

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

BELHADJ Abderraouf

&

SEBROU Ferhat

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option

(traitement de l'information et systèmes)

Thème

Réduction du PAPR d'un système OFDM par la méthode Tone Reservation

Proposé par : AIT SAADI Hocine & Zine Leila

Année Universitaire 2012-2013

Remerciements

En préambule à ce mémoire, nous souhaitons adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Nous adressons nos vifs remerciements à notre professeur encadreur Monsieur : AIT SAADI Hocine. Qui s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire ainsi pour l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans lui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nous tenons à exprimer nos reconnaissance envers le professeur qui a eu la gentillesse de lire et de corriger ce travaille.

Finalement, A nos chers parents: vous êtes pour nous un sujet de fierté, on sait que vous étiez toujours fier de nous et on espère que vous le serez encore plus aujourd'hui.

ملخص: التضمين متعدد الحوامل المتعامدة (OFDM) يملك شكل موجات ذات تقلبات عالية للذروة (PAPR). هذا النوع من الموجات يؤدي إلى مشاكل تشبع مضخم الاستطاعة الذي يستعمل قبل الإرسال , و يسبب تشويه الرموز المرسله الهدف من هذا المشروع تخفيض PAPR باستعمال طريقة الحوامل المحجوزة (Tone Reservation), التي تنتمي إلى طرق اضافة الاشارة ابتداء من مشكل التحسين المحدب الذي يحل بالبرمجة الخطية .

كلمات المفاتيح : التضمين متعدد الحوامل المتعامدة(OFDM), PAPR, الحوامل المحجوزة, البرمجة الخطية, التحسين المحدب

Résumé : Les modulations multi porteuses de type OFDM ont le problème du PAPR élevé (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio). Un PAPR élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé avant l'émission. L'objectif de ce projet est diminuer le PAPR on utilise la méthode Tone Reservation qui appartient aux méthodes dites « ajout du signal » à partir d'un problème d'optimisation convexe solvable avec la programmation linéaire LP.

Mots clés : OFDM; PAPR; ToneReservation; programmation linéaire; optimisation convexe

Abstract: Multicarriers system such as OFDM has a high PAPR problem. An OFDM signal with high PAPR leads to problems of the saturation of the HPA used at the emitter. The goal of this project is to reduce the PAPR by using Tone Reservation method is used from a convex optimization problem solvable with linear programming

Keywords : OFDM; PAPR; Tone Reservation ; linear programming ; convex optimization

Listes des acronymes et abréviations

BER : Binary Error Rate

CBS : codage binaire à symbole

DSP : densité spectrale de Puissance

TWTA: Travelling Wave Tube Amplifiers

SSPA: Solid State Power Amplifier

IBO: Input Back Off

OBO: Output Back Off

ASK: Amplitude Shift Keying

PSK: Phase Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

AWGN: Additive White Gaussian Noise

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

FDM: Frequency Division Multiplexing

FFT: Fast Fourier Transform

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

CP: Cyclic Prefix

CF: Crest Factor

LP: linear programming

PAPR: peak to average power ratio

CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function

SOCP: Second Order Cone Programming

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre1 communication numérique	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Chaîne de transmission numérique	3
1.2.1 Codage des sources et codage de canal.....	4
1.2.2 Codage binaire à symbole	4
1.2.3 Transposition de fréquence	5
1.2.4 Amplification de fréquence.....	6
a- les types de l'amplificateur de puissance.....	6
b- les caractéristiques de l'amplificateurs de puissance	6
1.2.5 Canal, réception et démodulation	9
1.2.6 Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage de source	10
1.3 Modulation numérique	11
1.3.1 binary phase shift keying(BPSK).....	13
1.3.2 quadrature phase shift keying (QPSK)	13
1.3.3 quadrature amplitude modulation(QAM)	14
1.4 Canal de transmission	15
1.4.1 le bruit blanc gaussien	15
1.4.2 les multitrajets	15
1.4.3 effet doppler	16
1.4.4 canal sélectif en fréquence	17
1.5 Conclusion	17

Chapitre2 Modulation OFDM et analyse du PAPR

2.1	Introduction.....	18
2.2	Historique	19
2.3	L'orthogonalité	20
2.3.1	Notion mathématique	20
2.3.2	orthogonalité temporelle	21
2.3.3	orthogonalité fréquentiel	21
2.4	principe et fonctionnement de l'OFDM.....	22
2.4.1	principe de modulation.....	22
2.4.2	principe de démodulation	23
2.5	implantation numérique.....	24
2.5.1	implantation numérique de modulateur	24
2.5.2	implantation numérique de démodulateur.....	25
2.6	intervalle de garde	25
2.7	OFDM et non-linéaire	27
2.7.1	Analyse du PAPR.....	27
2.7.2	Les avantages du OFDM	29
2.7.3	Les inconvénients	29
2.8	Conclusion	30

Chapitre3 réduction du PAPR par la méthode « tone reservation »

3.1	Introduction	31
3.2	Réduction du PAPR par la méthode « tone reservation »	32
3.2.1	Définition de la méthode	32
3.2.2	le problème d'optimisation convexe	32
3.2.3	la programmation linéaire	33
3.2.4	Description de la méthode « tone reservation »	33
3.3	Conclusion.....	37

Chapitre4 résultat et simulation

4.1	Introduction	38
4.2	les effets du non linéarité de l'amplificateur sur le spectre OFDM	39
4.3	les conditions de simulations	41
4.4	Implémentation de la méthode Tone Réserveation	42
4.5	Conclusion	46
	Conclusion générale.....	48

Liste des figures :

<i>Figure .1</i>	Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.....	4
<i>Figure .2</i>	exemple de constellations.....	5
<i>Figure.3</i>	spectre des signaux avant et après transposition de fréquence.....	6
<i>Figure.4</i>	caractéristique de l'amplificateur de puissance.....	7
<i>Figure .5</i>	les harmoniques et intermodulations.....	9
<i>Figure .6</i>	Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16.....	10
<i>Figure.7</i>	représentation graphique de l'enveloppe complexe.....	12
<i>Figure.8</i>	Diagramme de constellation de la modulation BPSK et QPSK.....	13
<i>Figure .9</i>	Diagramme de constellation 64-QAM.....	14
<i>Figure.10</i>	Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio-mobile.....	16
<i>Figure .11</i>	la différence entre l'OFDM et le multiplexage fréquentiel classique "FDM"	19
<i>Figure .12</i>	l'orthogonalité entre les sous-porteuses.....	20
<i>Figure.13</i>	orthogonalité temporelle.....	21
<i>Figure.14</i>	orthogonalité fréquentielle.....	21
<i>Figure.15</i>	schéma de principe du modulateur OFDM.....	22
<i>Figure .16</i>	schéma de principe du démodulateur OFDM.....	23
<i>Figure.17</i>	modulateur OFDM numérique.....	24
<i>Figure. 18</i>	démodulateurs OFDM numérique.....	25
<i>Figure .19</i>	Problème des interférences entre les symboles.....	26
<i>Figure .20</i>	Insertion d'un intervalle de garde (CP).....	26
<i>Figure .21</i>	Principe de l'ajout du signal de réduction.....	33
<i>Figure .22</i>	Schéma de principe de la méthode des porteuses réservées.....	34

<i>Figure .23</i> Spectres sans et avec amplification par un modèle SSPA pour différentes valeurs de IBO.....	39
<i>Figure .24</i> Spectres Constellation d'un signal OFDM 16-QAM, N = 1024 pour différentes valeurs de IBO et avec un amplificateur SSPA	40
<i>Figure .25</i> Le BER vs Eb/N0 pour différentes valeurs d' IBO pour un modèle SSPA.....	40
<i>Figure .26</i> Organigramme général des algorithmes des simulations.	42
<i>Figure .28</i> Fonction CCDF du PAPR pour différents nombre de porteuses réservées u	44

Liste des tableaux

Tableau.1 : les valeurs possibles des phases pour la QPSK.....	14
Tableau .2 : l'écart entre PAPR théorique et PAPR réduit	45

Introduction générale

À l'époque actuelle lorsqu'on parle des télécommunications on pense alors à la transmission à distance et en temps réel de la voix, mais aussi de données comme un message de texte, un courrier électronique, une image ou encore une vidéo. Si on suit cette évolution on s'aperçoit que le débit du transfert des données varie et augmente avec ces applications. Nous pouvons alors parler de communication haut débit. Une de ces applications est représentée par l'internet haut débit, l'ADSL (« Asymmetric Digital Subscriber Line »). Une autre caractéristique des télécommunications de ces dernières années est représentée par les liaisons sans fil. Alors, nous avons vu apparaître et se développer les WLAN's (« Wireless Local Area Networks ») garantissant un transfert haut débit de données (de 11 à 54 Mbps théoriques) entre différentes machines connectées au même réseau. Différentes normes sont apparues sous les noms de Wi-Fi et Wi-Max appartenant à la famille du standard IEEE 802.xx.

Tous ces standards et nouvelles technologie utilisent la modulation OFDM. Cette dernière présente plusieurs avantages principalement sa robustesse contre les canaux à trajets multiples, elle minimise aussi les interférences entre symbole et entre porteuses....ect.

Le signal OFDM comporte des fortes fluctuations d'enveloppe quantifiées par une grandeur appelé PAPR qui est le rapport entre la puissance max et la puissance moy d'un signal. Un PAPR élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé avant l'émission, ils dégradent sensiblement les performances de système. Il faut réduire le PAPR du signal avant l'amplification afin d'éviter la saturation. Il existe différentes méthodes qui réduire ce PAPR, comme l'écrêtage plus filtrage, sélective mapping (SLM), la méthode PTS et la méthode ToneReservation, on s'intéresse dans ce projet à la méthode ToneReservation.

Dans ce mémoire, on adopte le plan de travail suivant :

Le premier chapitre comporte des généralités sur la communication numérique, on parlera des étapes de la chaîne de transmission numérique d'un signal, parmi ces étapes on se base sur la modulation numérique et l'amplificateur de puissance.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la modulation multiporteuses OFDM, on va aborder le principe avec les avantages et les inconvénients. Parmi les inconvénients, on parlera du problème du PAPR « peak to average power ratio » son expression, sa fonction de répartition et les effets du PAPR élevé sur le signal.

Le troisième chapitre étudie la méthode de la réduction du PAPR « ton réservation », l'étude va montrer qu'il faut résoudre un problème d'optimisation convexe et la solution peut se faire avec la technique de la programmation linéaire.

Le dernier chapitre est la simulation et les résultats. On va déterminer l'effet de l'IBO sur le spectre du signal OFDM dans l'amplificateur de puissance. Par la suite on donne les résultats de la réduction du PAPR par la méthode ton réservation.

Enfin on terminera par une conclusion générale.

Chapitre 1 Communications numériques

1.1 Introduction :

L'objectif de chapitre est d'introduire le concept de communication numérique et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de ce mémoire. Nous allons dans un premier temps d'écrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire par les étapes successive de codage, de transmission dans un canal physique et décodage et les types de canal de transmission pour pouvoir juger de la qualité de performance des systèmes de transmission numérique.

1.2 chaîne de transmission numérique :

Le but d'une communication numérique est de transmettre une information ou un signal d'un point A (source) à un point B (destinataire) à travers un canal de transmission. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les SMS d'un téléphone portable, 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 [1].

Dans la suite, nous allons nous intéresser à une chaîne de transmission radiofréquence (RF) qui se compose de trois blocs principaux : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. La figure .1 montre le schéma bloc d'une telle chaîne où les détails sont adaptés à notre étude.

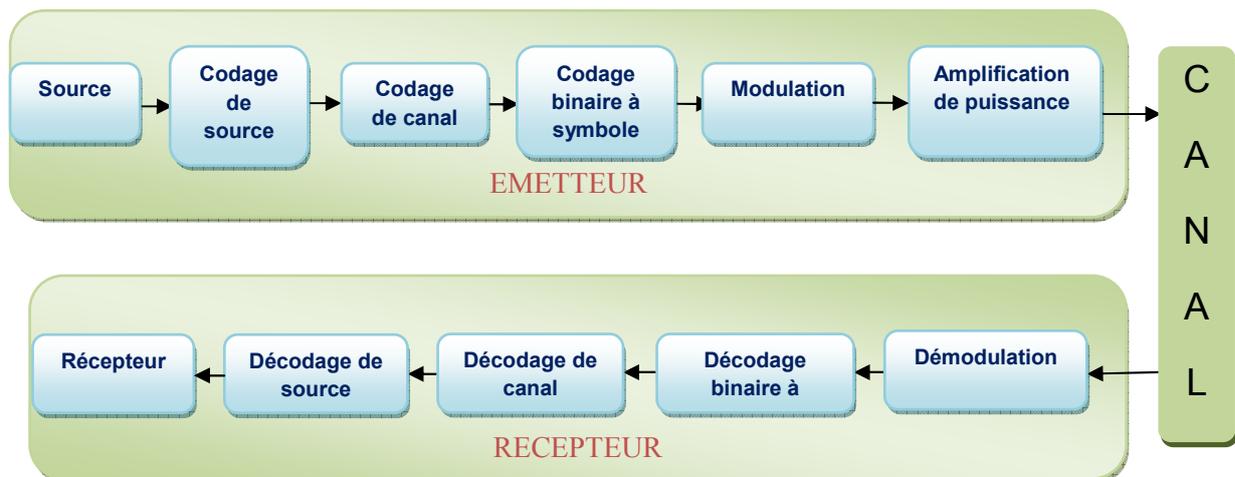


Figure .1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique

1.2.1 Codage de source et codage de canal :

Le but du codage de source est de représenter la source, qu'elle soit analogique ou numérique, avec un minimum de bits sans en diminuer la quantité d'information, c'est à dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéale. Cette séquence binaire en sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Notons que le code utilisé doit permettre d'effectuer l'opération inverse de décodage dans le récepteur.

Cette séquence d'information est caractérisée par ce que l'on appelle le débit numérique $D_b = 1/T_b$ bit/s (où T_b est temps bit en s).

En pratique des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs [2].

1.2.2 Codage binaire à symbole :

Le codage binaire à symbole est l'étape qui associe les éléments binaires à des symboles, appelés symboles numériques. Le débit résultant D_s (débit symbole) est le nombre de symboles transmis par unité de temps. Il est mesuré en bauds et est égal

au débit binaire divisé par le nombre de bits représenté par chaque symbole ($D_s = \frac{D_b}{\log_2 m}$, où m est le nombre d'états de la modulation).

Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, appelée constellation, dont chaque point correspond à un symbole c_k , à côté duquel on indique éventuellement la donnée numérique que le symbole code. Par exemple les constellations des codages 8-PSK et 16-QAM peuvent être représentées de la forme illustrée sur la figure .2, dans le cadre d'un codage de Gray [3]:

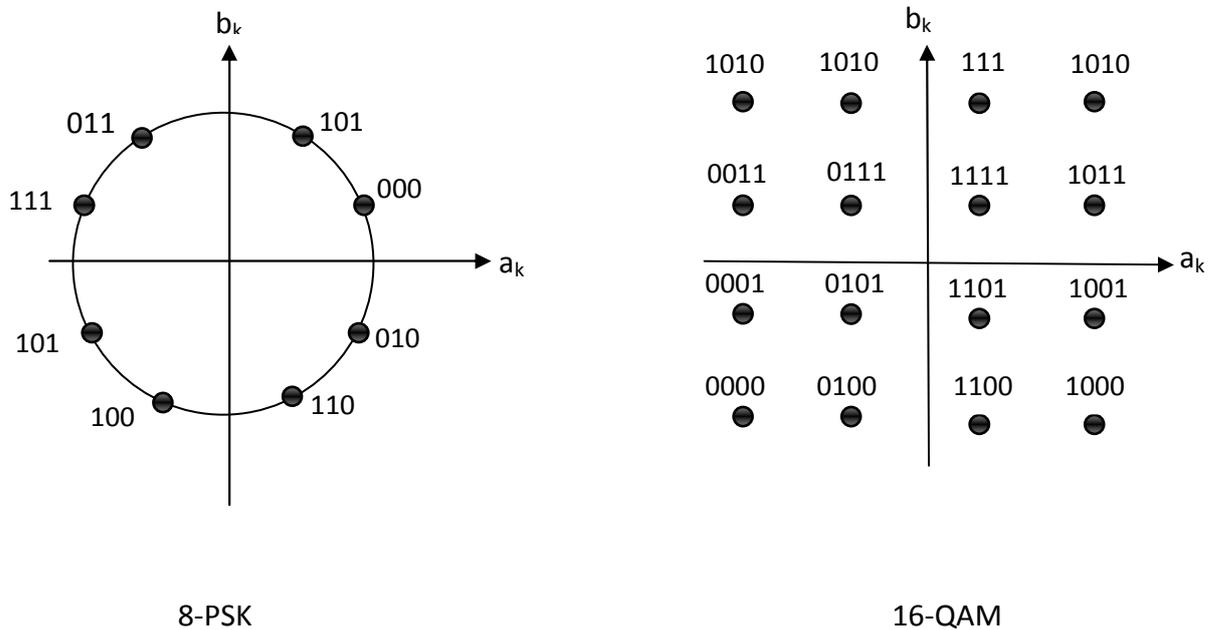


Figure .2 : exemple de constellations

1.2.3 Transposition de fréquence (modulation) :

La transposition de fréquence est nécessaire dans le cas d'une transmission radio. En effet, un canal radio est caractérisé par une bande de fréquence précise, et afin de ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio, il faut s'assurer que la transmission n'utilise que cette bande de fréquence. La largeur de cette bande Δf est souvent faible devant sa fréquence centrale f_0 , et ainsi le signal qui y est propagé est dit à bande étroite. Le signal provenant du filtre d'émission est quand à lui un signal basse fréquence, dit signal en bande de base. La modulation, ou transposition de

fréquence, consiste donc à décaler la fréquence centrale du signal pour respecter les caractéristiques imposées par le canal. La figure .3 montre la forme des densités spectrales de puissance (DSP) du signal avant et après transposition de fréquence [3].

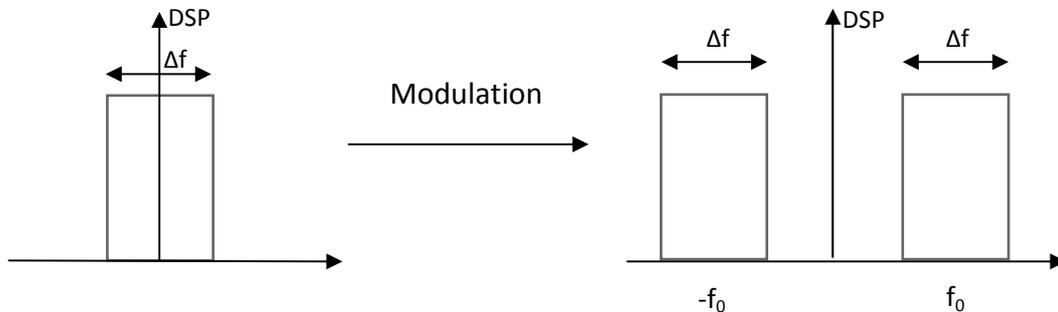


Figure.3 : spectre des signaux avant et après transposition de fréquence.

1.2.4 Amplification de puissance :

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs ont besoin d'amplificateur de puissance pour fournir une certaine puissance aux signaux (radiofréquence) et éviter qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre [3].

a. Les types d'amplificateur de puissance :

D'une manière générale, deux types d'amplificateur de puissance sont utilisés dans les systèmes de communication.

- L'amplificateur à tubes à ondes progressives (TWTA) : utilisés dans les transmissions satellites pour transmettre de fortes puissances.
- L'amplificateur à état solide(SSPA) : ou amplificateur à semi conducteur, utilisé dans les transmissions radio terrestres pour transmettre de faible puissance.

b. les caractéristiques de l'amplificateur de puissance :

Ils ont représentés sur la figure suivante :

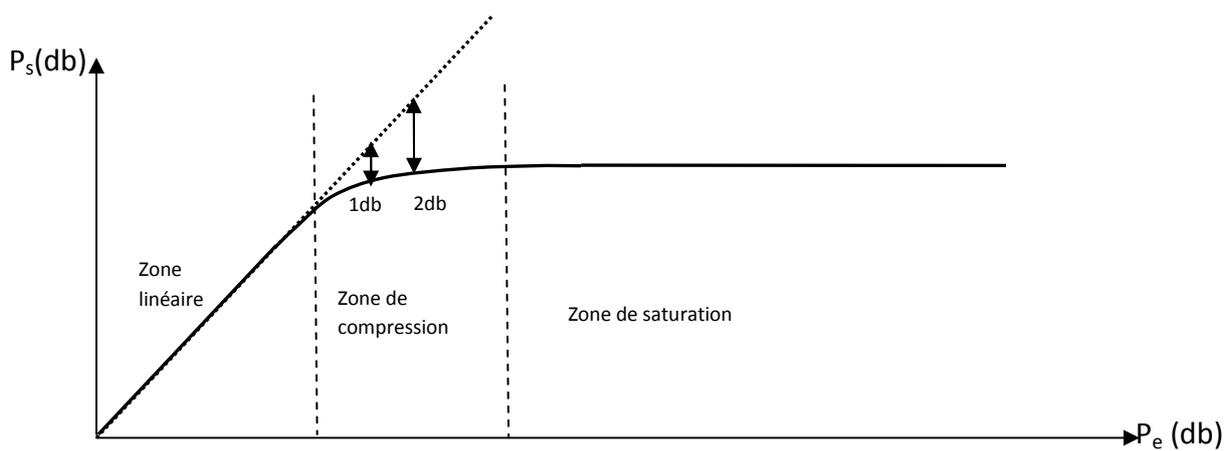


Figure .4 : caractéristique du l'amplificateur de puissance [3].

➤ **La zone 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 appel gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrées sont faibles.

Les distorsions produites dans cette zone sont quasi inexistantes. Lorsqu'on prend du recul pour éviter les distorsions, c'est dans cette zone que fonctionne l'amplificateur [4].

➤ **La zone non-linéaire (ou zone de compression du gain):**

Dans cette zone la sortie n'est déjà plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport a la droite linéaire), on amorce la plage de la non-linéarité. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'ampliateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain. Un point important est situe dans cette zone. Il s'agit des points de compression à 1 dB ou à 2 dB, ce sont des points caractéristiques de l'amplificateur de puissance [4].

➤ **Zone de saturation :**

Dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation.

C'est également une caractéristique de l'amplificateur de puissance et est notée P_{sat} .

La saturation se traduit donc par un écrêtage du signal de sortie et par d'autres effets non linéaires sur le spectre du signal (les harmoniques et les intermodulations).

Pour décrire ces effets, on exprime le signal de sortie en fonction du signal d'entrée par le modèle polynomial d'ordre n [4]:

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \dots + \alpha_n x^n(t) \quad (1.1)$$

Les coefficients sont complexes si la non linéarité introduit des distorsions sur l'amplitude et la phase du signal d'entrée, sinon les distorsions concernent seulement l'amplitude pour des coefficients réels, en se référant au modèle polynomial d'ordre 3, on suppose que le signal d'entrée est à 2 amplitudes :

$$V_e(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2 \quad (1.2)$$

Donc on trouve :

$$V_s(t) = \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2 \right) A_1 \cos(\omega_1 t) + \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1^2 \right) A_2 \cos(\omega_2 t)$$

→ Fondamental

$$+ \alpha_2 \frac{A_1^2}{2} + \alpha_2 \frac{A_2^2}{2} \rightarrow \text{Composante continue}$$

$$+ \alpha_2 \frac{A_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t) + \alpha_2 \frac{A_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t) \rightarrow 1^{\text{ere}} \text{ harmonique}$$

$$+ \alpha_3 \frac{A_1^3}{2} \cos(3\omega_1 t) + \alpha_3 \frac{A_2^3}{2} \cos(3\omega_2 t) \rightarrow 2^{\text{eme}} \text{ harmonique}$$

$$+ \alpha_2 A_1 A_2 (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) \rightarrow \text{Produit d'intermodulation d'ordre 2}$$

$$+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 (\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t) \rightarrow \text{Intermodulation d'ordre 3}$$

$$+ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 (\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t)$$

On s'aperçoit l'apparition de nouveaux termes en plus des fréquences fondamentales qui sont les harmoniques qui sont des multiples des fréquences fondamentales et les intermodulations (IM) qui sont des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales.

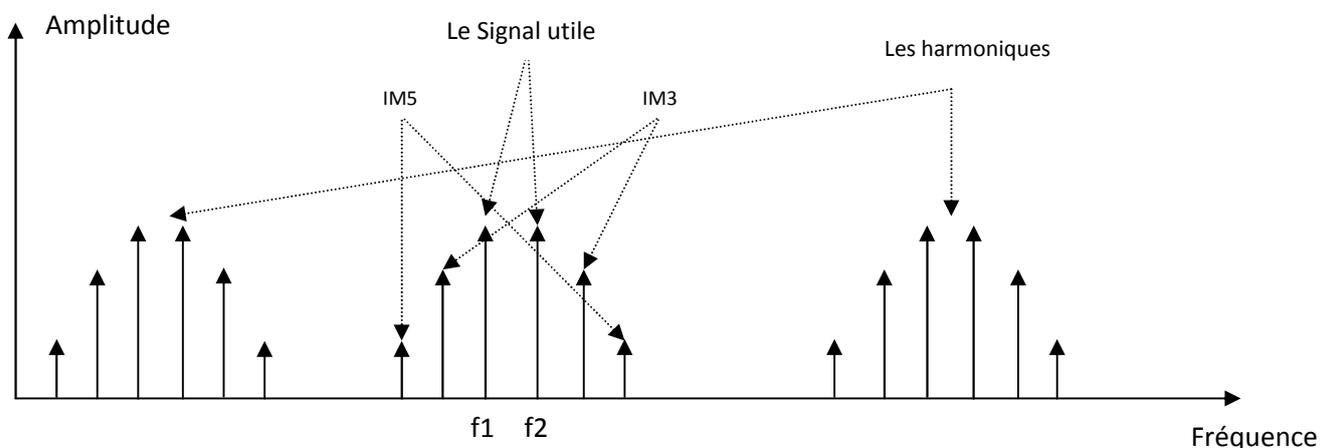


Figure .5 : les harmoniques et intermodulations [4].

Pour éviter ou du moins diminuer les effets néfastes dus à la non-linéarité des amplificateurs, on est souvent amené à surdimensionner l'amplificateur ou en d'autres termes à prendre un certain recul afin d'être dans la zone linéaire ou proche de cette zone. Ce recul se fait en général par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport à la puissance de saturation. On définit alors les grandeurs qui sont le recul d'entrée et le recul de sortie (en anglais Input Back Off (IBO) et Output Back off (OBO)) utiles pour quantifier le surdimensionnement de l'amplificateur.

La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance d'entrée au point de compression 1 dB (ou de la puissance de saturation ramenée à l'entrée) et la puissance d'entrée du signal :

$$IBO = \frac{p_{e\ sat}}{p_{e\ moy}} \quad \text{ou} \quad IBO\ (dB) = p_{e\ sat}\ (dB) - p_{e\ moy}\ (dB) \quad (1.3)$$

$$OBO = \frac{p_{s\ sat}}{p_{s\ moy}} \quad \text{ou} \quad OBO\ (dB) = p_{s\ sat}\ (dB) - p_{s\ moy}\ (dB) \quad (1.4)$$

$p_{e\ sat}$: C'est la puissance de saturation ramenée à l'entrée.

$p_{e\ moy}$: C'est la puissance moyenne du signal avant l'amplification.

$p_{s\ sat}$: C'est la puissance de saturation ramenée à la sortie.

$p_{s\ moy}$: C'est la puissance moyenne du signal après l'amplification.

On déduit l'expression du rendement de l'amplificateur :

$$\eta = \frac{OBO}{IBO} \quad (1.5)$$

On peut dire que plus le recul d'entrée est petit, plus on se rapproche de la zone de saturation, et plus il est élevé plus l'amplificateur est surdimensionné, et par conséquent, moins il y a des distorsions. Cette solution n'est cependant pas idéale dans la mesure où le rendement dans ce cas est faible [4].

