



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et
de la Recherche Scientifique



Projet de Fin d'Étude

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Technologie

Filière : Télécommunication

Spécialité : Systèmes de Télécommunication

Thème

Étude de l'impact du HWI sur le système NOMA

Présenté par :

SOUID Said Qotob

MADJIDI Soufiane

LOBZA Abd Raouf

BEKKARI Sadok

Supervisé par : Dr. KHELIL Abdellatif

Année universitaire: 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Dieu soit loué, qui je éclairés sur le chemin de la connaissance et de la connaissance et je remercie dieu tout puissant de m'avoir donné le courage, la force et la patience d'achever ce modeste travail.

Avant tout, je remercie, Monsieur "KHELIL Abdellatif", docteur, encadreur de ce mémoire, pour ses conseils et critiques pertinents pour améliorer ce travail. Je vous remercie monsieur pour les temps que vous m'avez consacré pour m'illuminer dans mon travail.

Je tiens à remercier aussi les membres de jury, qui ont accepté de donner leurs temps et attentions, pour examiner ce mémoire malgré leurs innombrables occupations.

J'adresse aussi mes chaleureux remerciements ales deux étudiants "Beddiaf Safia" et "khenoufa faysal" qui m'ont toujours soutenu nous demandons à dieu pour nous et pour vous succès et paiement et tous ceux qui ont fait face à son erreur envers la science et l'éducation.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les enseignants qui ont partagé leurs connaissances, pendant ces cinq années d'études tous le personnel administratif sans distinction.

J'adresse mes reconnaissances à mes parents pour leurs sacrifices par que je puisse étudier.

Je consacre cet humble travail je camarade et à tous ceux que ont aidés à ceux qui j'ai ouvert la voie pour apprendre.

Merci beaucoup à tous

الاهداء

إلى التي ذبُلْتُ لأزْهَرَ، إلى التي شَفَّتْ لأنْعَمَ؛ أُمِّي حبيبتي
إلى الذي صَبَرَ وصَابَرَ ورابطَ وتغرَّبَ؛ أباي الغالي
إلى إخوتي وأخواتي، عكاكيزي في الحياة التي أتكىُّ عليها
إلى أساتذتي الكُرماء، وأحبابي وأصدقائي الشرفاء
إلى كل من كانت له يدٌ في إتمام هذا العمل

إليكم جميعاً

أهدي هذه الكلمات، وأسأل الله تعالى أن يجمعني بكم في عُرْفِ الجَنَّةِ على سُرر

مُتقابلين

مُحبيكم:

السيد قطب، سفيان، عبد الرؤوف، الصادق

Résumé :

Les exigences croissantes de l'internet mobile et l'émergence de l'internet des objets (IoT) nécessitent une connectivité massive et une efficacité spectrale élevée sur les futurs réseaux sans fil (cinquième génération et au-delà). En fonction de cela, l'accès multiple non orthogonal a récemment été introduit comme une solution efficace pour surmonter ces défis. Cependant, dans la pratique, les réseaux de communication souffrent de déficiences matérielles causées par le bruit de phase, le déséquilibre en phase/quadrature-phase (I/Q), les non-linéarités des amplificateurs de puissance élevée et les erreurs de quantification. L'objectif de ce travail est d'étudier l'effet de HWI sur les performances du système NOMA en termes de capacité, probabilité d'interruption (OP) et de taux d'erreur sur les bits (BER), et de comparer les résultats avec le scénario idéal (absence de HWI). Les résultats de la simulation sont obtenus à l'aide du logiciel MATLAB.

Mots Clés : NOMA, OMA, HWI, IQI, PAPR, PHN, capacité, OP, BER, 5G, 6G....

Abstract:

The increasing demands of mobile internet and the emergence of the Internet of Things (IoT) require massive connectivity and high spectral efficiency on future wireless networks (fifth generation and beyond). Based on this, non-orthogonal multiple access has recently been introduced as an effective solution to overcome these challenges. However, in practice, communication networks suffer from hardware deficiencies caused by phase noise, in-phase/quadrature-phase (I/Q) imbalance, high-power amplifier nonlinearities, and quantization errors. The aim of this analysis is to investigate the effect of HWI on the performance of the NOMA system in terms of Capacity, outage probability (OP) and bit error rate (BER), and to compare the results with the ideal scenario (absence of HWI). The simulation results are obtained using the MATLAB software.

Keywords: NOMA, OMA, HWI, IQI, PHN, PAPR, capacity, OP, BER, 5G, 6G....

الملخص :

تتطلب الطلبات المتزايدة للإنترنت عبر الهاتف المحمول وظهور إنترنت الأشياء (IoT) اتصالاً هائلاً وكفاءة طيفية عالية على شبكات الجيل الخامس اللاسلكية المستقبلية وما بعدها. بناءً على ذلك، تم تقديم الوصول المتعدد غير المتعامد مؤخراً كحل فعال للتغلب على هذه التحديات. ومع ذلك، من الناحية العملية، تعاني شبكات الاتصالات من عيوب في الأجهزة ناتجة عن ضوضاء الطور، وعدم توازن الطور / التربيع (I / Q)، وعدم خطية المضخم عالي الطاقة، وأخطاء التكميم. الهدف من هذا العمل هو التحقيق في تأثير HWI على أداء نظام NOMA من حيث احتمال الانقطاع (OP) ومعدل خطأ البت (BER)، ومقارنة النتائج مع السيناريو المثالي (غياب HWI). ولقد تم الحصول عن نتائج المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB.

الكلمات المفتاحية: NOMA, OMA, HWI, IQI, PHN, PAPR, 5G, 6G, القدرة، احتمالية الانقطاع، معدل الخطأ في البت .



Sommaire

Sommaire

Titre	page
Remerciements	i
Dédicace	ii
Résumé	iii
Sommaire	vi
Liste des figures	ix
Liste des tableaux	xi
Liste des Abréviations	xii
Liste des symboles	xv
Introduction générale	1
Chapitre I : Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
I.1. Introduction	4
I.2. Introduction aux technologies d'accès multiples	4
I.3. Technique d'accès multiple orthogonal (OMA)	5
I.3.1. FDMA (Accès multiple par répartition en fréquence)	6
I.3.2. TDMA (Accès multiple par répartition dans le temps)	7
I.3.3. CDMA (Accès multiple par division de code)	7
I.3.4. OFDMA (Accès multiple à la division de fréquence orthogonale)	8
I.3.4.1. La chaîne Transmission Modules de la donnée en OFDM	9
I.4. Technique Accès multiple non orthogonal (NOMA)	11
I.4.1. Principe Général	11
I.4.2. Principaux Schémas NOMA	12
I.4.2.1. Domaine de puissance NOMA (PD-NOMA)	12
I.4.2.2. Domaine de code NOMA (CD-NOMA)	13
I.4.3. Technologies clés de NOMA	13
I.4.3.1. Codage de superposition (SC)	13
I.4.3.2. Annulation d'interférences successives SIC	14
I.4.4. Fondamentaux de NOMA	15
I.4.4.1. Modèle de la NOMA liaison descendante	15
I.4.4.2. Modèle de la NOMA liaison montante	18
I.5. Comparaison entre NOMA et OMA	20
I.6. Avantages et Inconvénients de NOMA	20

I.6.1. Principaux avantages de NOMA	20
I.6.2. Inconvénients de NOMA	21
I.7. Technique Applications NOMA	22
I.7.1. Coopérative NOMA (C-NOMA)	22
I.7.2. Communication par lumière visible (VLC)	22
I.7.3. Accès multiple défini par logiciel (SoDeMA)	22
I.7.4. Internet des objets (IOT)	22
I.8. Conclusion	23
Chapitre II : Déficiences Matérielles (HWI)	
II.1. Introduction	25
II.2. Déficiences Matérielles de l'émetteur-récepteur	25
II.3. Modélisation déficiences matérielles l'émetteurs-récepteurs	26
II.4. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI)	26
II.4.1. Définition déséquilibre en phase et en quadrature (IQI)	26
II.4.2. Modèle de déséquilibre en phase en quadrature (IQI) l'émetteur-récepteur	27
II.4.2.1. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) de l'émetteur	27
II.4.2.2. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) de l'émetteur	28
II.4.3. Influence du déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) sur le système	30
II.5. Bruit de phase dans l'émetteur- récepteur	30
II.5.1. Définition oscillateurs locaux	31
II.5.2. Définition bruit de phase (PHN)	31
II.5.3. Modèle de bruit de phase dans l'émetteur et récepteur	31
II.5.4. Influence du PHN sur le système	33
II.6. PAPR (rapport de puissance crête à moyenne)	34
II.6.1. Aperçu du HPA- PAPR	34
II.6.2. Définition l'amplificateur haute puissance (HPA)	35
II.6.3. Définition rapport de puissance crête à moyenne (PAPR)	35
II.6.4. La relation entre le PAPR et HPA	36
II.6.5. Modèle de PAPR dans l'émetteur et l'émetteur	37
II.6.6. Les techniques de réduction de PAPR	39
II.6.6.1. La technique PTS (partial transmit séquence)	39
II.6.6.2. La technique SLM (sélectif mapping)	40
II.7. Conclusion	42

Chapitre III : Simulation du système NOMA-HWI	
III.1. Introduction	44
III.2. Modèle du système NOMA	44
III.2.1. Le system modèle de NOMA en absence de la déficience matérielle (HWI)	44
III.2.2. Le system modèle de NOMA en présence de la déficience matérielle (HWI)	45
III.3. Simulations et résultats	46
III.3.1. Paramètres de simulation	47
III.3.2. Capacité NOMA- HWI	47
III.3.3. La probabilité de panne (OP)	48
III.3.3.1. La probabilité de panne du NOMA-HWI	48
III.3.4. Le taux d'erreur binaire (BER)	50
III.4. Conclusion	52
Conclusion générale	54
Bibliographie	56

Liste des figures

Titre	page
Chapitre I : Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
Figure I.1 : <i>Exemple illustratif de différents schémas d'accès multiples</i>	5
Figure I.2: <i>La technique d'accès multiple FDMA</i>	6
Figure I.3: <i>La technique d'accès multiple TDMA</i>	7
Figure I.4: <i>La technique d'accès multiple CDMA</i>	8
Figure I.5: <i>La technique d'accès multiple OFDMA</i>	9
Figure I.6: <i>Schéma bloc d'un système de transmission OFDM</i>	10
Figure I.7 : <i>Différence entre l'accès OMA et l'accès NOMA</i>	12
Figure I.8 : <i>Un exemple de décodage SC (a) décodant le signal de l'utilisateur 1 (b) décodant le signal de l'utilisateur 2 (c) constellation de signaux superposés</i>	14
Figure I.9 : <i>Principe de base du SIC</i>	15
Figure I.10 : <i>Transmission de signaux dans NOMA pour deux utilisateurs</i>	16
Figure I.11 : <i>Réception des signaux dans NOMA pour deux utilisateurs</i>	18
Chapitre II : Déficiences Matérielles HWI	
Figure II.1 : <i>Schéma fonctionnel du matériel de l'émetteur et du récepteur typique avec diverses déficiences</i>	25
Figure II.2 : <i>Le modèle de signal de déséquilibre IQ de l'émetteur</i>	28
Figure II.3 : <i>Modèle de signal de déséquilibre IQ du récepteur</i>	29
Figure II.4 : <i>Oscillateur idéal vs réel dégradé par le bruit de phase</i>	32
Figure II.5 : <i>Effet du bruit de phase LO à travers le mélangeur</i>	32
Figure II.6 : <i>Montre la courbe rapport de puissance crête à moyenne (PAPR)</i>	36
Figure II.7: <i>La figure correspondante montre la relation entre le PAPR et du rendement d'un amplificateur de puissance</i>	37
Figure II.8 : <i>(a) et (b) courbe montrant formes de signaux</i>	39
Figure II.9 : <i>Schéma de principe pour la technique PTS</i>	40
Figure II.10 : <i>Schéma de principe pour la technique SLM</i>	41

Chapitre III : Simulation du système NOMA-HWI	
Figure III.1 : <i>Modèle du système NOMA</i>	44
Figure III.2 : <i>Modèle du système NOMA en présence de la déficience matérielle (HWI)</i>	45
Figure III.3 : <i>La capacité données réalisable de l'U_1 et U_2 du HWI-NOMA</i>	48
Figure III.4 : <i>La probabilité de panne de l'U_1 et U_2 du HWI-NOMA</i>	49
Figure III.5 : <i>La probabilité de panne de l'U_1 et U_2 du NOMA avec différent valeur de HWI</i>	50
Figure III.6 : <i>Le taux d'erreur binaire de l'U_1 et U_2 du HWI-NOMA</i>	51

Liste des tableaux

Titre	page
Chapitre I : Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
Tableau I.1: Résumé sur les technologies d'accès multiples	19
Chapitre III : Simulation du système NOMA-HWI	
Table III.1 : Paramètres de simulation	47

Liste des Abréviations

- 1G** : First Génération.
- 2G** : Deuxième Génération.
- 3G** : Troisième Génération.
- 4G** : Quatrième Génération.
- 5G** : Cinquième Génération.
- 6G** : 6e Génération.
- ACI** : Adjacent Channel Interférence.
- ADC**: Analog-To-Digital Converter.
- AP**: Access-Point.
- AWGN**: Additive White Gaussian Noise.
- B5G**: Beyond 5g.
- BER**: Bit Error Rate.
- BPSK**: Binary Phase-Shift Keying.
- BS** : Base Station.
- CDMA** : Code Division Multiple Access.
- CD-NOMA** : Code Domain-NOMA.
- CF** : Crest Factor.
- C-NOMA** : Coopérative Noma.
- CSI** : Channel State Information.
- DAC** : Digital-To-Analog converter.
- EVM**: Error-Vector Magnitude.
- FDM**: Frequency Division Multiplexing.
- FDMA**: Frequency Division Multiple Access.
- FFT**: Fast Fourier Transform.
- FI IQ**: Frequency Independent.
- HPA**: The High Power Amplifier
- HWI**: Hardware Impairments.
- I**: En Phase.
- ICI**: Intercarrier Interference.

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

IMT-2020: International Mobile Telecommunications-2020.

IoT: Internet of Things.

IQ: In-Phase and Quadrature.

IQI: In-Phase and Quadrature Imbalance.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.

LDS-CDMA: Low-Density Spreading Code Division Multiple Access.

L'IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

LTE: Long Term Evolution.

MA : Multiple Access.

M-QAM : Quadrature Amplitude Modulation.

MUD : Détection Multi-Utilisateurs.

NOMA : Non-Orthogonal Multiple Access.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OFDMA: Orthogonal Frequency-Division Multiple Access.

OL: Oscillateur Local.

OMA: Orthogonal Multiple Access.

OP: Outage Probability.

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PD-NOMA: Power Domain-NOMA.

PEP: Peak Envelop Power.

PHN: Phase Noise.

PR: Power Ratio.

PSD: Power spectrum density.

PTS : Partial Transmit Sequence.

Q : En quadrature.

QoS: Quality of Service.

QPSK: Binary Phase Shift Keying.

RF: Radio Frequency.

RX: Receiver.

SC: Superposition Coding.

SI: Side Information.

SIC: Successive Interference Cancellation.

SINR: Signal to Interference Plus Noise Ratio.

SLM: Selective Mapping.

SoDeMA: Software-Defined Multiple Access.

SSPA: Solid State Power Amplifiers.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TWTA: Traveling Wave Tube Amplifiers

TX: Transmitter.

U : User Equipment.

VLC : Communication Par Lumière Visible.

Wi-Fi : Wireless Fidelity.

Liste des symboles

Y_n' : Le signal reçu lorsqu'il contient le bruit de distorsion causé par la déficience de l'émetteur et du récepteur.

h_n : Représente les coefficients de canal complexes entre U_n et BS.

R'_1 et R'_2 : Équation le débit de chaque utilisateur liaison montante.

R_1 et R_2 : Équation le débit de chaque utilisateur liaison descendante.

$S^I(n)$ et $x^Q(n)$: Les signaux temporels discrets à transmettre dans les branches I et Q.

T_b : Durée lié à données binaires b_i .

$U_t^I(n)$ et $U_t^Q(n)$: La réponse impulsionnelle à temps discret des filtres analogiques dans les branches I et Q .

X_k : Symboles générés par la transformation de données binaires b_i par M-QAM.

a_n : La puissance allouée à l'utilisateurs n . Où ($n = 1,2$ et $a = a_1$ et a_2).

b_i : Données binaires transformées par M-QAM.

k_n : Le niveau de HWI au niveau de l'émetteur et du récepteur. ($k_{1,n}^2 k_{2,n}^2$: définissent le niveau de HWI au niveau de l'émetteur et du récepteur respectivement).

k_t^2 et k_r^2 : Représentent le niveau de distorsion de l'appareil non idéal de l'émetteur et du récepteur respectivement.

m_1 et m_2 : Les messages de l'utilisateur 1 et 2.

$r'(n)$: Équation complexe du signal en bande de base déformée en raison de RX IQ.

$s'(n)$: Équation complexe du signal en bande de base déformée en raison de TX IQ.

s_1 et s_2 : les signal pour deux utilisateurs.

s_n : Le signal correspondant au message de l'utilisateur n .

$s_p(n)$: Le signal de bande passante modulé dans l'émetteur.

$y'(n)$: Signal la bande de base complexe du récepteur.

$y_p(n)$: Le signal de bande passante modulé dans le récepteur.

z_n : Représente le bruit gaussien plus l'interférence intercellulaire subie par U_n . Y_1' : Le signal reçu par l'utilisateur U_1 après le décodage SIC.

ε_t : Un décalage d'amplitude.

η_t, η_r : Sont des bruits de distorsion dus à des respectivement émetteur et récepteur.

θ_t : Un décalage de phase.

σ_n : La densité spectrale de puissance de z_n . Où ($\sigma_n = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$) respectivement.

\otimes : Multiplication.

$E\{|x(t)|^2\}$: Représente la puissance moyenne du signal continu OFDM en bande de base.

$E\{.\}$: Désigne l'espérance.

la durée que Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles X_k en groupes (trames).

M : La taille de la constellation de la modulation QAM utilisée.

N : Le nombre de symboles organisés par le convertisseur série-parallèle en groupes.

p : puissance de la station de base.

$S(k)$: Le signal émis sans IQI équivalent en bande de base au niveau de la " k " porteuse en tant que.

T : La durée du symbole OFDM.

T_q : Durée lié à symboles générés X_k par la transformation de données binaires b_i par M-QAM.

X : Code envoyé.

B : Représente la bande passante disponible, l'on considère : B la bande passante disponible Égal " 1 ".

T_g : Durée lié à transformer le spectre du signal OFDM par L'IFFT.

T_s : Les symboles que nous obtenons finalement après la transformation série-parallèle.

Y_n : Le signal reçu par l'utilisateur après le processus SIC est appliqué au récepteur NOMA.

$x(n)$: Signal en bande de base complexe pour la transmission.



Introduction générale

Introduction générale

La demande croissante de l'Internet des objets (IoT) et des applications cellulaires impose plusieurs défis tels que l'efficacité du réseau et du spectrale élevée, un débit de données expérimenté et une connectivité massive. Où un certain nombre de technologies émergentes arrivent pour répondre à ces demandes toujours croissantes. Où ont fait l'objet NOMA et OMA d'une attention considérable ces dernières, tel que dans les techniques d'accès multiple orthogonales (OMA), l'interférence intra-cellulaire n'existe pas en raison d'allocation orthogonale des ressources entre les utilisateurs. Et de plus pour cette raison les informations de plusieurs utilisateurs peuvent être récupérées avec une faible complexité. Néanmoins le nombre d'utilisateurs desservis est limité par le nombre de ressources orthogonales. Donc, les approches basées sur l'OMA ont du mal à répondre à ces exigences strictes. Par conséquent, un certain nombre de techniques ont été étudiées, parmi lesquelles on citera la technique d'accès multiple non-orthogonale (NOMA) qui a récemment été reconnu comme une technique prometteuse pour améliorer considérablement l'efficacité spectrale des réseaux de communication mobile.

L'accès multiple non orthogonal (NOMA) est une technique prometteuse qui surpasse les schémas d'accès multiples traditionnels sous de nombreux aspects et NOMA est une solution prometteuse pour répondre aux exigences des systèmes de communication 5G et au-delà, tels qu'une connectivité massive, une faible latence et une efficacité spectrale élevée. En particulier, NOMA peut prendre en charge la transmission surchargée et augmenter le débit du système pour des ressources de spectre limitées données en permettant une transmission simultanée de plusieurs utilisateurs en utilisant les mêmes blocs de ressource et pour atténuer l'effet de l'interférence, des schémas d'annulation d'interférence telle que l'annulation d'interférence successive (SIC) sont appliqués.

Dans le but de faciliter un compromis équilibré entre le débit du système l'équité de l'utilisateur dans le domaine des communications sans fil, l'augmentation des demandes dans les applications des émetteurs-récepteurs radio fréquence (RF) ont conduit à des objectifs de conception sévères, notamment les performances, les faibles coûts et les faibles dissipations de puissance.

