

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 دحلبان  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Mention Électronique

Spécialité Système de Télécommunication

Présentées par :

Mlle MOKADEM Loubna

&

Mlle NAIMI Imane.

---

# Etude des méthodes de réduction du PAPR dans les signaux GFDM

---

Proposé par : Mr. AIT SAADI Hocine

Année Universitaire : 2019-2020

## Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remercions ALLAH qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Nous remercions sincèrement **Mr AIT SAADI Hocine** qui a accepté de diriger ce travail de Master, ainsi que pour sa disponibilité et pour ses précieux conseils et précieuses orientations.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils porteront à notre travail en acceptant d'examiner ce mémoire et de l'enrichir par leurs propositions.

A nos parents de nous avoir encouragés, supportés, épaulés et avoir cru en nous tout au long de ces années. Sans eux, nous ne serons pas là.

A nos frangins, frangines et amis de la promo de 2019.

Nous remercions enfin tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réussite de ce travail et qui n'ont pas pu être cités ici.

Merci à tous.

## Résumé

Ce projet consiste à étudier et à développer les méthodes de réduction du PAPR qui est considéré comme l'un des principaux problèmes des systèmes multicouches à plusieurs porteuses de filtres dans des systèmes de télécommunication qui utilisent l'OFDM et le GFDM.

**Mots-clés :** système de télécommunication, PAPR, OFDM, GFDM.

## Abstract

This project consists of studying and developing methods of reducing PAPR which is considered as one of the main problems of multi-layered multi-filter systems in telecommunication systems which they use OFDM and GFDM.

**Keywords:** telecommunication system, PAPR, OFDM, GFDM.

## ملخص

يتكون هذا المشروع من دراسة وتطوير طرق لخفض PAPR والتي تعتبر واحدة من المشاكل الرئيسية لأنظمة متعددة المرشحات متعددة الطبقات في أنظمة الاتصالات التي تستخدم OFDM وGFDM.

**الكلمات المفتاحية:** نظام الاتصالات السلكية واللاسلكية، PAPR, OFDM, GFDM.

## **Abréviations/Acronymes**

<b>AM</b>	<b>:Amplitude Modulation.</b>
<b>ASK</b>	<b>:Amplitude Shift Keying.</b>
<b>AWGN</b>	<b>:Additive White Gaussian Noise.</b>
<b>BSS</b>	<b>:Basic Service Set.</b>
<b>CP</b>	<b>:CyclicPrefix.</b>
<b>DECT</b>	<b>:Digital Enhanced Cordless Telecommunications.</b>
<b>ETSI</b>	<b>:EuropeanTelecommunications Standards Institute.</b>
<b>FFT</b>	<b>:Fast Fourier Transform.</b>
<b>FSK</b>	<b>:Frequency Shift Keying.</b>
<b>ICI</b>	<b>Inter Carrier Interference</b>
<b>IEEE</b>	<b>:Instutute of Electrical and Electronics Engineers.</b>
<b>IFFT</b>	<b>:Inverse Fast Fourier Transform.</b>
<b>ISI</b>	<b>Inter symbol Interference</b>
<b>GFDM</b>	<b>:Generalized Frequency Division Multiplexing.</b>
<b>GSM</b>	<b>:Global System for Mobile communications.</b>
<b>GPRS</b>	<b>:General Packet Radio Service.</b>
<b>LNA</b>	<b>:Low Noise Amplifier.</b>
<b>OFDM</b>	<b>:Orthogonal Frequency Division Multiplexing.</b>
<b>PAPR</b>	<b>:Peak to Average Power Rtio.</b>
<b>PM</b>	<b>:Phase Modulation.</b>
<b>PSK</b>	<b>:Phase Shift Keying.</b>
<b>PTS</b>	<b>:Partial Transmit Sequence.</b>
<b>QAM</b>	<b>:Quadrature amplitude modulation.</b>
<b>QPSK</b>	<b>:Quadrature Phase Shift Keying.</b>
<b>RF</b>	<b>:Radio Frequency.</b>

<b>SLM</b>	<b>:SelectiveMapping.</b>
<b>TEB</b>	<b>Taux d'Erreur Binaire</b>
<b>TFD</b>	<b>:Discrete Fourier Transform.</b>
<b>UMTS</b>	<b>:Universal Mobile Télécommunications System.</b>
<b>Wi-Fi</b>	<b>:Wireless Fidelity.</b>
<b>Wi-Max</b>	<b>:World wideInteroperability for Microwave Access.</b>
<b>WLAN</b>	<b>:Wireless Local Area Network.</b>
<b>WMAN</b>	<b>:Wireless Metropolitan Area Network.</b>
<b>WPAN</b>	<b>:Wireless Personal Area Network.</b>
<b>WWAN</b>	<b>:Wireless Wide Area Network.</b>

## **Table des matières :**

T

**Liste des tableaux :**

Tableau	
---------	--

## Listes des figures :

- Figure 1.1** : Schéma d'un système de transmission numérique.....
- Figure 1.2** : Système de communication avec un canal à bruit additif.....
- Figure 1.3** : Illustration du phénomène de trajets multiples. ....
- Figure 1.4** : Les variations de puissance reçus en fonction de la distance.....
- Figure 1.5** Simple architecture d'un réseau sans fil.....
- Figure 1.6** : Classification des réseaux sans fil.
- Figure 1.7** :Le modèle des réseaux mobiles avec infrastructure.
- Figure 1.8** Propagation par trajets multiples.
- Figure1.9** Propagation NLOS : Canal de Rayleigh.
- Figure1.10** Propagation LOS : Canal de Rice.
- Figure2.1** Schéma de principe du modulateur OFDM.
- Figure2.2** Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM.
- Figure2.3** Schéma de principe du démodulateur OFDM.
- Figure2.4** Modulateur OFDM numérique.
- Figure2.5** Démodulateur OFDM numérique.
- Figure2.6** Intervalle de garde pour un système OFDM.
- Figure 2.7** Principe de l'émetteur numérique GFDM.
- Figure 2.8** Principe du récepteur numérique GFDM.
- Figure 2.9** Exemple de caractéristique d'un amplificateur de puissance.
- Figure 2.10** Schéma de principe pour la méthode PTS.
- Figure 2.11** Schéma de principe pour la méthode SLM.
- Figure 2.12** Schéma de principe pour la méthode TR.



## Introduction générale

Le développement des systèmes de communication sans fil 5G impose aux opérateurs de téléphonie mobile des défis plus exigeants pour soutenir la croissance du volume de données au cours des prochaines années, dans des domaines tels que la radio cognitive, l'Internet des objets et les communications entre ordinateurs.

De nos jours, un domaine important de la recherche 5G est la conception de nouveaux systèmes d'accès répondant aux exigences minimales en matière d'énergie et d'efficacité spectrale, de faible temps de latence, de stabilité / flexibilité, et dont l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de sous porteuses, GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) est un système multi porteuse non orthogonal qui garantit une meilleure adaptation des informations au canal de transmission.

Le signal GFDM comporte des fortes fluctuations d'enveloppe quantifiées par une grandeur appelé PAPR qui est le rapport entre la puissance max et la puissance moyenne 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. Afin de réduire le PAPR et éviter la saturation de l'amplificateur, Il existe différentes méthodes qui puissent réduire ce PAPR, comme Sélective Mapping (SLM), la méthode PTS (partial transmit séquence) et la méthode Tone Réserve.

Le but de ce travail consiste dans un premier temps à faire une étude détaillée des techniques de réduction du PAPR dans les systèmes multi-porteuses, en utilisant le logiciel Matlab.

Pour cela nous allons suivre le plan suivant :

- Le premier chapitre sera consacré à la présentation de la chaîne numérique, plus précisément les réseaux sans fil.
- Dans le deuxième chapitre nous avons étudié le fonctionnement des systèmes multi-porteuses OFDM, GFDM et les méthodes de réduction du PAPR.
- Le troisième chapitre porte sur les résultats présentés avec le logiciel Matlab.

Enfin la conclusion générale et les perspectives de ce travail.

# Chapitre I : Généralités sur les réseaux sans fil.

### I.1. Introduction :

Avant toute étude, il est important d'avoir une connaissance globale sur le sujet traité du point de vue historique et technique.

Ce premier chapitre a pour rôle de définir les systèmes de télécommunication et les nouvelles technologies et décrit de façon générale la chaîne de transmission numérique ainsi les différentes architectures et performances des réseaux sans fil et les différents phénomènes.

### I.2. Définition :

En télécommunication tous les signaux transportant une information (son, image, vidéo...) doivent passer par un moyen de transmission entre la source et la destination, parmi ces moyens de transmission on distingue « le réseau sans fil ».

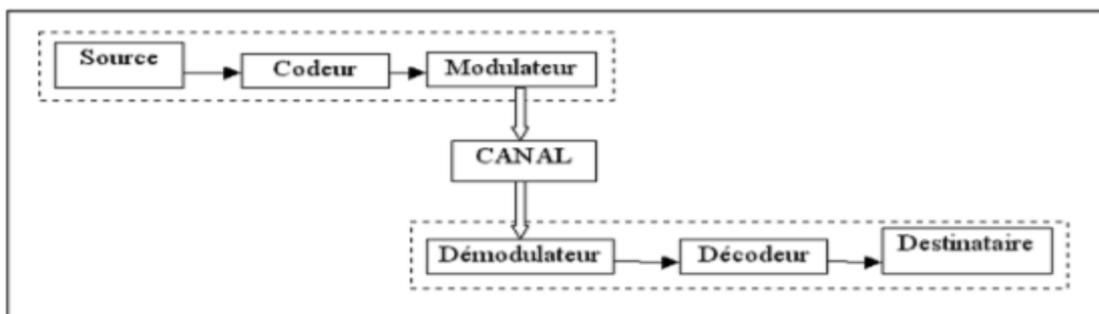
Ces nouvelles technologies sont en passe de modifier en profondeur les systèmes d'information et leurs infrastructures. Ce chapitre décrit de façon générale la chaîne de transmission numérique ainsi les différentes architectures et performances des réseaux sans fil, et les différents phénomènes affectés par le milieu de propagation.

### I.3. Chaîne de transmission numérique :

Les systèmes de communication numérique par fil ou sans fil ont pour but de transmettre des informations d'un émetteur à un récepteur à l'aide d'un support de transmission (câble, fibre optique, air ...), passant par des différentes étapes afin d'assurer une transmission fiable.

Une chaîne de transmission comprend trois éléments essentiels. **Figure.1.1** :[1]

- Une source ;
- Un canal de transmission ;
- Un destinataire.



**Figure 1.1 : Schéma d'un système de transmission numérique.**

Le message à transmettre dans une transmission numérique doit être mis en forme numérique. Si l'émetteur envoie un message analogique comme le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser, donc ce message analogique doit être échantillonné avec prise de considération le théorème de Shannon. Après chaque échantillon doit être quantifié et puis convertie sur des éléments binaires.

La **figure 1.1** montre que le message numérique passe de la source au bloc de codeur, ce dernier traite le message selon les codages suivants :

### **I.3.1 Codage source :**

A pour le but de produire une séquence significative (numérisation), il fait une compression de l'information sans perdre la quantité d'information, ce qui permet de réduire le cout de bande passante de la communication.

### **I.3.2 Codage canal :**

Ou codage correcteur d'erreurs, il permet d'ajouter des bits de redondances dans la séquence binaire à transmettre afin de protéger l'information contre le bruit et les interférences produites par le canal.

### **I.3.3 Modulation :**

L'objectif de la modulation numérique est d'adapter la source d'information au canal de transmission. La modulation consiste à utiliser une porteuse sinusoïdale à haute fréquence qui module le signal d'information numérique.

Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse,

$S(t) = A \cos(\omega t + \phi)$  Centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude :  $A$
- La fréquence :  $f = \frac{\omega}{2\pi}$
- La phase :  $\phi$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est

transmise à l'aide d'un paramètre qui prend  $M$  valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de  $n$  digits binaires. Le nombre d'états est donc  $M = 2^n$ . Ces  $n$  digits proviennent du découpage en paquets de  $n$  digits du train binaire issu du codeur [2].

On distinguera plusieurs types de modulation :

- Modulation d'amplitude numérique (ASK) ;
- Modulation de fréquence numérique (FSK) ;
- Modulation de phase numérique (PSK) ;
- Modulation de phase et d'amplitude (QPSK).

#### **I.3.4 Canal :**

Nommé aussi une ligne de transmission ou canal de propagation. C'est un support physique qui assure le transport du message (signal) de l'émetteur au récepteur. il peut être [3] :

- **Support filaire** : permettent de faire circuler une grandeur électrique sur un câble généralement métallique ;
- **Support aérien** : désignent l'air ou le vide, ils permettent la circulation d'ondes électromagnétiques ou radioélectriques diverses ;
- **Support optique** : permettent d'acheminer des informations sous forme lumineuse.

#### **I.3.5. Démodulation :**

Le but de la démodulation est de récupérer le signal en bande de base (l'information utile), elle consiste de supprimer la porteuse et de traiter le signal obtenu par un processus d'estimation afin d'extraire les symboles émis.

#### **I.3.6. Décodage :**

**a. Décodage de source** : Extraire l'information à partir du signal codé.

**b. Décodage de canal** : A pour le but de détecter les erreurs dans l'information utiles et les corriger.

#### **I.4. Caractéristique d'une transmission numérique [1] :**

**a. Signal à bruit** : Toute transmission implique la superposition au signal transmis de perturbations non désirées, appelées « bruit » ou parasites.

Le rapport signal à bruit est le quotient sans dimension de la puissance du signal  $P_s$  sur celle du bruit  $P_b$ ,

$$RSB = P_s / P_b \quad (1.1)$$

Avec,

**$P_s$**  : puissance du signal (W) ;

**$P_b$**  : puissance du bruit (W) ;

On peut exprimer ce rapport en décibel :

$$RSB (dB) = 10 \log (P_s / P_b) \quad (1.2)$$

Où,

**RSB** : Rapport signal à bruit (dB)

**b. Atténuation** : L'atténuation en décibel est définie par :

$$A = -10 \log (P_s / P_e) \quad (1.3)$$

**A** : Atténuation du signal (dB)

**$P_e$**  : puissance d'entrée (dB).

**c. Débit binaire** : Les signaux numériques sont constitués d'une suite de bits, des nombres binaires. Le débit binaire (ou bit-rate) est la quantité d'information qui transite par unité de temps sur un canal de transmission. Il s'exprime en bits par seconde (bps).

## **I.5. Canaux de propagation :**

### **I.5.1. Canal à bruit additif blanc gaussien [4] :**

Le bruit blanc gaussien additif (Additive White Gaussian Noise , AWGN ) est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire,  $n(t)$ , dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne :

$$f_{N(n)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.4)$$

Où,

$$\mu = E \{n(t)\} = 0.$$

$\sigma^2 = E \{[n(t) - \mu]^2\} = E \{n^2(t)\}$  Représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance.