1.2.5 Canal, réception et démodulation :

Le canal de transmission perturbe le signal, en le déformant et en y ajoutant du bruit. Ces deux aspects seront abordés dans la section 1.4. Le récepteur recueille le signal transmis par l'intermédiaire d'une antenne pour un canal radio ou directement depuis le câble pour une transmission filaire. Une fois le signal ré-amplifié, il est nécessaire de le démoduler, c'est-à-dire de faire une nouvelle transposition de fréquence afin d'obtenir un signal en bande de base [4].

1.2.6 Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage de source :

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu (d_k). Ce symbole peut être différent du symbole qui avait été envoyé (c_k) à cause de perturbations introduites par le canal. La détection par maximum de vraisemblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité. Pour cela on sélectionne le point de la constellation le plus proche du symbole reçu, et les bits qui sont associés à ce point de la constellation sont les bits qui ont été émis avec la plus grande vraisemblance. Le plan complexe est ainsi partitionné en zones de décision, chacune correspondant à un symbole de la constellation, et donc à un ensemble de bits particulier. Sur une constellation particulière, on peut représenter les limites de ces zones par des traits pointillés (on suppose que tous les symboles sont équiprobables).

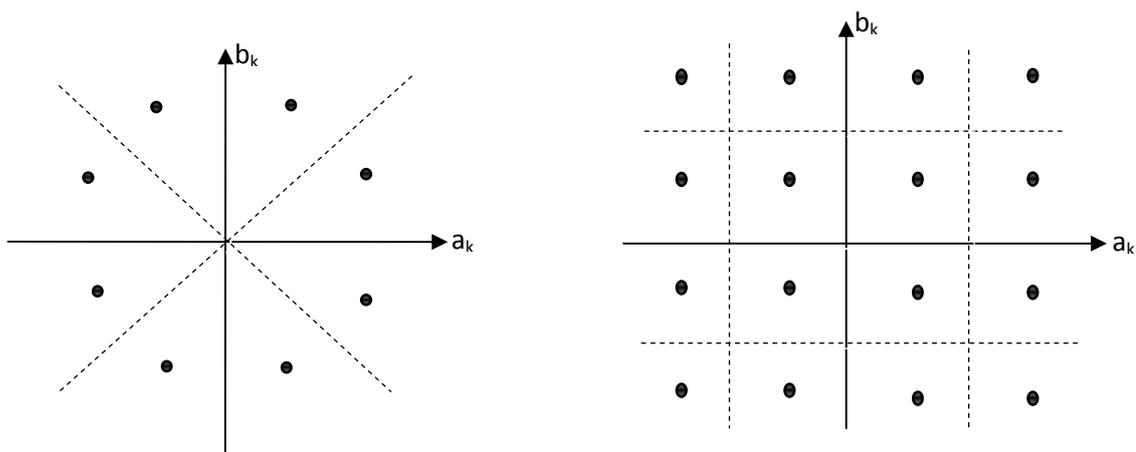


Figure .6 : Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16

Le signal décidé, sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur est associé au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger. Le message numérique résultant est finalement passé à travers le décodeur de source rendant ainsi un signal compatible avec son traitement par le destinataire [2].

1.3 La modulation numérique :

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation. Le principe est d'utiliser une onde porteuse qui sert à transporter les données par modification d'une ou de plusieurs caractéristiques de cette onde, amplitude (AM), phase (BPSK, QPSK), fréquence (FM), amplitude et phase (QAM).

La norme définit l'utilisation de plusieurs modulations : BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM. La modulation BPSK est utilisée uniquement pour les symboles pilotes alors que les autres modulations sont appliquées aux données. Dans notre travail les modulations sont introduites avec une explication courte pour chacune de ces modulations.

Les modulations numériques peuvent être interprétées de la manière suivante :

Tout signal sinusoïdal peut être décrit par l'équation suivante

$$S(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1.6)$$

Ce signal est entièrement défini par ses caractéristiques physiques, c'est-à-dire son amplitude A_{RF} , sa fréquence f_0 et sa phase φ_0 . Il apparaît donc judicieux de faire varier l'amplitude, la phase ou la fréquence de ce signal au rythme du signal numérique utile noté $d(t)$, le signal représenté par l'équation (1.6) devient donc :

$$S_{mod}(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.7)$$

Le terme $A(t)$ représente la modulation d'amplitude du signal sinusoïdal $s(t)$. $A(t)$ est proportionnelle au signal numérique:

$$A(t) = A_{RF} \cdot k \cdot d(t) \quad (1.8)$$

Le terme $\varphi(t)$ représente la modulation de phase ou la modulation de fréquence suivant les conditions suivantes :

$$\text{Modulation de phase : } \varphi(t) = k \cdot d(t) \quad (1.9)$$

$$\text{Modulation de fréquence : } \varphi(t) = k \cdot \int d(t) \quad (1.10)$$

Il faut préciser que la modulation de fréquence génère une variation de la fréquence du signal $s(t)$ autour de f_0 . Dans tous les cas, nous obtenons un signal modulé haute

fréquence centré autour de f_0 contenant l'information utile $d(t)$, qui pourra être facilement transmis.

Dans la littérature, le signal $s(t)$ est désigné comme étant « le signal porteur » ou « porteuse » car il transporte l'information; le signal $d(t)$ est désigné comme étant le «modulant », car il module la porteuse.

Ainsi nous pouvons dire que tout signal radiofréquence modulé sera représenté par l'expression :

$$S_{mod}(t) = A_{RF} \cdot a(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.11)$$

Où le modulant apparaît dans l'amplitude et la phase de la porteuse.

En développant l'équation (1.6), nous aboutissons à la représentation équivalente suivante

$$S_{mod}(t) = A_{RF} (I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t)) \quad (1.12)$$

Avec : $I(t) = a(t) \cos(\varphi(t))$ et $Q(t) = a(t) \sin(\varphi(t))$

L'équation nous montre que tout signal radiofréquence modulé peut être représenté comme une double modulation en quadrature faisant intervenir le signal phase $I(t)$ et le signal Quadrature $Q(t)$.

En notation complexe, l'expression du signal radiofréquence modulé est le suivant :

$$S_{mod}(t) = A_{RF} (I(t) + j \cdot Q(t)) \exp(2\pi f_0 t) \quad (1.13)$$

Nous voyons que les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe, et que les signaux $a(t)$ et $\varphi(t)$ sont respectivement le module et la phase de l'enveloppe complexe.

Ceci peut être représenté dans le plan complexe suivant :

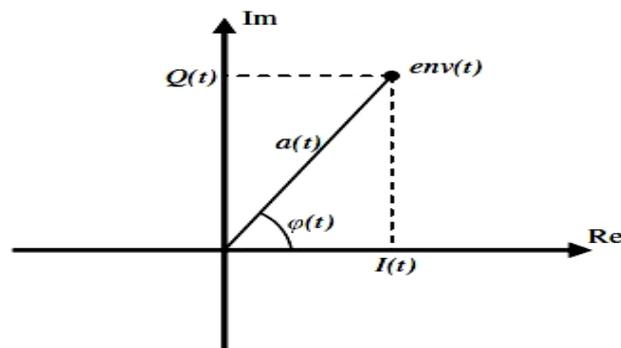


Figure.7: représentation graphique de l'enveloppe complexe

1.3.1 Binary phase shift keying (BPSK)

Le BPSK est une modulation numérique binaire c.-à-d. un bit est modulé au un symbole. Ceci donne l'immunité élevée contre le bruit et l'interférence et une modulation très robuste. Une modulation de phase, qui est le point de droit pour la modulation de BPSK, emploie la variation de phase pour encoder des bits (chaque symbole de modulation est équivalent à une phase). La phase du signal modulé par BPSK est π ou $-\pi$ selon la valeur du bit d'informations. Une illustration employée souvent pour la modulation digitale est la constellation. La Figure II.3 affiche la constellation de BPSK ; les valeurs que la phase de signal peut prendre sont 0 ou π

1.3.2 Quadrature phase shift keying (QPSK)

Cette modulation permet de réaliser des transmissions numériques d'efficacité spectrale élevée .C.-à-d. plus de b/s/Hz, de plus des bits peuvent être utilisé pour un symbole de modulation. Par exemple, QPSK considère des symboles modulations deux-bit Le tableau le tableau.1 affiche les valeurs possibles de phase en fonction du symbole de modulation. Beaucoup de variantes de QPSK peuvent être utilisées mais QPSK a toujours une constellation de quatre-point (voir Figure.8). La décision au récepteur, par exemple entre le '00 de symbole' et le '01 de symbole', est moins facile qu'une décision entre le '0' et le '1'. La modulation de QPSK est donc moins résistive que BPSK car elle a une plus petite immunité contre l'interférence.

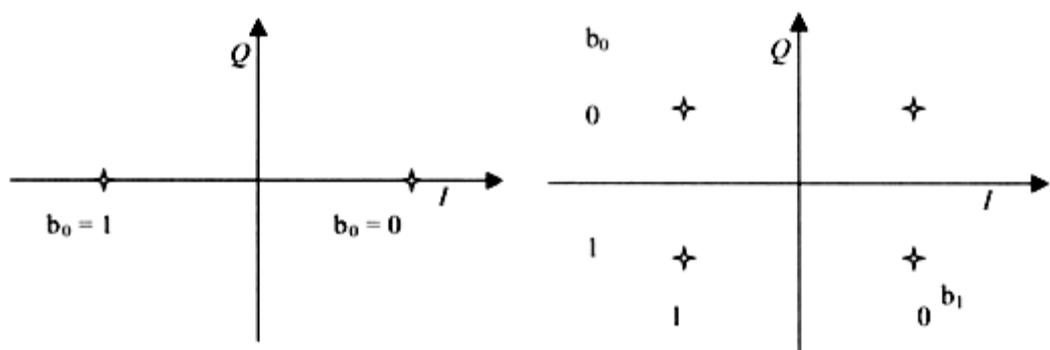


Figure.8 : diagramme de constellation de la modulation BPSK et QPSK

Bit pair	Bit impair	Modulation symbole	φ_k
0	0	00	$\pi/4$
1	0	01	$3\pi/4$
1	1	11	$5\pi/4$
0	1	10	$7\pi/4$

Tableau.1 : les valeurs possibles des phases pour la QPSK

1.3.3 Quadrature amplitude modulation (QAM): 16-QAM AND 64-QAM

La modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (MAQ) ou quadrature amplitude modulation (QAM) consiste à moduler simultanément l'amplitude et la phase de la porteuse par le symbole à transmettre.

Il devrait mentionner que selon la théorie de communication numérique, QAM-4 et QPSK sont la même modulation (vu des symboles de données complexes). 16-QAM (4 bits/ symboles de modulation) et (6 bits/symboles de modulation) pour la modulation 64-QAM sont inclus dans la norme d'IEEE 802.16. La 64-QAM est la modulation la plus efficace de 802.16 (voir le Figure 8). En effet, 6 bits sont transmis par chaque symbole de modulation.

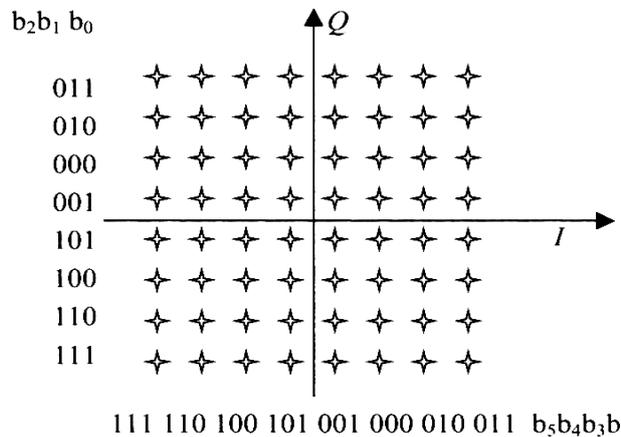


Figure .9 : Diagramme de constellation 64-QAM

1.4 Canal de transmission :

Un signal émis, $m(t)$, transitant sur un canal de transmission radiofréquences subit les effets des imperfections du canal. Le signal reçu $r(t)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot m(t - \tau_i) \cdot e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} + b(t) \quad (1.14)$$

À partir de l'équation (1.14) nous remarquons que le bruit additif, le phénomène du multi trajet et les décalages en fréquence dus à la fréquence Doppler sont pris en compte dans le modèle du canal.

1.4.1 le bruit blanc gaussien :

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce bruit est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électronique. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) * h(t) + b(t)$$

Où, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal, $x(t)$ est le signal transmis, b représente AWGN, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_b^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$.

1.4.2 Les multi trajets :

Les ondes de perturbation doivent être prises en compte par le système de transmission. Les ondes de propagation peuvent être réfléchies par les obstacles environnants (montagnes, bâtiments, véhicules.....etc.) [7]

Les réflexions du signal émis par les obstacles présents dans le canal génèrent en réception une multitude de signaux qui interfèrent entre eux (Interférence Entre Symboles, IES). Ces signaux (échos), représentés par le signal émis retardé et atténué, arrivent donc au récepteur par des chemins différents, d'où le concept de multi trajet. Le signal à la sortie de ce canal (à multi trajet) comportant N_p trajet multiples s'exprime alors : [7]

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \alpha_n m(t - \tau_n) + b(t) \quad (1.15)$$

$b(t)$: le bruit blanc gaussien

α_n : L'atténuation complexe

τ_n : Le retard affectant chaque trajet

$m(t)$: Signal émis.

