



N° d'ordre:
N° de série:



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

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de Technologies Filière: Genie Electrique

Mémoire de fin d'études

Envie de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En: Télécommunication

Spécialité: Systèmes de télécommunication

Par: Necib Abdelbadie Et Debbeche Hocine

Thème

**Comparaison des performances entre
NOMA et OFDM pour le réseau 5G**

Devant le jury composé de:

Mr. Hima Abdelkader

Université Echahid Hamma Lakhdar

Président

Mr. Ghendir Said

Université Echahid Hamma Lakhdar

Examinateur

Mr .Ajgou Riadh

Université Echahid Hamma Lakhdar

Encadreur

2020 - 2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

۱۴۳۸



Dédicace

*Nous faisons maintenant nos derniers pas
dans la vie universitaire*

*Avant de continuer, nous consacrons cet humble
travail à:*

Nos parents et nos chères mères

Nos familles

*À nos camarades et à tous ceux qui nous ont
aidés*

*À ceux qui nous ont ouvert la voie pour
apprendre, à tous nos éminents professeurs.*

Merci beaucoup...

Abdel Badie et Hocine

Remerciements

*Ce travail a été effectué au sein du Département
des Sciences Technologiques de l'Université Hamma
Lakhdar d'Eloued.*

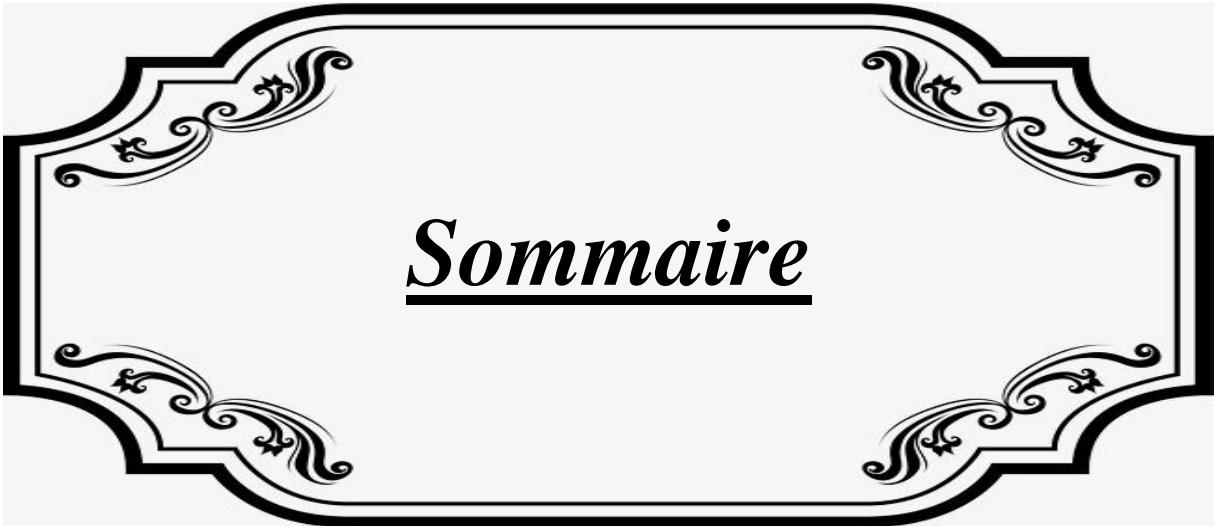
*En premier lieu, nous remercions Allah
soubhanouhou wa taala de nous avoir donné la volonté,
pour terminer ce travail dans les meilleures conditions.*

*Nous tenons à remercier, en premier lieu,
Dr. Ajgou Riadh, Directeur de ce mémoire qui a
toujours été disponible malgré ses nombreuses
occupations, et dont les encouragements et les conseils
judicieux nous furent d'une très grande utilité.*

*Nous remercions également tous les membres du jury
pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail*

*Enfin, nous associons à ces remerciements tous ceux
qui ont contribué à réaliser ce travail.*

Merci à tous...



Sommaire

Sommaire

	page
Dédicace	
Remerciements	
Sommaire	i
Listes des abréviations	vi
Listes des symboles	viii
Introduction générale	01
Chapitre I: Système de Communication OFDM	
I.1.Introduction	04
I.2.Transmission Mono-porteuse	04
I.2.1. Model d'un système bande de basse	04
I.2.2. Critère de Nyquist	05
I.2.3. Limite de la transmission a porteuse unique pour les hauts débits	07
I.3. Transmission Multi porteuses	08
I.3.1. Structure de base	08
I.3.2. Transmission OFDM	09
I.3.3. Modulation et démodulation OFDM	11
I.4. Avantages du système OFDM	21
I.4.1. Combattre l'IES et réduction de l'IEP	21
I.4.2. Efficacité spectrale	21
I.4.3. Simplicité d'implémentation	21
I.5. Inconvénients des systèmes OFDM	22
I.5.1. synchronisation	22
I.5.2. Rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR):	22
I.5.3. Interférence Co-canal	22
I.6. Conception du système OFDM	22
I.6.1. Hypothèses de Conception:	23
I.6.2. Paramètres de conception d'un system OFDM	23
I.7. Conclusion:	24
Chapitre II: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
II.1 Introduction:	26
II.2 Accès multiple orthogonal (OMA)	27
II.3 Non-orthogonal multiple access (NOMA)	30
II.3.1 Qu'est-ce que l'accès multiple non orthogonal (NOMA)?	30
II.3.2 Normalisation de NOMA	30
II.3.3 Fondamentaux de NOMA	31
II.3.4 Domaine de puissance NOMA	32
II.3.5 Domaine de code NOMA	33

II.4 Annulation successive des interférences (SIC)	34
II.4.1 Performance du débit de données:	35
II.4.2 Soutien NOMA dominantes	36
II.5 multiplexage NOMA via power domain	37
II.5.1 NOMA de base avec un récepteur SIC	37
II.5.2 NOMA dans les systèmes MIMO massifs	38
II.5.3 Réseau NOMA	38
II.6 Liaison NOMA	38
II.6.1 Liaison Descendante NOMA	38
II.6.2 Liaison Montante NOMA	40
II.7 Principaux avantages de NOMA	41
II.8 Conclusions	43
Chapitre III: Résultats de simulations	
III.1. Introduction	45
III.2. Modèle de Simulation	45
III.3 Analyse de Capacité	46
III.3.1 Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour deux utilisateurs.	46
III.3.2 Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour trois utilisateurs.	49
III.4. Analyse de BER	52
III.4.1 Modèle de système	52
III.5. Analyse de Probabilité de panne	54
III.6 NOVA Vs OFDMA	56
III.6.1 Efficacité énergétique et spectrale	56
III.6.2 Équité pour les utilisateurs	57
III.7 Conclusion	59
Conclusion general	61
Bibliographie	63
Résumé	70

Liste des figures

	Page
Chapitre I: Système de Communication OFDM	
Figure I.1: Modèle de système de communication en bande de base a une porteuse unique.	04
Figure I.2 : Interférence entre symbole (IES) et période de symbole.	05
Figure I.3 : La structure du système transmission multi canal	08
Figure I.4 : Structure et caractéristique de fréquence du système de transmission multicanaux	09
Figure I.5: Structure et caractéristique spectrale du schéma de transmission	10

OFDM.	
Figure I.6: Schéma de principe illustratif de la modulation OFDM et de la démodulation	13
Figure I.7:Schéma détaillé de principe de l'émetteur et du récepteur dans un système OFDM.	15
Figure I.8:Effet IES / ICI selon le point de départ de la fenêtre FFT	17
Figure I.9:Symbole OFDM avec CP et CS	17
Figure I.10: Effet d'un canal multi-voies sur les symboles OFDM avec ZP	18
Figure I.11:Copier et ajouter l'intervalle de garde du symbole suivant dans la partie tête du courant Symbole pour empêcher ICI	19
Figure I.12:Spectres de puissance de deux symboles OFDM, un avec ZP et un avec CP	19
Chapitre II: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
Figure II.1 : Exemple illustratif de différents schémas d'accès multiples.	28
FigureII.2: Classification des techniques d'accès multiples	29
Figure II.3: Un exemple de décodage SC (a) décodant le signal de l'utilisateur 1 (b) décodant le signal de l'utilisateur 2.	34
FigureII. 4: Annulation successive des interférences.	35
Figure II. 5: Illustration de NOMA par multiplexage dans le domaine de puissance: a) NOMA de base avec un récepteur SIC; b) NOMA dans les systèmes MIMO; c) réseau NOMA.	37
FigureII. 6: Illustration de la liaison descendante NOMA pour le cas de SIC appliqué à l'UE (cas de deux UE)	39
Figure II.7: Illustrations des systèmes NOMA de liaison montante	41
Chapitre III: Résultats de simulations	
FigureIII. 1: Schémas d'accès multiples pour un scénario à deux utilisateurs (a) NOMA (b) OMA.	45
Figure III. 2: NOMA Vs OMA en termes de capacité pour le cas de deux utilisateurs.	49
Figure III. 3: Comparaison en termes de capacité entre NOMA et OMA.	51
La Figure III.4: Comparaison de BER des utilisateurs (proche et loin) pour le système NOMA en terme de puissance assignée à chaque utilisateur.	53
La Figure III.5: Probabilité de panne des utilisateurs User-1 et User-2 de NOMA (loin et proche).	55
Figure III.6 Courbes de compromis d'efficacité énergétique et spectrale pour NOMA et OFDMA.	57
Figure III.7. Paires de débit avec OFDMA et NOMA pour la liaison descendante NOMA, SNR1=SNR2=10dB.	58
Figure III.8. Paire de débit avec OFDMA et NOMA pour la liaison descendante NOMA, SNR1=20 dB, SNR 2=0dB.	59

Liste de tableau

	page
Chapitre II: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)	
Tableau II 1: Comparaison des solutions NOMA existantes	
Chapitre III : Résultats de simulations	
Tableau III 1: Parametres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.	48
Tableau II 2: Parametres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.	50
Tableau III.3 Parametres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.	53
Tableau III.4: les parametres de simulation pour l'évaluation de panne	55

Listes des abréviations

3GPP: 3rd Generation Partnership Project .
ACI: Adjacent Channel Interference.
AP : access-point .
ART: Above-Roof-Top.
ATSC : Advanced Television Systems Committee .
AWGN: Additive White Gaussian Noise.
BBGA: Bruit Blanc Gaussian Aléatoire.
BER: Bit Error Rate.
BLR: Boucle Locale Radio.
BOMA : building block sparse constellation based OMA .
BPSK: Binary Phase Shift Keying .
BRT: Below-Roof-Top.
BS : Base Station.
CAN : Conversion Analogique Numérique.
CCI : Co-Canal Interférence.
CDMA : code-division multiple access .
CNA : Conversion Numérique Analogique.
CP: Cyclic Préfix.
CS: Compressive Sensing .
CSI : Channel State Information.
DCA : Digital Converter Analogique.
DFT: Discrete Fourier Transform.
EM : Électromagnétique.
FDM: Frequency Division Multiplexing.
FDMA: frequency-division multiple access .
FEC: Forward Error Correction
FFT: Fast Fourier Transform.
Fu : far user
FIR: Finite Impulse Response.
GSM: Global System for Mobile Communications .
ICI: Inter Code Interference.
IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform.
IDMA: Interleave Division Multiple Access.
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.

IEP : Interférence Entre Porteuse.

IES: Interference Entre Symbol.

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

IG : Intervalle de Garde.

IMD : Iterative Multi-user Detection.

IoT : Internet of Things.

ISI : Inter Symbol Interference.

ISI: Inter Symbol Interference.

LDM : layered division multiplexing .

LDS: Low-Density Signature.

LDS-CDMA: Low density spreading CDMA .

LOS: Line Of Sight. (Visibilité directe).

LPMA : Lattice Partition Multiple Access.

LTE : Long Term Evolution .

LTE-A : Long Term Evolution Advanced .

MA : Multiple Access.

MAQ : Modulation d'Amplitude en Quadrature.

MC : multi-carrier .

MC-CDMA : Multi-carrier code-division multiple access .

MCCDMA: (Multi-carrier code-division multiple access)

MCS : modulation and coding scheme .

MIMO: (multiple-input,multiple-output).

MIMO-OFDM: Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM.

MPA : Message Passing Algorithms.

MUD : multi-user detection .

MU-MIMO: multi-user multiple- input multiple-output .

MUST: (Multiuser superposition transmission).

NLOS: None Line Of Sight.(non visibilité directe).

NOMA: Non-Orthogonal Multiple Access .

NTT : Nippon Telegraph and Telephone.

NU : near user.

OEM: Onde Electromagnétique.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OFDMA: Orthogonal frequency division multiple access .

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PDMA : Pattern Division Multiple Access.
PDP: Power Delay Profile.
PSD : densité spectrale de puissance.
PSK: Phase Shift Keying.
QAM : Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK: quadrature phase shift keying mapper .
RB : Resource Block.
RC: Rised Cosinus.
RF: Radio Frequency.
SC : Suffixe cyclique.
SCMA: Sparse Code Multiple Access.
SDMA : spatial division multiple access .
SC: Superposition Coding.
SIC: Successive Interference Cancellation.
SINR : Signal to Interference Noise Ratio.
SNR: Signal to Noise Ratio.
STO: Symbol Timing Offset.
TDMA: time-division multiple access .
TFR : Transformée de Fourier Rapide.
UE : user equipment.
UE: User Equipment .
UWB : ultra wide bande.
VC: Virtuel Carriers.
VDSL: Very –high-bit-rate Digital Subscriber Line.
ZP : Zéro Padding.

Listes des symboles

P_t : Puissance émise.

λ : Longueur d'onde.

G_t, G_r : Gains des antennes de l'émetteur et de récepteur

d : Distance (m).

L : Facteur de perte.

X_σ : Variable aléatoire gaussienne.

σ : Variance.

$A_{Mu}(f, d)$: Facteur d'atténuation du milieu à la fréquence f .

G_{Rx}, G_{Tx} : Gain des antennes qui dépend de la hauteur.

G_{Area} : Gain pour l'environnement de propagation dans une zone spécifique.

$A_{Mu}(f, d)$ et G_{Area} : Sont obtenus empiriquement par des mesures d'Okumura.

h_{Tx} : Hauteur de l'antenne d'émission.

f_c [MHz] : fréquence de la porteuse.

C_{Rx} : Est le coefficient de corrélation de l'antenne de réception qui dépend de la superficie à couvrir.

h_{Rx} : Hauteur de l'antenne de réception.

L : Nombre de trajets

r_k : Retard du $k^{\text{ème}}$ trajet

a_k : Amplitude du $k^{\text{ème}}$ trajet.

$P(r_k)$: Puissance du $k^{\text{ème}}$ trajet.

B_s et T_s : Bande et période du signal émis.

B_c et σ_r : Bande de cohérence et RMS delay spread (étalement de retard).

T_c : Temps de cohérence du canal.

$W_1 W_2$: Variables aléatoires Gaussiennes complexes.

$I_0(\cdot)$: Est la fonction de Bessel modifiée de premier espèce et d'ordre zéro.

r_d : Paramètre de la PDP.

$Z(t)$: Est un bruit additif.

$g(t)$: La réponse impulsionnelle.

W : Bande de Nyquist.

