de l'ensemble $\{0;1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant. Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure (I.2). Chaque élément binaire la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

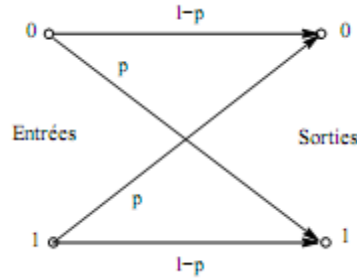


Figure I. 2 Diagramme du canal binaire symétrique.

I.3.2 Canal à bruit additif blanc gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + v(t) \quad (\text{I.3})$$

où $v(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{vv} = \frac{N_0}{2}$ où $N_0 = 2\sigma_v^2$. La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression :

$$p(r/s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{I.4})$$

I.3.3 Canal à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets. Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins. En ce qui

concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements [22].

I.3.4 Canal invariant à trajets multiples

Les canaux à trajets multiples (ou dispersifs) sont habituellement caractérisés par des filtres linéaires avec bruit additif. Cette structure de canal contient plusieurs coefficients (facteur d'atténuation), qui sont également étendus dans le temps. La réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples est donnée par

$$h(t) = \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n e^{j\theta_n} \delta(t - \tau_n) \quad (I.5)$$

Où L est le nombre de trajets et α_n , θ_n et τ_n sont respectivement le facteur d'atténuation, le déphasage et le retard de propagation du $n^{\text{ème}}$ trajet reçu.

Un signal qui traverse un canal à trajets multiples subit une convolution avec le filtre linéaire du canal. Ce fait est décrit par la relation suivante :

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \otimes h(t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) x(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n e^{j\theta_n} x(t - \tau_n) + n(t) \end{aligned} \quad (I.6)$$

où $\otimes$ dénote la convolution. Il devient évident que le canal par trajets multiples introduit l'interférence entre symboles (ISI). Un phénomène qui peut rigoureusement dégrader la performance du système de communications.

I.3.5 Canal à trajets multiples variable dans le temps

Ces canaux peuvent être représentés mathématiquement comme des filtres linéaires variables dans le temps. De tels filtres linéaires sont caractérisés par une réponse impulsionnelle de canal variable dans le temps $h(t, \tau)$, qui est la réponse du canal au temps t due à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$. Ainsi, τ représente la variable âge (temps écoulé). La figure (I.3) montre un canal variable dans le temps avec un bruit additif. Le modèle de canal dans lequel la réponse impulsionnelle varie dans le temps a la forme suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) + n(t) \quad (I.7)$$

Où $\alpha_n(t)$, $\theta_n(t)$ et $\tau_n(t)$ sont respectivement le facteur d'atténuation, le déphasage et le retard de propagation du n^{ieme} trajet reçu.

Généralement, $\alpha_n(t)e^{j\theta_n(t)}$ suit une distribution de Rayleigh, de Rice ou de Nakagami. $\theta_n(t)$ est souvent considérée uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$ et $\tau_n(t)$ est approximé par un processus de Poisson.

Pour un signal d'entrée $x(t)$, la sortie devient[21]

$$\begin{aligned}
 y(t) &= x(t) \otimes h(t) + n(t) \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + n(t) \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} x(t - \tau_n(t)) + n(t)
 \end{aligned}
 \tag{I.8}$$

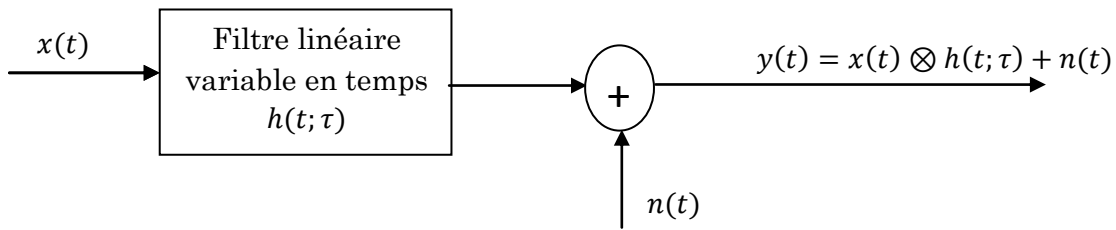


Figure I. 3 Canal à trajets multiples variable dans le temps.

I.4 Caractéristique des canaux

Nous avons vu comment les modulations permettent de transmettre l'information dans un canal de transmission. Maintenant nous étudions les perturbations du canal sur le signal émis [6]. Les canaux de transmission sont affectés de perturbations cohérentes et des bruits. Les perturbations cohérentes sont les diaphonies et les distorsions. Les diaphonies sont généralement négligeables et elles peuvent être réduites par de méthodes relativement simples. Les distorsions non-linéaires sont aussi négligeables si le signal est maintenu dans le domaine linéaire du canal [23].

Un canal de propagation est un support physique. Généralement, ces supports sont classés en deux catégories :

- ✓ les supports électromagnétiques transmettent l'information à l'aide d'un champ électrique et magnétique sur des média :
 - guidés (paire torsadée, micro-ruban, fibre optique),
 - non-guidés (atmosphère, vide, diélectrique),

- ✓ les supports acoustiques propagent l'information de façon mécanique par le déplacement des molécules sur des média du type air, eau [6].

Ces perturbations peuvent s'exprimer sous la forme :

- ✓ d'un bruit thermique, que l'on trouve dans la plupart des milieux de transmission. Cette perturbation pouvant être modélisée par un processus aléatoire gaussien sera abordée plus tard.
- ✓ d'effacement, lorsque la donnée est perdue par le canal, ce qui arrive principalement dans les canaux à entrer et sortie binaire.
- ✓ d'atténuation. On parle de canaux à évanouissements lorsque l'atténuation évolue au cours du temps (par exemple le canal de Rayleigh) et de canal sélectif en fréquence, lorsque l'atténuation n'est pas uniforme dans la bande de fréquence utilisée.

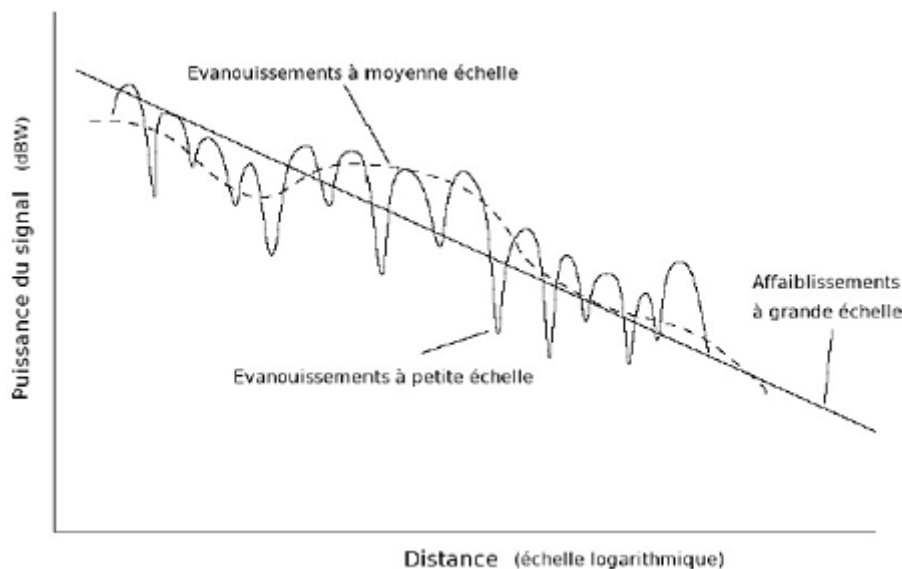


Figure I. 4 Différents types d'atténuations produites par un canal de transmission [24].

- Atténuation à grande échelle : elle dépend principalement de la distance parcourue par le signal entre l'émetteur et le récepteur. Elle se manifeste comme un affaiblissement de la puissance du signal sur des distances de l'ordre d'une centaine de longueur d'onde.
- Atténuation à moyenne échelle : elle est due principalement à la présence d'obstacles (bâtiments, arbres, véhicules...) sur le trajet du signal. Elle se manifeste par la variation de la puissance du signal sur des distances de l'ordre d'une dizaine de longueur d'onde.
- Atténuation à petite échelle : Elle est liée principalement au phénomène de multi-trajets. Elle se traduit par des variations rapides de l'amplitude et de la phase du signal sur des distances de l'ordre d'une longueur d'onde [24].

- ✓ d'interférences, qui peuvent provenir d'autres utilisateurs (canal multi-utilisateur), ou d'autres signaux (canal multi-utilisateur multi entrée), ou d'autres symboles du même signal. L'interférence entre symboles caractérise les canaux multi trajets, qui, par définition, génèrent en superposition au signal transmis un ou plusieurs échos de ce signal.
- ✓ Sélectivité d'un canal

Nous donnerons dans un premier temps la définition de base de la notion de temps et de fréquence de cohérence d'un canal.

Le temps de cohérence du canal mesure la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses du canal à l'émission de deux impulsions sont décorrélées, tandis que la bande de cohérence du canal correspond à l'écart fréquentiel minimal pour que deux composantes spectrales du canal soient décorrélées.

Un canal est dit sélectif en temps lorsque la durée du symbole transmis n'est pas faible relativement au temps de cohérence. Il est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal n'est pas faible par rapport à la bande de cohérence du canal. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées différemment que d'autres. Dans cette étude, nous nous sommes uniquement intéressés aux canaux sélectifs en temps et en fréquence.

La modélisation aléatoire consiste à décrire les gains complexes des trajets $h_l(t)$ par une loi de distribution et une fonction d'autocorrélation, notée $R_{h_l}(t)$. Les amplitudes complexes des différents trajets sont indépendantes entre elles [25].

I.5 Les effets sur le signal dans les canaux de transmission

I.5.1 Effet Doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par T_c le temps de cohérence du canal, durant lequel les distortions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c \sim \frac{1}{B_m}$. Si on note T_s la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte $T_s \ll T_c$.

Pour garantir le non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut en résumé respecter les conditions: $T_m \ll T_s \ll T_c$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis [22].

I.5.2 Les effets multi-trajets

A la réception, l'antenne reçoit plusieurs échos du signal retardés et atténués par le canal. Ces échos sont généralement générés par l'interaction entre le signal émis et différents éléments constituant le canal de transmission. Les principaux phénomènes d'interaction sont la réflexion, la diffraction et la dispersion.

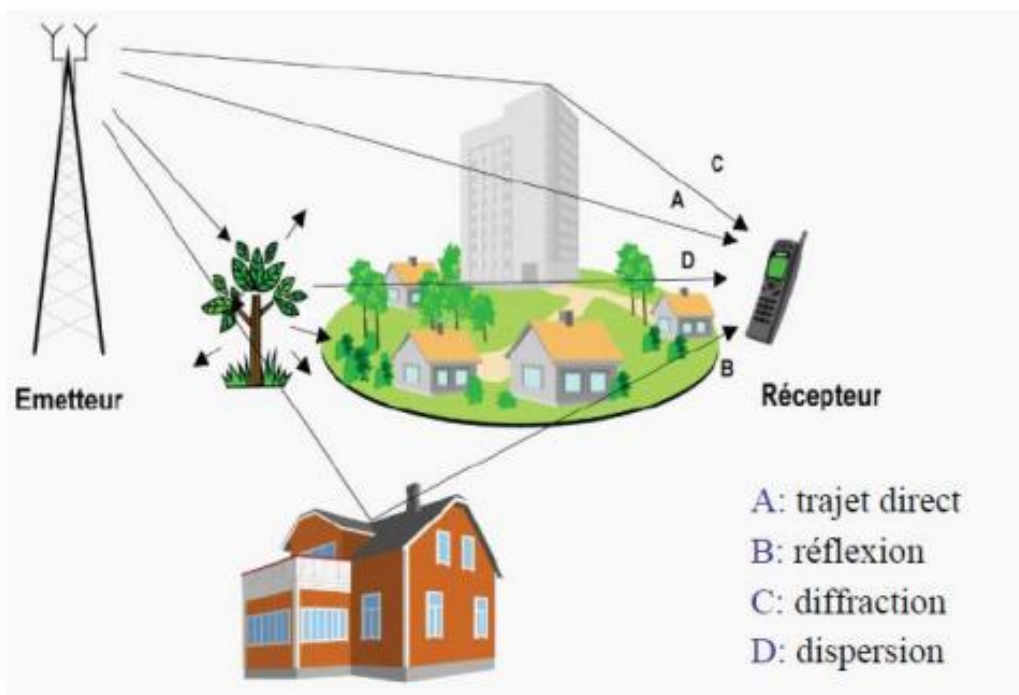


Figure I.5 Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission [24].

La caractérisation d'un canal multi-trajets peut être réalisée à partir de la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal. La RI d'un canal variant dans le temps peut être donnée par:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (I.5)$$

où δ est l'impulsion de Dirac, N est le nombre de trajets suivis par l'onde, τ_i et a_i sont respectivement le retard et le gain complexe associés au trajet i , avec $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_N$. [24].

I.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des éléments de base de la chaîne de transmission numérique, soit ses blocs fonctionnels qui permettent la transmission des signaux, et détaillé quelques éléments de ces blocs qui représentent l'émetteur, le canal et le récepteur. Les blocs de l'émetteur ont une fonction inverse de celle de blocs du récepteur. Le but de l'ensemble de ces blocs est d'améliorer la réception et de réduire l'impact du canal sur la qualité du signal reçu. Le chapitre suivant aborde la technique SC-FDMA implémentée par 3GPP LTE.

Chapitre II

Le système SC-FDMA

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente un système FDMA à porteuse unique (Signal Carrier-FDMA). Cette technique est une forme modifiée de l'OFDM (avec des performances de débit, et des complexités similaires). Cela est souvent considéré comme DFT-OFDM codé où les symboles de données dans le domaine temporel, ils sont transformés dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier discrète (DFT) avant de passer par la modulation OFDM standard.

II.2 Historique

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencé il y a plus de 40 ans avec un système précurseur appelé Kineplex] conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF (1.8-30Mhz). L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 puis par Weinstein et al. en 1971. La réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté. Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (ou encore FFT: Fast Fourier Transform), que les modulations multi-porteuses ont connu un gain d'intérêt. Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon récursive. Ceci réduit la complexité du modulateur et donc la consommation des terminaux. Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom d'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) pour les réseaux sans fil ou encore Discrete MultiTone (DMT) pour les réseaux

filaires, jusque la technique SC-FDMA, qui utilise la technique OFDM et le modulateur DFT [26].

II.3 Modulation mono-porteuse

Les systèmes de transmission mono-porteuse sont des systèmes qui transmettent les données de façon séquentielle sur une seule bande de fréquence ou canal physique, autour d'une seule porteuse, Figure (II.1). Cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais présente des inconvénients majeurs lorsque nous sommes en présence de canaux multi-trajets très sélectifs. En effet les multiples trajets du canal introduisent une interférence entre symboles (IES) qui affecte la qualité de transmission. Ce phénomène est d'autant plus accentué que le temps symbole du système est faible. Pour combattre cette dégradation, des techniques d'estimations et d'égalisations existent dans la littérature mais on peut déjà limiter ces dégradations en adoptant des mesures de prévention à l'émission comme des formes d'ondes particulières limitant l'IES et qui seront utilisées comme support physique de transmission du signal. D'autre part, chaque symbole de ce système, occupant toute la bande passante de communication, va subir la sélectivité fréquentielle du canal. Ce phénomène sera d'autant plus probable que la bande passante du système est importante c'est à dire lorsque le temps symbole est faible. Au regard de ces deux phénomènes on comprend mieux pourquoi cette technique de transmission n'est pas adaptée aux nouveaux systèmes de communication qui requièrent une largeur de bande passante plus importante pour véhiculer plus de débit. Ainsi, d'autres systèmes de transmissions plus adaptés, doivent être pensés pour supporter les exigences actuelles en termes de débit [27].

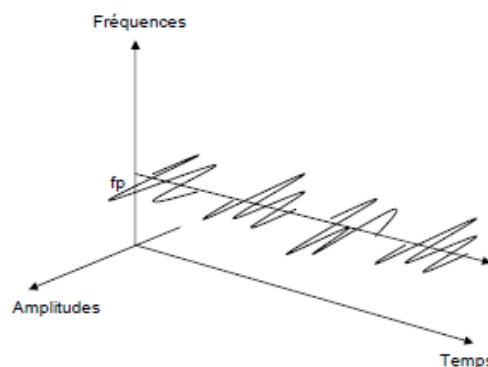


Figure II. 1 La modulation mono-porteuse [27].

II.4 Modulation multi porteuse

Le partage du spectre fréquentiel en sous-bandes n'interférant pas n'est pas nouveau, et constitue même le principe de base de la coexistence d'un bon nombre de systèmes hertziens. Toutefois, l'utilisation de plusieurs sous-porteuses pour une même communication a fait l'objet d'un regain d'intérêt dans les années 1980 avec un traitement du signal adapté et une complexité raisonnable à travers les systèmes

OFDM. Après un bref rappel historique, la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est présentée, ainsi que les principes qui en font un système attrayant dans un canal sélectif. [28]

OFDM repose pendant Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Un moyen de division de fréquence que les données sont divisées en deux ou plusieurs bandes de fréquences par rapport à la transmission à porteuse unique classique dans laquelle toutes les données sont transmises sur la même fréquence porteuse. Typiquement un système OFDM utilise une grande quantité de bandes de fréquence relativement étroites appelées sous-porteuses pour transmettre un symbole OFDM. Des moyens de multiplexage des flux que de nombreux de données sont combinés en un seul flux de données unique [29].

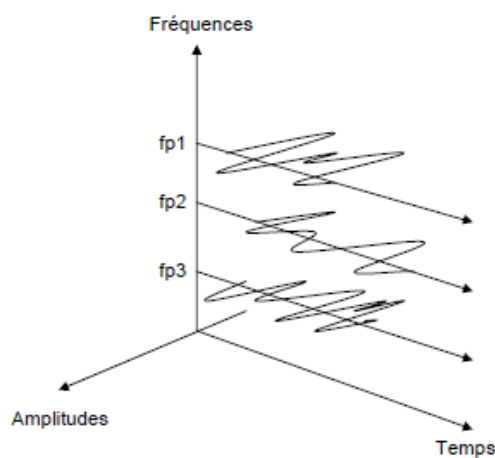


Figure II. 2 La modulation multi porteuses [27].

II.4.1 L'interférence entre symboles (IES)

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

II.4.2 L'interférence entre porteuses (IEP)

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes [30].

II.4.3 Principe de l'OFDM

Les techniques que nous appelons multi porteuses, comme l'OFDM, consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses à bas débit en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passant disponible.

Soit $\{f_k\}$ l'ensemble des fréquences porteuses considérées avec :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, 0 \leq k \leq N - 1 \quad (\text{II. 1})$$

Où T_s représente la durée allouée à un symbole, N le nombre de sous-porteuses.

Pour répartir les données à transmettre sur les N sous-porteuses, on groupe les symboles C_k par paquets de N où $\{C_k\}$ est un ensemble de nombres complexes prenant ses valeurs dans un alphabet fini, et représentant les données à transmettre. Le k -ième train de symboles parmi les N trains module une porteuse de fréquence f_k . Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2i\pi f_k t}$ [31]

Le signal résultant $s(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2i\pi f_k t} \quad 0 \leq k \leq N \quad (\text{II. 2})$$

II.4.4 Notion d'orthogonalité

Le système OFDMA est simplement défini comme une forme de systèmes à porteuses multiples, où l'espacement des porteuses est soigneusement choisi de façon que chaque sous-porteuse soit orthogonale aux autres sous-porteuses. Deux signaux; multiplier ensemble et si leur intégrale sur un intervalle est nul, alors les deux signaux sont orthogonaux dans cet intervalle.

L'orthogonalité peut être obtenue en choisissant soigneusement l'espacement de sous-porteuse, telle que de laisser l'espacement de sous-porteuse soit égale à l'inverse de la période de symbole utile. Comme les sous-porteuses sont orthogonales, le spectre de chaque sous-porteuses a une valeur nulle à la fréquence centrale de chacune des autres sous-porteuses dans le système, comme le montre la figure (II.3), il en résulte aucune interférence entre les sous-porteuses qui leur permet d'être espacées de plus près théoriquement possible [32].