Introduction générale

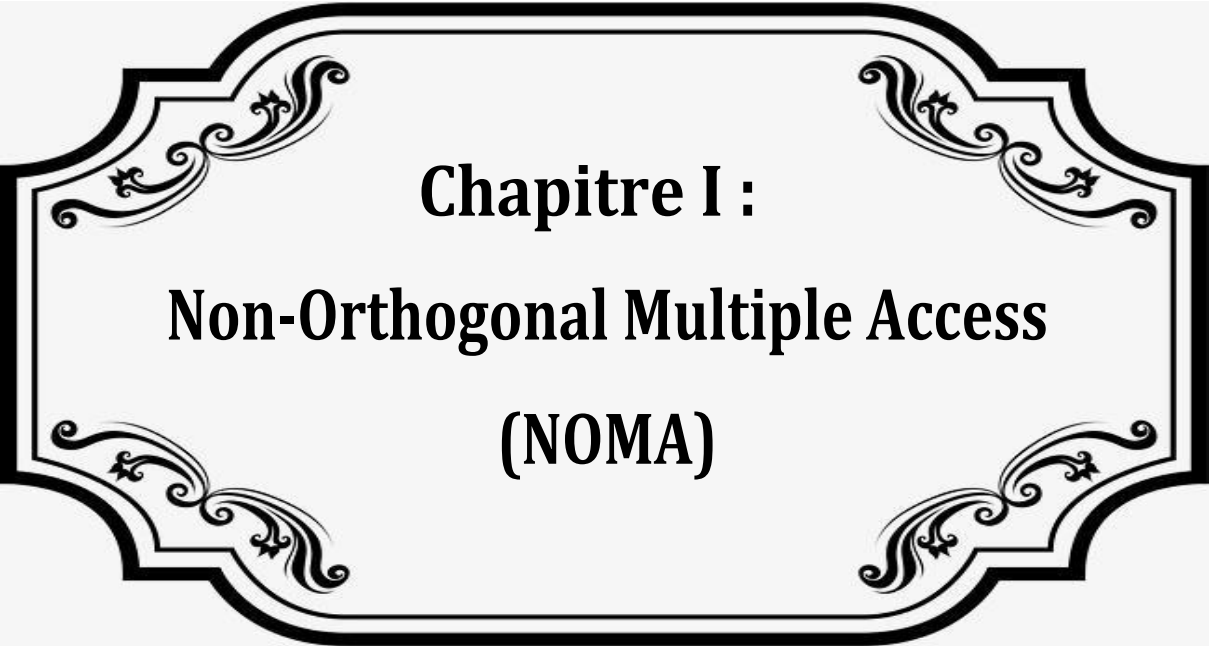
Dans ce contexte, les émetteurs-récepteurs de conversion directe représentent une solution frontale RF efficace. Cependant, les architectures d'émetteurs-récepteurs souffrent inévitablement de dégradations associées au RF, telles que des déséquilibres en phase (I)/en quadrature (Q), le bruit de phase (PHN) et les non-linéarités de l'amplificateur de puissance (HPA). Bien que de telles dégradations puissent conduire à une dégradation non négligeable des performances globales du système, elles sont souvent négligées lors de l'évaluation des performances des communications sans fil, ce qui conduit par conséquent à des imprécisions de modélisation considérables.

L'objectif de ce travail est d'étudier l'impact de la déficience matérielle (HWI) sur les performances de système NOMA. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti sur trois chapitres :

Le premier chapitre a pour objectif de présenter de manière générale les systèmes d'accès multiple tout en donnant des descriptions du system NOMA et OMA.

Le second chapitre a pour objectif d'étudier et de présenter les différents types de défaillances d'émetteurs-récepteurs (HWI) qui affectent les performances des systèmes de communication sans fil.

Dans le dernier chapitre, nous allons présenter une série de simulation du system NOMA dans le cas idéal et en présence du HWI afin d'évaluer l'impact de ces déficiences sur le system NOMA en termes de capacité, probabilité de panne (OP) et taux d'erreur binaire (BER).



Chapitre I :
Non-Orthogonal Multiple Access
(NOMA)

I.1. Introduction

L'accès multiple est l'un des éléments constitutifs fondamentaux des systèmes de communication sans fil qui a un impact significatif sur l'utilisation du spectre disponible, du débit du système et de la latence. L'accès multiple non orthogonal (NOMA) est considéré comme une technique prometteuse en raison de sa capacité à améliorer l'efficacité du spectre et l'accès des utilisateurs. Contrairement à l'accès multiple orthogonal conventionnel (OMA) qui repose sur le partage orthogonal des ressources, NOMA a le potentiel de prendre en charge un plus grand nombre d'utilisateurs en multiplexant différents utilisateurs dans la même ressource de manière non orthogonale.

Dance ce chapitre nous allons présenter le concept des deux techniques d'accès multiple NOMA et OMA et leurs domaines d'utilisation ainsi que leurs avantages et inconvénients.

I.2. Introduction aux technologies d'accès multiples

Les réseaux mobiles sans fil ont connu une "révolution" en termes de techniques d'accès multiples. Cela concerne, notamment, les technologies de communication sans fil 1G, 2G, 3G et 4G.

L'accès multiples est défini comme une technologie qui permet à plusieurs utilisateurs d'utiliser un canal commun ou de stations d'utiliser simultanément les ressources allouées d'une façon prédéterminée. Et permet également à plusieurs utilisateurs de partager efficacement le spectre attribué pour améliorer la capacité globale. Et les transmissions des utilisateurs sont généralement coordonnées et synchronisées par les stations de base, de sorte que les signaux reçus sont reçus de manière cohérente les techniques et d'accès multiples peut être classé en deux parties, la première consiste en accès multiples orthogonal (OMA), et la deuxième catégorie concerne l'accès multiple non orthogonal (NOMA) où. La figures (I.1) montrer l'exemple de différents schémas d'accès multiples [1].

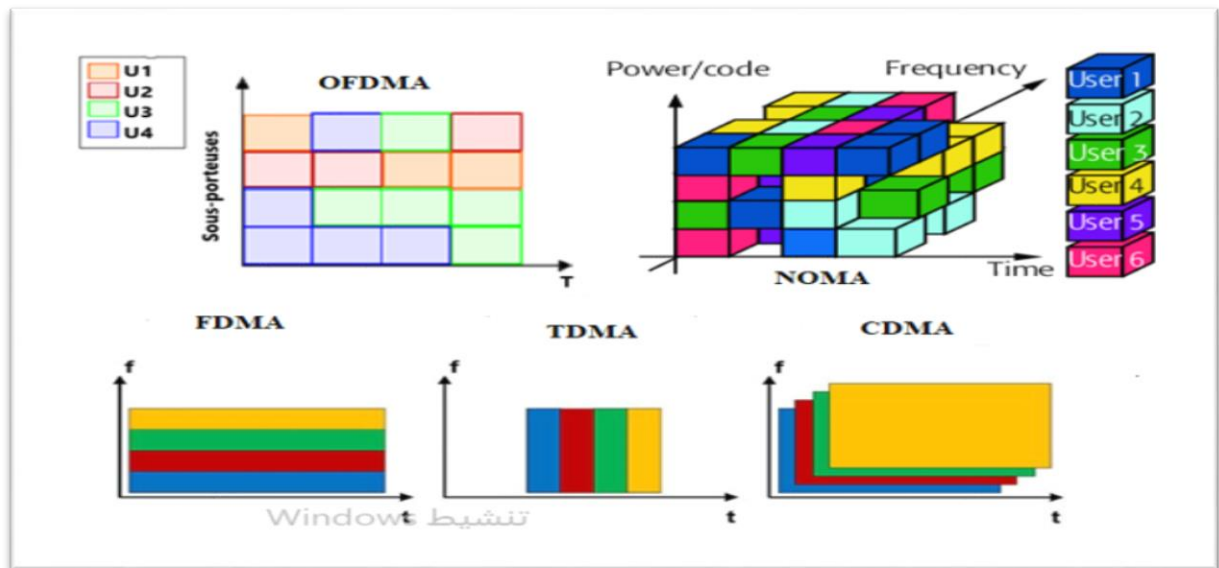


Figure I.1 : Exemple illustratif de différents schémas d'accès multiples [11] [13].

I.3. Technique d'accès multiple orthogonal (OMA)

Il est de notre devoir de faire la connaissance de que la raison principale dans de diviser les degrés de liberté disponibles afin que la transmission de chaque utilisateur n'interfère pas avec une autre. Cette technologie est appelée accès multiple orthogonal (OMA) dans lequel elle s'étend de la première génération de communications cellulaires numériques telles que la deuxième génération (1G) à la dernière quatrième génération (4G).

Où cela dépend la technologie OMA au travail, au plusieurs utilisateurs transmettant sur des canaux orthogonaux afin qu'il n'y ait aucune interférence dans la forme d'onde du signal des utilisateurs 'utiliser les ressources orthogonalement et partager les ressources système simultanément par division temporelle, fréquence ou code.

Ainsi le récepteur détecte le signal pour chaque utilisateur sans interférence des autres utilisateurs, et il existe OMA différentes techniques, selon la façon dont elles répartissent les ressources du support par lequel l'information est transmise. Parmi eux les principales techniques OMA sont FDMA, TDMA, CDMA et OFDMA, dans lequel les techniques conventionnelles d'accès multiple orthogonal, servent un seul utilisateur dans chaque bloc de ressources orthogonal. Cependant chaque génération a des manières différentes de répartir les degrés de liberté comme le montre. La figure (I.1) [1][2] [14].

✎ Nous apprendrons à connaître les méthodes utilisées par la technique d'accès multiple orthogonal (OMA) et des exemples de technologies incluent FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA.

I.3.1. FDMA (Accès multiple par répartition en fréquence)

FDMA est la première méthode développée et utilisée dans les systèmes téléphoniques analogiques, représente la technique la plus utilisée dans les réseaux mobiles de première génération. Le principe du FDMA est de réserver à chaque usager une portion du spectre disponible, pour ce type d'accès multiple divisée en sous bandes, avec une largeur de bande fixée Cette division est faite entre des fréquences non superposées qui sont ensuite assignées à chaque paire communicante (2 téléphones) chaque sous bande est associée à une fréquence porteuse utilisée par un émetteur pendant toute la durée de la communication, où chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquence, toutes les adjacences sont transmises sur le même canal de transmission et en réception, est un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence permet à l'utilisateur souhaité de récupérer des données, FDMA est principalement utilisé pour la transmission analogique. et ses avantages transmission et synchronisation continues possibles et modulation à faible débit et une meilleure gestion de ressources de transmission en cas de faible trafic. La figure (I.2) montrer la technique d'accès multiple (FDMA) [3][5][9] [12].

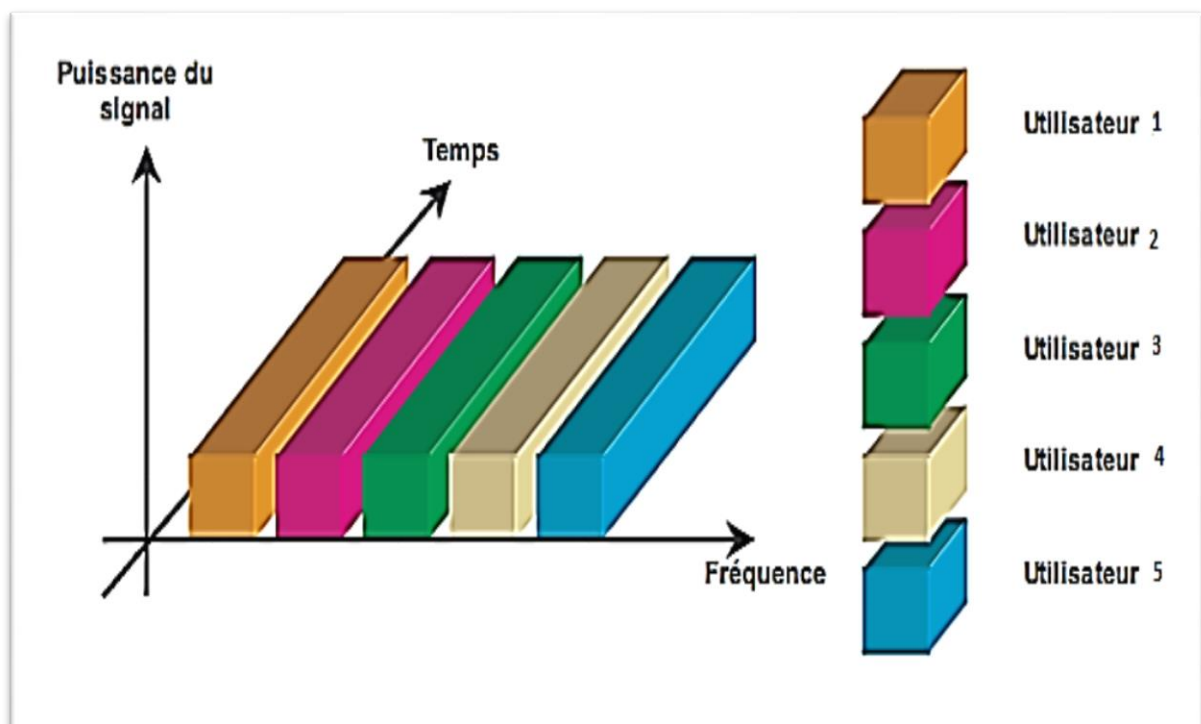


Figure I.2. La technique d'accès multiple FDMA [1].

I.3.2. TDMA (Accès multiple par répartition dans le temps)

TDMA c'est une technologie numérique dans laquelle la bande passante est utilisée par tous les utilisateurs, et la méthode TDMA est basée sur la répartition des ressources en temps, les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données à transmettre dans les différents Intervalles de temps ou « slot » où chaque tranche de temps est utilisée pour transmettre un octet ou un autre segment numérique qui leur sont alloués, le récepteur effectue l'opération de démultiplexages pour récupérer les données.

Cette technique fonctionne bien avec les signaux de données vocales lents, mais elle est également utile pour la vidéo compressée et d'autres données à haut débit et ses avantages coût réduit de la station de base et pas de duplexeur full-duplex et souplesse de modification sur le débit transmis. La figures (I.3) montrer la technique d'accès multiple (TDMA) où (T_s : est la durée d'un slot, n : nombre Intervalles temporel de canal) [1][3][9].

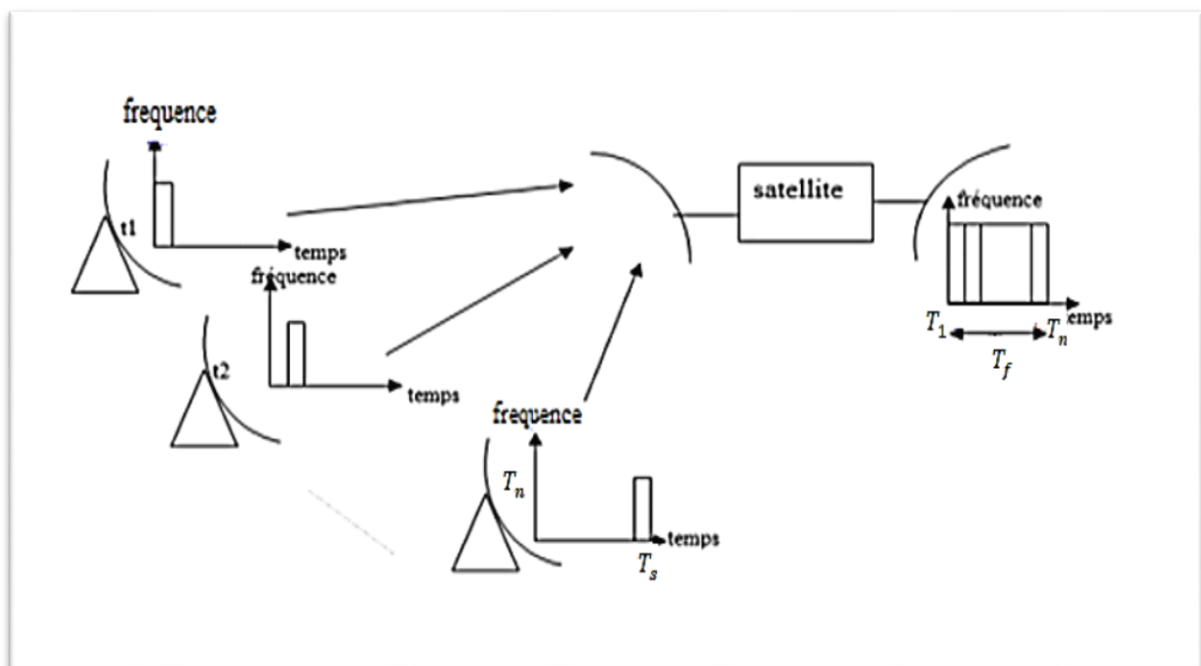


Figure I.3: Les figures montrent la technique d'accès multiple TDMA [12].

I.3.3. CDMA (Accès multiple par division de code)

Dans ce cas, est une technique radicalement différente des deux précédentes. (CDMA) peut également être considérée comme un type de schémas OMA et le nombre d'utilisateurs pouvant être pris en charge simultanément est inférieur ou égal à N . Avec la méthode CDMA, tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande, ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts pour chacun d'entre eux.

Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone. Et plusieurs transmissions simultanées sont séparées par une séquence de jetons spécifique à l'utilisateur. Et donnez à chaque utilisateur son propre code de série. Cependant, il est également possibilité de concilier l'orthogonalité pour un débit système plus élevé afin d'accueillir plus d'utilisateurs simultanément. Et ses avantages résistance aux interférences et confidentialité (faible probabilité d'interception) et un multiplexage adapté au système cellulaire où. La figure (I.4) montrer la technique d'accès multiple CDMA [2][3].

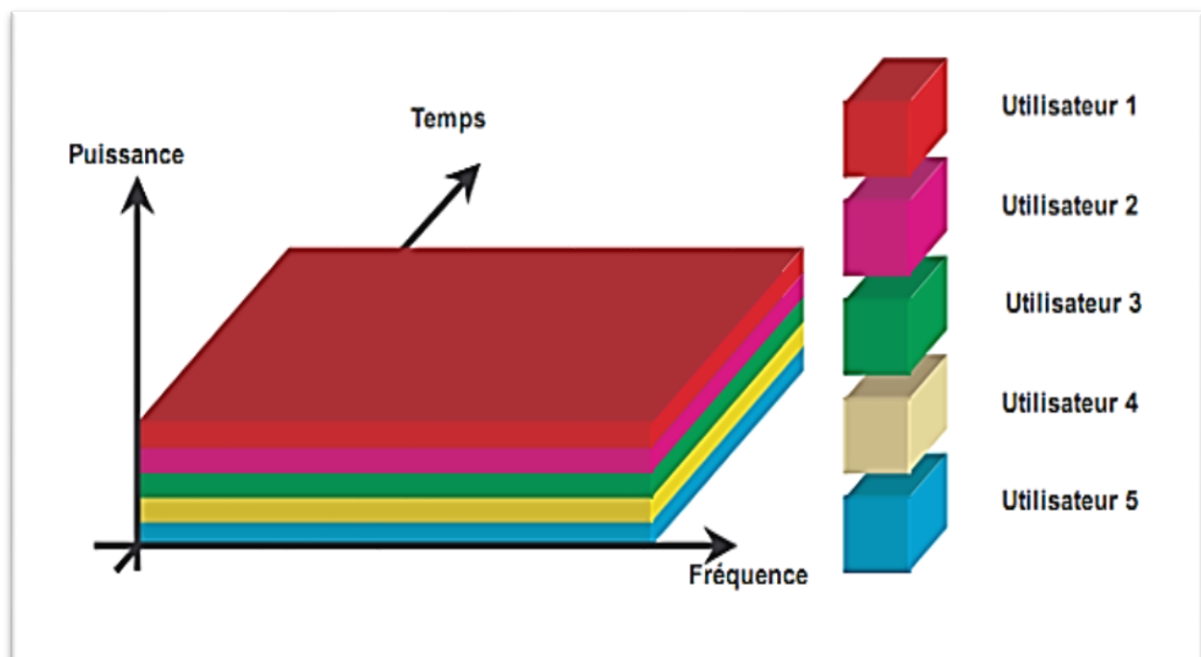


Figure I.4. La technique d'accès multiple CDMA [12].

I.3.4. OFDMA (Accès multiple à la division de fréquence orthogonale)

La technologie de modulation OFDMA est une technique hybride entre l'OFDM, le FDMA et le TDMA et est une évolution des techniques de multiplexage par répartition en fréquence OFDM. Où l'accès multiple est obtenu en attribuant des sous-ensembles de ressources temps-fréquence à différents utilisateurs, cela a pour conséquence directe un décodage facile de l'OFDMA par l'utilisateur et permettant la transmission simultanée de données à partir de plusieurs utilisateurs. Ses avantages de OFDM une utilisation efficace des ressources par rapport aux solutions classique de multiplexage fréquentielle (Orthogonalité parfaite) et la différence entre l'OFDM et l'OFDMA c'est que l'OFDM servir à un usager dans un intervalle de temps et OFDMA elle peut servir plusieurs usagers dans un même intervalle de temps où. La figure (I.5) montrer la technique OFDM et OFDMA [4] [6] [11] [13].

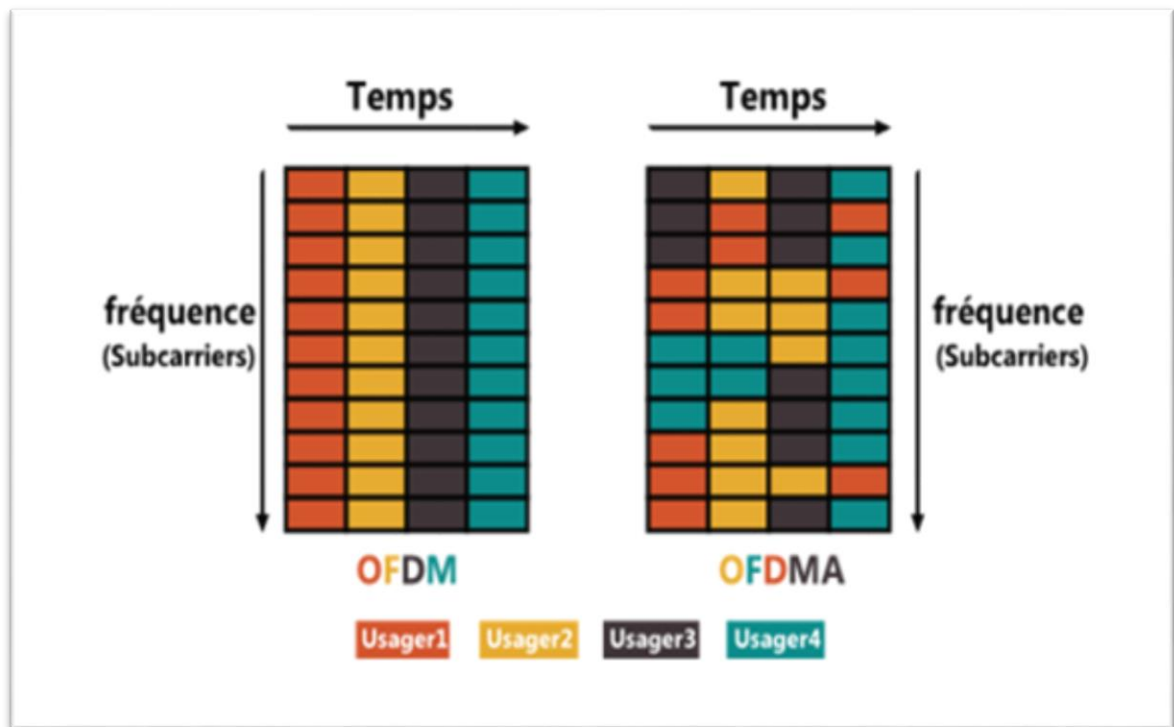


Figure I.5. La technique d'accès multiple OFDMA [11].