$G_T(f)$: Réponse fréquentielle du filtre d'émission.

$G_R(f)$: Réponse fréquentielle du filtre réception.

M : Ordre de modulation.

T_{sym} : Duré du symbole OFDM.

T_{CP} : Longueur du CP.

$h(t)$: Réponse impulsionnelle du canal physique.

T_s : Période d'échantillonnage.

N : Nombre de sous-porteuses du système OFDM.

$g_e(t)$: Filtre d'émission.

$g_r(t)$: Filtre de réception.

$h^{-1}(t)$: L'égaliseur.

$Y(n) n^{\text{émé}}$: symbole OFDM reçu.

$Z(m)$: Bruit complexe durant le $n^{\text{émé}}$ symbole OFDM



Introduction générale

Introduction générale

Dans les réseaux sans fil de cinquième génération (5G) en cours, il existe de nombreuses exigences difficiles tels qu'une efficacité spectrale élevée, une connectivité massive et une résilience à la sélectivité de fréquence pour répondre les exigences de volumes de trafic toujours croissants, la croissance massive des appareils connectés et le large diversité des cas d'utilisation. L'accès multiple non orthogonal (NOMA) est l'une des technologies prometteuses ont émergé pour relever les défis de la 5G et au-delà des systèmes de communication sans fil , qui devrait augmenter le débit du système et permettre une connectivité massive. Différent des schémas conventionnels d'accès multiple orthogonal (OMA) où un bloc de ressources a été attribué à un seul utilisateur, les utilisateurs multiples de NOMA peuvent être attribués à la même fréquence, le temps et le code, mais dans un domaine de puissance différent pour améliorer l'efficacité du spectre. NOMA permet transmission simultanée de plusieurs utilisateurs sur les mêmes degrés de liberté via un codage par superposition avec différents niveaux de puissance.

L'accès multiple non orthogonal (NOMA) est une technique prometteuse qui surpasse les schémas d'accès multiples traditionnels sous de nombreux aspects. Il utilise le codage par superposition (SC) pour partager les ressources disponibles entre les utilisateurs et adopte successivement suppression des interférences (SIC) pour la détection multi-utilisateurs (MUD). La détection est effectuée dans le domaine de puissance où l'équité peut être soutenu par une allocation de puissance appropriée. Étant donné que le domaine de puissance NOMA utilise SC à l'émetteur et SIC à la récepteur, les utilisateurs ne peuvent pas atteindre des taux égaux et subir des interférences plus élevées.

Le principe des systèmes OFDM est d'utiliser plusieurs fréquences porteuses pour répartir un flot d'informations à transmettre à travers un canal de transmission à large bande sur plusieurs sous-canaux à bande étroite (chacun correspondant à une des fréquences). Ceci explique la dénomination de transmission multi-porteuse qui est souvent utilisée pour parler des systèmes OFDM.

Ce mémoire porte sur la comparaison de performances entre NOMA et OFDM pour 5G.

L'objectif de ce projet de fin d'études est l'étude Des connaissances techniques qui garantissent de transfert appropriées pour les données en raison de connectivité massive, faible latence et efficacité spectrale élevée (SE)

Dans le premier chapitre, on commencera par présenter les principes de base de la modulation OFDM plus on présentera la structure d'un modulateur et démodulateur OFDM on se concentrera sur l'étude de la modulation OFDM, et enfin on terminera le chapitre par l'introduction de domaine d'application de l'OFDM ainsi ses avantages et inconvénients.

Dans le second chapitre, on commencera par présenter les principes de la technique NOMA on présentera domaine de puissance NOMA et domaine de code NOMA ainsi que le performance du débit de données , et enfin on terminera le chapitre par liaison Descendante et liaison montante NOMA ainsi ses principaux et avantages .

Dans le troisième chapitre, on présentera les résultats de simulations et on analysera la comparaison de performances entre NOMA et OFDM pour 5G en va les comparerons à capacité et les termes de Taux d'erreur binaire BER ainsi que le probabilité de panne OP(Outage Probability)

Enfin, nous tirons quelques conclusions et points de vue sur les deux technologies Noma et OMA (OFDM) Afin d'atteindre une haute qualité de transfert d'informations et de communication avec la plus grande vitesse et le plus grand débi



Chapitre I:

Systeme de Communication

OFDM

I.1.Introduction

Les techniques qu'on appelle multi porteuses OFDM consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existe depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en «Orthogonalisant» les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral. L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de fourrier rapide (FFT).

I.2.Transmission Mono-porteuse:

I.2.1. Model d'un système bande de basse:

Soit un canal à bande limitée $h(t)$ avec une bande passante W . Les symboles $\{a_n\}$ transmits périodiquement à chaque T seconde, a un taux de $R=1/T$, sont formatés par un filtre d'émission $g_T(t)$ au niveau de l'émetteur. Après passage à travers le canal, ils seront traités, au niveau du récepteur, par le filtre de réception $g_R(t)$, l'égaliseur $h^{-1}(t)$, et le détecteur à seuils (Figure. II.1). La sortie de l'égaliseur, supposé parfait, est donnée par:

$$Y(t) = \sum^{+\infty} a_m g(t - mT) + Z(t) \tag{I-1}$$

Où $Z(t)$ est un bruit additif et $g(t)$ la réponse impulsionnelle, de bout en bout, du système donnée par :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \tag{I-2}$$

Si on ignore le bruit, la sortie de l'égaliseur, échantillonnée aux instants $t_n = nT$, est donnée par :

$$y(nT) = \sum^{+\infty} a_m g((n - m) T) \tag{I-3}$$

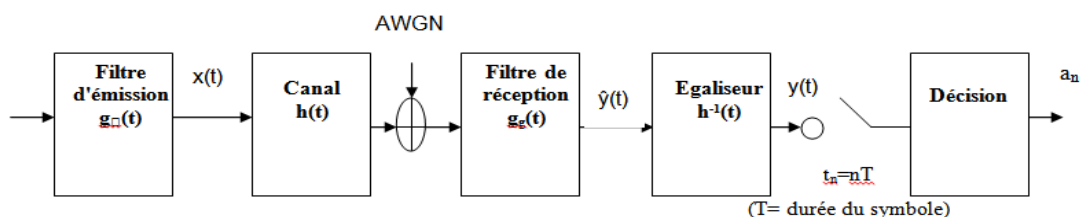


Figure I.1: Modèle de système de communication en bande de base a une porteuse unique [62].

En isolant le n^{eme} symbole, on obtient :

$$y(nT) = a_n g(0) + \sum_{m \neq n}^{+\infty} a_m g((n-m)T) \quad (I-4)$$

Le deuxième terme de l'équation (II-4) représente alors les symboles interférant sur a_n (IES : interférence entre symboles, ISI : Inter-Symbol-Interference), cette interférence due à l'étalement de la réponse impulsionnelle globale causant ainsi une dégradation des performances du système, doit être minimisée, ou éliminée par la conception judicieuse des filtres d'émission et de réception (Figure I.2).

Comme illustré dans la (Figure I.2), l'extension de l'IES dépend de la durée du symbole T . Une période plus petite cause un IES plus important. Par conséquent, à moins que $g((n-m)T) = 0$ pour tout $m \neq n$, dans un système à porteuse unique, l'IES devient significatif quand le taux d'émission de donnée augmente.

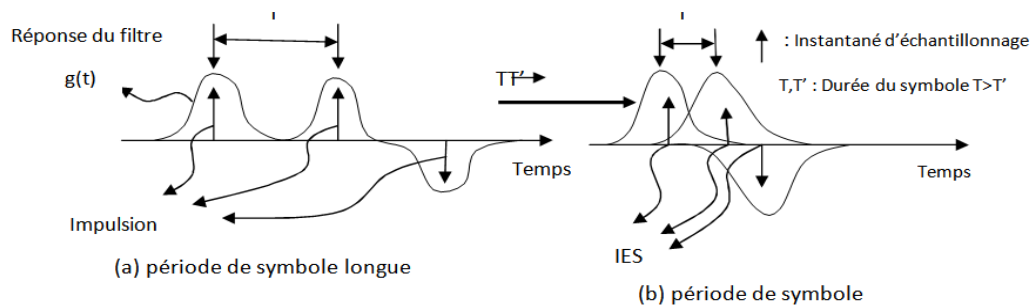


Figure I.2 : Interférence entre symbole (IES) et période de symbole[63].

I.2.2. Critère de Nyquist:

Dans l'équation (I-4), l'IES peut être complètement éliminé si la condition suivante sur la réponse impulsionnelle, dans le domaine temporelle, est vérifiée :

$$g(nT) = \delta(n) = \begin{cases} 1; & n = 0 \\ 0; & n \neq 0 \end{cases} \quad (1-5)$$

Dans le domaine fréquentielle, cette condition devient :

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G(f - \frac{1}{T}) = T \quad (1-6)$$

Où $G(f)$ est la transformée de Fourier de $g(t)$ qui représente la réponse fréquentielle globale.

Pour un système à porteuse unique, les conditions dans l'équation (I-5 et I-6), qui représentent le critère de Nyquist [4, 5], garantissent une communication sans IES même avec une transmission à petite période du symbole T (taux de transmission élevé).

Un filtre de Nyquist, satisfaisant les conditions (I-5 et I-6) peut être représenté par un filtre passe bas dont la réponse impulsionnelle est une fonction sinus cardinal ou, de façon équivalente, une réponse fréquentielle sous forme d'un rectangle défini comme suit :

$$G_1(f) = \frac{1}{2W} \text{rect} \left(\frac{f}{2W} \right) = f(x) = \begin{cases} T ; & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 ; & |f| \geq \frac{1}{2T} \end{cases} \quad (I.7)$$

R et W correspondent respectivement au taux et à la bande de Nyquist. La bande de Nyquist W est donc la bande minimale possible requise pour réaliser un taux de donnée R sans IES.

Cependant le filtre idéal de l'équation (II-7) n'est pas physiquement réalisable, car sa réponse impulsionnelle n'est pas causal ($g(t) \neq 0$ pour $t < 0$). Un autre filtre de Nyquist, physiquement réalisable, est le filtre à cosinus surélevé dont la réponse fréquentielle est donnée par :

$$G_1(f) = \begin{cases} T ; & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right\} ; & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 ; & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (I.8)$$

Où α , $0 \leq \alpha \leq 1$ facteur ou coefficient de retombée.

La réponse fréquentielle du filtre en cosinus surélevé de l'équation (I-8) occupe une bande supérieure à celle de Nyquist dépendant du facteur de retombée α . Si $\alpha=0$, la réponse fréquentielle du filtre en cosinus surélevé devient celle de Nyquist (filtre passe bas idéal), et si $\alpha=1$, le filtre en cosinus surélevé aura une bande double de la bande de Nyquist.

Dans le cas où le canal est idéal (bande passante du canal supérieure à la bande du signal à transmettre), un récepteur optimal doit utiliser un filtre de réception adapté au filtre d'émission (Matched filter)[6], cela nécessite la condition :

$$G_R(f) = G^*_T(f) \quad (I.9)$$

$G_T(f)$ Et $G_R(f)$ étant les réponses fréquentielle du filtre d'émission et de réception, par conséquence, le filtrage globale étant a cosinus surélevé, on obtient alors :

$$G_{RC}(f) = |G_T(f)|^2 = |G_R(f)|^2 \quad (I.10)$$

où le filtre d'émission aura une réponse fréquentielle en racine carré du filtre à cosinus surélevé

$$G_T(f) = \sqrt{G_{RC}(f)} \quad (I.11)$$

Avec :

$$G_{SRR C} = \begin{cases} \sqrt{T} ; & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \frac{\cos 2\pi \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right)}{\alpha} \right\}} ; & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 ; & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (I.12)$$

On peut conclure, que si deux filtres identiques ayant une réponse fréquentielle en racine carré de cosinus surélevé sont utilisés comme filtre d'émission et de réception respectivement, le dernier jouant le rôle d'un filtre adapté au premier, alors le filtrage globale satisfait le critère de Nyquist, bien qu'ils ne le satisfassent pas individuellement [6].

I.2.3. Limite de la transmission a porteuse unique pour les hauts débits:

La transmission a des taux de donnée élevés, nécessite une bande plus importante car la bande minimale requise, la bande de Nyquist, est égal à $R_s/2$ [Hz]. Si la bande nécessaire devient supérieure à la bande de cohérence, il y aura apparition de l'interférence entre symbole (IES). En générale ce phénomène peut être éliminé par l'utilisation d'égalisation adaptatifs. La complexité des égalisateurs adaptatifs, étant implémentés par des FIR à coefficients adaptatifs, devient plus importante si le taux de transmission augmente. De même, le détecteur optimal, détecteur de séquences.

Au maximum de vraisemblance, nécessite l'évaluation de M^L séquences pour en choisir la meilleure. En effet, pour un ordre de modulation M et un grand nombre de multi-trajets L , l'utilisation de l'égaliseur optimal et même des égaliseurs sous optimaux, comme les égaliseurs MMSE et LS, dévient prohibitive.

En conclusion, une transmission a porteuse unique pour des hauts débits, ne peut être pratique a cause de la complexité des égaliseurs au niveau de récepteur.

I.3. Transmission Multi porteuses:

I.3.1. Structure de base:

L'objectif d'un système multi porteuses est de permettre des transmissions a des taux élevé sur un canal large bande de nature sélectif en fréquence. Le principe de base est de découpe le signal a bande large (à travers des filtres $H_k(f)$ à bande étroites) en signaux a bande étroite au niveau de l'émetteur, et de les synthétiser (à travers des filtres $G_k(f)$ à bande étroite adaptés aux filtres $H_k(f)$) au niveau du récepteur. Ainsi, un canal à bande large sélectif en fréquence peut être approximé par plusieurs canaux à bande étroite non sélectif en fréquence [7, 8] (Figure I.3).

