

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



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

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

---

---

**Evaluation d'un système MIMO-NOMA de communication sans fil 5G**

---

---

Présenté par :

**Aouissi Ferial**

Sous la direction de :

**Dr. IKNI Samir**

**Année Universitaire : 2021-2022**

# *Remerciements*

On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné  
La santé et la volanté d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche Et n'aurait pas  
pu avoir le jour sans l'aide l'encadrement De Mr : **IKNI SAMIR** on  
le remercie pour la qualité de son Encadrement exceptionnel,  
pour sa patience, rigueur et sa Disponibilité et son aide pratique  
et son soutien moral et Ses encouragements durant notre  
préparation de ce mémoire.

Notre remerciement s'adresse également à tous nos  
Professeurs pour leurs générosités et grande patience dont  
Ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et  
Professinnels, et à tous ceux qui, de près ou de loin ont  
Participé à la préparation de ce mémoire.

*AOUISSI. FERJEL*

# *Dédicace*

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père **BRAHIM**.

A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère **HOURIA**.

A ma chère sœur **AFFEF**, qui n'a pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

A mon adorable petits frères **AYMEN** et **IYED**, qui saient toujours comment procurer la joie et le bonheur pour toute la famille.

A mes grands-mères, mes oncles et mes tantes. Que Dieu leur donne une longue et joyeuse vie.

A tous les cousins, les voisins et les amis (**CHERIFA**, **ABDENOUR**, **MOHAMED ISLAM**, **IMAD**, **HOUDA**, **YOUSSRA**) Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

*AOUISSI.FERJEL*

# Liste des figures

---

## Chapitre 1 : Généralités sur le canal Radio-mobile

**Figure I.1** : Chaîne d'un système de communication sans fil

**Figure I.2** : Schéma équivalent de canal radio-mobile

**Figure I.3** : distance séparatrice entre deux antennes

**Figure I.4** : Types d'évanouissements du canal radio

**Figure I.5** : Propagation multi-trajets LOS

**Figure I.6** : Propagation multi-trajets NLOS

**Figure I.7** : Propagation par trajets multiples

**Figure I.8** : Un canal sélectif en fréquence

**Figure I.9** : Représentation schématique de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle du canal de propagation

## Chapitre 2 : techniques de modulation multi-porteuse pour les reseaux 5G

**Figure II .1** : Gain en l'efficacité spectrale de l'OFDM par rapport à FDM

**Figure II.2** : Chaine de transmission OFDM

**Figure II.3** : Disposition Temps-Fréquence des symboles OFDM

**Figure II.4** : modulateur et démodulateur

**Figure II.5** : Sinusoïdes temporellement orthogonaux

**Figure II .6** : Spectre montrant l'orthogonalité fréquentielle de l'OFDM

**Figure II .7** : Intervalle de garde

**Figure II .8** : Préfixe cyclique (CP)

**Figure II .9** : catégories d'usage 5G

**Figure II .10** 5G versus 4G au niveau des huit indicateurs de performance

## Chapitre 3 : techniques d'accès multiple (OMA/NOMA)

**Figure III.1** : FDMA – Frequency division multiple Access

**Figure III.2** : TDMA – Time division multiple Access

**Figure III.3** : CDMA – Code division multiple Access

**Figure III.4** : OFDMA-orthogonal frequency-division

**Figure III.5** : Concept du codage de superposition

**Figure III.6** : Annulation Successive des Interférences (SIC).

**Figure III.7** : NOMA Down-Link

**Figure III.8** : UP Link NOMA

**Figure III.9** : NOMA dans le domaine code

**Figure III.10** : Système MIMO NxM

**Figure III.11** : Combinaison par Sélection (SC)

**Figure III.12** : Combinaison par Gain Egal (EGC)

**Figure III.13** : Combinaison à Rapport Maximal (MRC)

## **Chapitre 4 : Analyse des performances NOMA pour les réseaux 5G**

**Figure IV .1** : Système PD-NOMA, liaison descendante

**Figure IV .2** : Symboles transmis, QAM-4

**Figure IV .3** : allocation équitable des puissances

**Figure IV .4** : Signal combiné (sortie de SC)

**Figure IV .5** : BER-NOMA avec un canal AWGN

**Figure IV.6** : Systèmes OMA et NOMA pour 3 utilisateurs

**Figure IV .7** : Comparaison des capacités de NOMA et OMA

**Figure IV .8** : système MIMO 2x1 Pour 3 utilisateurs

**Figure IV .9** : Débits réalisables aux 3 utilisateurs dans NOMA et OMA

**Figure IV .10** : comparaison de la somme des débits entre les systèmes MIMO-NOMA et MIMO-OMA

**Figure IV .11** : mécanisme de PD-NOMA dans la liaison montante

**Figure IV .12** : Probabilité de panne entre un utilisateur proche et un utilisateur loin dans une liaison montante NOMA

# Liste des tableaux

---

**Tableau II.1** : comparaison entre 5G et 4G selon les exigences

**Tableau III.1** : comparaison entre les techniques NOMA et OMA

**Tableau IV.1** : Paramètres de simulation des systèmes OMA et NOMA

**Tableau IV.2** : Paramètres de simulation des systèmes MIMO- OMA et MIMO-NOMA

**Tableau IV .3** : Paramètres de simulation d'un système NOMA dans la liaison montante

# Liste des abréviations

<b>NLOS</b>	None Line Of Sight
<b>LOS</b>	Line Of Sight
<b>IES</b>	Interférences Entre-Symboles
<b>FDM</b>	Frequency-division multiplexing
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>CNA</b>	convertisseur numérique-analogique
<b>QAM</b>	quadrature amplitude modulation
<b>ICI</b>	Inter-carrier interference
<b>CFO</b>	carrier Frequency Offset
<b>PAPR</b>	Peak-to-average power ratio
<b>GFDM</b>	Generalized Frequency Division Multiplexing
<b>WF-OFDM</b>	Windowing and Filtering OFDM
<b>FBMC</b>	Filter Bank Multi-Carrier
<b>UFMC</b>	Universal Filtered Multi carrier
<b>CP</b>	Cyclic Prefix
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communications
<b>GPRS</b>	General packet Radio Service
<b>HD</b>	High Definition
<b>UIT</b>	Union internationale des télécommunications
<b>eMBB</b>	Enhanced Mobile Broadband
<b>MMTC</b>	Massive Machine Type Communications
<b>SDU</b>	Service Data Unit
<b>OFDM</b>	Orthogonal frequency-division multiplexing
<b>OMA</b>	Orthogonal multiple Access
<b>NOMA</b>	Non orthogonal multiple Access
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>OFDMA</b>	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
<b>BS</b>	Base station
<b>PD-NOMA</b>	power Domain Non Orthogonal Multiple Access
<b>CD</b>	Coding Domain

<b>PDMA</b>	Perte de données maximales admissible
<b>VLC</b>	Visible light communication
<b>OWC</b>	Optical Wireless Communications
<b>RF</b>	Radio-frequency
<b>IOT</b>	Internet of Things
<b>WLAN</b>	Wireless local area network
<b>CSI</b>	Channel state information
<b>EGC</b>	Equal Gain Combining
<b>LDS</b>	Low-Density Signature
<b>MIMO</b>	Multiple-Input Multiple-Output
<b>MRC</b>	Maximum Ratio Combining
<b>SC</b>	Selection Combining
<b>SC</b>	Codage de Superposition
<b>SWIPT</b>	Wireless Information and Power Transfer
<b>SCMA</b>	Scattered Code Multiple Access
<b>SIC</b>	Successive Interference Cancellation
<b>SNR</b>	Signal-to-noise ratio
<b>SINR</b>	Signal to Interference & Noise Ratio
<b>BER</b>	Bit Error Rate



# Résumé

Les deux dernières décennies des systèmes de communication sans fil ont connu un formidable développement accompagné de l'émergence de nouvelles technologies pour répondre à toutes les exigences des utilisateurs en termes de débit et de qualité de service. Parmi ces technologies la technologie d'accès multiple orthogonal OFDM, qui a été largement utilisée avec succès dans la quatrième génération. Malgré ses avantages, l'OFDM nécessite d'atteindre une orthogonalité rigoureuse entre les porteuses en plus de l'utilisation de préfixe cyclique, ce qui réduit l'efficacité spectrale. Ces limitations ont conduit à la recherche d'autres technologies d'accès multiple pour répondre aux exigences de la cinquième génération 5G. NOMA C'est une technologie plus récente prometteuse pour les services de cinquième génération.

L'objectif principal de ce travail est la présentation et l'évaluation des performances de la nouvelle technique NOMA en la comparant avec l'OFDM et de faire des simulations pour confirmer cette étude théorique.

***Les mots clés : communication sans fil, 5G, MIMO, NOMA, OMA***

## الملخص

شهدت العقدين الأخيرين من أنظمة الاتصالات اللاسلكية تطورًا هائلاً مصحوبًا بظهور تقنيات جديدة لتلبية جميع متطلبات المستخدمين من حيث الإنتاجية وجودة الخدمة. ومن بين هذه التكنولوجيات تكنولوجيا الوصول المتعدد المتعامد OFDM ، والتي استخدمت على نطاق واسع وبنجاح في الجيل الرابع. على الرغم من مزايا OFDM ، يتطلب تحقيق تعامد صارم بين الناقلين بالإضافة إلى استخدام البادئة الدورية (CP) ، مما يقلل من الكفاءة الطيفية. أدت هذه القيود إلى البحث عن تقنيات وصول متعددة بديلة لتلبية متطلبات الجيل الخامس G5

NOMA هي تقنية حديثة جد واعدة بالنسبة للخدمات المستقبلية G5. الهدف الرئيسي من هذا العمل هو عرض وتقييم أداء التقنية الجديدة المسماة NOMA من خلال مقارنتها مع التقنية الكلاسيكية OFDM وإجراء عمليات محاكاة لتأكيد هذه الدراسة النظرية.

**الكلمات المفتاحية : OMA. NOMA. MIMO. 5G. communication sans fil**

# Abstract

The last two decades of wireless communication systems have seen a tremendous development accompanied by the emergence of new technologies to meet all user requirements in terms of throughput and quality of service. Among these technologies is the orthogonal multiple access technology OFDM, which has been widely and successfully used in the fourth generation. Despite its advantages, OFDM requires achieving strict orthogonality between carriers in addition to the use of cyclic prefix (CP), which reduces the spectral efficiency. These limitations have led to the search for alternative multiple access technologies to meet the requirements of the fifth generation 5G. NOMA is a newer technology that holds promise for the future services 5G.

The main objective of this work is to present and evaluate the performance of the new technique called NOMA by comparing it with OFDM and to perform simulations to confirm this theoretical study.

***Key words: wireless communication, 5G, MIMO, NOMA, OMA***

# Table de matière

Remerciements.....	i
Dédicace.....	ii
Liste des figures .....	iii
Liste des tableaux.....	iv
Liste des abréviations .....	v
Résumé.....	vi
Introduction générale.....	1
<b>CHAPITRE I</b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Chaîne de communication sans-fil.....	3
I.3. Canal radio-mobile.....	4
I.4. Propagation en espace libre .....	5
I.5. Les évanouissements du canal (Fadings).....	6
I.5.1. Types d'évanouissements.....	6
I.5.2. Propagation multi-trajet.....	7
I.6. Sélectivité d'un canal de communication .....	10
I.6.1. Sélectivité en fréquence .....	10
I.6.2. Sélectivité en temps.....	11
I.7. Conclusion .....	12
<b>CHAPITRE II</b>	
II.1.Introduction .....	13
II.2. Principe de fonctionnement de l'OFDM .....	13
II.2.1. Chaîne de transmission OFDM.....	14
II.2.2. Domaine Temps-Fréquence .....	15
II.2.3. Expression du signal OFDM.....	16
II.2.4. Notion d'orthogonalité.....	18
II.2.4.1. Orthogonalité temporelle.....	18
II.2.4.2. Orthogonalité fréquentielle .....	18
II.2.5. Intervalle de garde.....	19
II.2.5.1. Préfixe cyclique .....	20
II.2.5.2. Zero-padding .....	21

II.2.6. Avantage et limitations de l’OFDM .....	21
II.2.6.1. Avantages de l’OFDM .....	21
II.2.6.2.Limitations de l’OFDM.....	21
II.3. Le standard Télécom 5G.....	23
II.3.1. Présentation du standard 5G .....	23
II.3.2. Exigences du standard 5G.....	25
II.3.2.1. Efficacité spectrale : .....	25
II.3.2.2. Latence : .....	26
II.3.2.3. Mobilité .....	26
II.3.2.4. Débit maximal et débit perçu par l’utilisateur.....	26
II.3.2.5. Efficacité énergétique : .....	27
II.3.2.6. Capacité de trafic d’une zone : .....	27
II.3.2.7. Densité de connexion : .....	27
II.3.3. Défis de la 5G .....	27
II.4. Conclusion .....	28

## **CHAPITRE III**

III.1. Introduction .....	30
III.2. Accès multiple.....	30
III.2.1. Accès multiple orthogonal.....	30
III.2.1.1. FDMA – Frequency Division Multiple Access .....	30
III.2.1.2. TDMA – Time Division Multiple Access.....	31
III.2.1.3. CDMA – Code Division Multiple Access .....	31
III.2.1.4. OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access.....	32
III.2.2. Accès Multiple Non Orthogonal (NOMA).....	33
III.2.2.1. Technologies clés de NOMA .....	33
III.2.2.2. Schémas de NOMA .....	35
III.2.2.2.1. NOMA dans le domaine des puissances .....	35
III.2.2.2.2. NOMA dans le domaine des codes .....	38
III.2.2.3. Comparaison NOMA-OMA .....	39
III.2.2.4. Avantages et inconvénients de NOMA.....	40
III.2.2.5. Champs d’application du NOMA .....	41
III.3. Principe de la technologie MIMO .....	42
III.3.1. Techniques de diversité .....	44

III.3.1.1. Diversité spatiale.....	44
III.3.1.2. Diversité temporelle.....	44
III.3.1.3. Diversité fréquentielle.....	44
III.3.1.4. Diversité Angulaire.....	44
III.3.2. Techniques de combinaison.....	44
III.3.2.1. Combinaison par sélection « Selection Combining ».....	45
III.3.2.3. Combinaison par gain égal (Equal Gain Combining EGC).....	45
III. 3.2.4. Combinaison à Rapport maximal (Maximum Ratio Combining MRC).....	46
III.4. Conclusion.....	47

## CHAPITRE IV

IV. 1.Introduction.....	48
IV.2. Performances de NOMA en liaison descendante (downlink).....	48
IV.2.1. Simulation du BER d'un système PD-NOMA avec un canal AWGN.....	48
IV.2.1.1. Présentation du modèle de simulation.....	48
IV. 2. 1. 2. Allocation Dynamique des puissances aux utilisateurs.....	49
IV. 2. 1. 3. Codage de superposition (SC).....	52
IV. 2. 1. 4. Analyse des performances BER.....	54
IV. 2. 2. Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour trois utilisateurs.....	54
IV. 2. 2. 1. Model de simulation :.....	54
IV. 2. 2. 2. Analyse des capacités des systèmes OMA et NOMA.....	56
IV. 2. 3. Simulation de système MIMO-NOMA et MIMO-OMA :.....	57
IV. 2. 3. 1. Model de simulation.....	57
IV. 2. 3. 2. Combinaison MIMO-NOMA.....	57
IV. 2. 3. 3. Combinaison MIMO-OMA.....	59
IV. 2. 3. 4. Analyse d'efficacité spectrale.....	59
IV. 3. Performances de NOMA en liaison montante (uplink).....	61
IV. 3. 1. Model de simulation.....	61
IV. 3. 2. Analyse de probabilité de panne.....	63
IV. 4. Conclusion.....	64
Conclusions générale.....	65

## Bibliographie

## Introduction générale

Les communications sans fil sont considérées comme la technologie la plus vitale et la plus dynamique dans le domaine des communications en raison de leur facilité d'utilisation et de leur flexibilité pendant la communication. Les appareils de communication sans fil utilisent des ondes radio pour transmettre des informations de l'émetteur au récepteur sans avoir besoin d'aucun type de support et à différentes fréquences pour éviter les interférences de signal avec les signaux d'autres appareils.

La présence de canaux à trajets multiples peut provoquer la génération d'interférences entre symboles (ISI), ce qui nécessite un traitement complexe au niveau du récepteur. Par conséquent, la modulation multi-porteuse est proposée comme solutions alternatives pour lutter contre les effets des canaux multi-trajets.

Les générations de communication sans fil cherchent les unes après les autres à former un monde développé en développant la capacité de transmettre des données avec qualité, fiabilité, vitesse plus rapide...etc. Afin de répondre à toutes les exigences et intérêts des utilisateurs, chaque génération dépend de technologies d'accès différentes, y compris OFDM dans la quatrième génération et la technologie MIMO, NOMA dans la cinquième génération.

Le but de ce mémoire est d'étudier les performances de la technique d'accès multiple non orthogonale NOMA puis les comparer avec celles de la technique d'accès multiple orthogonal OMA.

Pour cela, nous organiserons notre travail en 4 chapitres comme suit :

- Nous présentons dans le premier chapitre les principaux phénomènes caractérisant un canal de propagation radio mobile.
- Le deuxième chapitre est divisé en deux parties, la première partie traite de la technologie d'accès multiple orthogonal, en particulier la technologie OFDM en 4G, nous allons expliquer cette technique ainsi que ses avantages et ses inconvénients. La deuxième partie du chapitre 2 donne une généralité sur la cinquième génération 5G et ses exigences techniques.

- Le troisième chapitre concerne la technique d'accès multiple non orthogonale NOMA, nous y définirons cette nouvelle méthode et ses différents mécanismes en la comparant avec l'accès orthogonal OMA.
- Dans le dernier chapitre, nous allons implémenter le système NOMA étudié au chapitre 3, puis faire des simulations sur différentes caractéristiques en se basant sur le logiciel de programmation MATLAB.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale en donnant des perspectives pour les futurs travaux.



**CHAPITRE I :**  
**GÉNÉRALITÉS SUR LE**  
**CANAL**  
**RADIO-MOBILE**

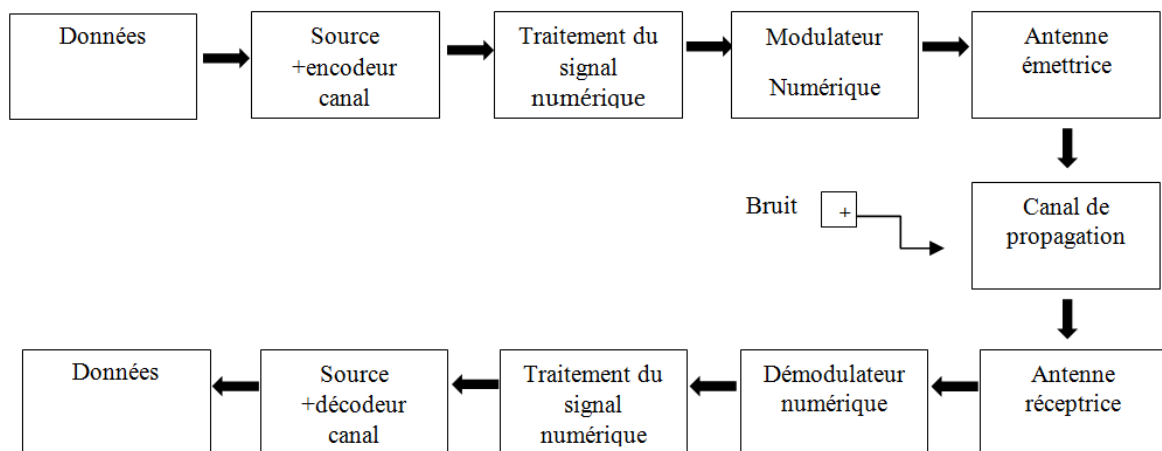
## I.1. Introduction

Au cours des deux dernières décennies, le cadre institutionnel et réglementaire du secteur des télécommunications a subi de profondes mutations. Le scientifique italien "*Guglielmo Marconi*" a eu une idée merveilleuse qui a changé la face de l'histoire. Ce qui signifie que les ondes électromagnétiques peuvent être utilisées pour produire des signaux sonores sur de longues distances. Marconi a continué à développer ses recherches et ses études jusqu'à ce qu'il invente finalement la radio.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au canal de propagation qui constitue un élément majeur de la chaîne de communication sans fil. Nous allons voir les différents types d'évanouissements à savoir : à petite échelle et à grande échelle, ainsi que celui de propagation multitrajet dû aux différents phénomènes physiques : réflexion, transmission, diffraction et diffusion. Ensuite nous allons présenter les notions de sélectivité fréquentielle du canal et les conséquences de l'effet doppler sur la propagation des ondes radio.

## I.2. Chaîne de communication sans-fil

Les communications sans fil numériques sont un type de communication de donnée qui permet de transmettre le maximum d'information avec un minimum d'erreur. Il s'agit d'un terme qui comprend les différentes formes de connexion et de communication entre un ou plusieurs appareils émetteurs vers un ou plusieurs appareils récepteurs. Ces systèmes peuvent être représentés en plusieurs éléments comme indiqué sur **la Figure I.1** [4].



*Figure I.1 : Chaîne d'un système de communication sans fil*

- **Codeur de source**

Le but du codage de source est de traiter les données envoyées à l'entrée du système et éliminer les redondances qui existent dans le signal à transmettre. C'est à dire d'effectuer une opération réversible de compression de ce signal [4].

- **Codeur de canal**

Appelé aussi codage détecteur ou correcteur d'erreur, il s'agit d'ajouter des codes détecteurs/correcteurs d'erreurs dans le but de réduire la probabilité d'erreur de transmission et augmenter donc la qualité de transmission d'information utile [4].

- **Unité de traitement du signal numérique**

Permet de faire la communication simultanée de plusieurs utilisateurs, c'est-à-dire d'effectuer le multiplexage des signaux des différents utilisateurs. Un exemple concret est celui de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) qui permet à plusieurs utilisateurs de partager les ressources d'un même système de transmission [4].

- **Modulateur numérique**

Ce bloc traite le flux de données produit par l'unité de traitement de signal numérique en transposant la fréquence du signal en bande de base pour qu'il soit situé à l'intérieur de la bande passante du canal de transmission vers l'antenne d'émission.

À l'autre côté du canal de propagation la procédure est répétée de façon inverse. Le démodulateur convertit les signaux modulés qui viennent de l'antenne réceptrice dans leur bande de base équivalente. L'unité de traitement du signal numérique effectue le démultiplexage des signaux qui viennent de différents utilisateurs. Le décodeur de canal détecte et corrige les erreurs de transmission qui se sont produites. Enfin, le décodeur de source permet de régénérer le signal tel qu'il est émis [4].