I.3.4.1. La Chaîne Transmission Modules de la donnée en OFDM :

La figure (I.6) illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM.

D'abord : Le modulateur M-QAM transforme les données binaires b_i de durée T_b en symboles complexes de durée $T_q = \log_2 M T_b$. (Où M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée).

Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles X_k en groupes (trames) de N symboles, et T_u grande 10^N fois de T_q , (la durée d'une trame T_u est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q), par conséquent l'effet de canal devient moins nuisible.

En appliquant ensuite une transformée de "fourier" inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM.

Nous utilisons L'IFFT afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. un préfixe cyclique de durée T_g copie les N_g derniers symboles de la trame OFDM et les ajoute ensuite au début de la trame.

Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_s = N + N_g$ symboles de durée totale $N_s = N + N_g$ que l'on transmet à travers un canal à évanouissements.

Finalement : Dans la réception, les opérations inverses sont réalisées commençant par la suppression du préfixe cyclique, la décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises [5] [20].

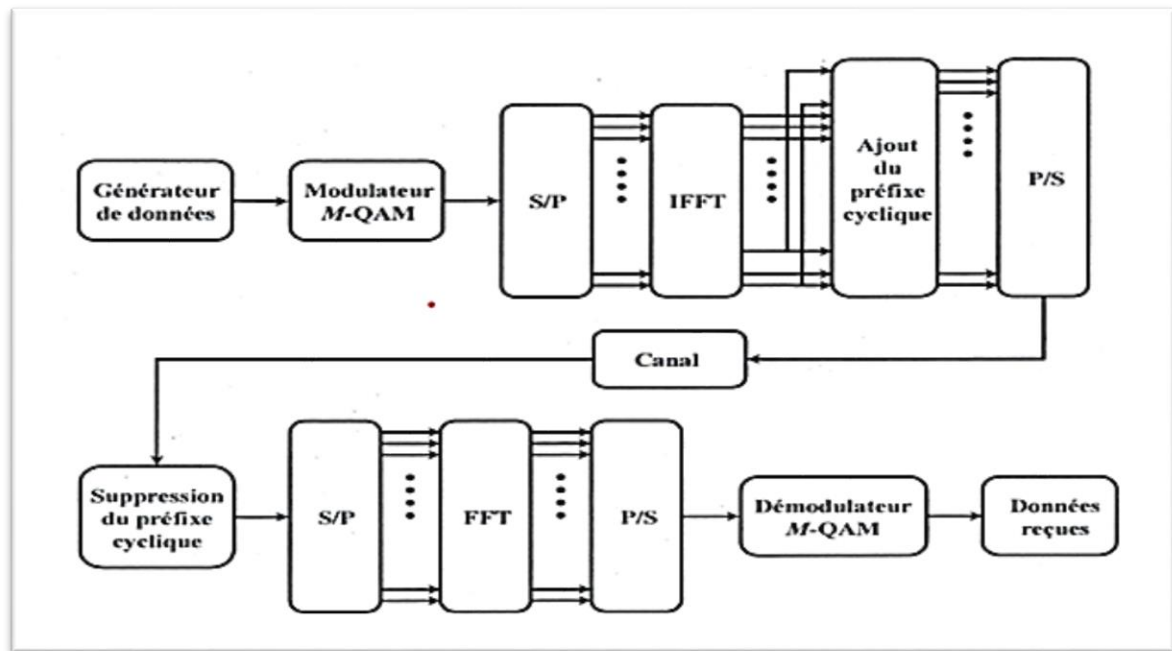


Figure I.6: Schéma bloc d'un système de transmission OFDM [20].

L'avantage des schémas OMA est clair, c'est-à-dire qu'ils simplifient la conception de l'émetteur-récepteur et évitent toute interférence intracellulaire dans le même canal. Cependant, les limites sont également évidentes.

Premièrement : Le nombre d'utilisateurs pouvant être desservis simultanément est strictement limité par le pool de ressources radio.

Deuxièmement : Une planification minutieuse des utilisateurs avec des canaux de rétroaction dédiés au détriment de la surcharge de signalisation est nécessaire pour garantir l'orthogonalité [2].

Les réseaux cellulaires 1G à 4G ont adopté une ou plusieurs des méthodes d'accès multiples : FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA, en particulier, dans l'OFDMA qui a été largement utilisé dans les systèmes 4G, par contre les réseaux cellulaires ont adopté l'accès multiple non orthogonal (NOMA) a récemment été introduite comme une solution efficace pour surmonter les exigences croissantes de l'internet mobile et l'émergence de l'internet des objets (IoT) qui requièrent une connectivité massive et une efficacité spectrale élevée [2].

I.4. Technique Accès multiple non orthogonal (NOMA)

Les systèmes de communication radio ont connu un développement continu au cours des dernières décennies, celui-ci est imprégné par l'émergence d'innovations technologiques, l'émergence actuelle de la 5G et d'autres nouvelles générations futures en réponse aux futures catégories d'usage qui incluent certains téléphones mobiles ultra-rapides, reconfigurable sur demande pour répondre à différents besoins. Dans ce cas-là chercheurs des réseaux et systèmes de communication numérique ont récemment proposé plusieurs techniques d'accès multiples pouvant être intégrées pour les réseaux de communication sans fils de la 5G et afin de répondre aux nouvelles exigences. Notamment celles reconsidérant une non-orthogonalité entre les ressources allouées aux utilisateurs. Il s'agit des techniques d'accès multiple non-orthogonal NOMA.

Où l'accès multiple non orthogonal (NOMA) est une technique plus robuste que l'OFDMA et qui a été projetée comme l'une des technologies clés potentielles dans la transmission sans fil par le groupe de promotion IMT-2020 pour les réseaux 5G. le but de notre travail est d'évaluer spécifiquement la performance d'accès au NOMA à travers différentes métriques [6] [11].

I.4.1. Principe Général

Le principe de base de NOMA est de desservir simultanément plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources spectrales (c'est-à-dire le temps, la fréquence, le code et l'espace) mais avec des niveaux de puissance différents, au détriment d'une interférence minimale entre utilisateurs.

Contrairement à l'accès multiple orthogonal conventionnel (OMA), où chaque utilisateur est desservi par des ressources spectrales exclusivement allouées, NOMA superpose les signaux de message de plusieurs utilisateurs dans le domaine de puissance à l'extrémité ou aux extrémités de l'émetteur en exploitant le gain de canal respectif des utilisateurs.

Des algorithmes de détection multi-utilisateurs (MUD) sont utilisés afin de séparer tels que l'annulation d'interférence successive (SIC) . Où une annulation d'interférences successives (SIC) est ensuite appliquée aux récepteurs pour la détection et le décodage multi-utilisateurs [6][7].

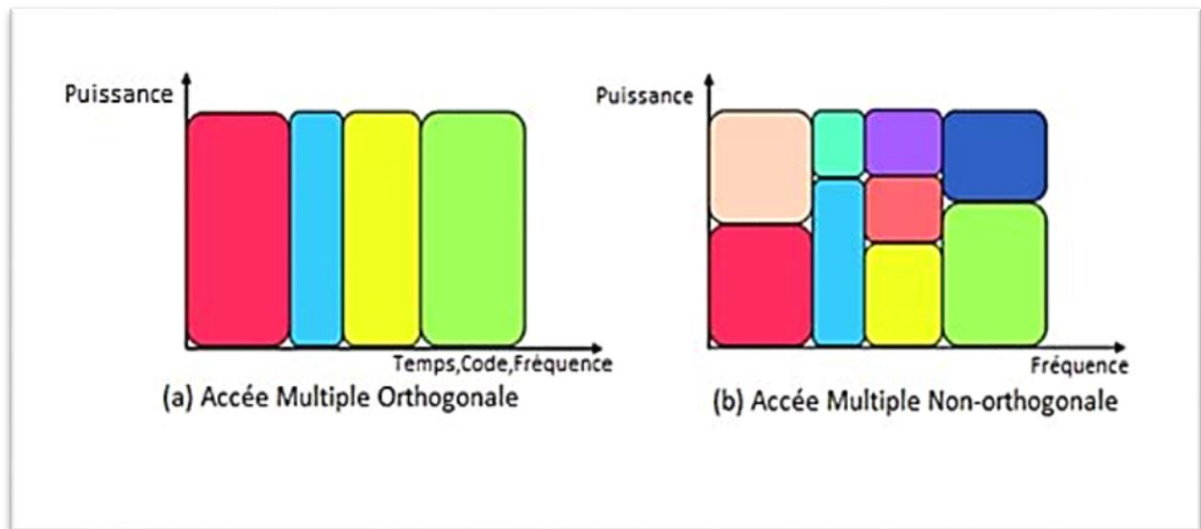


Figure I.7 : Différence entre l'accès OMA et l'accès NOMA [10].

I.4.2. Principaux Schémas NOMA

Il existe deux principaux schémas NOMA : NOMA du domaine de puissance et NOMA du domaine de code.

I.4.2.1. Domaine de puissance NOMA (PD-NOMA)

Les techniques de PD-NOMA permettent plusieurs utilisateurs transmettent leurs signaux partageant les mêmes ressources de code temps-fréquence de différents signaux des utilisateurs, en attribuant un niveau de puissance différent à chacun d'entre eux, ceci va améliorer l'efficacité spectrale selon le mécanisme superposition du code (SC). Cela est selon l'état du canal de chaque utilisateur pour obtenir le gain maximal de performances du système [11].

Dans ce titre nous expliquerons le principe NOMA en doublant le champ énergétique Alors allons-y étape par étape :

Premièrement : Cette BS transmet un signal superposé aux deux utilisateurs simultanément.

Deuxième : Le signal envoyé à l'UE éloigné se voit alloué plus de puissance, tandis que le signal envoyé à l'UE proche se voit alloué moins de puissance.

Puis le récepteur de l'UE proche décode d'abord le signal de l'UE éloigné car c'est le plus puissant puis le soustrait du signal composite via par la technique d'annulation d'interférence successive (SIC) pour ne garder que son propre signal.

Finalement : Lorsque le signal composite atteint l'UE éloigné, le signal qui était destiné à l'UE proche devient presque nul c'est à dire sa puissance, déjà faible, devient insignifiante à cause des pertes de trajet. Donc l'UE éloigné décode directement le signal composite comme si c'était son propre signal en considérant le signal de l'UE proche comme du bruit [6][7] [11].

I.4.2.2. Domaine de code NOMA (CD-NOMA)

Contrairement au domaine de puissance NOMA, le domaine de code NOMA réalise le multiplexage dans le domaine de code.

Cette notion dérive des systèmes CDMA classiques, dans lesquels plusieurs utilisateurs partagent les mêmes ressources temps-fréquence, en utilisant des séquences d'étalement orthogonales. Le schéma NOMA dans le domaine de code offre de nombreuses solutions d'accès, dont on citera les suivantes [6].

CDMA à faible densité d'étalement (LDS-CDMA) : cette technique utilise des séquences d'étalement à faible densité pour étaler les symboles des utilisateurs. L'objectif principal de ce nouveau type de CDMA est de réduire les interférences sur chaque chip au niveau du récepteur. En revanche les autres signaux utilisant des codes différents seront éliminés en raison de leur faible corrélation avec le code employé par le récepteur [6] [13].

I.4.3. Technologies clés de NOMA

Nous introduisons d'abord deux technologies clés de NOMA, le codage de superposition (SC) au niveau de l'émetteur et annulation d'interférences successives (SIC) au niveau du récepteur.

I.4.3.1. Codage de superposition (SC)

Le codage de superposition est une technique de communication qui permet à un émetteur de transmettre les données de plusieurs utilisateurs simultanément, l'émetteur encode les signaux destinés à différents utilisateurs de façon indépendante, puis les superpose à des niveaux de puissance différents.

Les puissances d'émission sont allouées en fonction de la qualité de leur canal pour faciliter l'annulation des interférences successives au niveau des récepteurs, l'émetteur attribue généralement plus de puissance à l'utilisateur faible (le plus éloigné de la BS) avec une mauvaise qualité de canal.

Afin de montrer comment SC est exécuté, un diagramme est donné à. La figure (I.8) où la constellation de changement de phase en quadrature (QPSK) de l'utilisateur 1 avec une puissance d'émission plus élevée est superposée à celle de l'utilisateur 2 avec une puissance d'émission inférieure [2][6].

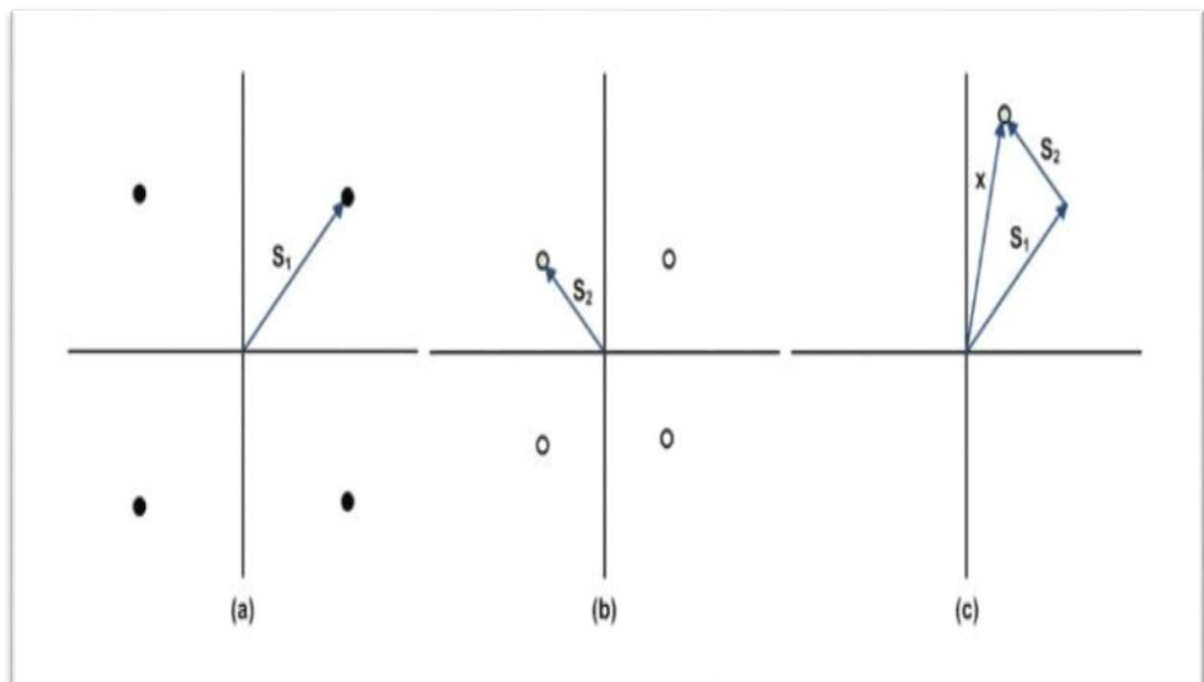


Figure I.8 : Un exemple de décodage SC (a) décodant le signal de l'utilisateur 1 (b) décodant le signal de l'utilisateur 2 (c) constellation de signaux superposés [6].

I.4.3.2. Annulation d'interférences successives SIC

La capacité du réseau peut être grandement améliorée en utilisant une gestion efficace des interférences, par conséquent, la technologie SIC est une technologie prometteuse dans les réseaux sans fil. Cette technologie dépend de la séparation des différents signaux d'utilisateur afin d'obtenir le signal souhaité pour un utilisateur spécifique.

Le principe de base du décodage SIC est montré en observant les utilisateurs selon leurs qualités de canal, ainsi le premier utilisateur sera celui avec une bonne qualité de canal (proche de BS) et le dernier sera celui avec une mauvaise qualité de canal (loin de SB), le principe SIC est de décoder d'abord un signal stroboscopique utilisateur (proche de BS) tandis que d'autres signaux sont considérés comme des interférences, puis de ré-encoder et de soustraire du signal superposé. Le même processus est répété jusqu'à ce qu'il puisse décoder le signal qu'il veut obtenir

SIC vise à améliorer la capacité du système et le gain de performances, cependant la propagation des erreurs dans cette procédure est possible et pour corriger cela, le nombre d'utilisateurs doit être réduit [1][6].

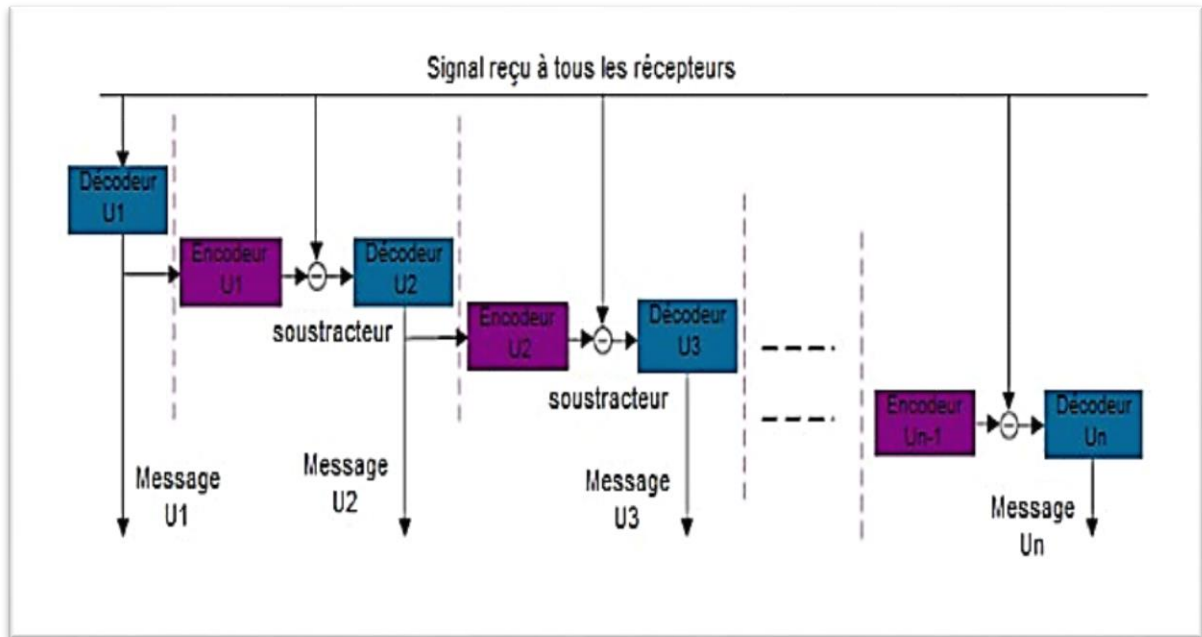


Figure I.9 : Principe de base du SIC [6].

I.4.4. Fondamentaux de NOMA

I.4.4.1. Modèle de la NOMA liaison descendante

Parlons du codage par superposition selon le principe NOMA, le codage de superposition est une technique de communication qui permet à un émetteur de transmettre les données de plusieurs utilisateurs simultanément. L'émetteur encode les signaux destinés à différents utilisateurs, et le signal superposé à l'extrémité de l'émetteur peut être exprimé comme suit [7] :

$$X = \sum_{n=1}^N \sqrt{a_n} s_n \quad (\text{I.1})$$

Où

$$\sum_{n=1}^N a_n = 1 \quad (\text{I.2})$$

Où s_n est le signal correspondant au message de l'utilisateur n et a_n est la puissance allouée à l'utilisateur n . Tel que la différence entre les valeurs de a_n pour chaque utilisateur doit être suffisamment importante pour garantir un décodage réussi du signal superposé [20].

Dans cette section, nous passons en revue les concepts de base de la transmission NOMA en liaison descendante dans un réseau unicellulaire et deux utilisateurs U_1 et U_2 pour commencer, nous partons du cas le plus simple à deux utilisateurs. La figure (I. 10) présente un système NOMA simple composé d'une seule station de base et de deux utilisateurs, chacun équipé d'une seule antenne.

Supposons que s_1 et s_2 sont les signaux pour deux utilisateurs, U_1 et U_2 ces signaux sont mesurés en fonction des valeurs de a (où $a = a_1$ et a_2) les deux signaux sont ensuite combinés pour générer le signal de chevauchement à transmettre de la BS aux utilisateurs 1 et 2, respectivement. Il s'exprime comme suit [7] [17] [18] [19] :

$$X = \sqrt{a_1} s_1 + \sqrt{a_2} s_2 \quad (\text{I.3})$$

Il est affecté par les conditions de canal de son récepteur.

Où : ($a = a_1 + a_2 = 1$) qui sont les facteurs d'allocation de puissance pour utilisateur distant et proche, respectivement dans les système NOMA mais lorsque le signal est envoyé.