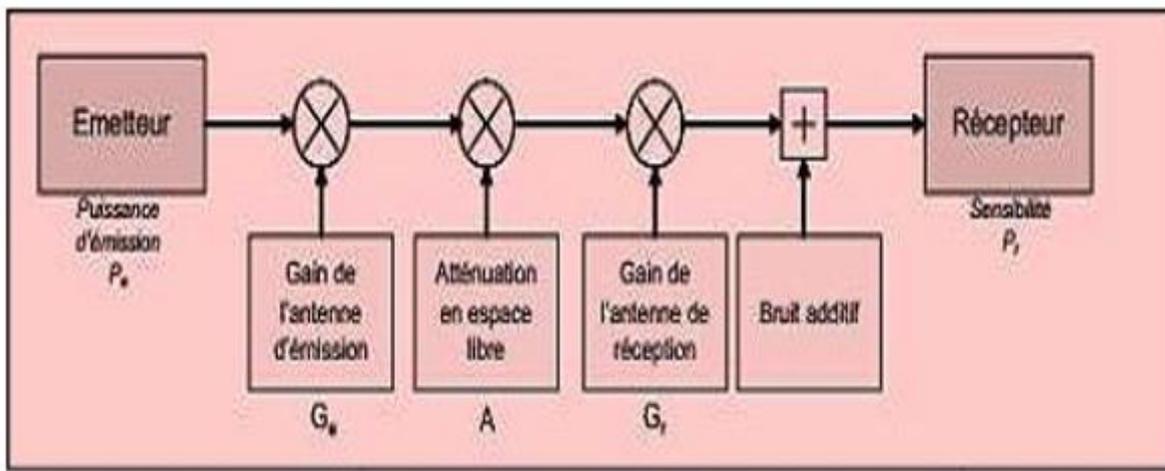
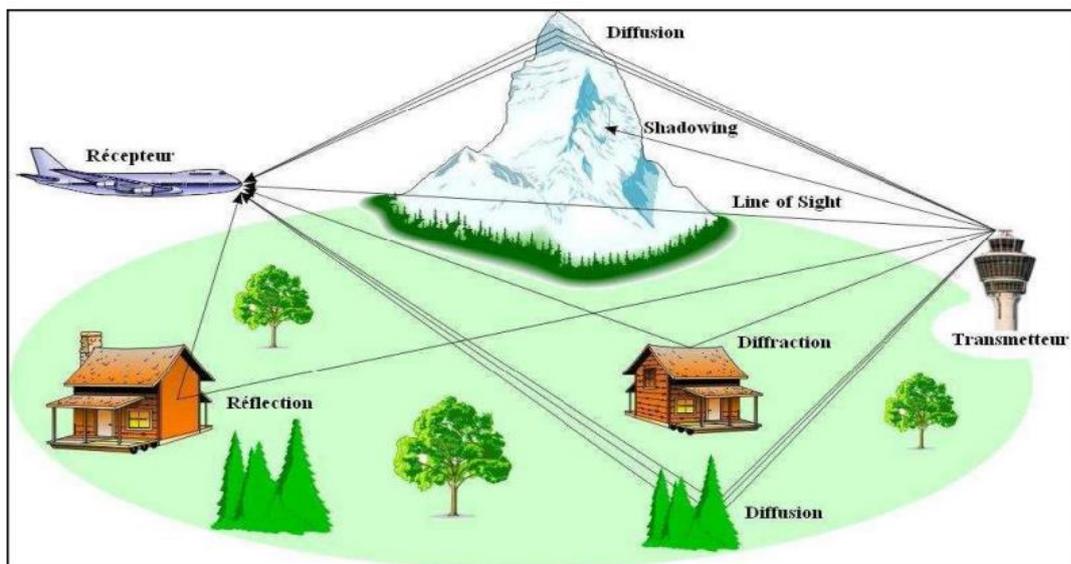


Figure 1.2: Système de communication avec un canal à bruit additif.

### I.5.2. Canal d'évanouissements :

Dans ce modèle, le signal émis prend des différents chemins afin d'arriver au récepteur grâce aux phénomènes des multi trajets **Figure 1.3**. Comme [3] :

- **La réflexion** : lorsqu'une onde électromagnétique se heurte à une surface lisse dont les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde du signal.
- **La diffusion** : lorsque l'onde entre en collision avec une surface irrégulière ou encore une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde; l'énergie réfléchie est diffusée dans toutes les directions
- **La diffraction** : lorsque le trajet de l'onde entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps volumineux de dimensions grandes devant la longueur d'onde, causant la formation d'onde secondaires derrière l'objet.



**Figure 1.3 : Illustration du phénomène de trajets multiples.**

La classification des canaux à évanouissement peut se baser sur deux paramètres qui sont l'étalement temporelle et l'étalement fréquentiel « l'effet doppler ».

- A. L'étalement temporel :** Est noté  $T_m$ , il est défini par le temps qui sépare le premier trajet de l'arrivée du dernier. C'est-à-dire ; la différence entre les retards des multi trajets.
- B. Effet Doppler :** L'effet doppler se manifeste par la variation de la fréquence instantanée de l'onde sur chacun des trajets [3] :

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} \quad (1.5)$$

Où ;

$f_d$  :est la fréquence Doppler.

Cela signifié que l'étalement Doppler, définit par la différence entre les décalages en fréquence de différents trajets.

Afin de caractériser ces variations de canal ,le temps de cohérence est défint par :

$$T_c = \frac{1}{f_d} \quad (1.6)$$

### C. La sélectivité du canal :

#### – Sélectivité en fréquence :

Elle définit la relation entre la bande passante du signal transmis  $B_s$  et la bande de cohérence  $B_c$  du canal, ce paramètre exprime que les composants de fréquences du signal émis subissent le même évanouissement.

Si  $B_s < B_c$ , le canal est dit non sélectif en fréquence; d'autre part, si  $B_s > B_c$ , le canal est dit sélectif en fréquence.

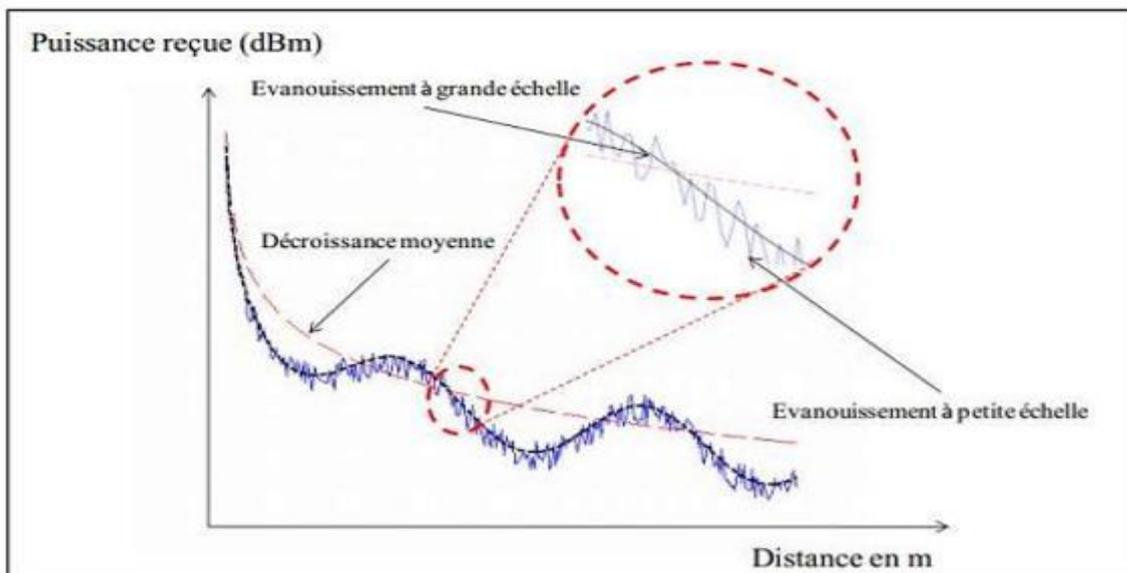
#### – Sélectivité en temps :

Ce phénomène est lié avec le temps de cohérence  $T_c$  et le temps de transmission  $T_s$ .

Si  $T_s < T_c$ , donc nous parlons d'un canal sélectif en temps, ce canal affectera les transmissions du signal de manière différentes.

### I.5.3. Les variations du canal de propagation :

Lors de la propagation multi trajets, les signaux émis arrivent à la réception avec un décalage en temps et aussi avec différentes valeurs d'atténuation et de déphasage. A partir de la **Figure 1.4** qui montre les variations de puissance reçus en fonction de la distance, nous distinguons [1] :



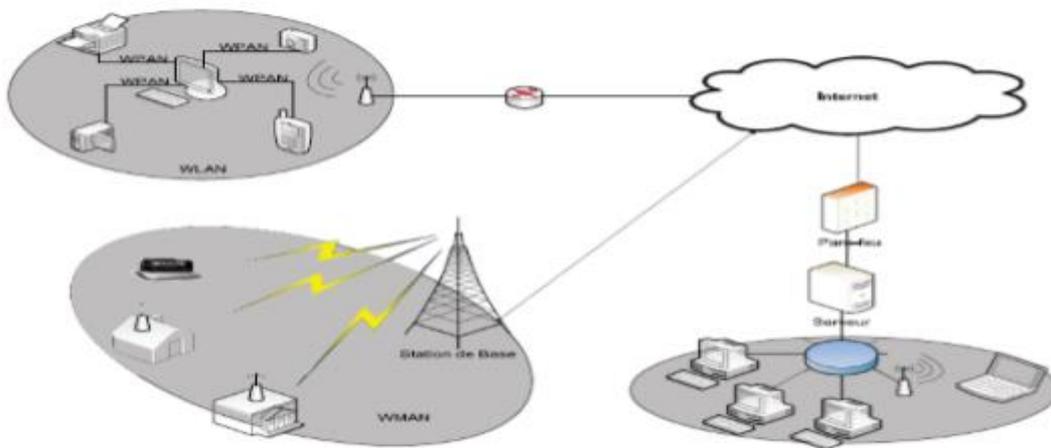
**Figure 1.4 : Les variations de puissance reçus en fonction de la distance.**

- La décroissance moyenne de la puissance reçue est due à l'augmentation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

- L'évanouissement à grande échelle représentant la fluctuation de la puissance moyenne reçue par un déplacement de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde.
- L'évanouissement à petite échelle lié aux interférences constructive et destructive entre les différentes répliques du signal émis au niveau de l'antenne réceptrice.

## I.6. Réseau sans fils et les standards hauts débit :

Le réseau sans fil est un réseau informatique le plus utilisé au monde pour la communication entre différents systèmes à l'aide des ondes radios, donc l'utilisateur peut se connecter tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu. La norme la plus utilisée pour les réseaux sans fil actuellement est IEEE802.11.



**Figure 1.5 : Simple architecture d'un réseau sans fil.**

### I.6.1. Catégories des réseaux sans fil :

Les réseaux sans fils sont classifiés selon deux critères :

- La zone de couverture (périmètre géographique), ce dernier est divisé en quatre catégories :
  - Les réseaux personnels.
  - Les réseaux locaux.
  - Les réseaux métropolitains.
  - Les réseaux étendus.
- L'infrastructure aussi divisé en deux catégories :
  - Réseaux avec infrastructures.

- Réseaux sans infrastructure.

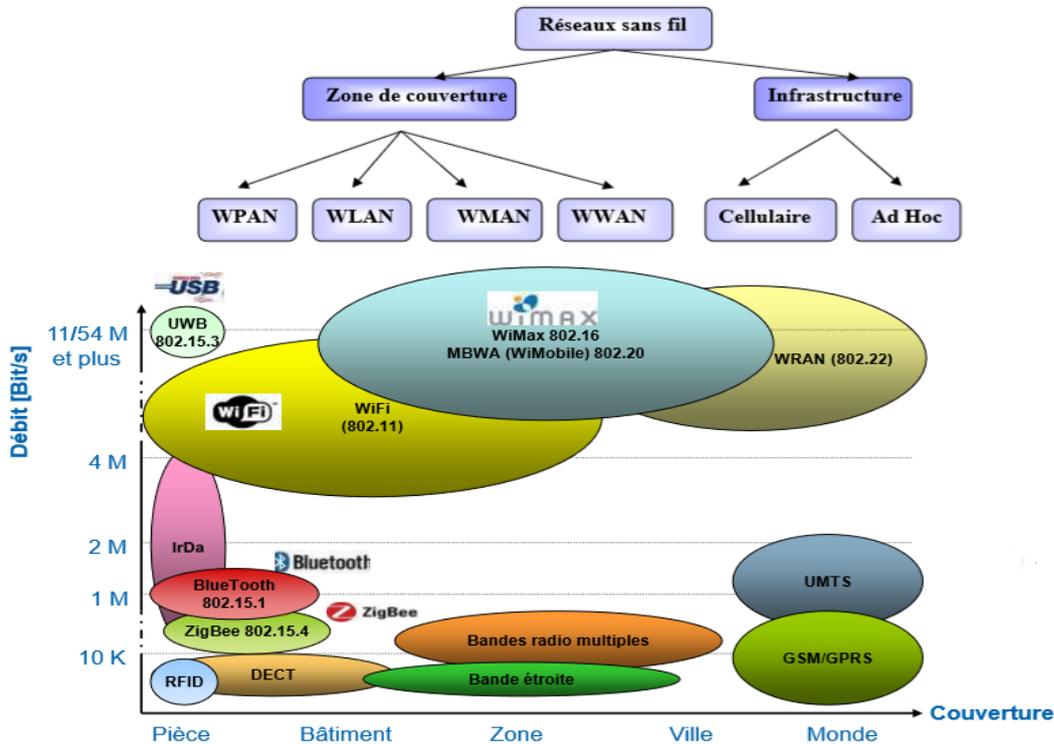


Figure 1.6 : Classification des réseaux sans fil.

### I.6.1.1. Les réseaux sans fil selon la zone de couverture :

#### a. Le réseau personnel sans fil « WPAN »

C'est le plus petit réseau sans fil à une faible portée (quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur) et sert à relier des périphériques (imprimante, téléphones portables avec un ordinateur ou deux machines très peu distantes).

Il existe plusieurs technologies WPAN permettant la mise en œuvre de tels réseaux qui sont :

- **Bluetooth :**

C'est une technologie de réseaux sans fil à faible portée lancée par Ericsson en 1994 (standard IEEE 802.15) elle permet de relier plusieurs appareils entre eux sans liaison filaire. L'origine de l'appellation « Bluetooth » fait référence à un roi danois Harald **Dent bleue** qui aurait unifié les différents royaumes nordiques à la fin du moyen âge. La liaison radio fonctionne dans une bande de fréquence située autour de 2,45 GHz avec une couverture entre 10 et 30 mètres et un débit de 1Mbps, elle permet de créer un réseau de 8 appareils en communication simultanée.

Le composant Bluetooth est inséré dans les équipements informatiques comme les téléphones portables, les souris sans fil et les claviers récepteurs GPS Bluetooth...etc.

- **Home RF :**

Home Radio Frequency est une technologie fondée par le HomeRF Working Group, lancée en 1998.

C'est une norme de réseau pour l'usage domestique qui permet de partager un accès à Internet ou transporter des communications téléphoniques DECT, a un débit théorique de 10 Mb/s et une portée de 50 à 100 mètres sans amplificateur.

- **Zigbee :**

La technologie ZigBee (IEEE 802.15.4) permet l'obtention des connexions sans fil à très faible consommation d'énergie et avec un prix bas, il est intégré directement dans les petits appareils électroniques comme les électroménagers, les jouets...etc

Cette technologie a une bande de fréquence de 2.4Ghz, une portée maximum de 100 mètres et peut atteindre un débit de 250Kb/ s.

- **Liaison infrarouge irDA :**

Cette technologie est formée en 1995 et beaucoup plus sensible que Bluetooth aux perturbations lumineuses et nécessite une vision directe entre les éléments souhaitant communiquer de quelques mètres, ce qui la limite bien souvent à un usage de domotique (télécommandes)

**b. Le réseau local sans fil « WLAN » :**

Le réseau local sans fil est un réseau utilisé pour relier les terminaux dans les entreprises, les universités, les hôpitaux...etc , avec une portée d'environ une centaine de mètres.

Il y a plusieurs technologies dans ce réseau tel que :

- **Wi-Fi :**

Le WiFi (norme IEEE 802.11) soutenu par l'alliance WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance) a une portée de plusieurs centaines de mètres et un débit jusqu'à 54Mb/s.

- **Hyper LAN2 :**

HiperLAN2(High Performance Radio LAN 2.0), norme européenne élaborée par l'ETSI (EuropeanTelecommunications Standards Institute).

Il permet d'obtenir un débit théorique de 54 Mbp/s sur une zone d'une centaine de mètres dans la gamme de fréquence comprise entre 5150 MHz et 5300 MHz, par contre le HyperLAN1 a un débit de 20Mb/s.

- c. Le réseau métropolitain sans fil « WMAN »**

Le réseau métropolitain sans fil est connu sous le nom de Boucle Locale Radio (BLR). Ce réseau est basé sur la technologie IEEE 802.16. La boucle locale radio a une portée de 4 à 10 km, ce qui destine principalement cette technologie aux opérateurs de télécommunication et un taux de transmission radio théorique pouvant atteindre 74 Mbit/s.

La norme de réseau métropolitain sans fil la plus connue est le Wi-MAX, permettant d'obtenir des débits de l'ordre de 70 Mbit/s sur un rayon de plusieurs dizaines de kilomètres.

- **Wi-Max :**

WiMAX ou IEEE802.16 c'est un label délivré par le WiMAX forum aux équipements respectant la norme. Le WiMAX a été créé par les sociétés Intel et Alvarion en 2002.

- d. Le réseau sans fil étendu « WWAN » :**

Le réseau étendu sans fil est également connu sous le nom de réseau cellulaire mobile. Il s'agit des réseaux sans fil les plus répandus utilisant les satellites géostationnaires puisque tous les téléphones mobiles sont connectés à un réseau étendu sans fil.

Les technologies principales sont les suivantes :

- **GSM :**

GSM est une norme élaborée au cours des années 80 et 90 établie en commun par les opérateurs européens, et qui est toujours en évolution afin de définir les paramètres pour un réseau de communication cellulaire numérique. La norme GSM est utilisée pour les réseaux de communication sans fil par un paquet d'onde ayant deux fréquences : 900 MHz et 1800 MHz à travers le monde La communication.