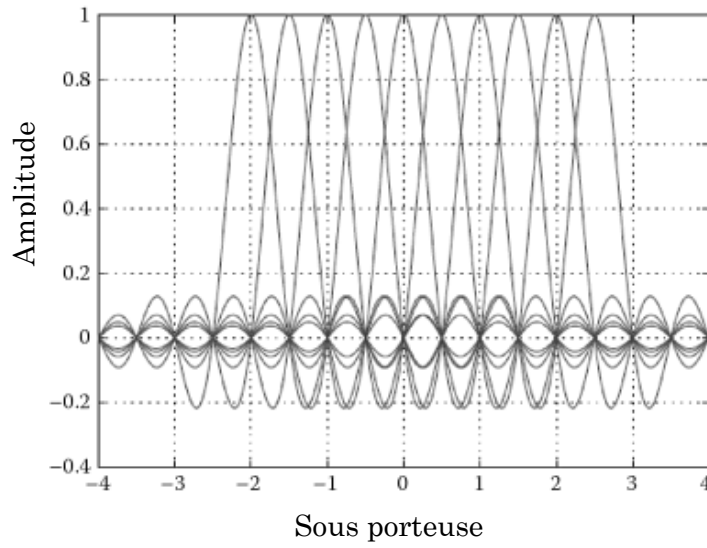


Figure II. 3 Sous-porteuse orthogonale dans le système OFDM [32].

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, on peut l'écrire sous la forme [33]:

$$s(t) = \sum_k \sum_{n=0}^{P-1} c_{n,k} \cdot e^{2i\pi f_n t} \cdot g(t - kT_s) \quad (\text{II. 3})$$

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

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

$$\psi_{n,k}(t) = g(t - kT_s) e^{2i\pi f_n t} \quad (\text{II. 4})$$

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

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{n,k}(t) \psi_{m,l}^*(t) dt = E_\psi \delta_{m,n} \delta_{k,l} \quad (\text{II. 5})$$

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

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\psi_{n,k}(t)$. En choisissant judicieusement $g(t)$ et Δf , les fonctions $\psi_{n,k}(t)$, forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information [22].

II.4.5 Avantages de la modulation OFDM

La modulation OFDM a été considérée parmi les solutions les plus efficaces contre les canaux sélectifs en fréquence. L'idée de découper la bande totale de fréquence en sous canaux très étroits a permis de simplifier l'égalisation tout en considérant la réponse fréquentielle du sous canal comme étant constante. Ainsi, la répartition de l'information sur chaque sous canal améliore remarquablement le débit utile de transmission. L'orthogonalité entre les sous-porteuses permet une occupation optimale de la bande de fréquence allouée avec une meilleure efficacité spectrale. La réalisation du modulateur OFDM est devenue très simple grâce à l'implémentation de l'algorithme de l'IFFT.

II.4.6 Inconvénients de la modulation OFDM

Lors de l'implémentation d'un système OFDM, il y a deux problèmes qu'il faut prendre en compte, le premier est au niveau de l'émetteur, soit le PAPR (rapport entre les puissances de crête et moyenne) et l'autre est au niveau du récepteur, soit le décalage (offset) fréquentiel.

✓ Le PAPR

Un point qui peut être critique dans les systèmes OFDM est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre. En effet, si l'addition des porteuses se fait de manière cohérente, le PAPR peut être très important.

Habituellement, ce rapport est défini comme suit

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{E \left[\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right]} \quad (\text{II. 7})$$

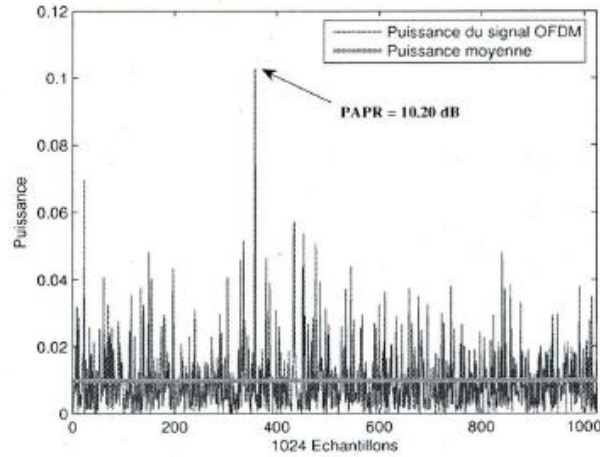


Figure II. 4 Puissance instantanée d'un signal OFDM [21].

Il est évident que plus le nombre de sous-porteuses est important, plus grande est la probabilité d'avoir un PAPR élevé. La figure (II.4) montre la puissance instantanée d'un signal OFDM ($N = 1024$, pas de préfixe cyclique). On y constate la présence d'un pic très significatif, donnant lieu à un PAPR de 10.20 dB. Pour transmettre ces pics sans écrêtage, non seulement le convertisseur doit posséder un nombre de bits suffisant pour les coder, mais l'amplificateur de puissance doit rester linéaire sur toute la plage de l'amplitude. Ceci se traduit généralement par un coût plus élevé du système et une forte consommation de puissance. Différentes techniques ont été proposées pour réduire le PAPR, tels que le *chapping*, le *peak windowing*, le *peak cancellation*, le *scrambling*, etc.

✓ Le décalage fréquentiel

Le décalage fréquentiel résulte de la différence entre l'oscillateur de l'émetteur et celui du récepteur. En plus, le bruit de phase de l'oscillateur du récepteur peut être lui aussi considéré comme une source du décalage fréquentiel. Le récepteur doit estimer et corriger le décalage fréquentiel responsable de l'interférence entre porteuses. Le décalage fréquentiel cause de l'interférence entre porteuses ce qui mène à une perte de l'orthogonalité entre les sous-canaux. Pollct et al. Ont démontré que les systèmes multi-porteurs sont beaucoup plus sensibles aux décalages fréquentiels que les systèmes mono-porteurs. Ils ont donné une relation qui détermine la dégradation en termes de SNR :

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} \left(\pi N \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \frac{E_s}{E_0} \quad (\text{II. 8})$$

Où ΔF est le décalage fréquentiel normalisé par l'écart entre les porteuses, $\Delta F = B/N$

R est le taux de symbole qui est égal à N/T_s , et E_s/N_0 est le rapport entre l'énergie par symbole et la densité spectrale de bruit. La sensibilité est donc d'autant plus importante que les porteuses sont proches [21].

II.5 Single-carrier FDMA

La SC-FDMA est une nouvelle technologie d'accès qui utilise simultanément les techniques de multiplexages de type accès multiple à répartition en fréquence et celui d'accès multiple à répartition dans le temps (multiplexage fréquentiel et temporel), cette technique comme l'OFDMA se base sur la répartition du signal numérique sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonales qui permet l'accès simultané de plusieurs utilisateurs attachés au réseau sauf que la SC-FDMA se caractérise par son facteur de crête PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) plus faible que celui de l'OFDMA.

II.5.1 Principe de modulation SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono-porteuse mais très proche de la modulation OFDM. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons. La Figure (II.5) montre la chaîne de transmission d'un tel système.

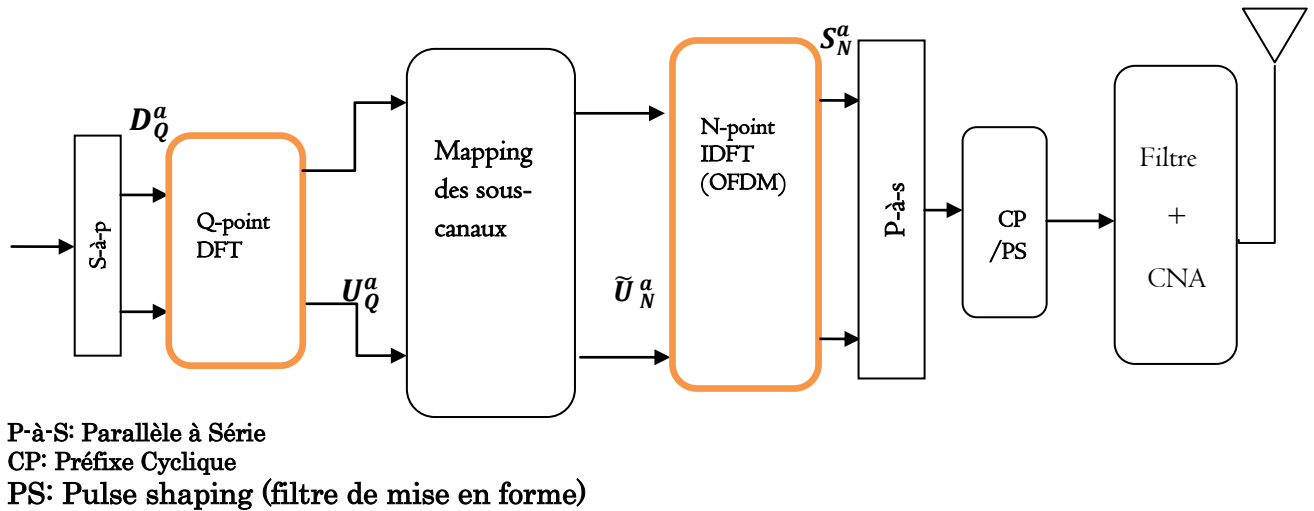


Figure II. 5 Emetteur SC-FDMA.

Elle est constituée de trois parties principales. On a d'abord un modulateur DFT « Discrete Fourier Transform » dont l'entrée $D_Q^a(n) = \{d_q^{n,a}\}, 0 \leq q \leq Q - 1$ constitue le bloc de symboles source de la modulation MAQ de l'utilisateur a prenant ses valeurs dans un alphabet fini. Ce modulateur transforme le bloc D_Q^a en Q symboles fréquentiels $U_Q^a(n) = \{U_q^{n,a}\}, 0 \leq q \leq Q - 1$ qui viennent ensuite moduler un ensemble de Q sous-porteuses choisies parmi N tel que $(N > Q)$. Cette répartition des symboles fréquentiels a pour objectif l'étalement spectral du signal et le multiplexage fréquentiel des signaux des différents utilisateurs. Nous décrirons plus en détails par la suite les différents modes de multiplexages de ce système. La sortie du multiplexeur est

enfin ramenée dans le domaine temporel par un modulateur IDFT (« Inverse DFT ») pour donner les symboles de sortie $S_n^a = \{s_q^{n,q}\} 0 \leq q \leq N - 1$. On peut remarquer que cette dernière partie de la chaîne n'est rien d'autre que le modulateur classique OFDM. Dès lors, on peut considérer le système SC-FDMA comme un système OFDM avec un pré-codage DFT et une allocation de ressources particulière. L'étalement spectral du signal a pour but d'augmenter la largeur de bande du système afin de réaliser un multiplexage en fréquentiel. Si le facteur d'étalement spectral est L , alors le nombre total de sous-canaux du système serait $N = L.Q$, Q étant la portion de sous-canaux allouée à chaque utilisateur. Ainsi, le système peut supporter au maximum L signaux (ou L utilisateurs) orthogonaux chacun occupant Q sous-porteuses distinctes.

Les deux autres parties de la chaîne de transmissions sont toutes aussi importantes. Il s'agit d'une part de l'insertion de l'intervalle de garde et le filtre de mise en forme qui jouent des rôles importants sur le signal transmis [27].

II.5.2 Intervalles de gardes

Les intervalles de gardes sont nécessaires pour l'orthogonalité entre de créer une zone « tampon » dans laquelle seront accumulées les versions retardées susceptibles de produire des interférences. Plusieurs techniques différentes existent pour l'introduction des intervalles de gardes dans OFDM. Il s'agit soit de remplir l'espace de garde entre des symboles consécutifs par des zéros. Une autre des deux méthodes, nous montre que l'extension cyclique peut introduit de deux façons différentes. L'une est nommée préfixe cyclique et l'autre suffixe cyclique.

II.5.2.1 Remplissages par de zéros

C'est une méthode qui consiste à insérer dans l'intervalle de garde des zéros à la place du préfixe et suffixe cyclique. Cette approche est utilisée dans le système UWB (Ultra Wide Band). Lorsque l'intervalle de garde est rempli par des zéros, la longueur du symbole OFDM est plus courte que dans les cas d'attribution de préfixe cyclique et suffixe cycliques. Aussi la longueur de la fenêtre rectangulaire de transmission est plus courte que pour le cas contenant les préfixes et suffixes cycliques, on aboutit à un spectre correspondant plus large. Le débit est de $\frac{T_{eff}}{T_{Total}} = T_{eff}/(T_{eff} + T_{cp})$ à cause de l'intervalle de garde. T_{Total} est la durée du symbole OFDM ajouté de l'intervalle de garde [34].

II.5.2.2 Préfixe cyclique

Le préfixe cyclique est une copie de la dernière partie du bloc. Il est inséré au début de chaque bloc pour deux raisons. Tout d'abord, le CP agit comme un temps de garde entre des blocs successifs. Si la longueur de la CP est plus longue que le délai maximum de propagation du canal, ou à peu près, la longueur de la réponse impulsionnelle de canal, alors, il n'y a pas IBI. Deuxièmement, étant donné que le CP

est une copie de la dernière partie du bloc, il convertit une convolution discrète temporelle linéaire dans une convolution circulaire de temps discret. Ainsi, les données transmises se propageant à travers le canal peut être modélisé comme une convolution circulaire entre la réponse impulsionnelle de canal et le bloc de données transmis, qui dans le domaine fréquentiel est une multiplication point par point de la DFT d'échantillons de fréquence. Ensuite, pour éliminer la distorsion de canal, la DFT du signal reçu peut simplement être divisée par la DFT du point-sage canal de réponse impulsionnelle [20].

Le préfixe cyclique est une bonne méthode pour combattre les interférences entre symbole (ISI) et entre porteuses (ICI). Grâce à cette extension, la période du symbole est plus longue. Précisons que bien que la période soit plus longue, cela n'a aucun incident sur le spectre fréquentiel du signal. Aussi longtemps que le bon nombre d'échantillons est pris en réception n'importe où dans le symbole rallongé, l'orthogonalité est maintenue et les interférences éliminées. La figure suivante donne une vue sur le principe d'insertion du préfixe cyclique.

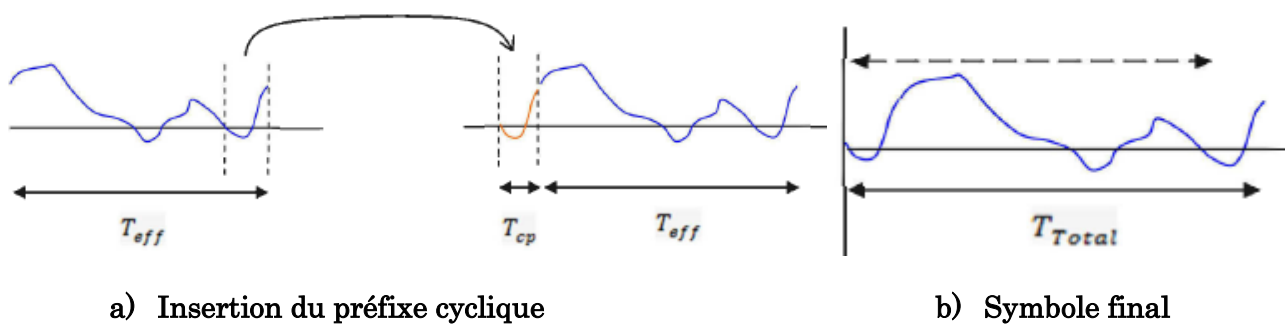


Figure II. 6 Insertion du préfixe cyclique [34].

Comme illustré dans les figures précédentes T_{cp} est la longueur du préfixe que nous rajoutons au symbole initial, nous obtenons un symbole OFDM de longueur

$$T_{Total} = T_{cp} + T_{eff} \quad (II. 9)$$

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

L'effet multi trajet du canal est confiné dans l'espace alloué au préfixe cyclique et n'affecte en rien la transformée de fourrier du prochain symbole pris à la durée T_{eff} . une durée de préfixe cyclique au minimum égale au retard maximum du canal favorise le maintien de l'orthogonalité entre les sous-porteuses et la continuité entre

sous-porteuses retardées. En bref l'orthogonalité entre toutes les sous-porteuses est gardée sur la période T_{eff} . L'équation (II.10) représente mathématiquement le principe.

$$\frac{1}{T_{eff}} \int_0^{T_{eff}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0, k \neq i \quad (II.10)$$

Pour le premier symbole ayant le retard t_0

$$\frac{1}{T_{eff}} \int_0^{T_{eff}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0-T_s)} dt = 0, k \neq i \quad (II.11)$$

Pour le second symbole qui arrive avec un retard $t_0 + T_s$

$$f_k = \frac{k}{T_{eff}} \quad (II.12)$$

f_k est la fréquence de la porteuse K exprimée en Hertz

T_{eff} est la durée effective du symbole en secondes

Retenons de cette section qu'aussi longtemps que le préfixe cyclique est plus grand ou égal au retard maximum du canal multi trajet et moyennant d'autres hypothèses que nous allons préciser, les interférences entre symboles OFDM peuvent être considérablement amoindries. La seconde méthode d'extension cyclique du symbole OFDM est le suffixe cyclique.

II.5.2.3 Suffixe cyclique

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM. C'est le même principe de rajout que précédemment sauf que dans ce cas, le suffixe est intégré à la fin du symbole OFDM. Il est utilisé pour éviter l'interférence entre le flot montant et celui descendant dans une communication. Pour choisir sa longueur, on calcule la différence de temps de réception entre le flot montant et celui qui est descendant, tandis que comme vu précédemment, le préfixe cyclique lui est choisi de façon à couvrir le temps de dispersion du canal [34].

II.5.3 Filtre de mise en forme

Le spectre du signal SC-FDMA émis par un mobile, doit être suffisamment localisé afin d'éviter toute perturbation aux bandes adjacentes qui sont utilisées par d'autres utilisateurs. Pour cela, un filtre de mise en forme en sinus cardinal ($\text{sinc}(\cdot)$) implémenté dans le domaine temporel après l'insertion de l'intervalle de garde, permet

d'obtenir un spectre rectangulaire de longueur $N * \Delta f$ où, Δf est l'espacement entre les sous porteuses du signal. Cependant, la fonction sinc (.) comporte des lobes secondaires importants qui contribuent à l'augmentation du Peak Power Ratio (PAPR) du signal transmis, qui est handicapant lors de l'amplification du signal.

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \quad (\text{II.13})$$

$$P(f) = \begin{cases} T & , si \ 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & , si \ \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & , si \ 0 \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Un compromis doit donc être trouvé afin d'obtenir un rayonnement hors bande du signal négligeable, sans porter préjudice sur le PAPR. Le filtre en cosinus surélevé est un compromis satisfaisant et est utilisé dans l'émetteur du système SC-FDMA. Les équations temporelles et fréquentielles de ce filtre sont données en (II.13), (II.14) où α représente le facteur de Roll-off du filtre de mise en forme. La Figure (II.7) représente la réponse impulsionnelle Figure (II.7) (a) et la réponse fréquentielle Figure (II.7) (b) du filtre pour quelques valeurs du facteur de Roll-off. Plus le Roll-off est faible, plus les radiations hors bandes sont négligeables mais plus le PAPR du signal augmente.

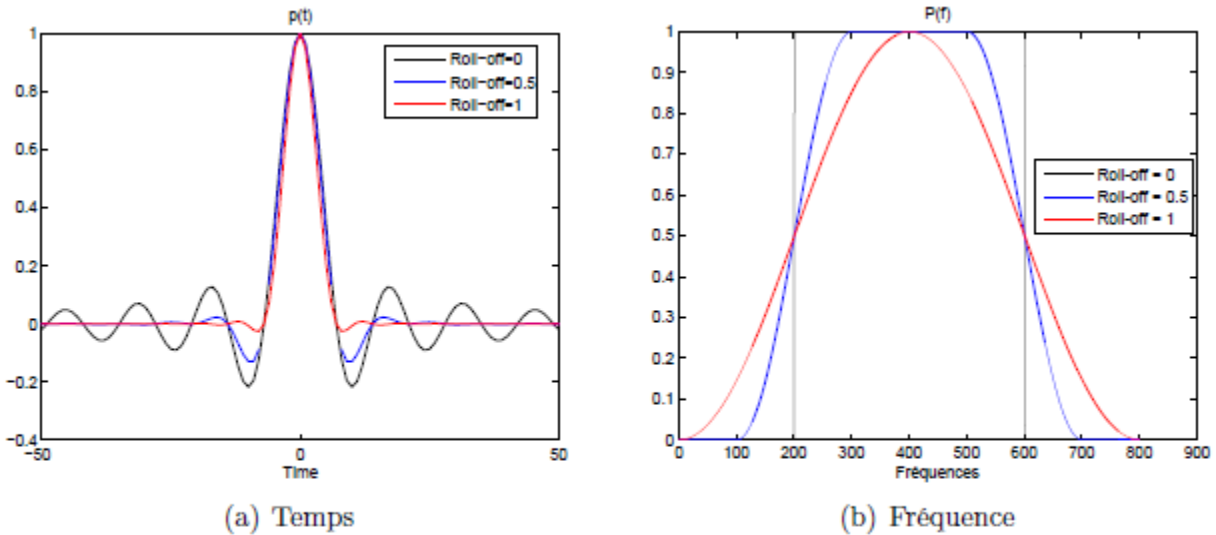


Figure II. 7 Filtre de mise en forme en Cosinus sur-élevé [27].