### **I.3. Canal radio-mobile**

Le canal radio-mobile est représenté par l'environnement de propagation atmosphérique qui permet de transporter des ondes électromagnétiques qui se propagent entre une antenne d'émission et une antenne de réception comme il est illustré dans **la figure I.2**. Des perturbations multiples peuvent affecter le signal électromagnétique transmis, en plus de la présence des bruits additifs [5].



Figure I.2 : Schéma équivalent de canal radio-mobile

#### I.4. Propagation en espace libre

La propagation est dite en espace libre où les ondes électromagnétiques se propagent dans un milieu tout à fait homogène et sans aucunes frontières ni obstacles entre l'émetteur et le récepteur, c'est le cas idéal [6].

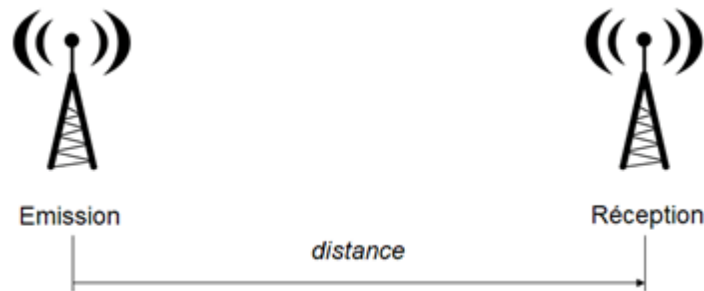


Figure I.3 : Distance séparatrice entre deux antennes

La puissance reçue «  $P_r$  » par l'antenne réceptrice en espace libre et donnée par l'équation de FRIIS suivante :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r C^2}{(4\pi R f)^2} \quad (I.1)$$

Où :

$P_t$ ,  $P_r$  sont les puissances transmise et reçue respectivement,  $G_t$  est le gain d'antenne de l'émetteur,  $G_r$  est le gain d'antenne du récepteur. Et  $R$  est la distance en mètres entre les deux antennes.  $\lambda$  est la longueur d'onde en mètres représentée par :

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (I.2)$$

Où  $C$  représente la célérité de la lumière dans le vide.  $f$  est la fréquence du signal [7].

La formule de FRIIS permet de calculer l'atténuation du signal en espace libre :

$$\left(\frac{P_r}{P_t}\right)dB = G_t(dB) + G_r(dB) - PL(f, R) \quad (I.3)$$

Où  $PL(f, R)$  présente l'affaiblissement du canal de propagation et définie par l'équation suivante :

$$PL(f, R) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi fR}{C}\right) \quad (I.4)$$

Cette relation n'est pas valable pour les distances suffisamment grandes [7].

### I.5. Les évanouissements du canal (Fadings)

L'évanouissement (Fading) est un effet important dans un canal radio mobile, qui décrit en fait, les perturbations et les déformations qui affectent l'amplitude du signal transmis dans le temps et dans la fréquence durant sa propagation. Le fading constitue donc avec le bruit additif une source principale de la dégradation du signal reçu qui amène à une diminution des performances du système [8].

#### I.5.1. Types d'évanouissements

Le phénomène d'évanouissement est classé en deux types différents selon la nature du signal et les caractéristiques du canal (voir la figure I.4).

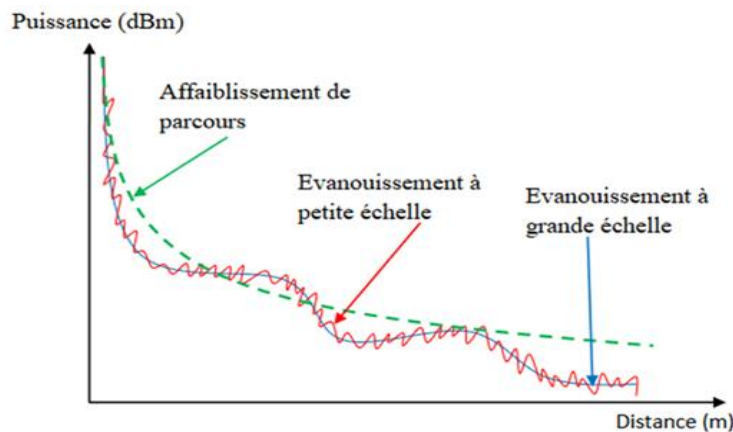


Figure I.4 : Types d'évanouissements du canal radio

#### a) Evanouissements à grande échelle (Large Scale Fading)

Dans un environnement de propagation radio mobile, les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne du signal mesurée sur un déplacement ou sur un intervalle de temps suffisamment grand. Les deux phénomènes à l'origine de ces

évanouissements grande échelle sont : la perte du trajet et l'effet de masquage (shadowing) [2].

#### ✓ Perte du trajet (Path Loss)

La perte du trajet est due à la séparation physique entre les antennes d'émission et de réception et indique aussi comment la puissance moyenne du signal diminue entre ces derniers [9].

Le niveau de la puissance moyenne reçue varie en fonction de la distance et du type d'environnement, elle est comprise entre les valeurs **2** et **5** associés respectivement à la propagation en espace libre et en milieu obstrué comme indiqué dans la référence [2].

#### ✓ Effet de masquage (Shadowing)

L'effet de masquage est un processus d'évanouissement lent (slow fading), il se traduit par une atténuation supplémentaire résulte à la présence d'obstacle (bâtiments, murs, arbres, etc.) localisé entre l'émetteur et le récepteur. C'est ce qui est désigné aussi par l'effet d'ombrage.

Cet effet est modélisé par l'ajout d'une variable aléatoire dans la perte du trajet comme suit :

$$P_L(d) = P_L(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (I.5)$$

Où,  $X_\sigma$  est une variable aléatoire gaussienne avec une moyenne nulle et un écart type  $\sigma$  [9][2][39].

#### b) Evanouissements à petite échelle (Small Scale Fading)

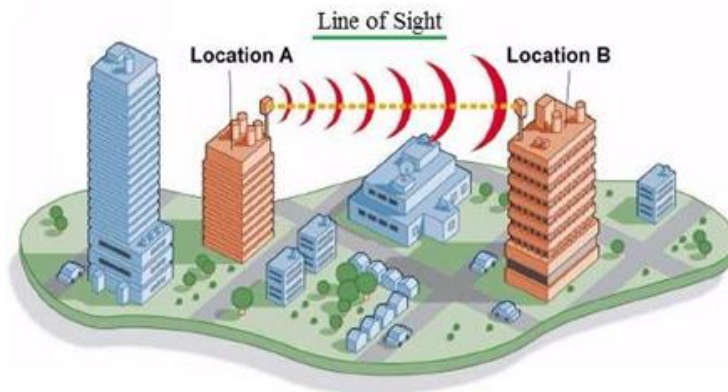
L'évanouissement à petite échelle est la variation rapide du niveau de signal reçu sur un intervalle de temps où un déplacement spatial suffisamment petit. Ces évanouissements sont causés par la réception de plusieurs versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec des retard différents et s'ajoutent donc d'une manière constructive (même phase) ou destructive (différents phases), on parle de *la propagation à trajets multiple* [7][2].

### I.5.2. Propagation multitrajet

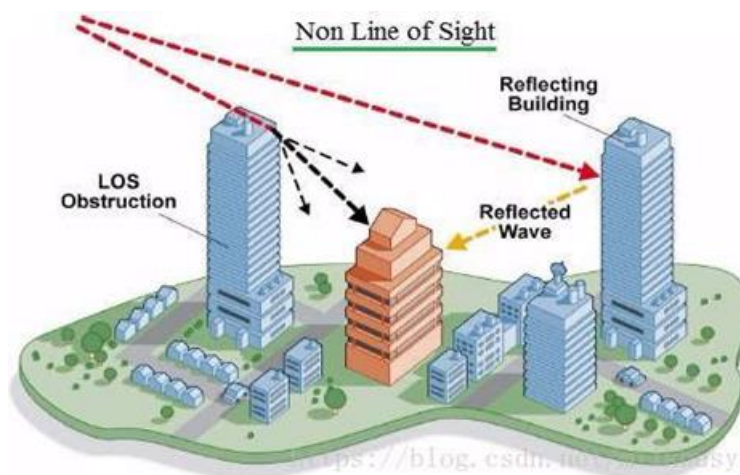
La présence des obstacles naturels ou artificiels autour de l'émetteur et du récepteur permet de recevoir plusieurs répliques du signal émis qui arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états de déphasage et d'atténuation, et des retards.

Lors de la propagation multitrajet, on distingue deux situations différentes de la propagation qui sont généralement **NLOS** (None Line Of Sight) où il n'y a aucune ligne de visibilité

directe entre l'émetteur et le récepteur et **LOS (Line Of Sight)** où le signal ne rencontre aucun obstacle pour arriver au récepteur, voir les figures I.5 et I.6 ci-dessous [9][10].

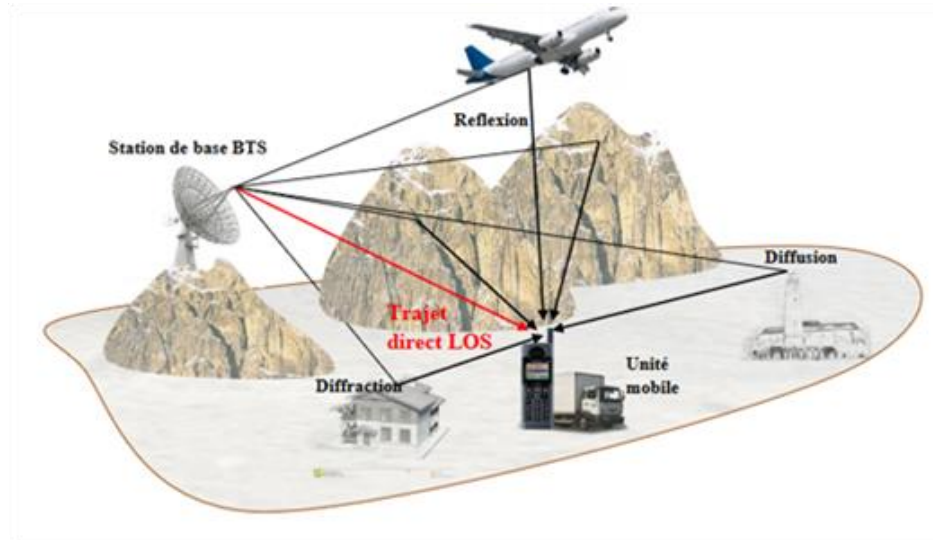


*Figure I.5 : Propagation multi-trajets LOS*



*Figure I.6: Propagation multi-trajets NLOS*

La propagation par trajets multiples est une conséquence de trois principaux phénomènes physiques qui sont la réflexion, la diffusion et la diffraction, comme il est montré dans la **figure I.7**.



*Figure I.7 : Propagation par trajets multiples*

- **Réflexion** : La réflexion se produit lorsque l'onde radio se percute avec des obstacles de grande dimension devant la longueur d'onde, lorsque l'objet est parfaitement conducteur, dans ce cas toute l'énergie fournie par les ondes se réfléchit c'est-à-dire que le signal est renvoyé vers la source au lieu de poursuivre sa propagation vers le récepteur [8].
- **Diffraction** : Se produit lorsque le chemin emprunté par les ondes électromagnétiques est obstrué par un obstacle imperméable de la grande dimension par rapport à sa longueur d'onde, dans ce cas chaque point du front d'onde se comporte comme une source secondaire et se propagent derrière l'obstacle [11][2].
- **Diffusion** : Se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle avec de petite dimension par rapport à la longueur d'onde ce qui correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. Et ainsi, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable [7].

Dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe, la puissance est une fonction exponentielle de la phase qui subit une distribution uniforme et dite évanouissement de *Rayleigh* sinon si nous avons une visibilité entre l'émetteur et le récepteur, l'évanouissement à petite échelle est dit de Rice [12].



## I.6. Sélectivité d'un canal de communication

La sélectivité d'un canal est définie principalement par 4 paramètres qui jouent un rôle très important dans la propagation à savoir : la bande occupée par le signal, la bande de cohérence, la durée d'un symbole et le temps de cohérence [12].

### I.6.1. Sélectivité en fréquence

Un canal est dit sélectif en fréquence s'il est caractérisé par la présence de l'effet multitrajet. Dans un tel canal, la bande du signal transmis  $B_s$  est plus grande à la bande de cohérence du canal ( $B_s \gg B_c$ ). Ainsi, la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis [12].

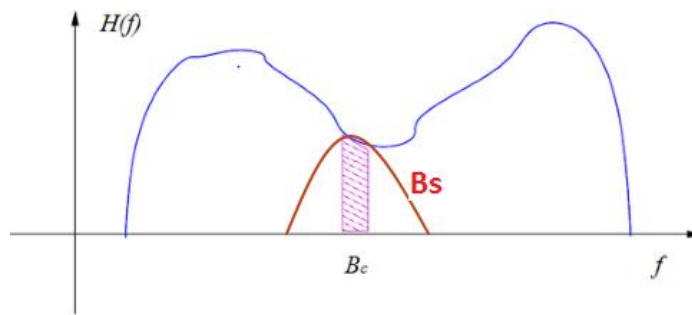


Figure I.8: Un canal sélectif en fréquence.

La bande de cohérence  $B_c$  d'un canal est définie pour laquelle la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme plate. Elle est liée à l'étalement temporel des chemins par la relation [38] :

$$B_c = \frac{1}{T_m} \quad (I.6)$$

Où  $T_m$  est le retard max.

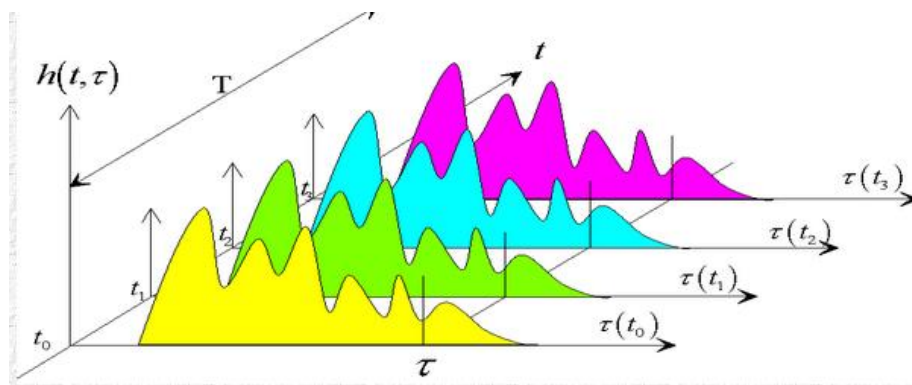
Dans la plupart des cas, un canal radio est considéré comme un système linéaire variable dans le temps [13]. De ce fait, la réponse impulsionnelle est une caractérisation à large bande du canal qui contient toutes les informations nécessaires pour simuler et analyser n'importe quel type de transmission radio à travers le canal.

Ceci résulte du fait que le canal radio mobile peut être modélisé comme un filtre linéaire avec une réponse impulsionnelle qui varie avec le temps. La nature du filtrage du canal est causée par la somme des amplitudes et des délais de plusieurs ondes arrivant à différents instants du

temps. La réponse impulsionnelle en bande de base du canal multi trajets peut être exprimée par :

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp[j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (I.7)$$

Où  $a_i(t, \tau)$  et  $\tau_i(t)$  sont respectivement les amplitudes et les retards du composant Multi trajets  $i$  à l'instant  $t$ . Le terme de phase  $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$  représente le déplacement de phase dû à la propagation dans l'espace libre de la  $i^{eme}$  composante multi trajets [14].



**Figure I.9: Représentation schématique de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle du canal de propagation**

La réponse impulsionnelle du canal est considérée comme invariante dans le temps. Alors Peut-être simplifiée comme suit [14] :

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (I.8)$$

Dans les radiocommunications, La propagation par trajets multiples provoque des interférences par trajets multiples est un phénomène de la physique des ondes dans lequel une onde se déplace d'une source à un détecteur à travers deux ou plusieurs chemins et les deux (ou plus) composants de l'onde interfèrent de manière constructive ou destructive.[50]

### I.6.2. Sélectivité en temps

Si l'émetteur et/ou le récepteur est en mobilité, la dispersion fréquentielle se produit due à l'effet Doppler. Le canal de propagation est considéré donc comme variant dans le temps et vérifie la condition suivante :  $T_s > T_c$  [9].

Le temps de cohérence (*coherence time*) est par définition l'intervalle de temps pendant lequel le canal est considéré comme invariant du temps [13]. Il est donné par :

$$T_c \cong \frac{1}{B_d} = \frac{1}{2f_{d\max}} \quad (I.9)$$

Où  $f_{d\max}$  est l'étalement Doppler maximal.

### **I.7. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons donné quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé la chaîne de transmission sans fil ainsi que les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques. En outre, nous avons donné des notions sur les différents évanouissements du canal radio mobile à savoir la sélectivité fréquentielle qui se présente par l'effet multitrajet, et la sélectivité temporelle qui se présente par l'effet Doppler.

Afin de combattre ces évanouissements qui perturbent les signaux de communication et dégradent la qualité de transmission, les techniques de modulation multi-porteuses ont été appliquées. L'étude de ces techniques fera l'objet du chapitre 2.

**CHAPITRE II :**

**TECHNIQUES DE**

**MODULATION MULTI-**

**PORTEUSE POUR LES**

**RÉSEAUX 5G**

## II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons révélé les différents phénomènes qui caractérisent le milieu sans fil et on a vu que la sélectivité fréquentielle se manifeste par l'effet multitrajet. Ce dernier est considéré comme la cause principale d'introduire des Interférences Entre-Symboles (IES), ce qui nécessite l'utilisation d'une égalisation complexe au niveau de la réception. Afin de combattre ces effets multi-trajets, les modulations multi-porteuse (MCM) ont été évoquées comme une solution optimale. Le principe est de diviser un flux de données haut débit en plusieurs voies basse vitesse et de transmettre les symboles de données numériques en parallèle sur chaque voie en modulant chaque symbole par une porteuse différente.

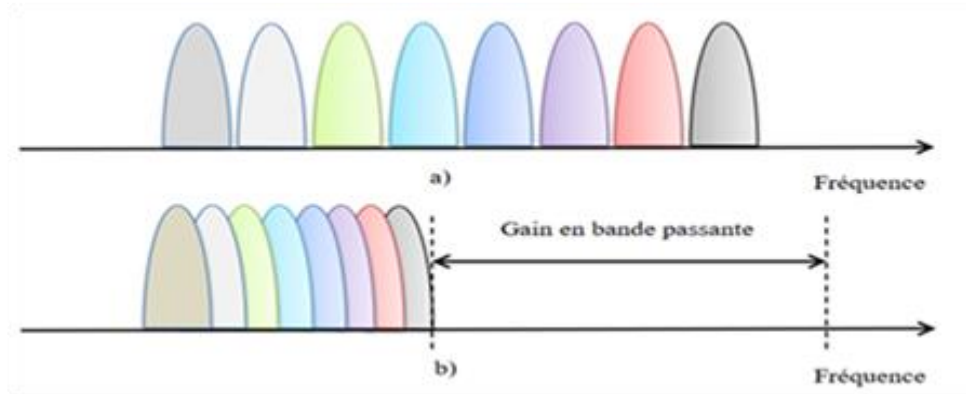
Plusieurs techniques de modulation multi-porteuses ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles l'Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM). Cette dernière a prouvé sa puissance et efficacité dans plusieurs applications 4G. Néanmoins, OFDM risque de ne pas satisfaire certaines exigences 5G, puisqu'elle présente quelques limitations devant les applications 5G.

Nous présentons dans ce chapitre, dans un premier temps, le principe de base de l'OFDM et son implémentation dans la chaîne de communication radio. Dans un deuxième temps on va énumérer les limitations d'OFDM devant les défis et les exigences des applications 5G.

## II.2. Principe de fonctionnement de l'OFDM

Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale (OFDM) est une technique de modulation multi-porteuse qui permet de multiplexer plusieurs signaux en utilisant différentes porteuses mutuellement orthogonales et étroitement séparées [3].

L'OFDM est similaire à la technique conventionnelle du multiplexage par répartition en Fréquence (FDM), néanmoins elle utilise des fréquences orthogonales les unes par rapport aux autres, ce qui permet le chevauchement entre les sous-porteuses en assurant une amélioration considérable de l'efficacité spectrale de l'ordre de 50 %, voire plus, par rapport à la technique classique FDM, comme il est illustré par la figure (II.1) [9].



*Figure II.1 : Gain en l'efficacité spectrale de l'OFDM par rapport à FDM*

En FDM, les porteuses sont bien séparées par des bandes de garde pour réduire les interférences possibles entre les canaux adjacents. En OFDM, il n'est pas nécessaire de laisser ces bandes de garde, elle permet en fait le chevauchement dessous-porteuses sans qu'il y ait des interférences grâce à la propriété de l'orthogonalité fréquentielle. Ainsi, ça permet une meilleure exploitation de la bande passante disponible.

### II.2.1. Chaîne de transmission OFDM

Le schéma synoptique de la figure II.2 représente les différentes composantes de la chaîne de transmission d'un système basé sur OFDM. Les données binaires de durée  $T_b$  sont transformés en symboles complexes de durée  $T_s = \log_2(M) \cdot T_b$  par le modulateur numérique (Mapper). Ensuite on trouve le convertisseur série/parallèle qui subdivise les symboles et les arrange en parallèle en des blocs de symboles étalés de durée  $T = N \cdot T_s$ . Par la suite, ces symboles passeront dans le bloc IFFT pour avoir des signaux Temporels qui seront additionnés par le bloc parallèle/série.

Certaines sous-porteuses dites porteuses pilotes seront utilisées pour assurer la synchronisation et l'estimation de canal et qui doivent être connues au niveau du récepteur et de l'émetteur [5].

Le préfixe cyclique (CP) de longueur  $T_g$  est ajouté à chaque symbole et qui consiste en une copie des  $N_g$  derniers bits du symbole pour absorber les interférences entre symboles et garder l'orthogonalité temporelle [5].

Le signal numérique sera converti en analogique via le bloc CNA (Convertisseur numérique analogique) et modulé par une modulation analogique pour qu'il soit adapté au canal de transmission.

A la réception, tout le processus est inversé pour récupérer les données transmises. Après avoir démodulé et numérisé le signal reçu, on supprime le préfixe cyclique, et on applique une transformée de Fourier FFT pour avoir des symboles fréquentiels. Le bloc « estimation et égalisation du canal » permet d'annuler l'effet du canal. Enfin on trouve la démodulation pour obtenir les données binaires transmises [5].