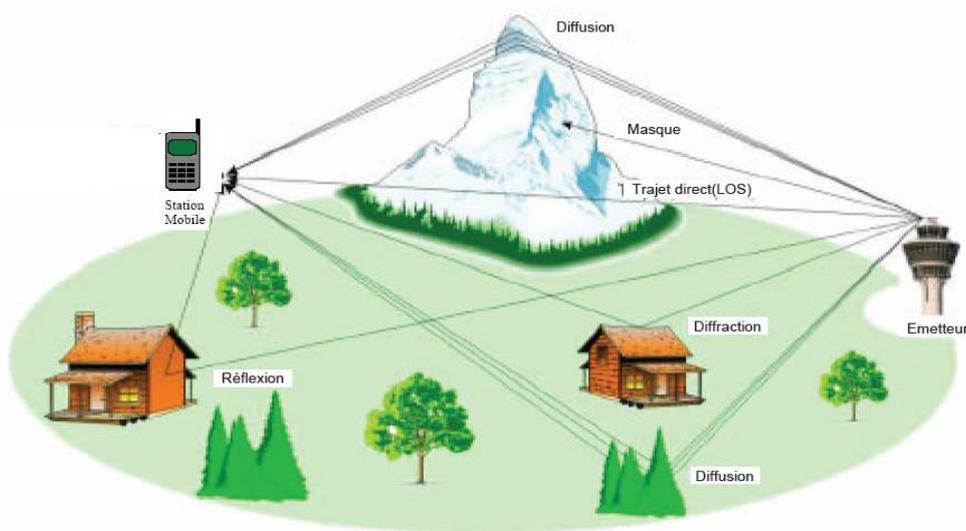


Figure.10 : Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio-mobilité

1.4.3 Effet Doppler :

Lorsque un récepteur se déplace à une vitesse ϑ , la fréquence du signal reçu est modifiée d'une quantité f_D , dite fréquence Doppler, fonction à la fois de la longueur d'onde émise et de la vitesse de déplacement du mobile :[4]

$$f_D = \frac{\vartheta}{\lambda} \cos \theta \quad (1.16)$$

L'angle θ est pris entre la direction du ϑ et celle suivie par l'onde électromagnétique émise.

Les signes de f_D est déterminé par $\cos \theta$, il est positif si le récepteur s'éloigne de l'émetteur et négatif s'il s'en approche.

Une fois défini la fréquence doppler f_D , nous pouvons caractériser le canal en termes des ses variations temporelles en introduisant le temps de cohérence T_c :[4]

$$T_c \approx \frac{1}{f_D} \quad (1.17)$$

Ce paramètre représente l'intervalle temporel durant lequel les distorsions sont négligeable.

Pour éviter toute sélectivité temporelle sur un symbole émis, il faudrait donc avoir un temps de cohérence nettement supérieur au temps symbole T_s ($T_c \gg T_s$).[4]

1.4.4 canal sélectif :

La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de largeur de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal de propagation ; la bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. [1]

Lorsque $B_c \leq B_s$, avec B_s La bande de fréquence du signal modulé, et B_c la bande de cohérence : $B_c = 1/\sigma_c$, le canal est dit Sélectif en fréquence, inversement, le canal est dit non sélectif en fréquence ou plat [1]

1.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a représenté les techniques de transmission numériques avec une attention particulière sur les fonctions de base.

Les techniques de modulation, leurs performances et leurs efficacités, le canal de transmission et les dégradations qui lui subissent.

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques.

Nous avons également présenté des généralités sur l'amplificateur pour une compréhension du phénomène de non-linéarité et de rendement. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant aborder dans le deuxième chapitre de l'étude de la modulation OFDM et du PAPR.

Chapitre 2 Modulation OFDM et analyse du

PAPR

2.1 Introduction :

Le système OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un système de transmissions multi porteuses, dont lequel un bloc d'information est transmis sur un nombre de sous porteuses synchronisées en temps et en fréquence entre elles. Cette synchronisation permet de conserver la nature orthogonale de l'OFDM [5]. L'avantage principal d'utilisation de l'OFDM est la réduction de l'interférence dans une bande étroite, ce qui donne une certaine robustesse au signal. L'idée de l'OFDM est la transmission par multiplexage fréquentiel orthogonal; cette idée a pu être dérivée dans les années 50. Dans le multiplexage fréquentiel classique (FDM), la bande totale est divisé en N sous canaux qui ne se chevauchent pas, alors que sur OFDM la bande est divisée en un certain nombre de sous canaux se superposant mais avec des fréquences orthogonales, l'objectif est un plus grand nombre de sous porteuses sans interférences; la figure.11 montre la différence entre l'OFDM et le multiplexage fréquentiel classique "FDM" [5].

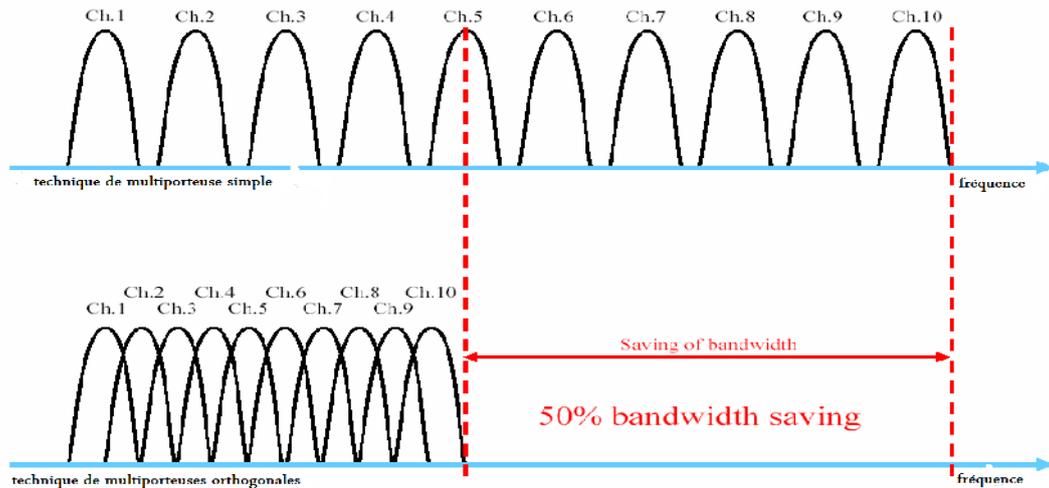


Figure.11 la différence entre l'OFDM et le multiplexage fréquentiel classique "FDM"[5].

2.2 Historique :

Époque, l'idée de transmettre un débit important sur plusieurs porteuses modulées à des débits moindres est apparue pour des applications de type HF. On doit les premières réalisations à Bello et à Zimmerman [7]. Le débit total était alors de 4800 bits/s pour une bande passante de 3kHz. Ce débit était réparti sur 34 porteuses espacées de 82 Hz. Ce modem portait le nom de KATHRYN. Par ailleurs, en 1957, Doelz et Al. Et plus tard, en 1961, Franco et Al. L'utilisèrent pour des transmissions entre terminaux.[7]

C'est en 1971 que Weinstein et Ebert utilisèrent pour la première fois la DFT afin de générer autant de signaux orthogonaux qu'il y avait de porteuses, ce qui réduisit considérablement la complexité des systèmes [7].

En 1980, Hirosaki, proposa, toujours en utilisant la DFT, un récepteur à maximum de vraisemblance pour des porteuses modulées en phase et en amplitude (modulation QAM). L'utilisation de la TFD a été proposée pour la première fois en 1971 par S. B. Weinstein et P. M. Ebert. Les applications pour cette technique ont été proposées en 1985 par L.J.Cimini pour la radiophonie mobile et en 1987 par M. Alard et R. Lassalle pour la diffusion numérique. Cette technique a pris son nom "modulation à répartition en fréquences orthogonales" (Orthogonal Frequency Division Multiplex OFDM) pour la première fois en 1989. [7]

Parallèlement, dans les années 90, une technique mise au point par la société Bellcore en 1989 définit un système de transmission numérique permettant de fournir de nouveaux services interactifs à hauts débits sur le réseau téléphonique commuté classique (paire de cuivre torsadée), tout en autorisant le fonctionnement simultané du téléphone. C'est la technologie ADSL.[7]

Entre 1999 et 2001, on voit apparaître les standards pour les WLAN's, comme IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi et ETSI HiperLAN 2, qui adoptaient la modulation multiporteuse OFDM comme spécification principale de leur couche physique.[7]

2.3 l'orthogonalité :

Les fréquences utilisées dans le système d'OFDM sont orthogonales. Cette propriété est montrée dans la figure.12, où f_1, f_2, f_3, f_4 et f_5 sont orthogonales. Ceci a comme conséquence l'utilisation efficace de la largeur de bande. L'OFDM peut donc fournir un débit plus élevé pour une même largeur de bande [5].

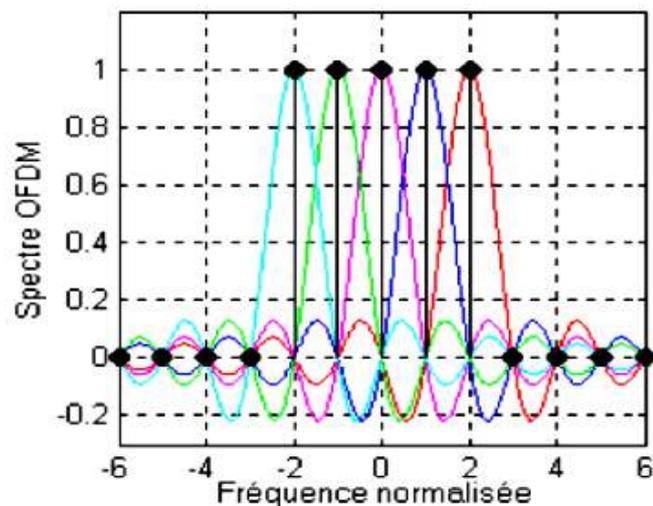


Figure.12 l'orthogonalité entre les sous-porteuses [5]

2.3.1 Notion mathématique :

Deux fonction $f(t)$ et $g(t)$ sont orthogonales sur $[a, b]$ et forment une base de l'espace fonctionnel considéré si :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

où l'intégrale définit le produit scalaire dans cet espace fonctionnel et l'intervalle $[a, b]$ représente le domaine sur lequel porte l'étude.

2.3.2 Orthogonalité temporelle :

Nous considérons des fenêtres rectangulaires espacées avec un intervalle de garde Δ sur un intervalle de temps t entre a et b . Ces fonctions (fenêtres rectangulaires) sont linéairement indépendantes. La figure ci-dessous nous illustre un exemple de telles fonctions.

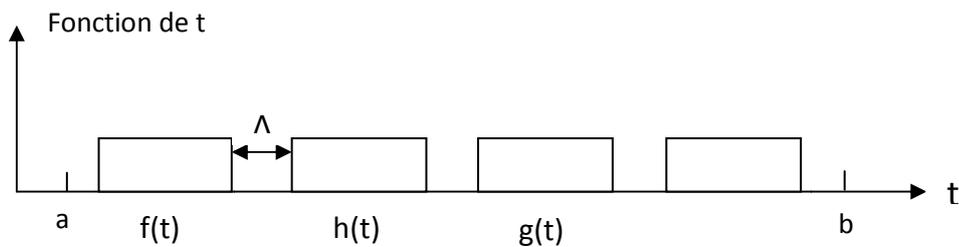


Figure.13 orthogonalité temporelle

On a donc

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad \text{Ou} \quad \int_a^b g(t)h(t)dt = 0 \quad , \text{etc.....}$$

2.3.3 Orthogonalité fréquentielle :

La transformée de Fourier de la fonction porte d'amplitude A et de Largeur T_U est un sinus cardinal comme en équation (2.2) :

$$\text{TF}\{A \Pi_{T_U}(t)\} = A \frac{\sin(\pi f T_U)}{\pi f} = A T_U \text{Sinc}(f T_U) \quad (2.2)$$

Il est donc possible d'associer à une base orthogonale temporelle de fonctions porte, une base orthogonale fréquentielle de sinus cardinaux par transformation de Fourier de chaque porte.

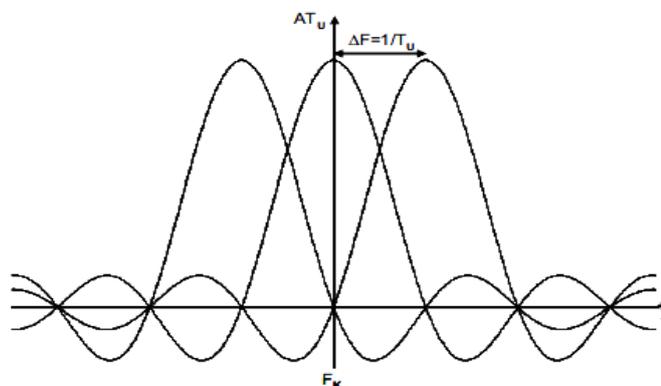


Figure.15 orthogonalité fréquentielle

2.4 Principe et fonctionnement du l'OFDM :

2.4.1 Principe de la modulation OFDM :

La modulation multi porteuse OFDM consiste à répartir l'information à transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonales. Chaque sous-porteuse est modulée à bas débit on utilise un des modulations numériques (QAM, ASK, PSK).

La modulation OFDM transforme le canal large bande en un ensemble de N sous-canaux à bande étroite, chaque sous-canal est indépendant des autres et chaque symbole numérique est acheminer à travers un sous canal.

Pour répartir les données à transmettre sur les N sous-porteuses, les symboles c_k sont groupés par paquets de N symboles ($c_k = a_k + jb_k$) qui sont des nombres complexe définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type de la modulation numérique. La séquence de N symbole C_0, C_1, \dots, C_{N-1} rassemblent en un symbole OFDM. Le k-ième symbole module une sous- porteuse de fréquence f_k . Le signal modulé du symbole k s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2j\pi f_k t}$ [4].

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

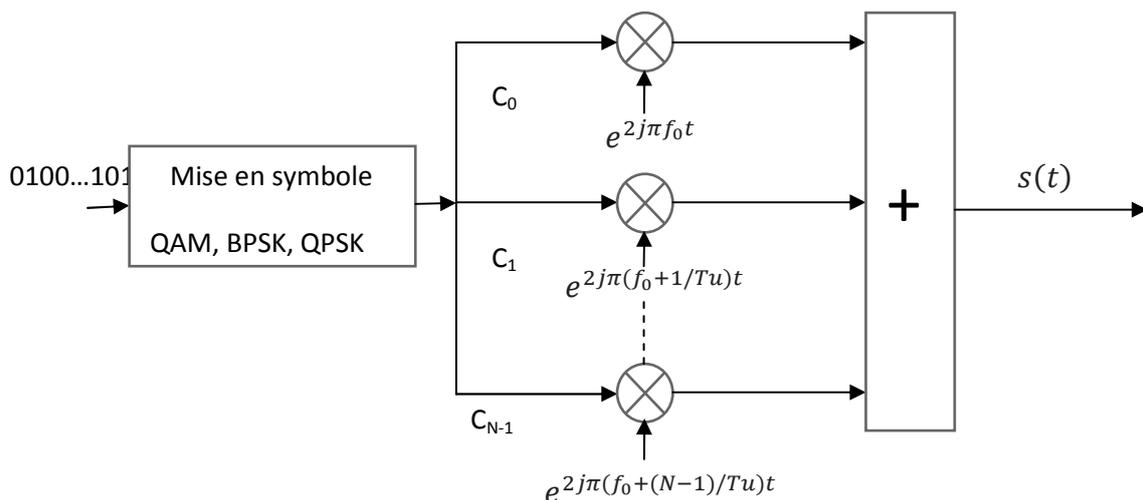
$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad 0 < k \leq N - 1 \quad (2.3)$$


Figure.15 schéma de principe du modulateur OFDM [4].