Le GSM se distingue par plusieurs spécificités, le premier est l'aspect numérique du réseau, qui offre une qualité supérieure grâce à sa résistance aux interférences. La deuxième spécificité du réseau de GSM réside dans sa configuration cellulaire. Le territoire est subdivisé en petites cellules attachées les unes aux autres. Chaque cellule se voit assigner un certain nombre de canaux permettant les communications [1].

- **GPRS :**

Le GPRS est une technologie de radiocommunication par commutation de paquets pour les réseaux de GSM. Les connexions des services de GPRS sont toujours ouvertes afin d'offrir aux utilisateurs des terminaux mobiles une disponibilité de réseau identique à celle qu'ils pourraient atteindre par des réseaux d'entreprise. Les terminaux peuvent être intégrés efficacement aux réseaux Internet. La vitesse utile sera d'environ 40 Kb/s.

- **UMTS :**

UMTS désigne une nouvelle norme de téléphonie mobile, son principe consiste à exploiter une bande de fréquences plus grande pour faire transmettre plus de données et donc un débit plus important. En théorie, il peut atteindre 2 Mb/s.

La norme UMTS exploite de nouvelles bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz

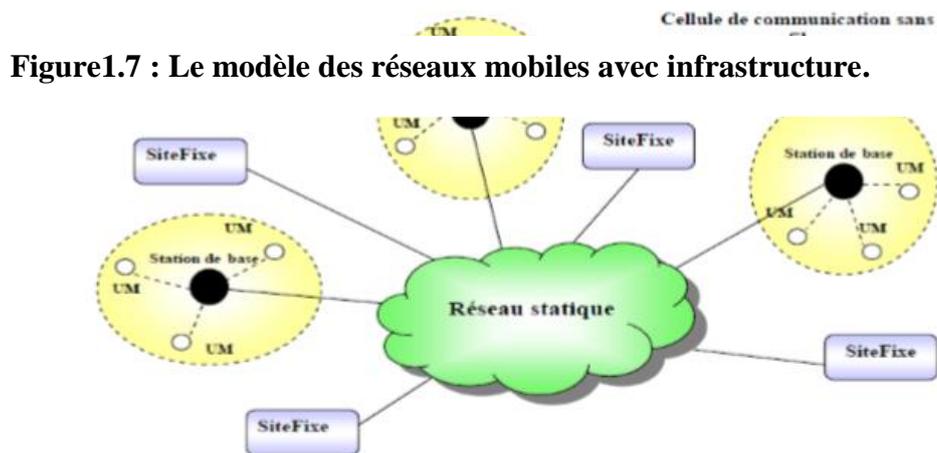
#### **I.6.1.2. Les réseaux sans fil selon l'infrastructure :**

Les environnements mobiles sont des systèmes composés de sites mobiles et qui permettent à leurs utilisateurs d'accéder à l'information indépendamment de leurs positions géographiques. Les réseaux mobiles ou sans fil, peuvent être classés en deux classes :

- a) **Cellulaire : (Avec infrastructure)**

En mode avec infrastructure, également appelé le mode BSS (Basic Service Set) certains sites fixes, appelés station de base sont munis d'une interface sans fil pour la communication directe avec des sites mobiles ou unités mobiles, localisés dans une zone géographique limitée, appelée cellule. A chaque station de base correspond une cellule à partir de laquelle des unités mobiles peuvent émettre et recevoir des messages. Alors que les sites fixes sont interconnectés entre eux à travers un réseau de communication filaire, généralement fiable et d'un débit élevé.

Les liaisons sans fil ont une bande passante limitée qui réduit sévèrement le volume des informations échangées. Dans ce modèle, une unité mobile doit être, à un instant donné, directement connectée à une seule station de base [1].



#### b) Ad- hoc :(Sans infrastructure)

Dans le modèle de réseau ad hoc ou MANET tous les sites du réseau sont mobiles et la communication faite d'une manière directe à l'aide de leurs interfaces de communication sans fil. L'absence de l'infrastructure ou du réseau filaire composé des stations de base, oblige les unités mobiles à se comporter comme des routeurs qui participent à la découverte et la maintenance des chemins pour les autres hôtes du réseau. Alors un MANET consiste en une population, relativement dense, d'unités mobiles qui se déplacent dans un territoire quelconque et dont le seul moyen de communication est l'utilisation des interfaces sans fil, sans l'aide d'une infrastructure préexistante ou administration centralisée.

La différence entre le mode Ad hoc et le mode avec infrastructure est que dans le premier mode, la communication entre deux machines se fait directement si elles se trouvent à la portée l'une de l'autre, alors que dans le second mode, toutes les communications passent par le point d'accès.[1]

#### I.6.2. Techniques de transmission sans fil [1] :

Il existe principalement deux méthodes pour la transmission dans les réseaux sans fils :

### **I.6.2.1. Transmission par ondes infrarouge :**

La transmission par les ondes infrarouges nécessite que les appareils soient en face l'un des autres et aucun obstacle ne sépare l'émetteur du récepteur. (Car la transmission est directionnelle) Cette technique est utilisée pour créer des petits réseaux de quelques dizaines de mètres (Télécommande de : télévision, les jouets, voitures...etc).

### **I.6.2.2. Transmission par les ondes radios :**

La transmission par les ondes radios est utilisée pour la création des réseaux sans fil qui a plusieurs kilomètres. Les ondes radios ont l'avantage de ne pas être arrêtées par les obstacles car sont émises d'une manière omnidirectionnelle. Le problème de cette technique est les perturbations extérieures qui peuvent affecter la communication à cause de l'utilisation de la même fréquence par exemple.

### **I.6.3. Intérêt du sans fil : [5]**

Un réseau sans fil peut servir plusieurs buts distincts :

- Utilisation croissante des terminaux portables en milieu industriel et logistique.
- Besoin d'un accès permanent des populations nomades au système d'information de l'entreprise pour transmettre :
  - Des messages courts ;
  - Bips, numériques, alphanumériques ;
  - La voix ;
  - Des données informatiques ;
  - Fax, fichiers, textes, images.
- Réaliser des installations temporaires ;
- Mettre en place des réseaux en un temps très court ;
- Eviter le câblage de locaux, de liaisons inter-bâtiments ;
- Créer une infrastructure dans des bâtiments classés ;
- Maturité des technologies sans fil :
- Maîtrise de la téléphonie cellulaire sur une large échelle ;
- Numérisation des communications, miniaturisation des interfaces ;
- Assouplissement des réglementations :
  - Disponibilité de nouvelles fréquences.

### **I.7. Fonctionnement du réseau sans fil :**

Pour le fonctionnement du réseau sans fil il faut chaque ordinateur du réseau muni d'une carte réseau adéquate pour émettre et/ou recevoir des données vers/depuis un point d'accès réseau, mais lorsque on s'éloigne du point d'accès, le débit déminue (lorsqu'il atteindre le zéro).

Pour un débit de 1 Mbps, la portée est de 460 m dans un environnement sans obstacle et de 90 m dans un environnement de bureau classique.

### **I.8. Domaine d'application :**

Tous les métiers dont la mobilité est nécessaire pour augmenter la productivité, parmi ces domaines :

- Hôpitaux (gestion des fichiers patients, ...etc) ;
- Les écoles et les universités ;
- Les grandes entreprises ;
- Home and Small Office (éviter de câbler, coûts réduits, ...etc) ;
- Environnement d'installation difficile des médias filaires...etc.

### **I.9. Les avantages et les inconvénients des réseaux sans fil [6] :**

#### **I.9.1 Les avantages :**

- **La possibilité d'introduire la mobilité :** Le fait d'utiliser des supports de transmission sans fil entre des équipements portables (débranchés des câbles d'alimentation électrique) avec l'utilisation des protocoles bien définis, permet le mouvement libre de ces nœuds sans perdre la connexion, bien sûr dans un périmètre déterminé ;
- **Faible coût :** Dans les réseaux filaires, la mise en place des câbles et le déplacement des unités représentent un coût important, contrairement aux réseaux sans fil ce coût a été éliminé par l'utilisation des supports de transmission sans fil ;
- **Souplesse d'installation :** Le temps nécessaire pour l'installation et la configuration d'un réseau filaire a été diminué considérablement dans les réseaux sans fil, d'où l'utilisation de ce genre de réseaux dans le cas des opérations d'urgence (secours, militaires ...etc) ;

- **Débit** : Le débit dans les réseaux sans fil est plus faible que dans les réseaux filaires, où la bande passante est une ressource rare. De plus, une grande partie de cette ressource est utilisée par les communications de contrôle pour l'auto configuration et l'auto gestion du réseau causés par la mobilité des nœuds ;
- **Topologie** : la topologie d'un WLAN est particulièrement flexible, puisqu'elle peut être modifiée rapidement. Cette topologie n'est pas statique, comme dans les réseaux locaux filaires, mais dynamiques. Elle s'édifie dans le temps en fonction du nombre d'utilisateurs qui se connectent et se déconnectent.

### **I.9.2. Les inconvénients :**

- **Qualité et continuité du signal** : Ces notions ne sont pas garanties du fait des problèmes pouvant venir des interférences du matériel et de l'environnement ;
- **Problèmes de sécurité** : Les données échangées sont transmises par voie aérienne et couvrent de grandes distances dans le cadre d'une liaison hertzienne donc il est possible en théorie de récupérer ses données même si celles sont cryptées et confidentielles.

### **I.10. Modèles des canaux de communication sans fil :**

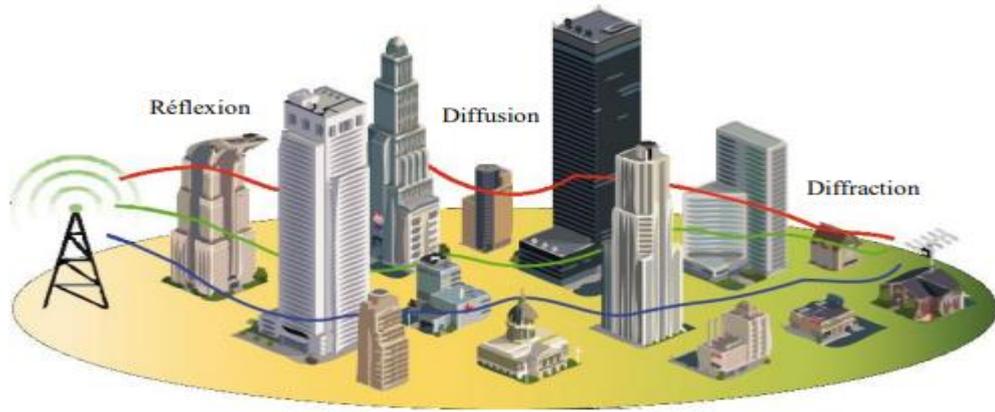
Dans la conception de tous les systèmes de communication, il est nécessaire d'étudier les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation.

Il y'a plusieurs modèles utilisés dans les communications sans fil tel que :

#### **I.10.1. Canal de propagation par trajets multiples :**

La propagation en espace libre est l'endroit de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur (les bâtiments, les feuilles des arbres ...etc).

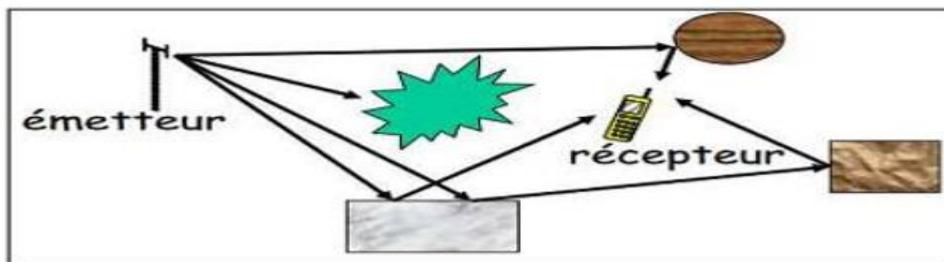
Donc plusieurs changements d'amplitudes et de phases pour le signal arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuations, de déphasage et des retards.



**Figure 1.8 : Propagation par trajets multiples.**

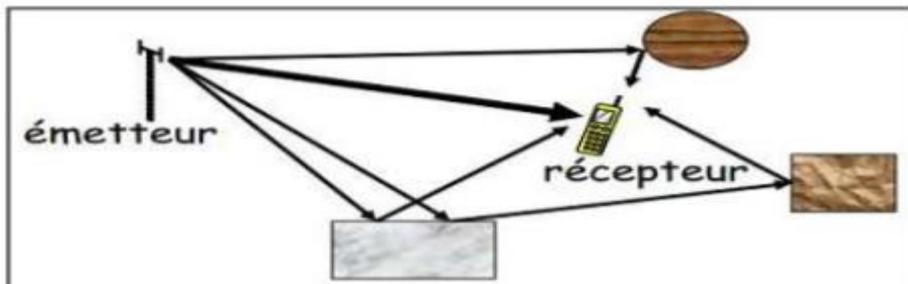
**a. None Line Of Sight : NLOS**

Il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur, donc la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu la suit la loi de Rayleigh.



**Figure 1.9 : Propagation NLOS canal de Rayleigh.**

Il existe un trajet direct entre la source et la destination et l'amplitude d'évanouissement du signal reçu est caractérisée par la distribution de Rice.



**Figure 1.10 : Propagation LOS canal de Rice.**

### I.10.1.1. Distribution de Rayleigh :

Dans cette distribution le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)} ; r \geq 0 \quad (1.7)$$

Où ;

$r$  : l'enveloppe du signal complexe reçu.

$\theta = x + iy$  : l'écart type de la partie réelle (x) ou la partie imaginaire (iy).

### I.10.1.2. Distribution de Rice :

Un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS) est dite canal de Rice. Donc la distribution de Rice elle est définie comme :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-r^2+r_d^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (1.8)$$

## **I.11 Conclusion :**

La fiabilité de transmission de l'information dépend du support qui transmet l'information. Pour cela, dans ce chapitre, nous nous sommes basés sur l'un des supports de transmission qui est le canal de propagation sans fils. Après une description d'une chaîne de transmission numérique, nous avons introduit les types de canaux tels que le canal gaussien et le canal d'évanouissement.

D'autre part, nous avons vu le réseau sans fil avec ses catégories afin de voir ses avantages et inconvénients dans les transmissions haut débit.

# Chapitre II : Les multi porteuses et les techniques de réduction du PAPR.

## **II.1. Introduction**

Les nouveaux systèmes de télécommunications utilisent la modulation OFDM ou bien GFDM. Ces dernières modulations présentent plusieurs avantages principalement sa robustesse contre les canaux à trajets multiples, en minimisant les interférences entre symboles (ISI) et interférences entre porteuses (ICI). En revanche le signal GFDM comporte de 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 moyenne d'un signal temporel.

Un PAPR 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.

Il existe plusieurs techniques de réduction du PAPR, dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la méthode PTS (Partial Transmit Sequence), la méthode SLM (Selective Mapping) et la méthode TR (Tone Reservation).

## **II.2 OFDM :( Orthogonal frequency-division multiplexing)**

### **II.2.1 Historique :**

Vers les années 50, les premiers dispositifs renfermant la modulation multi porteuse ont vu le jour dans les laboratoires militaires. Les premiers modèles d'OFDM ont été présentés par Chang en 1966 et Saltzberg en 1967 [NEEOO] [7], mais ces systèmes multi porteuses ont été considérés comme inutilisables (et partiellement oubliés) tant que la mise en œuvre de la Transformée de Fourier Discrète (TFD ou DFT, Discret Fourier Transform) n'a pas été réalisée sur des processeurs suffisamment rapides. 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. Lassale pour la diffusion numérique.

Cette technique a pris son nom "modulation à répartition en fréquences Chapitre 2 Système de transmission OFDM 13 orthogonales" (Orthogonal Frequency Division Multiplex OFDM) pour la première fois en 1989[8].

## II.2.2 Définition :

OFDM est une technique de modulations multi porteuses particulières, qui est le multiplexage par division en fréquences orthogonales. Cette technique divise une large bande de fréquence en plusieurs sous-bandes ou sous-porteuses, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui augmente l'efficacité spectrale du système [9].

## II.2.3 Principe de fonctionnement OFDM :

Pour répartir les données à transmettre sur les  $N$  porteuses, les symboles  $C_k$  sont groupés par paquets de  $N$ . Les symboles  $C_k$  ( $C_k = a_k + j b_k$ ) sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type QAM à 4, 16, 64,  $2^n$  états. La séquence de  $N$  symboles  $c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$  constitue un symbole OFDM.

Le  $k^{ieme}$  symbole module un signal de fréquence  $f_k$ . Le signal résultant s'écrit sous la forme complexe suivante :  $c_k e^{2j\pi f_k t}$ .