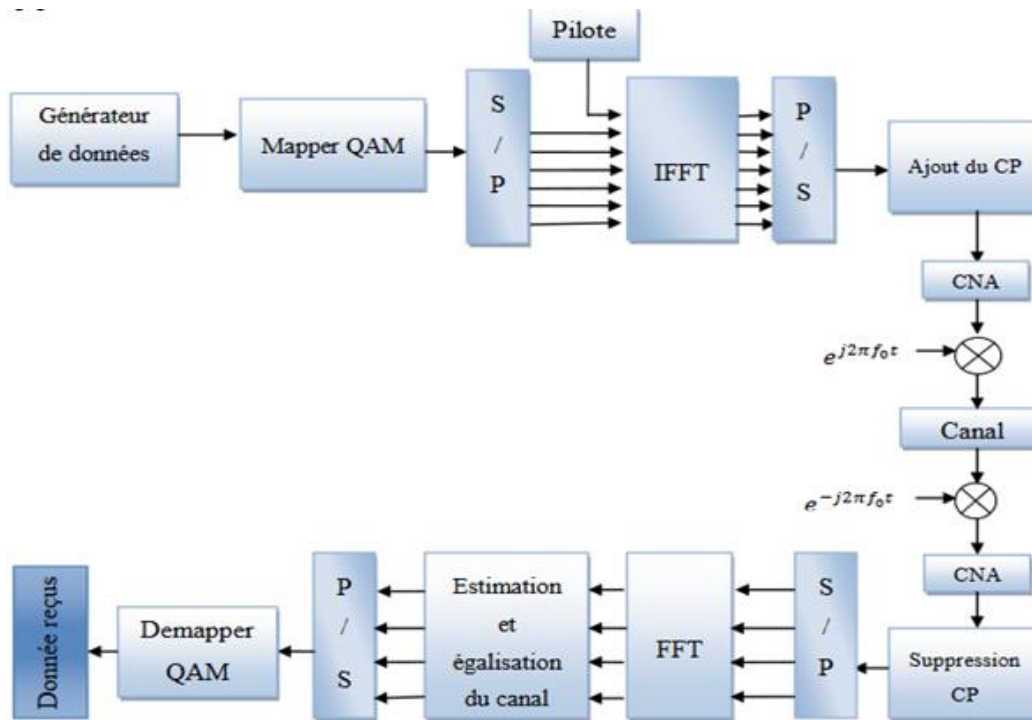
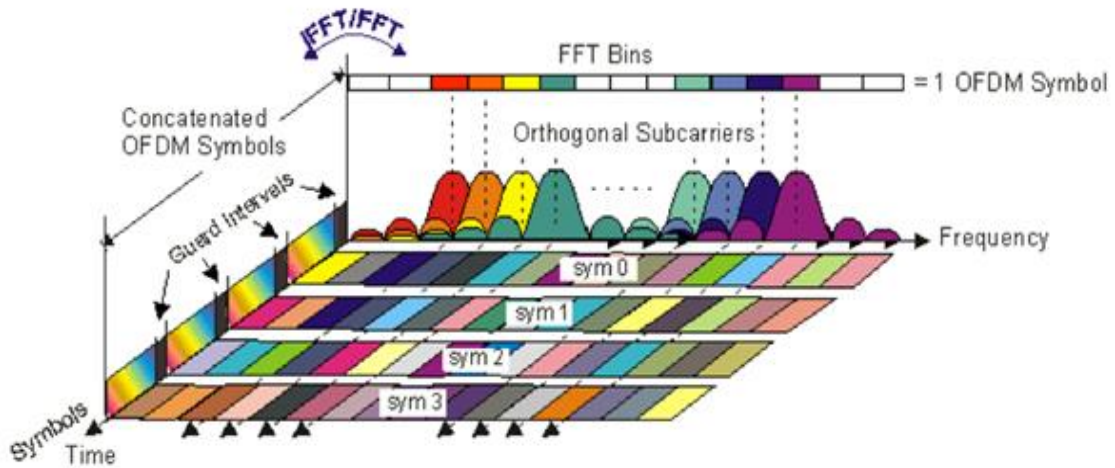


Figure II.2 : Chaîne de transmission OFDM

### II.2.2. Domaine Temps-Fréquence

L'OFDM peut être vue comme une technique de modulation ou une technique de multiplexage. En effet, elle consiste à diviser un flux à haut débit en un certain nombre ( $N$ ) de flux à faible débit, puis les transmettre en parallèle à l'aide de plusieurs sous-porteuses orthogonales (transmission en parallèle). Ainsi, les  $N$  symboles à transmettre qui étaient auparavant transmis consécutivement à un débit élevé de  $1/T_s$ , vont être émis simultanément et parallèlement sur  $N$  porteuses modulés à bas débit  $1/T$  avec  $T = N \cdot T_s$ . La durée symbole est donc multipliée par le facteur  $N$  pour bien absorber les IES tout en conservant le débit initial

$1/T_s$  [9]. La figure II.3 donne une représentation graphique qui illustre la disposition des symboles OFDM sur le plan Temps-fréquence.



*Figure II.3 : Disposition Temps-Fréquence des symboles OFDM*

Le signal traversant le canal à multitrajet (dit aussi dispersif en temps) se décompose en symboles de durée  $T+T_g$  (égale **66,7** s dans le standard 4G-LTE [9]) grâce à l'insertion d'un préfixe cyclique qui absorbe l'IES. Ce préfixe cyclique doit avoir une durée  $T_g$  qui soit supérieure ou égale au retard maximum introduit par l'effet multitrajet [15].

Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car tous les sous-canaux sont à bande étroite, et on peut donc considérer le canal comme localement plat [9].

### II.2.3. Expression du signal OFDM

On veut transmettre un signal provenant d'une modulation QAM (par exemple), ensuite, ce signal constitué en des bits en série sera transformé en parallèle.

$$X^T(k) = [X(0), X(1), X(2), \dots, X(N-1)]$$



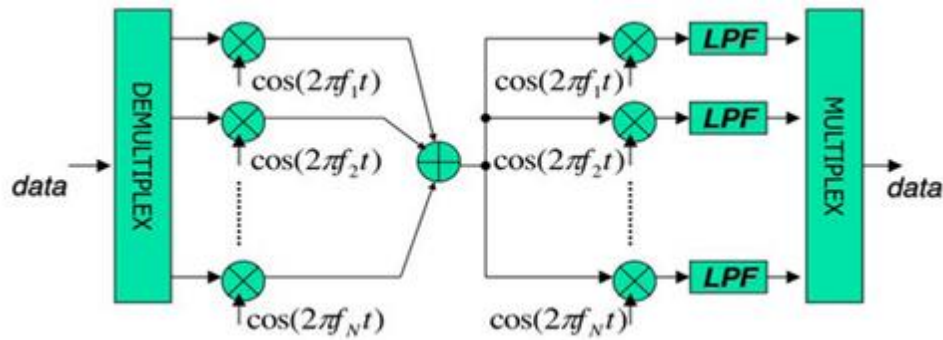


Figure II.4 : modulateur et démodulateur

Le signal OFDM est donc la somme des signaux portés par les  $N$  sous-porteuses, que l'on peut réécrire sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{(2j\pi f_k t)} \quad (\text{II.1})$$

Où les fréquences  $f_k$  ont pour valeurs :

$$f_k = \frac{k}{T_s} \quad (\text{II.2})$$

Après l'opération d'échantillonnage aux instants :

$$t = \frac{nT_s}{N} \quad (\text{II.3})$$

On aura à la sortie de l'IFFT le signal échantillonné donné par l'expression :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi \frac{nk}{N}) \quad (\text{II.4})$$

A la réception, on récupère le signal qui a traversé le canal de transmission et pour retrouver les symboles transmis on doit appliquer une FFT (l'inverse d'IFFT). L'expression mathématique de ce signal est donnée par :

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) \quad (\text{II.5})$$

Donc, l'OFDM consiste à l'utilisation d'une transformé de fourrier inverse (IDFT) au niveau d'émission pour faire la modulation et d'une transformé de fourrier (DFT) pour faire la démodulation [3].

#### II.2.4. Notion d'orthogonalité

Pour permettre un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, l'OFDM utilise un ensemble de fréquences qui sont mutuellement orthogonales. Par définition, l'orthogonalité est la propriété permettant de transmettre plusieurs signaux d'informations sur des sous-porteuses qui se chevauchent entre elles, puis de les détecter, sans interférences [18][3].

##### II.2.4.1. Orthogonalité temporelle

Dans le domaine temporelle, l'OFDM est composé d'un ensemble de fonctions sinusoïdales qui satisfont la condition d'orthogonalité dans le domaine temporel donnée par l'équation :

$$\int_0^{T_s} S_i(t) \cdot S_j^*(t) dt = 0 \quad \text{Tel que } i \neq j \quad (\text{II.6})$$

La figure II.5 est une représentation d'un exemple de signal OFDM avec 2 Sinusoïdes qui sont temporellement orthogonaux entre eux [16][3].

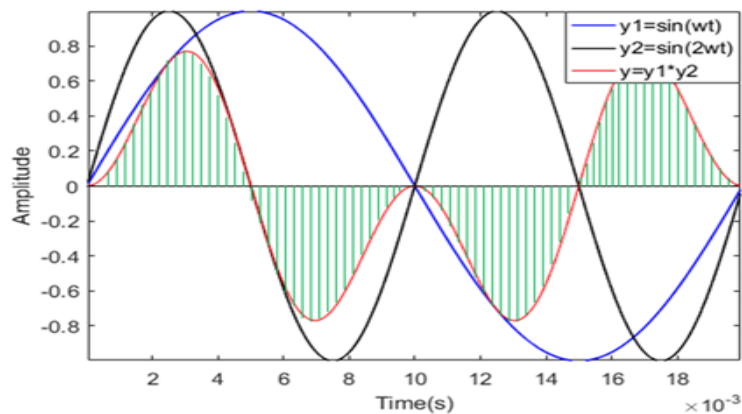


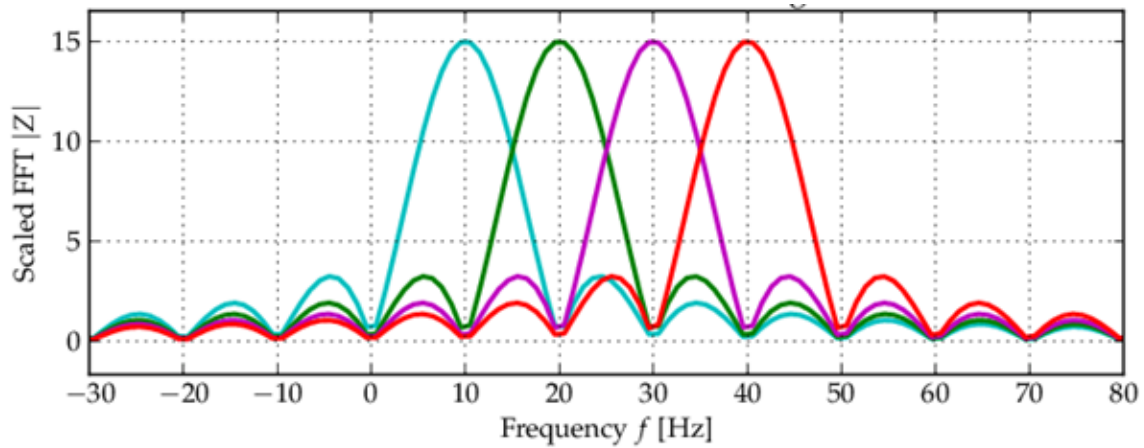
Figure II.5 : Sinusoïdes temporellement orthogonaux

##### II.2.4.2. Orthogonalité fréquentielle

La notion d'orthogonalité dans le domaine fréquentiel stipule que chaque sous-porteuse a une réponse fréquentielle sous la forme d'un sinus cardinal, Sinc(x), qui s'annule aux fréquences

$$f_k \mp \frac{1}{T_s}$$

La réponse fréquentielle possède un lobe principal d'une grande amplitude et de largeur  $\frac{1}{T}$  et des lobes secondaires ont une amplitude décroît avec l'éloignement de la fréquence centrale [3].



**Figure II.6 : Spectre montrant l'orthogonalité fréquentielle de l'OFDM**

Cette condition d'orthogonalité est réalisée lorsque le pic de chaque sous-porteuse coïncide avec les zéros des autres sous-porteuses ce qui permet d'avoir une occupation idéale en éliminant les interférences inter-canaux IEP [3][16].

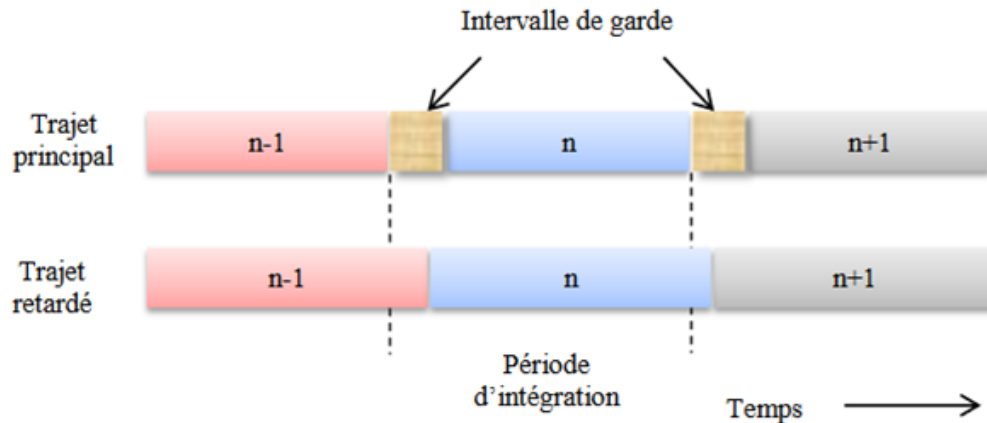
### II.2.5. Intervalle de garde

L'augmentation de la durée symbole  $T$  par l'accroissement du nombre de sous-porteuses  $N$  était considérée comme une solution parfaite utilisée pour réduire l'interférence inter-symbole ISI. L'annulation totale d'ISI par cette méthode n'est pas réalisable lorsque la durée  $T$  de chaque symbole OFDM doit rester bien inférieure au temps de cohérence du canal. Une solution consiste à sacrifier une partie de l'énergie émise en ajoutant à chaque symbole OFDM un intervalle de garde dont la durée  $T_g$  est supérieure ou égale à l'étalement maximal des retards  $T_g \geq \tau_{max}$  (Temps de réponse max du canal), afin d'absorber ces échos retardés. [9,3]

Une fois l'intervalle de garde est inséré, la durée des symboles OFDM sera augmentée à

$T = T_s + T_g$ . Suite à cette augmentation, il y aura d'interférences entre les sous-porteuses

(ICI) puisque l'espacement entre elles est toujours fixe [3].

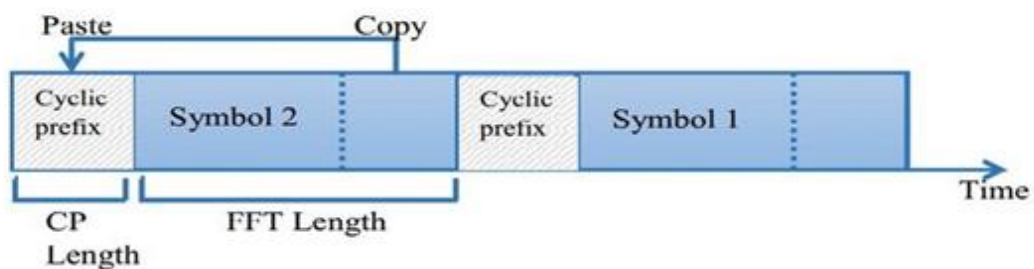


*Figure II .7 : Intervalle de garde*

Il existe deux techniques pour ajouter cet intervalle de garde à savoir : le préfixe cyclique et zero-padding.

### II.2.5.1. Préfixe cyclique

Le Préfixe Cyclique (CP) est une technique qui consiste à insérer une copie de la dernière partie du symbole OFDM à transmettre en début du symbole pour combattre les interférences entre symboles (ISI) et entre porteuses (ICI). Ce type d'intervalle de garde permet de conserver un nombre entier de cycles pendant la fenêtre d'intégration, et donc de maintenir l'orthogonalité temporelle [3].



*Figure II .8 : Préfixe cyclique (CP)*

### **II.2.5.2. Zero-padding**

Zéro padding est une technique généralement utilisée pour augmenter la taille des symboles OFDM avec des valeurs de « '0' logiques ». Donc, elle consiste à ajouter un intervalle de garde nul à la fin de chaque symbole OFDM. L'inconvénient de ce type d'intervalle de garde est qu'il cause une perte d'orthogonalité temporelle [3].

## **II.2.6. Avantage et limitations de l'OFDM**

### **II.2.6.1. Avantages de l'OFDM**

La technique OFDM a plusieurs points positifs par rapport à d'autres techniques de modulation, ce qui lui permet de satisfaire les exigences des applications 4G et de prouver sa robustesse dans beaucoup de standards. Parmi ces avantages on peut citer :

- L'orthogonalité entre les sous porteuses permet une utilisation optimale de la bande de fréquence disponible ce qui constitue un gain de 50% de la bande par rapport au système classique basé sur FDM.
- L'utilisation de l'outil IFFT/FFT pour faire de la modulation en émission et de la démodulation en réception, rend l'implémentation numérique très simple et peu complexe. [18]
- Le grand nombre de sous porteuses permet de considérer le canal comme invariant (plat) localement. En effet, la largeur de bande de chaque sous porteuse est plus petite devant la bande de cohérence du canal radio.
- Le préfixe cyclique permet de minimiser considérablement et efficacement les interférences entre symboles IES, ce qui garantit une qualité de réception bien améliorée.

### **II.2.6.2. Limitations de l'OFDM**

Malgré son franc succès, l'OFDM souffre de quelques limitations notamment pour les applications de nouvelle génération (5G) et elle se trouve donc devant un certain nombre de défis, parmi lesquels :

- Sensibilité à un offset de fréquence (CFO) et au Fast Fading, dans ce cas l'OFDM risque d'avoir un certain niveau d'interférences inter-canaux (ICI) au niveau du récepteur, ce qui provoque des distorsions dans le signal et dégrade la qualité de service [9].

- Comme toute modulation à porteuses multiples, l'OFDM présente un fort facteur de crête PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) suite à la sommation de plusieurs signaux dans le domaine temporelle. Le facteur PAPR est une variable aléatoire qui se présente comme un bruit et cause des distorsions graves dans le signal d'information. C'est le rapport entre la puissance crête  $P_{max}$  et la puissance moyenne  $P_{moy}$  du signal reçu [17]. Il est donné par l'expression suivante :

$$PAPR(x(t)) = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max|x(t)|^2}{E[\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt]} \quad (II. 7)$$

- Exigence d'une synchronisation rigoureuse et sensibilité au décalage temporel qui génère des interférences entre symboles des sous-canaux adjacents et dégrade les performances du système [9].
- L'utilisation de larges bandes de garde pour minimiser l'effet des fuites spectrales constitue une forte perte en efficacité spectrale, puisque, en fait, il s'agit de fréquences non exploitées.
- L'utilisation du préfixe cyclique (CP) permet à l'OFDM de combattre l'effet multitrajet mais ça constitue une deuxième perte en efficacité spectrale puisqu'il s'agit d'une redondance d'information [9].
- L'OFDM conventionnelle, utilise une forme d'onde rectangulaire parfaitement localisée en temps mais mal localisée en fréquence. La réponse fréquentielle de ce filtre rectangulaire est un sinus cardinal caractérisé par un lobe principal relativement large et des lobes secondaires très à niveau très proche de celui du principal. Par conséquent, OFDM n'a pas été adoptée dans les communications radio mobiles de 5G vue sa sensibilité à la sélectivité temporelle (variations très rapides en temps) du canal de propagation, entraînée par l'effet Doppler [18].

Ces limitations ont motivé les chercheurs à proposer de nouvelles formes d'onde bien localisées à la fois en temps et en fréquence, que ce soit pour des versions améliorées ou modifiées de l'OFDM comme GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*)[19] et WF-OFDM (*Windowing and Filtering OFDM*)[20], BF-OFDM (*Block Filtered OFDM*) [21] ou pour d'autres techniques de nature différente, comme par exemple FBMC (*Filter Bank Multi-Carrier*)[22], UFMC (*Universal Filtered Multi carrier*)[22]. Dans notre mémoire on va étudier une technique appelée NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access), afin de répondre aux exigences défiantes des applications 5G.

Dans ce qui suit, nous allons présenter l'architecture des systèmes 5G et les exigences nécessaires demandées par les applications de ce futur standard.

### **II.3. Le standard Télécom 5G**

#### **II.3.1. Présentation du standard 5G**

Dans le monde des communications sans fil, la 5G se définit par la cinquième génération des standards mis en place à échelle mondiale, vise à fournir un meilleur niveau de connectivité et de couverture et d'intelligence artificielle.

Chaque génération de réseau a une durée de vie d'environ 10 ans et un objectif bien tracé à atteindre. La première génération 1G (1986) permettait d'effectuer simplement des communications vocales. La 2G était déployée pendant les années 1990-2000, avec ses différentes sous-génération (GSM, CDMA, GPRS, EDGE) qui nous offrait des débits allant de 9.6 – 200 kbps, couvrant les applications de la téléphonie et des transmissions de base.

Et passant à la 3G (2000-2010) avec des débits plus importants allant de 384 kbps jusqu'à 50 Mbps, ce qui nous a permis d'effectuer des communications vidéo et une transmission de données à haute vitesse [54][55].

Enfin, la 4G (2010- nos jours) qui est marquée par l'accès à Internet à grand débit à partir de Smartphones, jeux en ligne, vidéo en HD, et beaucoup d'autres applications.

Actuellement, il y a encore des défis qui ne peuvent être satisfaits même par les capacités de la 4G (CP-OFDM), en effet, les recherches dans le domaine de 5G sont très nombreuses pour définir le nouveau standard, et il y a quelques pays (Japon, Chine) qui ont déjà proposé des interfaces et des applications 5G.

La nouvelle technologie mobile 5G a été validée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) et le 3GPP (3rd Génération Partner ship Project) [54].

La 5G NR (New Radio) est une nouvelle interface aérienne développée pour la 5G. Il s'agit de la partie radiofréquence du circuit entre le terminal mobile et la station de base [35].