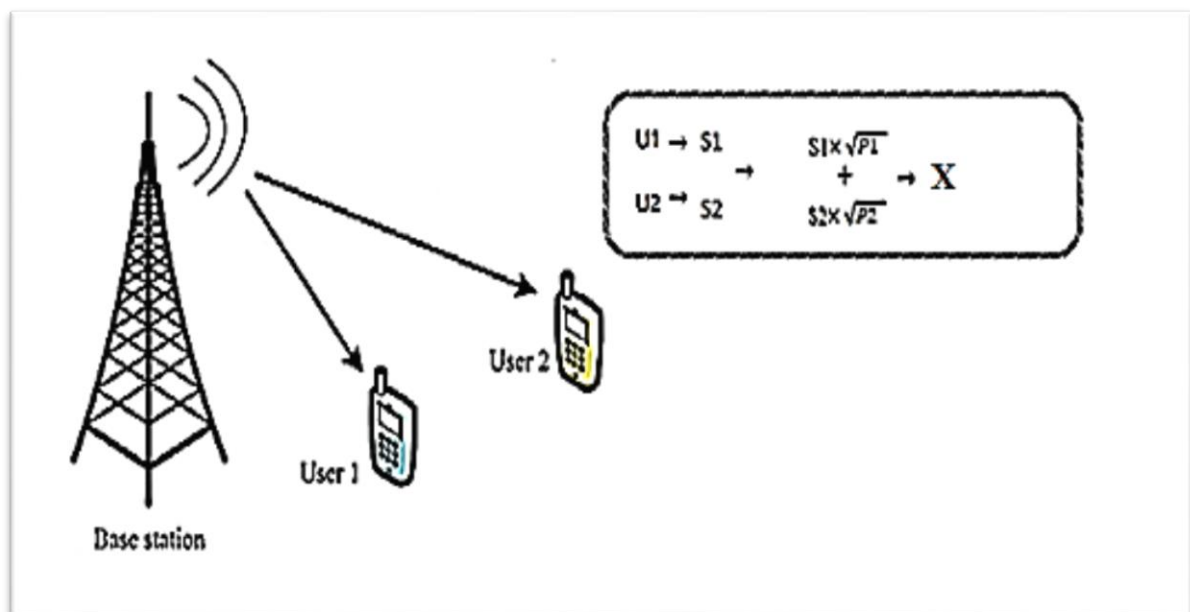


Figure I.10 : Transmission de signaux dans NOMA pour deux utilisateurs [18].

Annulation des interférences successives (SIC), son principe consiste à éliminer les interférences des utilisateurs déjà détectés, le mécanisme SIC est que les signaux doivent d'abord être analysés, selon un ordre décroissant de selon leur puissance l'utilisateur avec les conditions de canal faibles traite le signal de l'utilisateur avec le meilleur canal comme du bruit et décode ses propres données à partir du signal reçu.

D'autre part, l'utilisateur ayant la puissance faible effectue le détecteur SIC, où il décode les données de l'utilisateur avec la puissance la plus élevée et procède ensuite à les soustraire du signal reçu de ce fait il reste seulement ses propres données pour les décoder [17] [18].

Le processus SIC est appliqué au récepteur NOMA afin que chaque utilisateur puisse extraire ses données respectives du signal du signal reçu par l'utilisateur devrait être comme :

$$Y_n = h_n X + z_n \quad (I.4)$$

h_n : Représente les coefficients de canal complexes entre U_n et BS.

z_n : Représente le bruit gaussien plus l'interférence intercellulaire subie par U_n .

✎ **Dans lequel le décodage se fera dans U_1 U_2 les récepteurs comme suit :**

✎ sera le décodage dans à le récepteur U_2 comme suit :

Dans le récepteur U_2 , le message m_2 est décodé à partir de Y_2 traitant s_1 comme du bruit. L'interférence causée par U_1 sur U_2 ne devrait pas affecter de manière significative les performances de U_2 et être ceci est valable tant qu'une puissance effective a été effectuée dans l'émetteur [18].

✎ le décodage dans à le récepteur U_1 sera comme suit :

Ici SIC est appliqué car le décodage est plus complexe, dans le récepteur U_1 le message m_2 est décodé à partir de Y_1 traitant s_1 comme du bruit. L'interférence causée par U_1 sur U_2 ne devrait pas affecter de manière significative les performances de U_2 , et être ceci est valable tant qu'une puissance effective a été effectuée dans l'émetteur. Du fait que le gain de canal de U_1 est supérieur à celui de U_2 , de sorte que tant que le taux de U_1 est dans les limites de "Shannon" de son récepteur, et donc il sera également dans les limites du récepteur U_1 .

Au cas où dans lequel s_1 est régénéré à l'aide d'un encodeur, le message m_2 est décodé à partir de Y_1' une fois le signal reçu et l'utilisateur éloigné U_2 , décode simplement le signal fort tandis que l'utilisateur proche U_1 applique SIC pour décoder son signal. et avec la connaissance de h_1 , a_1 et $h_1\sqrt{a_1}s_2$ est soustrait de Y_1 obtenant

$$Y_1' = Y_1 - h_1\sqrt{a_2}s_2 = h_1\sqrt{a_1}s_1 + z_n \quad (I.5)$$

✎ **Capacité de la voie descendante :**

Supposons que le codage de canal est idéal et que U_1 est capable de décoder le message de U_2 avec succès ensuite, les équations le débit de chaque utilisateur liaison descendante peut être écrit comme suit:

$$R_1 = \log_2\left(1 + \frac{|h_1|^2 a_1}{\sigma^2}\right) \quad (I.6)$$

$$R_2 = \log_2\left(1 + \frac{|h_2|^2 a_2}{|h_2|^2 a_1 + \sigma^2}\right) \quad (I.7)$$

où l'on considère : B la bande passante disponible Égal " 1 " et $\sigma_n(n = 1, 2)$ est la densité spectrale de puissance de z_n et $(\sigma_n = \sigma^2_1 + \sigma^2_2)$ respectivement [19].

I.4.4.2. Modèle de la NOMA liaison montante

Dans la liaison montante des itérations SIC sont effectuées pour détecter les signaux utilisateur individuel comme le montrer. La figure (I.11) , de sorte là les deux utilisateurs transmettent leurs messages au BS dans la même bande de fréquences avec la même puissance d'émission a , et le signal reçu à la BS est donné par :

$$y = \sum_{n=1}^2 \sqrt{a_n} h_n s_n + z_n \quad (I.8)$$

Où a_n : la puissance d'émission pour l'utilisateur n

z_n : représente bruit blanc additive "Gaussien"

Dans NOMA de liaison montante, le décodage SIC est effectué au niveau de la BS pour récupérer les messages m_1 et m_2 à partir du signal superposé Y . En particulier, la BS décode d'abord le message de l'utilisateur 1 puis soustrait m_2 du signal superposé Y , ensuite la BS peut décoder le message de l'utilisateur 2, m_2 [17] [19].

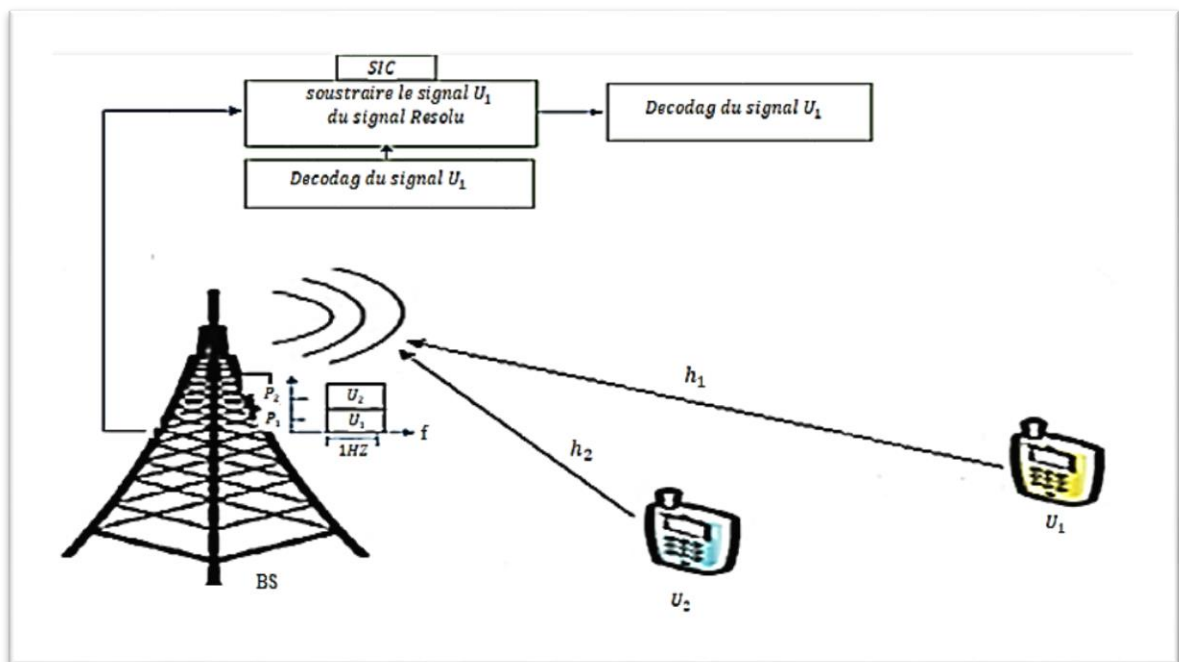


Figure I.11 : Réception des signaux dans NOMA pour deux utilisateurs [19].

☞ **Capacité de la voie montante** : la capacité de liaison montante peut être calculée de la même manière que pour la liaison descendante, bien que la formule soit un peu différente en définissant p_1 et p_2 comme la puissance reçue au niveau de la BS pour U_1 et U_2 , respectivement.

Le débit de chaque utilisateur liaison montante peut être écrit comme suit :

$$R'_1 = \log_2\left(1 + \frac{|h_1|^2 a_1}{|h_2|^2 a_2 \sigma^2}\right) \quad (I.9)$$

$$R'_2 = \log_2\left(1 + \frac{|h_2|^2 a_2}{\sigma^2}\right) \quad (I.10)$$

Où l'on considère : B la bande passante disponible Égal " 1 "

La liaison montante NOMA se caractérise par l'accueil d'un grand nombre d'utilisateurs en raison des équipements qu'elle contient, qui se caractérise par une puissance de calcul, et également en raison de la capacité de la station à mettre en œuvre un processus de décodage étendu afin de réduire la capacité d'interférence.

Et à partir de là considérée la liaison montante NOMA est préférable à la liaison descendante NOMA dans le domaine des communications méga [17] [18] [19].

Tableau I.1: Résumé sur les technologies d'accès multiples.

Technologies d'accès multiples					
Options d'accès multiples					
OMA	NOMA				
	Principaux Schémas NOMA		Technologies clés de NOMA		Fondamentaux de NOMA
FDMA (1G- 1980'S)	Domaine de puissance NOMA (PD-NOMA)	Domaine de code NOMA (CD-NOMA)	Codage de superposition (SC)	Annulation d'interférences successives SIC	Modèle de la NOMA liaison descendante
TDMA (2G- 1990'S)					
CDMA (3G- 2000'S)					
OFDMA (4G- 2010'S)					
					Modèle de la NOMA liaison montante

I.5. Comparaison entre NOMA et OMA

✎ Efficacité spectrale et débit :

En OMA comme en OFDMA, chaque utilisateur se voit attribuer une ressource de fréquence spécifique même s'il connaît un état de canal bon ou mauvais. Par conséquent, le système global souffre d'une faible efficacité spectrale et d'un faible débit au contraire, dans NOMA, la même ressource de fréquence est attribuée à plusieurs utilisateurs mobiles avec de bonnes et de mauvaises conditions de canal en même temps, par conséquent, la ressource affectée à l'utilisateur faible est également utilisée par l'utilisateur fort, et l'interférence peut être atténuée par des processus SIC dans les récepteurs des utilisateurs. Ainsi la possibilité d'améliorer l'efficacité spectrale et le débit élevé sera considérablement augmentée [4].

✎ Équité pour l'utilisateur faible latence et connectivité massive :

En OMA, par exemple en OFDMA avec planification, l'utilisateur avec un bon statut de canal à une priorité plus élevée à donner lorsque l'utilisateur est dans un mauvais statut de canal doit attendre l'accès, ce qui conduit à un problème d'équité et une latence élevée, cette approche ne peut pas supporter une communication massive.

Cependant NOMA peut servir simultanément plusieurs utilisateurs avec différentes conditions de canal. Ainsi il peut offrir une meilleure équité aux utilisateurs, moins de latence et une connectivité massive plus élevée.

NOMA est également compatible avec les systèmes de communication actuels et futurs car il ne nécessite pas de modifications importantes sur l'architecture existante. Par exemple, NOMA a été inclus dans le projet de partenariat de troisième génération à évolution à long terme avancé (3GPP LTE) [4].

I.6. Avantages et Inconvénients de NOMA

I.6.1. Principaux avantages de NOMA

La technique NOMA offre plusieurs avantages dont on peut citer :

✎ **Ultra-haute connectivité :** Le futur système 5G devrait prendre en charge la connexion de milliards d'appareils intelligents dans l'Internet des objets IoT (Internet of Things) en utilisant une allocation de ressources non orthogonales, NOMA peut potentiellement prendre en charge une connectivité massive, ce qui est idéal pour les milliards d'appareils intelligents [2] [13].

✎ **Une meilleure efficacité de la bande :** Une haute efficacité spectrale est l'un des principales caractéristiques de NOMA, puisqu'il peut servir plusieurs utilisateurs en utilisant le même bloc de ressource, ce qu'il lui donne le pouvoir d'être très efficaces en termes de spectre, par conséquent, le débit du system sera amélioré [6] [13].

✎ **Équité entre les usagers :** Une caractéristique clé de NOMA est qu'il alloue plus de puissance aux utilisateurs faibles. Ce faisant, NOMA est capable de garantir un compromis attractif entre l'équité entre les utilisateurs en termes de débit. Il existe des techniques sophistiquées de maintien de l'équité pour NOMA, telles que les politiques intelligentes d'AP de et le schéma coopératif NOMA [6][2].

✎ **Compatibilité :** NOMA peut être invoqué comme une technique (complémentaire) pour toutes les techniques OMA existantes, telles que FDMA / TDMA / CDMA / OFDMA, du fait qu'elle exploite une nouvelle dimension, à savoir le pouvoir- domaine.

Étant donné le statut de maturité des techniques SC et SIC tant en théorie qu'en pratique NOMA peut être fusionné avec les techniques de Accès multiple MA (Multiple Access) existantes. Si théoriquement NOMA est considérée comme une technique qui complémente toutes les techniques OMA existantes [2] [13].

I.6.2. Inconvénients de NOMA

✎ Chacun des utilisateurs doit fournir les informations d'état de canal (CSI) à la BS afin qu'elle puisse organiser le processus SIC, par conséquent, NOMA est suffisamment sensible pour obtenir ces mesures. Ce qui augmente la surcharge de rétroaction des CSI [6] [16].

✎ L'utilisation de SIC au niveau de chaque utilisateur signifie que chacun des utilisateurs doit décoder les signaux de tous les autres utilisateurs pour obtenir le signal voulu. Si une erreur se produit dans un seul utilisateur en raison de SIC, par conséquence, la complexité dans le récepteur augmente, ce qui conduit à un délai plus long. de plus, la consommation d'énergie est considérable [16].

✎ Les utilisateurs forts doivent connaître l'allocation de puissance des utilisateurs les plus faibles afin d'exécuter le SIC, ce qui augmente également la surcharge de signalisation du système [1].

✎ Ropagation des erreurs d'annulation successive des interférences (SIC) c'est-à-dire le décodage de toutes les informations des autres utilisateurs sera erroné, un décodage incorrect d'un message d'interférence peut propager une erreur vers le signal de message [6].

I.7. Technique Applications NOMA

Pour améliorer encore les performances du réseau, NOMA peut être associé à plusieurs technologies de communication, compris la communication coopérative dite coopérative NOMA (C-NOMA), les communications optiques visuelles (VLC) et l'accès multiple défini par logiciel (SoDeMA) [6].

I.7.1. Coopérative NOMA (C-NOMA)

La transmission collaborative NOMA est basée sur la coopération des utilisateurs NOMA, d'une manière à ce que les utilisateurs avec de fortes conditions de canal agissent comme étant des relais dans le but d'aider les utilisateurs avec des conditions de canal plus faibles.

Le SIC est utilisé par les utilisateurs proches de la BS pour décoder le signal de l'utilisateur distant [6].

I.7.2. Communication par lumière visible (VLC)

VLC est considéré comme étant un paradigme de communication prometteur pour les réseaux 5G sans fil et au-delà en exploitant le large spectre optique à des longueurs d'onde et conçu pour fournir une connectivité omniprésente et une efficacité spectrale élevée [1][6].

L'accès NOMA a été adaptée aux systèmes VLC pour diverses raisons, par exemple, le récepteur SIC qui fonctionne mieux avec moins d'utilisateurs.

I.7.3. Accès multiple défini par logiciel (SoDeMA)

L'accès multiple défini par logiciel est un domaine de recherche actif où le meilleur schéma d'accès multiple est choisi en fonction des conditions du système. Par exemple, si nous n'avons qu'un petit nombre d'utilisateurs et qu'ils n'ont pas une grande variance du SNR, OMA serait préférable à NOMA. de même, différents scénarios nécessitent différents schémas d'accès multiples [1].

I.7.4. Internet des objets (IOT)

Trop d'appareils sont dédiés connectés à internet, ce qui nécessite parfois des débits de données élevés ou faibles. NOMA prend en charge cette méthode pour gérer ce genre de situation en offrant une connectivité massive et en consolidant des appareils avec des exigences de (QoS) hétérogènes sur la même bande passante [1][6].

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une brève description des différentes techniques d'accès multiple (NOMA) dans la liaison montante et descendante. Nous avons également discuté et comparé plusieurs aspects des principes de base, caractéristiques clés, domaines d'utilisation, avantages et inconvénients. Dans le chapitre suivant, nous concentrons sur les différents types de déficiences matérielles qui peuvent être existé pratiquent avec les systèmes de communication.



Chapitre II :
Déficiences Matérielles (HWI)

II.1. Introduction

Afin de réduire le coût de mise en œuvre, la plupart du traitement du signal dans l'émetteur-récepteur est effectué dans le domaine numérique. Les composants RF représentent généralement une partie importante du coût, de la consommation d'énergie et déterminent les performances globales du système radio. Toutefois, dans les scénarios de communication pratiques, les architectures des émetteurs-récepteurs souffrent inévitablement de déficiences telles le déséquilibre en phase/quadrature (I/Q) et le bruit de phase de l'oscillateur (PHN) que les non-linéarités de l'amplificateur (HPA), qui constituent des facteurs limitants de la performance globale du système.

II.2. Déficiences Matérielles de l'émetteur-récepteur

Les déficiences matérielles au niveau de l'émetteur et du récepteur sont les problèmes les plus importants qui surviennent généralement et qui conduisent non seulement à des erreurs de phase, d'amplitude et de bruit élevé, mais aussi au mélange inévitable des signaux souhaités et des signaux d'image en particulier, et peuvent donc entraîner des effets dégradés sur les performances des dispositifs. Où nous mentionnons le déséquilibre en phase et en quadrature (IQI), le bruit de phase (PHN) et le rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) comme le montre la figure (II.1) [26] [28] [32].

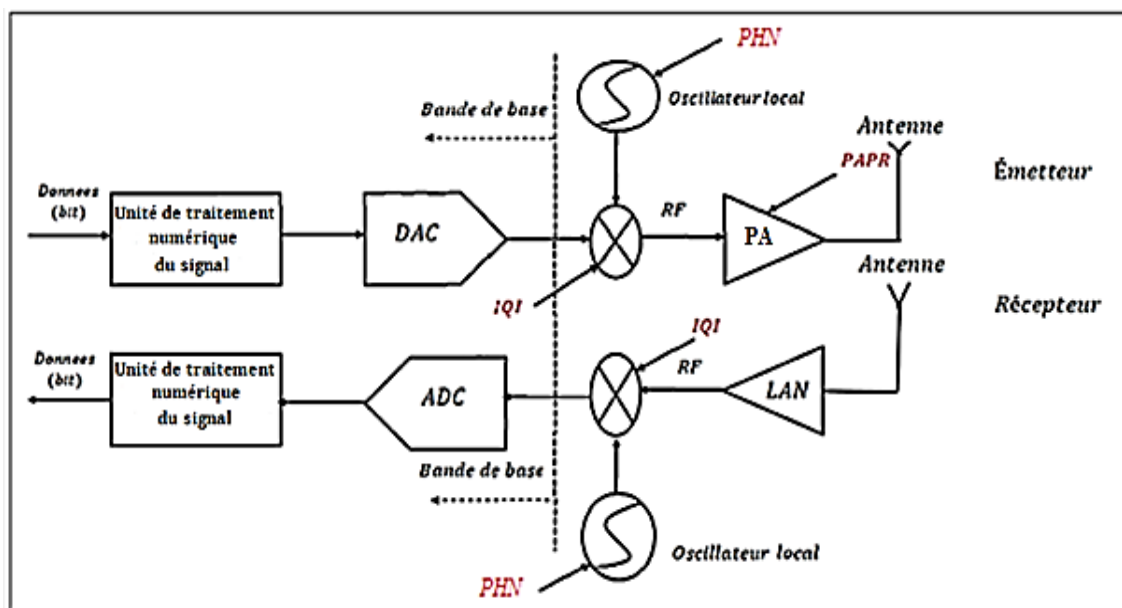


Figure II.1 : Schéma fonctionnel du matériel de l'émetteur et du récepteur typique avec diverses déficiences [23].