L'enveloppe complexe du signal  $S(t) = S_I(t) + j S_Q(t)$  correspondant à l'ensemble des  $N$  symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad t \in [0, T] \quad (2.1)$$

Où,  $T$  est la durée du symbole OFDM. Les fréquences sont dites orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes  $f_k$  et  $f_{k+1}$  est  $\frac{1}{T}$ . Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée  $T$ , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre [10].

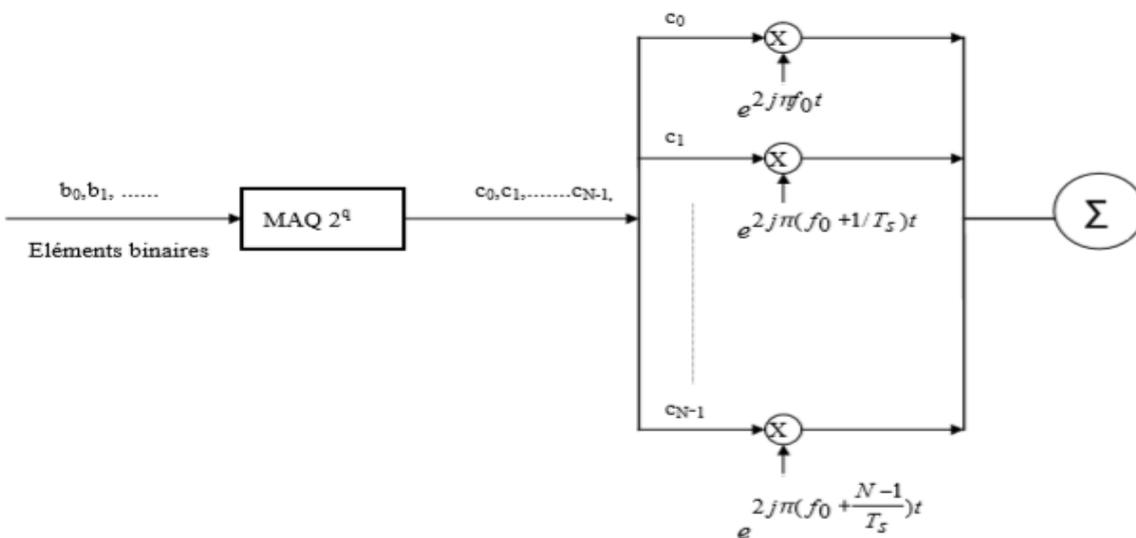
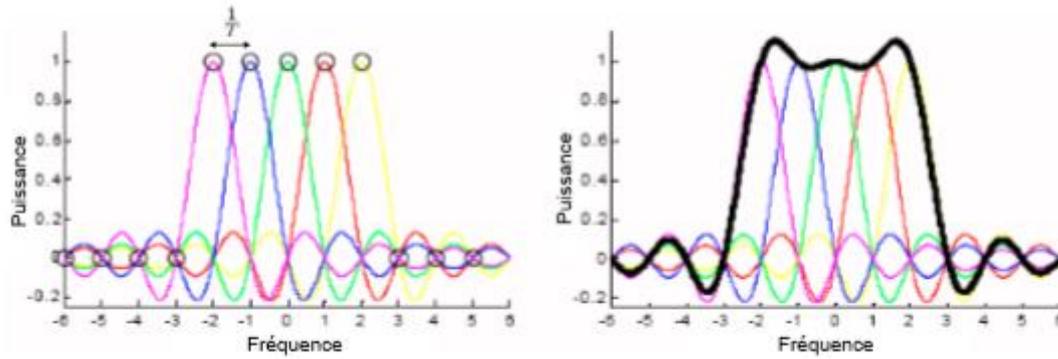


Figure 2.1 : Schéma de principe du modulateur OFDM.



**Figure 2.2 : Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM.**

### II.2.4 Principe de la démodulation OFDM :

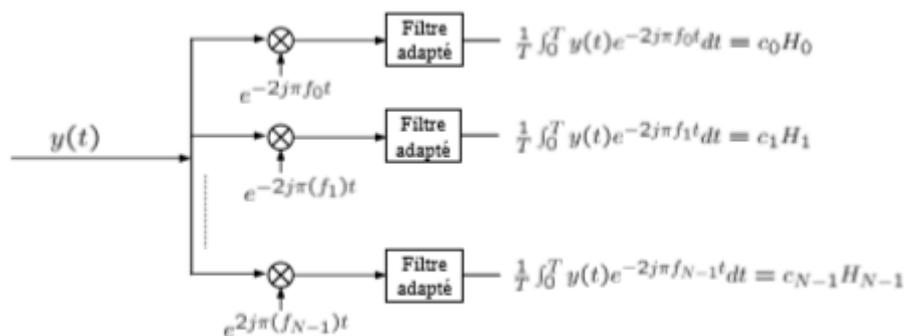
L'expression en bande de base du signal parvenu au récepteurs 'écrit sur une durée symbole T :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T})t} \quad (2.2)$$

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 la suppose constante sur la période T. La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique représenté sur la **Figure 2.3** [11] :



**Figure 2.3 : Schéma de principe du démodulateur OFDM.**

## II.2.5. Implantation numérique du modulateur /démodulateur OFDM :

### A. Modulateur numérique OFDM :

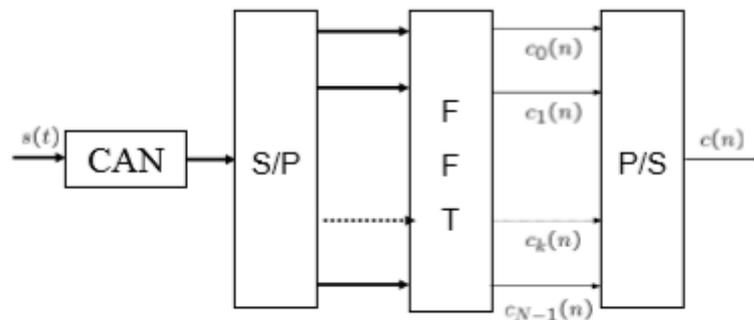
La réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible de réaliser respectivement le modulateur et le démodulateur par des Transformées de Fourier Discrète Inverse et Directe (IDFT et DFT, via l'algorithme de l'IFFT et FFT, si N est une puissance de 2). La complexité de ces opérations est de l'ordre de  $N \log_2 N$  par symbole OFDM.

En discrétisant le signal  $S(t)$  (2.1) (à une fréquence d'échantillonnage de Nyquist  $f_n (f_{max} < f_n)$ ) et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie  $s(n)$  sous la forme [10] :

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.3)$$

Les  $S(n)$  sont donc obtenus par une Transformée de Fourier Inverse Discrète.

En choisissant le nombre de porteuses N tel que  $N = 2n$  (où n est un nombre entier), le calcul de la Transformée de Fourier Inverse est simplifié et peut se réaliser avec une simple IFFT nous conduisant au schéma numérique présenté sur la **Figure (2.4)** [10] :



**Figure 2.4 : Modulateur OFDM numérique.**

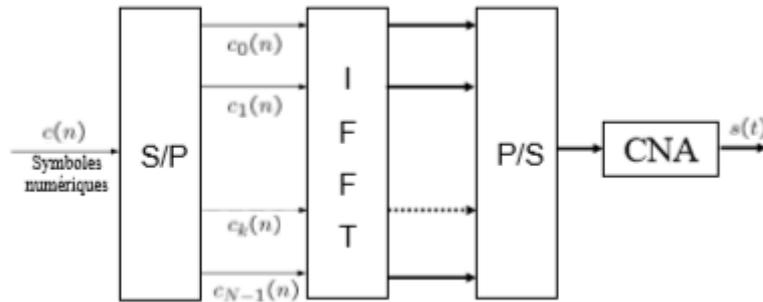
### B. Démodulateur numérique OFDM :

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$Z(t_n) = z\left(\frac{nT}{N}\right) = z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.4)$$

Où ;

$\mathbf{z}_n$  est la Transformée de Fourier Discrète Inverse de  $\mathbf{c}_k \mathbf{H}_k$ . La démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier Directe Discrète de  $z = [z_0, \dots, z_{N-1}]$ . Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que  $N = 2n$  [4], On obtient alors le schéma de principe illustré dans la **Figure (2.5)**. [4]



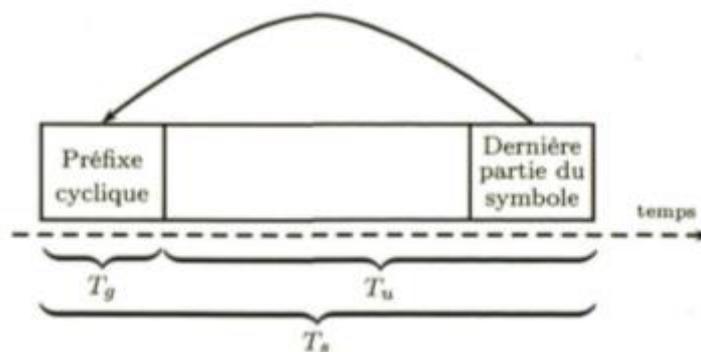
**Figure 2.5 : Démodulateur OFDM numérique.**

### II.1.5 Intervalle de garde :

Afin de réduire les interférences entre symboles OFDM (ISI), un intervalle de garde est introduit entre chaque deux symboles OFDM. Cet intervalle de garde doit être de durée supérieure au retard de propagation dû aux multi trajets. Ainsi ne permet pas aux symboles d'un bloc d'interférer avec les symboles du prochain bloc, les ISI seront alors éliminées.

À partir de la **Figure 2.6**, la relation entre la durée de symbole, la durée utile et l'intervalle de garde nous donne la relation suivante :

$$T_s = T_u + T_g \quad (2.5)$$



**Figure 2.6 : Intervalle de garde pour un système OFDM.**

## II.3 GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing):

### II.3.1 Définition :

Le système GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) est une modulation non orthogonale qui offre plus de degrés de liberté grâce à l'utilisation d'un large choix de filtres. Dans le GFDM, la structure des données est ajustable à deux dimensions : on regroupe les symboles des données dans un bloc pour lequel le nombre de porteuses et les durées temporelles sont adaptables. La taille des blocs est variable, ce qui permet de pouvoir implémenter de longs filtres ou de réduire le nombre total des sous-porteuses. Similairement à l'OFDM, le GFDM utilise aussi un préfixe cyclique pour combattre les ISI, sauf que le préfixe cyclique est utilisé pour chaque bloc, et la durée de chaque bloc peut être plusieurs fois la durée de la période symbole, et donc le préfixe cyclique est utilisé moins fréquemment que dans l'OFDM [12].

### II.3.2 Principe de fonctionnement : [13]

GFDM est un système multi-porteuse qui implémente numériquement l'approche classique de la bande de filtrage. L'insertion de préfixe cyclique (CP) est utilisée pour permettre une égalisation complexe faible du côté du récepteur. Selon la figure 1, une technique de morsure de la queue est utilisée pour raccourcir le préfixe cyclique afin d'améliorer l'efficacité spectrale. Chaque sous-porteuse est modulée individuellement, en utilisant une forme de signalisation QAM.

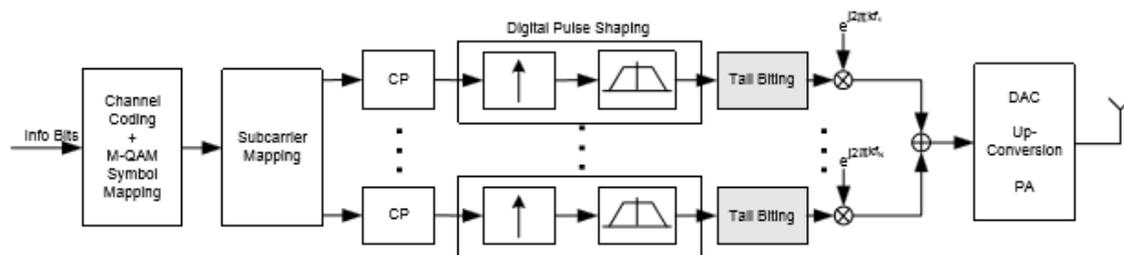


Figure 2.7 : Principe de l'émetteur numérique GFDM.

Notons le flux de symboles QAM sur  $N$  sous-porteuses comme  $S(N, k)$ ,

Où ;

$K$  : représente l'indice de symbole QAM.

Après l'échantillonnage, l'index de symboles se transforme en l'indice d'échantillon  $k'$ , représentant la durée d'échantillon  $T_s$ .

Ensuite, une insertion de préfixe cyclique est effectuée, en tenant compte de la longueur du filtre de la mise en forme des impulsions numériques, de la longueur du filtre de réception numérique et de la longueur de la réponse impulsionnelle du canal mobile. Après l'insertion du préfixe cyclique, la mise en forme numérique des impulsions est effectuée sous-porteuse comme suit :

$$S(N, k') * g_{Tx}(N, k') \quad (2.6)$$

Après la mise en forme individuelle des impulsions de sous-porteuse, chaque porteuse  $N$  est décalée numériquement vers sa fréquence de porteuse  $f_n$ , qui est normalisée à la largeur de bande du signal  $B = 1 / T_s$ . Le signal de domaine temporel résultant  $x(k')$  devient alors

$$x(k') = \sum_n (s(N, k') * g_{Tx}(N, k')) e^{j2\pi k' f_n} \quad (2.7)$$

Enfin,  $x(k')$  est converti de numérique en analogique, mélangé à la fréquence porteuse, amplifié et transmis.

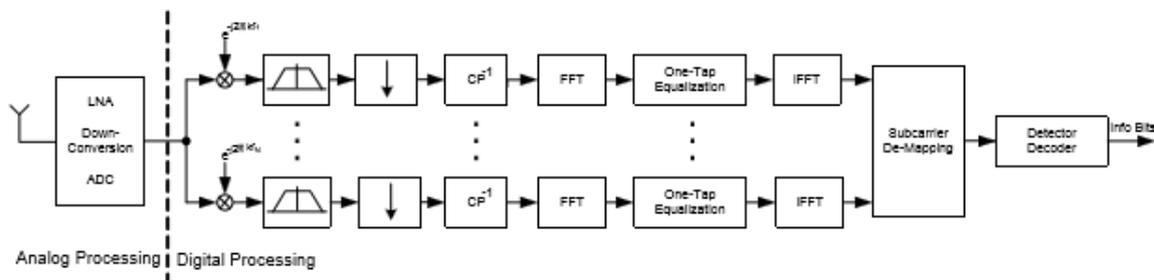


Figure 2.8 : Principe du récepteur numérique GFDM.

Le récepteur GFDM, tel qu'illustré à la figure 2.8, effectue une démodulation parallèle pour chacune des sous-porteuses GFDM. Après avoir franchi l'étage LNA et l'étage de conversion descendante, le signal reçu est converti en analogique-numérique à partir duquel nous obtenons le signal reçu numérisé  $y(k')$ .  $Y(k')$  est donné par la convolution discrète du signal  $T_x x(k')$  avec la réponse impulsionnelle du canal  $h(k')$ , corrompue par le bruit gaussien blanc moyen nul additif  $n(k')$  avec la variance  $\sigma_n^2$ :

$$y(k') = x(k') h(k') + n(k') \quad (2.8)$$

Le signal reçu est ensuite mélangé avec la bande de base individuellement dans chacune des branches du récepteur numérique, puis filtré, ce qui donne le signal

$$Z(N, k) = (y(k')e^{-j2\pi k'f_n}) * g_{Rx}(Nk') \quad (2.9)$$

Après filtrage numérique, le signal est sous-échantillonné, ce qui ramène l'indice d'échantillon  $k'$  dans l'indice de symbole QAM  $k$ . Le préfixe cyclique est supprimé et le signal  $Z(N, k')$  est transformé en utilisant la FFT afin de produire les intervalles de fréquence  $Z(N, l)$  du signal de la  $n$ ème sous-porteuse. Le modèle de signal peut maintenant être écrit de la manière suivante :

$$Z(N, l) = S(N, l) H(N, l) + W(N, l) \quad (2.10)$$

Où ;

$S(N, l)$  est la transformation FFT transformée. La version du signal de données  $s(N, k)$  et  $W(N, l)$  est le lème intervalle de fréquence du bruit filtré par  $R_{xet}$  du signal ICI. La fonction de transfert de canal  $H(N, l)$  désigne le canal effectif transformé par la FFT, constitué du filtre Tx, du filtre Rx et du canal mobile:

$$H(N, l) = FFT_l \{g_{Tx}(N, k) * h(k) * g_{Rx}(N, k)\} \quad (2.11)$$

Par égalisation :

$$\hat{S}(N, l) = Z(N, l) / H(N, l) \quad (2.12)$$

Où le signal de données égalisé  $\hat{s}(N, k)$  est obtenu à partir de l'IFFT, qui est alors alimenté à l'étage détecteur / décodeur.