Il existe trois grandes catégories d'usage définies sous le nom IMT-2020 qui sont :

#### **➤ Massive Machine Type Communications**

Communications entre une grande quantité d'objets avec des besoins de qualité de service variés. L'objectif de cette catégorie est de répondre à l'augmentation exponentielle de la

densité d'objets connectés [30]. La 5G devrait prendre en charge jusqu'à 1 million d'appareils connectés par rapport à 4 G [31].

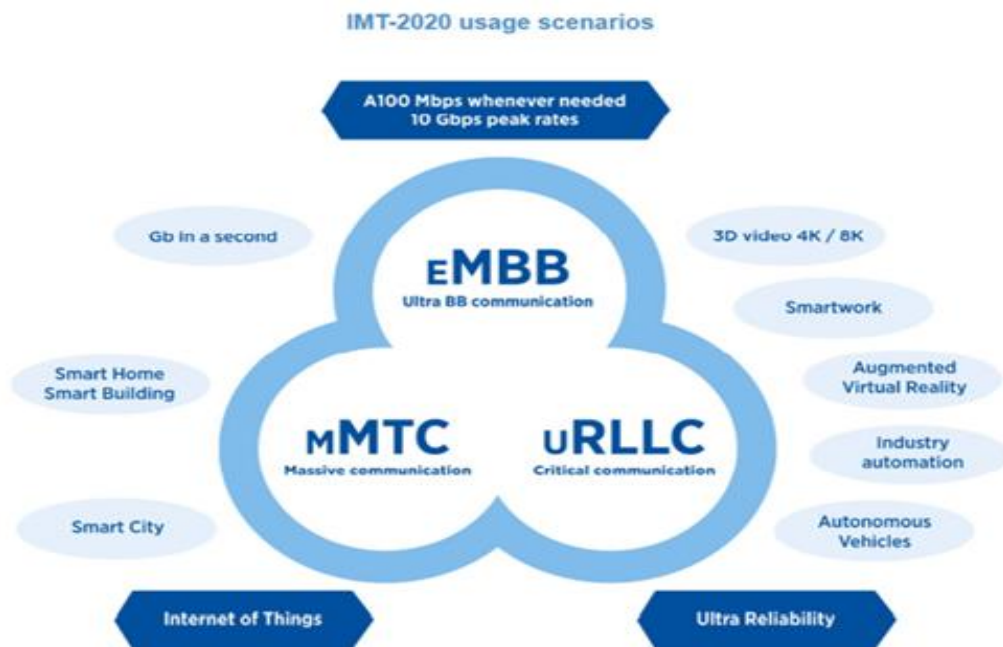
### ➤ eMBB – Enhanced Mobile Broadband

Connexion en ultra haut débit en outdoor ou indoor avec uniformité de qualité de service, même en bordure de cellule [30].

### ➤ URLLC – Ultra-reliable and Low Latency Communications

Pour les services sensibles à la latence nécessitant une fiabilité, une disponibilité et une sécurité extrêmement élevées [35]. La latence en 4G LTE est de l'ordre de 10 millisecondes, mais avec l'introduction de l'URLLC, l'objectif est de 1 milliseconde. (0.5ms pour UL, 0.5ms pour DL) [31]. Les réseaux de communication 5G devraient pouvoir offrir un débit utilisateur et un débit maximal respectivement 10 et 20 fois supérieur à ce qui est disponible actuellement (1 Gbit/s pour la 4G et 20 Gbits/s pour la 5G) [40].

L'URLLC promet également une sécurité de bout en bout et une disponibilité pouvant atteindre 99,999% [40].



*Figure II.9 : Catégories d'usage 5G*



### II.3.2. Exigences du standard 5G

Les réseaux 5G devraient répondre aux besoins des applications de communication 5G critiques telles que l'internet des objets (IoT), les villes intelligentes, la chirurgie à distance et les systèmes de transport intelligents. Ce type d'applications exige des performances de haut niveau.

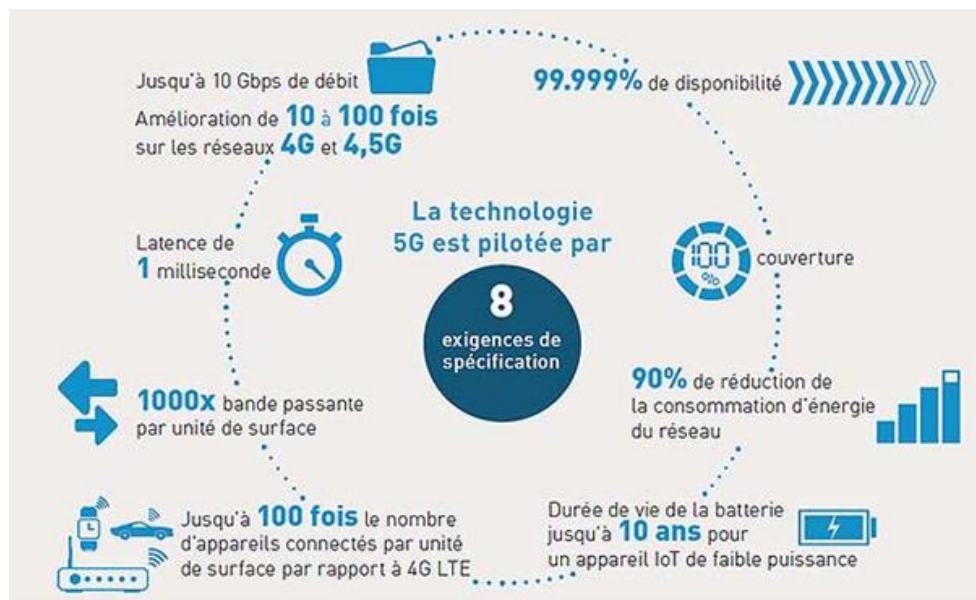


Figure II .10 : 5G versus 4G au niveau des huit indicateurs de performance [54]

#### II.3.2.1. Efficacité spectrale :

L'efficacité spectrale est définie comme étant la quantité de données binaires (bits) transmise en une unité de temps (1 seconde) et divisé par la largeur unitaire de bande de (1 Hz), ayant donc comme unité : **bits/sec/Hz**. Elle peut être aussi définie comme étant la largeur de bande effective multipliée par le facteur de réutilisation de la fréquence.

L'efficacité spectrale dans une cellule est exprimée en **bit/s/Hz/cellule** par l'expression :

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^N \chi_i}{T \cdot \omega \cdot M} \quad (\text{II. 8})$$

Où  $\chi_i$  est le nombre de bits correctement reçus par utilisateur (dans une liaison descendante) dans un système comprenant une population de N utilisateurs, M cellules.  $\omega$  désigne la largeur de bande du canal de transmission et T le temps nécessaire pour que les bits d'informations puissent être reçus par l'utilisateur [18].

Les exigences minimales pour l'efficacité spectrale spécifiées par l'ITM-2020 sont les suivantes [23][31] :

➤ Efficacité spectrale de pic de la liaison descendante est de 30 bits/s/Hz.

➤ Efficacité spectrale de crête de la liaison montante est de 15 bits/s/Hz.

### **II.3.2.2. Latence :**

La latence est définie comme étant le temps nécessaire à un paquet de données pour passer de la source à la destination à travers un réseau. L'arrivée de ce nouveau standard devrait permettre un temps de latence ultra-court [23]. La latence sera étudiée selon deux types de plans, un plan utilisateur qui nécessite un temps unidirectionnel pour livrer un paquet avec succès au niveau d'entrée SDU, dans ce cas la station mobile est supposée actif. Un plan de contrôle est généralement mesuré en tant que temps de transition égale ou inférieur à 50 ms entre différents modes de connexion [18].

### **II.3.2.3. Mobilité**

Vitesse maximale à laquelle une qualité de service définie et un transfert transparent entre nœuds radio pouvant appartenir à différentes classes et/ou technologies d'accès radio peuvent être atteints (en km/h) [51].

- Stationnaire : 0 km / h
- Piéton : 0 km / h à 10 km / h
- Véhicule : 10 km / h à 120 km / h
- Véhicule à grande vitesse : de 120 km / h à 500 km /h [23].

### **II.3.2.4. Débit maximal et débit perçu par l'utilisateur**

La 5G est un réseau qui offre une connexion Très Haut Débit. Cela indique que les débits de la 5G sont 10 fois plus élevés que ceux de la 4G [30]. Les débits de données de pointe dans la liaison descendante et montante sont les suivantes [23] :

➤ Débit de crête de la liaison descendante est de 20 Gbit/s.

➤ Débit de pointe de la liaison montante est de 10 Gbit/s

### II.3.2.5. Efficacité énergétique :

L'efficacité énergétique est le rapport entre l'efficacité spectrale en utilisation (bit/canal) et la puissance émise en utilisation (Joule/canal). Elle consiste à utiliser moins d'énergie (économie d'énergie) du réseau d'accès radioélectrique pour assurer le même service ou le même rendement. Au niveau d'utilisateur, des technologies en mode 'veille' permettant d'économiser la batterie et les communications directes entre terminaux [9].

### II.3.2.6. Capacité de trafic d'une zone :

C'est le débit de trafic total correspondant au nombre de bits correctement reçus desservi par zone géographique en (Mbit/s/m<sup>2</sup>). Pour la 5G, la valeur de la capacité de trafic dans la liaison descendante est de 10 Mbit/s/m [18].

### II.3.2.7. Densité de connexion :

Est le nombre des appareils connectés par unité de surface en (km<sup>2</sup>). Sa valeur en 5G sera multipliée par 10 par rapport au 4G, ce qui vaut 10<sup>6</sup> objet/km<sup>2</sup> [30]. Le tableau suivant récapitule les différentes exigences vues ci-dessus :

Performances/Génération	4G	5G
Débit maximal (Gbit/s)	1	20
Débit aperçu par l'utilisateur (Mbit/s)	10	100
Efficacité spectrale	1x	3x
Vitesse (km/h)	350	500
Latence (ms)	10	1
Nombre d'objets connectés sur une zone (quantité d'objets /km <sup>2</sup> )	10 <sup>5</sup>	10 <sup>6</sup>
Efficacité énergétique du réseau	1x	100x
Débit sur une zone (Mbit/s/m <sup>2</sup> )	0.1	10

*Tableau II.1 : comparaison entre 5G et 4G selon les exigences*

### II.3.2. Défis de la 5G

La conception de réseaux 5G présente de nombreux défis. Nous avons relevé cinq grands défis dans ce qui suit [41] :

**✓ *Densification des réseaux***

L'usage de la 5G obligera les opérateurs à densifier le nombre d'antennes dans les zones urbaines, voire à installer des antennes au niveau de la voirie (Small cells). Comme pour la 4G, les opérateurs seront certainement confrontés à l'acceptation citoyenne de ces déploiements.

**✓ *Financement***

Le déploiement massif de la 5G requerra de lourds investissements de la part des opérateurs mobiles. Monétiser ces investissements auprès des abonnés ou trouver des sources de financement sera un véritable défi dans un contexte de forte intensité concurrentielle.

**✓ *Couverture indoor***

Viser les très hauts débits implique l'usage de hautes fréquences et de signaux à bande large, qui rendent encore plus difficile la pénétration à l'intérieur des bâtiments. Cet enjeu devrait devenir une préoccupation majeure pour les opérateurs.

**✓ *Régulation nationale***

Contrairement aux attributions de fréquences précédentes (ex : 4G), la couverture complète du territoire n'est pas réaliste du point de vue économique du fait de l'usage de fréquences élevées.

**✓ *Limite physique des ondes millimétriques***

Ce type touche les réseaux qui fonctionnent sur des fréquences de 26 GHz, auront des bandes très limitées qui sont facilement affectées par les obstacles, son utilisation sera constituée un défi.

**II.4. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons vu les différents principes de base des systèmes 4G basés sur OFDM notamment l'orthogonalité fréquentielle qui permet d'améliorer l'efficacité spectrale de 50% de la bande totale, ainsi que le mécanisme du préfixe cyclique qui permet de combattre efficacement les interférences inter-symboles dues à l'effet multitrajet du canal radio.

Nous avons étudié aussi les limitations que présente l'accès multiple sur des fréquences orthogonales (OMA) devant les besoins critiques des applications 5G, notamment la perte en efficacité spectrale et la latence.

Enfin, on a présenté le standard 5G, ses spécifications, ses exigences demandées et ses domaines d'application. En vue de satisfaire ces exigences, d'autres techniques de modulation et multiplexage ont été proposées dans la littérature. Dans le chapitre suivant, on va présenter un nouveau type d'accès multiple basée sur des fréquences non-orthogonales (NOMA) comme alternatif de celui basé sur les fréquences orthogonales.

**CHAPITRE III :**  
**TECHNIQUES D'ACCÈS**  
**MULTIPLE (OMA/NOMA)**

### III.1. Introduction

La technologie de communication sans fil connaît une croissance énorme dans la période actuelle. Les techniques d'accès multiple basées sur des fréquences orthogonales (OAM) ont apporté plusieurs bénéfices et prouvé leur force dans l'exploitation du canal radio large bande tout en minimisant ses effets indésirables. En revanche, il sera difficile de répondre aux demandes des futures applications citées dans le chapitre précédent. Les derniers travaux de recherche ont proposé d'autres techniques d'accès multiple basées sur des fréquences non orthogonales (NOMA).

L'OFDM est la technique utilisée dans les systèmes 4G. D'après des recherches scientifiques, OFDM semble incapable de répondre aux futures technologies de 5G, ça a obligé les chercheurs à trouver d'autres techniques d'accès qui ne dépendent plus de l'orthogonalité fréquentielle. Dans ce chapitre, on va étudier un type de ces techniques d'accès multiple non orthogonal appelée NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) dans laquelle, plusieurs utilisateurs peuvent partager une seule sous-bande fréquentielle.

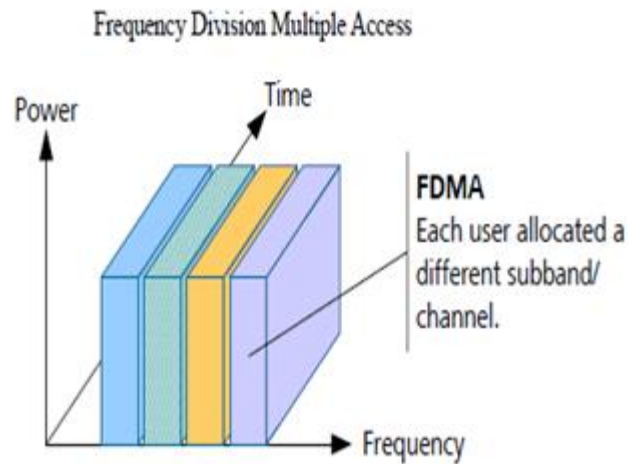
### III.2. Accès multiple

#### III.2.1. Accès multiple orthogonal

Dans ce type d'accès, plusieurs utilisateurs transmettent sur des canaux fréquentiels orthogonaux et/ou sur des intervalles temporels orthogonaux afin d'annuler toute sorte d'interférence liée à la dispersion fréquentielle ou temporelle. A la réception, le récepteur détecte le signal de chaque utilisateur sur son canal sans interférences avec les signaux des autres utilisateurs sur les autres canaux avec des performances similaires à celles d'une transmission sur un seul canal. Des exemples d'accès multiples orthogonaux seraient : FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA [27]. Dans ce qui suit on va faire juste un aperçu sur chacun de ces types d'accès.

##### III.2.1.1. FDMA – Frequency Division Multiple Access

FDMA est une technique d'accès multiple par répartition en fréquence, cette technologie permet de faire un multiplexage en fréquence, en divisant la bande passante totale du support de transmission en des sous-bandes de fréquences distinctes en laissant des bandes de séparation entre elles. Chaque utilisateur aura accès tout le temps et en pleine puissance mais sur une sous bande bien déterminée, ceci est illustré dans la figure III.1. Ce type d'accès est utilisé principalement dans les transmissions analogiques [43] [42].

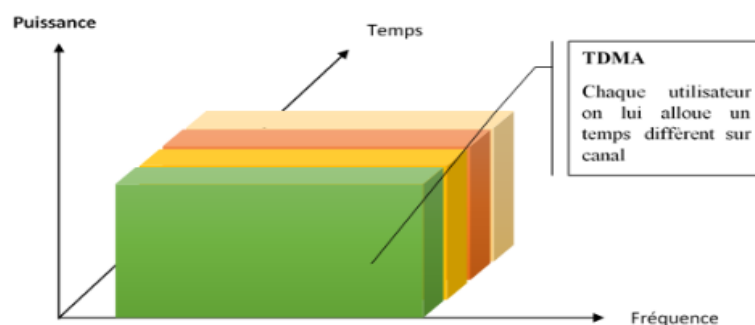


*Figure III.1: FDMA – Frequency division multiple Access*

### III.2.1.2. TDMA – Time Division Multiple Access

TDMA est la technique d'accès multiple par répartition dans le temps [42], elle permet de faire un multiplexage dans le temps. Elle consiste à offrir la totalité de la bande fréquentielle disponible à chaque utilisateur mais pour un laps de temps d'une façon cyclique (voir la figure III.2). Ceci est atteint en divisant un intervalle de temps en petits sous-intervalles et d'en affecter chacun à un utilisateur différent [53].

Le TDMA est utilisé notamment dans les systèmes de première génération (GSM) [44] pour multiplexer plusieurs voies téléphoniques sur un support unique. Le MIC (Modulation par Impulsion et Codage) en est un bon exemple.

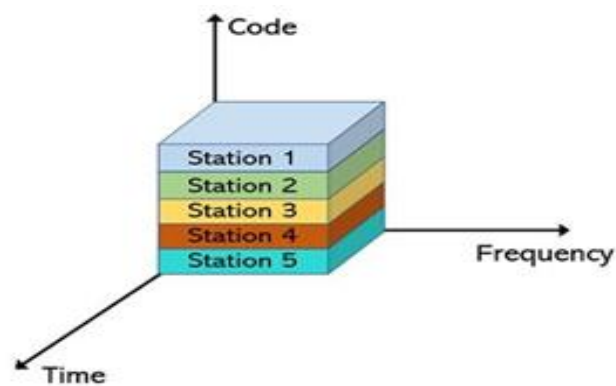


*Figure III.2: TDMA – Time division multiple Access*



### III.2.1.3. CDMA – Code Division Multiple Access

CDMA, est une technique d'accès multiple par répartition de code. Cette technique permet à séparer les sous-canaux par des codes spécifiques. En émission, les données seront divisées en petits blocs dont chacun sera codé par un code unique. Une fois les blocs de données sont codés, on peut les transmettre sur n'importe quelle fréquence disponible sur la bande et à tout moment. A l'autre côté, le récepteur bien spécifié est le seul capable de réassembler et décoder les différentes parties de la conversation puisque c'est le seul capable à de régénérer les mêmes codes utilisés en émission [42].

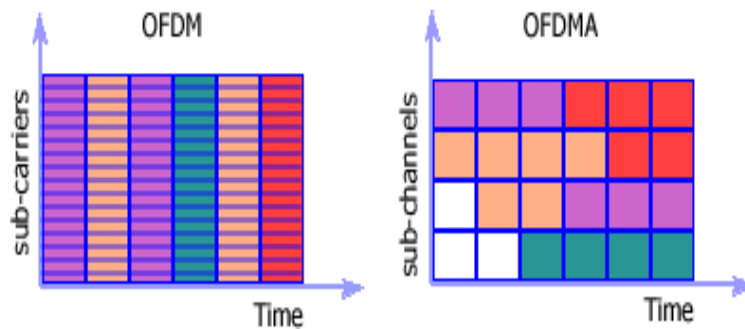


*Figure III.3: CDMA – Code division multiple Access*

### III.2.1.4. OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access

L'OFDMA est une technique d'accès multiple permet de partager les ressources radio entre plusieurs utilisateurs dans la liaison. L'OFDMA est la combinaison des deux types précédents, TDMA et FDMA en utilisant la modulation multi-porteuse basée sur des fréquences qui sont mutuellement orthogonales (OFDM).

Son principe consiste à diviser la bande totale équitablement en 'N' sous bandes étroites et espacées par :  $\Delta f = 1/f_i$  avec  $i = 1, 2, \dots, N$ . Ce type d'accès permet d'exploiter la bande disponible d'une façon plus intelligente en affectant à chaque utilisateur une position bien déterminée sur le plan temps-fréquence (voir la figure III.4). Le grand nombre de sous-bandes et la condition d'orthogonalité en temps et en fréquence permettent d'éliminer toute sorte d'interférence entre symboles tout en assurant le même débit élevé [24].



*Figure III.4: OFDMA-orthogonal frequency-division*

### III.2.2. Accès Multiple Non Orthogonal (NOMA)

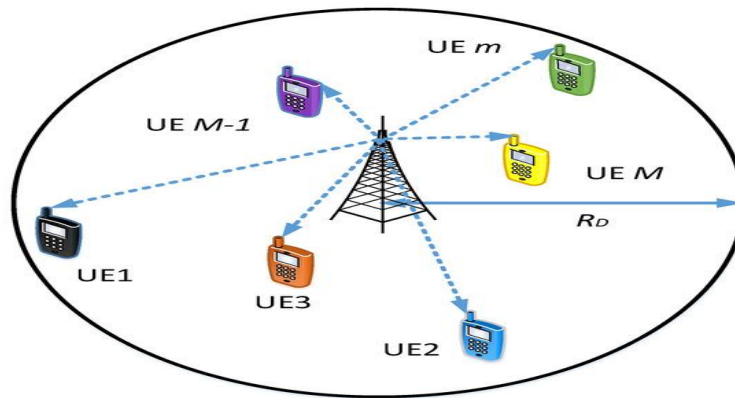
NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) est une méthode de multiplexage non orthogonale qui permet à plusieurs utilisateurs de partager une même bande fréquentielle simultanément en se basant sur le multiplexage en puissance ce qui constitue une amélioration de l'efficacité spectrale [25].

#### III.2.2.1. Technologies clés de NOMA

Les deux opérations clés qui rendent NOMA possible sont le codage par superposition (Superposition Code ou SC) qui doit être effectué en émission et l'annulation successive des interférences (Successive Interference Cancellation ou SIC) à la réception [45].