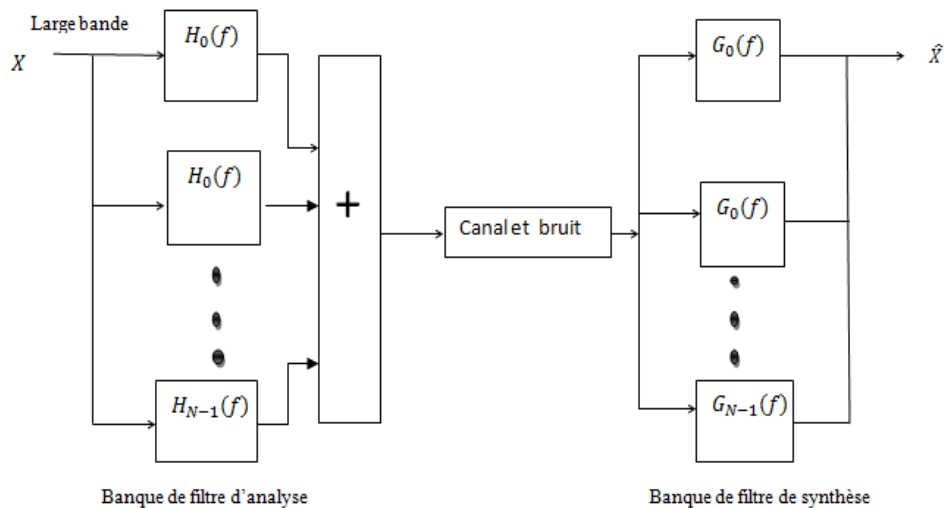
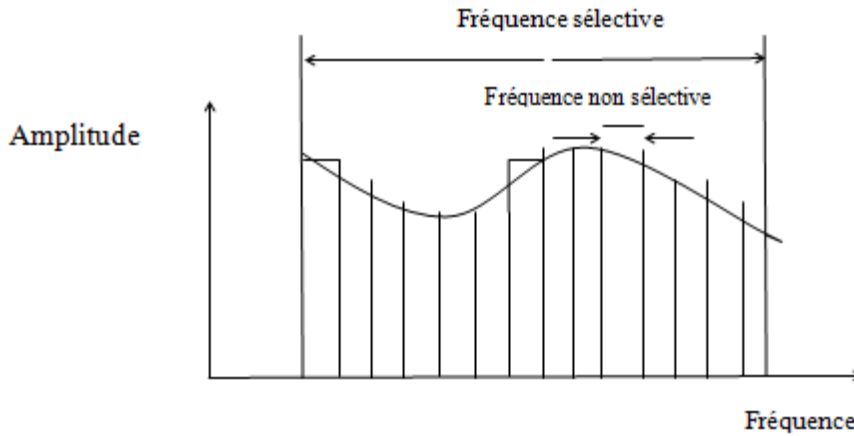


Figure I.3 : La structure du système transmission multi canal [64]



(a) La réponse fréquentielle de la transmission

Figure I.4 : Structure et caractéristique de fréquence du système de transmission multicanaux [65]

Il faut noter que la non sélectivité des canaux a bande étroite réduit la complexité des égaliseurs de chaque sous canal, de plus, tend que l'orthogonalité entre les sous canaux est maintenue, l'interférence entre les canaux peut être annulée, [7, 9, 10]

Un système multi canal, dont la bande est divisée en N sous-canal a bande étroite égales avec une fréquence de sous porteuse f_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (Figure I.4) et dont les symboles $X_i[k]$ sont modulés par les sous porteuses f_k transmis à chaque période L symbole, peut être considéré comme un système de transmission multi porteuse. L'implémentation d'un tel système devient complexe puisqu'elle nécessite plus de codeurs /décodeurs, oscillateurs et des filtres de haute qualité surtout quand le nombre de sous-porteuse devient important.

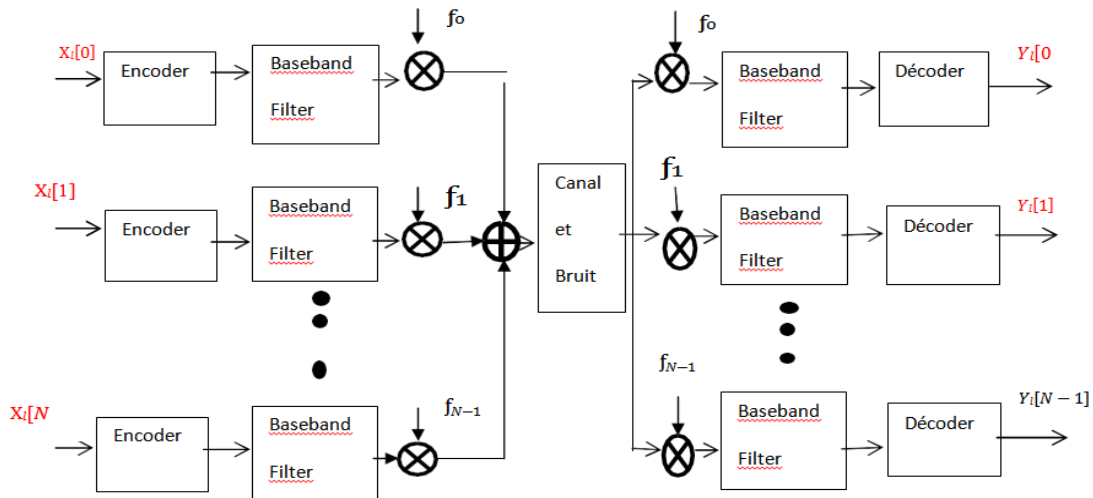
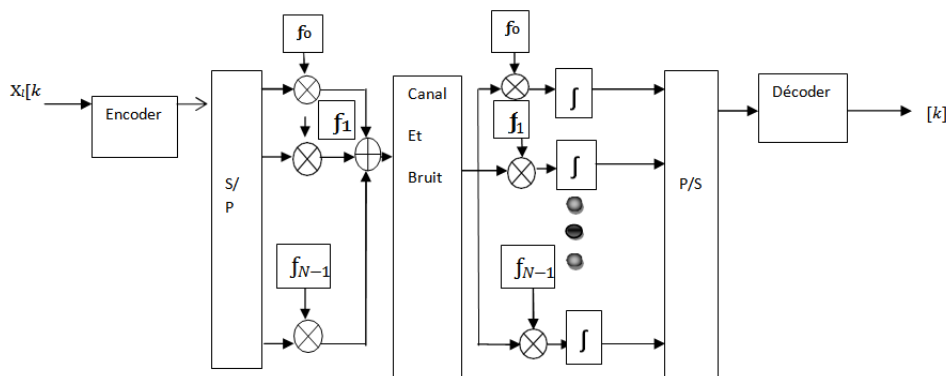


Figure I.5: Structure du système de transmissions multi-porteuses [66]

I.3.2. Transmission OFDM:

La transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type de système multi-canal (Figure I.6(a)). Les symboles $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ modulent N sous porteuses aux fréquences $f_k, k=0, 1, 2, \dots, N-1$. Le spectre du symbole OFDM est formé par N fonctions Sinus cardinal centrées aux fréquences f_k qui se chevauchent entre elle, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale.



Description du schéma de transmission OFDM

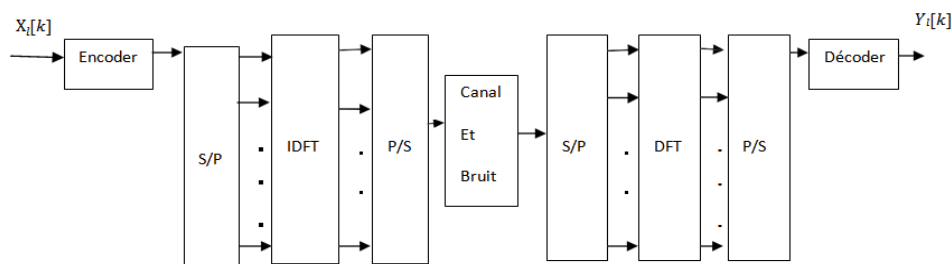


Schéma de transmission OFDM mis en œuvre en utilisant IDFT /DFT

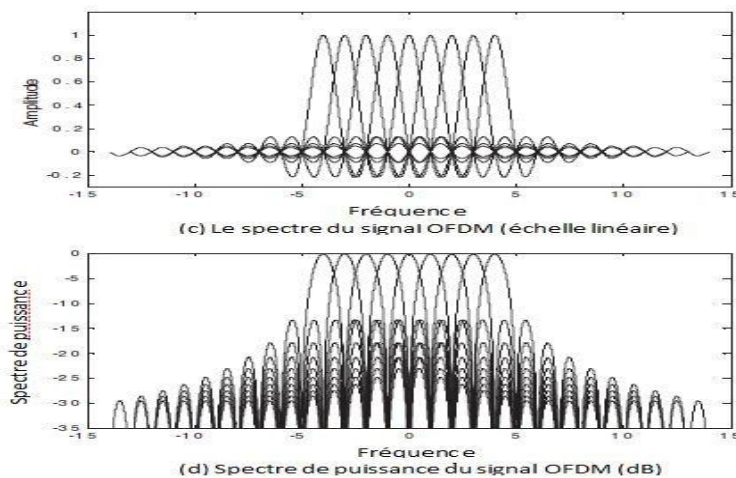


Figure I.5: Structure et caractéristique spectrale du schéma de transmission OFDM[67].

Si les différents sous porteuses sont représentées par les signaux complexes

$\{e^{j2\pi f_k t}\}_{k=0}^{N-1}$ pour $0 < t < T_{sym}$, $T_{sym} < NT_s$ n les signaux sont orthogonaux si les fréquences porteuses sont de la forme $f_k = k/T_{sym}$ car :

$$\frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_{sym}} t} dt = \begin{cases} 1 ; & \text{si } k = i \\ 0 ; & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

De même si on prend les échantillons discret au instant $(t) = nT_s = nT_{sym}/N$ $n=0,1,2,\dots,N-1$, l'équation précédente devient dans le domaine discret:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} nT_s} \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} nT_s} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k-i}{N} n} = \begin{cases} 1 ; & \text{si } k = i \\ 0 ; & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Cette condition d'orthogonalité des signaux OFDM est essentielle pour éviter l'interférence entre canal (IEC), bien que les spectres de ces signaux se recouvrent entre eux.

I.3.3. Modulation et démodulation OFDM :

L'émetteur OFDM module les éléments binaires du message à transmettre en des symboles (PSK ou QAM). Ces symboles vont en suite être repartis en N flux parallèles. Chaque flux de symbole va moduler une sous porteuse différente.

Soit $X_l[k]$, $l = 0,1,2, \dots, \infty$, le l^{eme} symbole transmet sur la k^{eme} sous porteuse. A cause de la répartition série / parallèle des symboles, la transmission de N symbole (PSK ou QAM) va durer NT_s , ce qui forme un seul symbole OFDM de durée $T_{sym} =$

NT_s avec (T_s : période PSK ou QAM)

Si $\Psi_{l,k}(t)$ est le l^{eme} signal OFDM en la k^{eme} sous porteuse, donnée sous la forme :

$$\psi_{l,k} = \begin{cases} e^{j2\pi f_k (t-lT_{sym})} & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0 ; & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Alors, l'expression continue en bande de base des signaux OFDM est de la forme :

$$(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \psi_{l,k}(t) \quad (\text{I.16})$$

$$= \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad (I.17)$$

Si on échantillonne aux instant $t = lT_{sym} + nT_s$, avec $T_s = \frac{T_{sym}}{N}$ et $f_k = \frac{k}{T_{sym}}$, on obtient le symbole OFDM en temps discret:

$$\chi_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \text{ pour } n=0;1;2;\dots;N-1 \quad (I.18)$$

Cette expression n'est autre que la IDFT des symboles (PSK ou QAM) $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ qui peut être efficacement calculée avec l'algorithme IFFT (transformé de fourrier rapide Inverse).

Au niveau du récepteur, l'on omettant l'effet du canal et du bruit, les symboles (PSK ou QAM) émit peuvent être reconstruits à partir du symbole bande de base OFDM reçu

$$y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad (I.19)$$

Grâce à l'orthogonalité entre les sous porteuses

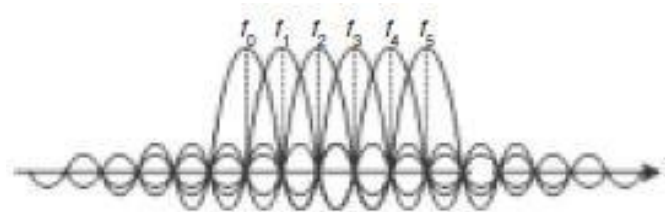
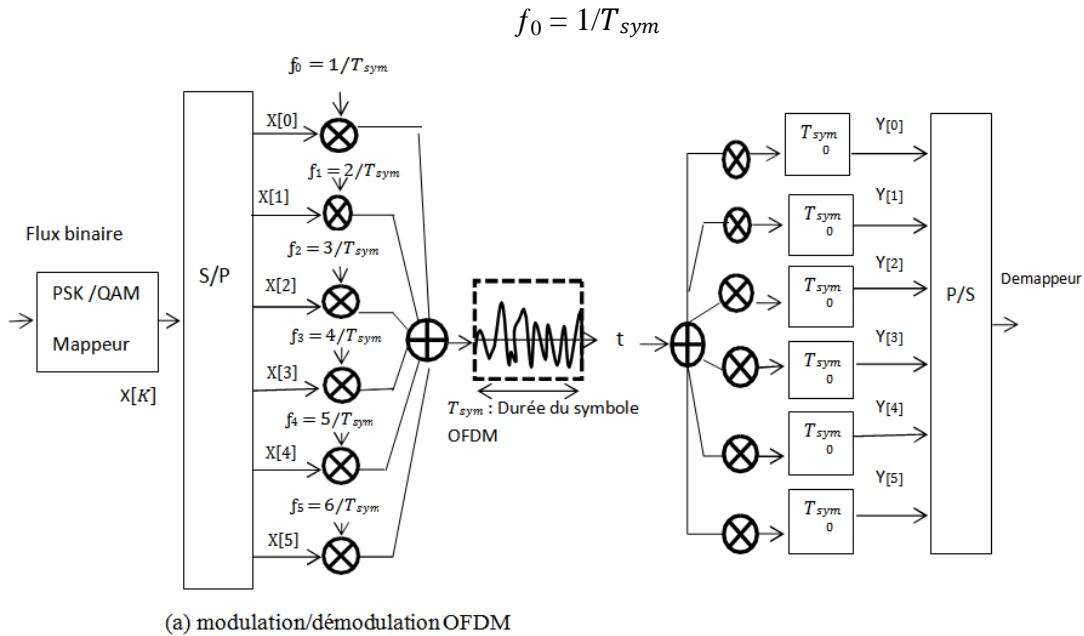
$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{+\infty} y_l(t) e^{-2\pi k f_k(t-lT_{sym})} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{2\pi k f_i(t-lT_{sym})} \right\} e^{-2\pi k f_k(t-lT_{sym})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{sym})} dt \right\} = X_l[k] \end{aligned} \quad (I.20)$$

De même, en temps discret, si $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ sont les valeurs du symbole OFDM reçu échantillonné à l' instant $t = lT_{sym} + nT_s$, lors la démodulation en temps discret est donnée par :

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi in}{N}} \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[i] e^{\frac{j2\pi(i-k)n}{N}} = X_i[k] \tag{I-21}$$

Cette expression est celle de la DFT à N point de $\{y_l[N]\}_{n=0}^{N-1}$ qui peut calculer efficacement par l’algorithme FFT.



(b) Réalisation de l'orthogonalité de la sous-porteuse

Figure I.6: Schéma de principe illustratif de la modulation OFDM et de la démodulation[68]

La (Figure I.6) illustre la modulation et la démodulation OFDM, les symboles $X[k]$ du domaine fréquentielle, module les sous porteuses de fréquence:

$$f_k = \frac{k}{T_{sym}} = 0,1,2, \dots \dots N - 1 \tag{I.22}$$

tandis que , la démodulation utilise l’orthogonalité des sous porteuses au niveau du récepteur. Le symbole d’origine $X[k]$ de duré T_s voie sa $T_{sym}=NT_s$ a cause de la transmission de N symboles en parallèle. Les N signaux ainsi formés correspondent à un symbole OFDM de duré T_{sym} .

La modulation et la démodulation OFDM peut être alors implémenté en utilisant l'algorithme IFFT/FFT (IDFT/DFT) (Figure I.5).

Au niveau de l'émetteur, une IFFT d'ordre N des $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ est utilisée pour génère les $\{X[k]\}_{k=0}^{N-1}$ qui correspondent aux échantillons de la somme des N signaux des sous porteuse orthogonales.