En effet, le signal GFDM résulte de l'addition de plusieurs signaux, plusieurs sous porteuses avec plusieurs sous symboles, cette addition peut être cohérente sur certains intervalles et engendre alors de grandes amplitudes ou pics de puissances. Ces fluctuations mesurées par le PAPR (peak-to-average power ratio) causent des distorsions non-linéaires quand on introduit le signal OFDM dans un équipement non-linéaire comme l'amplificateur de puissance.

#### II.4 Amplificateur de puissance :

Tous les signaux qui traversent les systèmes de télécommunication, et passent par les différentes étapes de codage et de modulation sont amplifiés pour résister l'atténuation causé par la propagation du canal.

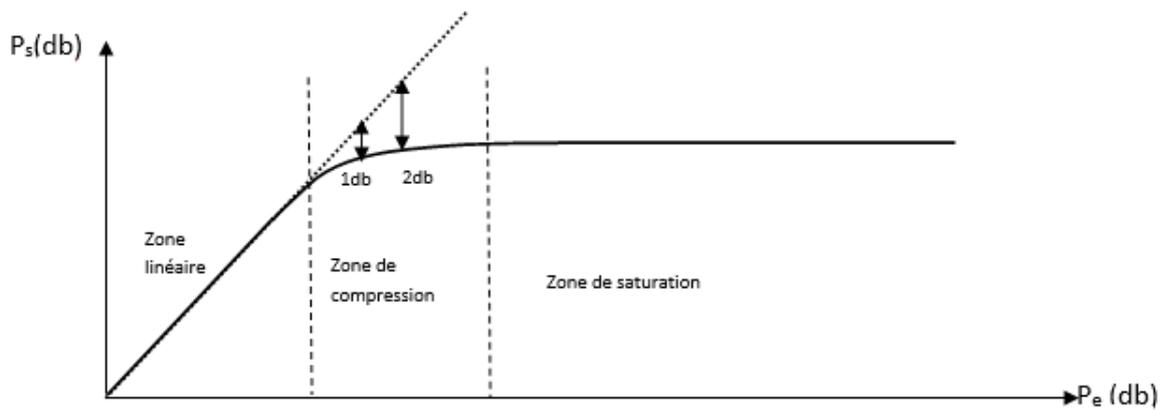
L'amplificateur de puissance est le dernier étage d'une chaîne amplificatrice et aussi c'est une opération non-linéaire caractérisée par la compression en amplitude et par le déphasage du signal à la sortie de l'amplificateur (Il permet de fournir une puissance beaucoup plus grande que celle fournie par le signal d'entrée, tout en gardant la même forme du signal).

La relation entrée-sortie, appelée aussi caractéristique non-linéaire de transfert, a une allure typique pour tous les amplificateur de puissance. La courbe de la **Figure (2.9)** montre la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée en dB.

Dans cette courbe, nous avons mis les trois principales zones de travail de l'amplificateur :

- Zone linéaire : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles. Dans cette zone le gain est constant et supérieur à 1 ;
- Zone de compression : à forte puissance d'entrée, le gain de l'amplificateur décroît. C'est la zone de compression du gain. La distorsion du signal est alors importante et une génération d'harmoniques ainsi que de produits d'intermodulation est observée à la sortie. Le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB est une caractéristique de l'amplificateur appelée point de compression à 1 dB ;
- Zone de saturation : dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quel que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation. 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  $P_{sat}$ .

La courbe traduisant le déphasage, en fonction de l'amplitude en entrée, entre la sortie et l'entrée est appelée la caractéristique de transfert AM/PM, ou aussi conversion AM/PM. Elle n'a pas d'allure de référence. Elle varie suivant la technique de conception et les conditions de fonctionnement de l'amplificateur [14].



**Figure 2.9 : Exemple de caractéristique d'un amplificateur de puissance.**

### II.5 PAPR (Peak to Average Power Ratio):

Le PAPR (Rapport de puissance crête sur la puissance moyenne) est apparu à partir des pics cumulés produits lorsque plusieurs sinusoïdes sont ajoutées pour former la porteuse multiple [15]. Lorsque tous les pics les plus élevés des porteuses multiples se rencontrent en même temps, le PAPR le plus élevé survient [16]. Le PAPR du signal transmis peut-être défini comme suit :

$$PAPR = \frac{\max |x[t]^2|}{E[x[t]^2]} \quad (2.13)$$

#### II.5.1 Les méthodes de réduction du PAPR :[17]

La réduction du PAPR a pour objectif d'atténuer les fluctuations de l'enveloppe du signal, afin de pouvoir amplifier le signal le plus près possible de la zone de saturation, permettant ainsi un meilleur rendement énergétique. Ce problème a été soulevé à peu près en même temps que les problèmes d'analyse de sa distribution vers la fin des années 50 et au début des années 70. Cependant, ce n'est qu'avec l'utilisation de la modulation OFDM dans certains standards de télécommunications (DVB-T, DAB), que l'intérêt pour la réduction du PAPR s'est développé. C'est ainsi que plusieurs méthodes de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature à partir des années 90. Différentes manières de classer les méthodes de réduction du PAPR sont envisageables. On trouve principalement trois catégories de méthodes de réduction du PAPR dans la littérature, à savoir les techniques d'ajout de signal, les techniques probabilistes et les techniques de codage.

## II.5.2 Critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR : [17]

Outre la réduction effective du PAPR, la performance des techniques de réduction du PAPR est évaluée suivant plusieurs critères :

- **Compatibilité descendante** : dans une méthode à compatibilité descendante, l'émetteur n'a pas besoin de communiquer au récepteur de l'information concernant le traitement appliqué à l'émission pour la réduction du PAPR. Ainsi, le récepteur n'est pas modifié et n'opère pas de traitement supplémentaire ;
- **Dégradation du taux d'erreurs binaire (TEB)** : certaines méthodes de réduction du PAPR modifient la structure du signal, en introduisant des distorsions. Le signal reçu est alors modifié et souvent sa courbe de TEB est dégradée ;
- **Modification de la densité spectrale de puissance à l'émission** : les distorsions apportées au signal émis peuvent augmenter ses lobes secondaires et bruyier la bande utile du signal ;
- **Variation de la puissance moyenne** : avec l'ajout d'un signal correcteur ou l'écrêtage des pics, la puissance moyenne du signal peut augmenter ou diminuer, ce qui représente un impact fort sur la qualité de transmission ;
- **Diminution du débit utile** : l'émetteur peut être amené à envoyer de l'information sur son traitement de réduction du PAPR au récepteur, afin que celui-ci puisse démoduler correctement le signal. Cette information réduit le débit utile du système ;
- **Complexité** : si l'algorithme de réduction du PAPR est très complexe et lent à être exécuté, cela limitera son utilisation, même si la réduction du PAPR est considérable.

### II.5.3 Les Techniques de réduction de PAPR :

On a plusieurs techniques pour réduire le PAPR, on a basé sur la méthode PTS et SLM et on a bien détaillée car si l'objectif de ce mémoire :

#### II.5.3.1 La technique PTS (partial transmit séquence) :

L'idée de cette méthode est de tronquer le train des  $N$  porteuses en  $M$  sous blocs de  $N$  porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. Une fois ces  $M$  blocs formées, l'idée initiale du "Selecting Mapping" est appliquée ;

Un vecteur  $P^{(l)} \{ P_k^{(l)} \} l = 1, \dots, W$ , exécutera une rotation de phase de chacun des  $M$  blocs après IDFT pour former le signal final au PAPR le plus faible.

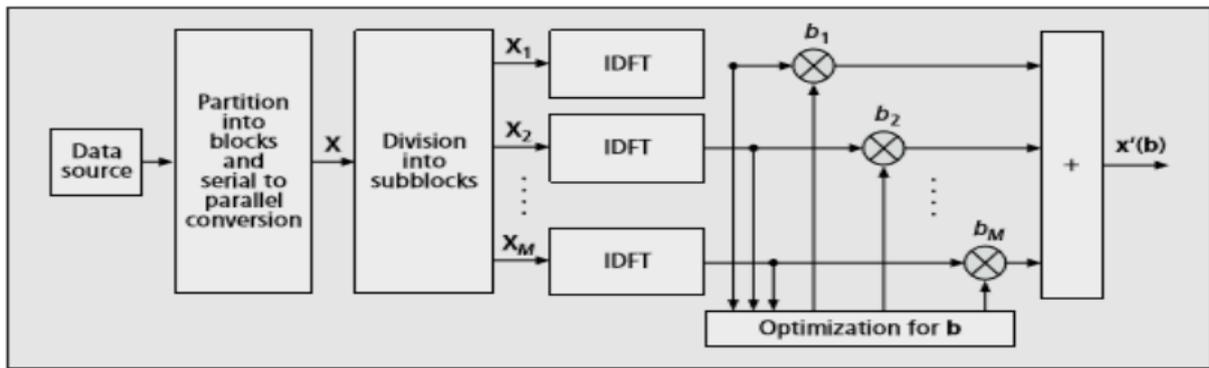


Figure 2.10 : schéma de principe pour la technique PTS. [18]

L'inconvénient majeur de la technique PTS réside dans la complexité de la recherche des vecteurs de pondération  $\Phi(v)$  pour minimiser le PAPR. Un autre inconvénient de la technique des PTS est qu'elle nécessite la transmission de "Side Information" (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible [19].

### II.5.3.2 La technique SLM (selective mapping) :

Le principe est de multiplier les symboles d'entrée issus d'une modulation numérique par une série de différents vecteurs générant plusieurs versions du signal OFDM à différentes phases après le passage IFFT. La version du signal qui représente la meilleure performance en PAPR est retenue. Cet algorithme est complexe, surtout qu'il requiert d'effectuer la IFFT autant de fois qu'il y a de versions.

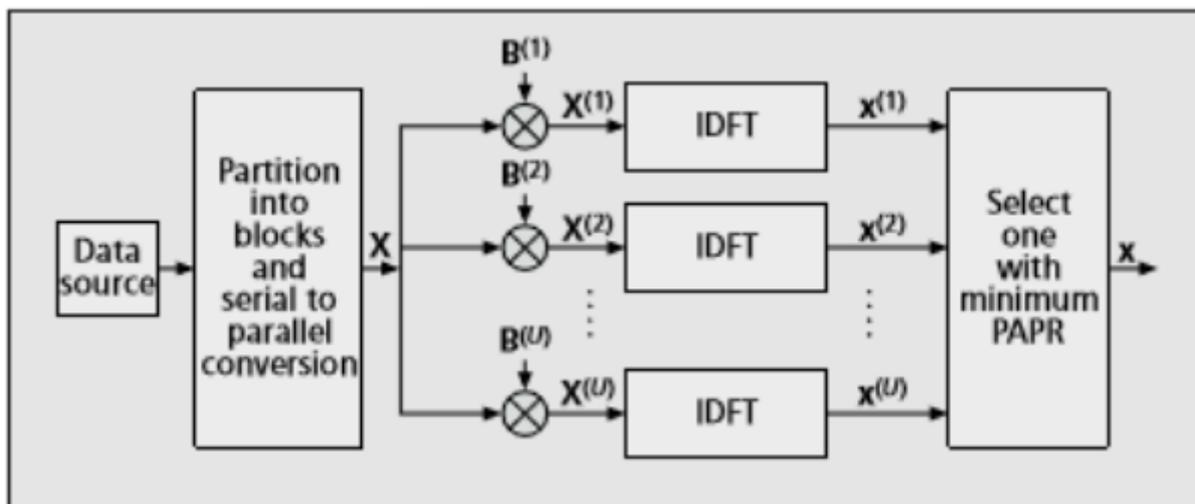


Figure 2.11 : Schéma de principe pour la technique SLM.

### ❖ Avantages

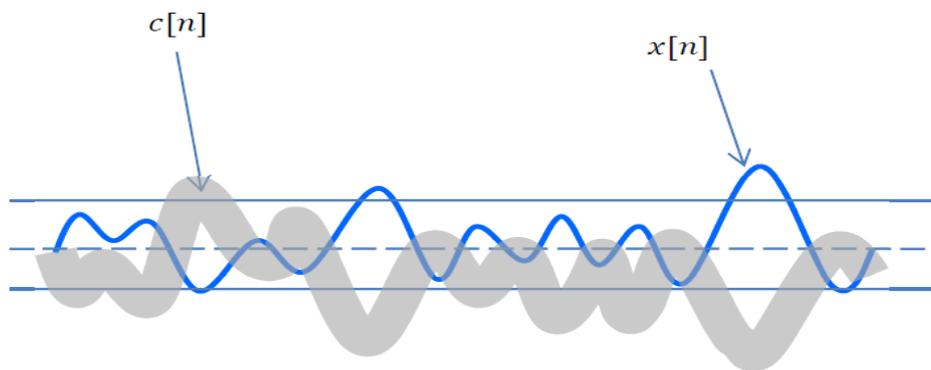
Cette méthode permet une réduction très importante du « PAPR » avec un « overhead » extrêmement faible. Ensuite, elle est applicable pour un nombre de sous-porteuses quelconque et ceci quelle que soit la modulation numérique utilisée.

### ❖ Inconvénients

Aux vues des performances de la méthode, elle ne semble pas avoir d'inconvénient majeur, mise à part la complexité, du fait de l'utilisation de  $L$  opérations d'IFFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le « PAPR » le plus. [19]

#### II.5.3.3 La technique TR : [f]

La méthode Tone Reservation ou porteuses réservées proposée par Tellado [21], tire profit de l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. L'idée est d'exploiter les sous-porteuses inutilisées (nulles) pour rajouter un signal de réduction. L'emplacement des sous-porteuses de données et des sous-porteuses dédiées à la réduction du PAPR est connu à l'émetteur et au récepteur. Cependant, la construction du signal de réduction de la méthode TR, peut être réalisée de différentes manières et différentes complexités. On peut citer celle proposé par Tellado et Cioffi (1998) [21] et aussi d'autres contributions dans [25,26].



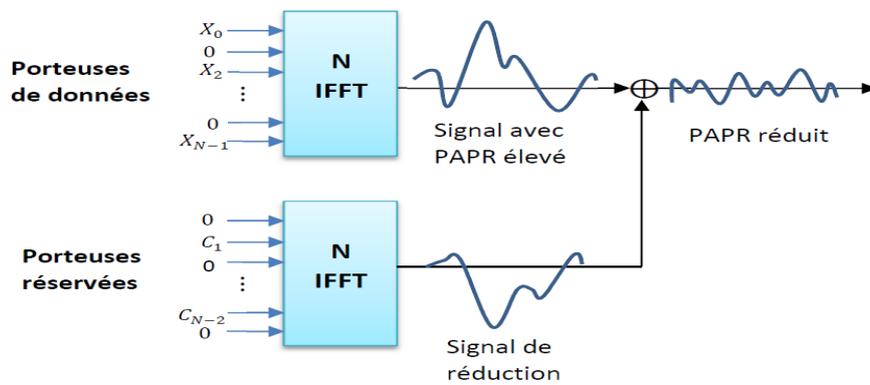
**Figure 2.12: La surface en gris représente la région permise pour le signal de réduction  $C(n)$ .**

Reprenons l'équation permettant de réaliser la IFFT :

$$\mathbf{x}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N-1} \mathbf{X}_k e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (2.14)$$

Cette équation peut être réécrite sous la forme  $x = QX$ , où  $Q$  représente la matrice IFFT sur  $N$  points,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & e^{j2\pi \frac{nk}{N}} & \dots & e^{j2\pi \frac{n(N-1)}{N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & e^{j2\pi \frac{k(N-1)}{N}} & \dots & e^{j2\pi \frac{(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix} .$$



**Figure 2.15 : Porteuses Réservées (Tone reservation method).**

La méthode TR, nécessite le rajout d'un signal de réduction  $C = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]^T$  (qu'il faut enlever à la réception) au vecteur des symboles  $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$  pour une constellation donnée. On pose  $P = \{0, 1, 2, \dots, N - 1\}$  l'ensemble des positions de toutes les  $N$  sous-porteuses,  $R = \{i_0, i_1, \dots, i_{R-1}\}$  l'ensemble ordonné des  $R$  positions des sous-porteuses réservées pour le signal de réduction  $C$  avec  $R \ll N$  et  $R^c$  le complémentaire de  $R$  dans  $P$ , c'est-à-dire  $P = R \cup R^c$ . Les vecteurs  $X$  et  $C$  doivent être orthogonaux c'est-à-dire :  $C_k \cdot X_k = 0$ . En d'autres termes nous avons :

$$\widetilde{X}_k = C_k + X_k = \begin{cases} C_k & k \in R \\ X_k & k \in R^c \end{cases} \quad (2.15)$$