##### ✓ Codage de Superposition SC

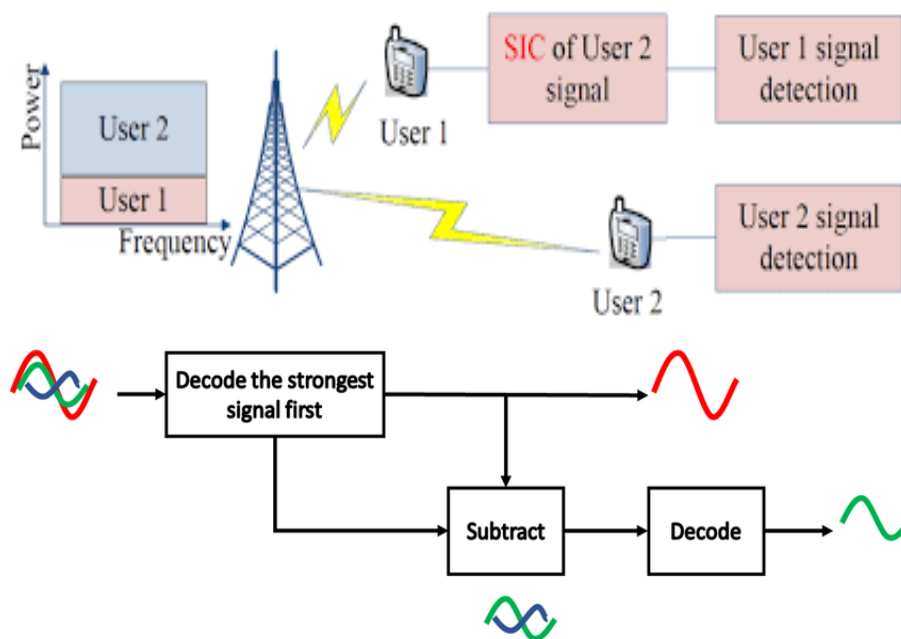
Le concept fondamental du **SC** est qu'il permet à la station de base de transmettre simultanément les signaux de plusieurs utilisateurs qui sont codés et modulés de façon indépendante. Chaque utilisateur aura un niveau de puissance relatif à son propre état dans le canal. En effet, plus l'utilisateur est proche à la station de base **BS**, plus le niveau de puissance qui lui est affecté sera faible [24]. De façon plus claire, le SC permet de coder un message pour un utilisateur associé à de mauvaises conditions de canal avec un taux de puissance relativement fort, puis de le superposer au signal d'un utilisateur ayant de meilleures conditions de canal et codé avec un taux de puissance relativement faible [46].



*Figure III.5 : Concept du codage de superposition*

✓ **Annulation successive des interférences**

Le signal reçu au niveau de chaque récepteur est la combinaison linéaire de tous les signaux des différents utilisateurs. Pour séparer les différents signaux, on fait appel au détecteur 'SIC'. Son principe consiste à éliminer les signaux des utilisateurs déjà détectés, en les supposant comme des interférences, puis en les soustrayant du signal reçu. En d'autres termes, lorsque le signal d'un utilisateur est décodé, les messages des autres utilisateurs seront considérés comme des interférences, de sorte que les signaux des autres utilisateurs seront décodés avec l'avantage de ne pas avoir des interférences de la part du premier comme il l'aurait déjà été détecté (voir la figure III.6) [24].



*Figure III.6: Annulation Successive des Interférences (SIC).*

Dans ce qui suit, le processus SIC pour deux utilisateurs qui reçoivent respectivement les deux signaux  $y_1(n)$  et  $y_2(n)$ . Le décodage des messages superposés peut être défini par le processus exprimé mathématiquement les équations suivantes :

- 1) Un décodeur mono-utilisateur  $\mathbf{g}_2 : \mathbf{c}^T \rightarrow \{\mathbf{0}, \mathbf{1}\}^{2^{TR_2}}$  pour l'utilisateur 2, effectue un décodage direct du message  $X_2(n)$  à partir du signal reçu  $y_2(n)$ . ou  $\mathbf{g}_2$  est le décodeur mono-utilisateur,  $\mathbf{c}^T$  les séquences complexes des messages proches et lointains chacune de longueur  $L$ ,  $TR_2$  désigne la bande passante-taux de transmission normalisés (ou efficacités spectrales).
- 2) L'utilisateur 1 effectue les étapes suivantes pour récupérer successivement son message  $X_1(n)$  à partir de son signal reçu  $y_1(n)$  :
  - a) Décoder le message de l'utilisateur 2  $X_2(n)$  en utilisant le décodeur mono-utilisateur

$$\mathbf{g}_2 : \mathbf{c}^T \rightarrow \{\mathbf{0}, \mathbf{1}\}^{2^{TR_2}}$$

- b) Multiplier le signal ainsi décodé  $X_2(n)$  par le coefficient de puissance approprié :

$$\sqrt{p\alpha_2}h_1X_2(n) \tag{III. 1}$$

- Soustraire le terme précédent du signal reçu  $y_1(n)$  :

$$y'_1(n) = y_1(n) - \sqrt{p\alpha_2}h_1X_2(n) \tag{III. 2}$$

Où  $h_2$  est le gain complexe du canal sur le trajet de l'utilisateur 2

- 3) On utilise un autre décodeur mono-utilisateur  $\mathbf{g}_1 : \mathbf{c}^T \rightarrow \{\mathbf{0}, \mathbf{1}\}^{2^{TR_1}}$  pour décoder le message  $X_1(n)$  à partir du signal reçu  $y_1(n)$ .  $\mathbf{g}_1$  est le décodeur mono-utilisateur,  $TR_1$  désigne la bande passante-taux de transmission normalisés (ou efficacités spectrales).

Si tous les signaux des étapes d'itération sont annulés, le SIC est effectué avec succès. [26][40].

### III.2.2.2. Schémas de NOMA

Essentiellement, les schémas NOMA peuvent être divisés en deux catégories principales à savoir : NOMA en domaine de puissance et NOMA en domaine de code.

#### III.2.2.2.1. NOMA dans le domaine des puissances

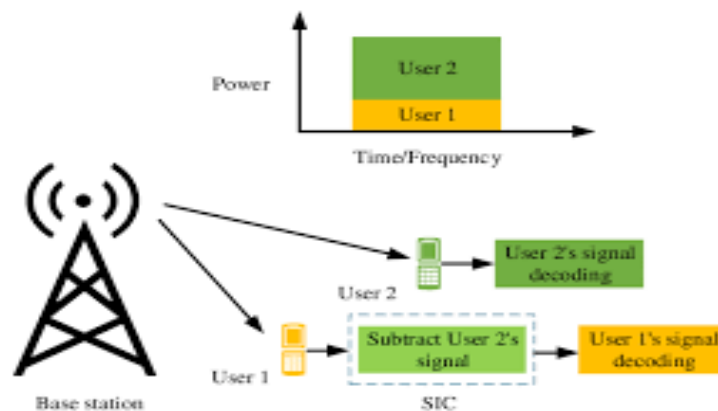
Le multiplexage en domaine de puissance (Power Domain Multiplexing), permet à plusieurs utilisateurs de partager le même canal fréquentiel simultanément par un multiplexage activé

par une différence de niveau de puissance en fonction de leurs distances qui les sépare de la station de base (BS). Par conséquent, l'utilisateur proche à la BS se trouve affecté à une faible puissance tandis que l'utilisateur éloigné sera affecté à une puissance élevée. Les signaux des différents utilisateurs qui sont codés et superposés (SC) au niveau de l'émetteur seront décodés au niveau du récepteur en fonction de leurs niveaux de puissance par annulation successive des interférences (SIC) [26].

Le NOMA en liaison montante et légèrement différent de celui en liaison descendante est

#### • PD-NOMA (Downlink)

La figure III.7 présente un système basé sur le Power Domaine – NOMA avec deux utilisateurs, chacun est équipé d'une antenne, et une station de base (BS) qui permet de transmettre simultanément deux signaux sur une même fréquence, multiplexés dans le domaine de puissance vers les deux utilisateurs User 1 et User 2.



*Figure III.7: NOMA Down-Link*

La BS transmet le signal  $x$  avec ses deux composantes codées et superposées sous la forme :

$$x = \sqrt{p_1}X_1 + \sqrt{p_2}X_2 \quad (\text{III. 3})$$

Où  $p_1$  et  $p_2$  représentent les portions de puissances affectées aux deux utilisateurs. Si la puissance totale émise est  $P$ , alors :

$$p_1 + p_2 = P \quad (\text{III. 4})$$

Le signal reçu par l'utilisateur «  $i$  » est donné par l'équation :

$$y_i = h_i X + w_i \quad (\text{III. 5})$$

Avec  $i = 1, 2$  et  $w_i$  désigne le bruit blanc gaussien additif de puissance  $N_0$ .  $h_i$  Est le coefficient complexe de canal entre l'utilisateur «  $i$  » et la station de base.

L'utilisateur 2 est celui éloigné de la BS, donc c'est le premier qui va décoder son signal  $X_2$  à partir du signal reçu  $y_2$  et doit traiter le signal  $X_1$  de l'utilisateur 1 comme étant une interférence, son débit est exprimé alors par :

$$R_2 = \log_2 \left( 1 + \frac{p_2 |h_2|^2}{p_1 |h_2|^2 + N_0} \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (\text{III. 6})$$

Ensuite, l'utilisateur 1 peut décoder le signal  $X_2$  afin de le soustraire du signal reçu  $y_1$ , son débit est donné par :

$$R_{1 \rightarrow 2} = \log_2 \left( 1 + \frac{p_2 |h_1|^2}{p_1 |h_1|^2 + N_0} \right) \quad (\text{III. 7})$$

Après avoir effectué le SIC c'est-à-dire soustraire  $X_2$  de  $y_1$ , le débit réalisable par l'utilisateur 1 données par [37] :

$$R_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{p_1 |h_1|^2}{N_0} \right) \quad (\text{III. 8})$$

- **PD-NOMA (Uplink)**

La figure III.8 présente un schéma de NOMA pour la liaison montante. C'est en fait le processus inverse de la liaison descendante dans laquelle les utilisateurs 1 et 2 transmettent

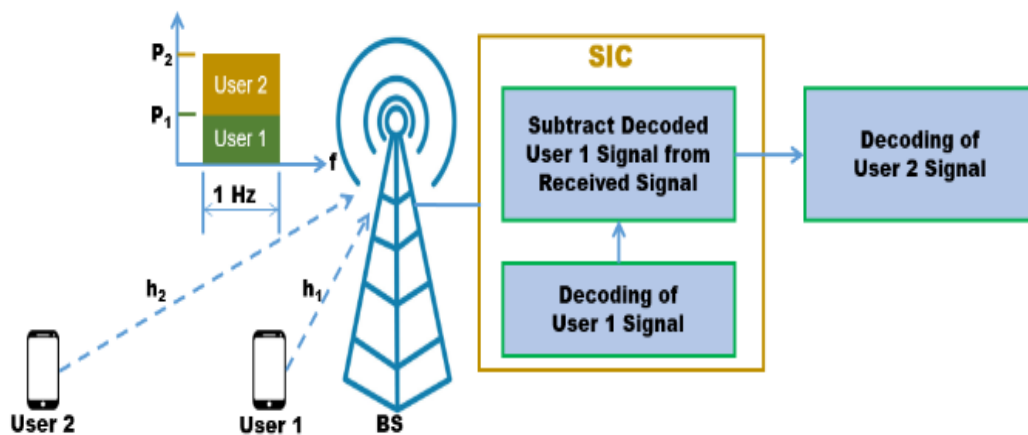


Figure III.8: UP Link NOMA

Leurs signaux  $X_1$  et  $X_2$  avec la même puissance  $p$  vers la station de base [27].

Le signal reçu à la BS est défini par l'équation suivante :

$$y = \sqrt{p}h_1X_1 + \sqrt{p}h_2X_2 + w \quad (\text{III. 9})$$

Cela signifie que la BS va traiter l'utilisateur 2 comme une interférence et décoder directement le terme  $X_1$  à partir de  $y$ . L'efficacité spectrale au niveau de la BS pour décoder les données de l'utilisateur 1 est :

$$R_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{p|h_1|^2}{p|h_2|^2 + \sigma^2} \right) \quad (\text{III. 10})$$

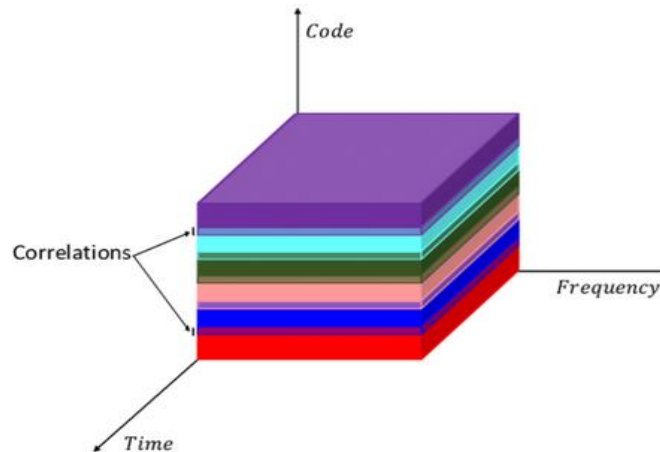
Où  $\sigma^2$  est la densité spectrale de puissance du bruit,  $h_1$  et  $h_2$  les coefficients complexes du canal sur les deux trajets.

Ensuite, une annulation successive des interférences (SIC) peut être effectuée pour récupérer la composante  $X_2$ . L'efficacité au niveau de l'utilisateur 2 sera donc [45] :

$$R_2 = \log_2 \left( 1 + \frac{p|h_2|^2}{\sigma^2} \right) \quad (\text{III. 11})$$

#### III.2.2.2.2. NOMA dans le domaine des codes

Le domaine des codes CD (Coding Domain) est un autre domaine de multiplexage NOMA basés sur le code de signature qui peut prendre en charge la transmission d'un grand nombre d'utilisateurs dans le même bloc de ressources temps/fréquence en attribuant différents codes de signature aux différents utilisateurs (voir la figure III.9). NOMA dans le domaine des codes peut donner de meilleurs résultats dans les scénarios d'équilibre de puissance, lorsque toutes les séquences de signature sont uniques. Ce domaine a reçu moins d'attention de la part des chercheurs par rapport au domaine de puissance parce que la détection des codes de signature n'est pas toujours possible et ils sont complexes et non linéaires [32].



*Figure III.9: NOMA dans le domaine code*

✓ **CDMA à étalement à faible densité**

Il comprend un ensemble d'éléments non nuls, si les codes d'étalement ne sont pas orthogonaux, l'utilisateur rencontrera des interférences avec d'autres utilisateurs dans la même puce, LDS-CDMA utilise des séquences de diffusion dispersées (faible densité) qui permettent à chaque puce d'avoir un faible chevauchement en raison du fait que le nombre d'éléments non nuls dans la séquence étalée est inférieur à la longueur de la séquence [33].

✓ **Accès multiple à code épars SCMA**

L'accès multiple à code épars (Scattered Code Multiple Access) mappe directement différents flux de données entrants à transmettre par différents mots de code épars. Chaque utilisateur a un livre de codes prédéfini, et les zéros de ce livre de codes seront dans les mêmes positions. Les mots de code de  $N$  utilisateurs sont multiplexés sur  $K < N$  ressources orthogonales [33].

### III.2.2.3. Comparaison NOMA-OMA

Le tableau III.1 suivant représente une comparaison entre les deux types d'accès NOMA et OMA :

Caractéristique	NOMA	OMA
Efficacité spectrale	Dans le NOMA, plusieurs utilisateurs utilisent la même ressource avec de bonnes et de mauvaises conditions de canal en même temps. Les	Chaque utilisateur se voit attribué à une ressource sans tenir compte de l'état du canal, qu'il soit bon ou mauvais, et par conséquent,



	codes attribués à l'utilisateur faible sont également utilisés pour l'utilisateur fort, ce qui entraîne des interférences qui sont traitées par le SIC.	une diminution de l'efficacité spectrale et donc de débit est enregistrée dans le système.
Équité pour l'utilisateur, faible latence et connectivité massive	NOMA sert de nombreux utilisateurs en même temps selon différentes conditions de canal, ce qui offre une équité pour l'utilisateur, un temps de réponse réduit et une connectivité élevée.	Dans OMA, l'utilisateur avec un bon état de canal a une priorité plus élevée à se servir tandis que l'utilisateur avec un mauvais état de canal doit attendre l'accès, ce qui entraîne un problème d'équité et une latence relativement élevée. Cette approche ne peut pas supporter une connectivité massive.
Complexité du récepteur	Élevée	Faible
Consommation d'énergie	Plus	Moins
Nombre d'utilisateurs/cluster	Inférieur	Supérieur
Nombre de paires d'utilisateurs	Moins	Plus

*Tableau III.1: comparaison entre les techniques NOMA et OMA [47][48]*

#### III.2.2.4. Avantages et inconvénients de NOMA

La technique d'accès NOMA présente de nombreux avantages malgré elle a quelques inconvénients que l'on va citer dans ce qui suit :

- ✓ **Avantages**
  - **Efficacité spectrale élevée**

NOMA permet à chaque bloc de ressource temps-fréquence d'être efficacement partagé entre plusieurs utilisateurs. Il permet donc d'atteindre une efficacité spectrale élevée et des débits bien importants [28].

- **Amélioration de l'Équité**

NOMA alloue plus de puissance aux utilisateurs à la périphérie de la cellule afin que les utilisateurs obtiennent une part plus équitable de la productivité [33].

- **Connectivité élevée**

Au moyen d'une fonctionnalité non orthogonale de NOMA qui lui permet d'accueillir un plus grand nombre d'utilisateurs et donc le nombre d'appareils n'est pas limité par le nombre de ressources disponibles, ce qui améliore ce paramètre [33].

- **Compatibilité**

NOMA peut être considéré comme une technique complémentaire pour toutes les techniques d'accès multiple orthogonale OMA car il utilise une nouvelle dimension qui est le domaine de puissance [28].

- **Flexibilité**

NOMA est une technique très flexible par rapport aux autres techniques NOMA existante telles que PDMA, CDMA, car il s'appuie sur l'allocation de plusieurs utilisateurs à un seul bloc de ressource [28].

- ✓ **Inconvénients**

- Chaque utilisateur a besoin de déchiffrer les informations de tous les autres utilisateurs quel que soit l'état de canal au niveau de groupe. Cela conduit à la complexité du récepteur. De plus, la consommation énergétique est plus élevée [49].

- En cas d'une imperfection au niveau de SIC, ça peut produire une erreur chez le récepteur. En effet, toutes les informations des autres utilisateurs seront décryptées à tort, cela limite le nombre maximal d'utilisateurs qui seront servis [49].

- Afin d'obtenir la fonctionnalité souhaitée du concept de domaine de puissance NOMA au niveau du récepteur, la différence de gain de canal entre les utilisateurs doit être suffisante. Cela limite le nombre effectif de paires d'utilisateurs desservies par les groupes [49].

- Chaque utilisateur est tenu de fournir des informations sur le gain du canal à la station de base sous forme de retour, de sorte que NOMA est suffisamment sensible pour obtenir ces mesures [49].

### III.2.2.5. Champs d'application du NOMA

Les champs d'application de la technique NOMA sont multiples, on peut en citer quelques-uns.

#### ✓ **Li-Fi (Light Fidelity ou Visible Light Communications, VLC)**

Est une technologie qui se développe autour des éclairages à base de LED. Elle fait partie des communications optiques sans fil (Optical Wireless Communications, OWC) avec la caractéristique de ne transmettre que sur des distances de quelques mètres à quelques dizaines de mètres. NOMA dans ce cas avec un gain de performance similaire à ce qui est observé dans le cas RF, le décodage sera plus simple et le canal ne change pas la plupart de temps [36][27].

#### ✓ **Internet des objets**

Les scénarios de l'IoT consiste en une connectivité massive désigne l'ensemble des infrastructures et technologies mises en place pour faire fonctionner des objets divers par le biais d'une connexion Internet. L'exploitation de ressource non orthogonale comme moyen d'améliorer la connectivité fait l'objet de recherche actuelle [13][27].

#### ✓ **MIMO-NOMA**

NOMA est une technologie polyvalente car elle peut être combinée avec de nombreuses autres techniques comme la communication coopérative, SWIPT, MIMO, etc. Cette combinaison permet à conduire à une grande capacité d'un système [45].

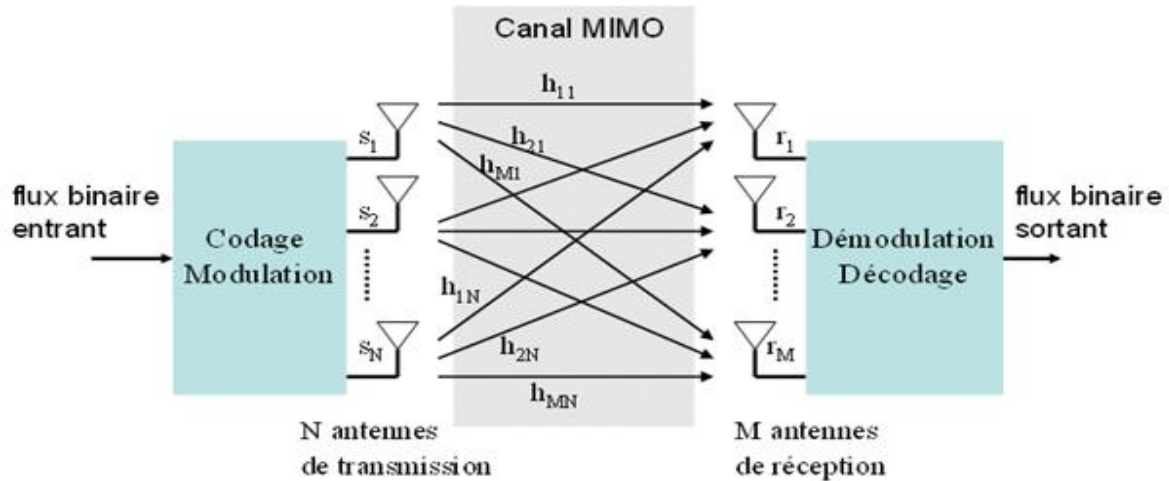
### III.3. Principe de la technologie MIMO

MIMO (Multiple Input Multiple Output) est une technique émergente utilisée aujourd'hui dans plusieurs applications de télécommunication 3G et 4G et reste une des méthodes les plus prometteuses pour les systèmes révolutionnaires des réseaux mobiles 5G [29].

L'idée de base du MIMO est relativement simple, il consiste à transmettre le signal d'information simultanément dans une même bande de fréquence mais en utilisant plusieurs antennes en émission et en réception, c'est donc un multiplexage dans le domaine spatial. Le débit transmis dans cette bande de fréquence se trouve multiplié par le nombre d'antennes émettrices. A la réception, on doit appliquer des méthodes sophistiquées de traitement du signal pour séparer les composantes du signal reçu. Parmi les champs d'application du MIMO on a les réseaux locaux sans fil (WLAN), où l'environnement indoor est riche en diffuseurs

permettant d'exploiter la dimension spatiale du système et le temps de cohérence du canal est typiquement grand devant un nombre important de périodes symboles permettant le retour d'information possible (CSI) [34].