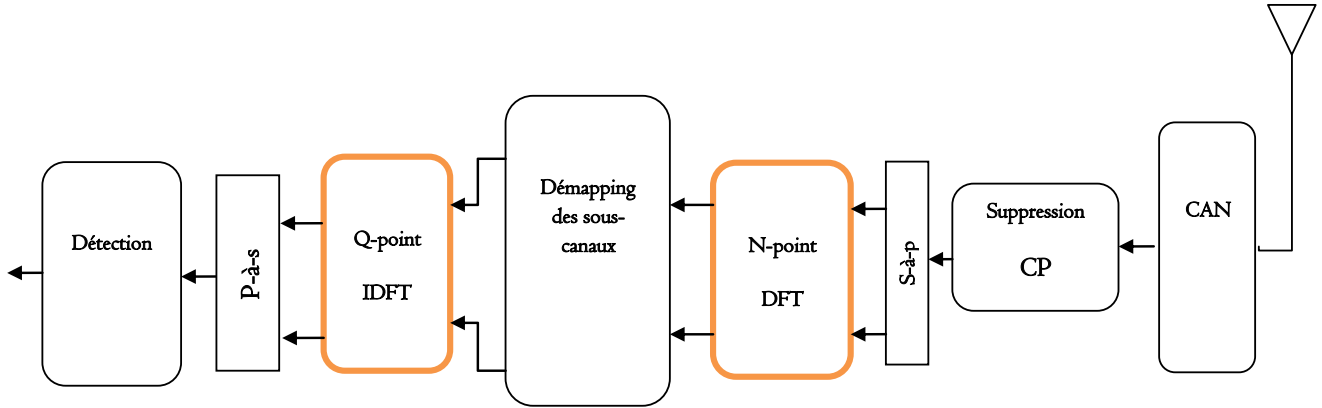
La bande passante du canal de transmission ainsi que le débit de transmission canal sont donnés en fonction du Roll-off α

$$W_{canal}^{\alpha} = N(1 + \alpha)\Delta f [Hz] \quad (\text{II.15})$$

$$R_{canal}^{\alpha} = \frac{N}{Q} (1 + \alpha) R_{source} [\text{symboles/seconde}] \quad (\text{II. 16})$$

Avec T la durée d'un symbole et R_{source} le débit source de chaque utilisateur.

II.5.4 Principe de la démodulation SC-FDMA



P-à-s: Parallèle à série

CP: Préfixe Cyclique

PS: Pulse shaping(filtre de mise en forme)

Figure II. 8 Récepteur SC-FDMA.

Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous-porteuses du système. En effet, le signal reçu $y^a(t)$ est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse. Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC/FDE, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels $\{U_q^{n,a}\} 0 \leq q \leq Q - 1$. Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources $\{d_q^{n,a}\} 0 \leq q \leq Q - 1$ du système. La Figure (II.8) illustre ce principe de démodulation [27].

II.5.5 Capacité de SC-FDMA :

La capacité est le débit maximal admissible soit sans erreur (théorique) soit pour un taux d'erreur donnée (pratique), elle est exprimée en bits par seconde.

La capacité d'un canal de communication radio avec une puissance de transmission constante P est exprimée par la relation suivante :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{SNR_{1.0MHz}}{W} \right) [Mb/s] \quad (II.17)$$

Avec W est la bande passante en MHz et le $SNR_{1.0MHz}$ à l'intérieur de la largeur de bande de 1,0 MHz avec la puissance d'émission constante P .

La capacité de la SC-FDMA est donnée par la relation :

$$C_{SC-FDMA} = \left(\frac{T_s}{T_s + \Delta} \right) \times \log_2 \left(1 + \frac{KP}{fKP + N_0} \times \frac{1}{10^{(L_{SC-FDMA}/10)}} \right) [b/s/Hz] \quad (II.18)$$

Avec

$L_{SC-FDMA}$ Représente les pertes de liaison relative à l'OFDMA.

K : le nombre d'utilisateurs transmettant simultanément.

P : puissance reçue par un utilisateur.

f : coefficient d'interférence co-canal.

N_0 le bruit de fond.

α : fraction du signal de l'utilisateur considéré comme une interférence [36].

II.5.6 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA

Dans la modulation SC-FDMA, le multiplexage des utilisateurs du système est effectué dans le domaine fréquentiel. Pour supporter un grand nombre d'utilisateurs simultanés, le système utilise la technique de l'étalement spectral permettant d'augmenter la ressource spectrale à partager. Ainsi chaque utilisateur se voit allouer une portion de la largeur de bande totale du système, de manière à éviter toute interférence avec un autre utilisateur. Deux modes d'allocations de ressources existent pour cette modulation : Il s'agit du mode distribué et du mode localisé.

II.5.6.1 Allocation de ressource en mode distribué

La mise en correspondance de sous-porteuse alloue M sous-porteuses régulièrement espacées zéros $(L-1)$ sont insérés entre des sorties M DFT, et des zéros supplémentaires sont ajoutées de chaque côté de la sortie DFT avant l'IFFT ($ML < N$). Comme dans le cas localisée, les zéros annexés sur chaque côté de sortie DFT ou fournissent jusqu'à échantillonnage interpolation « sinc », tandis que les zéros insérés entre les sorties de forme d'onde répétition DFT produisent dans le domaine temporel. Ce résultat dans un signal transmis similaire à domaine temporel OFDM avec un facteur de répétition L et le filtrage de mise en forme d'impulsion « sinc » [21].

Dans le mode distribué les Q symboles fréquentiels $\{U_0^{n,a}, \dots, U_{Q-1}^{n,a}\}$ correspondant à la sortie du modulateur DFT de l'émetteur, viennent moduler de Q

sous-porteuses régulièrement réparties sur toute la largeur de la bande passante du système, Figure (II.15). Les $N - Q$ sous-porteuses non modulées sont affectées à des signaux nuls. La modulation SC-FDMA qui utilise ce mode d'allocation est appelée IFDMA ou (« Interleaved-FDMA »). L'I-FDMA comporte plusieurs avantages.

Il permet d'une part de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système, mais possède également une grande diversité fréquentielle du fait de la répartition des porteuses modulées sur toute la bande passante. Cette technique est aussi très intéressante du point de vue implémentation. Ce signal peut être généré dans le domaine temporel sans utilisation des modulateurs DFT et IDFT grâce à une simple compression et répétition du signal source à transmettre avec un déphasage propre à chaque utilisateur. Par contre le système I-FDMA est très sensible aux offsets de fréquence qui sont souvent introduits par une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité causant ainsi une perte de l'orthogonalité entre les utilisateurs [27].

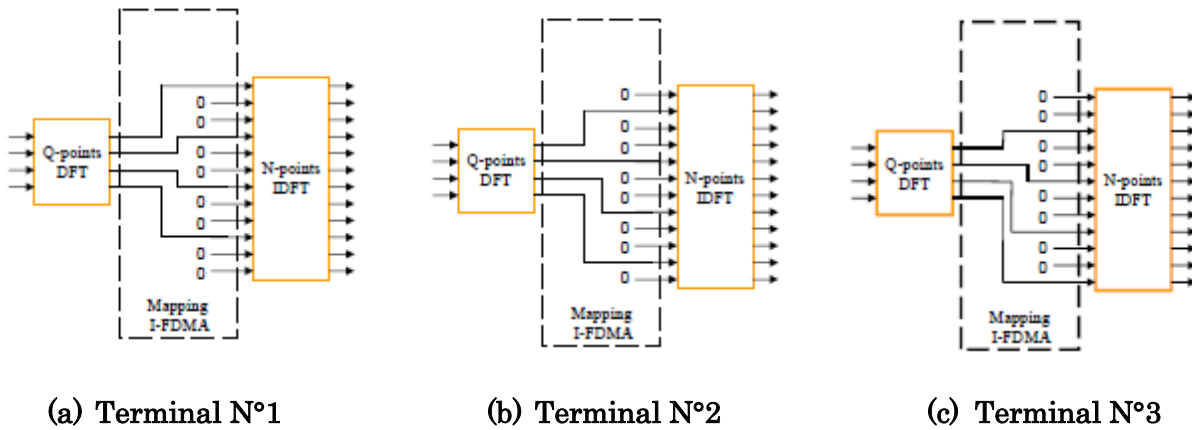


Figure II. 9 Mapping I-FDMA.

II.5.6.2 Allocation de ressource en mode localisé

La mise en correspondance de sous-porteuse alloue un groupe de M sous-porteuses adjacentes à un utilisateur. Résultats $M < N$ en zéros étant ajoutés à la sortie de l'épandeur DFT résultant dans une version sur échantillonnée / interpolée des symboles originaux de données MAQ M à la sortie du modulateur IFFT OFDM. Le signal émis est donc similaire à un support de signal à bande étroite avec un CP (équivalent à la génération dans le domaine temporel avec un facteur de répétition ($L = 1$) et l'impulsion de «sinc» façonnage filtrage [21].

L'autre mode d'allocation de ressources utilisé dans la modulation SC-FDMA est beaucoup plus robuste et a été adopté pour la voix montante de la norme LTE. Il s'agit du mode localisé qui donne son nom au système L-FDMA ou (« Localized FDMA ») Cette fois-ci les Q symboles fréquentiel $U_Q^n = \{U_0^{n,a}, \dots, U_{Q-1}^{n,a}\}$ correspondant à la sortie du modulateur DFT, viennent moduler un multiplexe de Q sous-porteuses contigües ; les

$N - Q$ autres sous-porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls, Figure(II.16). Les sous porteuses n'étant plus réparties sur toute la bande du système, on perd en diversité fréquentielle. Par contre le système est plus robuste à l'offset de fréquence en garantissant dans ce cas l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs.

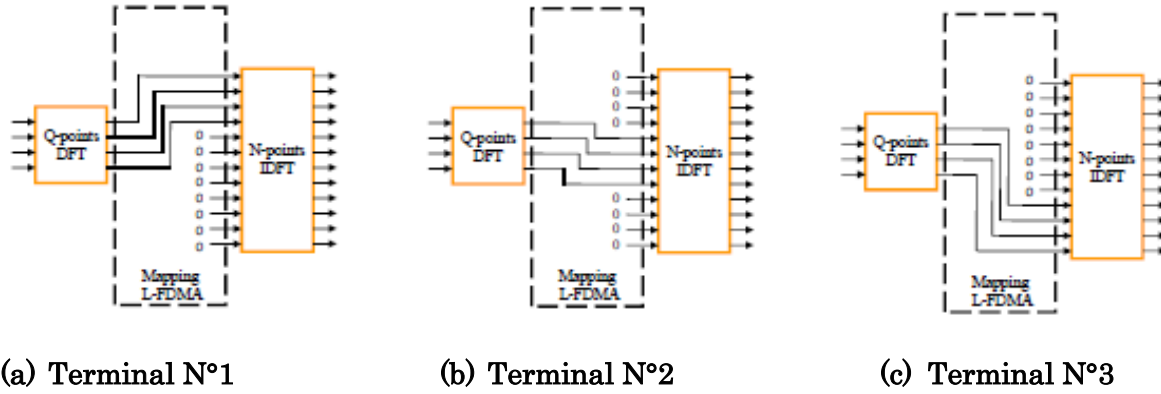


Figure II. 10 Mapping L-FDMA.

Pour l'une ou l'autre des deux techniques d'allocation, le choix du multiplex de fréquences allouées à chaque utilisateur peut se faire de deux manières : Soit de façon statique c'est à dire sur toute la durée de la communication, soit par un algorithme d'ordonnancement de canaux CDS ou « Channel Dependent Scheduling » [36] [38] qui octroie à chaque utilisateur, le multiplex de sous-porteuses en fonction de la qualité de son canal de transmission. Un utilisateur peut donc se voir octroyer différents multiplex de sous-porteuses durant la même communication ou même être supprimé du système lorsque son canal de transmission est trop médiocre. De plus, le CDS permet d'accroître considérablement la diversité multi-utilisateurs ainsi que le débit total du système dans le cas du mapping L-FDMA comparé à celui de l'I-FDMA [38]. Cela se justifie par le fait que le mapping I-FDMA, pour laquelle les sous-porteuses sont réparties sur toute la totalité de la bande disponible, aura un débit meilleur que dans la sous-bande déterminée par le CDS. Au niveau récepteur, lorsque le système fonctionne dans sa capacité maximale en termes de nombre d'utilisateurs, le spectre du signal est donné par la Figure(II.11). On peut constater l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses allouées à chaque utilisateur, et également l'orthogonalité entre les utilisateurs dans le domaine fréquentiel. En présence d'offset de fréquences, il est clair que le mode localisé est plus robuste que le mode distribué [27].

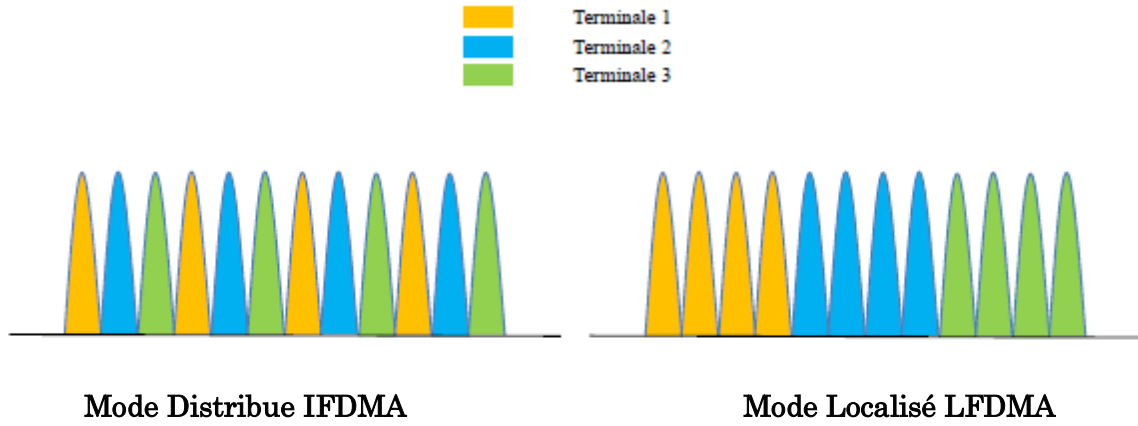


Figure II. 11 Spectre du signal SC-FDMA au niveau Récepteur.

II.5.7 Expressions analytiques du signal SC-FDMA

Dans cette partie du chapitre, nous donnons une description mathématique du signal SC-FDMA dans ses deux déclinaisons à savoir l'I-FDMA et le L-FDMA exposées dans la section précédente. Une interprétation des expressions obtenues nous permettra par la suite de trouver de nouvelles formes de générations du signal SC-FDMA surtout pour la technique I-FDMA. Nous rappelons que le facteur d'étalement spectral du système est noté L et correspond au nombre maximal d'utilisateurs pouvant communiquer simultanément dans le système. Dans toute cette partie, nous adopterons les notations indiquées au début du document : $D_Q^a(n) = \{d_0^{n,a} \dots d_{Q-1}^{n,a}\}$ représentera le bloc de symboles de la modulation MAQ de l'utilisateur a avec $a \in [0 \dots, L-1]$ On notera par $U_Q^a(n) = \{U_0^{n,a} \dots U_{Q-1}^{n,a}\}$ la représentation fréquentielle du bloc $D_Q^a(n)$ obtenue après la modulation DFT. L'étalement spectral fournit un signal à l'entrée du modulateur IDFT donné par $\tilde{U}_N^a(n) = \{\tilde{u}_0^{n,a} \dots \tilde{u}_{N-1}^{n,a}\}$ On notera par $S_N^a(n) = \{s_0^{n,a} \dots s_{N-1}^{n,a}\}$ le bloc SC-FDMA émis sans considération du filtre de mise en forme ni de l'intervalle de garde.

II.5.7.1 Mode distribué : I-FDMA

✓ Ecriture mathématique du signal I-FDMA

La discrétisation du signal $s^a(t)$ de l'utilisateur a à la sortie du modulateur SCFDMA donne la suite de symboles $\{S_k^{n,a}\}_{0 \leq k \leq N-1}$ obtenue par la transformée de Fourier Inverse (IDFT) du bloc $U_Q^a(n)$.

Le bloc $\tilde{U}_N^a(n)$ étant obtenu par étalement spectral du bloc $U_Q^a(n)$ de l'utilisateur a , la relation entre les symboles $\tilde{u}_k^{n,a}$ et $u_k^{n,a}$ est donnée par l'équation (II.19).

$$\tilde{u}_k^{n,a} = \begin{cases} u_{(k-a)/L}^{n,a}, & \text{si } k = L \cdot q + a, (0 \leq q \leq Q-1) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

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

$$s_m^{n,a} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{u}_k^{n,a} e^{j2\pi \frac{m}{N} k}, m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{II.20})$$

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 (II.21) avec $L = N/Q$

$$m = Q.l + p, \text{ avec } p \in [0, \dots, Q-1] \text{ et } l \in [0, \dots, L-1] \quad (\text{II.21})$$

D'après l'équation (II.21), les termes $\tilde{u}_k^{n,a}$ sont nuls sauf pour $k = L.q + a$ où on a $0 \leq q \leq Q-1$. Ainsi puisque $N = Q.L$ la somme de l'équation (II.20) peut se simplifier en (II.22) en ne considérant que les termes en $k = L.q + a$

$$s_m^{n,a} = s_{Q.l+p}^{n,a} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^{n,a} \cdot e^{j2\pi \frac{qp}{Q0}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{am}{N}} \quad (\text{II.22})$$

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

$$s_m^{n,a} = s_{Q.l+p}^{n,a} = \frac{1}{L} \cdot d_p^{n,a} \cdot e^{j2\pi \frac{am}{N}} \quad (\text{II.23})$$

Où $l \in [0 \dots L-1]$ et $p \in [0 \dots, Q-1]$. Une écriture plus condensée de cette expression est donnée en (II.24). On en déduit donc l'expression mathématique du signal I-FDMA comme suit :

$$s_m^{n,a} = \frac{1}{L} \cdot d_{m \bmod Q}^{n,a} \cdot \Phi_m^a, \text{ avec } m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{II.24})$$

Où $\Phi^a = \left\{ e^{j2\pi \frac{am}{N}}, m \in [0, \dots, N-1] \right\}$ est le vecteur de rotation de phase appliqué au signal de l'utilisateur a .

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 (II.24) permet d'écrire les symboles du vecteur $S_N^a(n)$ de la façon suivante :

$$S_N^a(n) = \{s_0^{n,a}, \dots, s_{N-1}^{n,a}\} = \frac{1}{L} \cdot \underbrace{\left\{ [d_0^{n,a}, \dots, d_{Q-1}^{n,a}] \right\}}_{L \text{ fois}} \cdot \Phi^a \quad (\text{II.25})$$

✓ Autre méthode de génération du signal I-FDMA

L'étalement spectral introduit par la modulation SC-FDMA que nous avons permis d'élargir la bande passante du signal de chaque utilisateur d'un facteur L par rapport à celle du signal source, dans le but de pouvoir multiplexer tous les signaux des utilisateurs en fréquentiel. De plus, un étalement spectral d'ordre L , se traduit dans le domaine temporel par une opération de compression des symboles sources par le même facteur L . Le temps symbole se réduit d'un facteur L permettant d'envoyer, sur une même durée, un nombre de symboles L fois plus important.

Au regards de l'équation (II.25), et à la lumière de cette remarque, il en ressort une nouvelle méthode de génération de l'I-FDMA. A partir d'un signal source $\{d_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ d'un utilisateur a , le signal I-FDMA peut être généré par simple compression d'un facteur L suivie d'une répétition par le même facteur L après laquelle on applique une rotation de phase Φ^a unique pour chaque utilisateur afin d'orthogonaliser les signaux, Figure (II.12).