Où : T_u est la durée du symbole OFDM

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_u}$$

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

2.4.2 Principe de la démodulation OFDM :

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (2.4)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique montré par la Figure .16 :

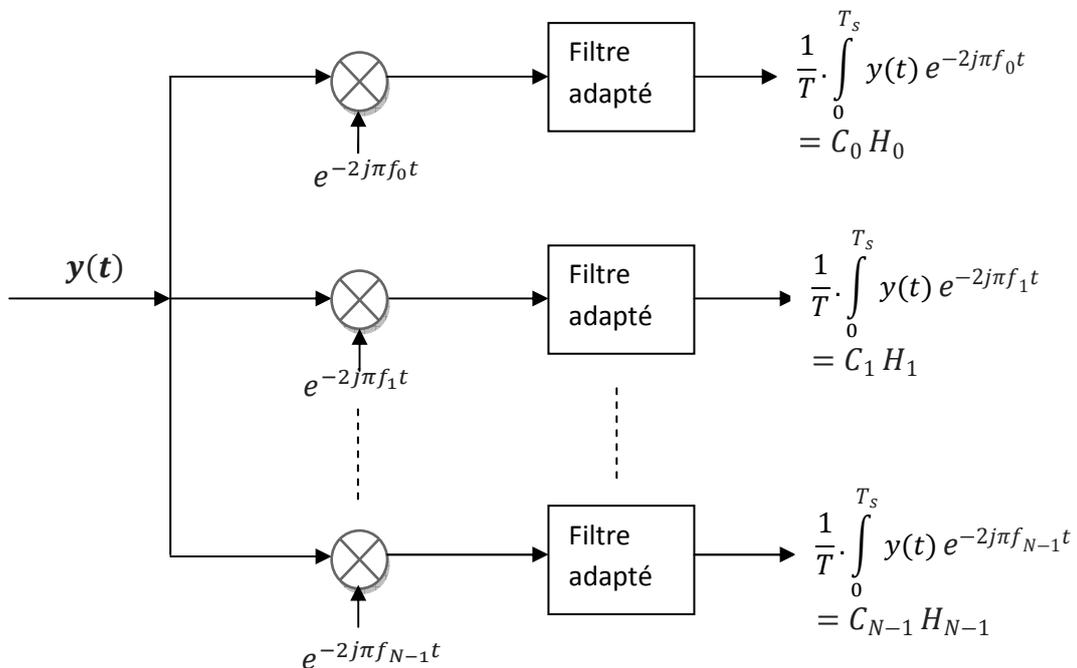


Figure .16 schéma de principe du démodulateur OFDM[4]

2.5 Implantation numérique :

Dans les communications, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission.

Le schéma de principe du modulateur est donné par la Figure.17, voyons maintenant à partir des principes de modulation et de démodulation de l'OFDM effectuée précédemment comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en œuvre.

2.5.1 Implantation numérique du modulateur :

L'analyse algébrique montre que le signal $s(t)$, à la sortie du modulateur OFDM est donné par l'équation (2.3). En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient $s(n)$ défini par :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi nk/N} \quad (2.5)$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des C_k . En choisissant le nombre de sous-porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT, nous conduisant au schéma numérique suivant :

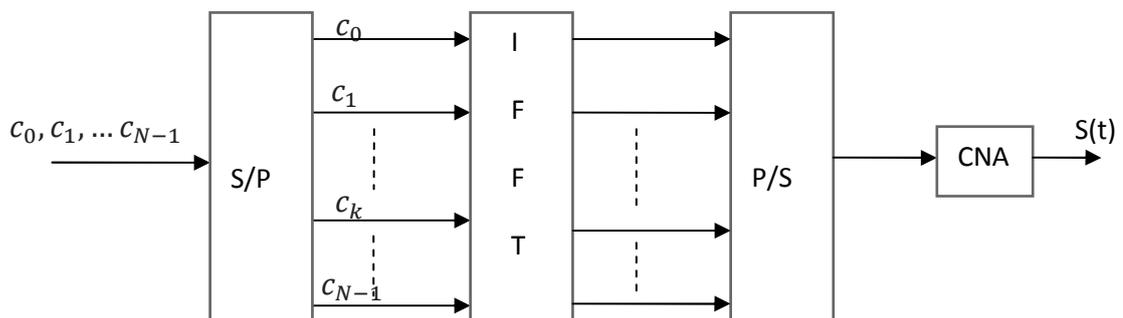


Figure.17 modulateur OFDM numérique [4]

2.5.2 Implantation numérique du démodulateur :

On définit le signal discrétisé y_n reçu en entrée du démodulateur sous la forme :

$$y_n = y\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{-\frac{2j\pi nk}{N}} \quad (2.6)$$

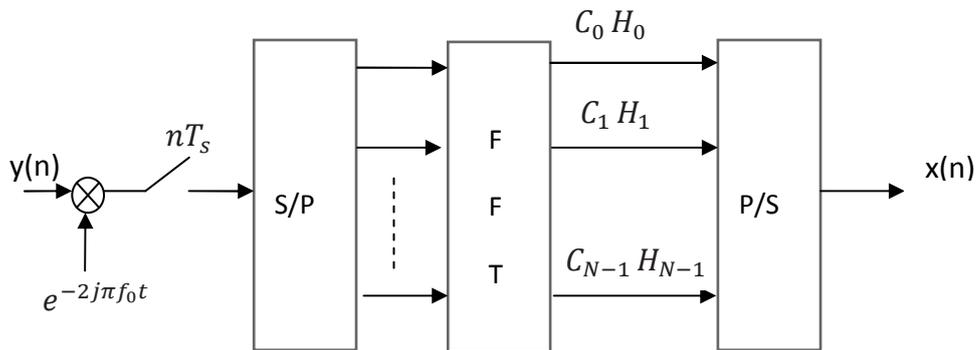


Figure.18 démodulateur OFDM numérique [4]

On remarque assez facilement que y_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de sous-porteuses ayant été choisi comme une puissance de 2 c'est à dire $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe illustré par la Figure 18. [4]

2.6 intervalle de garde :

Une multiplication des symboles reçus suffit donc à compenser les distorsions du canal au sein d'un symbole OFDM. Cependant il peut subsister une légère interférence entre deux symboles OFDM transmis successivement. Pour s'en affranchir, il est possible d'ajouter un espace entre les symboles OFDM, d'une durée supérieure à l'étalement des retards. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle dit "de garde", et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique on choisit pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile.

L'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent dans le canal comme indiqué la figure 20. [4]

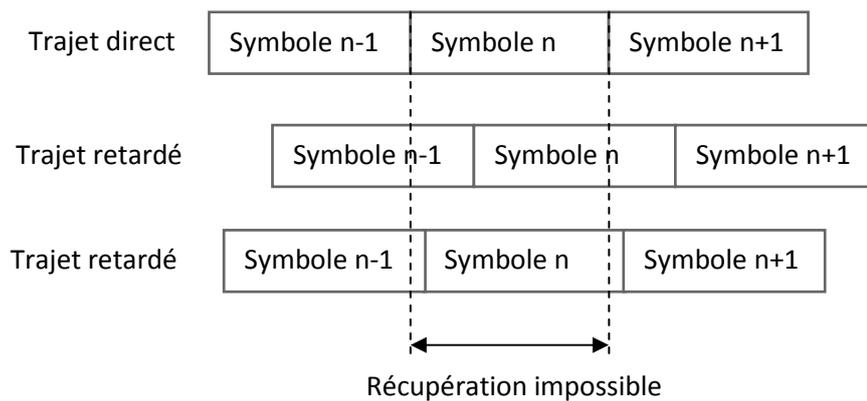


Figure .19 Problème des interférences entre les symboles [4]

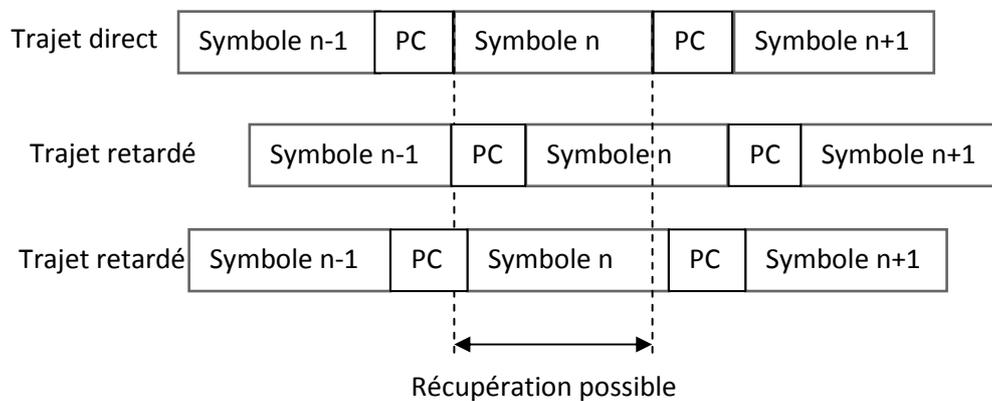


Figure .20 Insertion d'un intervalle de garde (CP). [4]

La durée de cet intervalle est en général $T_u/4$ qui représente un bon compromis entre la réduction de l'ISI et la perte en débit, cet intervalle ajouter au début de chaque symbole est composé d'une préfixe cyclique qui est la copie des dernier échantillons du symbole OFDM.

L'avantage du préfixe cyclique est qu'il transforme la convolution linéaire avec réponse impulsionnelle du canal en une convolution circulaire, permettant d'avoir une simple multiplication dans le domaine fréquentiel. Les sous-porteuses restent orthogonales, et l'égalisation se simplifie pour devenir une division par la réponse fréquentielle du canal [8].

$$TF\{x(n) \star h(n)\} = TF\{x(n)\} \times TF\{h(n)\},$$

$$FFT\{x(n) \otimes h(n)\} = FFT\{x(n)\} \times FFT\{h(n)\}.$$

Où $*$ et \otimes représente respectivement une linéaire et circulaire convolution.

2.7 OFDM et la non-linéarité :

L'un des problèmes les plus sérieux de la modulation OFDM est son facteur de crête élevé, connu en anglais par "peak-to-average power ratio" (PAPR). Le PAPR étant un paramètre qualifiant directement les fluctuations d'amplitude d'un signal. Il est défini comme le rapport de la puissance instantanée maximale et de la puissance moyenne du signal à analyser. Un PAPR élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance, il s'en suit, des distorsions des symboles émis (harmoniques, intermodulations, etc.) dégradant ainsi sensiblement les performances du système. La définition du PAPR ainsi que les problèmes engendrés vont être examinés avec plus de détails dans ce chapitre.

2.7.1 Analyse du PAPR :

Après la modulation OFDM, le signal traverse un convertisseur numérique analogique puis un amplificateur de puissance avant la transmission. Du fait de la modulation, un signal OFDM temporel peut-être considéré comme une somme de N sinusoides. L'enveloppe de ce signal suit, selon le théorème de la limite-centrale, une loi de Gauss. La probabilité que le signal total ait une grande amplitude est d'autant plus faible que N est grand, mais ce risque existe cependant et ne doit pas être négligé dès lors que l'on travaille à des forts niveaux d'amplifications. Cette quantité, est quantifiée par une grandeur appelée facteur de crête. Un facteur de crête élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé avant l'émission, il s'en suit d'une distorsion des symboles émis dégradant ainsi sensiblement les performances du système.

On définit l'expression du PAPR en temps continu d'un signal OFDM $x(t)$, comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne d'un signal temporel :

$$PAPR(x_t) = \frac{\max|x(t)|^2}{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |x(t)|^2 dt} \quad (2.7)$$

Le PAPR donné par l'équation (2.7) est le PAPR du signal en temps continu, mais en réalité la mesure du PAPR est faite après la modulation OFDM toujours en temps discret. Afin de se rapprocher du PAPR des signaux OFDM en temps continu, on sur-

échantionne le signal d'un facteur L en insérant (L - 1).N zéros avant le module IFFT. Ceci va nous permettre de réécrire l'expression du signal OFDM x_n obtenu après la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) par :

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi nk/LN} \quad (2.8)$$

Où N est le nombre de sous-porteuses, L est le facteur de sur-échantillonnage et $X_k = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ est un bloc de N symboles. On en déduit le PAPR du signal OFDM en temps discret par :

$$PAPR(x_n) = \frac{\max |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (2.9)$$

La fonction cumulative de répartition du PAPR connu sous le nom de CCDF ("Complementary Cumulative Distrution Function"), permet de calculer la probabilité que le PAPR excède un certain seuil z_0 qu'on note aussi souvent PAPR0. En supposant que les amplitudes du signal OFDM $|x_n|$ sont statistiquement indépendantes et que le signal est à la fréquence de Nyquist (i.e. L = 1), la fonction CCDF est approximativement donnée par :

$$CCDF(z_0) = Pr(PAPR > z_0)$$

$$= \left[\frac{\max |x_n|^2}{\sigma_x^2} > z_0 \right] \approx 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left\{ Pr \left[\frac{|x_n|^2}{\sigma_x^2} \leq z_0 \right] \right\} \quad [8] \quad (2.9)$$

On peut écrire aussi:

$$CCDF(z_0) \approx 1 - (1 - e^{-z_0})^N \quad [8] \quad (2.10)$$

Cette approximation proposée par Shepherd et al dans [9], n'est pas tout à fait exacte, il a été remarqué qu'elle ne suit pas bien la vraie distribution (CCDF) obtenue par les simulations pour un large nombre de porteuses N et que l'hypothèse de l'indépendance statistique n'est plus valide pour un signal sur-échantillonné (i.e. L ≥ 1). Pour les signaux sur-échantillonnés avec L ≥ 1 et un nombre de porteuses N large, une autre expression empirique du CCDF (z_0) a été proposé par R. van Nee et A. de Wild dans [9] :

$$CCDF(z_0) \approx 1 - (1 - e^{-z_0})^{2,8N} \quad (2.11)$$

2.7.2 Les avantages de l'OFDM :

Le procédé de modulation OFDM a été principalement pensé pour lutter contre les trajets multiples avec évanouissement, en minimisant l'Interférence Entre Symboles (IES) et il nous garantit des débits binaires suffisamment élevés. L'encombrement spectral a été optimisé, le canal de transmission apparaît invariant localement et l'égalisation fréquentielle est réalisée de façon très simple[6].