Au niveau du récepteur, la FFT d'ordre N, des échantillons $y[n] = x[n] + w[n]$ ($w[n]$ échantillon du bruit additif), est utilisée pour générer les $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ version bruitée des symboles transmis. Puisque les sous porteuse ont une durée limité T_s , le spectre du signal OFDM correspondent à la somme N fonctions sinus cardinal qui se recouvrent et qui sont espacées par $1/T_s$ (Figure I.5). c.à.d :

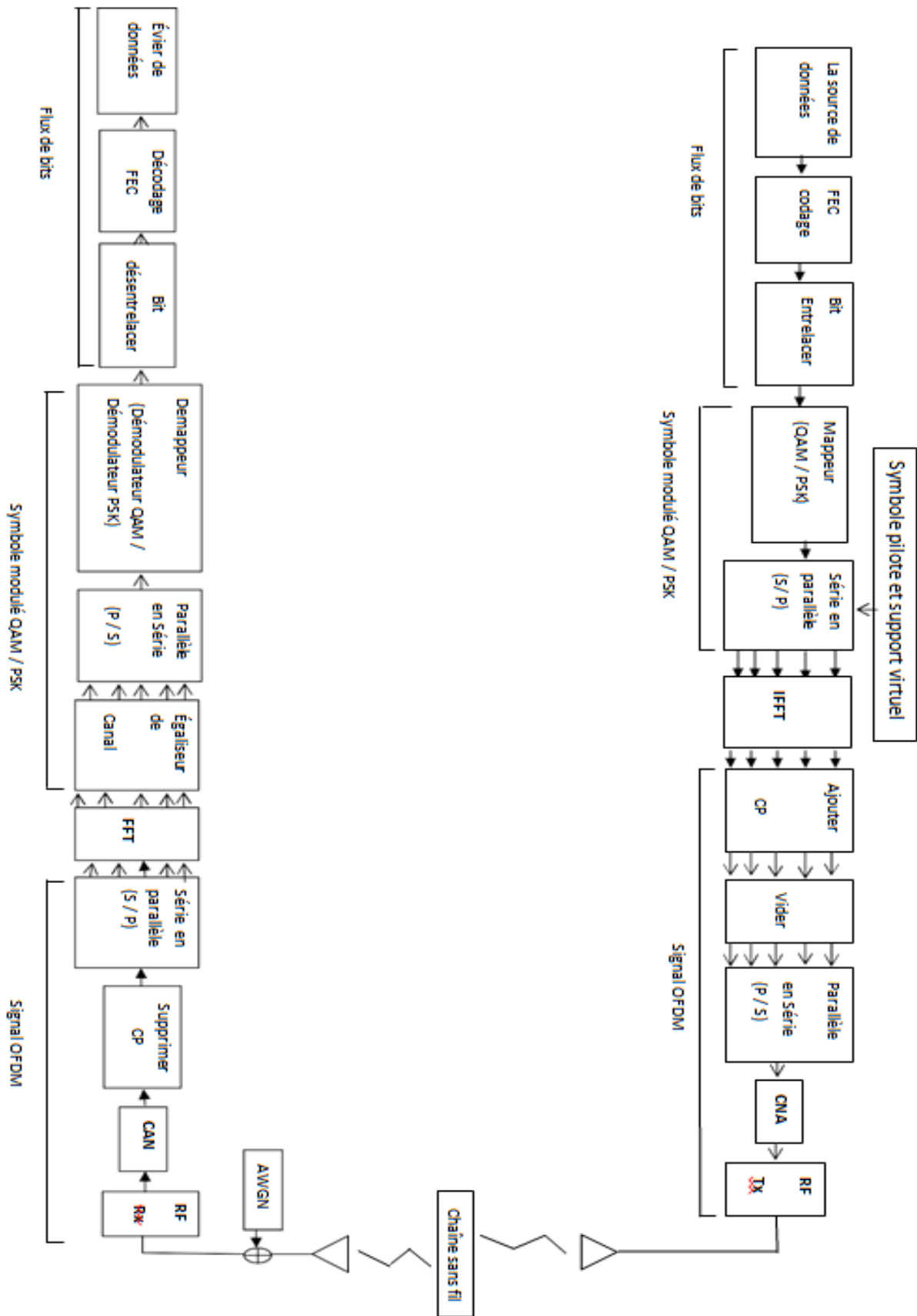


Figure I.7:Schéma détaillé de principe de l'émetteur et du récepteur dans un système OFDM [69]

La (Figure I.7) montre un schéma synoptique complet d'un émetteur / récepteur OFDM typique.

I.3.3.1. Intervalle de Garde:

L'extension de la durée d'un symbole, par N fois ($T_s = NT_s$) induit une importante réduction de l'IES entre les symboles OFDM. Cependant, les symboles OFDM, transmis dans un canal multi-trajet peuvent souffrir du phénomène d'IES.

I.3.3.2. Préfixe Cyclique (CP):

Le préfixe cyclique consiste à étendre la durée du symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM en amont du symbole (Figure I.10) (a) Si

T_G : est la longueur du CP en termes d'échantillons, alors la durée d'un symbole OFDM devient $T_{sym} = T_{sub} + T_G$.

De ce fait, si la longueur de l'intervalle de garde CP est plus longue (ou égale) que le retard maximal dû au canal a multi-trajet, l'effet de l'IES sur un symbole OFDM sera confiné dans l'intervalle du symbole OFDM suivant. Par conséquent la FFT sur le deuxième symbole OFDM, prise pour une durée T_{sub} , ne sera pas affectée.

En pratique, le décodage entre l'instant d'échantillonnages du début du symbole OFDM reçu et celui considéré par, l'horloge d'échantillonnage du récepteur, (STO, Symbole Timing Offset), va empêcher le début du symbole OFDM de coïncider avec le début de la fenêtre FFT au niveau du récepteur. Dans ce contexte, bien que la longueur du CP soit supérieure au retard maximal du au canal multi-trajet, il y a apparition d'une part, de l'IES, et d'autre part, de l'IEP (Interférence Entre Porteuse) selon le point du début de la fenêtre FFT, (Figure I.8).

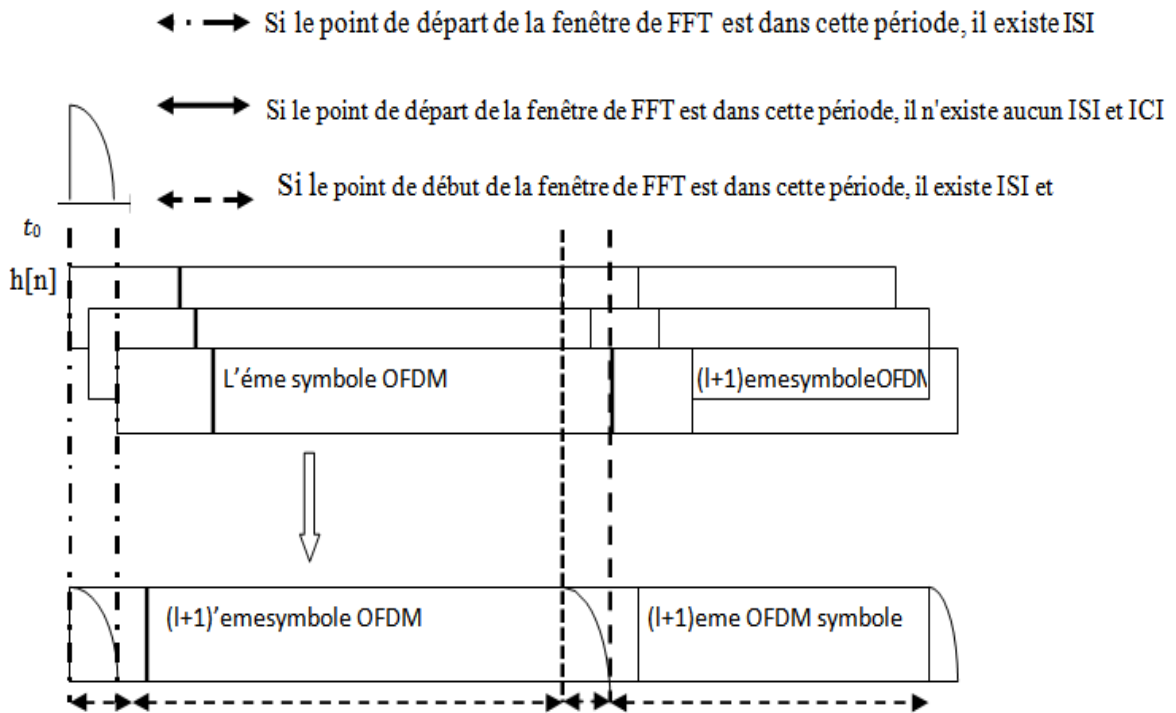


Figure I.8: Effet IES / ICI selon le point de départ de la fenêtre FFT [70]

I.3.3.3. Suffixe Cyclique

Le suffixe cyclique (CS) consiste à étendre le symbole OFDM en copiant le début du symbole et en l'insérant à la fin du symbole OFDM. Le CS est généralement utilisé pour prévenir l'interférence entre la voie montante (Upstream) et la voie descendante (Downstream).

Le CP et le CS peuvent être utilisés ensemble, comme dans le système VDSL,

le premier pour prévenir l'IES et le second pour garantir l'orthogonalité entre les signaux Upstream et Downstream (Figure I.9).

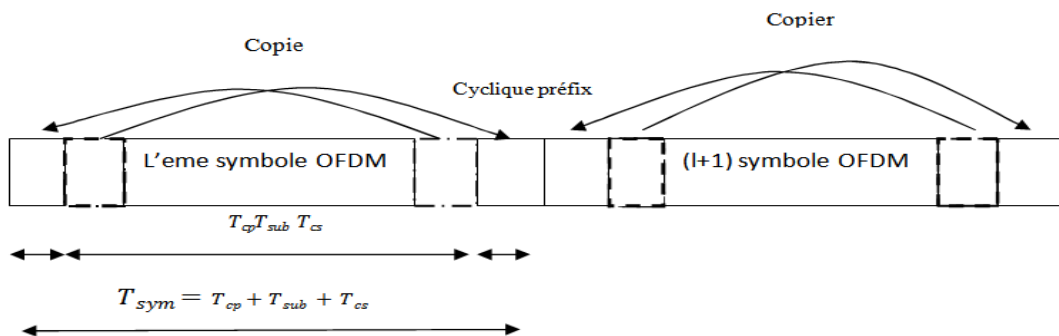


Figure I.9: Symbole OFDM avec CP et CS [70].

I.3.3.4. Technique Zéro Padding (ZP)

Dans cette technique, on insère des zéros dans l'intervalle de garde, (Figure. I.10). Cette approche particulière est adoptée pour la technique multi-bande OFDM (MB-OFDM) dans les systèmes ultra large bande (UWB)[11]. Cependant, même si la longueur du ZP est supérieure au retard maximal du canal, un petit décalage (STO: Shift Time Offset) du symbole OFDM cause une discontinuité dans la fenêtre FFT. C'est pourquoi l'intervalle de garde du symbole OFDM suivant est copié et ajouté au début du symbole OFDM courant pour prévenir l'IES (Figure. I.11).

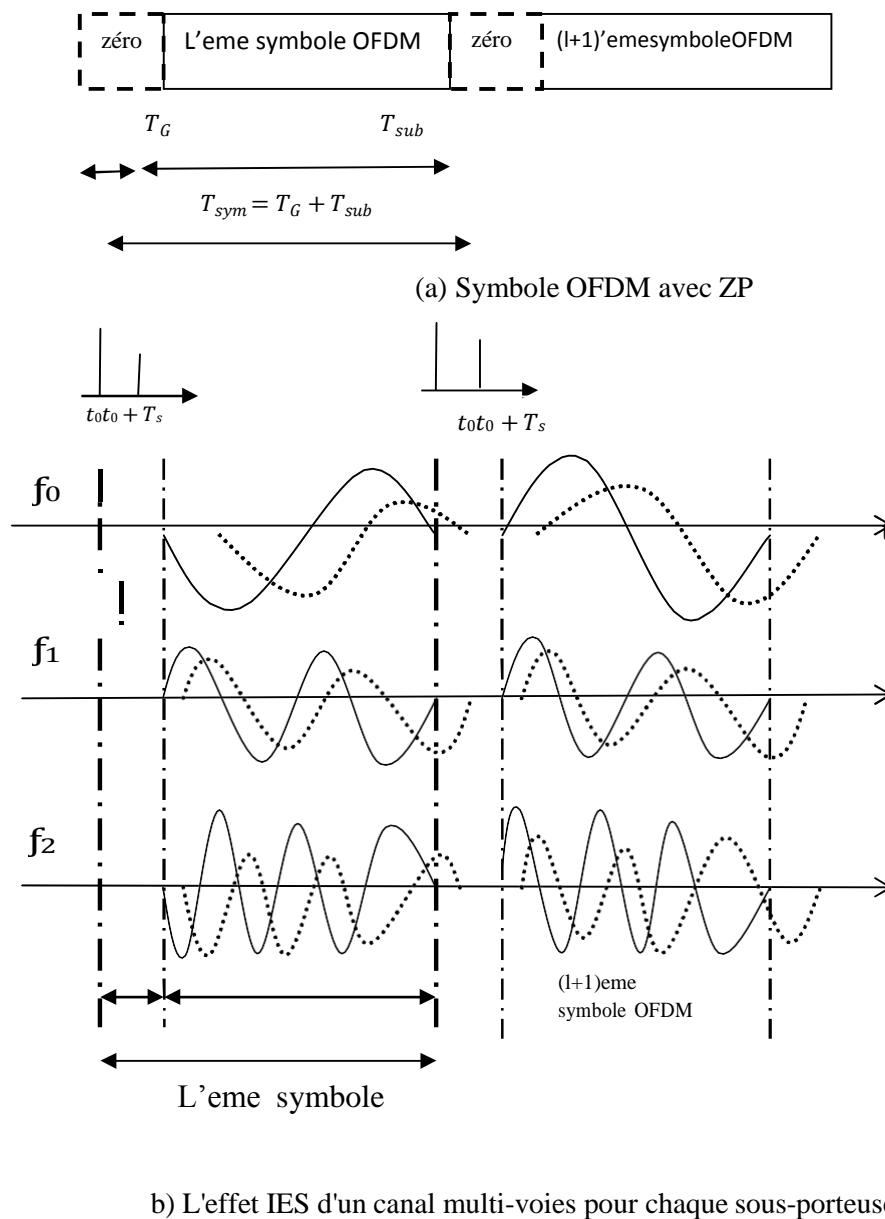


Figure I.10: Effet d'un canal multi-voies sur les symboles OFDM avec ZP. [70]

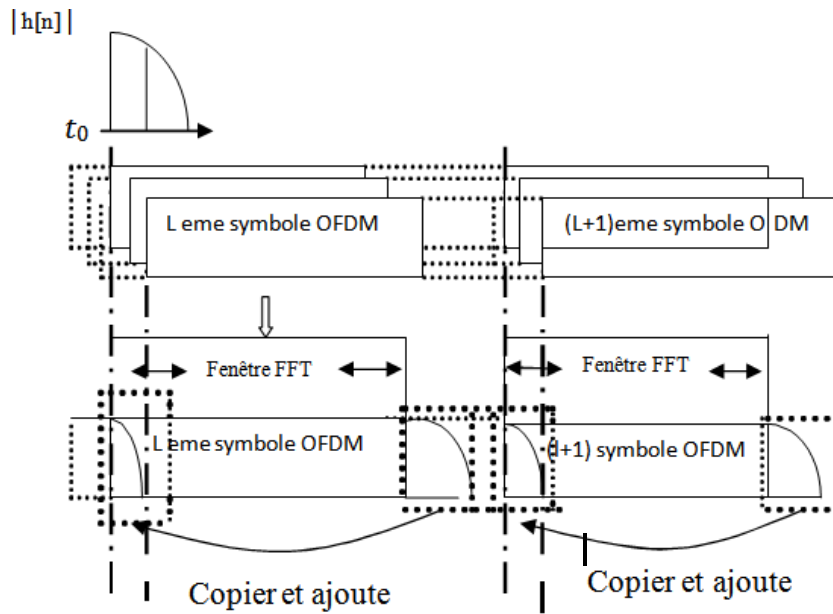


Figure I.11: Copier et ajouter l'intervalle de garde du symbole suivant dans la partie tête du courant Symbole pour empêcher ICI.