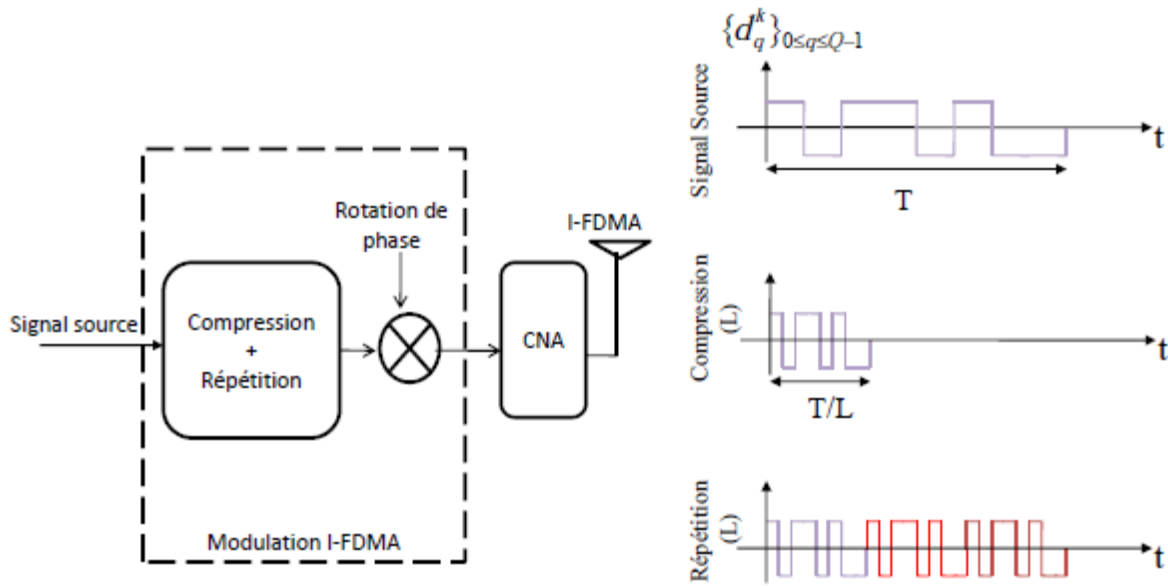


Figure II. 12 Nouvelles méthodes de génération du signal I-FDMA [27].

II.5.7.2 Mode localisé : L-FDMA

Dans cette partie nous donnons une description mathématique du signal L-FDMA.

✓ **Ecriture mathématique du signal L-FDMA**

Dans le cas présent la relation entre les suites de symboles $\tilde{u}_k^{n,a}$ et $u_k^{n,a}$ de la chaîne de transmission, est donnée par :

$$\tilde{u}_k^{n,a} = \begin{cases} u_q^{n,a} & , \text{si } k = Q \cdot a + q, (0 \leq q \leq Q - 1) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

En prenant la Transformée de Fourier Inverse de ces symboles, on obtient les symboles $s_m^{n,a}$ de la sortie du modulateur L-FDMA, donnés par :

$$s_m^{n,a} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{u}_k^{n,a} e^{j2\pi \frac{m}{N} k}, m \in [0, \dots, N - 1] \quad (\text{II. 27})$$

D'après l'équation (II.26), les termes $\tilde{u}_k^{n,a}$ sont nuls sauf pour $k = Q \cdot a + q$ où on a $0 \leq q \leq Q - 1$. Ainsi, puisque $N = Q \cdot L$, la somme de l'équation (II.27) peut se simplifier en (II.28) en ne considérant que les termes en $k = Q \cdot a + q$:

$$s_m^{n,a} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^{n,a} e^{j2\pi \frac{mq}{QL}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{ma}{L}} \quad (\text{II. 28})$$

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 :

Lorsque $p = 0$, l'équation (II.28) devient :

$$\begin{aligned} s_m^{n,a} &= s_{L \cdot l}^{n,a} \\ &= \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^{n,a} \cdot e^{j2\pi \frac{(L \cdot l)q}{QL}} \right) \\ &= \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^{n,a} \cdot e^{j2\pi \frac{lq}{Q}} \right) \\ &= \frac{1}{L} d_l^{n,a} \end{aligned} \quad (\text{II. 29})$$

Dans cette dernière équation nous reconnaissons une Transformée Inverse de Fourier des symboles $u_p^{n,a}$ dont le résultat n'est rien d'autre que les symboles sources $d_l^{n,a}$ voir la chaîne de transmission. Le signal à la sortie du modulateur L-FDMA pour le cas présent, peut donc s'écrire comme suit :

$$s_{L,l}^{n,a} = \frac{1}{L} \cdot d_l^{n,a}, \text{ avec } l \in [0, \dots, Q-1] \quad (\text{II. 30})$$

Lorsque $p \neq 0$, l'équation (II.30) se développe comme suit :

$$s_m^{n,a} = s_{L,l+p}^{n,a} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^{n,a} \cdot e^{j2\pi \frac{(L,l+p)q}{Q \cdot L}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{(L,l+p)a}{L}} \quad (\text{II. 31})$$

les termes $u_q^{n,a}$ étant la transformée de fourier des symboles sources, sont donnés par :

$$u_q^{n,a} = \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^{n,a} \cdot e^{-j2\pi \frac{rq}{Q}} \quad (\text{II. 32})$$

Posons $\Phi_p^a = e^{j2\pi \frac{(L,l+p)a}{L}} = e^{j2\pi \frac{ap}{L}}$. L'équation (II.28) devient :

$$\begin{aligned} s_m^{n,a} &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \left(\sum_{r=0}^{Q-1} d_r^{n,a} \cdot e^{-j2\pi \frac{rq}{Q}} \right) \cdot e^{+j2\pi \frac{(L,l+p)q}{Q \cdot L}} \right] \cdot \Phi_p^a \\ &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^{n,a} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} e^{-j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\} q} \right) \right] \cdot \Phi_p^a \\ &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^{n,a} \left(\frac{1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_p^a \end{aligned} \quad (\text{II. 33})$$

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

$$s_m^{n,a} = \frac{1}{L} \left(1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}} \right) \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left(\frac{d_r^{n,a}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_p^a \quad (\text{II. 34})$$

En résumé, l'expression mathématique du signal temporel LFDMA est donné ci-dessous [27]

Pour : $m = L \cdot l + p$, avec $p \in [0, \dots, L-1]$ et $l \in [0, \dots, Q-1]$

$$s_m^{n,a} = s_{L,l+p}^{n,a} = \begin{cases} \frac{1}{L} \cdot d_l^{n,a} & , \text{ si } p = 0 \\ \frac{1}{L} \left(1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}} \right) \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left(\frac{d_r^{n,a}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{p}{N} \right\}}} \right) \right] \cdot \Phi_p^a & \text{ sinon} \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

II.6 Etude du PAPR du signal SC-FDMA

Le SC-FDMA est une technique d'accès multiple qui s'est imposée dans la nouvelle norme 3GPP LTE à cause principalement de son faible PAPR comparée aux techniques existantes. 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. Dans cette partie du chapitre nous introduisons la notion du PAPR. Ainsi Le cas spécifique du PAPR du signal SC-FDMA sera examiné et comparé par la suite à celui de l'OFDM. 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 sur un temps donné. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{II. 36})$$

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne, contrairement à un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne.

II.6.1 Evaluation du PAPR du signal SC-FDMA

Dans cette partie nous examinons le PAPR du signal SC-FDMA. Pour cela reconsidérons l'équation (II.36). Le signal échantillonné $\{s_m^k\} 0 \leq m \leq N-1$ de la sortie du modulateur SC-FDMA de l'utilisateur k sur une période symbole T . Cette équation est valable quelque soit le mapping utilisé : I-FDMA ou LFDMA. En prenant en compte le filtre de mise en forme en cosinus surélevé $p(t)$ donné par l'équation (II.15), on obtient le signal émis, qui peut s'écrire comme suit où f_c représente la fréquence RF du système.

$$S_k(t) = \frac{1}{N} e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{N-1} s_m^k p(t - mT) \quad (\text{II. 37})$$

La relation (II.36) permet de définir le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k comme suit :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|s^k(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |s^k(t)|^2 dt} \quad (\text{II. 38})$$

Le filtrage remonte le PAPR du signal mais lorsqu'aucun filtre de mise en forme est utilisé le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k se calcule simplement à partir de ses symboles s_m^k émis :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq m \leq N-1} (|s_m^k|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |s_m^k|^2} \quad (\text{II. 39})$$

La suite de symboles $\{s_m^k\} 0 \leq m \leq N - 1$ suit une loi aléatoire car générée à partir des symboles sources tirés dans un alphabet de Q éléments selon une loi uniforme. Dès lors le PAPR du signal devient une variable aléatoire. Il est donc nécessaire d'utiliser la distribution du signal pour le calcul de la valeur maximale des échantillons $|s_m^k|^2$ ainsi que de leur valeur moyenne. L'amplitude d'un signal mono-porteuse n'a pas une distribution gaussienne, il est donc difficile d'établir une expression exacte du PAPR du signal SC-FDMA qui est un signal mono-porteuse comme l'on l'avons déjà indiqué. Ainsi, pour contourner le problème, on utilise en général des méthodes numériques pour estimer le PAPR. La technique la plus répandue est celle de la CCDF « Complementary Cumulative Distribution Function » du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur $PAPR_0$: $\Pr(PAPR > PAPR_0)$. En résumé, pour déterminer le PAPR du signal SC-FDMA nous simulerons la chaîne de transmission du système pour générer les symboles $\{s_m^k\} 0 \leq m \leq N - 1$ sur une période T ; l'équation (II.39) ou (II.38) sera ensuite appliquée pour déterminer numériquement le PAPR du signal [36].

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de base de la modulation Signal carrrie FDMA, et nous avons vu en détails les techniques de modulation et de démodulation du système SC-FDMA. Ce système étant monoporteuse, du fait de la transmission séquentielle sur une porteuse, mais cette technique bénéficie de la technique OFDM pour les canaux selectifs en fréquence et une bonne performance et haut débit et presente un autre avantage d'avoir un faible Peak to Average Power Ratio (PAPR).

Les deux techniques de multiplexage fréquentiel du système SC-FDMA : Le mode distribué I-FDMA, et le mode localisé L-FDMA. L'I-FDMA pour lequel les sous-porteuses modulées sont uniformément réparties sur toute la largeur de bande du système, a l'avantage d'avoir une grande diversité fréquentielle, alors que le mode localisé L-FDMA, utilisé dans le LTE, pour lequel les sous-porteuses sont contigües, présente l'avantage d'avoir une meilleur diversité multiutilisateurs par le moyen du CDS (Channel Dependent Scheduling). Le signal SC-FDMA est amplifié avant tansmise dans la canal est le amplificateur utilise est un amplificateur non linéaire. Le chapitre suivant on étude l'effet de l'amplificateur sur le système SC-FDMA.

Chapitre III

L'effet d'amplificateur de puissance sur le signal OFDM

III.1 Introduction

OFDM est largement utilisée dans la liaison descendante, son utilisation dans la liaison montante est entravée par le PAPR. Le problème PAPR, commune à tous les techniques de transmission MC, induit de nombreux problèmes de performances tels que la réduction d'efficacité de puissance, la repousse spectrale et la distorsion dans la bande lors de l'utilisation des amplificateurs de puissance non linéaires (HPA). Beaucoup d'efforts ont été dirigés afin de soulager efficacement le problème PAPR, mais en raison de certains problèmes de compatibilité des standards et des limitations pratiques des systèmes, le problème n'est pas encore considéré complètement résolu. Dans ce chapitre, on détaille l'effet d'amplificateur HPA sur le signal OFDM.

III.2 Généralité sur les amplificateurs de puissance

L'amplificateur de puissance est un dispositif qui permet d'augmenter la puissance d'un signal électrique est lui ajoutant l'énergie prélève sur une source d'alimentation. On peut spécifier un amplificateur de puissance à partir de ses caractéristique principale : son rendement, son gain en puissance, et ses paramètres de linéarité [39].

III.2.1 Les amplificateurs linéaires

Le petit amplificateur linéaire qui est décrit ci-après permet de délivrer dans la bande 1,2 GHz une puissance RF de 1 W, au point de compression de -1 dB. On rappelle qu'en transmission numérique il est souvent utile de recourir à une amplification

linéaire pour amplifier les signaux radiofréquence car ceux-ci n'ont généralement pas une enveloppe constante (Ex : la modulation QPSK). Si l'on ne prend pas cette précaution, on observe un phénomène gênant d'étalement du spectre émis [40].

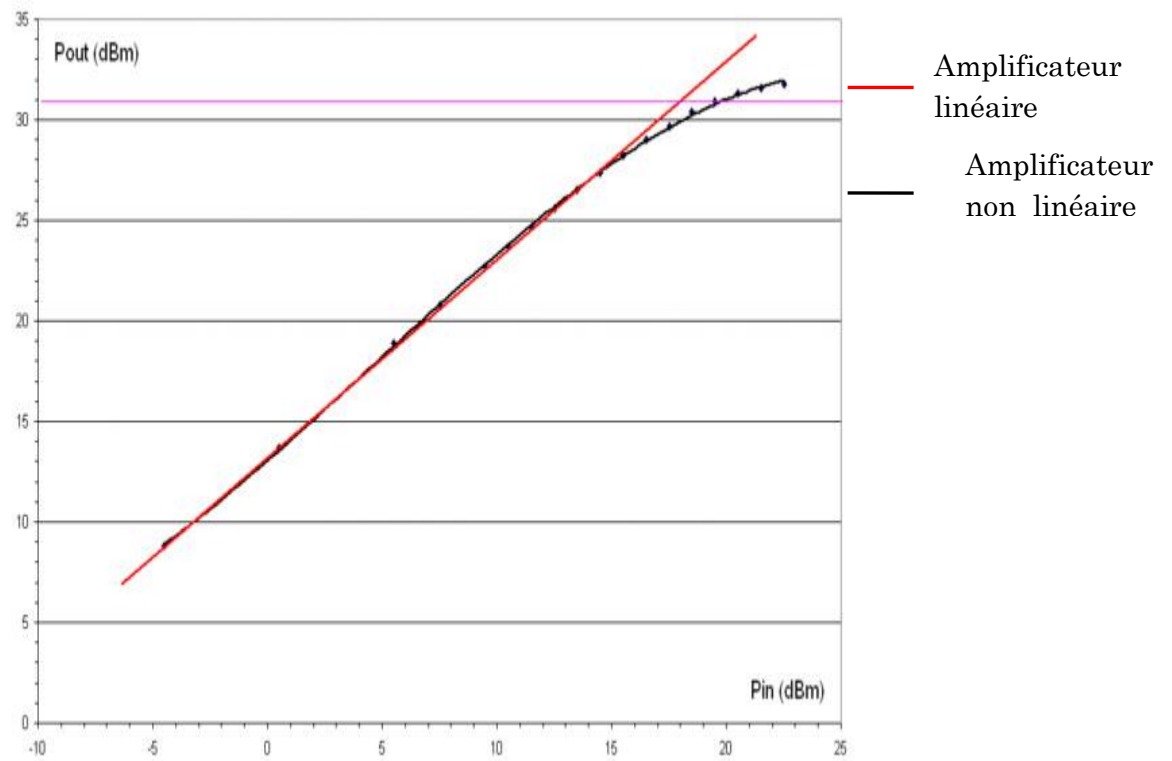


Figure III. 1 Amplificateur linéaire [40].

III.2.2 Amplificateur de puissance non linéaire HPA

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs ont besoin d'amplificateur de puissance pour fournir une certaine puissance aux signaux (radio-fréquence) pour éviter qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre. L'amplificateur puise alors la puissance nécessaire utile au signal dans une source de courant continue qu'il injecte ensuite dans le signal. En général, on distingue deux catégories d'amplificateurs de puissance qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications :

- ✓ L'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP, TWTA pour "Travelling Wave Tube Amplifier") plus utilisé dans les transmissions par satellites pour transmettre de fortes puissances
- ✓ L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA pour "Solid State Power Amplifier") utilisés dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas des téléphones portables ou de la boucle radio. Cependant, même dans les applications spatiales, les TOP sont abandonnées de plus en plus au bénéfice des SSPA vu les avantages qu'ils présentent (masse plus faible, encombrement plus réduit, flexibilité d'utilisation) [27].

III.2.2.1 Notion de rendement

La figure (III.2) illustre un bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu lors de l'amplification d'un signal. Comme il est impossible d'avoir un transfert total de l'énergie vers le signal, la notion de rendement est alors à définir. Le bilan de puissance est donné par la relation :

$$P_e + P_d = P_s + P_{alim} \quad (\text{III. 1})$$

Les puissances d'entrée P_e et d'alimentation P_{dc} sont converties en puissance de sortie P_s et en perte (puissance dissipée) P_{diss}

Deux notions de rendement sont en général définies dans la littérature

Le rendement en puissance : il exprime le rapport entre la puissance de sortie et la puissance fournie par l'alimentation. Ce paramètre est d'autant important qu'il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous:

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_{alim}} \quad (\text{III. 2})$$

Le rendement en puissance ajoutée : il prend en compte la puissance d'entrée. Tout comme le rendement en puissance, il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous [7]:

$$\eta_{ajouté} = \frac{P_s - P_e}{P_{alim}} \quad (\text{III. 3})$$

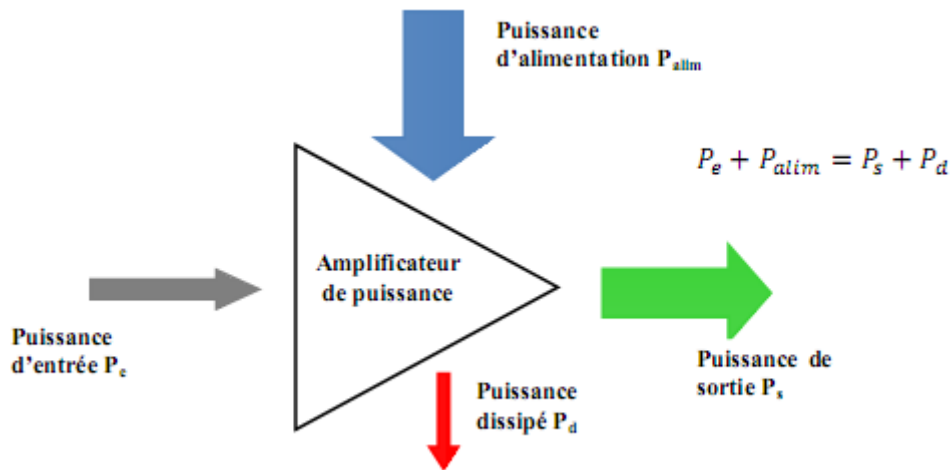


Figure III. 2 Bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu dans un amplificateur de puissance [7].

III.2.2.2 La caractéristique de transfert

Dans un amplificateur de puissance la relation entrée-sortie est caractérisée par deux fonctions de transferts l'une relative à la phase et l'autre à l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/PM donne la relation entre Amplitude d'entrée et phase du signal de sortie de l'amplificateur. Par contre, la caractéristique AM/AM que nous analysons en détail ici, donne de la relation entre la puissance du signal d'entrée et celle du signal de sortie. Cette caractéristique AM/AM a un aspect particulier pour les amplificateurs de type SSPA représenté sur la Figure (III.3). La caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance comporte trois zones particulières [27]:

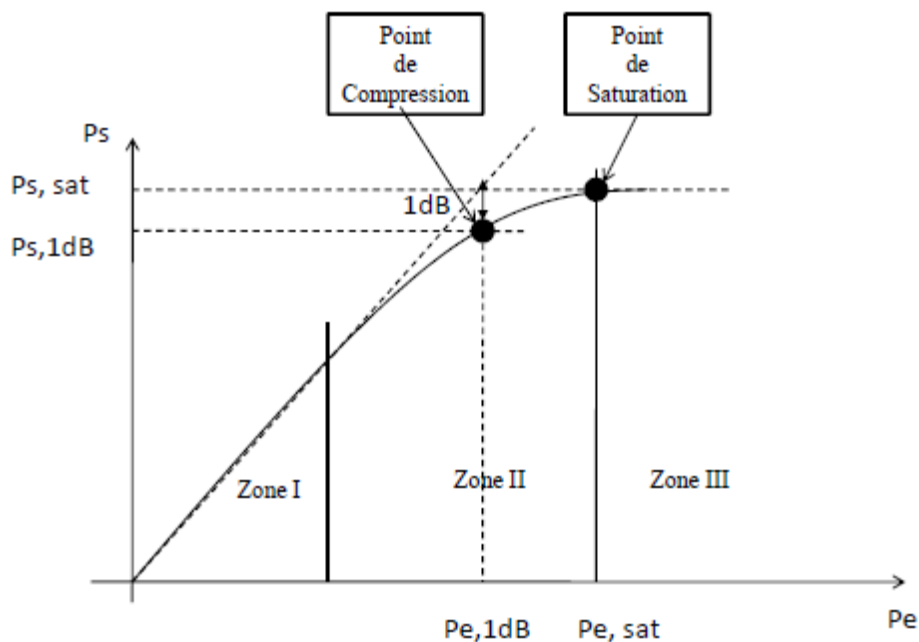


Figure III. 3 Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance [27].