- **Faible interférence entre symboles (IES) :**

Le fait d'ajouter un intervalle de garde Δ augmente la robustesse du signal OFDM aux trajets multiples. Cela permet d'avoir en réception une IES acceptable, c. à d. les symboles OFDM arrivant au récepteur n'interfèrent pas aux instants d'échantillonnage [6].

- **Encombrement spectral optimal :**

L'orthogonalité entre les N sous-porteuses permet de faire chevaucher leurs respectives bandes fréquentielles et donc d'optimiser l'occupation spectrale du signal modulé [6].

- **Canal invariant localement :**

La bande passante de chaque sous-porteuses est petite devant la totalité de la bande passante du signal OFDM. Nous pouvons, alors, considérer que la réponse fréquentielle du canal de transmission est plate au niveau de chaque sous-porteuse. L'évanouissement fréquentiel dû au canal est donc de type « flat fading », c. à d. évanouissement lent [6].

- **Égalisation fréquentielle simple :**

L'égalisation se fait par simple multiplication [6].

2.7.3 les inconvénients de l'OFDM :

Les caractéristiques temporelles du signal OFDM représentent les principaux inconvénients.

- **Décalage fréquentiel :**

Le système OFDM présente certains dés avantages importants tel que sa sensibilité au décalage fréquentiel. Les chercheurs ont démontré que les systèmes multi porteuses

sont beaucoup plus sensibles aux décalages fréquentiels que les systèmes mono porteuse [6].

- **Le PAPR « Peak to Average Power Ratio » :**

Un signal de type OFDM présente des fortes fluctuations d'enveloppe et donc un « Peak-to-Average Power Ratio » (PAPR) suffisamment élevé [6].

2.8 Conclusion :

En conclusion, dans ce chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse OFDM à fréquences orthogonales a été expliqué. Nous avons vu que la technique de modulation OFDM propose l'utilisation d'un groupe de sous-porteuses pour la transmission des données en parallèle. On a aussi vu que l'OFDM est bien utile dans la transmission sans fil à haut débit binaire, puisqu'il est efficace en largeur de bande en plus d'être simple à implémenter grâce à la transformée de Fourier.

Plusieurs mécanismes sont donc présentés dans une transmission OFDM. L'intervalle de garde réduit les interférences entre symboles dues aux trajets multiples. L'égalisation du canal avec une simple multiplication réduit les interférences à l'intérieur d'un symbole OFDM.

Chapitre 3 Réduction du PAPR par la méthode tone reservation

3.1 Introduction :

Le signal OFDM comporte des fortes fluctuations d'enveloppe, quantifiées par une grandeur appelée PAPR (peak to average power ratio), qui est le rapport entre la puissance maximale et la puissance du moyenne d'un signal temporel. Un PAPR élevée conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé avant l'émission, il s'en suit d'une distorsion des symboles émis dégradant ainsi sensiblement les performances du système.

Les problèmes causés par la non-linéarité de l'amplificateur se manifestent principalement par deux effets : les harmoniques et les intermodulations. Il s'avère ainsi qu'il est donc préférable de tenter à diminuer les pics du signal OFDM avant amplification, et ceci afin d'éviter la saturation. Différentes techniques ont été introduites par les chercheurs afin de réduire ces fluctuations, c'est-à-dire réduire le PAPR .on peut citer les techniques de l'écrêtage (clipping) et de l'ajout de signal (tone reservation, tone injection), méthodes du selected mapping(SLM), partial transmit sequences (PTS).

Dans ce chapitre on s'intéresse à la méthode Tone reservation.

3.2 Réduction du PAPR avec la méthode Tone Reservation :

3.2.1 Définition de la méthode :

La méthode Tone réservation (ou porteuses réservées) consiste à ajouter au signal original, un signal, afin d'avoir un nouveau signal, pour lequel on a un PAPR réduit. C'est un problème d'optimisation convexe. Le critère d'optimisation est la minimisation du niveau de pics. Dans ce cas le problème est solvable avec la programmation linéaire qui est préconisée en imposant aux signaux (initial x et inconnu c) d'être à bande de base réels [10].

3.2.2 Le problème d'optimisation convexe :

L'optimisation est une branche des mathématiques consacrée à l'étude des extremums (minimum(s) ou maximum(s)), de l'étude de leur existence à leur détermination.

Un problème d'optimisation convexe est un problème d'optimisation qui s'écrit sous la forme donnée par la relation (3.1) : [11]

$$\begin{aligned} \text{Min} \quad & f_0(x) \\ \text{Sous contrainte} \quad & f_i(x) \leq 0 \quad i = 1 \dots m \\ & Ax = b \end{aligned} \tag{3.1}$$

où f_0, f_1, \dots, f_m sont des fonctions convexes.

Les problèmes d'optimisation convexe peuvent se mettre sous différentes formes équivalentes soit en éliminant la contrainte d'égalité, soit en introduisant des contraintes d'égalités, soit en l'écrivant sous forme épigraphe.

La forme équivalente épigraphe du problème d'optimisation convexe générale est donnée par la relation :

$$\begin{aligned} \text{Min} \quad & t \\ \text{Sous contrainte} \quad & f_0(x) - t \leq 0 \\ & f_i(x) \leq 0 \quad i = 1 \dots m \\ & Ax = b \end{aligned} \tag{3.2}$$

Notre problème de réduction du *PAPR* est écrit sous cette forme pour ensuite se décliner sous la forme d'un LP (programmation linéaire) [11].

3.2.3 La programmation linéaire :

La Programmation Linéaire (PL) est certainement le problème d'optimisation le plus connu. Elle est beaucoup utilisée dans de nombreuses modélisations notamment dans des problèmes de minimisation de cout de production (en économie, en ingénierie).

Un problème de PL est un problème d'optimisation convexe dont la fonction objectif et les contraintes sont toutes linéaires.

La forme générale d'une Programmation Linéaire est donnée par la relation.

$$\begin{aligned} \text{Min} \quad & c^T x + d \\ \text{Sous contrainte} \quad & Gx \leq T \\ & Ax = b \end{aligned} \tag{3.3}$$

Où $G \in R^{m \times n}$ et $A \in R^{p \times n}$

Dans de nombreux cas la constante d de la fonction de cout est souvent omise car en réalité elle n'affecte pas l'ensemble des points admissibles donc n'affecte pas non plus la valeur de x solution du problème.

D'un point de vue géométrique, les contraintes linéaires forment un polyèdre convexe. Ainsi, le problème de Programmation Linéaire consiste alors à minimiser une fonction affine sur un polyèdre [11].

3.2.4 Description de la méthode tone reservation:

Le principe de cette méthode est simple, le signal de réduction $c(n)$ doit suivre la forme du signal de donnée $x(n)$, c'est-à-dire, si le signal de donnée a une crête élevée à un endroit ; le signal de réduction doit avoir une valeur basse au même endroit. Si le signal de réduction est alors dans le secteur ombragé, le signal résultant sera lié dans l'envergure désirée.

La figure.21 montre la liberté disponible dans la création du signal de réduction, la surface en gris représente la région permise que le signal de réduction $c(n)$ peut avoir.

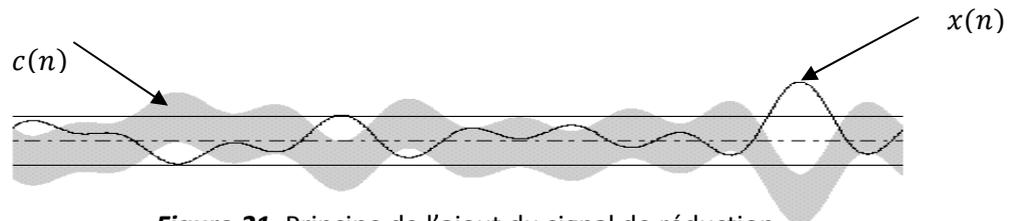


Figure.21 Principe de l'ajout du signal de réduction

.La construction du signal ajouté n'est pas aléatoire, le récepteur doit savoir décoder le signal des données comme il était avant l'addition (extraire $c(n)$ à la réception afin d'obtenir le signal initial), pour cela le précurseur de cette technique Tellado [12] propose une orthogonalité fréquentielle entre les sous porteuses de données et les sous porteuses ajoutées. Posons $R = \{i_0, \dots, i_{R-1}\}$ l'ensemble ordonné des indices des porteuses réservées pour la réduction du PAPR et R^c son complémentaire par rapport à la totalité N des porteuses pour un symbole OFDM. Soient :

$$\begin{cases} X_L = \left[X_0, \dots, X_{\frac{N}{2}-1}, \underbrace{0 \dots 0}_{N(L-1)}, X_{\frac{N}{2}}, \dots, X_{N-1} \right] \text{ le vecteur de donnée} \\ C_L = \left[\underbrace{0, \dots, 0}_{\frac{NL-R}{2}}, C_0, \dots, C_{R-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_{\frac{NL-R}{2}} \right] \text{ le vecteur de réduction du PAPR} \end{cases}$$

On admet que $R \ll N$, Le schéma de principe de la méthode Tone Reservation est donné par :

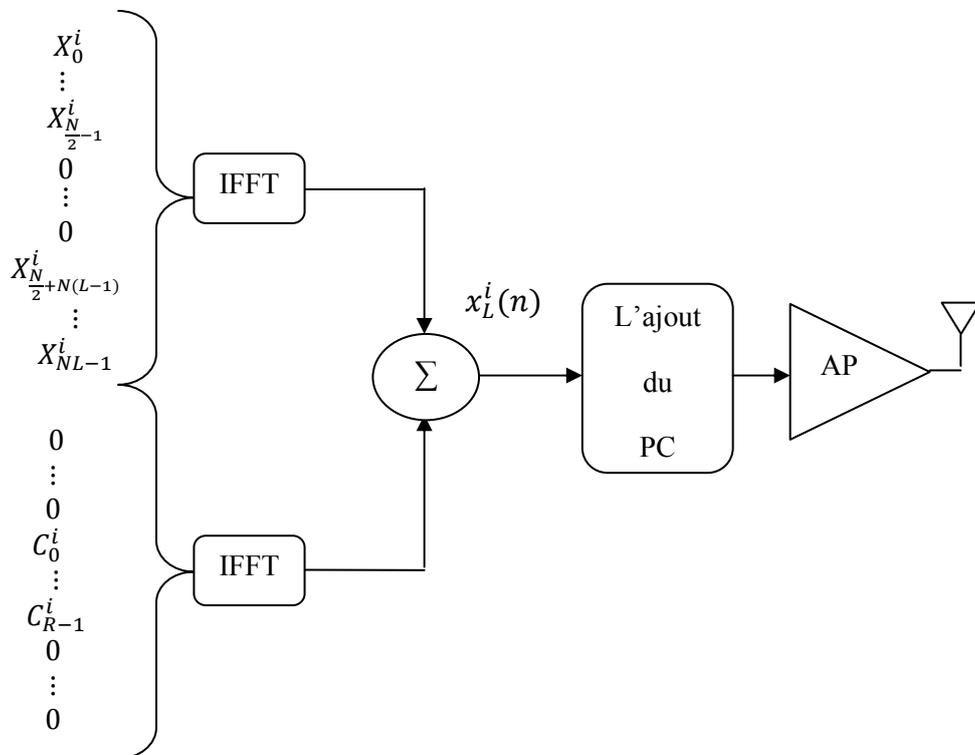


Figure.22 Schéma de principe de la méthode des porteuses réservées

On alors $\forall k \in R$:

$$X_k C_k = 0 \quad (3.4)$$

$$\text{Nous avons donc } X_k + C_k = \begin{cases} C_k & \text{pour } k \in R \\ X_k & \text{pour } k \in R^c \end{cases} \quad (3.5)$$

Sachant que Q_L est la matrice de l'IFFT, le signal temporel résultant s'écrit [10] :

$$\tilde{x} = Q_L(X_L + C_L) \quad (3.6)$$

Ainsi on obtient :

$$\tilde{x}_L = x_L + \hat{Q}\hat{C} \quad (3.7)$$

Où \hat{Q} est la restriction de la matrice Q_L aux colonnes d'indices $\{i_0, \dots, i_{R-1}\}$ et \hat{C} est :

$$\hat{C} = [C_{i_0}, \dots, C_{i_{R-1}}] \quad (3.8)$$

Le PAPR du signal résultant est :

$$PAPR(\tilde{x}_L) = \frac{\max_{0 \leq k \leq NL-1} |x_k + c_k|^2}{E(|x_k|^2)} \quad (3.9)$$

Ainsi le problème de minimisation du PAPR se traduit par la relation :

$$\min_c \max_k |x_k + c_k|^2 = \min_{\hat{C}} \|x_L + \hat{Q}\hat{C}\|_{\infty} \quad (3.10)$$

Le problème de réduction du PAPR est donc un problème d'optimisation convexe de variable \hat{C} qui peut se mettre sous forme épigraphe comme le montre la relation suivante [10] :

$$\begin{array}{ll} \min & \gamma \\ \text{sous} & \\ \text{contrainte} & \|x_L + \hat{Q}\hat{C}\|_{\infty} \leq \gamma \end{array} \quad (3.11)$$

Un problème d'optimisation convexe peut être modélisé par différentes manières ; ainsi, Tellado [12] a choisi la modélisation la plus connue et la plus simple : « la programmation linéaire » [10], mais cette dernière exige au signal de données et au signal de réduction d'être réels ; pour ce faire, on doit avoir une symétrie hermitienne pour les sous porteuses de données et de réduction, la démonstration est donnée ci-dessous pour les symboles ajoutés :

$$c(n) = \frac{1}{\sqrt{NL}} \left(\sum_{i_0}^{i_R-1} C_{i_r} e^{j\frac{2\pi n i_r}{NL}} + \sum_{i_0}^{i_R-1} C_{N-i_r} e^{j\frac{2\pi n (N-i_r)}{NL}} \right) \quad (3.12)$$