Le symbole OFDM avec ZP étant plus court que le symbole OFDM avec CP on CS, alors son spectre (en sinus cardinal) est plus large. Par conséquent un symbole OFDM avec ZP présente une densité spectrale de puissance PSD avec une plus petite ondulation à l'intérieur de la bande et une plus grande puissance à l'extérieure de la bande, que pour un symbole OFDM avec CP ou CS.

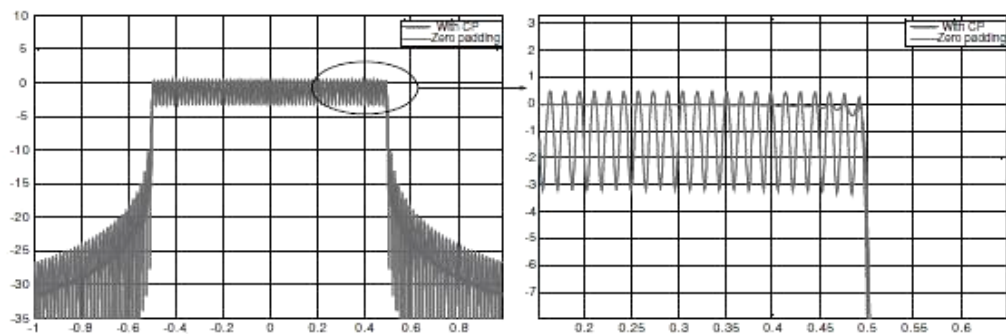


Figure I.12: Spectres de puissance de deux symboles OFDM, un avec ZP et un avec CP.

I.3.3.5. Bande de garde

Le spectre du signal sur chaque sous porteuse est une fonction sinus cardinal avec une bande de $2/T_{sub}$. La densité spectrale puissance d'un signal OFDM est alors la somme de plusieurs fonctions sinus cardinal décalées. Par conséquent, la puissance hors bande devient significative. Cette puissance provoque l'apparition de l'interférence entre canal adjacents (ACI: Adjacent Channel Interference). Par conséquent, une bande de garde est

nécessaire pour réduire l'effet de l'ACI dans un système OFDM. Deux techniques peuvent être utilisées pour réduire la puissance hors bande.

Un fenêtrage dans le domaine temporel du symbole OFDM par une fonction de type cosinus surélevé (RC: Rised Cosinus) (Figure I.4).

Une autre mesure, est l'utilisation des porteuses virtuelles (VC: Virtuel Carriers) qui sont des sous porteuses non utilisées placées aux deux bouts de la bande de transmission. Cependant, l'efficacité spectrale sera réduite de N_{used} / N fois à cause des

sous porteuses non utilisées, (N_{used} est le nombre de sous porteuses utilisées pour la transmission).

Les deux techniques RC et VC peuvent être combinées pour combattre l'interférence entre canal (ACI).

I.3.3.6. Taux d'Erreur Binaire (TEB)

L'expression du TEB pour une QAM-Maire avec un BBAG et un canal Rayleigh :

$$\mathcal{P}_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2-1}} \right) \text{ pour BBAG} \quad (\text{I-23})$$

$$\mathcal{P}_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{\frac{3\gamma \log_2 M}{M^2-1}}{\frac{3\gamma \log_2 M}{M^2-1} + 1}} \right) \text{ pour canal Rayleigh} \quad (\text{I-24})$$

Ou $\gamma = E_0/N_0$

M = order de modulation

$$\text{Et } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (\text{I-25})$$

Notons que si on utilise N_{used} sous porteuses parmi N (taille de la FFT) pour transmettre les données, alors le SNR dans le domaine temporel, SNR_t , diffère du SNR dans le domaine fréquentiel, SNR_f , comme suit :

$$SNR_t = SNR_f + \frac{10 \log N_{used}}{N} [dB] \quad (\text{I-26})$$

I.4. Avantages du système OFDM:

I.4.1. Combattre l'IES et réduction de l'IEP:

L'utilisation du préfixe cyclique permet un double avantage. Le premier est

l'élimination de l'IES, due à l'occupation de l'intervalle de garde entre deux symboles OFDM. Le deuxième est de supprimer l'IEP, à cause du maintien de l'orthogonalité entre les sous porteuses. En revanche, l'introduction du CP coûte la perte d'une partie de l'énergie du signal puisqu'il ne transporte aucune information.

La perte est mesurée par[12]

$$SNR_{perte} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_{sym}} \right) \quad (I-27)$$

- ✎ T_{CP} : Longueur du CP
- ✎ T_{sym} : durée du symbole OFDM.

I.4.2. Efficacité spectrale:

L'orthogonalité entre les sous porteuses (sous porteuses espacées de $1/T_{sym}$) permet d'arranger les sous porteuses de manière à ce que les lobes latéraux des sous porteuses adjacentes se recouvrent sans pour autant créer de l'interférence entre porteuses IEP au niveau du récepteur. L'occupation spectrale est alors réduite par rapport à une FDM (Frequency Division Multiplexing) classique.

I.4.3. Simplicité d'implémentation:

L'utilisation des algorithmes IFFT/FFT dans l'implémentation, permet de réduire la complexité et les coûts des émetteurs /récepteurs OFDM [13, 14]

- ✎ **Robustesse:** Les systèmes OFDM sont plus robustes que les systèmes mono-porteuses dans les environnements sélectifs en fréquence.
- ✎ **Débit:** Dans les canaux variant lentement dans le temps, il est possible d'augmenter la capacité d'un système OFDM en adaptant le débit par sous porteuse selon le SNR de cette sous porteuse particulière.[15, 16]
- ✎ **Intégration:** Les systèmes OFDM peuvent intégrer les bénéfices des systèmes MIMO, des antennes intelligentes et des modulations adaptatives.

I.5. Inconvénients des systèmes OFDM:

I.5.1. synchronisation:

L'OFDM est très sensible aux erreurs de synchronisation fréquentielle et temporelle. La source d'erreur de synchronisation fréquentielle est, d'une part, la différence entre les fréquences des oscillateurs locaux dans l'émetteur et le récepteur. D'autre part, l'étalement Doppler a cause de la mobilité de l'émetteur et du récepteur.

Pour optimiser les performances d'une liaison OFDM, une synchronisation minutieuse doit être maintenue au niveau symbole, fréquences porteuses et fréquence d'échantillonnage [13, 17].

I.5.2. Rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR):

Le PAPR (Peak to Average Power Ratio), est proportionnel au nombre des sous porteuses utilisées dans un système OFDM. Un PAPR important rend complexe l'implémentation des convertisseurs Analogique/Numérique (DAC et DCA). De même, la conception des amplificateurs RF devient difficile si le PAPR augmente. Pour réduire le PAPR, les techniques de fenêtrage et les techniques d'annulation de crête peuvent être utilisées[15, 16].

I.5.3. Interférence Co-canal : L'utilisation de l'OFDM dans les systèmes de communication cellulaire induit l'apparition d'Interférence entre Co-Canal (CCI). Ces interférences peuvent être combattues par les techniques d'antennes adaptatives.

I.6. Conception du système OFDM:

L'idée de base de l'OFDM est de diminuer le débit des données sur chacune des sous porteuse, alors la durée du symbole augmente, et par conséquent le multi-trajet est éliminé. D'autre part, une valeur élevé du CP permet un bon résultat, mais cause une perte d'énergie due à l'insertion du CP. Un compromis doit être trouvé pour une conception raisonnable.

I.6.1. Hypothèses de Conception:

La conception d'un système OFDM, dépend des hypothèses suivantes :

I.6.1.1. Largeur de bande disponible : La bande disponible est la ressource rare qui permet de déterminer le nombre des sous porteuses à utiliser.

I.6.1.2. Débit requis : Le système OFDM doit supporter le débit requis par les utilisateurs.

I.6.1.3. Etalement du retard tolérable : L'étalement du retard dépend de

l'environnement de l'utilisateur (Indoor, Outdoor), La longueur du CP est déterminé selon l'étalement tolérable.

I.6.1.4. Valeur Doppler : Dépendant de la vitesse de déplacement de l'utilisateur. Le déplacement Doppler doit être pris en compte.

I.6.2. Paramètres de conception d'un system OFDM:

Les paramètres de conception d'un système OFDM sont :

I.6.2.1. Nombre de sous porteuses: L'augmentation du nombre des sous porteuses diminue l'effet du multi-trajet mais augmente la complexité de la synchronisation.

I.6.2.2. Intervalle de garde CP et durée du symbole : Un bon rapport entre l'intervalle de garde CP et la durée du symbole est nécessaire pour éviter les multi- trajets et en même temps réduire la perte d'énergie due au CP. En pratique,

L'intervalle de garde CP doit être deux à quatre fois plus grand que la variance des retards (RMS delay spread). La durée du symbole OFDM doit être plus grande que Le CP afin de minimiser la perte du SNR, et aussi pour contenir plus de sous porteuse.

En revanche, plus de sous porteuses nécessitent une charge de calcul plus importante au niveau de l'émetteur et du récepteur et par conséquent, augmente le coût et la complexité des équipements[16, 18].

I.6.2.3. Espacement entre sous porteuses : Ce paramètre dépend essentiellement de la largeur de la bande allouée et du nombre de sous canaux requis, à condition que la synchronisation soit réalisable.

I.6.2.4. Type de modulation par sous porteuse : Les performances des systèmes OFDM dépendent du type de la modulation utilisée. Il est à noter que les modulations différentielles présentent des performances intéressantes surtout pour la complexité de la démodulation(16)(13).

I.6.2.5. Codage FEC : Le choix du codage FEC doit assurer que le canal soit robuste vis-à-vis des erreurs aléatoires[12].

I.6.2.6. Egalisation: L'égalisation du canal radio peut se faire dans le domaine

temporel ou dans le domaine fréquentiel. En effet, la complexité des égaliseurs (c.à.d. le nombre de coefficients N_{taps}) est proportionnelle à $\log_2(N_{taps})$

dans le domaine fréquentiel, alors qu'il augmente linéairement avec N_{taps} dans le domaine temporel [17, 19]. Comme l'OFDM est recommandée pour les canaux à large étalement de retard, le nombre de coefficients des égaliseurs est alors important; par conséquent l'égalisation fréquentielle est la mieux indiquée.

I.7. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques de transmission mono porteuse et multi porteuses. Les systèmes mono-porteuses ont été utilisés pour compenser l'IES due au multi trajets à l'aide d'égaliseurs adaptatifs. Cependant, pour des débits élevés, la complexité de ces égaliseurs devient exorbitante. Pour des canaux à sévère sélectivité, les systèmes multi porteuses, notamment l'OFDM, permet de meilleures performances en complexité et en efficacité spectrale.

Chapitre II:

Non-Orthogonal Multiple

Access (NOMA)

II.1 Introduction:

Accès Multiple Non Orthogonal NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) Le système a été récemment proposé comme technique d'accès multiple candidate pour les systèmes 5G et au-delà 5G par 3GPP (3G Partnership Project) dans différentes applications [20]. Le système NOMA a suscité un grand intérêt en tant que technique permettant d'augmenter le nombre d'utilisateurs pouvant être desservis simultanément en programmant plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources spectrales mais à des niveaux de puissance différents [21]. Le couplage de schémas d'utilisateurs a été proposé pour le scénario de liaison descendante cellulaire NOMA avec des utilisateurs déployés de manière aléatoire [22-24]; où, la performance globale du système NOMA est très affectée par des débits de données ciblés et une puissance allouée aux utilisateurs déployés. Un autre groupe de recherches s'est concentré sur l'avantage de NOMA sur Orthogonal

Accès Multiple OMA (Orthogonal Multiple Access) dans un indice de répartition du pouvoir et d'équité dans le système pour motiver le système NOMA en tant que système prospectif, un schéma d'allocation dynamique de puissance est proposé dans [25], ce qui garantit que les taux individuels pour les utilisateurs forts et faibles dans NOMA sont plus élevés que les taux correspondants dans Accès multiple orthogonal (OMA). Les stratégies d'allocation de puissance sont discutées dans [26]; où ils mesurent la probabilité de panne par utilisateur pour prouver la supériorité du système NOMA sur OMA. Annulation successive des interférences SIC (Successive Interference Cancellation) est un péage très important dans le système NOMA qui est appliqué au (x) récepteur (s) pour la détection et le décodage multi-utilisateurs. Pour obtenir de chaque signal souhaité par l'utilisateur, le processeur SIC de l'émetteur / récepteur (détection de liaison montante / descendante) déchiffre d'abord les interférences éminentes, puis les déduit du signal superposés.

Depuis en liaison descendante chacun Équipement utilisateur UE (User Equipment) reçoit le signal de l'autre utilisateur (les signaux désirés et interférents) sur son canal, la superposition de différents signaux avec différents niveaux de puissance est décisive pour diversifier chaque signal d'utilisateur et pour exécuter le SIC à une extrémité donnée de l'UE [27-28]. Certains auteurs tentent d'améliorer la capacité NOMA en répartissant les utilisateurs en trois catégories (singletons, utilisateurs faibles et utilisateurs forts) et en déduisant le débit de données et Rapport signal / bruit d'interférence SINR (Signal to Interference Noise Ratio) pour ces catégories, en insistant sur la qualité de service QoS (the Quality of Service) d'utilisateurs faibles [29].

Dans ce deuxième chapitre, nous explorons le concept d'un schéma d'accès multiple non orthogonal (NOMA) pour un futur accès radio 5G. Nous présentons d'abord une définition et des principes de base, ainsi qu'une discussion sur les fondamentaux de NOMA et l'annulation successive des interférences (SIC), puis les bases techniques pour les liaisons descendantes et montantes. Enfin, nous discutons de performance du débit de données et le NOMA dans les systèmes MIMO massifs Ainsi que les principaux avantages de NOMA.