La figure III.10 illustre un système MIMO à N antennes émettrices et M antennes réceptrices.



**Figure III.10: Système MIMO  $N \times M$**

Le flux de données est divisé en différents flux de même fréquence qui sont envoyés à travers N émetteurs vers M récepteurs. Chaque antenne de réception reçoit donc N signaux sur N trajets différents [34].

Le canal MIMO peut être traduit par une matrice  $H$  de taille  $N \times M$  dite matrice de canal et est définie par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 12})$$

Le signal MIMO en réception peut être défini par l'équation suivante :

$$r = HS + \sigma \quad (\text{III. 13})$$

Où :  $S$  représente la séquence de données émises,  $r$  : est la séquence reçue et  $\sigma$  : un bruit blanc additif déformant le signal dans le canal.

La capacité d'un système MIMO est donnée par la formule [34] :

$$C = W \cdot \log_2 \left[ I_M + \frac{\rho}{N} HH^* \right] \text{ bit/s} \quad (\text{III. 14})$$

Avec :  $I_M$ , la matrice unitaire  $N \times M$ ,  $H$  est la matrice de canal MIMO de taille  $M \times N$  et le symbole '\*' représente la matrice trans-conjuguée.

### III.3.1. Techniques de diversité

Le signal électromagnétique qui se propage à travers un canal à trajets multiple subit des évanouissements profonds, ce qui provoque une dégradation de sa qualité. Pour combattre ces effets on transmet le même signal sur plusieurs antennes simultanément, chacune des versions sera reçue indépendamment des autres et occupera une bande suffisamment étroite pour minimiser au maximum les interférences inter symboles. A la réception, on récupère alors diverses versions dont il existe au moins une version de très bon état car elle a subi le minimum d'évanouissement [1] ;

Il existe plusieurs techniques de diversité pour recevoir des signaux indépendants à savoir : la diversité spatiale, la diversité temporelle, la diversité fréquentielle, la diversité angulaire

#### III.3.1.1. Diversité spatiale

Des antennes séparées par une distance suffisamment grande, permettent de créer des sous canaux indépendants. La même information peut ainsi être envoyée sur les différents sous canaux [29].

#### III.3.1.2. Diversité temporelle

Consiste à transmettre les signaux à plusieurs moments c'est-à-dire le même signal doit être transmis sur des instants séparés par un intervalle de temps qui est supérieur au temps de cohérence du canal [29][1].

#### III.3.1.3. Diversité fréquentielle

Consiste en la transmission du même signal sur plusieurs bandes de fréquence chacune a une largeur bien supérieure à la bande de cohérence du canal [29][1].

#### III.3.1.4. Diversité Angulaire

Les antennes de réception sont orientées avec différents angles de direction pour recevoir plusieurs versions indépendantes du même signal.

### III.3.2. Techniques de combinaison

Pour obtenir un signal à évanouissements quasiment éliminés nous devons combiner les versions du signal grâce à différentes techniques de combinaison, parmi lesquelles on peut citer :

### III.3.2.1. Combinaison par sélection « Selection Combining »

La combinaison par sélection (SC) basée sur le fait que le combineur de diversité fasse une sélection parmi les versions du signal celle ayant le meilleur rapport sur bruit (SNR) et de puissance maximale (voir la figure III.10). En utilise un système de M branche, M récepteurs sont requis pour l'analyse instantanée de toutes les sorties de ces branches, donc la branche avec le meilleur SNR de sortie est sélectionnée, ainsi, si toute les branches sont affectées par le même bruit, la valeur de la sortie du combineur est égale à l'amplitude du meilleur signal reçu [10].

La probabilité que la puissance  $\gamma$  disponible en sortie du bloc de traitement soit inférieure à une puissance de référence  $\gamma_0$  peut être représentée par la densité de probabilité cumulée du signal combiné sur les M branches, qui est donnée par l'expression suivante [1] :

$$P(\gamma \leq \gamma_0) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\Gamma}}\right)^M \quad (\text{III. 15})$$

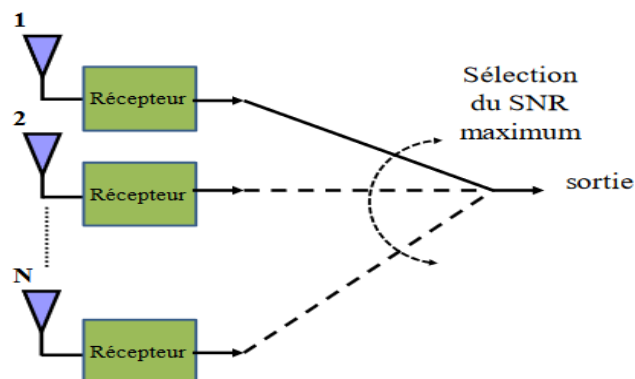


Figure III.11 : Combinaison par Sélection (SC)

### III.3.2.3. Combinaison par gain égal (Equal Gain Combining EGC)

Cette technique permet d'améliorer la puissance moyenne du signal de sortie. Les signaux de toutes les branches peuvent être combinés pour former le signal de sortie. Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux soient tous en phase [4].

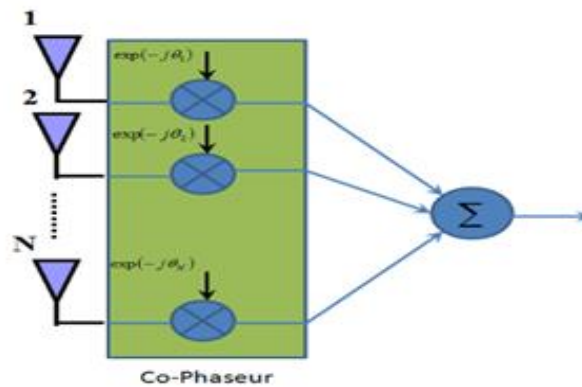


Figure III.12: Combinaison par Gain Egal (EGC)

### III. 3.2.4. Combinaison à Rapport maximal (Maximum Ratio Combining MRC)

L'inconvénient majeur de la technique précédente (EGC) est que si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour empêcher ce problème, dans la technique MRC, un coefficient de pondération  $w_i$  est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés (voir la figure III.13). Ainsi pour maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé est attribuée à un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner d'une façon optimisée [10].

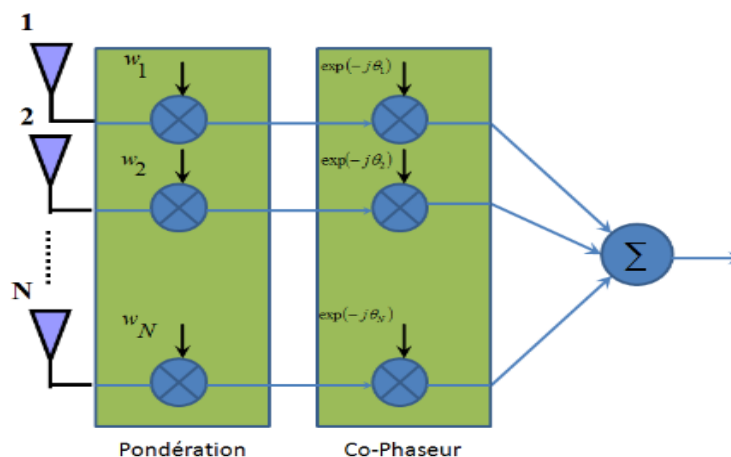


Figure III.13: Combinaison à Rapport Maximal (MRC)

Le rapport signal sur bruit (SNR),  $\gamma$  moyen de toutes les branches est supposé être le même, donc on aura [10] :

$$P(\gamma < \gamma_0) = 1 - \exp\left(\frac{-\gamma_0}{\Gamma}\right) \sum_{n=0}^{M-1} \left(\frac{\gamma_0}{\Gamma}\right)^n \frac{1}{n!} \quad (\text{III. 16})$$

#### III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié en bref les techniques d'accès multiple orthogonaux OMA. Puis on a fait une étude approfondie de l'accès multiple non orthogonal (NOMA), ses différents schémas et le principe de chacun dans les deux voies montante et descendante. Pour voir son importance, on a comparé les caractéristiques de NOMA à celle de OMA et extrait les avantages et les inconvénients de ce nouveau mode d'accès. Nous avons ensuite essayé de présenter les bénéfices apportés par la technologie MIMO et son efficacité de combattre les évanouissements dans un canal multi trajet, ainsi que les différentes techniques de diversité. En fin, on envisage à travers le dernier chapitre de faire des simulations pour supporter les notions et les résultats qu'on a vu précédemment notamment dans le chapitre 3.



**CHAPITRE IV :**

**SIMULATION ET ANALYSE**

**DES PERFORMANCES DE**

**NOMA**

## **IV.1. Introduction**

Les scientifiques ont proposé de nombreuses technologies conformes aux exigences et aux développements de la cinquième génération, parmi lesquelles la technologie NOMA, qui permet à plusieurs utilisateurs d'envoyer et de recevoir des informations sur la même fréquence en même temps. NOMA est basé sur deux mécanismes clés à savoir le codage superposition (SC) qui doit être effectué à l'extrémité émettrice, tandis que l'annulation successive des interférences (SIC) qui doit être effectuée au niveau du récepteur.

Dans ce chapitre, on expose l'évaluation des performances de la technique NOMA en termes de capacité, BER, probabilité de panne, par rapport à l'accès multi-orthogonal OMA que ce soit en liaison descendante et en liaison montante. Ensuite, on va effectuer une simulation sur la combinaison MIMO-NOMA. Les simulations ont été réalisées sous MATLAB 2016.

## **IV.2. Performances de NOMA en liaison descendante (downlink)**

### **IV.2.1. Simulation du BER d'un système PD-NOMA avec un canal AWGN**

Dans cette partie, nous verrons comment simuler un système NOMA en liaison descendante c'est-à-dire de la station de base (BS) vers l'utilisateur, où on a adopté le cas simple de deux utilisateurs avec des coefficients optimaux d'allocation de puissance. Le signal résultant passe par un canal à bruit AWGN, ensuite nous voyons comment cela affecte les performances de BER. Cette simulation a été réalisée en utilisant la technique de Monte-Carlo.

#### **IV.2.1.1. Présentation du modèle de simulation**

Le système utilisé est basé sur NOMA et est composé d'une station de base et deux utilisateurs communiquant simultanément en utilisant la même fréquence 1Hz. Ceci est illustré dans la figure IV.1.

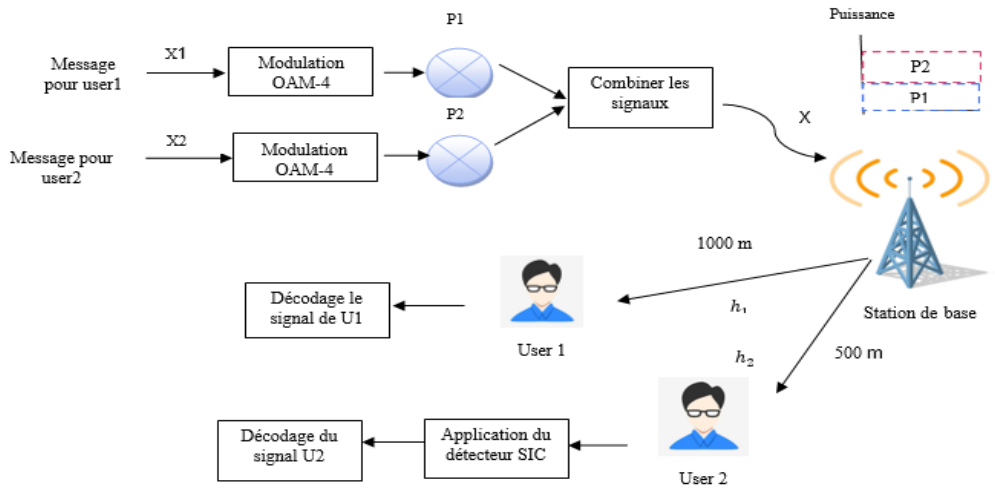


Figure IV.1 : Système PD-NOMA, liaison descendante

La BS transmet un signal combiné étant une superposition de deux signaux aléatoires  $X_1$  et  $X_2$  avec une moyenne  $E[|X_k|^2] = 1$ , attribués aux utilisateurs User 1 et User 2 avec des coefficients de puissance différents. Ces signaux sont modulés numériquement avant d'être transmis, avec une modulation QAM-4 (QPSK), ce qui permet d'obtenir quatre symboles différents soient (00, 01, 10 et 11). Son diagramme de constellation est illustré comme suit :

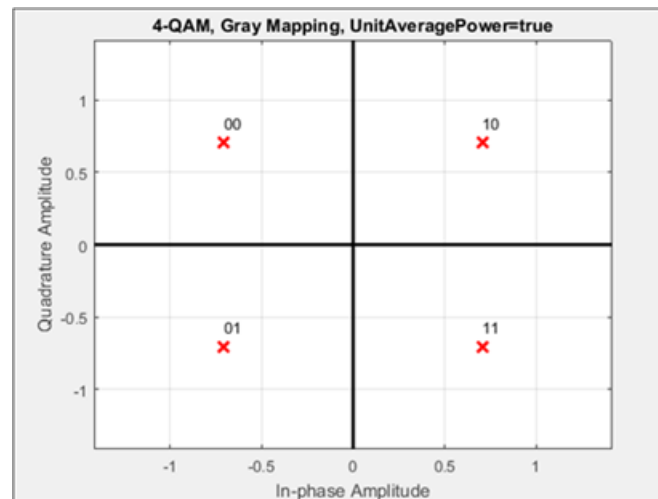


Figure IV.2 : Symboles transmis, QAM-4

#### IV. 2. 1. 2. Allocation Dynamique des puissances aux utilisateurs

Les coefficients d'allocation de puissance peuvent prendre des valeurs fixes indépendantes aux états des canaux des deux utilisateurs mais cela semble sous-optimal, pour cela on a utilisé une

méthode afin d'optimiser ces coefficients dynamiquement en fonction de la distance qui sépare chaque utilisateur de la BS en assurant une efficacité énergétique maximale. Ce schéma d'allocation équitable de puissance est appelé (FAIR PA) [45]. Cette méthode permet de donner la priorité à l'utilisateur faible/éloigné. C'est-à-dire que les coefficients d'attribution de puissance sont calculés de sorte que le débit cible de l'utilisateur distant soit atteint et le reste de la puissance totale est allouée à l'autre utilisateur fort/proche.

Le SINR (Signal to Interference Noise Ratio) est le rapport mesurant la force du signal utile par rapport aux interférences et au bruit indésirable (la qualité du signal). Sa formule mathématique se représente comme suit :

$$\gamma_1 = \frac{|h_1|^2 P \alpha_1}{|h_1|^2 P \alpha_2 + \sigma^2} \quad (\text{IV. 1})$$

Après annulation du terme qui représente les interférences (le signal de l'utilisateur éloigné) par SIC le rapport devient :

$$\gamma_2 = \frac{|h_2|^2 P \alpha_2}{\sigma^2} \quad (\text{IV. 2})$$

Où  $h_1$  et  $h_2$  sont les coefficients d'évanouissement de Rayleigh pour l'utilisateur éloigné et l'utilisateur proche respectivement,  $P$  est la puissance de transmission totale fournie par la BS,  $\sigma^2$  représente la puissance du bruit AWGN.

L'efficacité spectrale réalisable pour chaque utilisateur est :

$$E_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{|h_1|^2 P \alpha_1}{|h_1|^2 P \alpha_2 + \sigma^2} \right) \quad (\text{IV. 3})$$

$$E_2 = \log_2 \left( 1 + \frac{|h_2|^2 P \alpha_2}{\sigma^2} \right) \quad (\text{IV. 4})$$

Soit  $E^*$  l'efficacité cible de l'utilisateur distant, on choisit les valeurs de  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  telles que  $E_1$  soit supérieur ou égal à  $E^*$

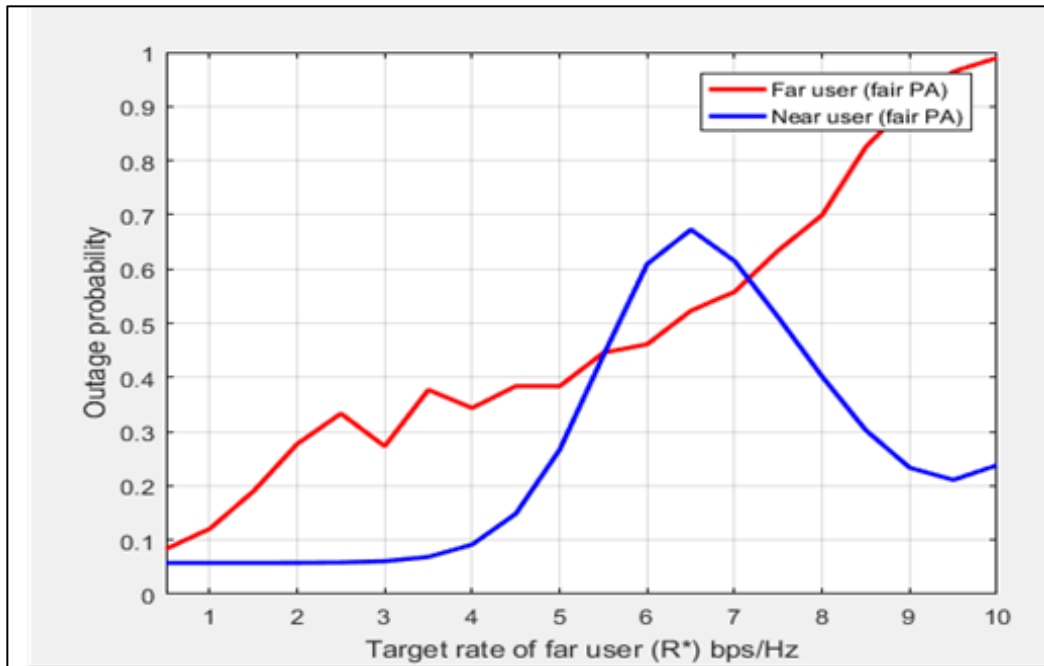
L'équation (IV.3) permet de calculer le coefficient  $\alpha_1$  :

$$\alpha_1 = \frac{\xi(|h_1|^2 \sigma^2)}{(|h_1|^2 (P + \xi))} \quad (\text{IV. 5})$$

avec  $\xi = 2^{E^*} - 1$ . Et on a  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ , on peut donc facilement calculer  $\alpha_2$  par :

$$\alpha_2 = 1 - \alpha_1 \quad (\text{IV. 6})$$

Dans la figure (IV.3) on a tracé les courbes représentant la probabilité de panne en fonction de l'efficacité cible  $E^*$  de l'utilisateur distant. On a pris le cas simple d'allocation équitable des puissances :  $\alpha_1 = 0$ , ce qui définit automatiquement  $\alpha_2 = 1$ .



*Figure IV.3 : Allocation équitable des puissances*

Nous notons qu'il existe une relation proportionnelle entre la probabilité de panne et l'efficacité cible pour l'utilisateur distant, où la probabilité de panne augmente progressivement avec l'augmentation du besoin de l'efficacité cible. Cette augmentation permet à l'utilisateur distant de réduire ses chances d'atteindre cette efficacité, cela entraînerait une augmentation de sa probabilité de panne.

Pour l'utilisateur proche, lorsque  $E^*$  est incluse dans l'intervalle  $[0 - 6,5]$  bps/Hz la probabilité de panne augmente, ce qui indique la favorisation des utilisateurs éloignés de ceux qui sont proches en allouant des puissances plus élevées, mais au-delà de 6,5 bps/Hz la probabilité atteint un pic dans ce cas nous favorisons les utilisateurs proches car toute valeur  $\alpha_1$  ne permet pas de satisfaire  $E^*$ .

Pour  $E^* > 6,5$  bps/Hz la probabilité de panne commence à diminuer sans aucune interruption de service de l'utilisateur distant.

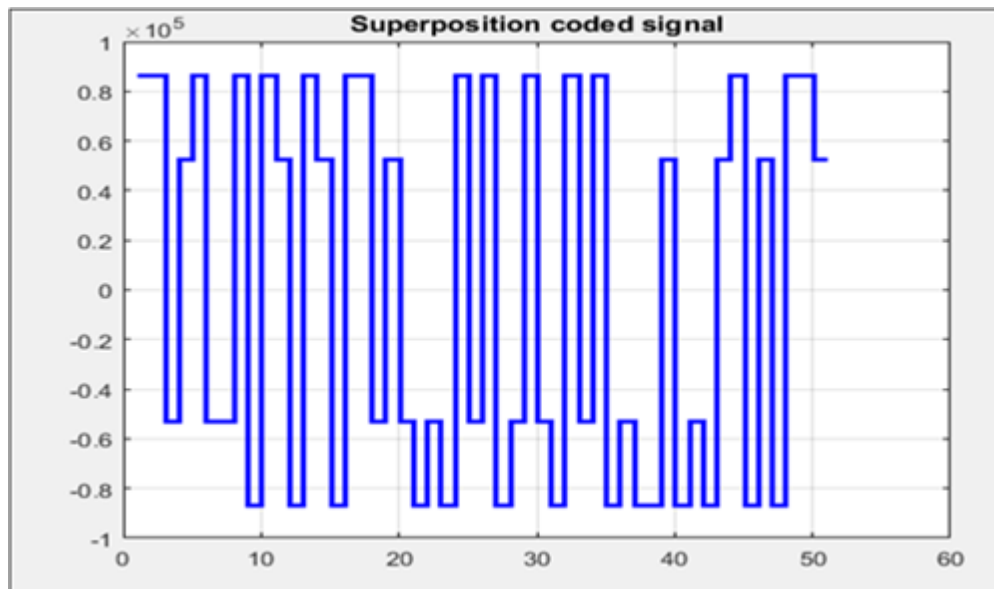
### IV. 2. 1. 3. Codage de superposition (SC)

NOMA nécessite un codage de superposition au niveau de l'émission. Il s'agit de superposer les signaux  $X_1$  et  $X_2$  en les pondérant par différents niveaux de puissance.

Soit  $P_{a_1}, P_{a_2}$  les coefficients d'allocation équitable NOMA (Fair PA) tels que  $|\alpha_k|^2 = P_{a_k}$  avec  $k=1$  ou  $2$ . Donc, ce signal combiné qui sera transmis à chaque utilisateur est exprimé par l'expression suivante :

$$X = Pa_1X_1 + Pa_2X_2 \quad (IV. 7)$$

La figure IV.4 illustre le signal résultant de l'opération SC :



*Figure IV .4 : Signal combiné (sortie de SC)*

Après avoir traversé le canal bruité AWGN, ce signal arrive au récepteur avec un certain niveau de puissance et infecté par un certain niveau de bruit.