- ✓ **Zone I linéaire** : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement proche d'un système linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrées sont faibles. Les distorsions produites dans cette zone sont quasi inexistantes.
- ✓ **Zone II de compression** : dans cette zone, la puissance de sortie n'est déjà plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport la droite linéaire). Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain. Un point important est situé dans cette zone. Il s'agit du point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB ($P_{e,1dB}$), c'est un point caractéristique de l'amplificateur de puissance.

- ✓ **Zone III de saturation** : à partir d'une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie devient quasiment constante et la courbe de gain décroît linéairement. La saturation se manifeste par un écrêtage du signal de sortie. La puissance de saturation en sortie est, elle aussi, une caractéristique de l'amplificateur désignée par $P_{s,sat}$ [7].

III.2.2.3 Le recul d'entrée et le recul de sortie

Un signal traversant un amplificateur de puissance subit alors à la fois la compression AM/AM et la conversion AM/PM. Il est nécessaire de présenter les notions de "Input Back-Off" (IBO) et de "Output Back-Off" (OBO) qui traduisent le Recul en Entrée et le Recul en Sortie respectivement.

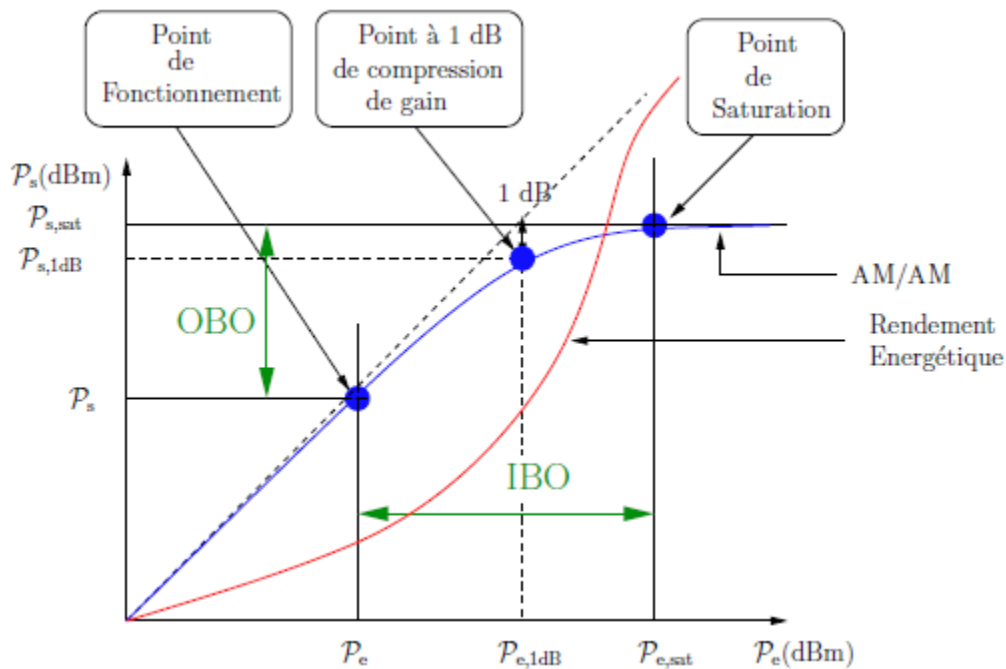


Figure III. 4 Exemple de Caractéristique AM/AM présentée l'IBO et l'OBO [19].

Soit P_e la puissance d'entrée d'un signal et P_s sa puissance de sortie, $P_{s,1dB}$ la puissance de sortie au point de compression 1 dB et $P_{e,1dB}$ la puissance d'entrée correspondante. La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l'entrée (ou de la puissance d'entrée au point de compression 1 dB) et la puissance d'entrée du signal.

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

ou encore

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{e,1dB}}{P_e}, [dB] \text{ ou } IBO(dB) = P_{e,1dB} \text{ dB}(dBm) - P_e(dBm)$$

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

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

Ou encore

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{s,1}}{P_s}, [dB] \text{ ou } OBO(dB) = P_{s,1 \text{ dB}}(dBm) - P_s(dBm)$$

A' partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur est sur dimensionné par rapport au signal à amplifier, et par conséquent moins il y a des distorsions d' u` a la non-linéarité. Ainsi donc pour s'éloigner de la zone de compression, de nombreux systèmes fonctionnent avec un IBO (ou OBO) élevé. On verra par la suite que le rendement de l'amplificateur est faible dans cette zone qui correspond à la zone linéaire [19].

III.2.2.4 Les classes d'opération de l'amplificateur de puissance

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

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

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

Le tableau ci-dessous extrait de résume les différentes caractéristiques des classes d'amplificateur de puissances analogiques.

Tableau III. 1 Caractérisation des classes d'opération des amplificateurs de puissance analogiques.

Classe	Angle de conduction (2)	Puissance de sortie	Rendement Maximal	Gain	Plage de Linéarité
A	2π	Satisfaisante	50%	Important	Grande
B	π	Moyenne	78.5%	Moyen	Moyenne
AB	Entre π et 2π	Moyenne	50% à 78.5%	Satisfaisant	Satisfaisante
C	inférieur à π	Faible	100%	Faible	Faible

Il a été établi une relation qui donne le rendement énergétique des amplificateurs analogiques (donc de classes A, B, AB et C) en fonction du recul de sortie OBO. Cette relation est donnée ci-dessous :

$$\eta_{DC} = \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{2(\sin\theta - \theta\cos\theta)} \frac{1}{OBO} \quad (\text{III. 4})$$

Où OBO est le recul de sortie de l'amplificateur qui est donné par l'équation. Cette relation permet de savoir pour un recul de sortie OBO donné, le rendement énergétique η_{DC} de l'amplificateur associé.

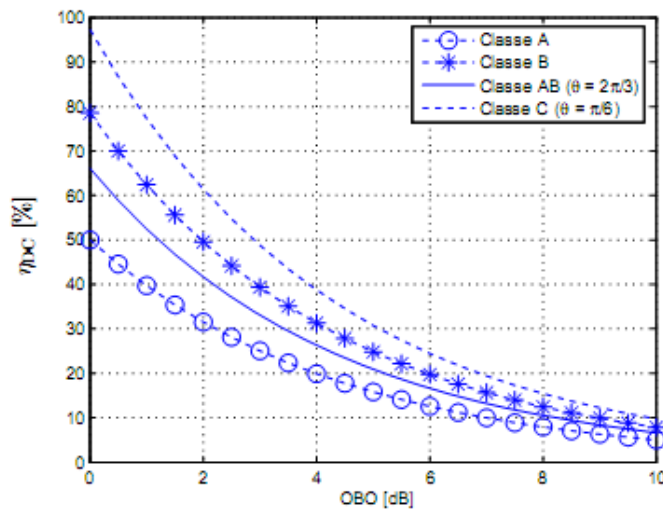


Figure III. 5 Rendement de l'amplificateur en fonction de la classe d'opération et du recul de sortie OBO [19].

Une analyse des courbes de la Figure (III.5) montre que plus le recul de sortie OBO augmente, plus le rendement énergétique de l'amplificateur diminue quelque soit la classe d'opération de l'amplificateur. Un rendement énergétique maximal est obtenu pour $OBO = 0\text{dB}$, c'est-à-dire, $P_s = P_{s,sat}$ (ou encore $P_e = P_{e,sat}$), pour toutes les classes d'opération de l'amplificateur [19].

III.2.2.5 Les modèles HPA

Un modèle de HPA ou un véritable mesuré un peuvent être décrits entièrement par ses caractéristiques entrée / sortie ou de fonction de transfert. Les caractéristiques AM / AM et PM/AM indiquent la relation entre le module et la variation de phase du signal de sortie en fonction de l'entrée du module.

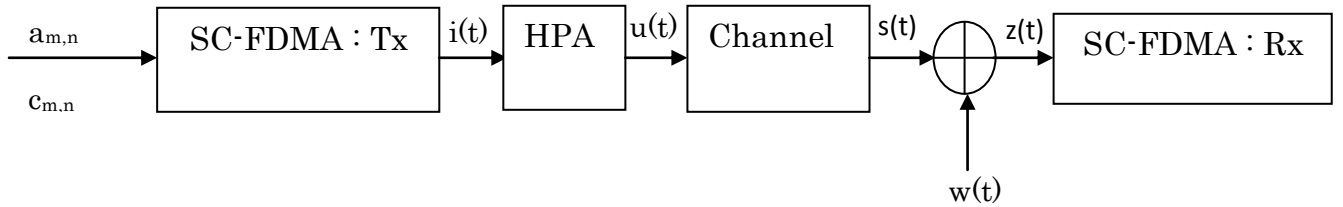


Figure III. 6 Le modèle de système de transmission avec modulations SC-FDMA.

Le flux de symboles de signal SC-FDMA modulé a une enveloppe complexe $i(t) = x(t) + jy(t)$ que l'on peut écrire sous la forme

$$i(t) = \rho(t)e^{j\varphi(t)} \quad \text{où} \quad \rho(t) = \sqrt{|x(t)|^2 + |y(t)|^2} \quad \text{est le module d'entrée de signal, et} \\ \varphi(t) = \arctan\left(\frac{y(t)}{x(t)}\right)$$

Pour simplifier, nous avons écarté la variable temps t à partir de ρ et φ . Ensuite, le signal amplifié $u(t)$ peut être écrit comme

$$u(t) = F_a(\rho) \exp(jF_p(\rho)) \exp(j\varphi) \\ = S(\rho) \exp(j\varphi)$$

Où (III.5)

$F_a(\rho)$ est la caractéristique AM / AM de la HPA ;

$F_p(\rho)$ est la caractéristique AM / PM de la HPA ;

$$S(\rho) = F_a(\rho) \exp(jF_p(\rho)) ;$$

est l'enveloppe complexe du signal amplifié $u(t)$.

III.2.2.5.1 Les modèles sans mémoire

✓ Modèle polynomial

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

$$y(t) = \sum_{k=1}^{N_P} a_k x^k(t) \quad (\text{III.6})$$

où a_k sont les coefficients du modèle. Si ces coefficients sont réels, alors seule la conversion AM/AM est considérée. En revanche, si ces coefficients sont complexes la conversion de phase (AM/PM) est aussi prise en compte, les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM s'écrivent :

$$\begin{aligned} F_a[\rho] &= \sum_{m=0}^{\frac{(N_P-1)}{2}} \frac{a_{2m+1}}{2^{2m}} \binom{2m+1}{m+1} (\rho)^{2m+1} \\ F_p[\rho] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Notons que dans ce modèle, il n'y a pas de distorsions de phase. En général, un système non-linéaire "sans mémoire" peut engendrer uniquement de la distorsion d'amplitude, et jamais de la distorsion de phase. S'il y a de la distorsion de phase, le système doit forcément posséder de la mémoire. La caractérisation de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance par un modèle type polynomial est fondamentale pour toute approche de modélisation de l'amplificateur de puissance, mais elle est insuffisante pour décrire parfaitement le comportement de l'amplificateur de puissance dans une application réelle où des signaux complexes sont exploités.

✓ Limiteur d'enveloppe souple (SEL)

Ce modèle est utilisé pour la modélisation d'un HPA avec un système de prédistorsion parfait. La fonction de transfert globale de la pré-distorsion suivie par le HPA est donc un limiteur qui peut être décrit par les fonctions AM / AM et AM / PM suivants :

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= \begin{cases} \rho, & \rho \leq A_{sat} \\ A_{sat}, & \rho > A_{sat} \end{cases} \\ F_p(\rho) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Où A_{sat} est le niveau de saturation d'entrée HPA.

✓ Modèle de Saleh (TWTA)

Le modèle de Saleh est généralement utilisé pour la modélisation d'amplificateurs à TWT. Ce modèle de HPA a été utilisé principalement dans plusieurs ouvrages traitant de l'impact de la non-linéarité de systèmes OFDM.

Selon ce modèle, les caractéristiques de conversion AM / AM et AM / PM peuvent être exprimées comme suit [41]:

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho^2 + A_{sat}^2} \\ F_p(\rho) &= \varphi \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2} \end{aligned} \quad (III.9)$$

✓ Modèle de Rapp (SSPA)

Ce modèle est connu comme le modèle Rapp, a été présenté seulement la conversion AM / AM. Elle peut être exprimée :

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= \frac{\rho}{(1 + (\frac{\rho}{A_{sat}})^{2P})^{\frac{1}{2P}}} \\ F_p(\rho) &= 0 \end{aligned} \quad (III.10)$$

Où P est un facteur d'adjacent qui commande la transition à partir de la région linéaire à la région de la saturation, ($P > 0$). Ce modèle de HPA assume une performance linéaire pour bas amplitudes du signal d'entrée. Puis, une transition vers la sortie de saturation constante est observée. Lorsque $P \rightarrow \infty$, le modèle Rapp converge vers le SEL.

III.2.2.5.2 Les modèles avec mémoire

Les modèles que nous avons présentés précédemment sont destinés aux signaux à bande étroite. Cependant, pour des applications à large bande, ces modèles ne sont pas suffisants. Par conséquent, il existe une autre catégorie de modèles destinés à ce genre d'applications. Ces modèles s'appellent les modèles avec effet mémoire. Un comportement statique ou sans mémoire de l'amplificateur signifie que le signal de sortie à un instant donné ne dépend que de l'amplitude du signal d'entrée au même instant. Cependant, pour un signal large bande, le signal en sortie de l'amplificateur dépend aussi de la fréquence et la largeur de bande du signal en entrée. Par conséquent, la caractéristique de l'amplificateur n'est pas statique mais dynamique.

C'est ce que l'on appelle les effets mémoires. Ces effets créent des hystérésis au niveau des caractéristiques de l'amplificateur figure (III.7).

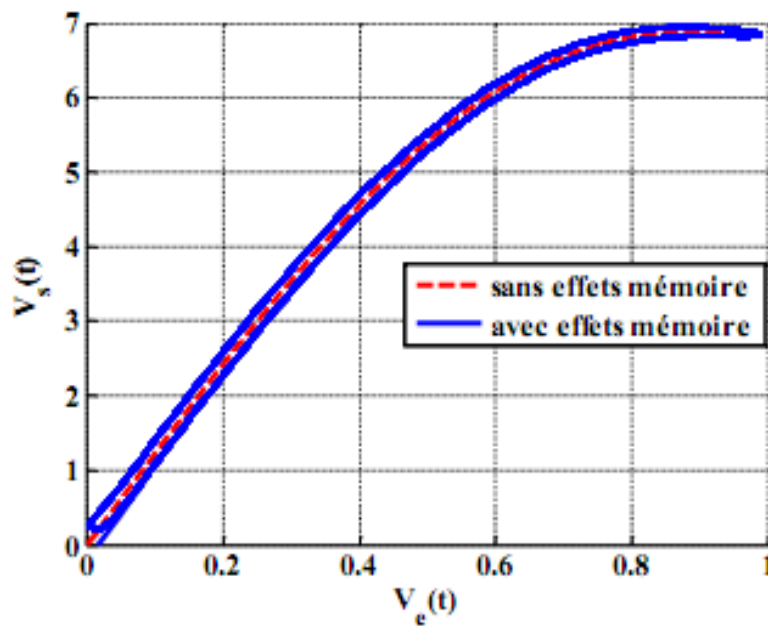


Figure III. 7 Impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM de l'amplificateur [24].

L'origine de ces effets mémoire est due principalement aux variations d'impédance avec la fréquence des circuits de polarisation des transistors ou d'adaptation de l'amplificateur. Les effets mémoire peuvent être aussi dus aux phénomènes électrothermiques liés à la variation de la température des circuits semi-conducteurs. Selon leur origine, on distingue en général deux types d'effets mémoire : les effets mémoire à haute fréquence et les effets mémoire à basse fréquence. Afin de prendre en compte ces effets, le modèle de l'amplificateur est généralement modifié en introduisant des filtres continus ou discrets qui permettent de prendre en compte les variations fréquentielles du signal d'entrée. Parmi ces modèles, nous pouvons citer les plus utilisés comme le modèle de Volterra, le modèle de Hammerstein et le modèle de Wiener [24].

III.2.2.6 Comparaison entre Amplificateur linéaire et non linéaire

La figure (III.8) représente la réponse d'un amplificateur linéaire et celle d'un amplificateur non linéaire. On peut remarquer la zone de linéarité pour le deuxième amplificateur [30].

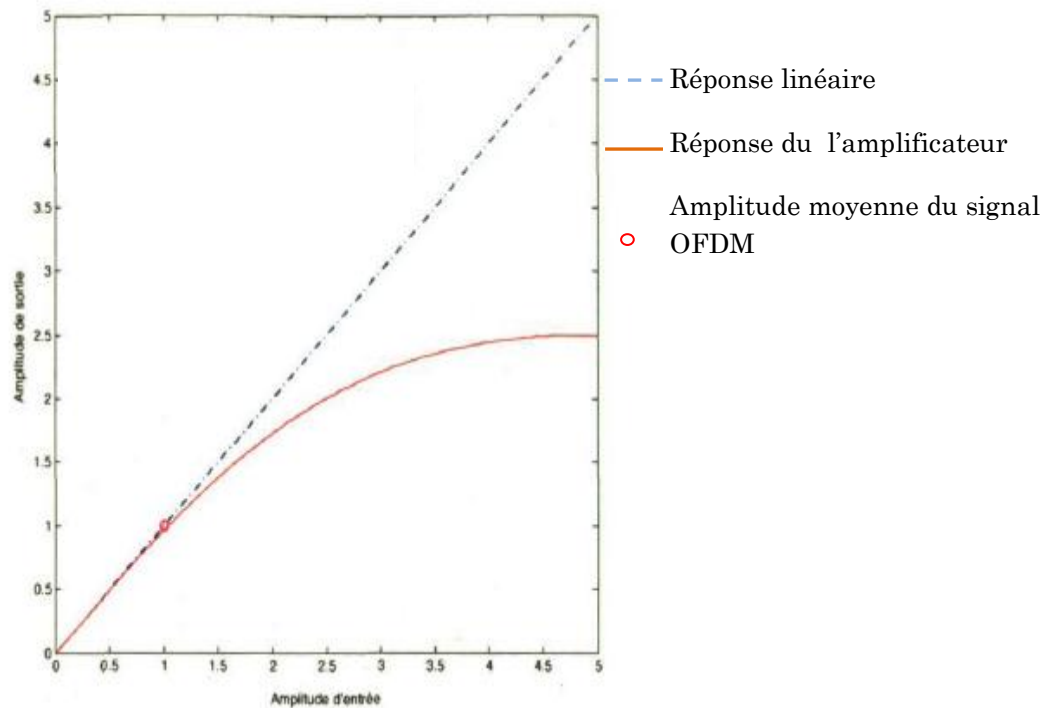


Figure III. 8 Amplification linéaire vs. Amplification non-linéaire [30].

III.3 Effet de l'amplificateur de puissance

La figure (III.9) représente l'effet d'amplification linéaire ainsi que de l'amplification non linéaire. La plupart des amplificateurs utilisés sont non linéaires, puisque les amplificateurs linéaires sont très coûteux. Dans ce travail, on a considéré soit que l'amplificateur est linéaire, soit que l'amplificateur est non linéaire mais travaille dans sa zone linéaire.