II.3. Modélisation déficiences matérielles l'émetteurs-récepteurs

Les émetteurs-récepteurs rencontreront des déficiences entraînant une divergence entre le signal reçu et ce qui a été envoyé à l'origine, et une distorsion du signal reçu pendant le traitement de détection. La déficience matérielle produit un bruit de distorsion qui alterne avec le signal d'origine, et les déficiences matérielles des émetteurs-récepteurs sont ici caractérisées par un motif de canal généralisé avec un bruit de distorsion supplémentaire des deux côtés de l'émetteur et du récepteur. Les relations présentées illustrent la modélisation d'un signal reçu classiquement sur l'une des sous-porteuses dans un système multi-porteur sur la base d'un multiplexage orthogonal par division de la fréquence (OFDM) [21] :

De sorte que le modèle de signal reçu sans interférence de bruit causé par un émetteur et un récepteur faibles soit le suivant :

$$Y_n = h_n X + z_n \quad (\text{II. 1})$$

Où : h_n : représente les coefficients de canal complexes entre U_n et BS; z_n = bruit additif .

Où le signal reçu lorsqu'il contient le bruit de distorsion causé par la déficience de l'émetteur et du récepteur est le suivant :

$$Y_n' = h_n(X + \eta_t) + \eta_r + z_n \quad (\text{II. 2})$$

X : code envoyé ; ($n_t \sim (0, k_t^2 p)$, $n_r \sim (0, k_r^2 p |h_n|^2)$) ; (η_t, η_r : sont des bruits de distorsion dus à des respectivement émetteur et récepteur) .

De sorte qu'il a été démontré que l'effet global des défauts des émetteurs-récepteurs peut être entièrement discerné par le niveau total de défauts au niveau de l'émetteur et du récepteur $K = \sqrt{k_t^2 + k_r^2}$ (où k_t^2 et k_r^2 représentent le niveau de distorsion de l'appareil non idéal de l'émetteur et du récepteur respectivement), sans qu'il soit nécessaire de déterminer la distorsion exacte des émetteurs-récepteurs [21] [22].

II.4. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI)

II.4.1. Définition déséquilibre en phase et en quadrature (IQI)

Défini comme étant la perte de quadrature entre les voies I et Q d'un émetteur ou d'un récepteur et découle L'IQI des différences d'amplitude et de phase inévitables entre les trajets des signaux analogiques en phase (I) et en quadrature (Q) au niveau des convertisseurs élevateurs et abaisseurs du TX et du RX, respectivement.

En particulier, l'IQI se produit en raison de l'erreur dans le décaleur d'erreur nominal de 90° et de la non-concordance entre les amplitudes des sorties LO I et Q. Ce problème se pose principalement en raison des tolérances finies des condensateurs et des résistances utilisés dans la mise en œuvre des composants frontaux analogiques [23] [27].

Il y a deux sources qui peuvent provoquer un déséquilibre en phase et en quadrature :

➤ L'un est le décalage de phase et d'amplitude dans les horloges utilisées par les branches I et Q. ce décalage est constant pour différentes composantes de fréquences dans le signal transmis et est appelé déséquilibre FI IQ [23].

➤ L'autre est causé par contradiction dans les filtres utilisés par les branches I et Q. ce décalage est différent pour différentes composantes de fréquences dans le signal transmis et est appelé déséquilibre FD IQ [23].

II.4.2. Modèle de déséquilibre en phase en quadrature (IQI) l'émetteur-récepteur

II.4.2.1. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) de l'émetteur

La figure (II.2) montrer le déséquilibre en phase et en quadrature avec amplitude et phase côté émetteur dans mon cas, déséquilibre FI IQ et déséquilibre FD IQ.

Au niveau de l'émetteur, nous supposons que les horloges utilisées par les branches I et Q ont un décalage d'amplitude ε_t et un décalage de phase θ_t , la réponse impulsionnelle en temps discret des filtres analogiques dans les branches I et Q est $U_t^I(n)$ et $U_t^Q(n)$ respectivement, et les signaux temporels discrets à transmettre dans les branches I et Q .

Sont respectivement $S^I(n)$ et $x^Q(n)$. et le signal de bande passante modulé dans la émetteur $s_p(n)$ Comme suit [21]:

$$S_p(n) = [x^I(n) \otimes U_t^I(n)](1 - \varepsilon_t) \cos(w_c n - \theta_t) - [x^Q(n) \otimes U_t^Q(n)] \\ (1 + \varepsilon_t) \sin(w_c n + \theta_t) = x^I(n) \cos(w_c n) - x^Q(n) \sin(w_c n) \quad (\text{II.3})$$

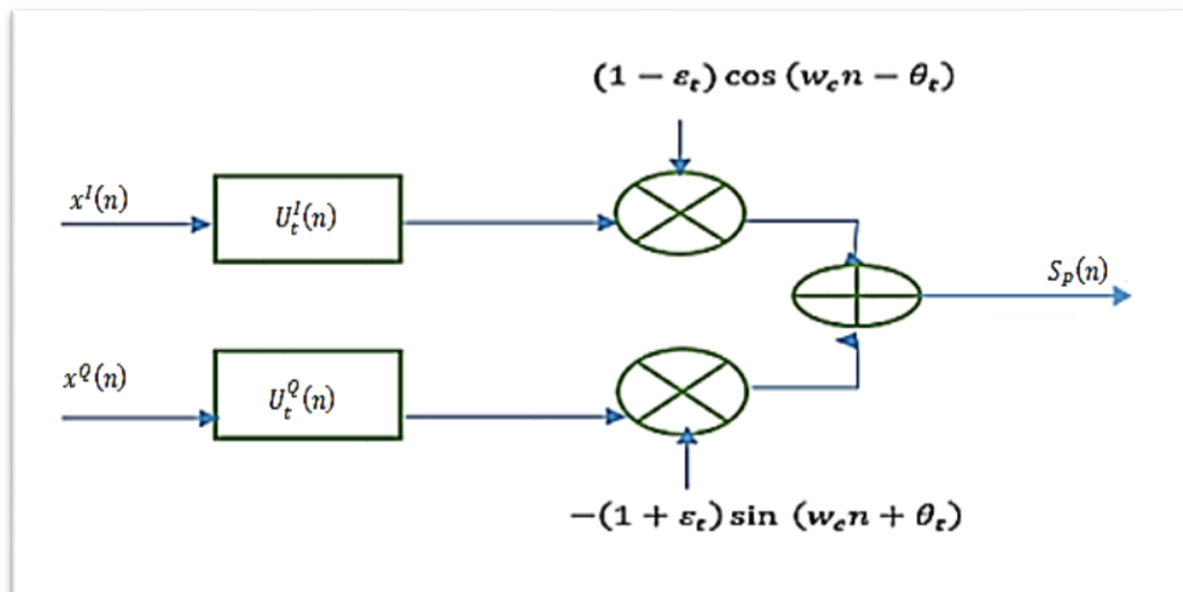


Figure II.2 : Le modèle de signal de déséquilibre IQ de l'émetteur [23].

$$s^I(n) = [x^I(n) \otimes U_t^I(n)](1 - \varepsilon_t) \cos \theta_t - [x^Q(n) \otimes U_t^Q(n)](1 + \varepsilon_t) \sin \theta_t \quad (\text{II.4})$$

$$s^Q(n) = -[x^I(n) \otimes U_t^I(n)](1 - \varepsilon_t) \sin \theta_t + [x^Q(n) \otimes U_t^Q(n)](1 + \varepsilon_t) \cos \theta_t \quad (\text{II.5})$$

Le signal dans la bande de base complexe de la transmission s'écrit comme suit :

$$x(n) = x^I(n) + j x^Q(n) \quad (\text{II.6})$$

Le signal dans la bande de base complexe du déformé par le déséquilibre TX IQ sous la forme s'écrit comme suit :

$$s'(n) = s^I(n) + j s^Q(n) \quad (\text{II.7})$$

S'il n'y a pas de déséquilibre FD IQ : supposer que $U_t(n) = U_t^I(n) = U_t^Q(n)$. On fait la somme entre l'équations (II.4 et II.5) et en remplace la valeur de α_t et β_t dans le résultat Tel que $\alpha_t = \cos \theta_t + j \varepsilon_t \sin \theta_t$ et $\beta_t = \varepsilon_t \cos \theta_t + j \sin \theta_t$ [23]:

$$s'(n) = [\alpha_t x(n) - \beta_t x^*(n)] \otimes U_t(n) \quad (\text{II.8})$$

II.4.2.2. Déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) de l'émetteur

La figure (II.3) montrer la démodulation IQ avec des déséquilibres d'amplitude et de phase. De plus dans le système, nous supposons que le déséquilibre FI IQ est causé par le mélangeur et que le déséquilibre FD IQ est causé par les filtres sont présents.

$$y_p(n) = s_p(n) \otimes h_p(n) + w_p(n) \quad (\text{II.9})$$

où $h_p(n)$ est la réponse discrète du canal de passage de temps et $w_p(n)$ bruit additif de la bande passante. Si nous désignons $y^I(n)$ et $y^Q(n)$ comme la sortie du démodulateur IQ idéal aux branches I et Q respectivement, donc le signal de bande passante modulé dans la récepteur $y_p(n)$ être comme suit [23]:

$$y_p(n) = y^I(n) \cos(w_c n) - y^Q(n) \sin(w_c n) \quad (\text{II.10})$$

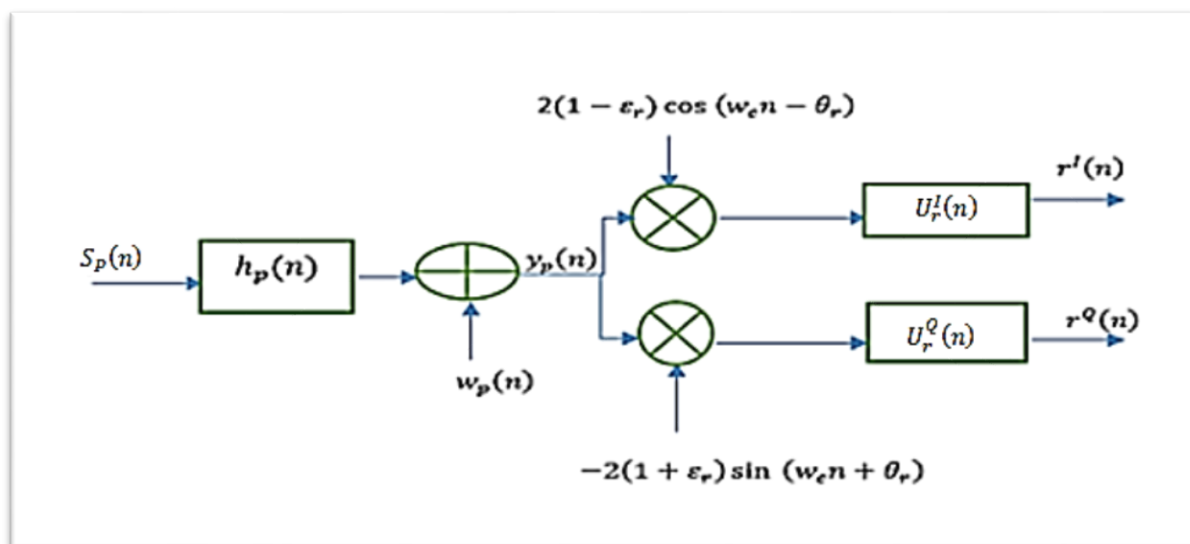


Figure II. 3: Modèle de signal de déséquilibre IQ du récepteur [23].

$$r^I(n) = [y^I(n) \otimes U_r^I(n)](1 - \epsilon_r) \cos \theta_r - [y^Q(n) \otimes U_r^Q(n)](1 - \epsilon_r) \sin \theta_r \quad (\text{II.11})$$

$$r^Q(n) = -[y^I(n) \otimes U_r^Q(n)](1 + \epsilon_r) \sin \theta_r + [y^Q(n) \otimes U_r^Q(n)](1 + \epsilon_r) \cos \theta_r \quad (\text{II.12})$$

Le signal dans la bande de base complexe du récepteur s'écrit comme suit :

$$y'(n) = y^I(n) + j y^Q(n) \quad (\text{II.13})$$

Le signal dans la bande de base complexe du déformé par le déséquilibre RX IQ sous la forme s'écrit comme suit :

$$r'(n) = r^I(n) + j r^Q(n) \quad (\text{II.14})$$

S'il n'y a pas de déséquilibre FD IQ : supposer que $U_t(n) = U_r^I(n) = U_r^Q(n)$. On fait la somme entre l'équations (II.11 et II.12) et en remplace la valeur de α_t et β_t dans le résultat Tel que $\alpha_r = \cos \theta_t + j \epsilon_r \sin \theta_r$ et $\beta_r = \epsilon_r \cos \theta_r + j \sin \theta_r$ [21]:

$$r(n) = [\alpha_r y'(n) - \beta_r (y'(n))^*] \otimes U_t(n) \quad (\text{II.15})$$

Dans le cas d'une liaison montante, on peut considérer que le récepteur, une station de base par exemple, n'est pas affecté par un déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) puisqu'il n'est pas soumis aux contraintes de coût et d'intégrabilité. A l'inverse, l'émetteur doit être faible coût et hautement intégré imposant, très sensible au déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) [25].

II.4.3. Influence du déséquilibre en phase et en quadrature (IQI) sur le système

➤ Ces déséquilibres en phase et en quadrature entraînent des interférences et de bruit de phase et dégradent les performances du système, par exemple, le BER, le rapport signal/interférence plus bruit (SINR), la capacité et l'EVM [23].

➤ Dans les systèmes SC, déséquilibres en phase et en quadrature dans l'émetteur et le récepteur provoquent une ISI sur les signaux voisins [24] [29].

➤ Dans les systèmes multi- porteurs, comme l'OFDM, les déséquilibres en phase et en quadrature génèrent des termes ICI sur les sous-porteuses miroirs [24].

➤ De plus, déséquilibres en phase et en quadrature dégradent les performances des techniques d'estimation de canal en introduisant des termes d'interférence miroir [23] [24] [29].

✎ À cette adresse nous avons construit le modèle de déséquilibre en phase/quadrature (IQI) ce qui est considéré comme l'une des déficiences les plus importantes des émetteurs et des récepteurs nous avons d'abord examiné le déséquilibre en phase et en quadrature côté TX et le déséquilibre en phase et en quadrature côté RX.

Puis nous avons touché déséquilibre en phase/quadrature, en matière d'équations mathématiques, et à la fin, nous avons étudié la façon dont cela l'effet à la fois les émetteurs et les récepteurs.

II.5. Bruit de phase dans l'émetteur-récepteur

Le bruit est une préoccupation majeure dans les LO, car l'introduction même d'un petit bruit dans un LO entraîne des changements spectaculaires dans son spectre de fréquences et ses propriétés de synchronisation. Ce phénomène propre aux OL est connu comme le bruit de phase ou la gigue de synchronisation, et il a été identifié comme l'un des principaux facteurs limitant les performances des systèmes de communication dans plusieurs études, ces déviations de fréquence sont souvent modélisées comme un excès de phase aléatoire, et donc appelées bruit de phase. Et le bruit de phase apparaîtra de plus en plus comme un facteur limitant les performances [27] [28].

II.5.1. Définition oscillateurs locaux

Les oscillateurs locaux (OL) sont l'un des principaux éléments constitutifs d'un système de communication et considéré comme les oscillateurs à partir de sont des composants d'émetteurs et de d' récepteurs leur rôle est de créer des signaux de référence stables pour la synchronisation de fréquence et horaire .ils sont principalement chargés de produire des signaux oscillants périodiques qui peuvent être utilisés par le mélangeur pour convertir le signal en bande de base à la fréquence porteuse, malheureusement l'instabilité dans le domaine temporel des signaux générés par de vrais LO provoque des fluctuations de phase aléatoires, appelées bruit de phase, qui élargissent le spectre du signal en introduisant un spectre indésirable des deux côtés de la fréquence porteuse. Ceci est considéré comme l'un des déficiences matérielles système de communication [29] [30].

II.5.2. Définition bruit de phase (PHN)

Le bruit de phase (PHN) pour les oscillateurs locaux (LO) a été défini comme un défaut matériel qui est devenu un facteur limitant dans les systèmes de communication numérique à haut débit de données, où le (PHN) limite considérablement les performances des systèmes utilisant des tours particulièrement denses. Ainsi l'effet du bruit de phase négatif est plus prononcé dans les systèmes à fréquence porteuse plus élevée, en particulier dans la bande . E(60-80 GHz). Et principalement raison élevé niveau pour PHN lorsque l'oscillateur ne peut pas générer d'ondes sinusoïdales pures avec le spectre de " Dirac ".

Qui conduit à d'expansion du spectre du signal en introduisant un spectre indésirable des deux côtés de la fréquence porteuse et tout le monde cherche à atténuer l'impact de ce phénomène central dans la conception des systèmes de communication modernes et les principales études sur le bruit de phase sont basées sur des oscillateurs libres [29] [30] [32].

II.5.3. Modèle de bruit de phase dans l'émetteur et récepteur

Les fluctuations aléatoires rapides et à court terme de la phase porteuse causée par les oscillateurs lors de la conversion ascendante ou descendante du signal en bande de base et de la cascade RF provoquent l'apparition de PHN et entraînent des changements drastiques dans le spectre de fréquences et les caractéristiques de synchronisation de la sortie de l'oscillateur, plus précisément, et le PHN entraîne également un élargissement de la densité spectrale de puissance (PSD) des deux côtés du signal [31] [32] [33].

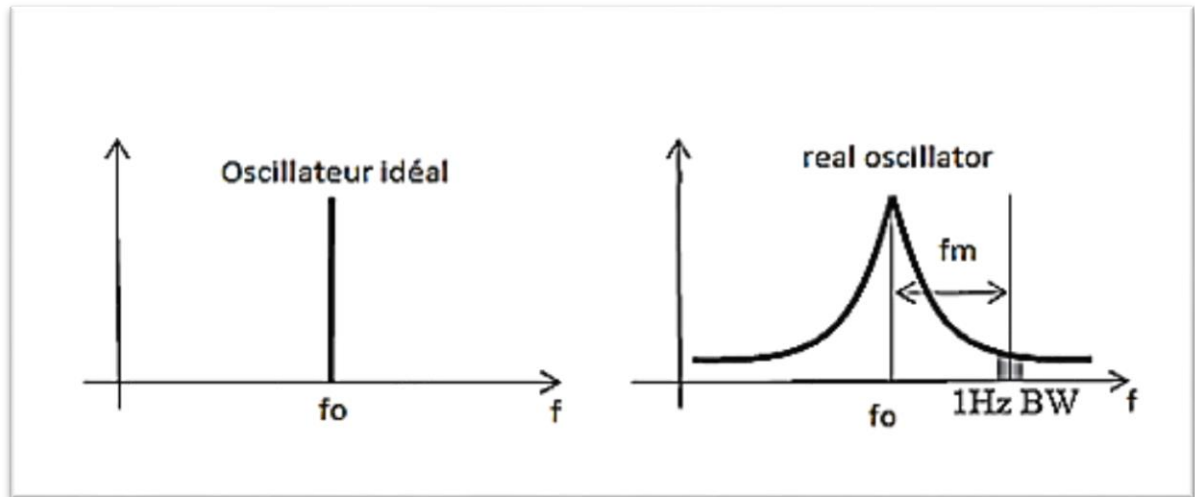


Figure II.4 : Oscillateur idéal vs réel dégradé par le bruit de phase [33].

De sorte concluons également c'est le rapport entre la puissance de bruit mesurée dans une bande passante de 1 Hz et le pouvoir du transporteur, comme montrer à. La figure II.4 [31].

Le bruit de phase affectera dans les émetteurs-récepteurs au signal en ajoutant un bruit dans la bande mis à l'échelle par la puissance du signal il est similaire en réception et en émission, mais en réception il faut tenir compte d'un autre effet introduit par les bloqueurs ou les interféreurs appelés mélange réciproque.

Ainsi, au niveau du récepteur, se produire la convolution du spectre du signal reçu en bande passante et du spectre de l'oscillateur local cela conduit à une diffusion spectrale et la propagation résultante peut pomper des signaux d'interférence dans la bande passante du signal, dégradant les performances du système, est illustrée à. La figure (II.5) l'impact du bruit de phase LO dans les émetteurs-récepteurs [30] [32].

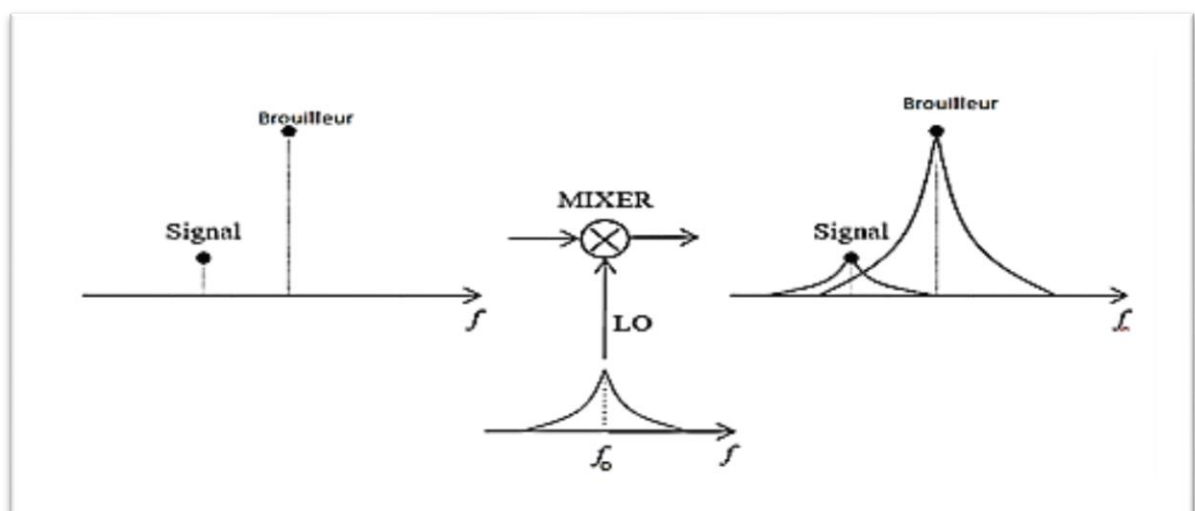


Figure II.5: Effet du bruit de phase LO à travers le mélangeur [31].