A la réception, le mécanisme de NOMA est basé sur la technique d'annulation successive d'interférence (SIC) en décodant dans un premier temps le signal de l'utilisateur le plus puissant et en considérant l'autre signal comme interférence. Puisque l'utilisateur 1 est celui faible on lui attribue plus de puissance, donc son signal reçu est donné par :

$$y_1 = \sqrt{p}h_1X + \omega_1 \quad (IV. 8)$$

$$y_1 = h_1\sqrt{p}(Pa_1X_1 + Pa_2X_2) + \omega_1 \quad (\text{IV. 9})$$

$$y_1 = h_1\sqrt{p}Pa_1X_1 + \underbrace{h_1\sqrt{p}Pa_2X_2}_{\text{interférence}} + \omega_1 \quad (\text{IV. 10})$$

Où  $\omega_1$  est un bruit AWGN avec une moyenne nulle et une variance  $\sigma^2$ .

Le signal  $y_1$  peut-être décodé directement pour obtenir  $X_1$  en traitant l'autre signal comme une interférence. Le SINR de l'utilisateur distant (User-1) est :

$$\gamma_1 = \frac{|h_1|^2Pa_1}{|h_1|^2Pa_2 + \sigma^2} \quad (\text{IV. 11})$$

Son efficacité spectrale est définie par :

$$E_1 = \log_2(1 + \gamma_1) = \log_2\left(1 + \frac{|h_1|^2Pa_1}{|h_1|^2Pa_2 + \sigma^2}\right) \quad (\text{IV. 12})$$

Pour l'utilisateur 2 le signal reçu est donné par :

$$y_2 = \sqrt{p}h_2X + \omega_2 \quad (\text{IV. 13})$$

$$y_2 = h_2\sqrt{p}(Pa_1X_1 + Pa_2X_2) + \omega_2 \quad (\text{IV. 14})$$

$$y_2 = \underbrace{h_2\sqrt{p}Pa_1X_1}_{\text{interférence}} + h_2\sqrt{p}Pa_2X_2 + \omega_2 \quad (\text{IV. 15})$$

L'utilisateur 2 considère le signal de l'utilisateur 1 comme une interférence dans ce cas il effectue une annulation d'interférence successive (SIC). Cet algorithme est effectué par les 3 étapes suivantes :

- $y_2$  est directement décodé pour obtenir une estimation de  $X'_1$ . (Décodage)
- $y'_2 = y_2 - pa_1X'_1$ . (Soustraction)
- Finalement  $y'_2$  est décodé pour obtenir une estimation de  $X_2$ . (Décodage)

Le SINR de l'utilisateur proche (User-2) est :

$$\gamma_2 = \frac{|h_2|^2Pa_2}{\sigma^2} \quad (\text{IV. 16})$$

L'efficacité correspondante est :

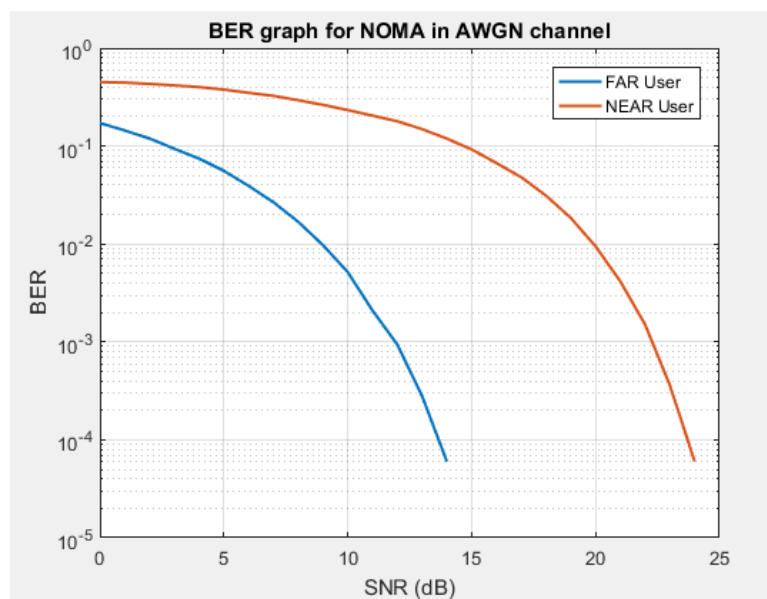
$$E_2 = \log_2(1 + \gamma_2) = \log_2\left(1 + \frac{|h_2|^2Pa_2}{\sigma^2}\right) \quad (\text{IV. 17})$$

#### IV. 2. 1. 4. Analyse des performances BER

On définit le taux d'erreur binaire par le nombre de bits erronés divisé par le nombre total de bits transférés pendant un intervalle de temps, soit :

$$BER = \frac{(\text{nombre de bit érronées})}{(\text{le nombre de bit totale})}$$

Les résultats du BER pour deux utilisateurs en fonction de SNR sont illustrés dans la figure IV .5.



*Figure IV .5 : BER-NOMA avec un canal AWGN*

D'après cette figure, nous pouvons constater que l'utilisateur distant a un BER mieux que l'utilisateur proche. Cela est dû au fait que l'utilisateur proche est amené à effectuer l'opération SIC, origine de cette augmentation de BER.

#### IV. 2. 2. Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour trois utilisateurs

##### IV. 2. 2. 1. Model de simulation :

Nous disposant d'une station de base BS qui transmet un signal (avec 3 composantes superposées) à trois utilisateurs (où l'utilisateur 1 est le plus loin et l'utilisateur 3 le plus proche), ceci est illustré sur la figure IV.6.



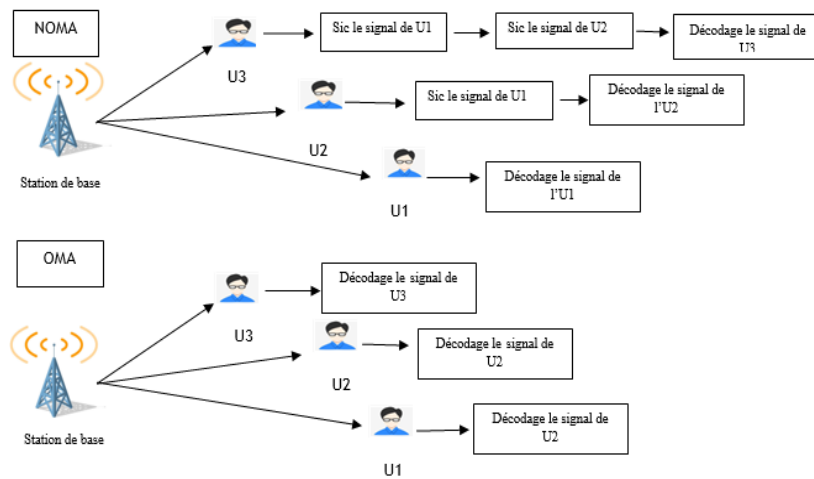


Figure IV.6 : Systèmes OMA et NOMA pour 3 utilisateurs

Le signal reçu au niveau de chaque utilisateur peut être écrit comme suit :

$$y_{k,NOMA} = h_k \sqrt{p} (\sqrt{a_1} X_1 + \sqrt{a_2} X_2 + \sqrt{a_3} X_3) + \omega_k \tag{IV.18}$$

avec  $k= 1, 2,3$ .

Les rapports SINR pour les trois utilisateurs dans le système NOMA sont exprimés par :

$$\gamma_{1,NOMA} = \frac{|h_1|^2 P a_1}{|h_1|^2 P a_2 + |h_1|^2 P a_3 + \sigma^2} \tag{IV.19}$$

$$\gamma_{2,NOMA} = \frac{|h_2|^2 P a_2}{|h_2|^2 P a_3 + \sigma^2} \tag{IV.20}$$

$$\gamma_{3,NOMA} = \frac{|h_3|^2 P a_3}{\sigma^2} \tag{IV.21}$$

Dans le système OMA, les signaux sont envoyés séquentiellement dans des périodes de temps successives (orthogonalité temporelle), le signal reçu au niveau de chaque utilisateur peut s'écrire comme suit :

$$y_{k,OMA} = \sqrt{p} h_k X_k + \omega_k \tag{IV.22}$$

Le SNR OMA exprimé comme suit :

$$\gamma_{k,OMA} = \frac{|h_k|^2 P}{\sigma^2} \tag{IV.23}$$

Les paramètres qu'on a utilisés dans notre simulation sont illustrés dans le tableau suivant :

D1 (la distance entre l'utilisateur 1 et la BS)	5 m
---	-----

D2 (la distance entre l'utilisateur 2 et la BS)	<b>3 m</b>
D3 (la distance entre l'utilisateur 3 et la BS)	<b>2 m</b>
Path loss (affaiblissement de parcours)	<b>4</b>
Coefficient de puissance $\alpha_1$	<b><math>\alpha_1 = 0,75</math></b>
Coefficient de puissance $\alpha_2$	<b><math>\alpha_2 = 0,18</math></b>
Coefficient de puissance $\alpha_3$	<b><math>\alpha_3 = 1 - (\alpha_1 + \alpha_2)</math></b>
La modulation utilisée	<b>QAM-4</b>
La puissance de transmission	<b><math>P = -114 : 5 : -54 \text{ dbm}</math></b>
La bande passante	<b>1 GHZ</b>

**Tableau IV.1 : Paramètres de simulation des systèmes OMA et NOMA**

#### IV. 2. 2. 2. Analyse des capacités des systèmes OMA et NOMA

Les capacités pour le  $k^{eme}$  utilisateur dans les systèmes OMA et NOMA sont donnés par :

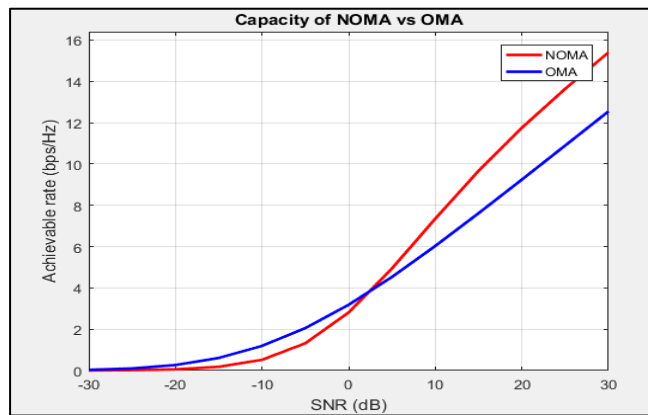
$$C_{k,NOMA} = w \cdot \log_2(1 + \gamma_{k,NOMA}) \quad (IV. 24)$$

$$C_{k,OMA} = \frac{1}{3} w \cdot \log_2(1 + \gamma_{k,OMA}) \quad (IV. 25)$$

Les capacités totales (pour les 3 utilisateurs) dans les systèmes OMA et NOMA sont :

$$C_{NOMA} = \sum_{k=1}^3 C_{k,NOMA} \quad (IV. 26)$$

$$C_{OMA} = \sum_{k=1}^3 C_{k,OMA} \quad (IV. 27)$$



**Figure IV.7 : Comparaison des capacités de NOMA et OMA**

La figure IV .7 représente une comparaison entre les efficacités totales des systèmes NOMA et OMA en fonction de SNR. Lorsque  $SNR < 3$  dB les performances d'OMA sont meilleures que les performances du NOMA car les utilisateurs de NOMA souffrent d'interférences entre eux du fait de la transmission au même temps/fréquence, alors que ces interférences n'existent plus entre les utilisateurs d'OMA.

Au  $SNR = 3$  dB les capacités d'OMA et de NOMA deviennent égales, après  $SNR = 3$  dB la performance de NOMA est meilleure que celle d'OMA.

### IV. 2. 3. Simulation de système MIMO-NOMA et MIMO-OMA :

#### IV. 2. 3. 1. Model de simulation

Dans cette partie on a essayé d'exploiter la technologie MIMO pour profiter de la diversité spatiale. Pour cela, nous proposons un système MIMO de liaison descendante ( $2 \times 1$ ) composé de deux antennes émettrices qui envoient des signaux ( $X_1, X_2, X_3$ ) à trois utilisateurs comme illustré dans la figure IV.8. Soit  $d_1, d_2, d_3$  les distances qui séparent les utilisateurs ( $U_1, U_2, U_3$ ) de l'émetteur MIMO respectivement.  $h_{rt}$  désigne le coefficient du canal de Rayleigh entre la  $t^{ième}$  antenne émettrice et la  $r^{ième}$  antenne réceptrice.

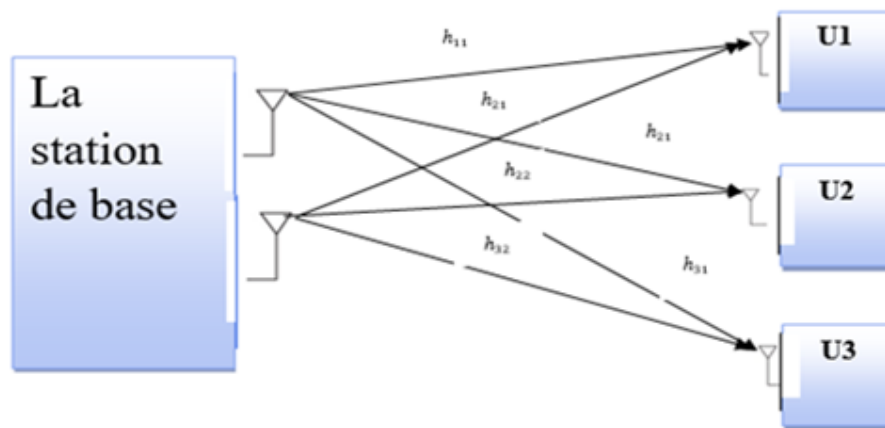


Figure IV .8 : système MIMO 2x1 Pour 3 utilisateurs

Afin d'avoir une diversité MIMO, le même signal  $X$  est transmis par les deux antennes d'émission et est donné par :

$$X = \sqrt{p}(\sqrt{a_1}X_1 + \sqrt{a_2}X_2 + \sqrt{a_3}X_3) \quad (IV. 28)$$

où  $a_1, a_2, a_3$  sont les coefficients d'allocation de puissance avec  $a_1 > a_2 > a_3$

#### IV. 2. 3. 2. Combinaison MIMO-NOMA

Le signal reçu au niveau de l'utilisateur 1 peut être écrit comme suit :

$$y_1 = X(h_{11} + h_{12}) + \omega_1 \quad (IV. 29)$$

De même, Le signal reçu au niveau de l'utilisateur 2 peut être écrit comme suit :

$$y_2 = X(h_{21} + h_{22}) + \omega_2 \quad (IV. 30)$$

Ainsi, pour l'utilisateur 3 on a :

$$y_3 = X(h_{31} + h_{32}) + \omega_3 \quad (IV. 31)$$

Lorsque  $U_1$  est l'utilisateur éloigné on lui affecte plus de puissance, et doit décoder directement  $X_1$  à partir de  $y_1$  en considérant  $X_2$  et  $X_3$  comme des interférences, nous obtenons le signal suivant :

$$y_1 = \sqrt{p}(\sqrt{a_1}X_1 + \sqrt{a_2}X_2 + \sqrt{a_3}X_3)(h_{11} + h_{12}) + \omega_1 \quad (IV. 32)$$

Le SINR pour  $U_1$  est exprimé comme suit :

$$\gamma_1 = \frac{Pa_2|h_{11} + h_{12}|^2}{Pa_2|h_{11} + h_{12}|^2 + Pa_3|h_{11} + h_{12}|^2 + \sigma^2} \quad (IV. 33)$$

L'utilisateur 2 doit d'abord décoder directement  $y_2$  pour obtenir  $X_1$ , puis effectuer une annulation successive des interférences pour supprimer  $x_1$ , puis décoder son propre signal  $X_2$ .

Nous obtenons le signal suivant :

$$y_2 = \sqrt{p}(\sqrt{a_1}X_1 + \sqrt{a_2}X_2 + \sqrt{a_3}X_3)(h_{21} + h_{22}) + \omega_2 \quad (IV. 34)$$

Le SINR pour  $U_2$  est exprimé comme suit :

$$\gamma_2 = \frac{Pa_2|h_{21} + h_{22}|^2}{Pa_3|h_{21} + h_{22}|^2 + \sigma^2} \quad (IV. 35)$$

Par conséquent, l'efficacité réalisable à  $U_2$  est donnée par :

$$E_2 = \log_2(1 + \gamma_2) \quad (IV. 36)$$

Enfin, on doit exécuter SIC deux fois pour supprimer les données de l' $U_1$  et l' $U_2$  de  $y_3$ . Comme  $a_1$  est dominant dans  $y_3$ , il faut d'abord le supprimer. Puis l'élément  $a_2$  doit être supprimé.

Nous obtenons le signal suivant :

$$y_3 = \sqrt{p}(\sqrt{a_1}X_1 + \sqrt{a_2}X_2 + \sqrt{a_3}X_3)(h_{31} + h_{32}) + \omega_3 \quad (IV. 37)$$

Le SINR pour  $U_3$  est exprimé comme suit :

$$\gamma_3 = \frac{Pa_3|h_{31} + h_{32}|^2}{\sigma^2} \quad (IV. 38)$$

### IV. 2. 3. 3. Combinaison MIMO-OMA

Dans le système MIMO-OMA la transmission se fait sur trois périodes de temps égales et distinctes, pendant chaque période de temps les deux antennes envoient un signal vers l'un des utilisateurs. Le signal transmis par les deux antennes dans les sous-intervalles 1, 2 et 3 vers les 3 utilisateurs est exprimé comme suit :

$$y_{1,OMA} = \sqrt{p}X(h_{11} + h_{12}) + \omega_1 \quad (IV. 39)$$

$$y_{2,OMA} = \sqrt{p}X(h_{21} + h_{22}) + \omega_2 \quad (IV. 40)$$

$$y_{3,OMA} = \sqrt{p}X(h_{31} + h_{32}) + \omega_3 \quad (IV. 41)$$

Les expressions des SNR pour les trois utilisateurs sont données par :

$$\gamma_{1,OMA} = \frac{Pa_2|h_{11} + h_{12}|^2}{\sigma^2} \quad (IV. 42)$$

$$\gamma_{2,OMA} = \frac{Pa_2|h_{21} + h_{22}|^2}{\sigma^2} \quad (IV. 43)$$

$$\gamma_{3,OMA} = \frac{Pa_3|h_{31} + h_{32}|^2}{\sigma^2} \quad (IV. 44)$$

Les paramètres qu'on a utilisés dans notre simulation sont illustrés dans le tableau suivant :

D1(la distance entre l'utilisateur 1 et la BS)	<b>500 m</b>
D2(la distance entre l'utilisateur 2 et la BS)	<b>200 m</b>
D3(la distance entre l'utilisateur 3 et la BS)	<b>50 m</b>
Coefficient de puissance $\alpha_1$	<b><math>a_1=0,8</math></b>
Coefficient de puissance $\alpha_2$	<b><math>a_2=0,15</math></b>
Coefficient de puissance $\alpha_3$	<b><math>a_3=0,05</math></b>
La bande passante	<b>1 MHZ</b>
La puissance de transmission	<b>P = -30 :5 :40 dbm</b>

**Tableau IV.2 : Paramètres de simulation des systèmes MIMO- OMA et MIMO-NOMA**

### IV. 2. 3. 4. Analyse d'efficacité spectrale

Les débits réalisables pour les utilisateurs dans le système MIMO-NOMA sont données par :

$$R_{1,NOMA} = w \cdot \log_2(1 + \gamma_{1,NOMA}) \quad (IV. 45)$$

$$R_{2,NOMA} = w \cdot \log_2(1 + \gamma_{2,NOMA}) \quad (IV. 46)$$

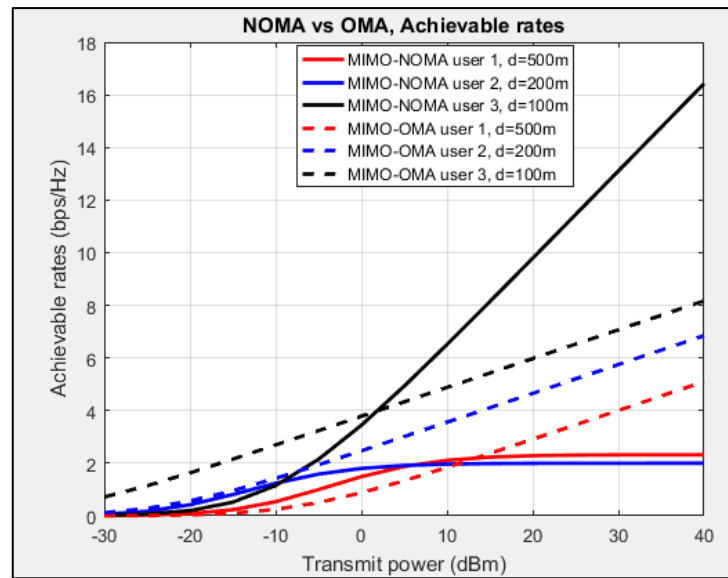
$$R_{3,NOMA} = w \cdot \log_2(1 + \gamma_{3,NOMA}) \quad (IV. 47)$$

Les débits réalisables pour les utilisateurs dans le système MIMO-OMA sont données par :

$$R_{1,OMA} = \frac{1}{3} w \cdot \log_2(1 + \gamma_{1,OMA}) \quad (IV. 48)$$

$$R_{2,OMA} = \frac{1}{3} w \cdot \log_2(1 + \gamma_{2,OMA}) \quad (IV. 49)$$

$$R_{3,OMA} = \frac{1}{3} w \cdot \log_2(1 + \gamma_{3,OMA}) \quad (IV. 50)$$



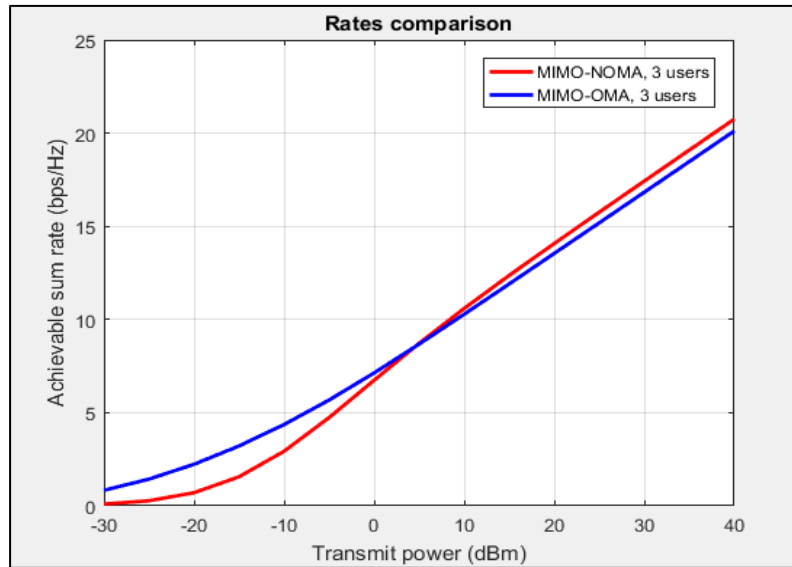
**Figure IV.9 : Débits réalisables aux 3 utilisateurs dans NOMA et OMA**

La figure IV.9 montre le débit réalisable pour chaque utilisateur dans les systèmes MIMO-NOMA et MIMO-OMA. On peut remarquer que le débit joignable de l'utilisateur faible NOMA est saturé après 10 dbm de puissance d'émission. De même pour l'utilisateur 2 on a saturation après 5 dbm de puissance d'émission. Il s'agit d'un phénomène caractéristique que l'on observe dans tous les réseaux NOMA, où l'interférence de l'utilisateur faible entraîne une saturation des débits. Cette saturation de débit ne sera pas un problème si le débit de données requis par les faibles utilisateurs est inférieur à la limite de saturation. Ce problème n'existe pas en OMA car les utilisateurs faibles ne sont pas dérangés (absence de l'interférence) par les transmissions simultanées.