✎ Introduction de l'accès multiple (MA):

Le multiplexage est défini comme le partage d'un canal de communication via une combinaison locale en un point commun. Dans de nombreux cas, cependant, le canal de communication doit être efficacement partagé entre de nombreux utilisateurs répartis géographiquement et qui tentent sporadiquement de communiquer à des moments aléatoires. Trois schémas ont été conçus pour un partage efficace d'un seul canal dans ces conditions; ils s'appellent accès multiple par répartition en fréquence FDMA (Frequency-Division Multiple Access), accès multiple par répartition dans le temps TDMA (Time-Division Multiple Access), et accès multiple au code de division CDMA (Code-Division Multiple Access). Ces techniques peuvent être utilisées seules ou ensemble dans les systèmes téléphoniques, et elles sont bien illustrées par les systèmes cellulaires mobiles les plus avancés.

II.2 Accès multiple orthogonal (OMA):

Il est intuitif d'envisager de diviser les degrés de liberté disponibles de manière orthogonale afin que la transmission de chaque utilisateur n'interfère pas avec une autre. Cette façon de concevoir un accès multiple orthogonal (OMA) part de la toute première génération de communications cellulaires numériques telles que la deuxième génération (2G) Système Global pour les Communications Mobiles GSM (Global System for Mobile Communications), jusqu'à la récente quatrième génération (4G) Evolution A Long Terme LTE (Long Term Evolution). Cependant, chaque génération a différentes manières de diviser les degrés de liberté, comme illustré dans la figure II.1.

Dans le TDMA, le temps est partitionné en tranches de temps, chacune desservant un flux de données numériques de manière circulaire ; pendant que dans le FDMA, le spectre disponible est partitionné en sous-bandes de fréquences non chevauchantes contenant chacune un flux de données numériques.

Accès Multiple Par Division De Fréquence Orthogonale OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est un schéma d'accès multiple multi-porteuses basé sur

Multiplexage Par Division De Fréquence Orthogonale OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) forme d'onde, qui permet un compactage dans le domaine fréquentiel serré et orthogonal des sous-porteuses avec un espacement des sous-porteuses inverse de la durée du symbole. À la lumière de cela, le plan de temps et de fréquence avec OFDMA est divisé en raster bidimensionnel, chacun transmettant un symbole modulé qui appartient à un flux de données.

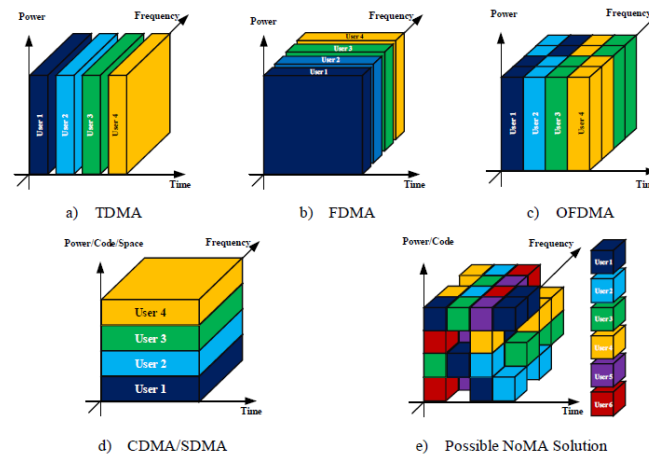


Figure II.1 : Exemple illustratif de différents schémas d'accès multiples.

En plus des ressources de temps et de fréquence, plus de degrés de liberté peuvent être créés en introduisant le domaine de code ou la ressource de domaine spatial avec les technologies de traitement de signalisation correspondantes. Le CDMA est un exemple dans lequel certaines signatures de code spécifiques à l'utilisateur sont utilisées pour étaler le symbole modulé d'un facteur de longueur N , également appelé gain de traitement. Notez que les signatures de code peuvent être orthogonales les unes par rapport aux autres.

Dans ce cas, 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 . Cependant, il est également possible de concilier l'orthogonalité pour un débit système plus élevé afin d'accueillir plus d'utilisateurs simultanément. En ce sens, CDMA peut également être considéré comme un type de schémas d'accès multiple non orthogonaux. De même, accès multiple par division spatiale SDMA (Spatial Division Multiple Access) peut être orthogonale ou non orthogonale, selon la méthode de précodage appliquée.

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.

Options d'accès multiples :

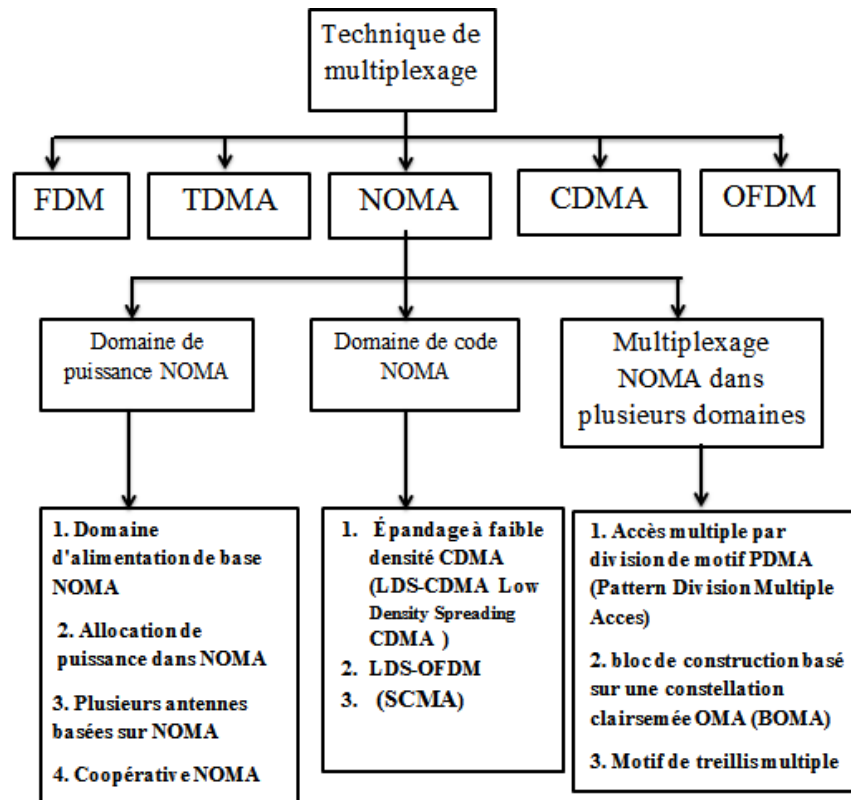


Figure II.2: Classification des techniques d'accès multiples

En particulier, les réseaux cellulaires 1G à 4G ont adopté une ou plusieurs des méthodes d'accès multiples: FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA, SDMA

Par exemple, dans l'OFDMA qui a été largement utilisé dans les systèmes 4G, les signaux des différents utilisateurs sont orthogonaux dans les domaines fréquentiel et / ou temporel. En d'autres termes, un bloc de ressources de multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) (180 kHz) ne peut pas être attribué à plus d'un utilisateur.

II.3 Non-orthogonal multiple access (NOMA):

II.3.1 Qu'est-ce que l'accès multiple non orthogonal (NOMA)?

L'accès multiple est au cœur des systèmes de communication cellulaire. Il fait référence à une technique qui permet à plusieurs utilisateurs de partager un canal de communication. La première génération (1G) à la quatrième génération (4G) de réseaux cellulaires ont adopté des

schémas d'accès multiples radicalement différents avec un thème commun à l'esprit: avoir des signaux orthogonaux pour différents utilisateurs au niveau du récepteur. Accès multiple non orthogonal (NOMA) [30], en revanche, permet à plusieurs utilisateurs de partager les mêmes éléments de ressources, que ce soit dans le domaine temporel, fréquentiel, spatial ou de code. NOMA est actuellement un sujet de recherche brûlant pour les systèmes 5G et au-delà, à la fois dans les universités et dans l'industrie. Bien qu'elle s'intéresse à la «non-orthogonalité» de l'accès multiple, il semble que la communauté de la recherche perçoit ce terme de manière quelque peu différente. En raison des différentes interprétations, il n'y a pas de consensus sur l'application de ce terme à certaines techniques existantes bien connues comme le CDMA.

Alors que la majorité des travaux récents considèrent CDMA comme une technique d'accès multiple orthogonal (OMA), il existe un groupe d'autres articles qui la catégorisent comme une technique NOMA.

II.3.2 Normalisation de NOMA:

NOMA a récemment été inclus dans LTE-A (Long Term Evolution Advanced), les termes Transmission de superposition multi-utilisateur [31]. Plus, précisément, lors de la réunion 3GPP de mai 2015, il a été décidé d'inclure MUST (Multi-User Superposition Transmission) dans LTE Avancée. Par la suite, lors du meeting 3GPP en août 2015, différentes formes de MUST ont été proposées par Huawei, Qualcomm, NTT DOCOMO, etc. Enfin, lors de la réunion 3GPP de décembre 2015, NOMA a été inclus dans la version LTE [32].

Il convient de noter que la technique MUST peut être rendue compatible avec la structure LTE existante. En d'autres termes, NOMA permet à deux utilisateurs d'être desservis par la même sous-porteuse OFDM sans changer la structure actuelle. Divers schémas de transmission non orthogonaux ont été proposés pour le MUST 3GPP [33] et [32], qui peuvent être généralement classés en trois catégories selon 3GPP [33], à savoir (1) transmission de superposition avec un rapport de puissance adaptatif sur chaque constellation de composants et constellation composite non mappée en gris; (2) transmission de superposition avec un rapport de puissance adaptatif sur les constellations de composants et la constellation composite mappée en gris; (3) transmission de superposition avec une attribution de bit d'étiquette sur une constellation composite et une constellation composite mappée en gris. Outre LTE-A, NOMA a également été inclus dans la future norme de télévision numérique, par le Comité des Systèmes de Télévision Avancés ATSC (Advanced Television Systems Committee) 3.0 [34], appelé comme multiplexage par division en couches LDM (Layered

Division Multiplexing) pour apporter des améliorations significatives en termes de fiabilité de service, de flexibilité du système et d'efficacité du spectre. Cette norme aura un impact significatif sur l'industrie de la télévision numérique. De plus, dans le livre blanc de NTT DOCOMO (Nippon Telegraph and Telephone), La NOMA a été identifiée comme une technique clé pour la 5G. La performance au niveau du système de NOMA a également été démontrée par NTT DOCOMO [35].

Le principal défi de la mise en œuvre de NOMA dans l'industrie est que la complexité du décodage augmente au niveau des récepteurs à mesure que le nombre d'utilisateurs augmente. Un autre défi potentiel est que la sécurité et la confidentialité des utilisateurs éloignés doivent être protégées du côté de l'utilisateur proche en raison de la caractéristique du SIC, qui peut dépendre des générations de clés de la couche supérieure. Bien que NOMA soit considéré comme un candidat prometteur pour les futurs réseaux, il existe diverses formes de NOMA. Le processus de normalisation de NOMA est toujours en cours.

II.3.3 Fondamentaux de NOMA:

En général, les schémas NOMA existants peuvent être classés en deux catégories: NOMA du domaine de puissance et NOMA du domaine de code. Le premier attribue un niveau de puissance unique à un utilisateur et plusieurs utilisateurs transmettent leurs signaux partageant les mêmes ressources de code temps-fréquence, chacun utilisant sa puissance allouée [36]. Le niveau de puissance d'un utilisateur est décidé en fonction de son gain de canal:

Un utilisateur avec un gain de canal plus élevé se voit souvent attribuer un niveau de puissance inférieur. Aux extrémités de réception, les signaux des différents utilisateurs peuvent être séparés en exploitant la différence de puissance des utilisateurs basée sur SIC. Le domaine de code NOMA s'appuie sur des livres de codes, des séquences d'étalement, des motifs d'entrelacement ou des séquences de brouillage pour allouer de manière non orthogonale des ressources aux utilisateurs [37]. Dans ce qui suit, nous expliquerons est sur le domaine de puissance NOMA, les principes de base du domaine de code NOMA seront également fournis.

II.3.4 Domaine de puissance NOMA:

Dans cette méthode, tous les utilisateurs se voient attribuer différents niveaux de puissance en fonction de leurs distances de la station de base telle que l'utilisateur proche (CSI

Channel State Information) (CSI fort) est avec une faible puissance et un utilisateur éloigné (CSI médiocre) avec une puissance élevée [38].

Tous ces utilisateurs sont superposés et transmis à l'air. Les données des utilisateurs dans le signal superposé sont décodées au niveau du récepteur en fonction de leur niveau de puissance en atténuant le bruit appelé successivement technique d'annulation des interférences successives (SIC).

Par conséquent, le domaine de puissance NOMA nécessite un émetteur et un récepteur de grande complexité pour éviter complètement le bruit. Le domaine d'alimentation NOMA est plus utile pour plusieurs utilisateurs car ils utilisent les mêmes ressources. Cependant, la complexité de conception augmente avec le nombre d'utilisateurs et cela entraîne une dégradation des performances du domaine de puissance NOMA. Par conséquent, le mécanisme d'allocation de puissance est essentiel pour appliquer le domaine de puissance NOMA. [39], ont proposé une méthode utilisant des méthodes d'optimisation de la puissance pour maximiser la capacité ergodique et ont prouvé une amélioration significative des performances avec NOMA par rapport aux techniques OMA. [40], ont proposé une méthode de détection et de précodage des utilisateurs du domaine de puissance pour déterminer les problèmes soulevés par le système MIMO-NOMA (multiple-input, multiple-output). La coopérative NOMA prend en charge différents créneaux horaires pour tous les utilisateurs de sorte que le meilleur utilisateur CSI agit comme un relais pour les utilisateurs pauvres CSI afin d'améliorer les taux de transmission [41].

Dans NOMA inspiré de la radio cognitive, l'utilisateur sans licence peut utiliser les ressources de l'utilisateur sous licence quand elles sont libres. L'interférence entre eux est très faible en raison de leurs conditions de canal, par la suite l'efficacité du spectre et l'efficacité énergétique peuvent être améliorées [42]

II.3.5 Domaine de code NOMA:

L'utilisation des codes gaussiens provient de Détection de compression CS (Compressive Sensing) théorie. Dans la théorie CS, un signal initial de dimension N est projeté dans un nouveau signal composé de très peu (k) composantes non nulles parmi N , appelé signal k -clairsemé (ou ayant un niveau de parcimonie k).

L'ensemble des indices de ces k composantes constitue le modèle de parcimonie. On reconstruit alors cette version du signal à partir de seulement m mesures obtenues par un $m \times N$

matrice de mesure avec $m < N$. Ce problème sous-déterminé peut être résolu grâce à un algorithme qui effectue une minimisation l_1 ou une approximation creuse.

La réduction dimensionnelle du signal observé (de N à m) donne la caractéristique de compression à cette technique de détection. Dans [43], les auteurs établissent le parallèle entre la détection des utilisateurs et la détection du modèle de parcimonie dans CS, et se réfèrent au canal Accès aléatoire tout ou rien pour modéliser un schéma de communication où le signal envoyé par les N utilisateurs peut être représenté par un vecteur dont chaque entrée correspond à un utilisateur: si l'utilisateur est actif, son entrée sera une valeur non nulle alors qu'un utilisateur inactif se verra attribuer un zéro dans le vecteur. Le but du récepteur est de détecter les nœuds actifs inconnus plutôt que de récupérer la valeur réelle du vecteur de signal. [44] introduit un cadre dédié à la détection-estimation simultanée. De même, chaque nœud n est associé à un unique i.i.d. vecteur normalisé codage gaussien complexe C_n ou matrice normalisée en colonne C_n , qui sert à encoder les données s_n . $x_n \in \mathbb{C}^n$ désigne un message codé.