Si le signal OFDM est sur-échantillonné d'un facteur  $L$  en insérant  $N(L - 1)$  zéros au milieu du signal  $X$ , le signal après passage par le module IFFT est donné par :

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{\sqrt{NL}} \sum_{k=1}^{N-1} (X_k + C_k) e^{\frac{j2\pi nk}{NL}}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{\sqrt{NL}} \sum_{k=1}^{R^c-1} X_k e^{\frac{j2\pi nk}{NL}} + \frac{1}{\sqrt{NL}} \sum_{k=1}^{R-1} C_k e^{\frac{j2\pi nk}{NL}} \\
&= x\left(\frac{n}{L}\right) + c\left(\frac{n}{L}\right) \tag{2.16}
\end{aligned}$$

L'opération IFFT dans (2.16), peut se faire par calcul matriciel en utilisant la matrice IFFT réduite  $Q_L$  de dimension  $NL \times N$  tel que :

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}_L(\mathbf{X} + \mathbf{C}) \tag{2.17}$$

La matrice  $Q_L$  correspond aux éléments non nuls de  $X$ .

$$Q_L = \frac{1}{\sqrt{NL}} \times \tag{2.18}$$

$$\begin{bmatrix}
1 & 1 & \dots & 1 & 1 & \dots & 1 \\
1 & e^{j2\pi \frac{1-1}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{1-\frac{N}{2}}{NL}} & e^{j2\pi \frac{1-(NL-\frac{N}{2})}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{1-(NL-1)}{NL}} \\
\vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\
1 & e^{j2\pi \frac{1-n}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{n-\frac{N}{2}}{NL}} & e^{j2\pi \frac{n-(NL-\frac{N}{2})}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{n-(NL-1)}{NL}} \\
\vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\
1 & e^{j2\pi \frac{1-(NL-1)}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{(NL-1)-\frac{N}{2}}{NL}} & e^{j2\pi \frac{(NL-1)-(NL-\frac{N}{2})}{NL}} & \dots & e^{j2\pi \frac{(NL-1)-(NL-1)}{NL}}
\end{bmatrix}_{NL \times N}$$

Le PAPR du signal à émettre  $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} + \mathbf{c}$  s'écrit ainsi :

$$\begin{aligned}
PAPR &= \frac{\max_{0 \leq n \leq NL} |x(n/L) + c(n/L)|^2}{E[|\tilde{\mathbf{x}}(n/L)|^2]} \\
&= \frac{\max_{0 \leq n \leq NL} |\mathbf{X} + \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{C}|^2}{E[|\tilde{\mathbf{X}}|^2]} \\
&= \frac{\|\mathbf{X} + \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{C}\|_\infty^2}{E[|\tilde{\mathbf{X}}|^2]} \tag{2.19}
\end{aligned}$$

Où  $\|\cdot\|_\infty^2$  est la norme infinie. Le PAPR est minimisé par la modification optimale de  $\mathbf{x}$  par le vecteur de réduction  $\mathbf{C}$ . Il s'agit d'un problème d'optimisation pour rechercher le vecteur optimale  $\hat{\mathbf{C}}$  permettant de réduire le PAPR, le critère peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \max_{0 < k < NL} |\mathbf{X} + \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{C}|^2 = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{X} + \mathbf{Q}_L \cdot \mathbf{C}\|_\infty^2 \tag{2.20}$$

avec  $\hat{\mathbf{C}} = [\hat{\mathbf{C}}_{i0}, \dots, \hat{\mathbf{C}}_{iR-1}]$  le vecteur optimal de réduction du PAPR. Pour réduire les calculs lors de l'opération IFFT, on définit la matrice réduite  $\hat{\mathbf{Q}}$  qui est une sous matrice de  $\mathbf{Q}$  dont les

colonnes sont choisies dans  $R = \{i_0, i_1, \dots, i_{R-1}\}$ . Alors on peut calculer  $\mathbf{c}$ , le vecteur temporel en multipliant  $\hat{\mathbf{C}}$  par la matrice réduite  $\hat{\mathbf{Q}}$ , tel que  $\mathbf{c} = \hat{\mathbf{Q}}_L \cdot \hat{\mathbf{C}}$  et l'équation (3.9) devient:

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{C}}} \max_{0 < k < NL} |\mathbf{X} + \hat{\mathbf{Q}}_L \cdot \hat{\mathbf{C}}|^2 = \arg \min_{\hat{\mathbf{C}}} \|\mathbf{X} + \hat{\mathbf{Q}}_L \cdot \hat{\mathbf{C}}\|_{\infty}^2 \quad (2.21)$$

Le problème d'optimisation (2.21) est convexe en les variables  $\hat{\mathbf{C}} = [\hat{\mathbf{C}}_{i_0}, \dots, \hat{\mathbf{C}}_{i_{R-1}}]$  et peut se mettre sous forme épigraphe comme le montre la relation suivante :

$$\min_{\hat{\mathbf{C}}} t$$

Sous contrainte  $\|\mathbf{X} + \hat{\mathbf{Q}}_L \cdot \hat{\mathbf{C}}\|_{\infty}^2 \leq t \quad (2.22)$

Où  $t$  représente le maximum du signal  $(\mathbf{x} + \mathbf{c})$ . Le problème de réduction du PAPR peut se mettre sous différentes formes de problèmes d'optimisation convexes. Dans [27], il est suggéré d'utiliser la technique de programmation linéaire ou Linear Programming (LP). La méthode LP, est beaucoup utilisée dans de nombreux problèmes d'optimisation linéaire où on cherche à minimiser ou maximiser une fonction linéaire sous des contraintes linéaires (en économie, en ingénierie).

### II.5.3.3.2 Algorithme d'optimisation :

#### a. Programmation linéaire :

La programmation linéaire est une technique fondamentale de la recherche opérationnelle qui permet la résolution des nombreux des problèmes, elle consiste à modéliser les problèmes sous forme d'une fonction objectif linéaire à  $n$  inconnus qu'on cherche à l'optimiser soumise à des contraintes aussi linéaires formuler comme des égalités ou des inégalités non strictes ou les deux en même temps afin de les résoudre.

#### b. Formes d'un programme linéaire :

##### 1) Forme générale :

Tout programme linéaire s'écrit sous la forme générale suivante [28]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Max ou Min} = \sum_{j=1}^n c_j x_j \\ \forall i = 1, 2, \dots, m: \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \leq, =, \geq b_i \quad (2.23) \\ \forall i = 1, 2, \dots, n: x_j \geq 0. \end{array} \right.$$

Où :

$Z$  = la fonction objectif (ou économique) qu'on cherche à l'optimiser ;

$x_j$  = variable de décision ;

$a_{ij}$ = valeur donné selon le problème posé ;

$b_i$ = le second membre des contraintes ;

$c_j$ = les coûts des variables dans la fonction objective.

## 2) Forme canonique :

Un problème de maximisation (ou de minimisation) doit être écrit sous la forme canonique comme suite [28]:

$$\begin{cases} \text{Max (resp. Min)} Z = C^T x. \\ \text{s. c : } Ax \leq (\text{resp}) \geq b. \\ x \geq 0. \end{cases} \quad (2.24)$$

Où :

$x = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)^T$  vecteur des variables de décision ;

$b = (b_1, b_2, b_3, \dots, b_m)^T$  vecteur de second membre de taille  $m$ ;

$c = (c_1, c_2, c_3, \dots, c_n)^T$  vecteur coût de taille  $n$  ;

$A$  = la matrice des contraintes de taille  $m \times n$ .

### • Méthode TR de réduction du PAPR pour les signaux GFDM :

D'une manière similaire au développement utilisé pour les signaux OFDM, le signal de réduction du signal GFDM peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} c(n) &= \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{r,m} [n] c_{r,m} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \\ &= \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{m=0}^{M-1} c_{r,m} g[(n - mr) \bmod N] \cdot e^{-\frac{j2\pi r}{R}n} \\ &= \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] \cdot [C_{r,m} \cdot e^{-\frac{j2\pi r}{R}n}] \left( \sum_{r=0}^{\frac{R}{2}-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - \right. \\ &\quad \left. mr) \bmod N] C_{r,m} e^{\frac{j2\pi r}{R}n} + \sum_{r=R/2}^{R-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] C_{R-r,m} e^{\frac{j2\pi n}{NL}ir} \right) \\ &= \left( \sum_{r=0}^{\frac{R}{2}-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] C_{r,m} e^{\frac{j2\pi r}{R}n} + \sum_{r=0}^{\frac{R}{2}-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] C_{r,m} (e^{-\frac{j2\pi n}{NL}ir})^* \right) \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{R}{2}-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] (C_{r,m} e^{\frac{j2\pi r}{R}n} + C_{r,m} (e^{-\frac{j2\pi n}{NL}ir})^*) \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{R}{2}-1} \sum_{m=0}^{M-1} g[(n - mr) \bmod N] (Re\{C_{r,m}\} \cos\left(\frac{j2\pi r}{R}n\right) - Im\{C_{r,m}\} \sin\left(\frac{j2\pi r}{R}n\right)) \end{aligned} \quad (2.25)$$

avec  $n = 0, \dots, N-1$ , et  $Re\{C_{i_r}\}$ ,  $Im\{C_{i_r}\}$  sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de  $C_{i_r}$ . Ces équations peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_0 \\ \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{C}_{N-1} \end{bmatrix} = \widehat{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{C}_0\} \\ \vdots \\ \text{Re}\{\mathbf{C}_{R/2-1}\} \\ \text{Im}\{\mathbf{C}_0\} \\ \vdots \\ \vdots \\ \text{Im}\{\mathbf{C}_{R/2-1}\} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Avec  $\widehat{\mathbf{A}}$  désigne la matrice dont les éléments correspondent aux termes sinusoidaux de la relation (2.25) et elle est donnée par :

$$\widehat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} g[(n - mr) \bmod N] \cos\left(\frac{2\pi n i_0}{NL}\right), \dots, g[(n - mr) \bmod N] \cos\left(\frac{2\pi n i_{R/2-1}}{NL}\right), \dots \\ g[(n - mr) \bmod N] \sin\left(\frac{2\pi n i_0}{NL}\right), \dots, g[(n - mr) \bmod N] \sin\left(\frac{2\pi n i_{R/2-1}}{NL}\right) \end{bmatrix}_{N \times R} \quad (2.27)$$

Après toutes ces transformations, le problème de minimisation devient :

$$\begin{aligned} & \min_c t \\ \text{sous contrainte: } & |x_n + \widehat{\mathbf{a}}_n^{\text{ligne}}|^2 \leq t, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \end{aligned} \quad (2.28)$$

Où  $\widehat{\mathbf{a}}_n^{\text{ligne}}$  est la nième ligne de la matrice  $\widehat{\mathbf{A}}$ . En utilisant les notations vectorielles, le problème d'optimisation s'écrit alors :

$$\begin{aligned} & \min_c t \\ \text{sous contrainte: } & |X + \widehat{\mathbf{A}} \cdot \widehat{\mathbf{C}}|^2 \leq t \mathbf{1}_N \\ & |X + \widehat{\mathbf{A}} \cdot \widehat{\mathbf{C}}|^2 \geq -t \mathbf{1}_N \end{aligned} \quad (2.29)$$

Où  $\mathbf{1}_N$  désigne le vecteur colonne composé de  $N$  un. Enfin, le problème d'optimisation peut se mettre sous une forme solvable par la Programmation Linéaire en l'écrivant sous la forme suivante :

$$\min_c [0_R \ 1] \begin{bmatrix} \widehat{\mathbf{C}} \\ t \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\text{sous contrainte: } \begin{bmatrix} \widehat{\mathbf{A}} - \mathbf{1}_N \\ -\widehat{\mathbf{A}} - \mathbf{1}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{\mathbf{C}} \\ t \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} -X \\ X \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

## **II.6 Conclusion :**

La réduction du PAPR est un défi majeur dans la mise en œuvre des systèmes multipoteuses. Nous avons étudié des techniques de réduction du PAPR pour les systèmes OFDM et GFDM, Nous nous sommes intéressés aux techniques PTS (partial transmit séquence) et SLM. (selective mapping) et chaque technique a des avantages et des inconvénients.

# Chapitre III : Simulation et Résultats.

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier les performances des méthodes de réduction de PAPR sur le signal GFDM avec une simulation à l'aide de logiciel MATLAB. En premier lieu , nous avons tracer la fonction de répartition CCDF de PAPR du signal GFDM, par la suite, nous avons appliqué la méthode PTS(partial transmit séquence) ainsi que SLM (Selective Mapping) et TR (Tone Reservation ) afin de faire une comparaison entre eux ,et définir les paramètres qui influent sur la réduction de PAPR du signal GFDM .

### III.2. PAPR (Peack to Average Power Ratio):

$$PAPR = (\max |x[t]^2|)/(E[x|t|^2]) \quad (3.1)$$

La fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM ou GFDM notée par la suite CCDF (PAPR\_seuil) est exprimée par la relation :

$$CCDF(PAPR_0) = \frac{\text{Nbre symboles OFDM ou GFDM avec PAPR} > \text{PAPR}_0}{\text{Nombre totale de symboles générés}}$$

D'après la simulation sur MATLAB,la fonction de répartition complémentaire CCDF de PAPR d'un signal GFDM est :

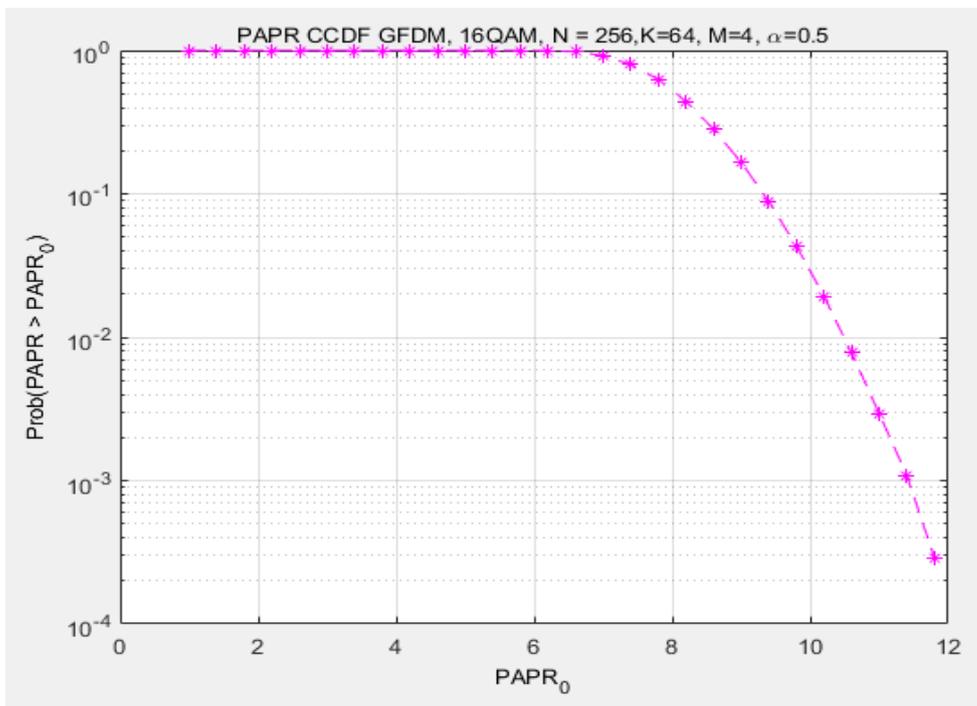


Figure 3.1 : La fonction CCDF de PAPR d'un signal GFDM

Les simulations réalisées consistent à générer des signaux GFDM contenant des symboles modulés, ensuite de calculer et d'analyser les fluctuations d'enveloppe. La métrique principale pour évaluer les performances est la fonction CCDF du PAPR.

En utilisant le logiciel MATLAB, voici les différentes étapes adoptées dans nos simulations :

1. Simulation d'un modulateur GFDM ;
2. Evaluation par simulation des fonctions CCDF du PAPR sans réduction pour différents paramètres et validation des résultats ;
3. L'insertion des techniques PTS, SLM et TR avec l'algorithme de programmation linéaire ;
4. Evaluation des fonctions CCDF du PAPR ;
5. Evaluation et validation des résultats en effectuant une comparaison des courbes selon différents critères avec et sans réduction du PAPR pour différents paramètres.