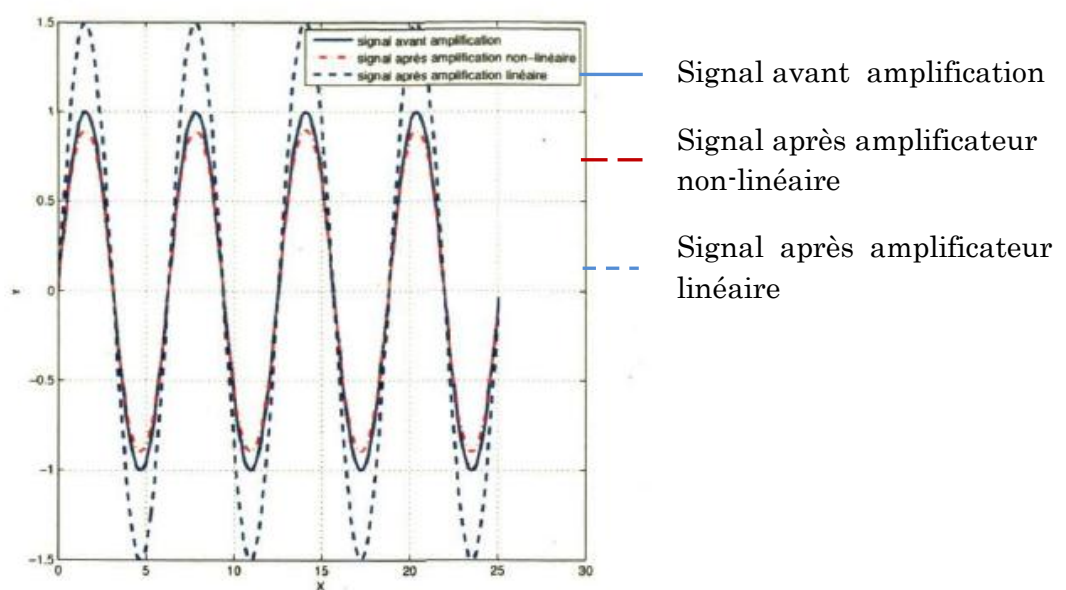


Figure III. 9 Effet de l'amplification sur le signal multi-porteuse [30].

La figure (III.10) illustre la réponse en spectre de puissance à la présence d'un amplificateur non linéaire.

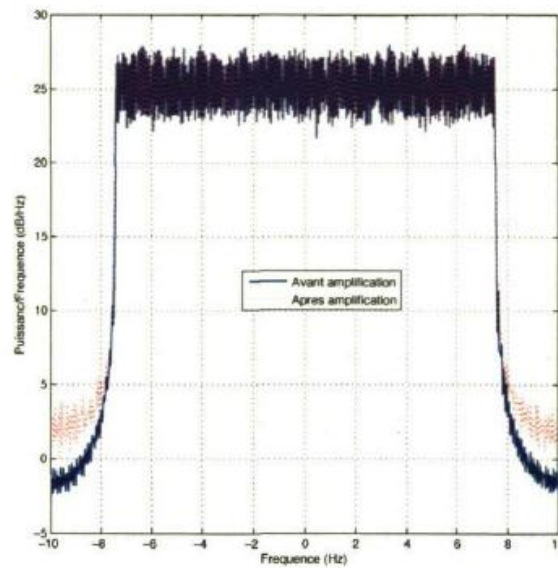


Figure III. 10 Effet de l'amplification sur le spectre de puissance du signal multi-porteuse [30].

Puisque l'amplification agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre la figure (III.11) [30].

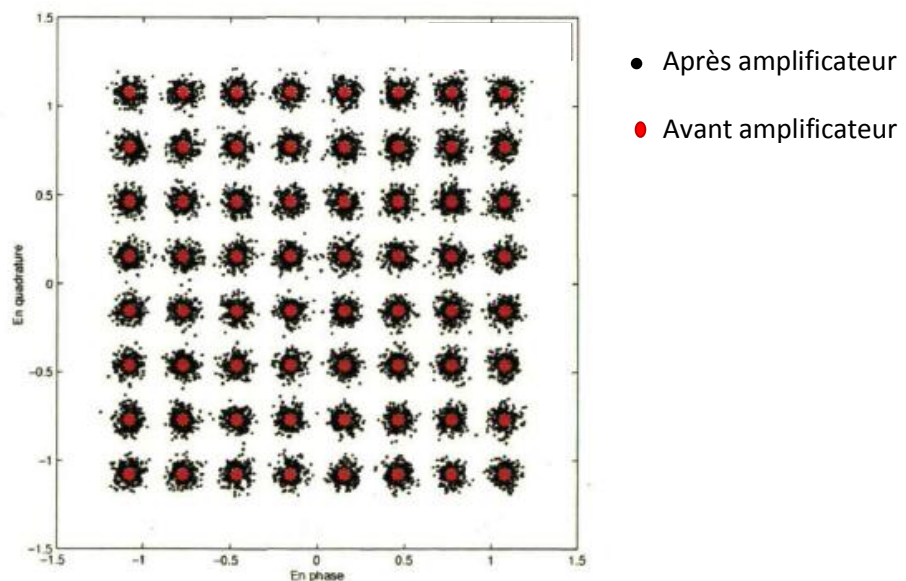


Figure III. 11 Effet de l'amplification sur la constellation [30].

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié des généralités sur les amplificateurs de puissance non linéaire et l'effet de ce dernier sur la modulation multi-porteuse OFDM. L'effet des amplificateurs HPA sur le système SC-FDMA est l'objectif de chapitre suivant.

Chapitre IV

Simulation et Résultats

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de notre simulation. On simule les performances du système SC-FDMA avec et sans amplificateur de puissance HPA en utilisant les deux modèles les plus connus des amplificateurs SSPA et TWTA. On expose dans ce chapitre le modèle de simulation, les paramètres de simulation et les différents résultats de simulation.

IV.2 But de simulation

Dans ce travail, on étudie l'effet de l'SSPA et TWTA sur les performances de SC-FDMA en mode localisé et SC-FDMA en mode distribué. Le but de ce travail est d'étudier l'effet d'IBO sur le BER du système SC-FDMA (distribué et localisé) pour un canal Ped A et Veh A. L'effet du paramètre d'ajustement de la pente P de SSPA et du paramètre de contrôle de la distorsion de phase maximale φ de TWTA sur le BER.

IV.3 Modèle de simulation

Le modèle utilisé lors de notre simulation est représenté par la figure (IV.1)

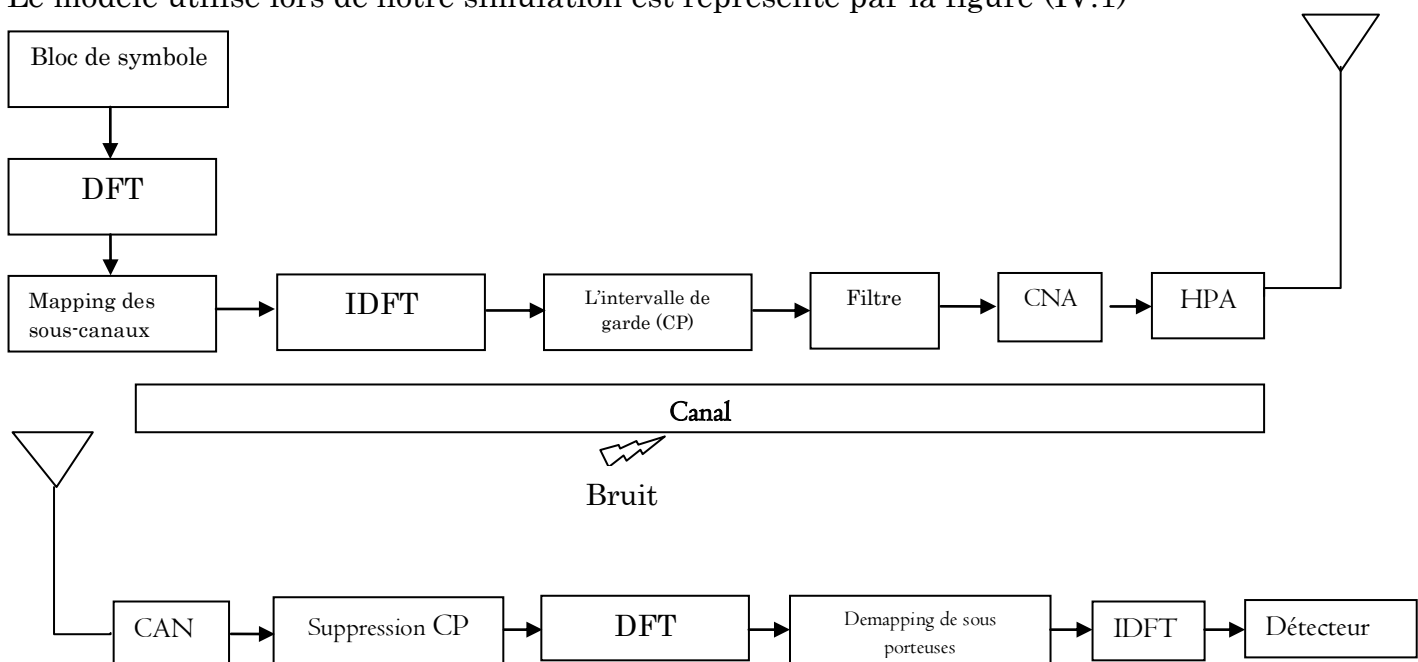


Figure IV. 1 Modèle de simulation.

SSPA : Dans ce modèle, les caractéristiques de conversion est seulement AM / AM peuvent être exprimées comme suit :

$$F_a(\rho) = \frac{\rho}{(1 + (\frac{\rho}{A_{sat}})^{2P})^{\frac{1}{2P}}}$$

$$F_p(\rho) = 0$$
(IV.1)

TWTA : Dans ce modèle, les caractéristiques de conversion AM / AM et AM / PM peuvent être exprimées comme suit :

$$F_a(\rho) = A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho^2 + A_{sat}^2}$$

$$F_p(\rho) = \varphi \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2}$$
(IV.2)

Pederstain A et Vehicular A

Tableau IV.1 Profils de retard de canaux Pedestrian A et Vehicular A de l'UIT [42].

Modèle de canal		Chemin 1	Chemin 2	Chemin 3	Chemin 4	Chemin 5	Chemin 6
Ped.A	Delay (ns)	0	110	190	410	-	-
	puissance (dB)	0	-9.7	-19.2	-22.8	-	-
Veh.A	Delay (ns)	0	310	710	1090	1730	2510
	puissance (dB)	0	-1.0	-9.0	-10.0	-15.0	-20.0

$$BER = \frac{\text{le nombre de bit reçus erronés}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}}$$

IV.4 Résultats et interprétations

IV.4.1 Solid State Power Amplifier (SSPA)

L'effet d'IBO sur le BER

Tableau IV.2 Paramètres de simulation IBO (SSPA)

Paramètre	Valeurs
Sous-porteuses du système	512
Sous-porteuses de l'utilisateur	128
Préfixe cyclique	20
SNR(dB)	[0-40]
Le nombre d'itérations de simulation	10^4
Canal de simulation	AWGN
Modulation numérique	4-QAM
Etalement	DFT
Egalisateur	MMSE
IBO(dB)	2, 6,10
Canal	Ped A et Veh A
P (SSPA)	2
Allocation des ressources	IFDMA et LFDMA

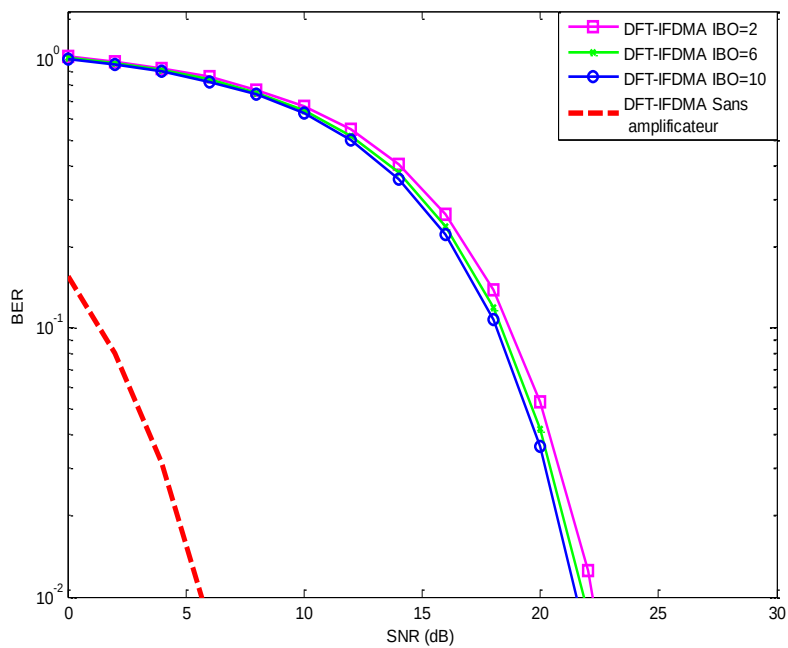


Figure IV. 2 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2 et IBO=2, 6,10 dB) et Canal Ped A.

Figure IV.2 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal PedA avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisée avec IBO = 2, 6, 10 dB et $p = 2$. Le SNR sans HPA est d'environ 5.9dB au BER= 10^{-2} et cette valeur est inférieure de 15.65 dB à un SSPA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB et IBO = 2 dB, les valeurs de SNR sont 21.9 dB et 22.25 dB respectivement à un BER = 10^{-2} . Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

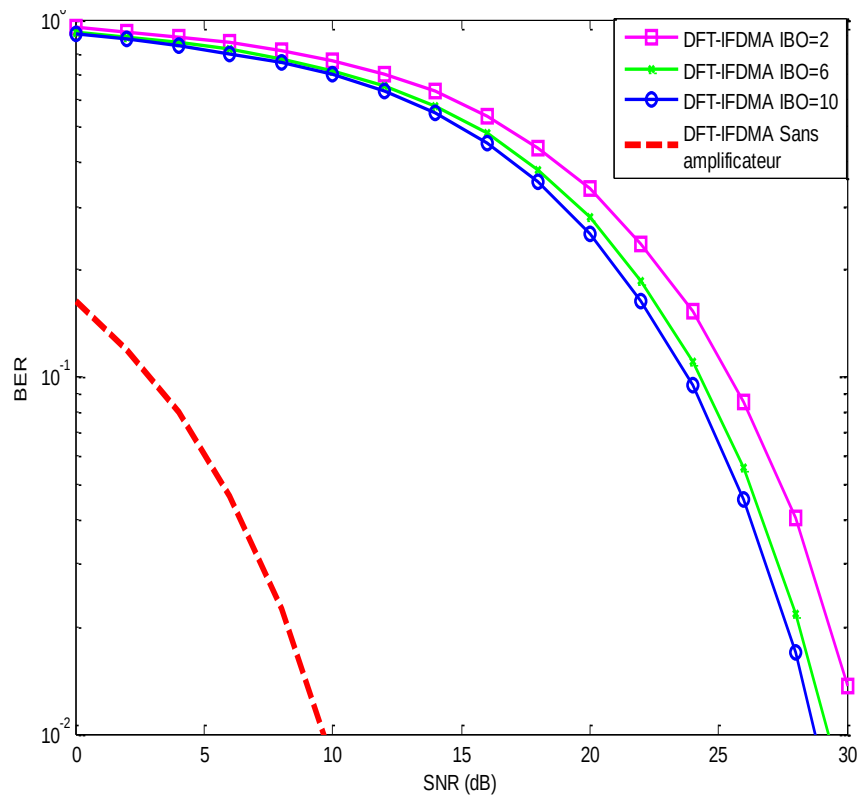


Figure IV. 3 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA ($P=2$ et IBO=2, 6, 10 dB) et Canal VehA

Figure IV.3 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal et Veh A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisée avec IBO = 2, 6, 10 dB et $p = 2$. Le SNR sans HPA est d'environ 9.7dB au BER= 10^{-2} et cette valeur est inférieure de 19 dB à un SSPA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB et IBO = 2 dB, les valeurs SNR sont 29.4 dB et plus de 30 dB respectivement à un BER = 10^{-2} . Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

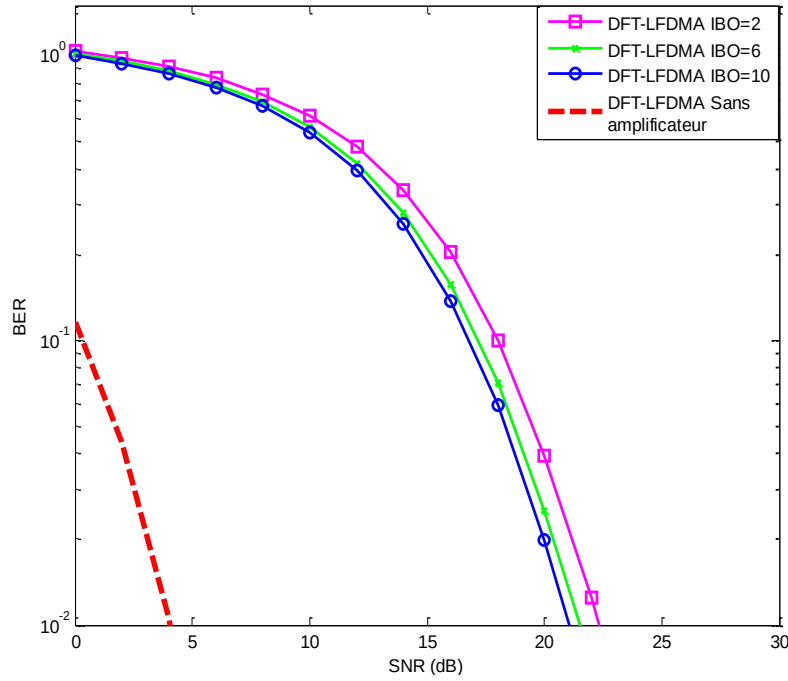


Figure IV. 4 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA ($P=2$ et $IBO=2, 6, 10$ dB) Canal PedA.

Figure IV. 4 montre le BER du système de SC-FDMA en mode localisé utilisé sur un canal Ped A avec un égaliseur MMSE. SSPA est utilisée pour l'amplification du signal SC-FDMA. L'amplificateur SSPA est utilisée avec $IBO = 2, 6, 10$ dB et $p = 2$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 4.1dB au $BER=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 16.9 dB à un SSPA avec $IBO = 10$ dB. En cas de $IBO = 6$ dB et $IBO = 2$ dB, les valeurs SNR sont 21.5 dB et 22.3 dB respectivement à un $BER = 10^{-2}$.

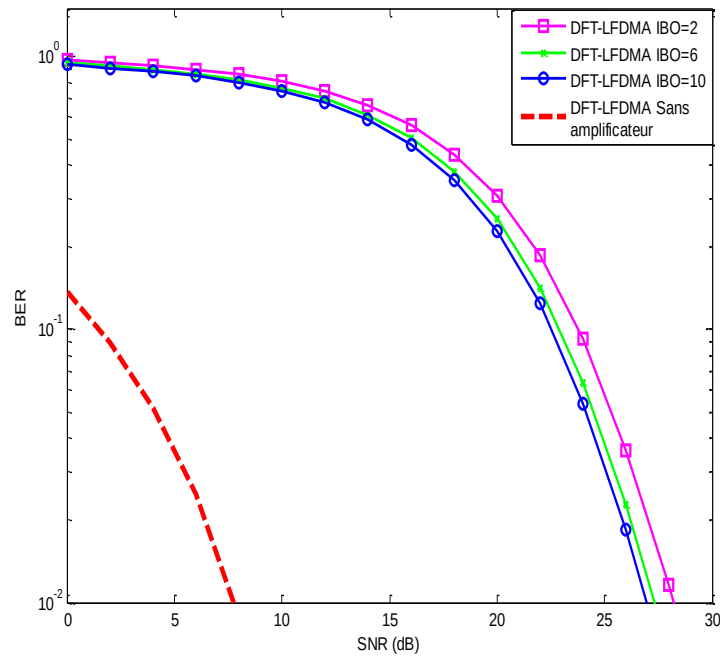


Figure IV. 5 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA ($P=2$ et $IBO=2, 6, 10$ dB) Canal VehA.