✎ **Pour le cas général:**

$$x_n = C_n s_n \quad \text{II.1}$$

✎ **le signal reçu est alors:**

$$Y = \sqrt{\rho_0} \sum_{n=1}^{N_q} h_n (C_n s_n)^T + Z \quad \text{II.2}$$

(Pour $d = 1$, l'équation 2 se réduit à $x_n = C_n s_n$ et s_n peut être considéré comme un bit de notification d'activité.).

II.4 Annulation successive des interférences (SIC):

Pour décoder les informations superposées au niveau de chaque récepteur, Cover a proposé la technique SIC [45]. SIC est concevable en exploitant les spécifications sur les différences de puissance du signal entre.

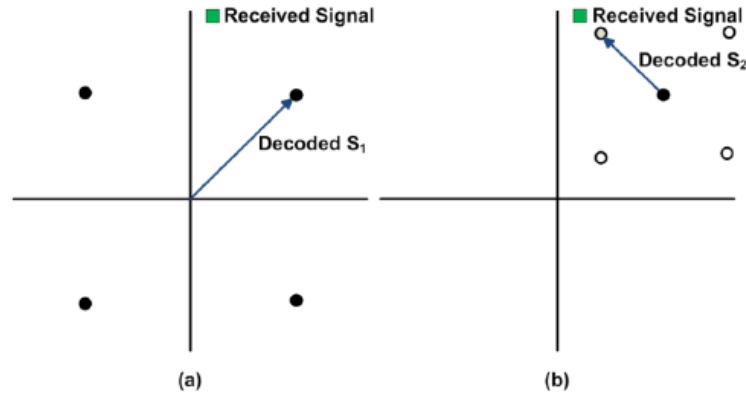


Figure II.3: Un exemple de décodage SC (a) décodant le signal de l'utilisateur 1 (b) décodant le signal de l'utilisateur 2.

Les signaux d'intérêt. L'idée de base du SIC est que les signaux des utilisateurs sont successivement décodés. Une fois le signal d'un utilisateur décodé, il est soustrait du signal combiné avant que le signal de l'utilisateur suivant ne soit décodé. Lorsque SIC est appliqué, l'un des signaux d'utilisateur est décodé, traitant l'autre signal d'utilisateur comme un brouilleur, mais ce dernier est ensuite décodé au profit du signal du premier ayant déjà été supprimé. Cependant, avant SIC, les utilisateurs sont classés en fonction de la force de leur signal, de sorte que le récepteur puisse d'abord décoder le signal le plus fort, le soustraire du signal combiné et isoler le plus faible du résidu. Notez que chaque utilisateur est décodé en traitant les autres utilisateurs brouilleurs comme du bruit lors de la réception du signal. La figure II.4 présente la technique de décodage du signal superposé.

Ici (Inter carrier interference) , le point de constellation de l'utilisateur 1 est d'abord décodé à partir du signal reçu. Ensuite, le décodage du point de constellation de l'utilisateur 2 est effectué par rapport au point de constellation décodé de l'utilisateur 1. Pour mieux comprendre comment SIC fonctionne dans les communications sans fil en général, et dans l'OFDM (et les systèmes MIMO: multiple-input-multiple-output) en particulier, intéressé les lecteurs sont référés [37].

En bref, le processus particulier impliqué dans le décodage des messages superposés peut être exprimé mathématiquement comme suit [46] :

1) À l'utilisateur 1, un décodeur mono-utilisateur $g_1: C^T \rightarrow \{0, 1\}^{2^{TR_1}}$ décode le message $S_1(n)$ en traitant $S_2(n)$ comme du bruit.

2) L'utilisateur 2 effectue les étapes suivantes pour récupérer successivement son message à partir de son signal reçu $Y_2(n)$

a) Décoder le message de l'utilisateur 1 $S_1(n)$ en utilisant le décodeur mono-utilisateur

$$\mathbf{g}_1: \mathbf{C}^T \rightarrow \{\mathbf{0}, \mathbf{1}\}^{2^{TR_1}}$$

b) Soustraire :

$$\sqrt{P\beta_1}h_2S_1(n) \quad (\text{II.3})$$

à partir du signal reçu $Y_2(n)$

$$Y'_2(n) = Y_2(n) - \sqrt{P\beta_1}h_2S_1(n) \quad (\text{II.4})$$

Où h_2 est le gain de canal complexe à l'utilisateur 2

c) Décoder les messages de l'utilisateur 2 $S_2(n)$ en appliquant un autre décodeur mono-utilisateur $\mathbf{g}_2: \mathbf{C}^T \rightarrow \{\mathbf{0}, \mathbf{1}\}^{2^{TR_2}}$

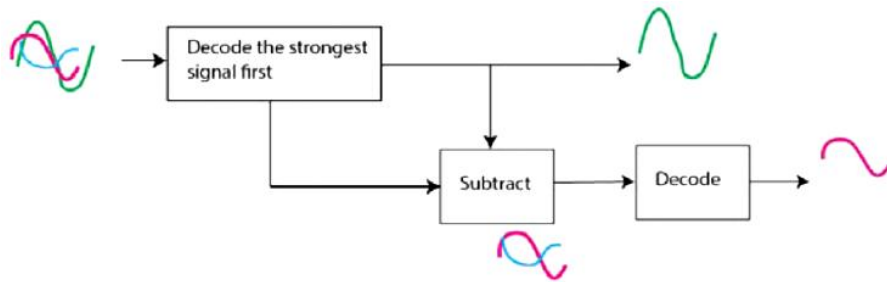


Figure II. 4: Annulation successive des interférences.

Le succès de SIC dépend de l'annulation parfaite des signaux dans les étapes d'itération. L'émetteur doit répartir avec précision la puissance entre les formes d'onde des informations utilisateur et superposez-les. La méthodologie de répartition de la puissance diffère pour la liaison montante et la liaison descendante canaux.

II.4.1 Performance du débit de données:

En utilisant le décodage SIC au niveau des récepteurs, les messages d'interférence, dont l'ordre est supérieur à le message de l'utilisateur cible, sont successivement supprimés; les messages d'interférence dont l'ordre est inférieur au message de l'utilisateur cible sont traités comme du bruit. Laisser r_o désignent le débit de données cible et $R_{j \rightarrow k}$ désigne le débit de données de l'utilisateur k détectant l'utilisateur le message de j, s_j , où l'ordre des messages est soumis à $s_j > s_k$, puis si $R_{j \rightarrow k} > r_o$:

$$R_{j \rightarrow k} = \log \left(1 + \frac{P|h_k|^2 a_j}{P|h_k|^2 \sum_{i=j+1}^k a_{i+1}} \right) \quad (\text{II.5})$$

Si $R_{j \rightarrow k} < r_o$ alors un événement de panne se produira. Il convient de noter que le débit de données pour l'utilisateur le plus faible est donné par :

$$R_k = \log(1 + P|h_k|^2 a_k) \quad (\text{II.6})$$

(Car tous les messages d'interférence peuvent être supprimés par SIC pour cet utilisateur).

II.4.2 Solution NOMA dominantes :

Dans cette section, nous discutons des schémas NOMA dominants en les regroupant en deux catégories: le multiplexage du domaine de puissance et le multiplexage du domaine de code. Le multiplexage du domaine de puissance signifie que différents utilisateurs se voient attribuer différents niveaux de puissance en fonction de leurs conditions de canal pour obtenir le gain maximal de performances du système. Une telle allocation de puissance est également bénéfique pour séparer les différents utilisateurs, où une (SIC) est souvent utilisé pour annuler les interférences multi-utilisateurs. Dans cet article, le multiplexage du domaine de puissance est appliqué uniquement à la liaison descendante NOMA. Le multiplexage de domaine de code est similaire à CDMA ou CDMA multiporteuse MCCDMA (Multi-carrier code-division multiple access), c'est-à-dire que différents utilisateurs se voient attribuer des codes différents, puis sont multiplexés sur les mêmes ressources temps-fréquence.

La différence entre le multiplexage du domaine de puissance et le multiplexage du domaine de code est que le multiplexage du domaine de code peut atteindre un certain gain d'étalement et un gain de mise en forme au prix d'une largeur de bande de signal accrue.

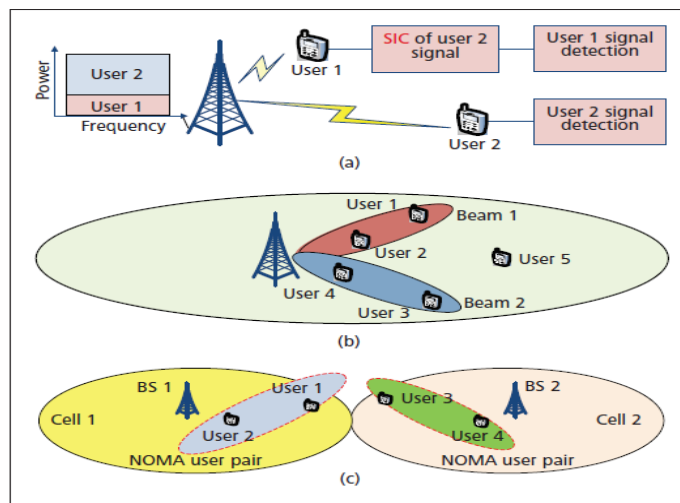


Figure II. 5: Illustration de NOMA par multiplexage dans le domaine de puissance: a) NOMA de base avec un récepteur SIC; b) NOMA dans les systèmes MIMO; c) réseau NOMA.

II.5 Multiplexage NOMA via power domain:

II.5.1 NOMA de base avec un récepteur SIC:

La figure II. 5 a illustre le schéma NOMA de base via le multiplexage du domaine de puissance avec un récepteur SIC dans la liaison descendante. Notez que ce schéma NOMA peut également être appliqué dans la liaison montante [47].

Au niveau de l'émetteur BS (Base Station). Les signaux pour différents utilisateurs sont additionnés linéairement sous certaines partitions de puissance pour équilibrer le taux de somme de tous les utilisateurs multiplexés et l'équité du débit entre les utilisateurs individuels.

Au niveau du récepteur, SIC est couramment utilisé pour réaliser détection multi-utilisateurs MUD (multi-user detection). En raison de l'effet proche de loin, les conditions de canal peuvent varier considérablement d'un utilisateur à l'autre. SIC est effectué chez des utilisateurs avec des SINR, et doit être effectuée dans l'ordre décroissant du SINR.

Comme nous pouvons le voir, la forme de base de NOMA avec SIC exploite la différence SINR parmi les utilisateurs, soit en raison de l'effet naturel proche-éloigné, soit en raison de l'attribution de puissance non uniforme à l'émetteur. Un schéma similaire peut être utilisé pour la liaison montante afin d'augmenter la capacité du système de liaison montante.

II.5.2 NOMA dans les systèmes MIMO massifs:

NOMA peut être utilisé avec multi-utilisateurs multi-entrées multi-sorties MU-MIMO (multi-user multiple- input multiple-output) pour améliorer encore l'efficacité spectrale du système [48]. Comme illustré sur la figure 5b, de multiples antennes d'émission au niveau d'un BS sont utilisées pour former différents faisceaux dans le domaine spatial, où chaque faisceau adopte le NOMA de base décrit ci-dessus.

Au niveau du récepteur, l'interférence inter-faisceaux peut être supprimée par un filtrage spatial [48], puis le SIC intra-faisceau peut être utilisé pour supprimer l'interférence inter-utilisateurs. L'extension de NOMA dans les systèmes MIMO massifs peut encore améliorer l'efficacité spectrale.

II.5.3 Réseau NOMA:

Lorsque l'allocation de puissance d'émission est polarisée vers des utilisateurs éloignés dans la liaison descendante NOMA, les utilisateurs de périphérie de cellule subissent une interférence accrue des cellules voisines. À titre d'exemple, un système cellulaire avec

deux cellules et quatre utilisateurs est représenté sur la figure 5c, où un schéma NOMA à deux utilisateurs est supposé: l'utilisateur 1 et l'utilisateur 2 sont desservis par BS 1, tandis que l'utilisateur 3 et l'utilisateur 4 sont BS 2. De fortes interférences sont attendues entre les utilisateurs 1 et 3, ce qui peut dégrader les performances du réseau NOMA, c'est-à-dire multicellulaire NOMA.

II.6 Liaison NOMA:

II.6.1 Liaison Descendante NOMA:

La figure II. 6 illustre la liaison descendante NOMA pour le cas d'un BS et deux utilisateurs UE-1 et UE-2 (user equipment).

Par souci de simplicité, dans cette section, nous supposons le cas d'antennes d'émission et de réception uniques. On suppose que la bande passante de transmission globale du système est 1 Hz. Le BS émet un signal pour UE- i ($i = 1, 2$), x_i , où $E[|x_i|^2] = 1$, avec puissance d'émission P_i et la somme de P_i est égal à P . En liaison descendante NOMA, les signaux des deux utilisateurs x_1 et x_2 , se superposent comme suit:

$$x = \sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2 \quad (\text{II.7})$$

Le signal reçu à UE- i est représenté par

$$Y_i = h_i x + w_i \quad (\text{II.8})$$

où h_i est le coefficient de canal complexe entre UE- i et le BS. Term w_i désigne un additive bruit gaussien blanc, y compris ICI. La densité spectrale de puissance de w_i est $N_{0, i}$. En liaison descendante

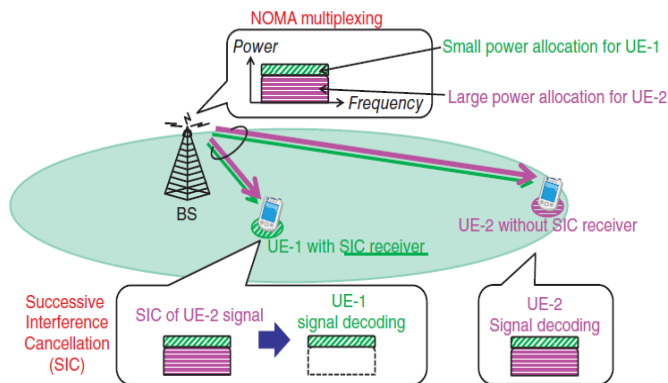


Figure II. 6: Illustration de la liaison descendante NOMA pour le cas de SIC appliqué à l'UE (cas de deux UE)

NOMA, le signal d'émission de la BS et le signal reçu au niveau des deux récepteurs UE est composé d'une superposition des signaux d'émission des deux UE (voir figure II.6). Ainsi, la séparation de signaux multi-utilisateurs doit être mise en œuvre du côté UE afin que chaque UE puisse récupérer son signal et décoder ses propres données. Ceci peut être réalisé par des récepteurs non linéaires tels que des détections de vraisemblance [49] ou SIC [50]. Pour le cas de SIC, l'ordre optimal de décodage est dans l'ordre du gain de canal décroissant normalisé par le bruit et la puissance ICI, $|h_i|^2/N_{0,i}$, simplement appelé «gain de canal» dans la suite de ce chapitre. Sur la base de cette commande, nous pouvons supposer en fait que tout utilisateur peut décoder correctement les signaux des autres utilisateurs dont le décodage la commande passe avant l'utilisateur correspondant. Ainsi, UE- i peut supprimer les interférences inter-utilisateurs du j -th utilisateur dont $|h_j|^2/N_{0,j}$ est inférieur à $|h_i|^2/N_{0,i}$. Dans un cas à deux UE, en supposant que $|h_1|^2/N_{0,1} > |h_2|^2/N_{0,2}$, UE-2 n'effectue pas d'annulation des interférences car il vient en premier dans l'ordre de décodage. UE 1 premier décode x_2 et soustrait sa composante du signal reçu y_1 ; puis il décode x_1 sans interférence de x_2 . En supposant un décodage réussi et aucune propagation d'erreur, le débit de UE- i , R_i , est représenté par:

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1|h_1|^2}{N_{0,1}} \right), R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2|h_2|^2}{P_1|h_2|^2 + N_{0,2}} \right) \quad (\text{II.9})$$

À partir de l'Eq. (2), on peut voir que l'allocation de puissance pour chaque UE affecte grandement l'utilisateur les performances de débit et donc le schéma de modulation et de codage MCS (modulation and coding scheme) utilisé pour les données transmission de chaque UE. En ajustant le rapport d'allocation de puissance, P_1/P_2 , la BS peut contrôler de manière flexible le débit de chaque UE de sorte que le signal désigné pour chaque UE soit décodable au niveau de son récepteur correspondant. De plus, étant donné que le gain de canal de l'UE du centre de cellule est supérieur à l'UE de bord de cellule, tant que le signal UE de bord de cellule est décodable au niveau du récepteur UE de bord de cellule, son décodage au niveau du récepteur UE de centre de cellule peut être réussi avec une forte probabilité.