Le débit total en OMA et NOMA est donné par :

$$DTOT_{NOMA} = R_{1,NOMA} + R_{2,NOMA} + R_{3,NOMA} \quad (IV.51)$$

$$DTOT_{OMA} = R_{1,OMA} + R_{2,OMA} + R_{3,OMA} \quad (IV.52)$$



*Figure IV.10 : comparaison de la somme des débits entre les systèmes MIMO-NOMA et MIMO-OMA*

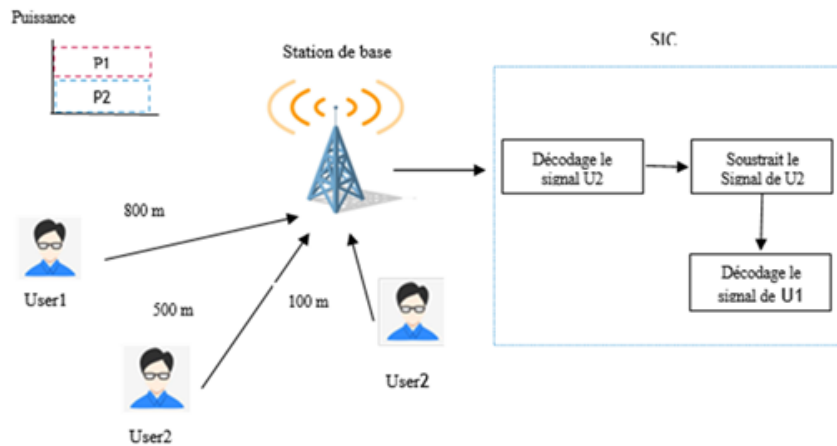
La figure IV.10 présente la somme des débits des utilisateurs des systèmes MIMO-NOMA et MIMO-OMA. De toute évidence, si la puissance de transmission est supérieure à 5 dbm NOMA offre une capacité supérieure à OMA car les trois utilisateurs sont desservis par la même ressource de fréquence en même temps, contrairement si la puissance est inférieure à 5 dbm OMA offre une capacité supérieure à NOMA car les utilisateurs NOMA souffrent d'interférences entre eux.

### IV. 3. Performances de NOMA en liaison montante (uplink)

#### IV. 3. 1. Model de simulation

Jusqu'à présent, nous avons traité NOMA dans la liaison descendante (la station de base (BS) transmet le signal NOMA à l'utilisateur final). Dans cette partie, voyons comment NOMA est effectué dans la liaison montante (l'utilisateur transmet à la BS).

Supposons que deux utilisateurs NOMA transmettent simultanément les signaux  $X_1$  et  $X_2$  à la station de base, avec des puissances attribuées égales à  $a_1, a_2$  respectivement. Ces deux signaux partagent la même fréquence et s'interfèrent temporellement entre eux, comme le montre la figure IV .11



**Figure IV .11 : mécanisme de PD-NOMA dans la liaison montante**

Le signal reçu à la station de base peut être représenté par la formule suivante :

$$y = \sqrt{p}h_1X_1 + \sqrt{p}h_2X_2 + \omega \quad (\text{IV. 53})$$

Puisque  $U_2$  est l'utilisateur le plus proche de la BS, il a un fort gain de canal par rapport à  $U_1$ . ( $|h_2|^2 > |h_1|^2$ ). Ainsi, dans le signal reçu, la puissance du terme  $U_2$  sera prédominante. Dans ce cas la BS traite le terme  $U_1$  comme une interference et décode directement le terme  $U_2$ , puis elle effectue une annulation successive des interférences (SIC) pour récupérer  $X_1$ .

Le débit réalisable à la BS pour décoder les données de l'utilisateur proche est donné par :

$$R_2 = w \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P|h_2|^2}{P|h_1|^2 + \sigma^2} \right) \quad (\text{IV. 54})$$

Après SIC, le débit réalisable pour l'utilisateur distant est donné par :

$$R_1 = w \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P|h_1|^2}{\sigma^2} \right) \quad (\text{IV. 55})$$

Les paramètres qu'on a utilisés dans notre simulation sont illustrés dans le tableau suivant :



$D_1$ (la distance entre l'utilisateur 1 et la BS)	<b>800 m</b>
$D_2$ (la distance entre l'utilisateur proche et la bs) (1 <sup>er</sup> cas)	<b>100 m</b>
$D_2'$ (la distance entre l'utilisateur proche et la bs) (2 <sup>eme</sup> cas)	<b>500 m</b>
Path loss (l'affaiblissement de parcours)	<b>4</b>
La puissance de transmission	<b>-60 :5 :60 dbm</b>
La bande passante	<b>1 MHZ</b>

**Tableau IV .3 : Paramètres de simulation d'un système NOMA dans la liaison montante**

### IV. 3. 2. Analyse de probabilité de panne

Nous supposons que les débits cibles soient :  $R_1^* = 0.5 \text{ bps/Hz}$ ,  $R_2^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$  pour les deux utilisateurs, respectivement.

L'utilisateur proche serait en panne si son débit réalisable est inférieur à son débit cible. Dans les deux cas, nous pouvons décrire cela mathématiquement comme :

$$p_2^1 = pr(R_{21} < R_2^*) \quad (IV. 56)$$

$$p_2^2 = pr(R_{22} < R_2^*) \quad (IV. 57)$$

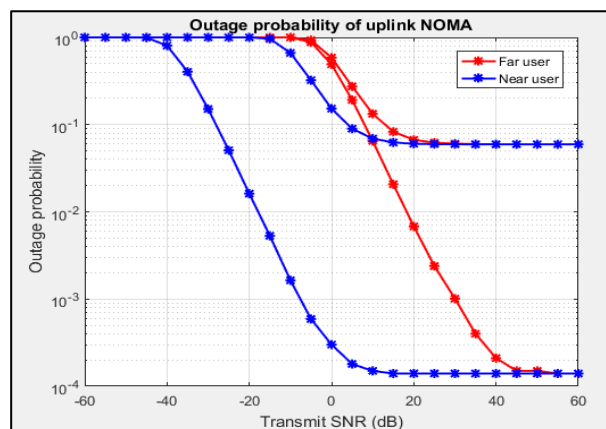
L'utilisateur distant doit décoder le signal de  $U_2$  et son propre signal, il sera en panne si le débit cible de  $U_2$  n'est pas atteint ou si le débit cible de  $U_2$  est atteint et son débit cible n'est pas atteint par l'utilisateur fort. Nous pouvons décrire cela comme suit :

$$R_1 = pr(R_1 < R_1^*) + pr(R_{21} < R_2^*) \quad (IV. 58)$$

Ou bien :

$$R_1 = pr(R_1 < R_1^*) + pr(R_{22} < R_2^*) \quad (IV. 59)$$

La figure IV.12 illustre la simulation de deux utilisateurs attribués à deux paires de distances différentes (800, 500) m et (800, 200) m.



**Figure IV .12 : Probabilité de panne entre un utilisateur proche et un utilisateur loin dans une liaison montante NOMA**

D'après le graphique ci-dessus, nous pouvons conclure que le gain du canal utilisateur est excellent pour le couple de distances (800-200) m car les utilisateurs subissent moins de panne que pour le couple (800-500) m. qui subissent une forte probabilité de panne. Cela confirme que NOMA offre des performances supérieures lorsque les conditions de canal entre les utilisateurs deviennent de plus en plus distinctes.

#### **IV. 4. Conclusion**

Dans ce chapitre, on présenter dans un premier temps une méthode d'allocation équitable de puissances aux utilisateurs NOMA. Puis, les performances globales des systèmes NOMA et OMA et la combinaison MIMO-OMA, MIMO-NOMA ont été examinées dans un système multiutilisateur. Les résultats obtenus dans ces simulations prouvent que la technique NOMA est bien meilleure que celle OMA en termes de débit moyen et de probabilité de panne, par conséquent, la technique NOMA peut constituer une puissante candidate dans les futurs systèmes de communication mobile (5G).

# Conclusion générale

Lors de leur transmission de l'émetteur au récepteur, les signaux de télécommunications sont exposés à une gamme de perturbations et des évanouissements qui affectent leur qualité, où l'on trouve l'affaiblissement de parcours et l'effet de masquage comme un évanouissement à grande échelle alors que l'évanouissement à petite échelle est représenté dans l'effet de multi trajet sans oublier l'effet de Doppler lié à la mobilité.

L'OFDM a montré qu'il s'agit de la meilleure technologie multiaccès orthogonale utilisée dans les systèmes de quatrième génération (4G). Avec l'augmentation des exigences des applications utilisateur de dernière génération, l'OFDM devient inadapté à cause de la perte en efficacité spectrale liée à l'utilisation d'un préfixe cyclique et d'une forme d'onde rectangulaire, avec la nécessité d'assurer l'orthogonalité entre tous les utilisateurs où chaque utilisateur a besoin d'un certain temps et d'une sous bande de la bande totale. Il est donc nécessaire de chercher d'autres technologies alternatives qui répondent à toutes ces exigences en évitant les limitations de l'OFDM.

NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) est l'une des techniques d'accès multiple qui n'exige pas l'orthogonalité temporelle ni fréquentielle et qu'on espère la mettre en œuvre dans le but d'améliorer les performances de communication du réseau de cinquième génération grâce aux performances qu'elle assure. NOMA prouve son succès grâce au codage de superposition (SC) effectué en émission et au système de détection basé sur l'annulation successive des interférences (SIC) en plus des méthodes d'allocation optimale des puissances aux utilisateurs.

NOMA peut répondre efficacement aux demandes du réseau 5G en desservant plusieurs utilisateurs en même temps et sur la même bande fréquentielle, ce qui augmente considérablement l'efficacité spectrale. De plus, elle prend en charge les communications qui exigent un certain délai très réduit (réduction de la latence) et elle assure une répartition équitable de puissance entre les utilisateurs ce qui améliore aussi l'efficacité énergétique.

Nous avons étudié la combinaison entre le NOMA et la technologie MIMO, qui joue un rôle important dans l'amélioration des performances du NOMA et la réduction de ses limitations, et en le comparant avec le système OMA-MIMO par simulation pour montrer que le système

## **Conclusion générale**

---

MIMO-NOMA est meilleur que le système MIMO-OMA en termes de capacité et de probabilité de panne.

Dans ce mémoire, nous avons étudié le multiplexage des signaux dans le domaine de puissance sur la même cellule temps/fréquence. Comme perspectives du présent travail, nous suggérons les futurs étudiants/chercheurs d'essayer de travailler sur le multiplexage dans le domaine des codes, ainsi d'élargir l'environnement de simulation en travaillant sur un nombre supérieur d'utilisateurs (plus que 3).

# Bibliographie

---

## **Livres**

[1] Jean-Marc laheurte. “petites antennes”, institut Télécom et LAVOISIEUR, Paris, 2011, LAVOISIEUR 11, rue Lavoisier 75008 Paris, ISBN 978-2-7462-2505-3, ISSN 2109-8204.

[2] Philippe Gugen, Ghais El Zein, “Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil”, GET et Lavoisier, Paris, 2004, Lavoisier 11, rue Lavoisier 750008 Paris, ISBN 2-7462-0883-0.

[3] Mohamed Larbi Tayebi, “Performances des systèmes OFDM dans les canaux radio-mobiles”, L’OFDM et la mobilité, 2015 omniscryptum GmbH & CO. KG Alle Rechte vorbehalten. / Tous droits réservés. Saarbrücken 2015, ISBN : 978-3-8416-3733-8.

## **Mémoires et thèses**

[4] Aliou Diallo. “Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO”. Autre. Université Nice Sophia An-tipolis, 2007. Français.

[5] kerriche Noura, kedidah Meriem, “ Comparaison de la modulation UFMC de la 5<sup>ème</sup> génération avec la modulation multi-porteuses OFDM ”, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Année Universitaire 2017-2018.

[6] Zaher Sayegh. “Contribution à l’étude du canal de propagation à l’intérieur des bâtiments par simulations et mesures”. Autre. INSA de Rennes, 2017. Français. NNT : 2017ISAR0029.

[7] Chaimaa benkirane. “ Modélisation d'un canal à 60 GHz en utilisant les réseaux de neurones perceptron multi couches ”, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, aout, 2013.

[8] M. Abdellatif khelil. “ Etude et performance d’un système de communication sans fil à base d’OFDMA MIMO ”. Université Ferhat Abbas –Sétif -1-ufas (Algérie), soutenue le 26/10 /2017.

[9] IKNI Samir. “ Contribution à l’Etude et au Développement de Techniques Avancées de Modulations Multiporteuses pour les futurs Systèmes de communication sans fil ”, Université 8 Mai 1945 Guelma, Année Universitaire 2018-2019.

[10] Alla CHOUMANE. “ Synthèse d’un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité”, UNIVERSITE DE LIMOGES ECOLE DOCTORALE, Science – Technologie – Santé, 24 Juin 2011.

[11] Hussein Hijazi. “ Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM”, Institut National Polytechnique de Grenoble -INPG, 2008. Français.

[12] Ladhem Bouchra. MAHDAD Latifa, “Etude l’association des antennes MIMO à Maximisation du rapport signal sur bruit avec la technique Multi-porteuses OFDM”, université de Tlemcen, Juin2015.

[13] Hamou Chehri. “Etude et caractérisation d'un canal de propagation pour les réseaux VANET”, UNIVERSITE DU QUEBEC EN ABITIBI- TEMISCAMINGUE, JUIN, 2014.

[14] Jemmali Ali. “ Modélisation et émulation des canaux de propagation des systèmes MIMO”, école de technologie supérieure université du Québec, Montréal, le 15 novembre 2004

[15] BAOUNI ABDELKHALEK, “Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM”

[16] Melle. BOUMEDIENE Fatima Zohra, “ Limites des Performances de la Technique Multi-porteuse « OFDM » dans les systèmes Radio-mobiles”, université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Soutenu le : 13/02/2019.

[17] SAMIR ARAB. “Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM ”, Université Laval, 2010.

[18] Youcefi Abdessamad, Mazouni Ibrahim. “ Les différentes formes d'ondes candidates dans les applications 5G”, université 8mai 1945 –Guelma, juillet 2019.

[19] Benazout Nassiba. “Étude et simulation de la technique multi porteuses GFDM”, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Année Universitaire 2017-2018.

[20] David Demmer. “OFDM precoding for Filter-Bank-Based Waveforms”, école doctorale informatique, Télécommunication et Electronique, centre d'étude et de recherche en informatique et communication ,06 juin 2019.

[21] David Demmer, Rostom Zakaria, Robin Gerzaguët, Jean-Baptiste Doré, Didier Le Ruyet. “Study of OFDM Precoded Filter-Bank Waveforms”. IEEE Transactions on Wireless Communications, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2019, 18 (6), pp.2889-2902. 10.1109/TWC.2018.2886886.hal-02470207.

[22] Bachir SADOU, Dheya Alhaq ALQUDAMI, “Etude des techniques de modulation pour les réseaux mobiles 5G et 6G de nouvelle génération”, محمد الصديق بن يحيى جامعة جيجل, Année Universitaire 2019-2020.

[23] Assane Ngom. “Conception de petits réseaux d’antennes reconfigurables ou ”Small Cells” pour les standards 5G. Electronique. COMUE Université Côte d’Azur (2015 - 2019) ; Université Cheikh Anta Diop (Dakar), 2019. Français. NNT : 2019AZUR4027. Tel-02492090

[24] FERHI Wafaa, “ Réseaux d’accès multiples non orthogonales NOMA pour la 5G”, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –, Année universitaire : 2019/2020.

[25] MOKHEFI AKILA et METAHRI IMENE. “Etude et simulation de méthode de Beamforming pour des systèmes de Modulation multi-porteuse pour la 5 G ”, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –, Soutenu publiquement, le 21 /06 /2018

[26] Necib Abdelbadie, Debbeche Hocine. “ Comparaison des performances entre NOMA et OFDM pour le réseau 5G”, Université Echahid Hamma Lakhdar d’El-Oued,2020 - 2021

[27] Touati Tliba Abir, Maamra Rabia, Soltani Mohamed Redouane. “Évaluation des performances d'un système NOMA-MIMO”, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, Année universitaire : 2020/2021.

[28] Yacine BOUTANA, Noureddine BOUGHABA. “ Étude des méthodes d’optimisation de la capacité des réseaux de télécommunication ”, Université Mohammed Seddik BENYAHIA- Jijel--, Année universitaire : 2019/2020.

[29] Ladraa Bouchra, Zaoui Imane, Formation de faisceaux dans un système de communication MIMO massif, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Année universitaire : 2019-2020

[30] LES ENJEUX DE LA 5G, Mars

2017.Website :file:///C:/Users/GEEK/Downloads/rapport-enjeux-5G\_mars2017-1.pdf

[31]ETSI Evaluation Group : Final Evaluation Report on DECT-2020 NR, DTR/MSG-EVAL-001, DECT-2020, IMT-2020, radio ,650 Route des LuciolesF-06921 Sophia Antipolis Cedex –France.

[32] Aasheesh Shukla1, Manish Kumar, Vinay Kumar Deolia, “A Review: Code Domain Non- Orthogonal Multiple Access Schemes for 5G and Beyond Communication Networks”, University, Mathura (281406), India. DOI: 10.36909/jer.10875? website: <https://kuwaitjournals.org/jer/index.php/JER/article/download/10875/2421>

[33] Abhay Mohan. “NON-ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS”, GOVERNMENT ENGINEERING COLLEGE, January 2017, DOI: 10.13140/RG.2.2.35859.89126

[34] Endimerad Fethi Tarik. “ MIMO et accès multiples avancés pour réseaux sans fil”, université Abou bekr Belkaïd, Tlemcen, programme national de recherche : 2011-2013 website :

[http://www.cerist.dz/doc/PNR/valorise/MIMO\\_ACCES\\_MULTIPLES\\_AVANCES\\_RESEAUX\\_SANS\\_FIL.pdf](http://www.cerist.dz/doc/PNR/valorise/MIMO_ACCES_MULTIPLES_AVANCES_RESEAUX_SANS_FIL.pdf) .

[35] Zaame Imane, Tomader Mazri, Elrhayour Amine, “5G: ARCHITECTURE OVERVIEW AND DEPLOYMENTS SCENARIOS”, Ibn Tofail University, National School of Applied Sciences, KENITRA, MOROCCO, website: <https://pdfs.semanticscholar.org/1f51/257661781b6744c6f41fbd7001dff807b4e5.pdf>.

[36] GARCIA-MARQUEZ, Suat TOPSU, “LES COMMUNICATIONS par lumière visible : le Li-Fi ”, website :

<https://www.photoniques.com/articles/photon/pdf/2017/03/photon201786p22.pdf>

[37] Zekun Zhang. “ Non-orthogonal Multiple Access ” ,26 November 2018., website :



[https://www.researchgate.net/profile/Zekun-Zhang/publication/324634233\\_Non-orthogonal\\_Multiple\\_Access/links/5bfba9b2a6fdcc53881ad64d/Non-orthogonal-Multiple-Access.pdf?origin=publication\\_detail](https://www.researchgate.net/profile/Zekun-Zhang/publication/324634233_Non-orthogonal_Multiple_Access/links/5bfba9b2a6fdcc53881ad64d/Non-orthogonal-Multiple-Access.pdf?origin=publication_detail)

[38] Jean-Marie Gorce. “Wireless Communications (WCO)”, website :<http://perso.citi.insa-lyon.fr/jmgorce/coursWCO/WCO-Chap5-Chap6-canal-et-reception.pdf>

[39] Généralités sur le canal Radio-Mobile :  
<https://www.clicours.com/generalites-sur-le-canal-radio-mobile/>

[40]<https://www.actutem.com/quelles-sont-les-exigences-de-latence-et-de-fiabilite-des-communications-5g-definies-par-lurllc/>

[41] <https://www.tactis.fr/simulation-couverture-5g/>

[42] Différence entre FDMA, TDMA et CDMA :  
<https://waytolearnx.com/2018/07/difference-entre-fdma-tdma-et-cdma.html>

[43] <https://www.futura-sciences.com/tech/definitions/informatique-fdma-1114/>

[44] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Acc%C3%A8s\\_multiple\\_par\\_r%C3%A9partition\\_temporelle](https://fr.wikipedia.org/wiki/Acc%C3%A8s_multiple_par_r%C3%A9partition_temporelle)

[45]<https://ecewireless.blogspot.com/2020/03/noma-graphical-example-of-superpostion.html>

[46] <https://ieeexplore.ieee.org/document/8114722>

[47] <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/NOMA-vs-OMA.html>

[48] <https://itnspotlight.com/non-orthogonal-multiple-access/>

[49] <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-NOMA.html>

[50] [https://stringfixer.com/fr/Multi-path\\_fading](https://stringfixer.com/fr/Multi-path_fading)

[51] [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf)

[52] <https://www.echosdunet.net/dossiers/reseau-5g/debit>

[53] <https://depot-e.uqtr.ca/id/eprint/1368/1/030083638.pdf>

[54] [https://www.3gpp.org/news-events/1831-sa1\\_5g](https://www.3gpp.org/news-events/1831-sa1_5g)

[55] <https://www.etsi.org/technologies/5G>