Les paramètres de simulation adoptés sont principalement résumés dans le tableau suivant :

N: nombre d'échantillons	K .M=256
K: nombre d'échantillons par sous-symbole	32, 64, 256
M: nombre de sous-symboles	4,8,1
V: nombre de sous-blocs	4,8,16
W: nombre de sous-porteuses	2, 4
par: répartition des blocs	1, 2
$\alpha$ :facteur d'arrondi	0.01-0.9

**Tableau 3.1 : Tableau des paramètres des simulations.**

### III.3. Variation de facteur d'arrondi $\alpha$ :

Le facteur d'arrondi  $\alpha$  est un paramètre qui détermine la forme du filtre prototype  $g(t)$  utilisé dans la modulation GFDM (généralement de type RC rised cosine). Nous commençons nos simulations par la vérification de l'influence de ce paramètre sur le PAPR du signal GFDM.

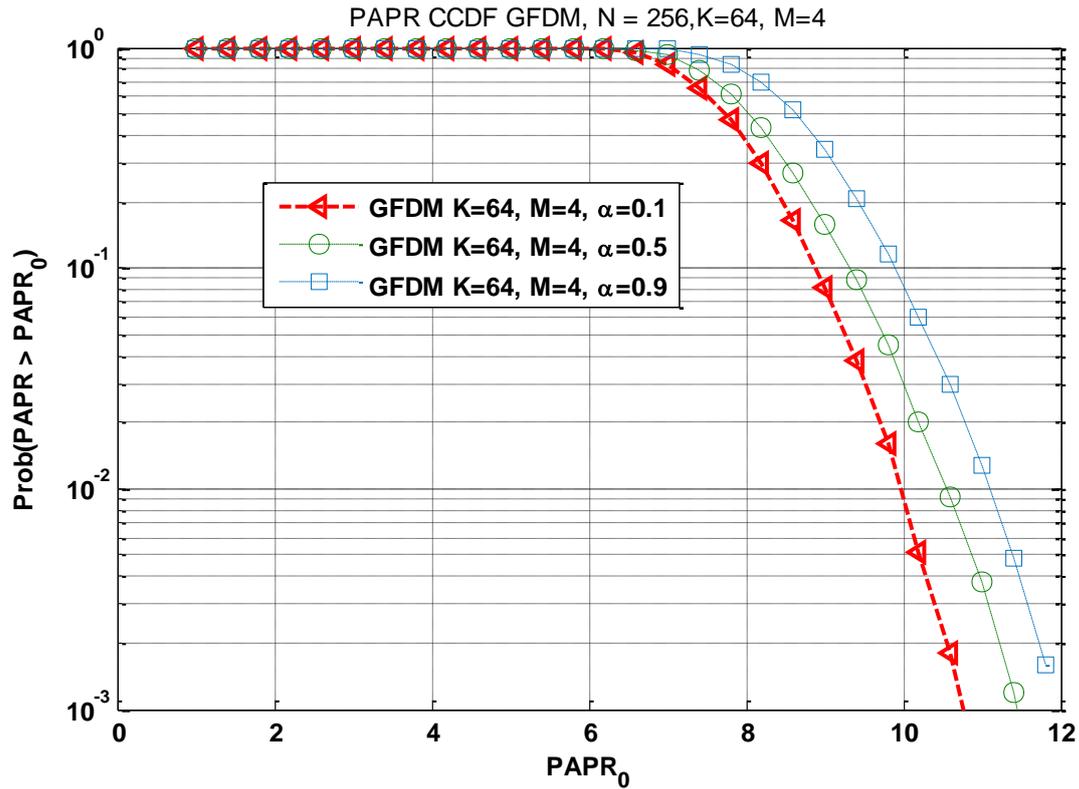


Figure 3.2 : la fonction CCDF de PAPR d'un signal GFDM en fonction de  $\alpha$

Selon la Figure (3.2), nous observons que la valeur  $\alpha$  a une influence sur le résultat du CCDF. En augmentant la valeur du facteur d'arrondi le PAPR du signal GFDM augmente. Il y a nécessité donc de réduire le PAPR en utilisant les méthodes appropriées.

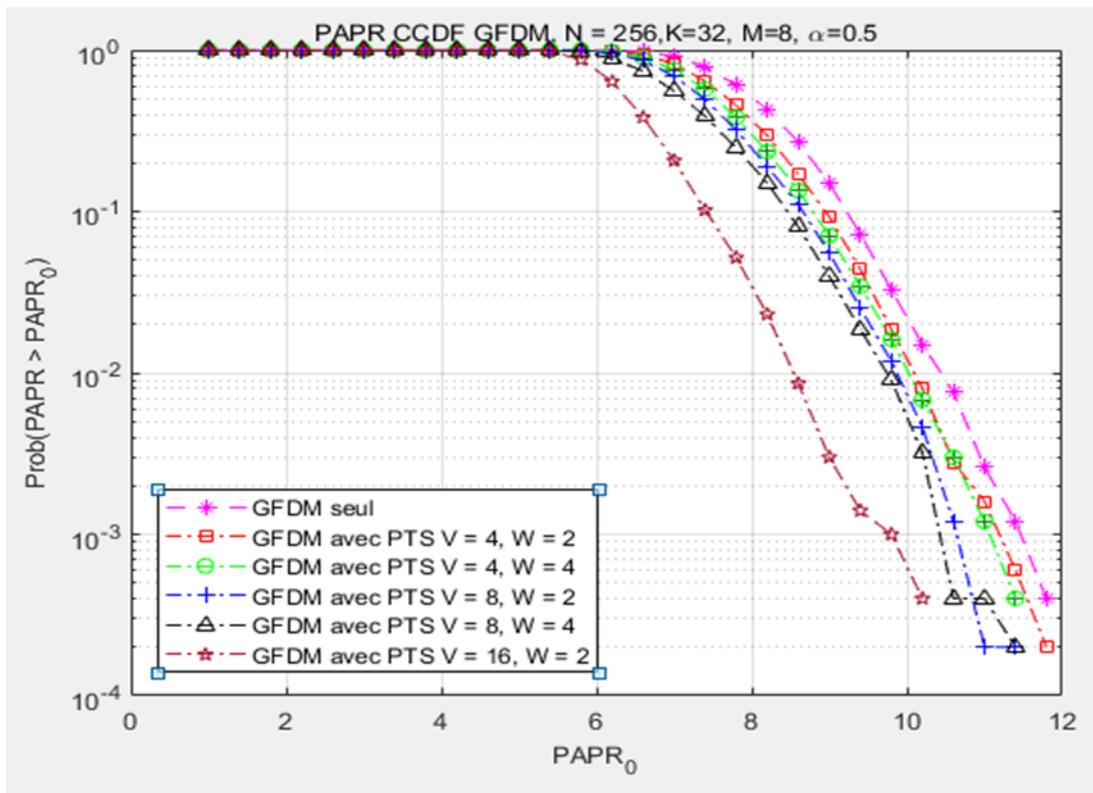
#### III.4. Partial transmit séquence (PTS) :

Dans la technique PTS, un bloc de données de  $N$  symboles est partitionné en sous-blocs  $V$  disjoints :

$$X_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T, \quad m = 1, 2, \dots, V \quad (3.3)$$

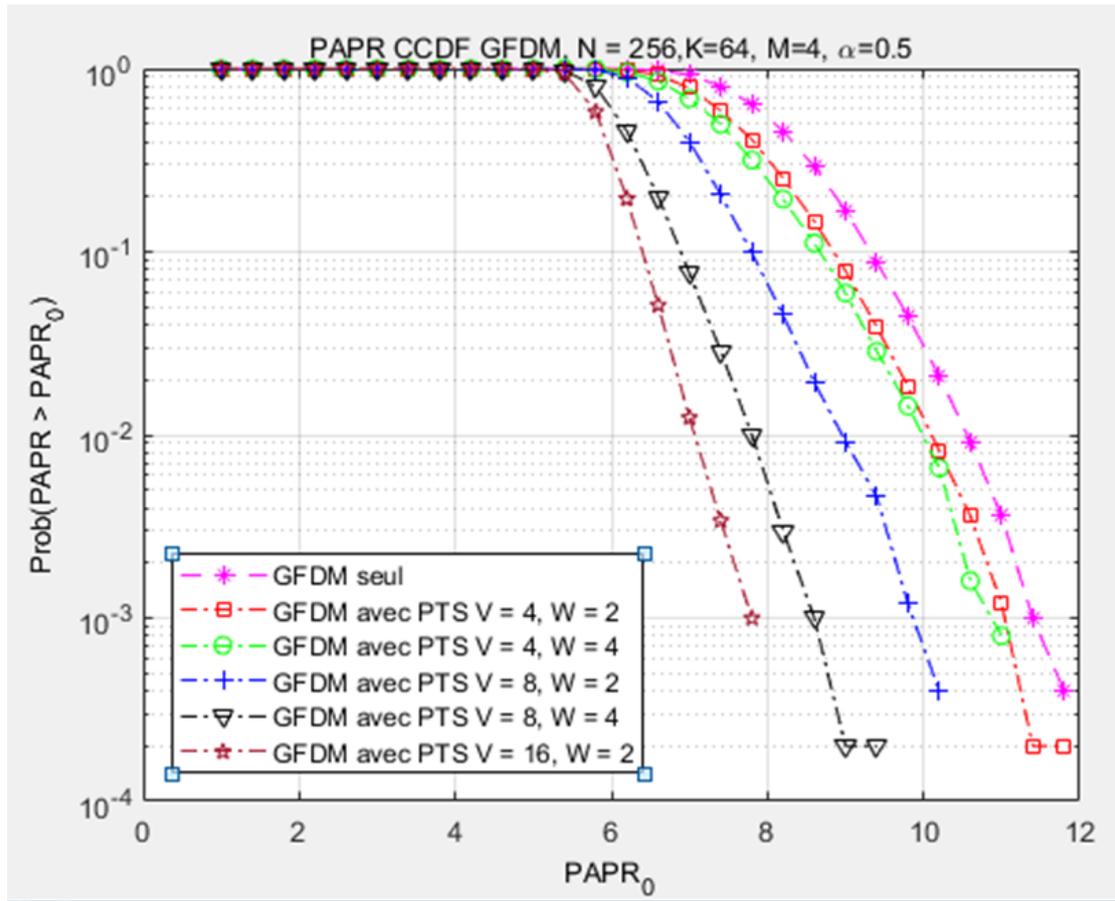
##### III.4.1. Partitionnement adjacent des symboles :

Dans ce cas, la partition des sous blocs est faite telle que les symboles sont adjacents. Nous examinons le résultat de la réduction du PAPR en variant le nombre de phases utilisé  $W$  et le nombre de sous-blocs  $V$ . La figure (3.3) est le résultat de la simulation avec  $K=32$  sous-porteuses et  $M=8$  sous-symboles,



**Figure 3.3 : Fonctions CCDF du PAPR d'un signal GFDN sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec  $K=32$  et  $M=8$ .**

La Figure (3.3) résume différentes valeurs de sous blocs  $V$  et de phases  $W$ , et nous avons remarqué que la réduction du PAPR est d'autant plus importante que lorsque le et le nombre de sous-blocs  $V$  est grand et le nombre de phases utilisées est grand  $W$ . Cependant la complexité calculatoire augmente et le temps d'exécution est plus important. Pour un CCDF de  $10^{-3}$  et entre  $V=4, W=2$  et  $V=16, W=2$ , nous avons un gain de 2dB en réduction du PAPR.



**Figure 3.4 : Fonctions CCDF du PAPR d'un signal GFDM sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec K=64 et M= 4**

Lorsque nous avons augmenté le nombre de porteuse  $K= 64$  comme illustre la Figure (3.4), nous avons remarqué une réduction de PAPR plus significative du signal par rapport à  $K=32$ . Pour un CCDF est de  $10^{-3}$  et le nombre de sous blocs  $V=4$ , nous avons un gain de 0.8 dB en réduction de PAPR par rapport au CCDF du signal original. Tandis que pour toujours un  $CCDF = 10^{-3}$  et en appliquant la méthode PTS avec  $V=16$ , nous avons un gain de plus de 4 dB en réduction du PAPR.

En fait le PAPR du signal GFDM est plus important lorsque le nombre de sous porteuses utilisées est grand. Donc la réduction du PAPR obtenue par la méthode PTS est plus significative. On peut confirmer cela en utilisant  $K=256$ ,  $M=1$  comme le montre la Figure (3.5), où l'on observe encore une meilleure réduction de PAPR par rapport à  $K=32$  et  $K= 64$ . Pour un CCDF de  $10^{-3}$ , nous avons obtenu une réduction de plus de 5 dB avec  $V= 16$  et  $W= 2$ .

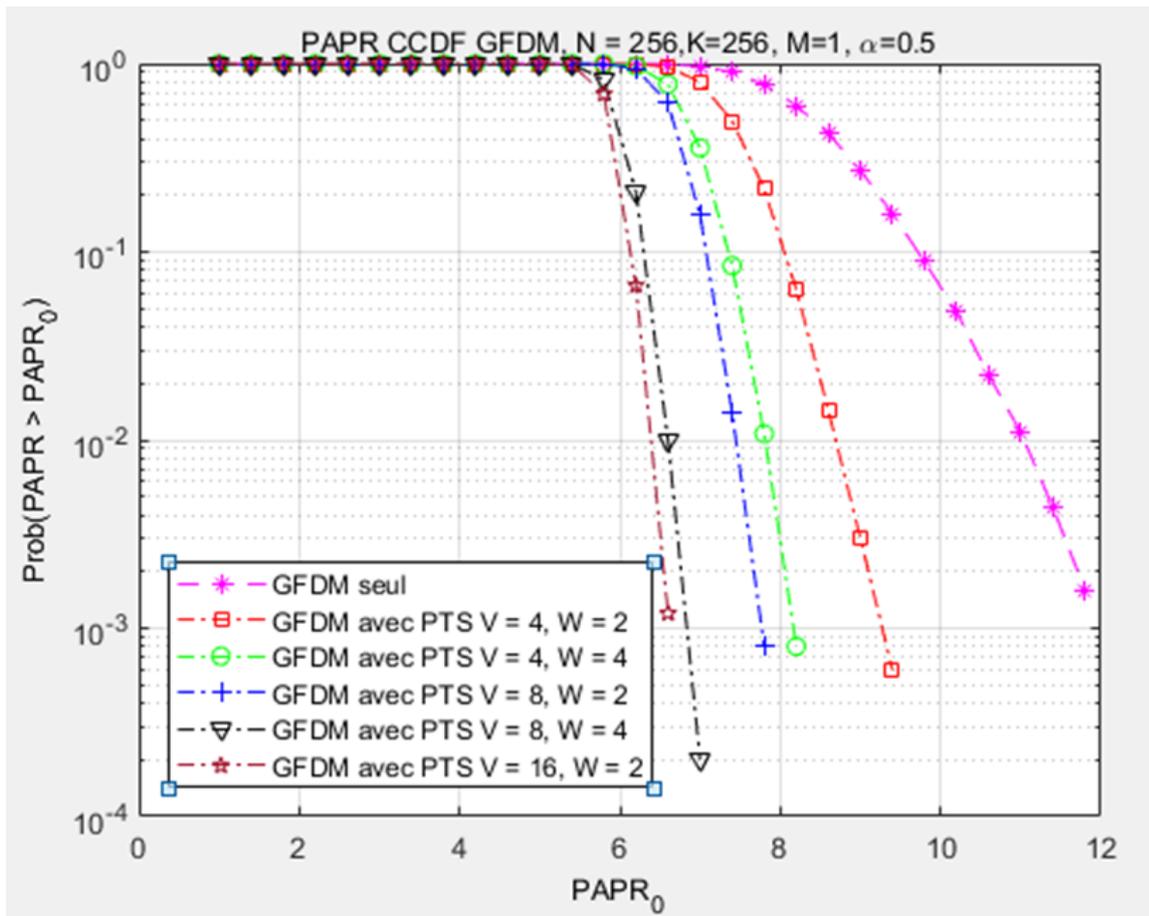
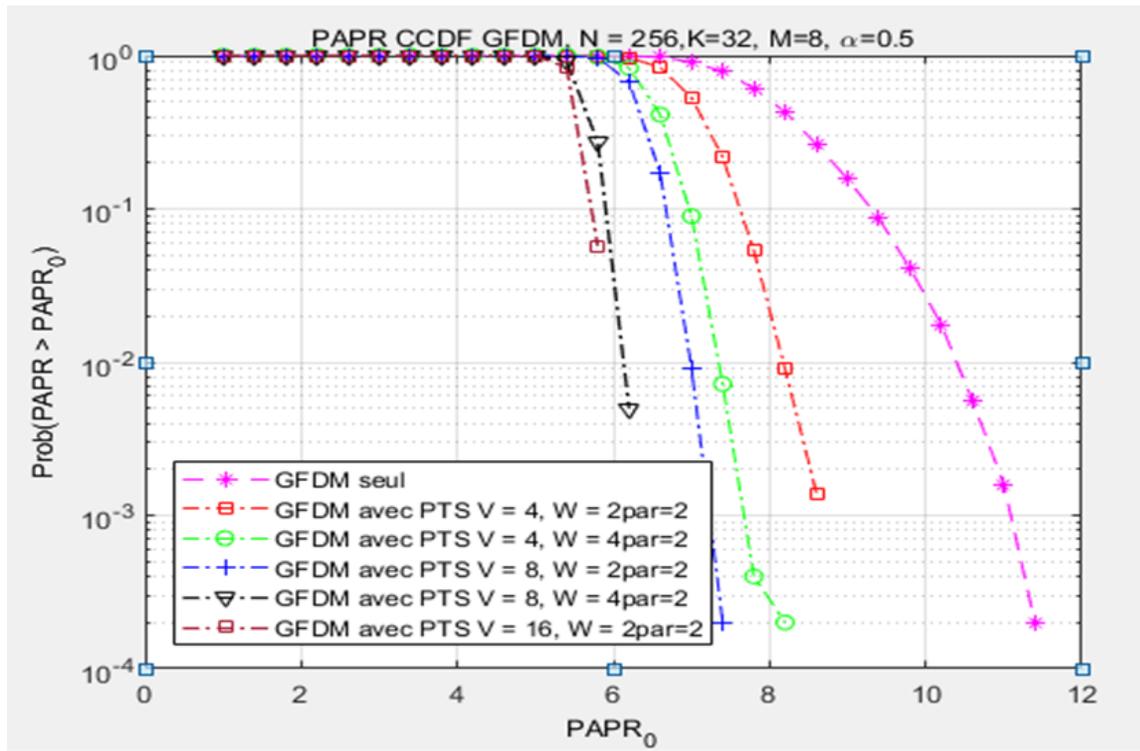


Figure (3. 5) : Fonctions CCDF du PAPR d'un signal GFDN sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec  $K=256$  et  $M=1$ .