Figure IV. 5 montre le BER du système de SC-FDMA en mode localisé utilisé sur un canal Veh A avec un égaliseur MMSE. SSPA est utilisée pour l'amplification du signal SC-FDMA. L'amplificateur SSPA est utilisée avec IBO = 2, 6,10 dB et $p = 2$. Le SNR sans HPA est d'environ 7.8dB au $BER=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 19.2 dB à un SSPA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB et IBO = 2 dB, les valeurs SNR sont 27.4 dB et 28.2 dB respectivement à un $BER = 10^{-2}$. Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

Effet du paramètre d'ajustement de pente de la caractéristique

Tableau IV.3 Paramètres de simulation P (SSPA)

Paramètre	Valeurs
Sous-porteuses du système	512
Sous-porteuses de l'utilisateur	128
Préfixe cyclique	20
SNR(dB)	[0-40]
Le nombre d'itérations de simulation	10^4
Canal de simulation	AWGN
Modulation numérique	QAM
Etalement	DFT
Egalisateur	MMSE
IBO(dB)	3
Canal	Ped A et Veh A
P (SSPA)	2,6,10
Allocation des ressources	IFDMA et LFDMA

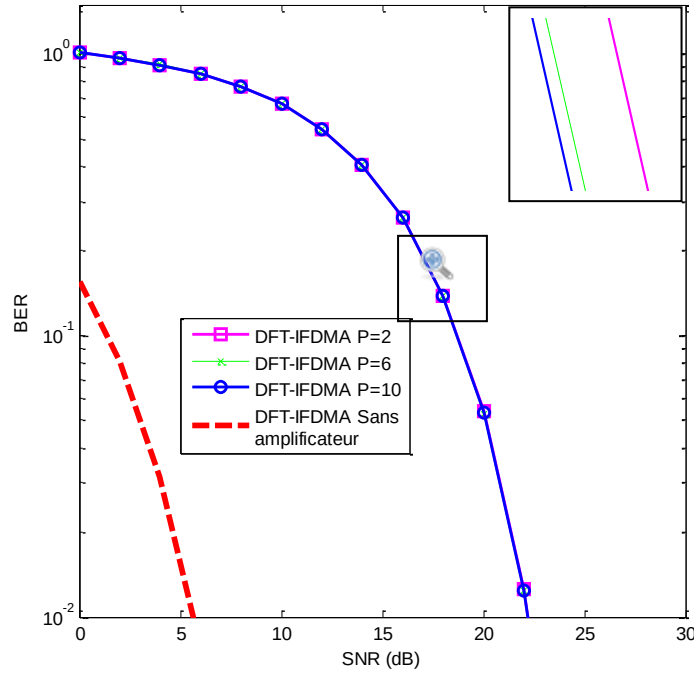


Figure IV. 6 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal PedA.

Figure IV. 6 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisé avec P=2, 6, 10 et IBO = 3dB utilisé le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 5.6 dB au BER=10⁻² et cette valeur est inférieure de 16.58 dB à un SSPA avec P = 10dB. En cas de P=2, 6 et 10, les valeurs SNR sont 22.22, 22.21 et 22.18 respectivement à un BER = 10⁻².

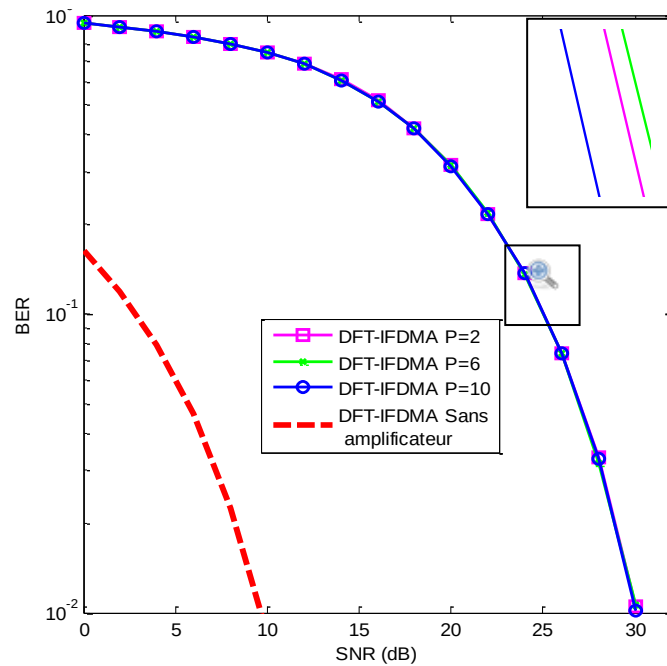


Figure IV. 7 BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal Veh A.

Figure IV. 7 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisé avec $P=2, 6, 10$ et $\text{IBO} = 3\text{dB}$ utilisé le canal Veh A, le SNR sans HPA est d'environ 9.64 dB au $\text{BER}=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 20.41 dB à un SSPA avec $P = 10\text{dB}$. En cas de $P=2, 6$ et 10 , les valeurs SNR sont $30.01, 30.15$ et 30.05 respectivement à un $\text{BER} = 10^{-2}$.

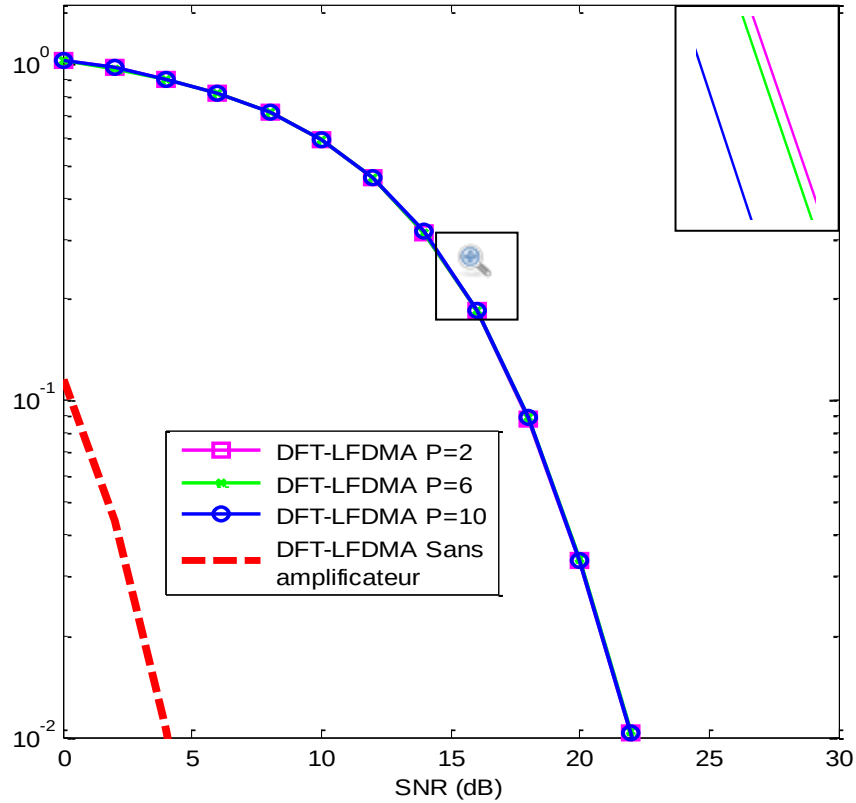


Figure IV. 8 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA ($P=2, 6, 10$ et $\text{IBO}=3\text{dB}$) canal Ped A

Figure IV. 8 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisé avec $P=2, 6, 10$ et $\text{IBO} = 3\text{dB}$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 4.07dB au $\text{BER}=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 23.51 dB à un SSPA avec $P = 10\text{dB}$. En cas de $P=2, 6$ et 10 , les valeurs SNR sont $27.61, 27.59$ et 27.57 respectivement à un $\text{BER} = 10^{-2}$.

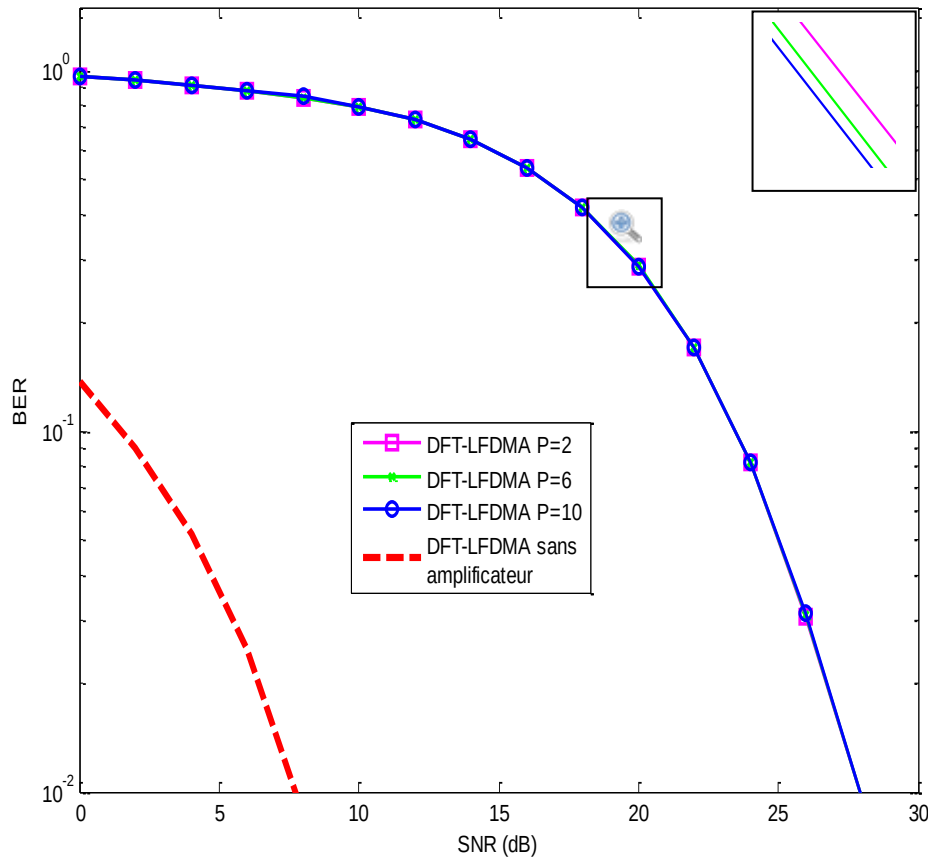


Figure IV. 9 BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un amplificateur SSPA (P=2, 6, 10 et IBO=3dB) canal Veh A

Figure IV.9 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur SSPA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. SSPA est utilisé avec P=2, 6, 10 et IBO = 3dB. Pour le canal Veh A, le SNR sans HPA est d'environ 7.72dB au BER=10⁻² et cette valeur est inférieure de 21.23 dB à un SSPA avec P = 10dB. En cas de P=2, 6 et 10 les valeurs SNR sont 27.97, 28.98 et 28.95 respectivement à un BER = 10⁻².

IV.4.2 Travelling Wave Tube Amplifier TWTA

Effet d'IBO sur le BER

Tableau IV.4 Paramètres de simulation IBO (TWTA)

Paramètre	Valeurs
Sous-porteuses du système	512
Sous-porteuses de l'utilisateur	128
Préfixe cyclique	20
SNR(dB)	[0-70]
Le nombre d'itérations de simulation	10^5
Canal de simulation	AWGN
Modulation numérique	QAM
Etalement	DFT
Egalisateur	MMSE
IBO(dB)	2, 6, 10
Canal	Ped A et Veh A
φ (TWTA)	$\pi/3$
Allocation des ressources	IFDMA et LFDMA

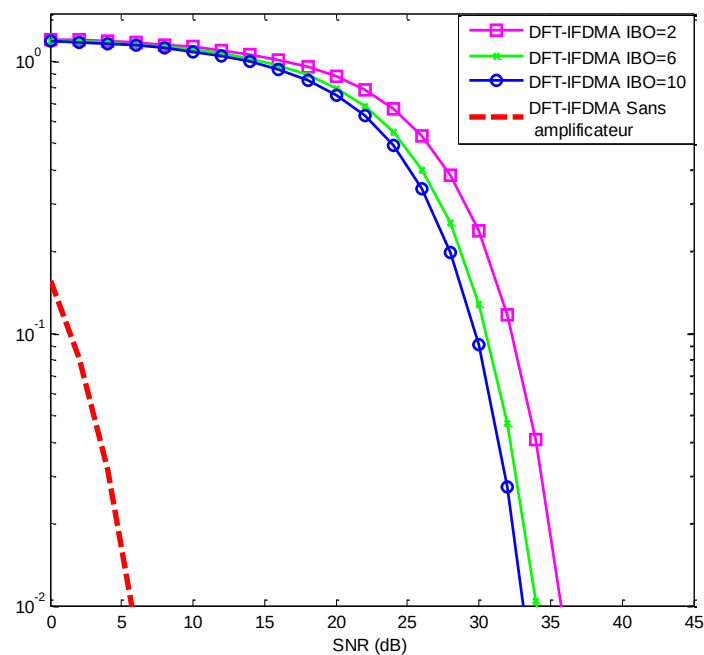


Figure IV. 10 BER du système SC-FDMA en mode distribué pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6, 10 dB) canal Ped A

Figure IV. 10 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal Ped A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec IBO = 2, 6, 10 dB et $\varphi = \pi/3$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 5.73dB au BER=10⁻² et cette valeur est inférieure de 27.27 dB à un TWTA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB et IBO = 2 dB, les valeurs de SNR sont 34 et 35.8 respectivement à un BER = 10⁻². Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

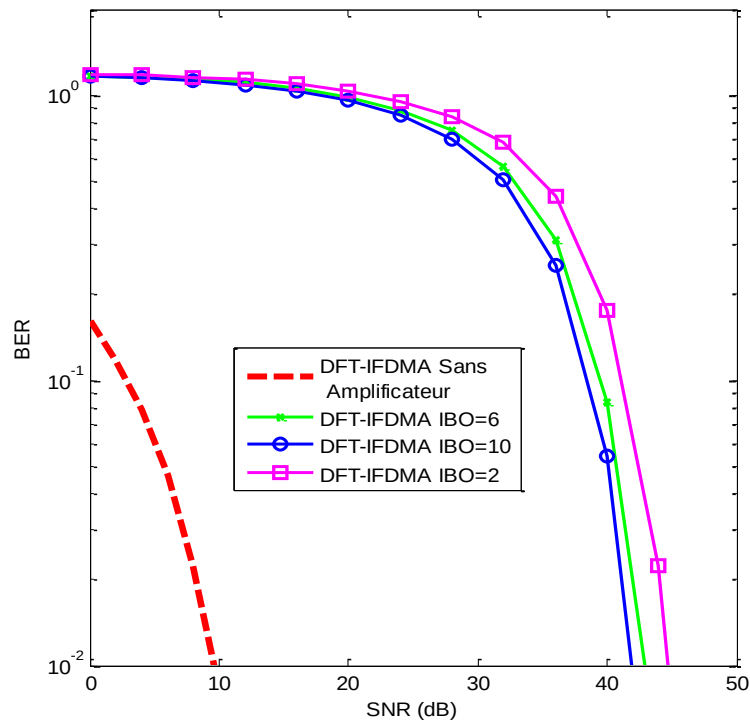


Figure IV. 11 BER du système SC-FDMA en mode distribué pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6, 10 dB) canal Veh A

Figure IV. 11 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal VehA avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec IBO = 2, 6, 10 dB et $\varphi = \pi/3$. Pour le canal VehA, le SNR sans HPA est d'environ 9.76dB au BER=10⁻² et cette valeur est inférieure de 32.14dB à un TWTA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB et IBO = 2 dB, les valeurs SNR sont 42.9 et 44.6 respectivement à un BER = 10⁻¹. Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

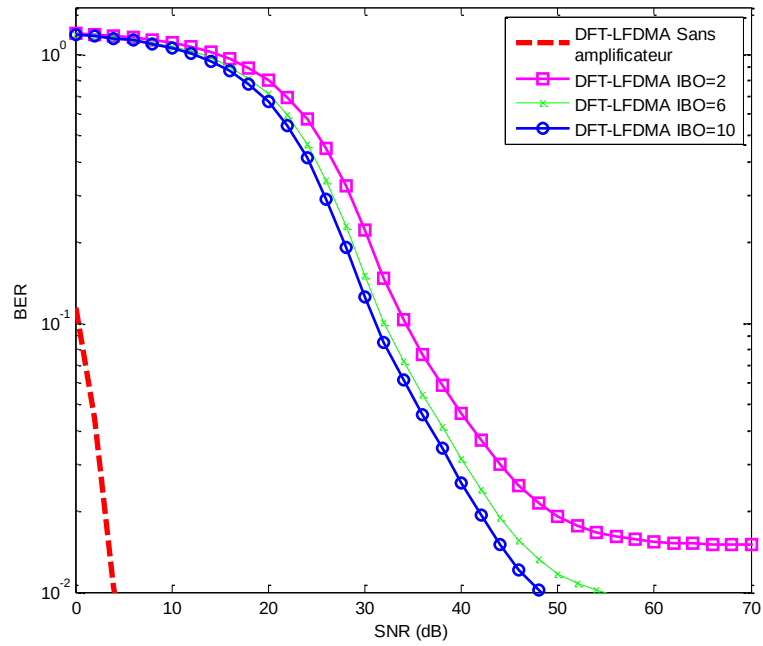


Figure IV. 12 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal Ped A

Figure IV. 12 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé sur un canal PedA avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisé avec IBO = 2, 6,10 dB et $\varphi = \pi/3$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 4.09dB au BER= 10^{-2} et cette valeur est inférieure de 43.93 dB à un TWTA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB la valeur SNR est 54.8 à un BER = 10^{-1} , en cas de IBO=2dB les BER est stable au SNR=60dB. Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

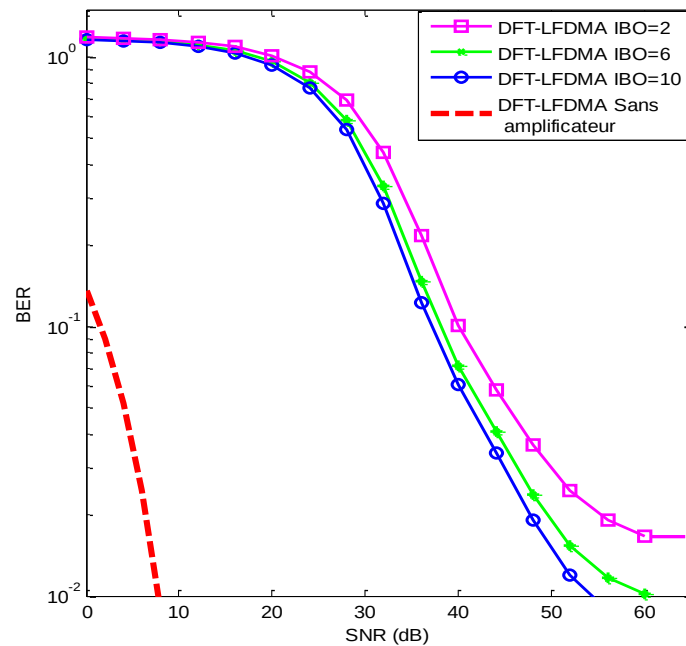


Figure IV. 13 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/3$ et IBO=2, 6,10 dB) canal Veh A

Figure IV. 13 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé sur un canal Veh A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisé avec IBO = 2, 6, 10 dB et $\varphi = \pi/3$. Pour le canal Veh A, le SNR sans HPA est d'environ 7.8dB au BER= 10^{-2} et cette valeur est inférieure de 46.3dB à un TWTA avec IBO = 10dB. En cas de IBO = 6dB la valeur de SNR est 50dB à un BER = 10^{-2} , et en IBO=2dB le BER est stable au SBR=60dB . Il est clair que tant que IBO diminue de 10 dB à 2 dB, le BER dégrade considérablement.

Effet du paramètre de contrôle de la distorsion de phase maximale φ

Tableau IV.5 Paramètres de simulation φ (TWTA)

Paramètre	Valeurs
Sous-porteuses du système	512
Sous-porteuses de l'utilisateur	128
Préfixe cyclique	20
SNR(dB)	[0-60]
Le nombre d'itérations de simulation	10^5
Canal de simulation	AWGN
Modulation numérique	QAM
Etalement	DFT
Egalisateur	MMSE
IBO(dB)	9
Canal	Ped A et Veh A
φ (TWTA)	$\pi/6, \pi/3, \pi/2$
Allocation des ressources	IFDMA et LFDMA

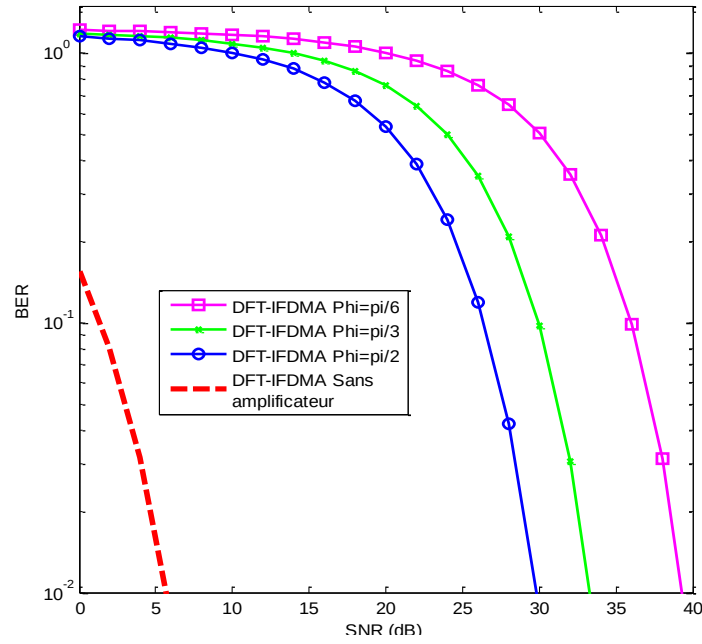


Figure IV. 14 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal PedA.