De sorte que le travail de l'oscillateur en TX et RX sans bruit de phase respectivement peut être exprimé comme [27] :

$$y_t(t) = e^{(2\pi f_0 t)} \quad (\text{II. 16})$$

Et

$$y_r(t) = e^{(2\pi f_0 t)} \quad (\text{II. 17})$$

De sorte que le signal résultant soit écrit sans aucun défaut comme suit :

$$y(t) = x(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (\text{II. 18})$$

Maintenant, en tenant compte du bruit de phase LO $\theta(t)$, en radians, spectacles l'effet du bruit de phase sur la forme le signal est illustré ci-dessous :

$$y(t)^* = x(t)e^{j(2\pi y f_0 + \theta(t))} = x(t)e^{\theta(t)} e^{j2\pi f_0 t} \quad (\text{II. 19})$$

Où : $\theta(t)$: étant le terme de bruit de phase, $x(t)$: le signal en bande de base complexe qui contient les informations qui ont été convertis en f_0 à l'aide de mélangeurs et LO [25] [29].

II 5.4. Influence du PHN sur le système

- L'influence majeure de bruit de phase est la variation de phase aléatoire de la tension de sortie du VCO [25].
- Événement élargissement spectral en raison de fluctuations rapides, à court terme et aléatoires de la phase de l'onde porteuse généré par les oscillateurs lors des processus de conversion ascendante ou descendante du signal en bande de base [25] [28].
- PHN provoque des changements spectaculaires dans le spectre de fréquences et les propriétés de synchronisation de la sortie de l'oscillateur. Plus précisément, PHN élargit la densité spectrale de puissance (PSD) de chaque côté d'un signal qui peut provoquer une interférence de canal adjacent (ACI) [27].
- L'effet du bruit de phase sur la transmission OFDM est la rotation de la constellation reçue d'un angle égal à la moyenne de l'écart de phase d'un oscillateur appelé erreur de phase commune (CPE) [28].
- PHN est un défi fondamental pour les signaux multi-porteurs telles que OFDM car il détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cela se traduit par des interférences inter-canaux, des erreurs de phase sur toutes les sous-porteuses et des ICI parmi les sous-porteuses [27] [28].

➤ Le bruit de phase entraînera la perte d'orthogonalité de plusieurs sous-canaux, entraînant une dégradation de l'EVM et par conséquent du BER, sur le récepteur [25] [27].

➤ De plus, un effet critique de PHN est la variation temporelle induite du canal. Autrement dit, le canal effectif vu par le récepteur devient variable dans le temps [28].

➤ PHN détruit également la cohérence entre l'estimation de canal et le gain de canal réel pendant la durée de la trame de données. En somme tous ces effets vont dégrader les performances du système sans fil, c'est-à-dire réduire le SNR effectif, limiter le BER [25] [27] [28].

✎ Le bruit de phase est l'une des dégradations RF les plus étudiées, car il provoque des variations de phase indésirables dans les signaux d'oscillateur utilisés pour la conversion de fréquence. À cette adresse nous avons construit le modèle de bruit de phase ce qui est considéré comme l'une des déficiences les plus importantes des émetteurs et des récepteurs nous avons d'abord examiné le bruit de phase côté TX et bruit de phase côté RX puis nous avons touché le bruit de phase, en matière d'équations mathématiques, et à la fin, nous avons étudié la façon dont cela l'affecte à la fois les émetteurs et les récepteurs.

II.6. PAPR (rapport de puissance crête à moyenne)

II.6.1. Aperçu du HPA- PAPR

Le multiplexage par répartition orthogonale abstraite de la fréquence (OFDM) est une technique de modulation multi-porteuse attrayante et émergente avec une efficacité spectrale élevée et une fiabilité robuste. Et insensible aux évanouissements par trajets multiples.

Cependant, l'un des principaux inconvénients du système est que le signal OFDM peut avoir un rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) élevé. Étant donné que les informations en OFDM sont transportées à la fois en amplitude et en phase, cela nécessite l'utilisation d'un amplificateur haute puissance (HPA) très linéaire afin de ne pas déformer le signal, et donc les informations transmises. Dans les systèmes de diffusion, des amplificateurs très efficaces sont utilisés, généralement de deux types, à savoir TWTA (Traveling Wave Tube Amplifiers) ou SSPA (Solid State Power Amplifiers). Malheureusement, ces amplificateurs sont hautement non linéaires et, par conséquent, au niveau de l'émetteur, lorsqu'un signal modulé OFDM passe à travers des dispositifs non linéaires tels qu'un amplificateur haute puissance (HPA), la puissance de sortie instantanée peut parfois augmenter si fortement par rapport à la puissance moyenne du système. Ceci est connu sous le nom de PAPR.

Le PAPR élevé entraîne la distorsion du signal OFDM dans la région non linéaire de l'amplificateur haute puissance (HPA) de ce fait, la distorsion du signal induit la dégradation du taux d'erreur sur les bits (BER) et, par conséquent, les performances du système seront compromises [34] [35] [36] [37].

II.6.2. Définition l'amplificateur haute puissance (HPA)

Sont les derniers éléments de la chaîne de transmission. Où fournissent aux signaux RF modulés la puissance de rayonnement requise pour atteindre leur destination. Ses caractéristiques d'E/S sont déterministes et une performance acceptable est assurée. Cependant, le fonctionnement dans cette région entraîne une plus grande consommation d'énergie en raison de la caractéristique de faible rendement énergétique associée. Étant donné que les HPA sont des blocs majeurs gourmands en énergie, la plupart des émetteurs conduisent leurs HPA à travailler près de la région de saturation pour être plus économes en énergie.

Malheureusement l'efficacité énergétique et la linéarité de l'HPA s'opposent. Par conséquent, le signal serait gravement affecté par la non-linéarité du HPA lorsqu'il fonctionne dans la région de saturation. Et le rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) représente aussi un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification. C'est donc l'un des problèmes qui se posent au niveau de HPA [30].

II.6.3. Définition rapport de puissance crête à moyenne (PAPR)

La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications. Elle est définie comme le rapport entre la puissance instantanée maximale et la puissance instantanée moyenne. Elle est causée par plusieurs phénomènes dont le principal est la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radiomobiles. Le rapport de puissance crête à moyenne représente aussi un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification. C'est donc l'un des problèmes qui se posent au niveau de HPA.

Le terme est alternativement utilisé sous plusieurs titres différents comme PEP (Peak envelop Power) ou CF (Crest Factor). Ensuite, il existe un autre terme PR (Power Ratio) qui réunit tous les termes mentionnés sous une même notion, où le dessin correspondant. La figure II.6 montre la courbe rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) [34] [38].

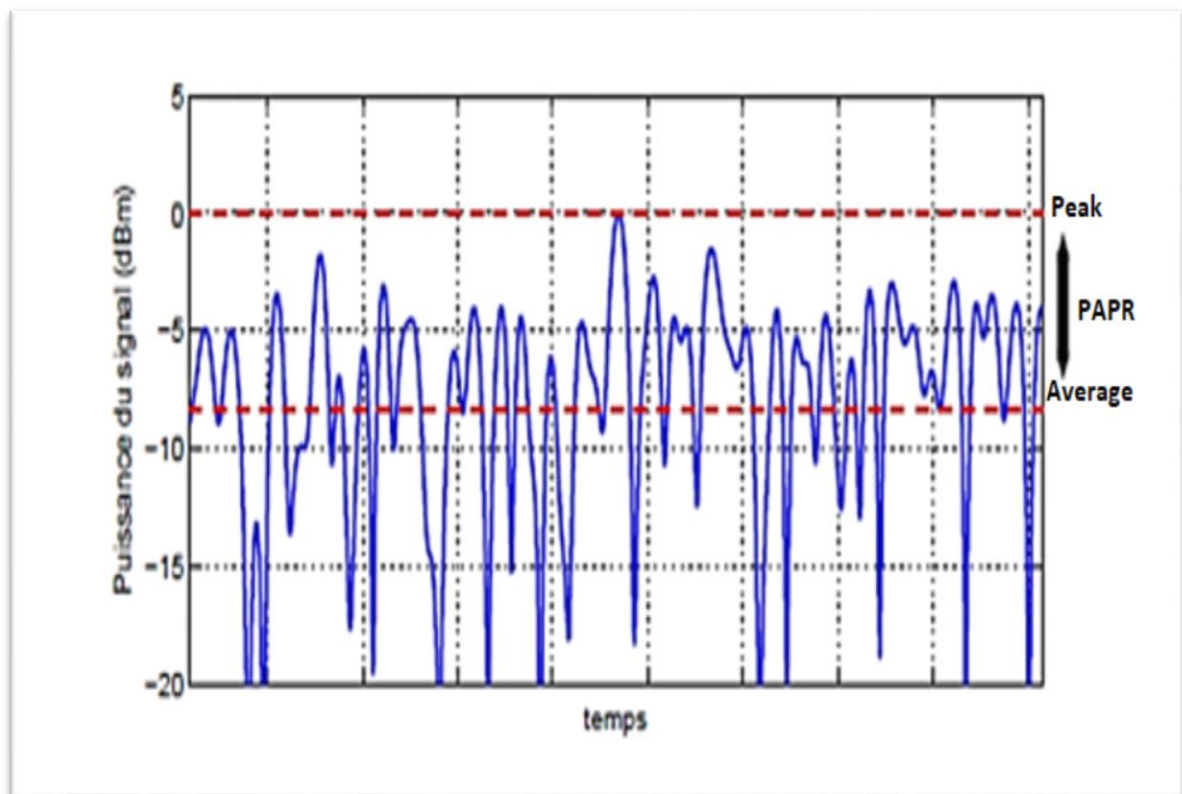


Figure II.6 : *Montre la courbe rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) [40].*

II.6.4. La relation entre le PAPR et HPA

Le PAPR est au cœur de la question de l'amplification non linéaire et la perte de rendement de l'amplificateur de puissance. En effet, on constate que les dynamiques des signaux augmentent avec l'efficacité spectrale des modulations.

Leur PAPR augmente et ceci implique directement une chute du rendement énergétique des émetteurs et plus précisément des amplificateurs, pour éviter les régions non-linéaires de l'amplificateur.

La puissance moyenne en entrée de l'amplificateur devra être reculée d'autant de dB du niveau de saturation en entrée que de la valeur du PAPR en dB, dans lequel. La figure (II.7) correspondante montrera la relation entre le PAPR et du rendement d'un amplificateur de puissance [32] [34].

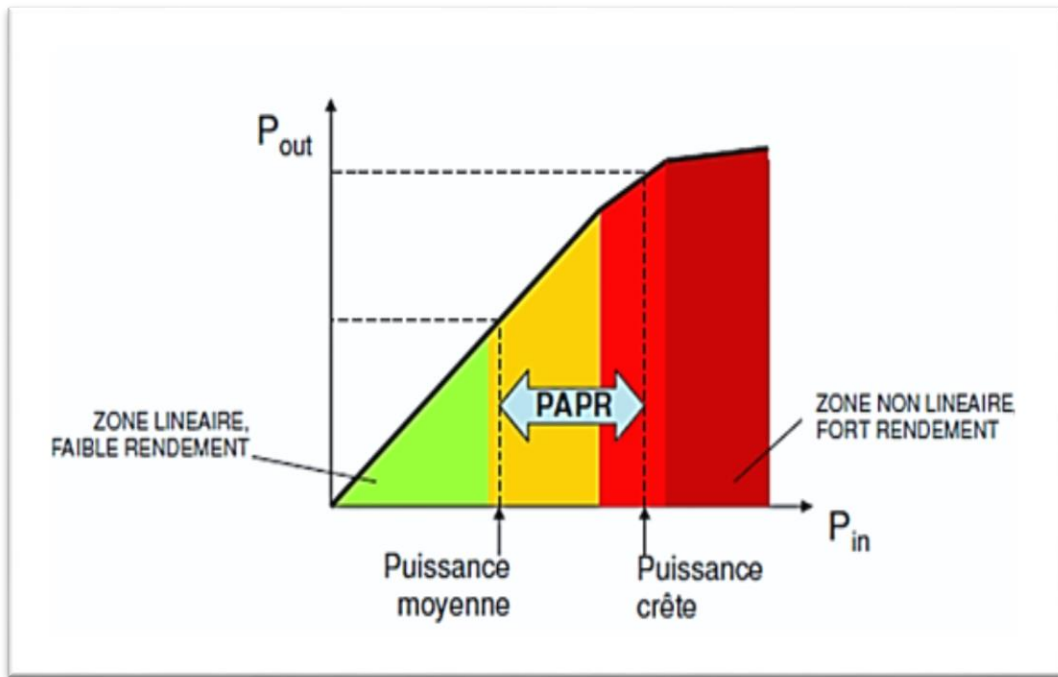


Figure II.7 : La figure correspondante montre la relation entre le PAPR et du rendement d'un amplificateur de puissance [40].

II.6.5. Modèle de PAPR dans l'émetteur et l'récepteur

Défini rapport de puissance crête à moyenne (PAPR) comme le rapport entre la valeur crête de la puissance du signal et sa puissance moyenne, ou le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace du signal [38] [39] [40] [41] :

$$PAPR = \frac{\max|x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}} \quad t \in [0, T] \quad (II.20)$$

Où $E\{.\}$: désigne l'espérance, et $E\{|x(t)|^2\}$; représente la puissance moyenne du signal continu OFDM en bande de base.

Le signal OFDM en bande de base complexe dans l'intervalle de temps $[0, T]$ peut être écrit comme :

$$X(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (II.21)$$

Où T : est la durée du symbole OFDM , a_n : le symbole d'information transmis dans le nième sou-canal/sous-porteuse, qui peut être un nombre binaire $\{\pm 1\}$ pour la modulation BPSK , ou un nombre complexe $\{\pm 1 \pm j\}$ pour la modulation QPSK, et N le nombre de sous-porteuses [34] [40] [42].

Prenons par exemple le cas de deux signaux [40] [41] :

Le premier cas :

$$x(t) = \sin(2\pi ft) \quad (\text{II. 22})$$

De période T la Figure (II8.a), alors :

$$\max[x(t)x^*(t)] = \max|s(t)|^2 = +1$$

et :

$$\begin{aligned} |x(t)|^2 &= E[x(t)x^*(t)] \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft) dt \\ &= \frac{1}{2} \end{aligned}$$

Donc

$$\text{PAPR} = \frac{1}{\frac{1}{2}} = 2$$

Le deuxième cas] :

$$X(t) = e^{2\pi ft} \quad (\text{II. 23})$$

De période T la Figure (II8.b), alors de même :

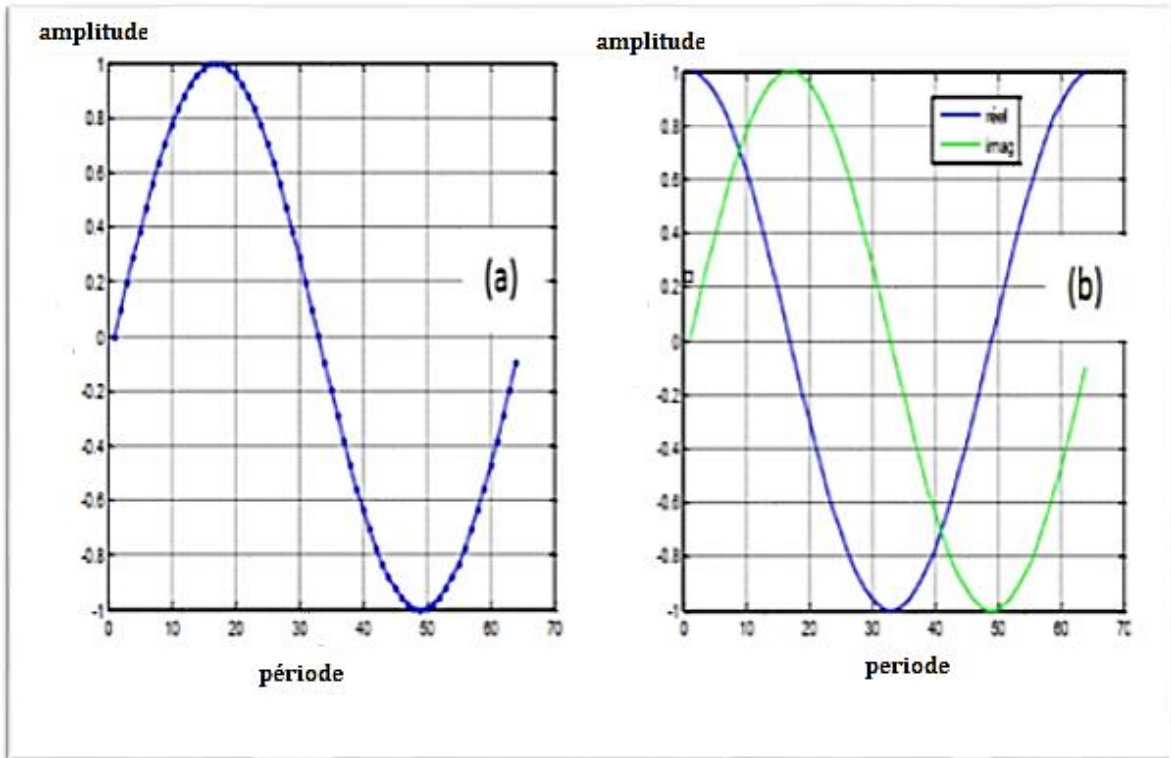
$$\max|x(t)|^2 = +1$$

Et :

$$E|x(t)|^2 = \frac{1}{T} \int_0^T e^{4ft} dt = +1$$

Donc :

$$\text{PAPR} = \frac{1}{1} = 1$$



(a) signaux réels

(b) signaux complexes

Figure II.8 : (a) et (b) courbe montrant formes de signaux [38].

II.6.6. Les techniques de réduction de PAPR

La réduction du PAPR est un défi majeur dans le domaine de la communication et plusieurs techniques de réduction de Parmi eux :

- La technique PTS (partial transmit séquence)
- La technique SLM (sélectif mapping)
- Découpage et filtrage

Dans ce titre, nous découvrirons certaines techniques pour réduire le PAPR :

II.6.6.1. La technique PTS (partial transmit séquence)

L'idée de cette méthode est de tronquer le train des "N" porteuses en "M" sous blocs de "N" porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. une fois ces M bloquent formées, l'idée initiale du "Selecting Mapping" est appliquée un vecteur $p^{(l)} \{P_k^{(l)}\} l = 1, \dots, W$, exécutera une rotation de phase de chacun des M blocs après IDFT pour former le signal final au PAPR le plus faible [41].

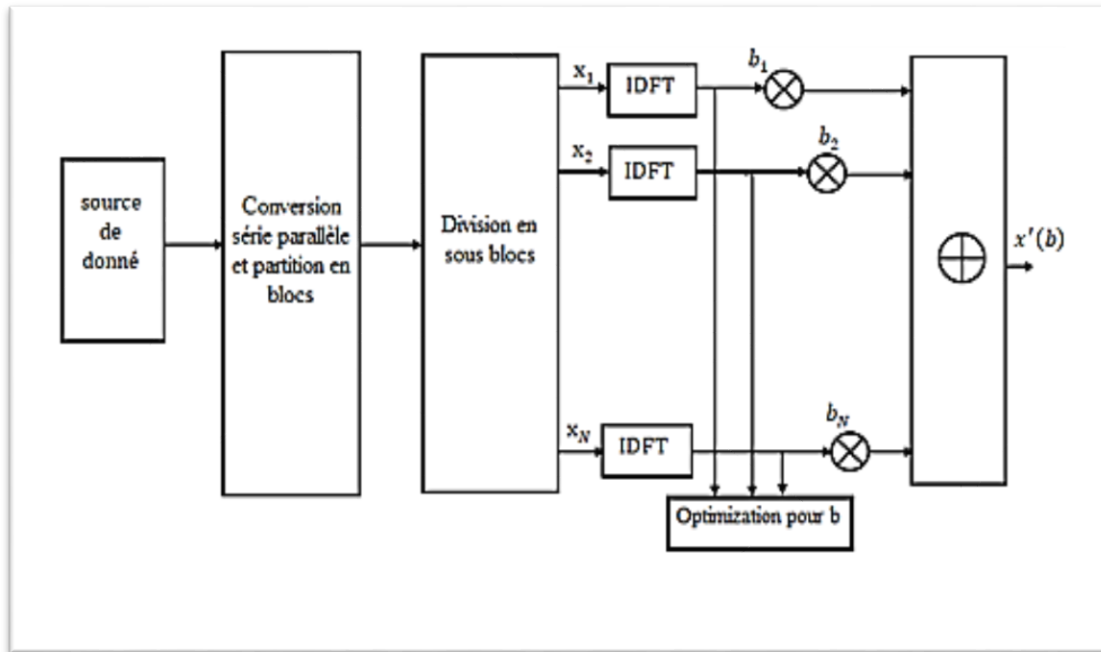


Figure II.9 : schéma de principe pour la technique PTS [39].