### III.4.2. Partitionnement aléatoire des symboles :

Après un partitionnement adjacent qu'on nous allons appeler partition 1, nous avons choisi une autre répartition qu'on nous allons appeler partition 2. Dans cette partition, les symboles de chaque sous-bloc sans choisie d'une manière aléatoire. Les résultats obtenus en terme de réduction du PAPR sont meilleurs que dans le cas de la partition 1.



**Figure 3.6 : Fonctions CCDF du PAPR d'un signal GFD M sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec  $K=32$  et  $M= 8$  avec  $\text{par}=2$ .**

D'après la Figure 3.6, nous avons remarqué que pour  $V=4$  et  $W=2$ , nous avons un gain en réduction de plus de 3 dB, mais lorsque nous avons augmenté le nombre de sous blocs à  $M=16$  et  $W=2$ , nous avons une réduction de 6 dB du PAPR. D'une manière similaire, en augmentant le nombre sous porteuses à  $K=64$  et  $K=256$  dans les figures (3.7) et (3.8) respectivement, la réduction est encore plus significative avec la méthode PTS

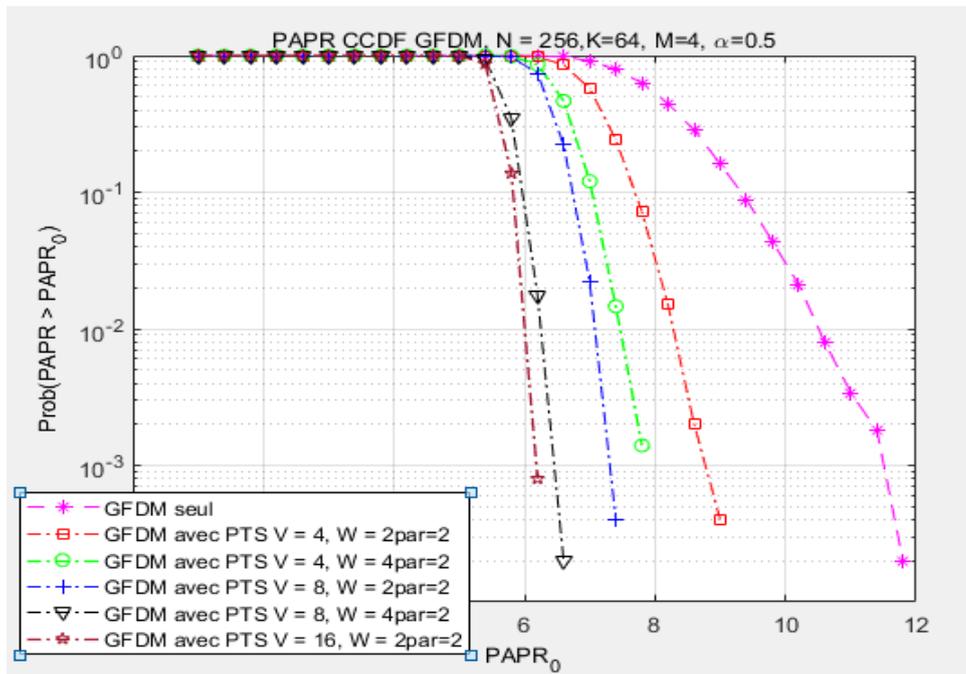


Figure (3.7) : Fonctions de répartition (CCDF) du PAPR d'un signal GFDM sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec  $K=64$  et  $M=4$  et  $\text{par}=2$ .

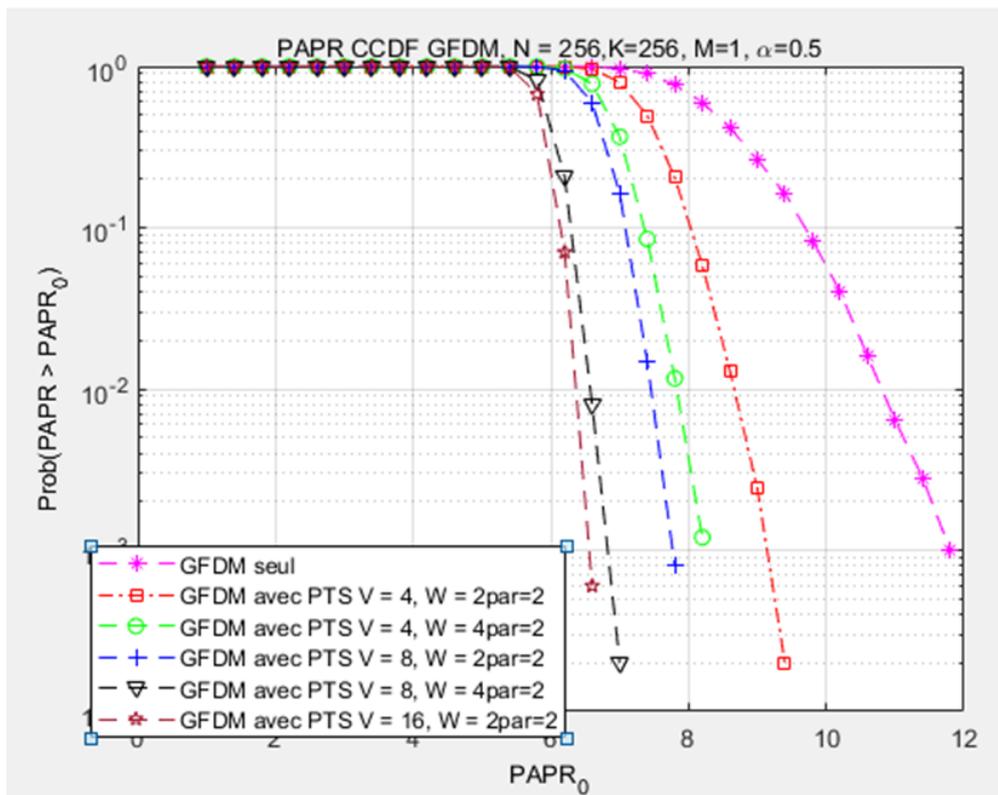


Figure (3.8) : Fonctions (CCDF) du PAPR d'un signal GFDM sans réduction et avec réduction en utilisant la méthode PTS avec  $K=256$  et  $M=1$  et  $\text{par}=2$ .

On peut conclure que la réduction du PAPR avec la méthode PTS est meilleure avec un partitionnement aléatoire des sous porteuses sur les sous-symboles et que cette réduction est plus significative lorsque le nombre de sous porteuses utilisé dans les signaux GFDM est important.

### III.5. SLM (Selective Mapping):

Chaque bloc de données est multiplié par  $U$  séquences de phases différentes, chacune de longueur  $N$

$$B(u) = [b_{u,0}, b_{u,1}, \dots, b_{u,N-1}]^T, u = 1, 2, \dots, U \quad (3.4)$$

Résultant en  $U$  blocs de données modifiés.

En Matlab, nous avons tracé la fonction de répartition CCDF de PAPR après une application de la méthode SLM sur signal GFDM et avec différents nombres de sous-blocs  $U$ .

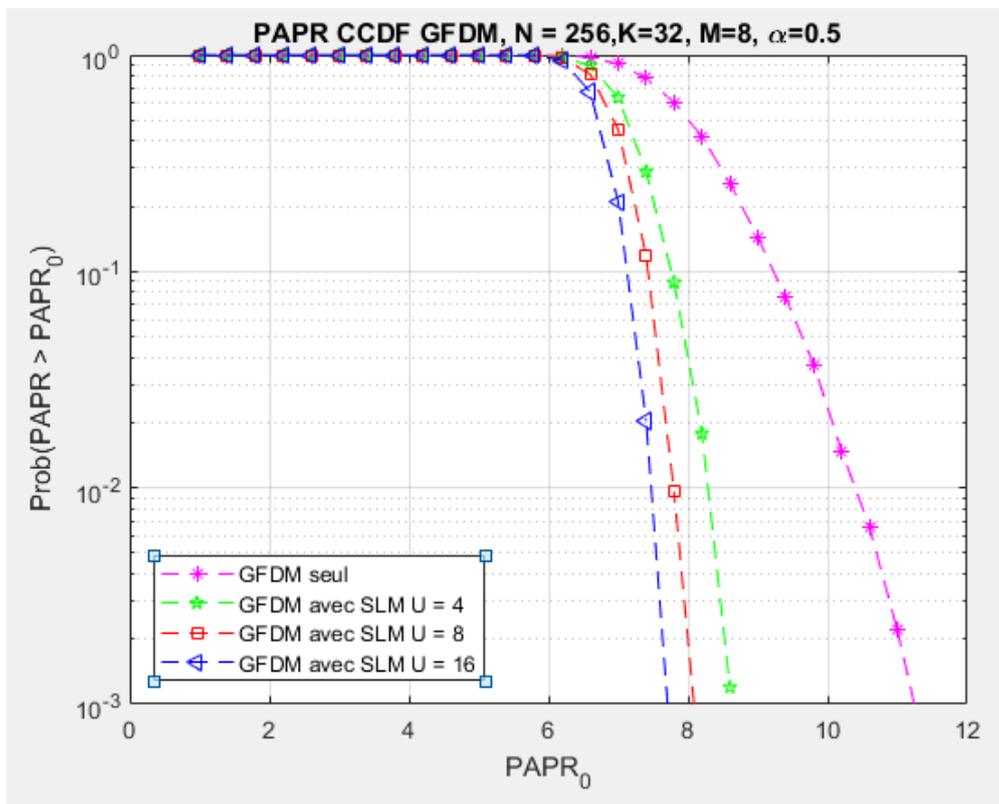


Figure (3 .9) : La fonction de répartition CCDF de PAPR avec la méthode SLM en fonction de nombre de sous- blocs  $U$ .

Selon la figure (3.9) plus le nombre  $U$  des sous blocs de phases utilisé est grand, plus est la réduction du PAPR. Pour un CCDF de  $10^{-3}$  et  $U=16$  la réduction du PAPR est de plus de 4 dB.

On peut conclure que La réduction du PAPR est d'autant plus importante avec la méthode SLM que le nombre de blocs de phases est grand mais toujours au détriment d'une complexité calculatoire plus élevée.

### III.6. Tone Réserveation avec programmation linéaire :

Nous allons analyser dans cette section, les performances de la méthode TR-LP. La méthode de la programmation linéaire utilisée se base sur l'algorithme du simplexe et le nombre maximum d'itérations considéré est égale à 85.

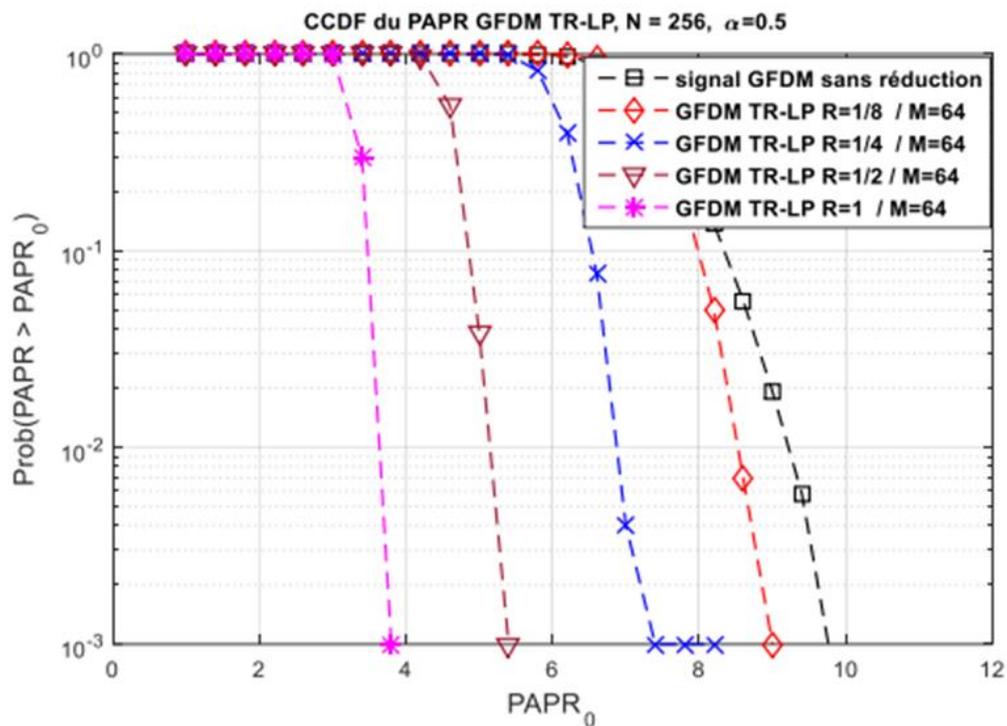


Figure (3 .10) : Les fonctions CCDF du PAPR des signaux GFDm avec la méthode TR-LP.

Le nombre total de symboles est de  $N = 256$  répartis sur  $K = 4$  porteuses et  $M = 64$  sous-symboles. Le facteur de sur-échantillonnage  $L = 2$  et une modulation numérique de type 16-QAM est utilisée. Les résultats des simulations sont donnés par la Figure (3.10). Une seule porteuse est réservée pour la réduction, mais en prenant une partie de ses sous-symboles, soit  $\{1/8, 1/4, 1/2, 1\}$  de 64 sous-symboles. Ceci représente respectivement  $\{3.125\%, 6.25\%, 12.5\%, 25\%\}$  du nombre total de symboles. La réduction du PAPR est importante avec la méthode TR-LP surtout lorsque la quantité de porteuses et de sous-symboles réservés est grande. En utilisant  $R = 1$ , et 64 sous-symboles réservés (25%), le PAPR est réduit d'environ 5.8 dB par rapport à la courbe originale comme le montre la figure (3.10). Nous observons évidemment, une forte réduction du PAPR en augmentant le nombre sous symboles réservés au détriment d'une perte du débit utile, car ces sous-symboles ne peuvent pas être utilisées à la transmission de données utiles.

### **III.7. Conclusion**

Dans ce dernier chapitre nous avons détaillé les paramètres et présenté les résultats de nos simulations des techniques de réduction du PAPR sur les signaux GFDM.

Plusieurs simulations ont été réalisées avec différents paramètres afin d'analyser le PAPR de signal GFDM et d'évaluer les performances de réduction du PAPR des méthodes PTS, SLM et TR-LP.

L'objectif des méthodes étudiées est de réduire le PAPR, mais chaque méthode a ses caractéristiques par rapport à la complexité, le temps d'exécution ainsi que le gain obtenu en réduction de PAPR.

D'après les résultats obtenus dans ce chapitre, nous avons conclu que la réduction de PAPR en utilisant les trois techniques de réduction dépend du nombre de porteuse utilisées et du nombre de sous blocs réservés, plus les deux derniers sont grands, plus la réduction de PAPR est importante.