Figure IV. 14 montre le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal Ped A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec IBO=9 dB et $\varphi = \pi/6, \pi/3, \pi/2$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 5.76dB au $\text{BER}=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 24.33 dB à un TWTA avec $\varphi = \pi/2$. En cas de, $\varphi = \pi/3$ et $\varphi = \pi/6$ les valeurs SNR sont 33.4 et 39.2 respectivement à un $\text{BER} = 10^{-2}$.

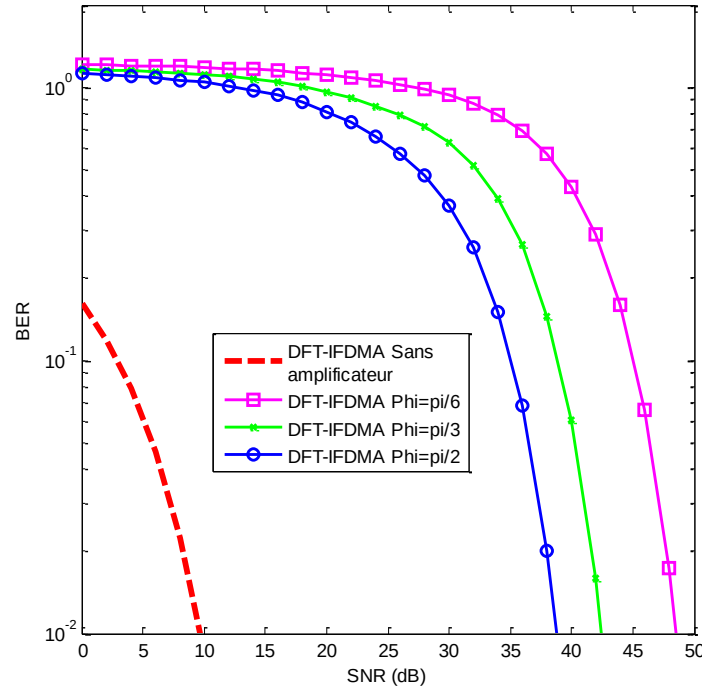


Figure IV. 15 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal Veh A.

Figure IV. 15 montres le BER du système SC-FDMA en mode distribué sur un canal Veh A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec $IBO=9$ dB et $\varphi = \pi/6, \pi/3, \pi/2$. Pour le canal Veh A, le SNR sans HPA est d'environ 9.8dB au $BER = 10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 29.1dB à amplificateur TWTA avec $\varphi = \pi/2$. En cas de $\varphi = \frac{\pi}{3}$ et $\varphi = \pi/6$, les valeurs SNR sont 42.6 et 48.5 respectivement à un $BER = 10^{-2}$.

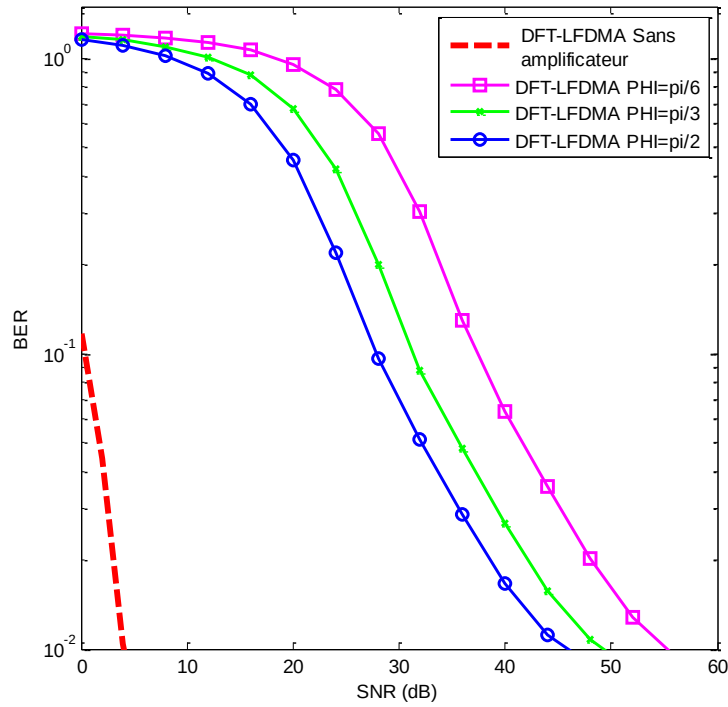


Figure IV. 16 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et $IBO=9$ dB) canal Ped A

Figure IV. 16 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé sur un canal Ped A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec $IBO=9$ dB et $\varphi = \pi/6, \pi/3, \pi/2$. Pour le canal Ped A, le SNR sans HPA est d'environ 4.09dB au $BER=10^{-2}$ et cette valeur est inférieure de 41.61 dB à un TWTA avec $\varphi = \pi/2$. En cas de, $\varphi = \pi/3$ et $\varphi = \pi/6$ les valeurs SNR sont 49.3 et 55.4 respectivement à un $BER = 10^{-2}$.

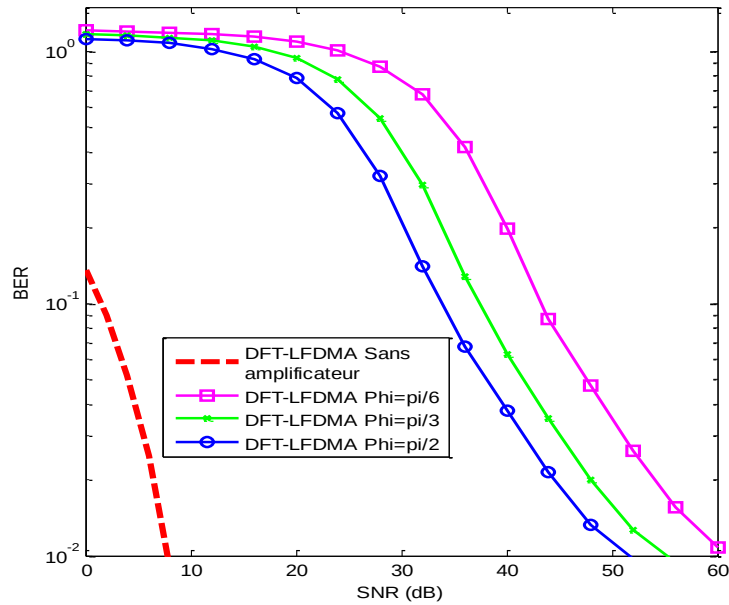


Figure IV. 17 BER du système SC-FDMA en mode localisé pour un amplificateur TWTA ($\varphi=\pi/6, \pi/3, \pi/2$ et IBO=9dB) canal Veh A

Figure IV. 17 montre le BER du système SC-FDMA en mode localisé sur un canal Veh A avec un égaliseur MMSE. L'amplificateur TWTA est utilisé pour l'amplification du signal SC-FDMA. TWTA est utilisée avec IBO=9 dB et $\varphi = \pi/6, \pi/3, \pi/2$. Pour le canal Veh A, le SNR sans HPA est d'environ 7.69dB au BER=10⁻² et cette valeur est inférieure de 44.01dB à un TWTA avec $\varphi = \pi/2$. En cas de $\varphi = \pi/3$ et $\varphi = \pi/6$, les valeurs SNR sont 55.3 et 60 respectivement à un BER = 10⁻².

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'effet d'SSPA et TWTA sur les performances BER du système SC-FDMA en mode distribué et en mode localisé a été étudié. Le canal Veh A, Ped A et l'égaliseur MMSE sont utilisés. Les résultats de simulation montrent que :

Le recule d'entrée (IBO) à un effet significatif sur les performances de BER. Si IBO diminue, les performances BER dégradent d'une manière significative.

Le paramètre d'ajustement de la pente du caractéristique SSPA a un effet sur les performances de BER, donc il faut considérer le paramètre P dans le dimensionnement d'SSPA afin de profiter de meilleures performances BER.

La phase φ qui contrôle la distorsion de phase maximale introduite par l'amplificateur TWTA a un effet significatif sur les performances BER. Donc, il faut considérer La phase φ dans le dimensionnement de TWTA afin de profiter de meilleures performances BER.

Conclusion générale

Ce mémoire présente les travaux de l'effet d'HPA sur le système SC-FDMA.

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne de transmission ainsi les différents modèles des canaux rencontrés en pratique notamment les canaux BBAG et à évanouissements de Rayleigh. Ce dernier est le mieux adapté aux communications radio-mobiles dans un environnement multi-trajets. Ensuite, la modulation multi-porteuse OFDM a été présentée et permet de traiter simplement le phénomène d'interférences dû à la sélectivité fréquentielle en transformant le canal de propagation en canaux à évanouissements plats. L'inconvénient de la modulation OFDM est le fort PAPR qui en résulte.

SC-FDMA dans ces différentes déclinaisons. Les expressions mathématiques, les différents mapping des sous-canaux du signal, et les deux techniques de génération de ce signal font partie des points essentiels abordés dans ce travail.

L'objectif visé au premier chapitre était l'étude de la chaîne de transmission numérique sans fil et les différents blocs de ce système ; le codage de source, et du canal. Nous avons étudié quelques principes des canaux sans fil tel que la sélectivité fréquentielle, les retards des trajets multiples, la sélectivité temporelle, et l'effet Doppler. Nous avons également discuté des différents modèles des canaux de communication.

L'objectif visé au deuxième chapitre était l'étude de système SC-FDMA, en commençant par l'historique des techniques de modulation ; la modulation mono porteuse cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais présentent des inconvénients majeurs lorsque nous sommes en présence des canaux multi-trajets très sélectifs, nous avons passé à la technique multi-porteuse pour minimiser l'IES. Dans cette technique les sous porteuses sont orthogonales entre elles. Cette technique présente deux inconvénients le PAPR et le décalage fréquentielle. SC-FDMA, c'est une technique à porteuse unique, nous avons détaillé l'émetteur, le récepteur, les modes et les expressions mathématiques de chaque mode.

L'objectif visé au troisième chapitre était l'étude de l'effet de l'amplificateur de puissance sur le signal OFDM, il existe deux types des amplificateurs ; d'amplification

linéaire ainsi que l'amplification non linéaire. La plupart des amplificateurs utilisés sont non linéaires, puisque les amplificateurs linéaires sont très coûteux.

L'objectif visé au quatrième chapitre était l'étude de l'effet d'SSPA et TWTA sur les performances du système SC-FDMA

A partir des résultats de simulation, on peut tirer les conclusions suivantes

- 1- Les performances BER dégradent considérablement en fonction de la diminution d'IBO pour l'amplificateur SSPA et TWTA.
- 2- Il faut considérer le paramètre d'ajustement P dans le dimensionnement d'SSPA afin de profiter de meilleures performances BER.
- 3- il faut considérer la phase ϕ dans le dimensionnement de TWTA afin de profiter de meilleures performances BER.

Bibliographie

- [1] Hussein Hijazi, "**Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFMD**", Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble -INPG, French, 2008.
- [2] Hyung G. Myung, "**Introduction to signale carrier FDMA**", Article, EURASIP, Poznan, Poland, 2007.
- [3] Cristina Ioana CIOCHINĂ, " Conception d'une couche physique pour la liaison montante dans des Systèmes de radiocommunications mobiles cellulaires ", Thèse doctorat, Université Paris sud11, France, 2009.
- [4] Ms. Pallavi Dhok et Ms. Manisha D. Raut, "**PAPR Reduction in OFDM System by using Nonlinear Companding Technique**", Article, International Journal on Recent and Innovation, India, 2014.
- [5] Pierre Gérard et Fontolliet , " **Système de télécommunication**", Livre, Nouvelle édition, Laussane, 1999.
- [6] Jonathan Letessier, "**Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalises et applications avec un simulateur de propagation 3D** ", Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2005.
- [7] Basel Rihawi," **Etude de l'amplification non linéaire de signaux MIMO pour les terminaux radio-mobiles**", Université Rennes 1, French, 2008.
- [8] J. Houssein, «**Conception architecturale haut débit et sure de fonctionnement pour les code correcteurs d'erreurs** », Thèse Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en électronique, l'Université Paul Verlaine – Metz, 2009.
- [9] J.P. Barbot, " **Principe d'une chaîne de transmission numérique** ", Support de cours, 2008.
- [10] Jean-Luc Azan, " **Précis d'électronique**"2e année, Volume 2, Livre, Editions Bréal, France, 2005.

- [11] MM. S.Maadi, Y. Peneveyre, et C. **"Lambercy, Compression de données sans pertes"**, Support de cours, France, 2010.
- [12] David Taubman, Michael Marcellin, **"JPEG2000 Image Compression Fundamentals, Standards and Practice: Image Compression Fundamentals, Standards and Practice"**, Livre, Springer Science & Business Media, New York, 2012.
- [13] Francois Auger, **"Introduction à la théorie du signal et de l'information"**, Livre, Edition OPHRYS, Paris, 1999.
- [14] Olivier Muller, **"Architectures multiprocesseurs mono puces génériques pour turbo-communications haut-débit"**, Thèse doctorat, Université de Bretagne-Sud, France, 2007.
- [15] P. Elais, **"Coding over noisy channels"**, Livre, IRE Convention de la fiche, 1955.
- [16] Arnaud BOURNEL, **"Systèmes de Télécommunications"**, Support de cours, Université Paris XI, France, 2002.
- [17] G. Baudoin et Coll, **"Radiocommunication numériques/1"**, Livre, DUNOD, paris, 2007.
- [18] Patrice Kadionik, **"Bases de transmissions numériques"**, Support de cours, Ecole supérieure électronique et informatique et radiocommunication PORDEAUX, 2000.
- [19] Désiré Guel, Jacques Palicot, Sidkiéta Zabré, Yves Louet, **"Réduction du PAPR par Ajout de Signal Artificiel hors Bande dans un contexte de Signaux Multi porteuses"**, Article, Colloque GRETSI, France, 2007.
- [20] O. Pothier, **"Codage de canal et turbo-codes"**, Support de cours, 2000.
- [21] Ahmed Ahriche, **"Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets"**, Mémoire du grade de Maître es science (M. Se.), Université Laval, Canada, 2008.
- [22] Olivier Berder, **"Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes"**, Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, France, 2002.
- [23] Alexandru Spataru, **"Fondements de la théorie de la transmission de l'information"**, Livre, PPUR presses polytechniques, Lausanne, 1987.
- [24] Badreddin Koussa, **"Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil base sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes"**, Thèse doctorat, Université de Poitiers, France, 2006.

- [25] Henrik Schulze, Christian Lüders. Scholtz, **"Theory and Applications of OFDM and CDMA"**, Livre, Edition J, Wiley and sons, 2005.
- [26] Mérouane Debbah, **"Introduction aux principes de l'OFDM"**, Support de cours, Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible, France, 2013.
- [27] Yvon Sosthène Yameogo, **"Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA"**, Thèse doctorat, Université Rennes 1, France, 2011.
- [28] Anders Markoff, **"Systèmes hertziens a forte efficacité spectral pour les communications mobile multi-antennes et multi-porteuse de 4^e génération"**, Thèse doctorat, Institut National des sciences appliques de Rennes, France, 2007.
- [29] Anders Markoff, **"Iterative Channel Estimation for LTE UL"**, Thèse de maîtrise en ingénierie de la communication, Université de Technologie de Göteborg, Suède, 2014.
- [30] Samir Arab, **"Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM"**, Mémoire du grade de Maître es science (M. Se.), Université Laval, Canada, 2010.
- [31] Désiré Guel, **"Etude de nouvelles techniques de réduction du 'facteur de crête' (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses"**, Université Rennes 1, 2009. French.
- [32] Fathi E. Abd El-Samie, Faisal S. Al-kamali, Azzam Y. Al-nahari, Moawad I. Dessouky, **"SC-FDMA for Mobile Communications"**, Livre, CRC Press, Version électronique, 2013.
- [33] Benyarou Mourad, **"Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA"**, Thèse de doctorat, Université Abou Bakr Belkaid, Algérie, 2013.
- [34] Patrice Georges Manga, **"Etude de performance d'une liaison sans fil OFDM dans un canal complexe"**, Mémoire du garde de la maitrise en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Canada, 2012.
- [35] Hyung G. Myung, David J. Goodman, **"Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution"**, Livre, John Wiley & Sons, Canada, 2008.
- [36] Faris Omar, **"Rapport SC-FDMA"**, Support de cours, Version électronique, 2014.
- [37] Stefania Sesia et Issam Toufik et Matthew Baker, **"LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice"**, Livre, John Wiley & Sons, Canada, 2011.
- [38] Junsung Lim et Hyung G. Myung et Kyungjin Oh et David J. Goodman, **"Channel-Dependent Scheduling of Uplink Single Carrier FDMA Systems"**, Article, University 5 Metrotech, USA, 2006.

- [39] Sami Hadiji, "**Pré-distorsion des amplificateurs RF**", Livre, Version électronique, Tunis, 2013.
- [40] Jean-François FOURCADIER, "**Amplificateur linéaire 1 W pour émission numérique dans la bande 1,2 GHz**", Article, 2004, France,
- [41] Hanen Bouhadda et Hmaied Shaiek et Daniel Roviras et Rafik Zayani et Yahia Medjahdi et Ridha Bouallegue, "**Theoretical analysis of BER performance of nonlinearly amplified FBMC/OQAM and OFDM signals**", Article, Journal de EURASIP, Version électronique, 2014.
- [42] Hyung G. Myung et David J. Goodman, "**Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution**", Livre, John Wiley & Sons, 2008.

Résumé

Ce travail présente une étude de l'effet d'amplificateur de puissance SSPA (solid state power amplifier) et l'amplificateur TWTA (traveling wave tube amplifier) sur la performance localisée et distribuée de système SC-FDMA. SSPA et TWTA sont utilisés pour l'amplification du signal SC-FDMA. IBO est simulée pour les canaux (Ped A) et (Veh A) avec égaliseur MMSE. Le facteur d'ajustement P et le paramètre ϕ sont également simulés dans les mêmes conditions. Les résultats de simulation montrent que IBO, P et ϕ d' HPA ont un effet significatif sur les performances BER du système SC-FDMA. Enfin, SSPA et TWTA doivent être soigneusement conçues pour le système SC-FDMA afin de fournir des bonnes performances.

Mots-clés : SC-FDMA; OFDM; HPA; I-FDMA, L-FDMA, SSPA, TWTA.

Abstract

This work presents an investigation of the impact of the solid state power amplifier SSPA and the traveling wave tube amplifier TWTA on the performance of localized SC-FDMA and interleaved SC-FDMA system. SSPA and TWTA are used for amplification of the SC-FDMA signal. The input back off IBO is simulated for pederstain A (Ped A) and vehicular A (Veh A) channel with MMSE equalizer. The smoothness factor P and ϕ parameter are also simulated in the same conditions. Simulation results show that the IBO, The smoothness factor and the ϕ parameter of the HPA have a significant effect on the bit error performance BER of the SC-FDMA system. Finally, SSPA and TWTA should be designed carefully for the SC-FDMA system in order to provide a good performance.

Keywords: SC-FDMA; OFDM; HPA; I-FDMA, L-FDMA, SSPA, TWTA.

الملخص

يعرض هذا العمل دراسة تأثير نوعين من مضخم الطاقة SSPA و TWTA على جودة الإشارة في النظام SC-FDMA بنوعيه المحلي و التوزيعي . SSPA و TWTA يستعملان لتضخيم الإشارة في النظام SC-FDMA. درسنا محاكاة لتأثير IBO بالنسبة لنوعين من القنوات Ped A و Veh A مع المعادل MMSE وكذلك محاكاة المعامل P والمعامل ϕ في نفس الظروف . نتيجة المحاكات بينت أن العناصر IBO و ϕ و P للمضخم لها تأثير كبير على جودة الإشارة BER بالنسبة للنظام SC-FDMA . وأخير يجب أن تكون المضخمات SSPA و TWTA مصممة بعناية لتقديم أداء جيد .

الكلمات المفتاحية: SC-FDMA; OFDM; HPA; I-FDMA, L-FDMA, SSPA, TWTA.