Cependant cette technique présente des inconvénients, notamment : la complexité de la recherche des vecteurs de pondération $\Phi(v)$ pour minimiser le PAPR, et nécessite la transmission de “Side Information” (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

II.6.6.2. La technique SLM (sélectif mapping)

Le principe est de multiplier les symboles d’entrée issus d’une modulation numérique par une série de différents vecteurs générant plusieurs versions du signal OFDM à différentes phases après le passage IFFT. La version du signal qui représente la meilleure performance en PAPR est retenue. Cette méthode permet une réduction très importante du « PAPR » avec un « overhead » extrêmement faible, ensuite elle est applicable pour un nombre de sous-porteuses quelconque et ceci quelle que soit la modulation numérique utilisée [41].

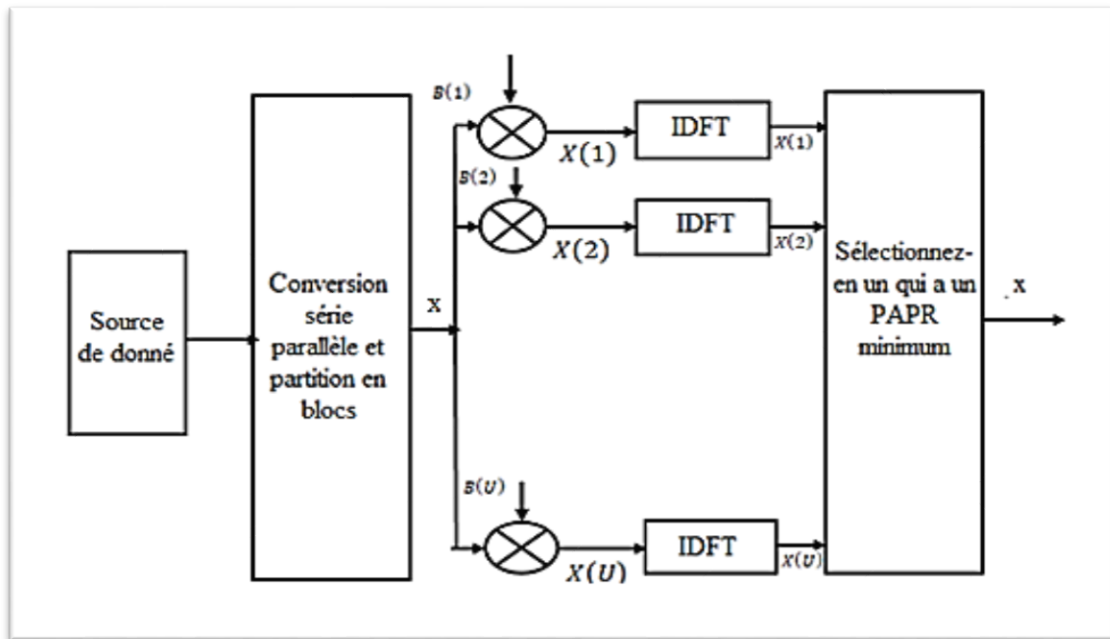


Figure II.10 : Schéma de principe pour la technique SLM [39].

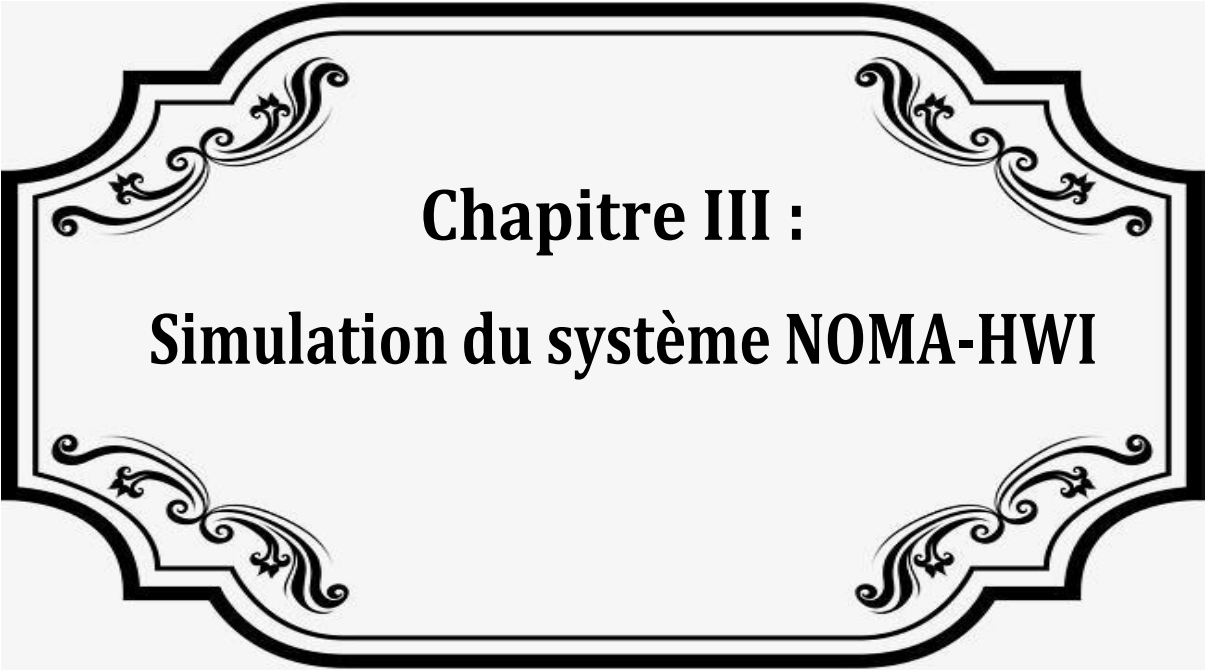
Cependant cette technique présente des inconvénients notamment : la complexité du fait de l'utilisation de l'Operations d'IFFT. Et cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le « PAPR » le plus.

L'une des approches les plus pragmatiques et les plus simples est l'écrêtage et le filtrage qui peut être utilisé pour éliminer l'apparition de pics élevés au-dessus d'un certain niveau [39] [41].

À cette adresse nous avons construit le modèle de PAPR (rapport de puissance crête à moyenne) ce qui est considéré comme l'une des déficiences les plus importantes des émetteurs et des récepteurs nous avons d'abord examiné le PAPR côté TX et PAPR côté RX et la relation entre le PAPR et du rendement d'un amplificateur de puissance, puis nous avons touché PAPR en matière d'équations mathématiques, et à la fin, nous avons étudié la façon dont cela l'effet à la fois les émetteurs et les récepteurs, et les techniques de réduction de PAPR.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné séparément plusieurs problèmes qui surviennent en présence de déficiences dans la chaîne RF analogique des émetteurs-récepteurs pour les systèmes de communications sans fil. Nous avons présenté le déséquilibre (IQI), le bruit de phase (PHN) et le rapport de puissance crête à moyenne (PAPR). Dans le chapitre suivant, nous allons présenter par simulation MATLAB l'effet de HWI en générale sur les performances du système NOMA en termes de capacité, OP et BER



Chapitre III :
Simulation du système NOMA-HWI

III.1. Introduction

L'accès multiple non orthogonal (NOMA) a récemment été proposé comme une technologie prometteuse qui a le potentiel d'améliorer l'efficacité spectrale des réseaux sans fil de cinquième génération (5G) et au-delà. Cependant, dans les scénarios de communication pratiques, les architectures d'émetteur-récepteur souffrent inévitablement de déficiences liées aux radiofréquences (RF) qui peuvent entraîner une dégradation non négligeable des performances globales du système.

Dans notre dernier chapitre nous allons étudier et présenter l'ensemble du travail de simulation dans le but d'évaluer l'impact de la déficience matérielle sur les performances du système NOMA à l'aide du logiciel MATLAB.

III.2. Modèle du système NOMA

III.2.1. Le system modèle de NOMA en absence de la déficience matérielle (HWI)

La figure (III.1) représente le modèle de système NOMA de base dans la voie descendante. Il se compose d'une station de base (BS) et de deux utilisateurs, à savoir l'utilisateur proche (U_1) et l'utilisateur éloigné (U_2). La transmission est directement liée entre la BS et les utilisateurs et supposée selon la distribution de "Rayleigh". La station de base transmet un signal superposé aux utilisateurs avec différents niveaux de puissance, a_1 et a_2 qui sont les facteurs d'allocation de puissance pour l'utilisateur distant et proche, respectivement (Où $a = a_1 + a_2 = 1$). Dans le système NOMA, pour promouvoir l'équité des utilisateurs, plus de puissance est donné à l'utilisateur éloigné et moins de puissance à l'utilisateur proche.

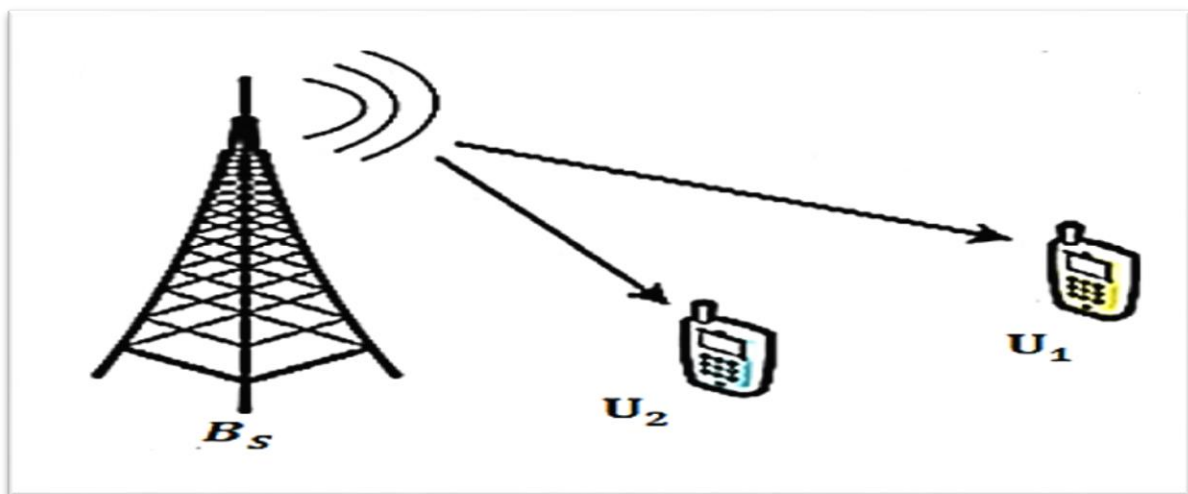


Figure III.1 : Modèle du système NOMA [18].

Selon le protocole NOMA, le signal reçu à n^{eme} utilisateur peut être défini comme :

$$Y_n = h_n(\sqrt{a_1 p} s_1 + \sqrt{a_2 p} s_2) + z_n \quad n = 1,2 \quad (III.1)$$

h_n : désigne le canal allant de la BS à l'utilisateur proche et à l'utilisateur distant, s_1 et s_2 sont les messages transmis aux utilisateurs depuis la base station et z_n est le bruit blanc gaussien additif (AWGN), et p : puissance d'émission de la station de base.

Le rapport instantané SINR pour l'utilisateur éloigné est obtenu comme :

$$R_1 = \frac{|h_1|^2 a_1 p}{|h_1|^2 a_2 p + \sigma^2} \quad (III.2)$$

Le SINR reçu pour le U_1 pour décoder le signal de U_2 est donné par :

$$R_{2 \rightarrow 1} = \frac{|h_2|^2 a_1 p}{|h_2|^2 a_2 p + \sigma^2} \quad (III.3)$$

Ensuite, en supposant le SIC parfait, le SINR de l'utilisateur proche est :

$$R_2 = \frac{|h_2|^2 a_2 p}{\sigma^2} \quad (III.4)$$

III.2.2. Le système modèle de NOMA en présence de la déficience matérielle (HWI)

Dans ce cas, nous étudions un modèle montrant le système NOMA qui contient HWI dans le cas d'appareils non idéaux dans le système. La figure (III.1) représente un modèle NOMA en présence de HWI.

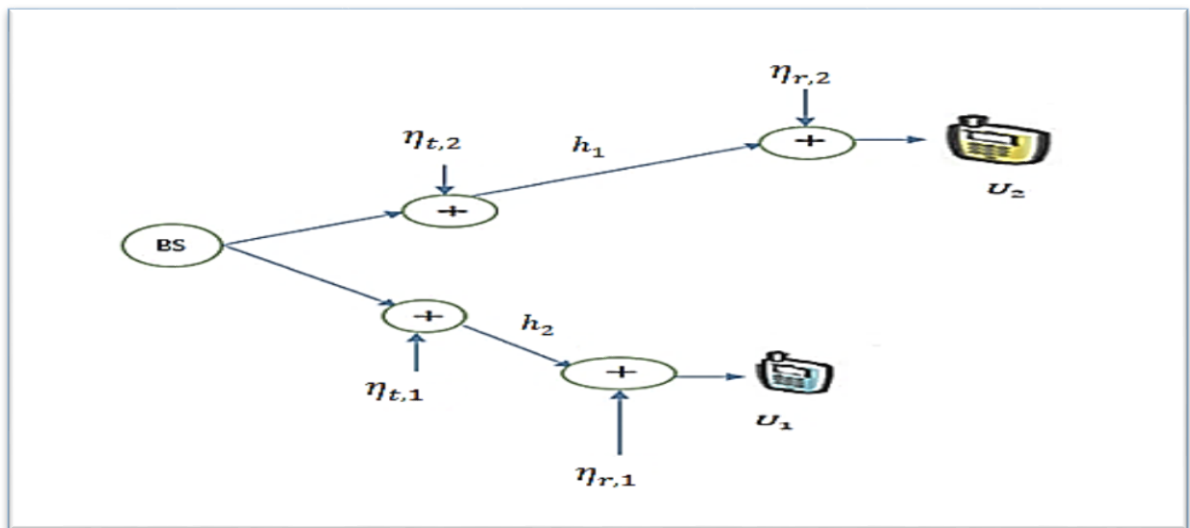


Figure III.2 : Modèle du système NOMA en présence de la déficience matérielle (HWI).

Toutefois, si on suppose un matériel non idéal dans le système NOMA, le signal du récepteur au n^{eme} utilisateurs peut être écrit comme :

$$Y_n = h_n(\sqrt{a_1 p} s_1 + \sqrt{a_2 p} s_2 + \eta_{t,n}) + \eta_{r,n} + z_n \quad n = 1,2 \quad (\text{III. 5})$$

Les paramètres $\eta_{t,n}$ et $\eta_{r,n}$ représentent des bruits de distorsion au niveau de l'émetteur et du récepteur, respectivement.

$$\eta_{t,n} \sim (0, k_{1,n}^2 p) \quad \eta_{r,n} \sim (0, k_{2,n}^2 p |h_n|^2)$$

Les paramètres $k_{1,n}^2$ et $k_{2,n}^2$ définissent le niveau de HWI au niveau de l'émetteur et du récepteur, respectivement.

Le niveau global de dégradation au niveau de l'émetteur et du récepteur est caractérisé comme :

$$k_n = \sqrt{k_{1,n}^2 + k_{2,n}^2} \quad (\text{III. 6})$$

Donc le signal reçu au n^{eme} utilisateurs est présenté comme :

$$Y_n = h_n(\sqrt{a_1 p} s_1 + \sqrt{a_2 p} s_2 + \eta_n) + z_n \quad (\text{III. 7})$$

Le SINR pour l'utilisateur éloigné est obtenu comme :

$$R_{1/HWI} = \frac{|h_1|^2 a_1 p}{|h_1|^2 a_2 p + |h_1|^2 k_n^2 p + \sigma^2} \quad (\text{III. 8})$$

Le SINR reçu pour le U_1 pour décoder le signal de U_2 est donné par :

$$R_{2 \rightarrow 1/HWI} = \frac{|h_2|^2 a_1 p}{|h_2|^2 a_2 p + |h_2|^2 k_n^2 p + \sigma^2} \quad (\text{III. 9})$$

Ensuite, en supposant le SIC parfait, le SINR de l'utilisateur proche est :

$$R_{2/HWI} = \frac{|h_2|^2 a_2 p}{\sigma^2 + |h_2|^2 k_n^2 p} \quad (\text{III. 10})$$

III.3. Simulations et résultats

Dans cette partie, nous simulons le système présenté dans la figure (III.2) afin d'illustrer l'effet de la dégradation matérielle dans le système NOMA sur un canal à évanouissement de "Rayleigh" pour deux utilisateurs. Les métriques utilisées pour évaluer l'effet de HWI sur NOMA sont : la capacité du système, la probabilité de panne et le taux d'erreur binaire.

III.3.1. Paramètres de simulation

Le Tableau (III.1) représente les paramètres de simulation.

Table III.1 : Paramètres de simulation

Paramètres	Valeur
Distance entre la station de base et U_1	2
Distance entre la station de base et U_2	1
Exposant de perte de chemin	4
Facteur d'allocation de puissance pour U_1	0.7
Facteur d'allocation de puissance pour U_2	0.3
Débit	1.5

III.3.2. Capacité NOMA- HWI

Dans cette sous-section, nous effectuons la simulation de capacité du système HWI-NOMA. La bande passante utilisée est normalisée ($B = 1$).

La capacité réalisable à U_1 est donnée par :

$$R_{1/HWI} = \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 a_1 p}{|h_1|^2 a_2 p + |h_1|^2 k_n^2 p + \sigma^2} \right) \quad (\text{III. 11})$$

Par conséquent, les capacités réalisables en U_2 sont donnés par :

$$R_{2 \rightarrow 1/HWI} = \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 a_1 p}{|h_2|^2 a_2 p + |h_2|^2 k_n^2 p + \sigma^2} \right) \quad (\text{III. 12})$$

$$R_{2/HWI} = \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 a_2 p}{\sigma^2 + |h_2|^2 k_n^2 p} \right) \quad (\text{III. 13})$$

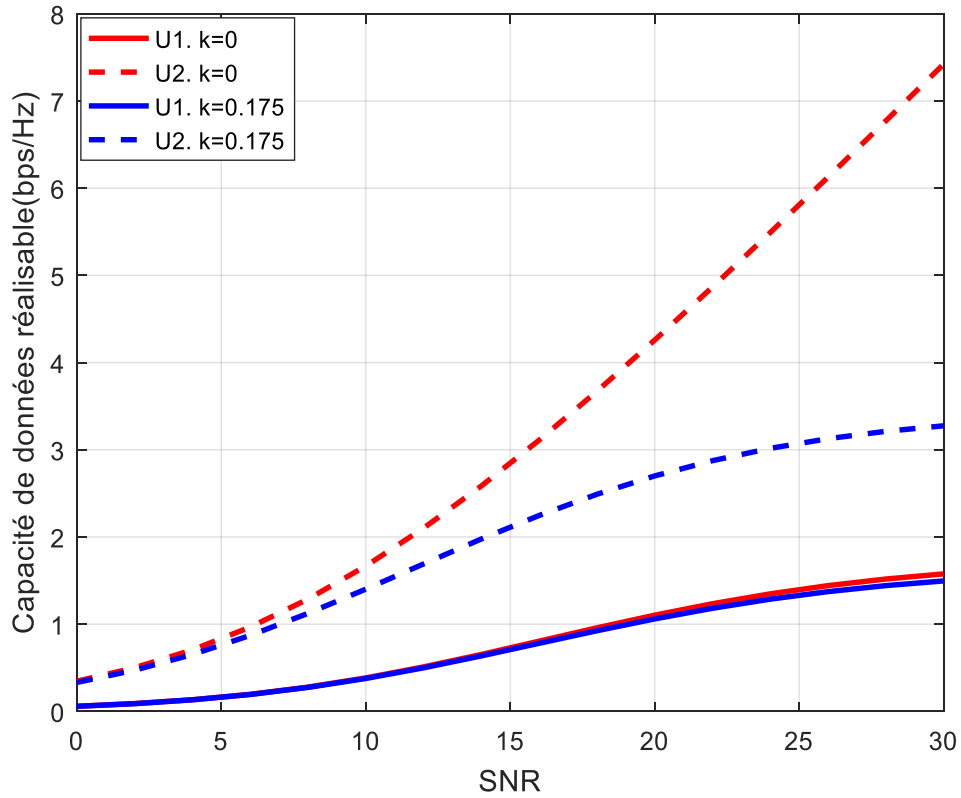


Figure III.3 : La capacité données réalisable de l' U_1 et U_2 du HWI-NOMA.

La figure (III.3) représente la capacité de données réalisables de l'utilisateur proche et éloigné du HWI-NOMA en fonction du SNR pour deux cas $k = 0$ (cas idéal) et $k = 0.175$ (le cas pire). D'après les résultats obtenus on voit que le HWI dégrade les performances du système NOMA. On note aussi que la capacité du U_2 augmente avec l'augmentation du SNR quoiqu'il y ait de la dégradation de la capacité du U_1 qui augmente puis se stabilise à une certaine valeur du SNR.

III.3.3. La probabilité de panne (OP)

Elle est définie comme le point auquel la valeur de puissance du récepteur tombe en dessous du seuil (où la valeur de puissance correspond au minimum rapport signal sur bruit (SNR) dans un cellulaire).