Sachant que la symétrie hermitienne se traduit par la relation 3.12, et $\forall i_r \in R - \left\{0, \frac{N}{2}\right\}$

On a :

$$\begin{cases} C_{N-i_r} = C_{i_r}^* \\ i_r = N - i_r \end{cases} \quad (3.13)$$

C'est-à-dire que chaque symbole dans l'ensemble R a son conjugué, d'après 3.12 et 3.13 on a :

$$c(n) = \frac{1}{\sqrt{NL}} \left(\sum_{i_0}^{i_R/2-1} C_{i_r} e^{j\frac{2\pi n i_r}{NL}} + C_{i_r}^* e^{-j\frac{2\pi n i_r}{NL}} \right) \quad (3.14)$$

On obtient finalement l'expression :

$$c(n) = \frac{2}{\sqrt{NL}} \left(\sum_{i_0}^{i_R/2-1} \text{Re}[C_{i_r}] \cos\left(\frac{2\pi n i_r}{NL}\right) - \text{Im}[C_{i_r}] \sin\left(\frac{2\pi n i_r}{NL}\right) \right) \quad (3.15)$$

D'après les relations 3.11 et 3.15, le problème de minimisation du PAPR pour un signal bande de base réelle est équivalent à la relation 3.16 donnée par [10,12] :

$$\begin{aligned} & \min \gamma \\ & \text{sous} \\ & \text{contrainte: } |x_k + \tilde{q}_k^{\text{ligne}} \tilde{C}| \leq \gamma, \quad 0 \leq k \leq NL - 1 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Où $\tilde{q}_k^{\text{ligne}}$ est la $k^{\text{ième}}$ ligne de la matrice \hat{Q} , cette relation reste valable que pour $x_k + \tilde{q}_k^{\text{ligne}} \tilde{C}$ réel. En utilisant les notations vectorielles, le problème d'optimisation s'écrit ainsi [10] :

$$\begin{aligned} & \min \gamma \\ & \text{sous} \\ & \text{contrainte: } \begin{cases} |x + \hat{Q}\hat{C}| \leq \gamma \mathbf{1}_{NL} \\ |x + \hat{Q}\hat{C}| \geq -\gamma \mathbf{1}_{NL} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.17)$$

La relation 3.17 peut se mettre sous forme d'une programmation linéaire comme suit [10,11] :

$$\begin{aligned} & \min [0^t \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{C} \\ \gamma \end{bmatrix} \\ & \text{sous} \\ & \text{contrainte: } \begin{bmatrix} \hat{Q} & -\mathbf{1}_{NL} \\ -\hat{Q} & -\mathbf{1}_{NL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{C} \\ \gamma \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} -x \\ x \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

En utilisant la LP à $2R + 1$ variables et $2N$ contraintes, Le signal réduit est inférieur ou égale à γ qui signifie le niveau du pic.

3.3 Conclusion :

La méthode TONE RESERVATION est une méthode largement étudiée et utilisée pour la réduction du PAPR dans système OFDM. La minimisation du niveau du PAPR est réalisé avec la méthode de programmation linéaire LP qui exige aux signaux (l'initial x et l'inconnu c) d'être en bande de base réelle, ce qui est un inconvénient majeur. Il serait donc très intéressant de travailler encore plus sur cet aspect et tenter de réduire la complexité.

Chapitre 4 Résultats et simulations

4.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de nos simulations sous l'environnement « MATLAB » version 7.9.0 (R2012a).

Nous avons vu lors des chapitres précédents que les distorsions causés par la non linéarité se manifestent sur le signal par deux phénomènes, les harmoniques et les intermodulations. Nous allons donc avant d'entamer la réduction du PAPR, essayer d'illustrer les effets de la non-linéarité d'un amplificateur de puissance sur le signal OFDM. Pour cela nous allons observer le spectre du signal OFDM, les constellations et le taux d'erreur binaire.

Nous proposons dans ce chapitre d'explorer les performances en termes de la réduction du PAPR de la méthode « Tone Reservation » en utilisant la méthode de programmation linéaire. Il s'en suit une étude sur la complexité de cette méthode en fonction des porteuses réservées à la réduction. Nous allons voir comment la réduction du PAPR s'améliore en augmentant le nombre de porteuses réservées mais au détriment d'une complexité additive.

4.2 Les effets du non linéarité de l'amplificateur sur le signal OFDM :

Dans le but de montrer les effets du non linéarité causés par un amplificateur de puissance, on va procéder à faire varier le recul à l'entrée IBO et observer le spectre à la sortie. Le modèle considéré pour l'amplificateur de puissance est le modèle SSPA.

La figure ci-dessous illustre les spectres de puissance sans et avec amplification par un modèle SSPA pour différentes valeurs de IBO.

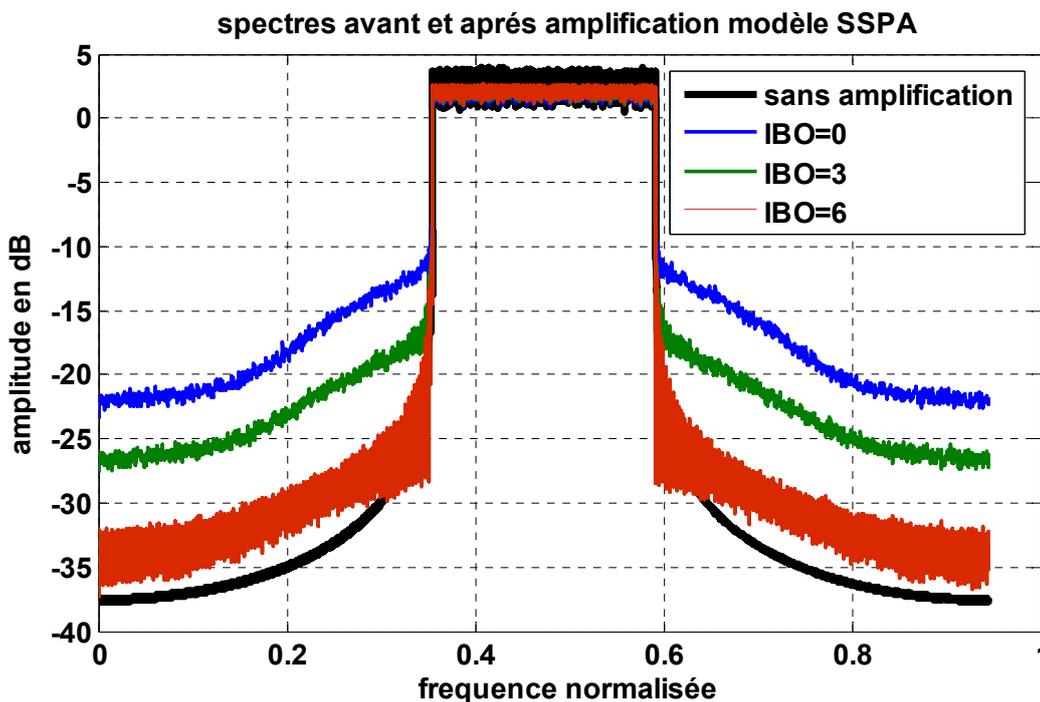


Figure .23 Spectres sans et avec amplification par un modèle SSPA pour différentes valeurs de IBO.

On observe donc d'après la figure .24, en diminuant IBO ce qui signifie diminution de la zone linéaire de l'amplificateur, qu'il y a une remontée de la puissance en dehors de la bande due principalement aux harmoniques et une diminution de la puissance dans la bande à cause des intermodulations. En fait les intermodulations sont les distorsions les plus gênantes puisque on ne peut pas les filtrer contrairement aux harmoniques. Ces distorsions peuvent être considérées comme un bruit supplémentaire rajouté au signal. La figure .25 confirme cet effet néfaste sur la constellation du signal.

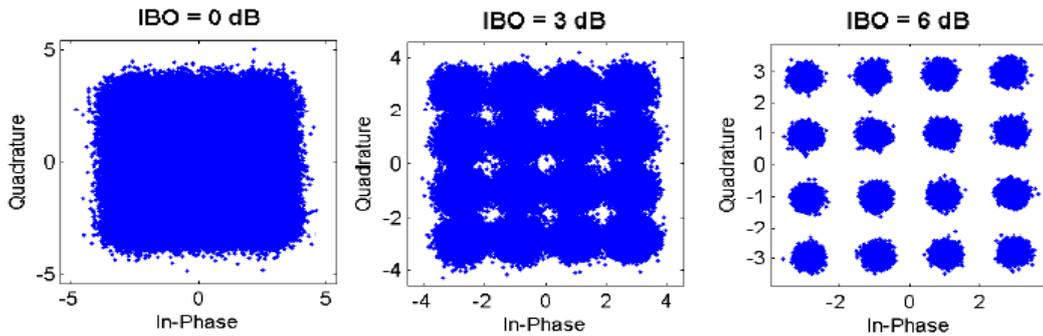


Figure.24 : Constellation d'un signal OFDM 16-QAM, $N = 1024$ pour différents valeurs de IBO et avec un amplificateur SSPA.

Pour IBO=0 dB, les effets sont très visibles sur la constellation qui s'est déformée complètement. Il est clair que d'après ces déformations que le taux d'erreur binaire sera également dégradé en diminuant IBO comme le montre la figure .26

Remarque :

On peut dire que plus le recul d'entrée est petit, plus on se rapproche de la zone de saturation, et plus il est élevé plus l'amplificateur est surdimensionné, et par conséquent, moins il y a des distorsions.

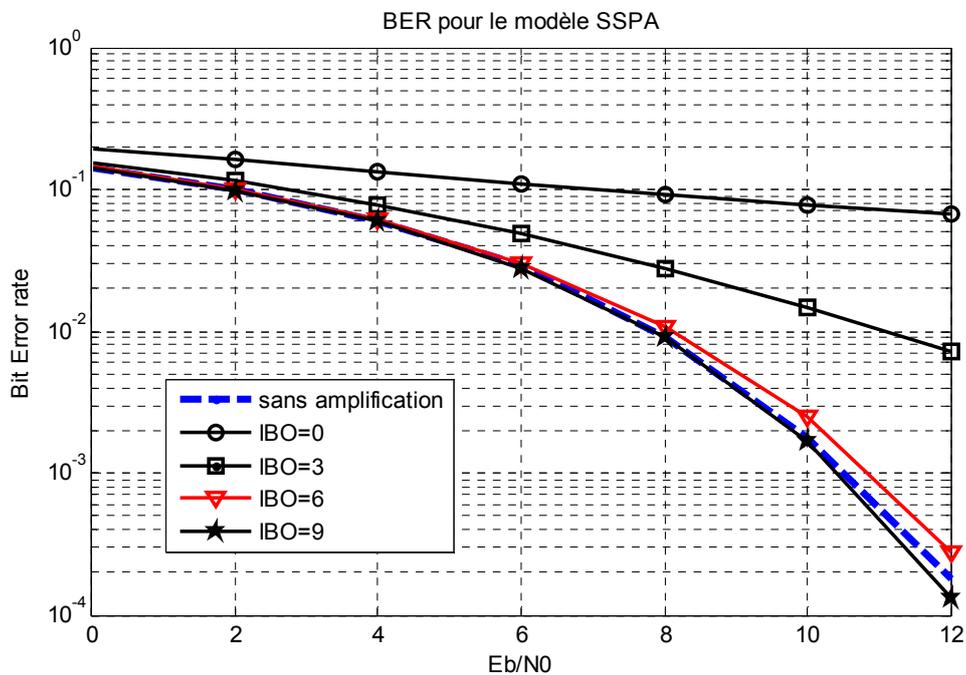


Figure .25 : Le BER vs E_b/N_0 pour différentes valeurs de IBO pour un modèle SSPA

Le BER se dégrade significativement en diminuant IBO avec une plus de distorsions. Par contre il reste inchangé lorsque IBO = 9 dB. L'augmentation de IBO signifie un surdimensionnement de l'amplificateur, il se trouve que cette solution n'est pas très raisonnable pratiquement à cause du rendement énergétique.

Il s'avère donc de proposer une autre solution pour réduire les effets de la non linéarité de l'amplificateur. La réduction du PAPR avant l'amplification est une solution qui a intéressé beaucoup de chercheurs. Plusieurs techniques ont été suggérées, parmi ces solutions il y a la solution de réservées certaines porteuses à la réduction du PAPR.

4.3 Les conditions de simulations :

Avant d'entamer la technique Tone reservation, nous allons donner les paramètres de simulation utilisés :

n	taille de la séquence binaire=2048*32
M	taille de la constellation=4
k	taille des symboles non nuls=128
L	taille de Zeros-padding=4
N1	taille de l'IFFT=L*k
T_u	Le période de symbole OFDM=6*1e-6
m	le nombre de bits par symbole=log ₂ (M)
u	Le nombre de porteuses réservés=32,16,8,4
N_s	Le nombre de symbole OFDM
papr_seuil_db	Le PAPR seuil=1:0.1:14

4.4 Implémentation de la méthode Tone Réserveation :

L'organigramme suivant illustre les étapes de calcul du PAPR d'un signal OFDM et l'ajout de la méthode TONE RESERVATION avec la programmation linéaire pour réduire le PAPR.