III.3.3.1. La probabilité de panne du NOMA-HWI

La probabilité de panne pour U_1 et U_2 est définie, respectivement comme :

$$P_1 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 a_1 p}{|h_1|^2 a_2 p + |h_1|^2 k_1^2 p + \sigma^2} \right) < R \quad (\text{III.14})$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|h_2|^2 a_2 p}{\sigma^2 + |h_2|^2 k_i^2 p} \right) < R \quad (\text{III.15})$$

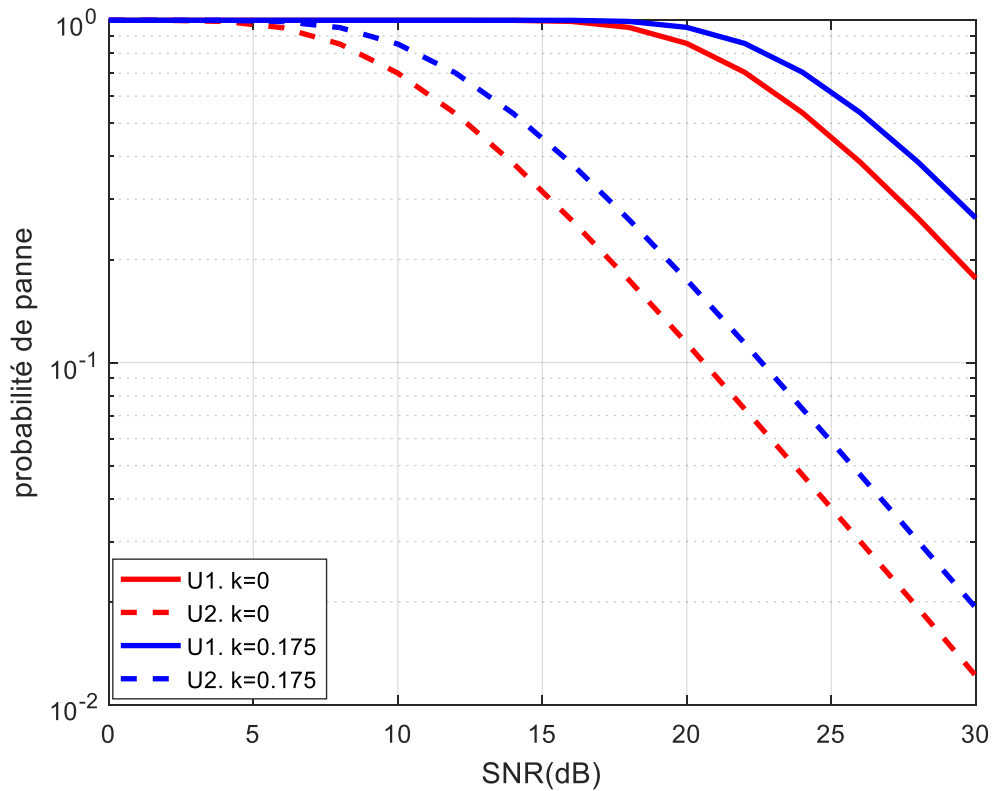


Figure III.4 : La probabilité de panne de U_1 et U_2 du HWI-NOMA

La figure (III.4) représente la probabilité de panne du système NOMA altéré par HWI. Comme observé dans la figure (III.4), la probabilité de panne du NOMA est affectée par la présence de HWI. Bien que même en présence de HWI, U_2 a des meilleures performances qu' U_1 .

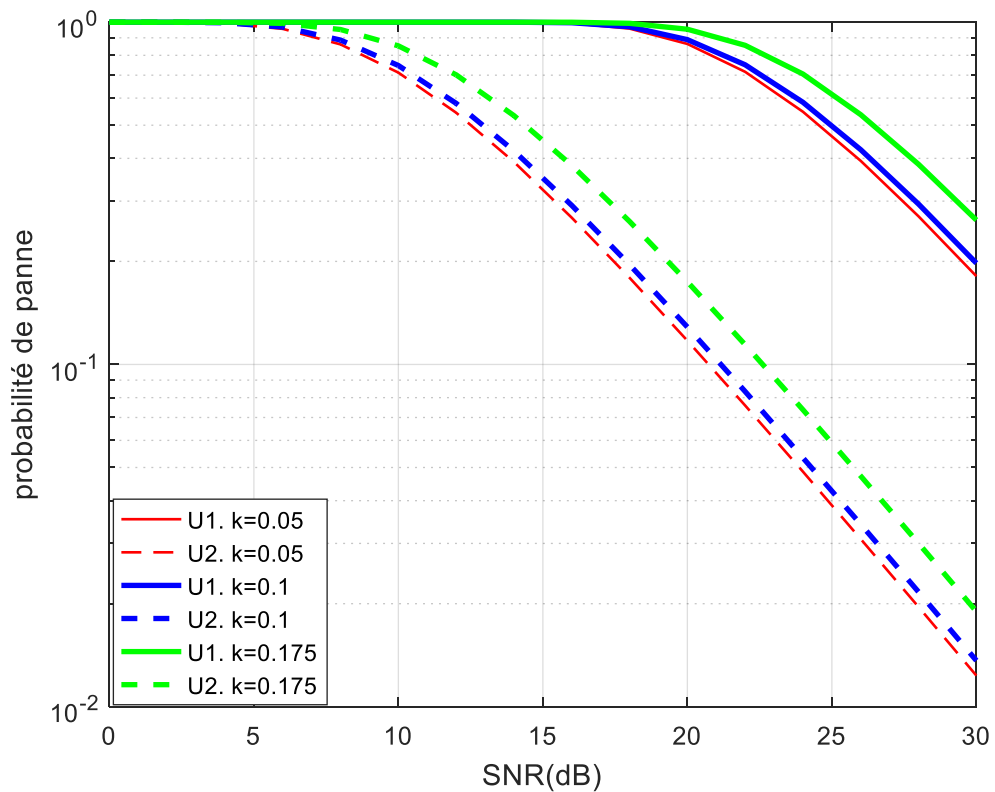


Figure III.5 : La probabilité de panne de U_1 et U_2 du NOMA avec différent valeur de HWI.

La figure (III.5) illustre l'effet du HWI sur le NOMA pour différente cas de HWI $k = [0,05, 0,1, 0,175]$. Nous observons que les performances des deux utilisateurs diminuent avec l'augmentation de HWI en raison du bruit de distorsion élevé.

III.3.4. Le taux d'erreur binaire (BER)

Permet d'évaluer la qualité d'une transmission. Il est défini par le rapport du nombre de bits erronés sur le nombre total de bits transmis.

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}}$$

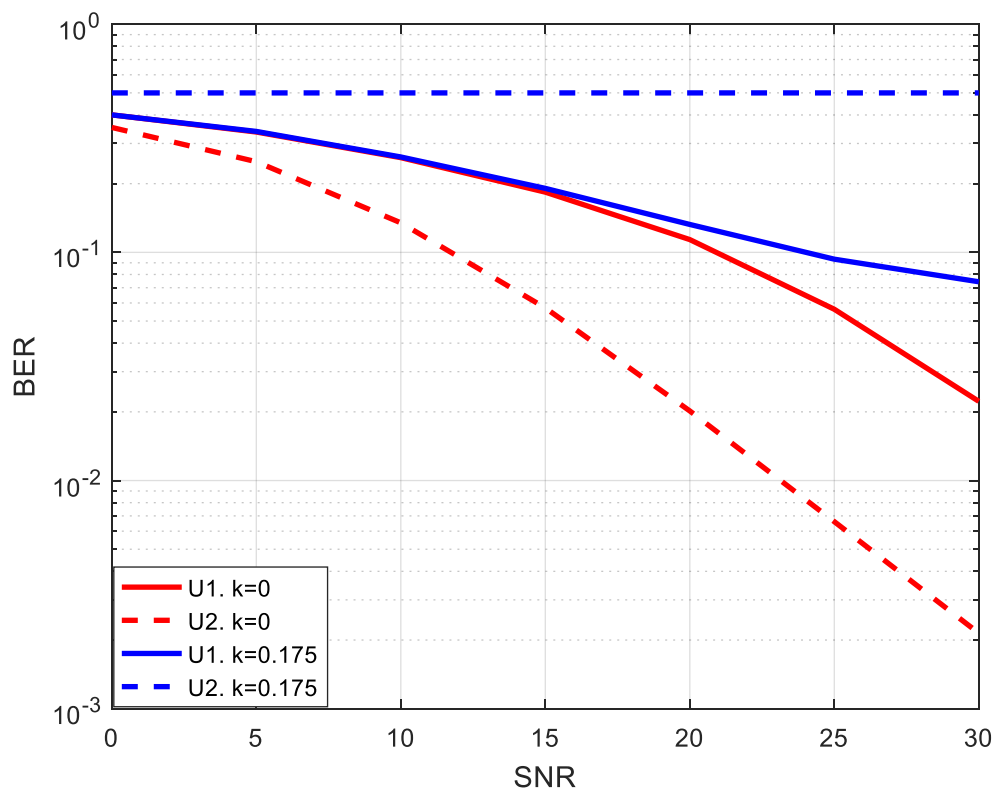


Figure III.6 : Le taux d'erreur binaire de U_1 et U_2 du HWI-NOMA.

La figure (III.6) montre le taux d'erreur binaire du NOMA en fonction de SNR en présence de HWI. Si nous comparons le cas idéal ($k = 0$) avec les cas $k = 0.1$, nous observons que le HWI affecte différemment les utilisateurs du NOMA. Par exemple, le HWI a moins d'influence sur l'utilisateur éloigné que sur l'utilisateur proche.

III.4. Conclusion

Dans ce dernier chapitre nous avons étudié les performances du système NOMA sous des contraintes pratiques, telles que les défaillances matérielles HWI. Selon les résultats obtenus en termes de capacité, probabilité de panne (OP) et taux d'erreur binaire (BER), nous pouvons observer que le HWI a un impact différent sur la performance de l'utilisateur. De plus, le HWI entraîne une détérioration importante sur le système NOMA.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le nombre croissant d'appareils connectés et les exigences croissantes en matière de qualité de service (QoS) posent plusieurs défis théoriques et technologiques sur la conception et le déploiement efficaces des réseaux de cinquième génération (5G) et au-delà. Parmi elle les débits de données nettement plus élevés, l'efficacité énergétique, la faible latence et la connectivité massive de divers appareils mobiles.

L'accès multiple non orthogonal (NOMA) a récemment été présenté comme un candidat prometteur pour les systèmes 5G, dans le but de surmonter les défis susmentionnés. Le concept du NOMA est d'utiliser des ressources non orthogonales dans un domaine telles que les domaines de puissance pour un accès multiple au lieu d'accès multiple orthogonal (OMA).

En effet, les exigences sans cesse croissantes imposées aux émetteurs-récepteurs RF ont conduit à des objectifs de conception difficiles, notamment un faible coût, une faible dissipation de puissance et un petit facteur de forme. Dans ce contexte, les émetteurs-récepteurs à conversion directe offrent une solution frontale RF efficace. Cependant, ces architectures souffrent de déficiences RF telle que le déséquilibre en phase/quadrature de phase (I/Q), le bruit de phase de l'oscillateur (PHN) et les non-linéarités de l'amplificateur (HPA).

Dans ce mémoire nous avons présenté les différentes techniques d'accès multiple (OMA, NOMA). Ensuite, nous avons met l'emphase sur la déficience matérielle de l'émetteur-récepteur telle que le déséquilibre en phase/quadrature (I/Q), le bruit de phase de l'oscillateur (PHN) et la non-linéarité des amplificateurs (HPA). Et à la fin nous avons présenté une série de résultats de simulation afin d'évaluer l'impact du HWI sur les performances du system NOMA avec une comparaison avec le cas idéal (absence du HWI), en termes de la capacité, probabilité de panne (OP) et le taux d'erreur binaire (BER).

Nous avons conclure que le HWI a un impact différent sur les performances des utilisateurs. De plus, le HWI entraîne une détérioration importante sur le système NOMA. Par conséquent, il faut trouver des solutions sophistiquées pour compenser les dégradations dues par HWI.



Bibliographie

Bibliographie

[1] A. Touati Tliba, R. Maamra, Et M. R. Soltani, “ Évaluation Des Performances D'un Système Noma-Mimo”, Université Echahid Hamma, Lakhdar El-Oued, 2021.

[2] A. Necib, H. Debbeche, “ Comparaison Des Performances Entre Noma Et Ofdm Pour Le Réseau 5g”, Université Of Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, 2021.

[3] K. Boubekour, M. Belmokhtar, “ Etude Des Systèmes De Télécommunication Et De La Couche Physique De La Modulation Ofdm Norme Ieee 802.16”, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2011.

[4] B. Sadou, D. Alqudami, “ Etude Des Techniques De Modulation Pour Les Réseaux Mobiles 5g Et 6g De Nouvelle Génération ”, Université Muhammad Al-Siddiq Bin Yahya Jijel, 2020.

[5] B. Douidi, S. Serouti, “ Transmission Sans Fil D'image Par Le Système Sc-Fdma”, Université Of Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, 2018.

[6] W. Chaou, F. Djouadi, “ Etude De La Technique D'accès Multiple Non Orthogonal Noma”, Université A. Mira-Bejaia, 2020.

[7] A. Md Shipon, “Non-Orthogonal Multiple Access (Noma) For Cellular Wireless Communications”, University Of Manitoba, 2017.

[8] S. Gourdache, “ Gestion Des Ressources Radio Dans Un Réseau Hétérogène”, Université Hadj Lakhdar –Atna, 2011.

[9] A. Ibrahim, “Protocoles D 'Accès Multiple Orientés Qualité De Service En Constellation De Satellite A Orbite Basse,” To Cite This Version: Traitement Du Signal Et De L'image [Ess.Sp]. Télécom Paristech, 2002. Français. Tel-00005647 . Hal Id: Tel-00005647, 2004, Available: <https://pastel.archives-ouvertes.fr/Tel-00005647>.

[10] M. R. Hojeij, “ Resource Allocation Techniques For Non-Orthogonal Multiple Access Systems”, Thesis For Docteur Es Mathématiques Et Sciences Et Technologies De L'information Et De La Communication ,Comue Université Bretagne Loire , 2018.

[11] W. Ferhi, “ Réseaux D'accès Multiples Non Orthogonales Noma Pour La 5g”, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, 2020.

[12] F. Fatma, “ Détection Multi Utilisateurs Dans Les Systèmes Ds-Cdma”, Université Moulay Tahar De Saida, 2015.

[13] Y. Boutana, N. Boughaba, “ Étude Des Méthodes D'optimisation De La Capacité Des Réseaux De Télécommunications”, Université Muhammad Al-Siddiq Bin Yahya - Jijel -, 2020.

[14] A. Andriamanohisoa Hery Zo Jean Baptiste, “ Technique D'accès Multiple Pour Le Réseau De Telecommunication 5g ”, Université D'antananarivo, 2018.

[15] A. F. M. S. Shah, A. N. Qasim, M. A. Karabulut, H. Ilhan, and M. B. Islam, “Survey And Performance Evaluation Of Multiple Access Schemes For Next-Generation Wireless Communication Systems,” *Ieee Access*, Vol. 9, Pp. 113428–113442, Doi: 10.1109/Access.2021.3104509, 2021.

[16] Pag : ”Home of RF and Wireless Vendors and Resources”, Dat: 13.02.2022. 19.56 min,[Online].Available: <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-NOMA.html>.

[17] M. Guerfi, M. Saoudi, R. Oucif Khaled, “ Analyse Des Performances D'un Système Noma Coopératif”, Université Echahid Hama Lakhdar El-Oued, 2021.

[18] M.Vaezi, Z. Ding, H. Vincent Poor, “Multiple Access Techniques For 5g Wireless Networks And Beyond”, *The Book Communication Systems*, Villanova University, Villanova, Pa, Usa, Zhiguoding, The University Of Manchester, et Manchester, Uk, H. Vincent Poor, et Princeton University Princeton, Nj, Doi: 10.1007/978-3-319-92090-0, 2018, Available: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-92090-0>.

[19] S. M. Riazul Islam, M. Zeng, O. A. Dobre, And K. Kyung-Sup, “Nonorthogonal Multiple Access (Noma): How It Meets 5g And Beyond,” *Wiley 5g Ref*, Pp. 1–28, Doi: 10.1002/9781119471509.W5gref032, 2019.

[20] A. Ahriche , “Étude Comparative des Méthodes D'estimation de Canal à l'aide des Pilotes dans les Systèmes OFDM à Travers un Canal Multi- trajets”, Mémoire du grade de Maître ès sciences (M.Se), Université Laval Québec, 2008.

[21] A. Afana, N. Abu-Ali, S. Ikki, “On The Joint Impact Of Hardware And Channel Imperfections On Cognitive Spatial Modulation MIMO Systems”, *Cramer-Rao Bound Approach. IEEE Systems Journal*, 13(2), 1250–1261, 2019. Available: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2018.2817598>.

[22] E. Björnson, M. Matthaiou, M. Debbah, “A New Look At Dual-Hop Relaying: Performance Limits With Hardware Impairments. Ieee Transactions On Communications”, 61(11), 4512–4525, 100913.130282, Vol. 61, No. 11, November 2013, Available: <https://doi.org/10.1109/Tcomm>.

[23] Y. Li, “ In-Phase And Quadrature Imbalance: Modeling, Estimation, And Compensation. ”, The Book Electronic Engineering, Zhejiang University Hangzhou, Zhejiang P.R. China , Isbn 978-1-4614-8617-6 Isbn 978-1-4614-8618-3 (Ebook), 2014. Available: <http://www.springer.com/series/10059>.

[24] S. Traverso, “ Transposition De Fréquence Et Compensation Du Déséquilibre Iq Pour Des Systèmes Multiporteuses Sur Canal Sélectif En Fréquence.” ,Thesis For Docteur Ès Science Télécommunications, L’université De Cergy-Pontoise , Hal Id: Tel-00412562, 2007, Available: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00412562>.

[25] M.H.Mohammadian, C. Tellambura, “RF Impairments In Wireless Transceivers”, Phase Noise, CFO, And IQ Imbalance - A Survey. IEEE Access, 9, 111718–111791, VOL. Received July 20, 2021, Date Of Current Version August 16, 2021. Available:

<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3101845>.

[26] S. Javed, “ Asymmetric Signaling: A New Dimension Of Interference Management In Hardware Impaired Communication Systems”, Thesis For Degree Of Doctor Of Engineering Science Télécommunications, C King Abdullah University Of Science And Technology Thuwal, Kingdom Of Saudi Arabia, 2021.

[27] A.A. A. Boulogeorgos, “ Interference Mitigation Techniques In Modern Wireless Communication Systems”, Thesis For Degree Of Doctor Of Engineering Science Télécommunications, Aristotle University Of Thessaloniki, 2016.

[28] V.Fialho, F. Azevedo, V.M, Fortes, M.Vieira, “Ofdm Inter-Carrier Interference Due To Radio Frequency Synthesizer Phase Noise. Procedia Technology”, ., Doi: 10.1016/J.Proc.2014.10.184, See Discussions, Stats, And Author Profiles For This Publication Vol. Chapter In Procedia Technology 17 December.pp.608–616, 2014. Available: <https://www.researchgate.net/publication/270875473/>.

[29] M. R. Khanzadi, Thesis For Degree Of Licentiate Of Engineering, “ Imodeling And Estimation Of Phase Noise In Oscillators With Colored Noise Sources ”, Chalmers University Of Technology Göteborg, Sweden, 2013.

[30] A.Elmaghbub ,B. Hamdaoui, “Leveraging Hardware-Impaired Out-Of-Band Information Through Deep Neural Networks For Robust Wireless Device Classification”, 2020. Available: [Http://Arxiv.Org/Abs/2004.11126](http://Arxiv.Org/Abs/2004.11126),See Discussions, Stats, And Author Profiles For This Publication Available:<https://Www.Researchgate.Net/Publication/340884233>.

[31] L. Smaini, “Rf Analog Impairments Modeling For Communication Systems Simulation Application To Ofdm-Based Transceivers”, A. John Wiley And Sons, Ltd Publication, This Edition Was First Published Library Of Congress, A Catalogue Record For This Book Is Available From The British Library. Print Isbn: 9781119999072, 2012, Available: <https://Doi.Org/10.1002/9781118438046>.

[32] B. Razavi, “Rf Microelectronics“, 2nd Ed. Upper Saddle River, Nj, Usa: Prentice-Hall, 2012.

[33] G. Gonzalez, “ Foundations Of Oscillator Circuit Design, Estimation, And Compensation. ” ,The Book Electronic Engineering,Library Of Congress And British Library.Cover Design By Yekaterina Ratner,685 Canton Street , Norwood, Ma 02062,2007.

[34] S. Hussain, “ Peak To Average Power Ratio Analysis And Reduction Of Cognitive Radio Signals.”,Thesis For Docteur Ès D'electronique Et De Télécommunications , L'université De Rennes I, 2009.

[35] V.A, Bohara, H.T, See, ‘Analysis of OFDM signals in nonlinear high power amplifier with memory’, IEEE International Conference on Communications, vol: pp. 3653–3657,2008, doi:10.1109/ICC.2008.687.

[36] V. P.G, Jiménez, Y. Jabrane, Ana G. Armada, B.Ait Es Said, and A. Ait Ouahman,‘High power amplifier pre-distorter based on neural-fuzzy systems for OFDM signals’, IEEE Transactions on Broadcasting, vol: 57(1), 2011, pp. 149–158. doi:10.1109/TBC.2010.2088331.

[37] A.Singal, and D.Kedia, ‘Complexity analysis of SLM PAPR reduction schemes in wireless OFDM system’, International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques, ICEEOT 2016, vol: pp. 2082–2087, 2016,doi:10.1109/ICEEOT.2016.7755055.

Bibliographie

[38] I. Beneddra, K.Mokhdar, “Etude De L’effet De La Modulation Ofdm Multiutilisateurs Sur Les Performances De L’amplificateur Radiofréquence”, University Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2015.

[39] S. Sengar, P.Pratim Bhattacharya , “Performance Improvement In Ofdm System By Papr Reduction”, Mody Institute Of Technology & Science (Deemed University), Signal & Image Processing: An International Journal (Sipij), Vol.3, No.2, April 2012. Available: <https://doi.org/10.5121/Sipij.2012.3211>.

[40] A.Cesari Bohigas, “Implémentation De Techniques De Linéarisation Et D’amélioration Du Rendement Pour Les Amplificateurs De Puissance Rf ”,Université Paul Sabatier, 2008.

[41] L. Mokadem, I.Naimi, “Etude Des Méthodes De Réduction Du Papr Dans Les Signaux Gfdm,” University Université Saad Dahlab De Blida, 2020.

[42] P. Liu, “Etude New Peak-To-Average Power Ratio Reduction Schemes For Ofdm Systems,” Concordia University Montreal, Quebec, Canada , 2004.