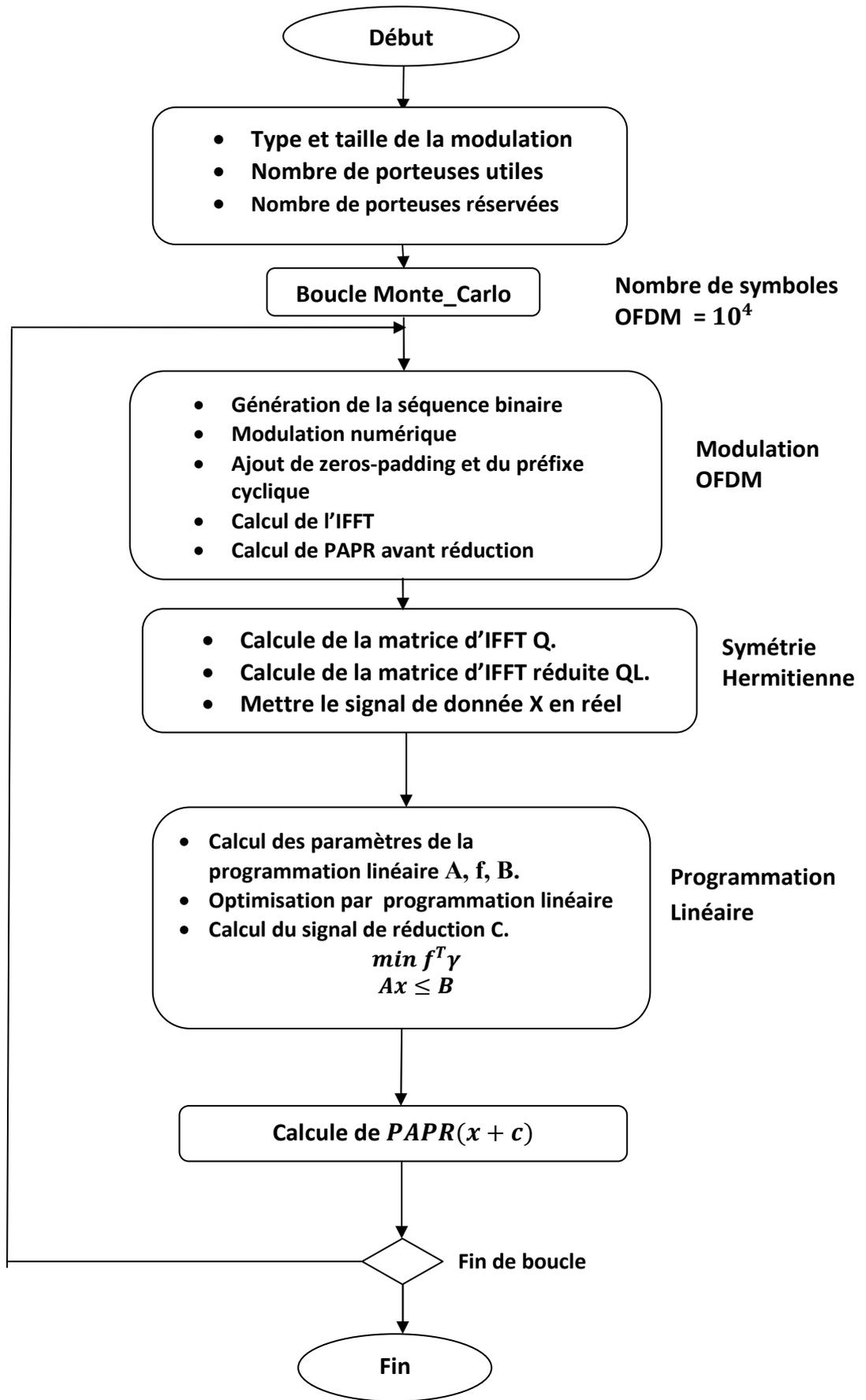


Figure .26 Organigramme de la réduction du PAPR par la méthode Tone Reservation

Nous générons 10^4 symboles OFDM modulés en QPSK avec $N = 128$ porteuses utiles non nulles et sur-échantillonnés d'un facteur $L = 4$. Nous calculons le PAPR de chaque symbole afin de pouvoir tracer la fonction CCDF du PAPR du signal original illustré par la figure .28 (la courbe à droite). Nous remarquons que la courbe présente un PAPR élevé sans aucune réduction.

Nous allons utiliser la méthode TR (tone reservation) pour réduire le PAPR, pour cela nous réservons un certain nombre de porteuses disjointes des porteuses utiles. Après avoir appliqué la symétrie hermitienne sur le signal avant modulation OFDM, nous calculons les matrices A, f, B selon l'équation (3.18) afin de pouvoir écrire notre problème sous la forme suivante :

$$\begin{array}{ll} \min & f^T t \\ \text{Sous contraintes} & At \leq B \end{array}$$

avec $2u + 1$ variables et $2N$ contrainte

$$\text{Où : } t = \begin{bmatrix} \hat{C} \\ \gamma \end{bmatrix}, \quad f = [\mathbf{0}^t \quad \mathbf{1}]^T, \quad A = \begin{bmatrix} \hat{Q} & -\mathbf{1}_{NL} \\ -\hat{Q} & -\mathbf{1}_{NL} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -x \\ x \end{bmatrix}$$

x : est le signal OFDM réel calculé après transformation par symétrie hermitienne.

γ : Le PAPR à minimiser

\hat{Q} : Matrice IFFT réduite

\hat{C} : Le signal de réduction

Nous utilisons la technique de programmation linéaire pour résoudre le problème d'optimisation exposé. Différentes valeurs u des porteuses réservées vont être utilisées, les résultats des courbes CCDF obtenues pour le PAPR du signal OFDM seul et avec la méthode Tone reservation TR, sont donnés par la figure .28.

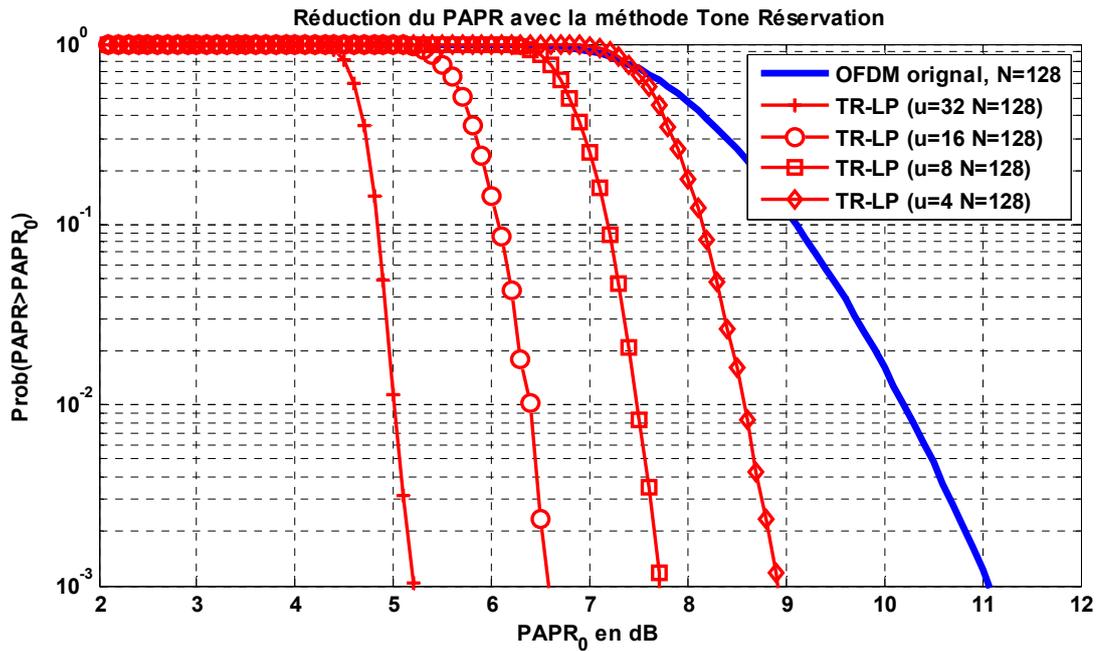


Figure .27 Fonction CCDF du PAPR pour différents nombre de porteuses réservées u

On note que le $\tau = (u/N)$ c'est le rapport en % entre le nombre de porteuses réservées et le nombre de porteuses totales. Le tableau Dans ce tableau 4.2 donne l'écart du PAPR réduit pour différentes valeurs de τ par rapport aux PAPR sans réduction pour une $CCDF = 10^{-3}$.

	$u = 4$	$u = 8$	$u = 16$	$u = 32$
$\tau = (u/N)$ en %	3 %	6 %	12.5 %	25 %
L'écart entre le PAPR réduit et PAPR sans réduction	2.2 db	3.2 db	4.5 db	6 db

Tableau .2 l'écart entre PAPR sans TR et le PAPR avec TR pour $CCDF = 10^{-3}$.

On remarque bien d'après le tableau .2 et la figure .28 que la réduction du PAPR avec TR est très significative surtout pour un nombre élevé de porteuses réservées ($u = 32$ et

$\tau = 25\%$) atteignant 6 dB de moins que celui sans réduction. La réduction est de 2 dB uniquement pour $u=4$ c.-à-d. en réservant uniquement $\tau = 3\%$ des porteuses.

La méthode des porteuses réservées TR permet de réduire l'amplitude du signal OFDM et la sensibilité aux effets non linéaires de l'amplification, ainsi elle diminue considérablement le PAPR et améliore par conséquent le taux d'erreurs binaires. La réduction du PAPR est d'autant plus importante que le nombre de porteuses réservées est grand. Mais, on ne peut pas augmenter le nombre de sous porteuses indéfiniment pour les raisons suivantes :

- On doit générer une puissance réservée pour la réduction.
- On a une augmentation de la puissance moyenne du signal.
- On est obligé d'avoir un facteur de sur-échantillonnage élevé qui implique un module de FFT/IFFT assez performant.
- Plus on augmente le nombre de sous porteuses et plus le module de la programmation linéaire devient trop compliqué, donc une complexité de calcul non négligeable.

Afin d'évaluer la complexité de la méthode utilisée nous optons pour la \mathcal{O} -notation. On rappelle que cette notation est très utilisée pour quantifier le nombre de calculs. Elle est essentiellement utilisée pour simplifier et ne donner qu'un ordre de grandeur le plus important.

Généralement pour la programmation linéaire de taille N , la complexité est $\mathcal{O}(u LN^2)$, dans notre cas on a utilisé la matrice Q (réduite) qui va réduire le calcul de la complexité jusqu'à $\mathcal{O}(N \log N)$. Il existe un algorithme du gradient itératif qui donne une bonne approximation à la relation : $\min_c \max_k |x_k + c_k|^2 = \min_{\hat{c}} \|x_L + \hat{Q}\hat{c}\|_\infty$ avec une complexité de $\mathcal{O}(N)$.

4.5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la minimisation du PAPR qui résulte du signal OFDM avec la méthode « Tone reservation » qui est un problème d'optimisation convexe, on utilise la technique de programmation linéaire pour la solution de ce problème.

La réduction du PAPR achevée par la méthode TR est importante et elle d'autant importante que le nombre de porteuses est grand. Cependant on ne peut pas augmenter indéfiniment le nombre de sous porteuses réservées car il conduit à une complexité de calcul importante et le système consomme beaucoup plus d'énergie ; c'est un inconvénient major pour cette méthode.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons défini la modulation OFDM et représenté ses avantages comme sa robustesse contre les canaux à multi trajets. Nous avons vu aussi que cette modulation comporte un grand problème et qui est le PAPR élevé, cette inconvenient conduit à des saturations de l'amplificateur de puissance, donc des distorsions (harmoniques et intermodulations).

Nous avons introduit la méthode « Tone reservation » qui va réduire ce PAPR. L'idée de base de cette technique consiste à réserver des sous-porteuses pour générer le signal servant à réduire le « PAPR » de sorte à garantir une compatibilité descendante. C'est un problème d'optimisation convexe. Le critère d'optimisation et la minimisation du niveau de pics. Dans ce cas le problème est solvable avec la programmation linéaire qui exige aux signaux (l'initial x et l'inconnu c) d'être en bande de base réelle. La méthode TR permet une réduction significative du PAPR et elle a l'avantage de ne nécessiter aucune information au récepteur. Cependant l'utilisation de la programmation linéaire exige une complexité calculatoire importante et une diminution du débit utile.

Comme perspective à ce travail et une amélioration de la méthode TR, on suggère l'utilisation de la méthode SOCP (second-order cone programming). Cette méthode a l'avantage de diminuer le *PAPR* de tout signal OFDM (bande de base complexe ou réelle) contrairement à la méthode "programmation linéaire" qui ne traite que du cas bande de base réelle.

Bibliographie

[1] : T. Mohamed Farouk et B. Tarek, « L'étude et simulation des systèmes multi antennes MIMO Associées à la modulation multiporteuses de type OFDM », mémoire d'ingénieur, Université de BLIDA, juillet 2010.

[2] : BASEL Rihawi, « Analyse et réduction du power radio des systèmes de radio communication multi-antennes », these doctorat, Université de Renne I, Mars 2008.

[3] : Radjah Fatima, « Etude et l'égalisation d'un canal sélectif En fréquence par la modulation OFDM », mémoire d'ingénieur, Université de BLIDA, septembre 2007.

[4] : ARAB F\Z et MOKHTARI D, « Réduction du PAPR et optimisation de la méthode SLM par les algorithmes génétiques dans les systèmes OFDM », mémoire d'ingénieur, université du blida, septembre 2009.

[5] : MERROUCHE W.et MOSSI IDRISSE M., «Evaluation des Systèmes OFDM et Estimation du Décalage Fréquentiel de la Porteuse», Mémoire d'ingénieur, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE. Alger, juin 2004.

[6] : S.RAGUSA, «Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles», Mémoire de doctorat, UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER. France, 26 juin 2006.

[7] : BASEL Rihawi, « Analyse et réduction du power radio des systèmes de radio communication multi-antennes », these doctorat, Université de Renne I, Mars 2008.

[8]: S. Shepherd, J. Orriss, and S. Barton. «Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation». IEEE Trans. Commun., 46(1):5 –10, Jan. 1998.

[9]: R. van Nee and A. de Wild. «Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM». In 48th IEEE VTC Conference, volume 3, pages 2072–2076, may 1998.

[10] : Hocine AIT SAADI, Farid YKHLEF, Abderrezak GUESSOUM, « Réduction du PAPR en minimisant l'énergie d'écrêtage pour un système multiporteuse OFDM », conférence, SETIT, Tunis, page 1,2, mars 2009

[11] : Sidkiéta ZABRE, « Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées a fort facteur de Crête, thèse de doctorat, Université de RENNE, page (99,100, 101, 116,122), avril 2007

[12]: J. Tellado-Mourello. « Peak to average power reduction for multicarrier modulation ». Phd thesis, Stanford University, Sep. 1999.