II.6.2 Liaison Montante NOMA:

Le scénario NOMA de liaison montante est envisagé avec deux utilisateurs et une BS similaire à NOMA de liaison descendante. Les utilisateurs transmettent leurs signaux par leurs propres puissances d'émission sur les mêmes blocs de temps et de fréquence. La BS met en œuvre SIC après avoir reçu le signal total. On suppose que tous les nœuds ont une seule antenne. Le modèle du système est illustré à la figure II.7. Le signal reçu à la BS est défini par

$$y = \sqrt{P_1}h_1x_1 + \sqrt{P_2}h_2x_2 + \omega \quad (\text{II.10})$$

où P_i et h_i désignent les puissances d'émission des utilisateurs, les coefficients de canal d'évanouissement de Rayleigh indépendants et non identiques entre les utilisateurs et BS, respectivement. ω est l'AWGN avec une moyenne de zéro ("0") et $N_0/2$ variance. x_1 et x_2 sont les symboles modulés QPSK (Quadrature Phase Shift Keying Mapper) et BPSK (Binary Phase Shift Keying des utilisateurs).

Il est entendu que $|h_1|^2 > |h_2|^2$. Par conséquent, user1 et user2 désigne l'utilisateur intra-cellule NU (Near User) et utilisateur au bord de la cellule FU (Far user), respectivement. En raison d'un meilleur état de canal, les symboles NU sont détectés tout d'abord pendant le SIC mis en œuvre à BS. Les symboles FU sont détectés après avoir soustrait les symboles NU détectés de y . Comme expliqué dans le scénario de liaison descendante, l'erreur SIC du NU entraîne les performances d'erreur de FU. Cette erreur SIC dépend des qualités du canal et de la différence des puissance, d'émission des utilisateurs [51].

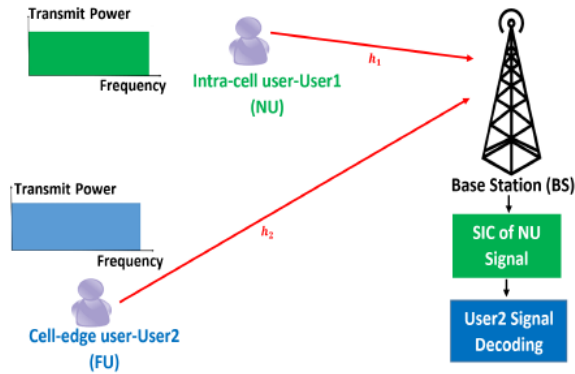


Figure II.7: Illustrations des systèmes NOMA de liaison montante

II.7 Principaux avantages de NOMA:

Tandis que SC et SIC continuent à mûrir en termes de leurs aspects théoriques et pratiques, NOMA est également en train de mûrir. C'est pourquoi il a été proposé pour les réseaux de nouvelle génération. En invoquant la technique SC, la BS transmet les signaux codés de superposition de tous les utilisateurs. Ensuite, les gains de canal des utilisateurs sont triés dans l'ordre croissant ou décroissant. Dans les schémas OMA traditionnels, l'utilisateur le plus puissant bénéficie de la puissance la plus élevée, ce qui n'est pas toujours le cas pour NOMA. Les schémas de transmission NOMA présentent les principaux Avantages.

- **Haute efficacité de la bande passante:**

NOMA présente une efficacité de bande passante élevée et améliore par conséquent le

système le débit, qui est attribué au fait que NOMA permet à chaque Bloc de ressources RB (Resource Block) (par exemple, temps/ fréquence) d'être exploité par plusieurs utilisateurs [52].

- **Justice:**

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 [53], [54] et le schéma coopératif NOMA de [55].

- **Connectivité ultra-élevée:**

Le futur système 5G devrait prendre en charge la connexion de milliards d'appareils intelligents dans l'Internet des objets IoT (Internet of Things) [56]. L'existence de NOMA offre une alternative de conception prometteuse pour résoudre efficacement cette tâche non triviale en exploitant ses caractéristiques non orthogonales. Plus précisément, contrairement à l'OMA convectionnel, qui nécessite le même nombre de RB fréquence / temps que le nombre d'appareils, NOMA est capable de les desservir en utilisant moins de RB.

- **Compatibilité:**

Encore une fois, d'un point de vue théorique, NOMA peut être invoqué comme une technique «complémentaire» pour toutes les techniques OMA existantes, telles que TDMA / FDMA / 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

- **La flexibilité:**

Comparé à d'autres techniques NOMA existantes, telles que MUSA [57], PDMA [58], SCMA [59], [60], [61], NOMA est conceptuellement attrayant et donne une conception de faible complexité. En fait les principes fondamentaux des schémas MA susmentionnés et NOMA Sont très similaires, reposant sur l'attribution de plusieurs utilisateurs à un seul RB. Si l'on considère la comparaison entre NOMA et SCMA à titre d'exemple, SCMA peut être considérée comme une variante de NOMA qui intègre un codage, une modulation et une attribution de sous-porteuses appropriés.

Paradigm	Transporteuse	Diffusion	Modulation	La flexibilité	Complexité	Décodage	Avantages clés	Principaux défis
PD-NOMA	SC	Non utilisé	Séparé	Haute	Faible	SIC	Efficacité Spectrale Élevée	Propagation d'erreur
IDMA	SC	Taux bas	Séparé	Moyenne	Faible	IMD	Gain de Diversité Élevé	Conception d'Interleaver
LDS-CDMA	SC	Clairsemé	Séparé	Haute	Moyenne	MPA	CSI n'est pas requis	Redondance de Codage
LPMA	SC	Lattice	Séparé	Moyenne	Moyenne	SIC	Gain benefits PD and CD	Codage de canal spécifique
LDS-OFDM	MC	Clairsemé	Intégré	Faible	Moyenne	MPA	Signaux Large Bande Adaptés	Redondance de Codage
SCMA	MC	Clairsemé	Intégré	Faible	Haute	MPA	Diversité améliorée que LDS	Conception du livre de codes
PDMA	MC	Clairsemé	Séparé	Moyenne	Haute	MPA-SIC	Diversité multidimensionnelle	Conception de modèles

Tableau II 1: Comparaison des solutions NOMA existantes


II.8 Conclusions:

La communication mobile de cinquième génération (5G) devrait non seulement réaliser la croissance explosive du trafic de données, mais aussi résoudre les problèmes de connexion à grande échelle et de faible latence. Pour relever ces défis, NOMA peut tirer parti du pouvoir degrés de liberté du domaine pour améliorer l'efficacité du spectre et devenir l'une des technologies clés de la 5G.

NOMA permet à plusieurs utilisateurs de partager des ressources de spectre avec différentes puissances de transmission et met en œuvre plusieurs utilisateurs détection avec des récepteurs SIC. Cependant, d'une part, puisque NOMA ne distingue que les signaux de différents utilisateurs en fonction du signal et du rapport interférence-bruit, les performances du récepteur dépendent fortement de la sélection de l'utilisateur et schéma de distribution de puissance de la transmission superposée. D'autre part, la technologie de formation de faisceaux peut supprimer les interférences et améliorer le débit de données.

Cependant, influencé par l'erreur d'estimation CSI des informations d'état de canal, La conception de formation de faisceaux de NOMA a une faible stabilité, et plus:

- ✎ NOMA basé sur le partage des ressources entre les utilisateurs
- ✎ Le partage permet une somme de débit de données plus élevée
- ✎ Peut aider à augmenter le nombre d'utilisateurs et un débit de données plus élevé
- ✎ Adopté comme candidat pour la 5G
- ✎ Des recherches considérables sont en cours pour le mettre en pratique



Chapitre III:
Résultats de simulations

III.1. Introduction :

Dans ce présent chapitre, nous exposons les résultats de simulation obtenus par le logiciel Matlab. Nous allons étudier les performances de NOMA en termes de capacité, le taux d'erreur par bit (BER) et la probabilité de panne, ainsi on discute la comparaison entre NOMA et OFDMA en termes d'efficacité spectrale et énergétique. Les résultats de simulation sont à donner sous forme de figures.

III.2. Modèle de Simulation :

Notre simulation est basée sur le schéma suivant :

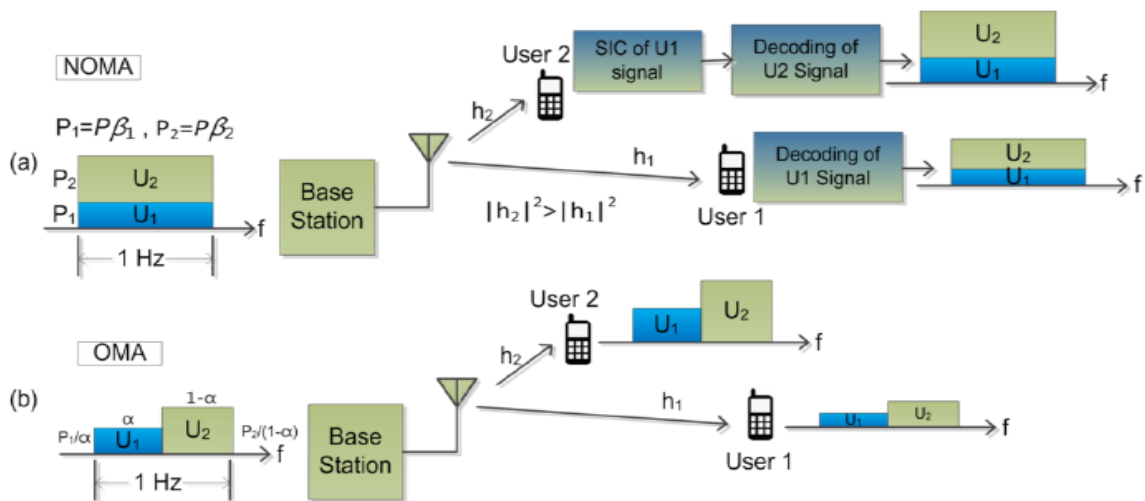


Figure III.1: Schémas d'accès multiples pour deux utilisateurs (a) NOMA (b) OMA.

Figure III. 1 représente le schéma NOMA et OMA avec deux utilisateurs, Cette figure représente également le schéma OMA pour révéler les avantages particuliers d'un schéma NOMA par rapport à un schéma OMA, user 1 uses α Hz et les $(1-\alpha)$ Hz restants sont attribués à l'utilisateur 2. Dans NOMA, l'utilisateur 2 exécute d'abord SIC pour décoder le signal pour l'utilisateur 1, puisque le gain de canal de l'utilisateur 2 est supérieur à celui de l'utilisateur 1. Le signal décodé est ensuite soustrait du signal reçu de l'utilisateur 2. Ce signal résultant est finalement utilisé pour décoder le signal pour l'utilisateur 2. Pour l'utilisateur 1, SIC n'est pas exécuté et le signal est directement décodé. Ainsi, le débit de données réalisable pour l'utilisateur 1 et l'utilisateur 2. Il est clair que le schéma NOMA contrôle le débit de chaque utilisateur en ajustant le rapport d'allocation de puissance. Ainsi, le débit global et l'équité de l'utilisateur sont étroitement liés au schéma d'allocation de puissance.

III.3 Analyse de Capacité :

Dans cette section on effectu une compraison entre OMA et NOMA en terme de capacité pourb deux scénarios, le premier est pour le cas de deux utilisateurs et le deuxième pour trois utilisateurs. On considère un scénario de communication descendante (Downlink) avec une station de base (BS) et utilsteurs.On cite que les expressions mathématiques d'OMA dans [33].

III.3.1 Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour deux utilisateurs.

Pour un objectif de comprer la capacité pour le cas d'OMA et NOMA, on adopte un scenario d'un réseau de deux utilisateurs.

Le signal NOMA codé par superposition transmis par la BS est :

$$x = \sqrt{P}(\sqrt{\alpha_1}x_1 + \sqrt{\alpha_2}x_2) \quad \text{III.1}$$

Poue le cas général, Le signal reçu chez l'utilisateur i^{th} est donné par

$$y_i = h_i x + w_i \quad \text{III.2}$$

Où, P est la puissance d'émission. La copie de x reçue chez l'utilisateur proche (User-1) après propagation via le canal $h1$ est :

$$y_1 = h_1 x + w_1 \quad \text{III.3}$$

De même, la copie de x reçue chez l'utilisateur (User-2) distant après propagation via le canal $h2$ est :

$$y_2 = h_2 x + w_2 \quad \text{III.4}$$

Le signal récu à l'utilisateur User-1 (loin mais avec une puissance élevée assignée par le réseau de) devient :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x + w_1 \\ &= h_1 \sqrt{P}(\sqrt{\alpha_1}x_1 + \sqrt{\alpha_2}x_2) + w_1 \\ &= \underbrace{h_1 \sqrt{P} \sqrt{\alpha_1} x_1}_{\text{Désiré avec un facteur de puissance élevé}} + \underbrace{h_1 \sqrt{P} \sqrt{\alpha_2} x_2}_{\text{Interférence causé par } x_2 \text{ avec un facteur de puissance plus bas}} + \underbrace{w_1}_{\text{Bruit embian}} \end{aligned} \quad \text{III.5}$$

Puisque $\alpha_1 > \alpha_2$, le décodage direct de y_1 donnerait x_1 . Le terme contenant la composante x_2 sera traité comme une interférence. Le rapport signal sur interférence plus le bruit pour l'utilisateur distant (User-1) est :

$$\gamma_1 = \frac{|h_1|^2 P\alpha_1}{|h_1|^2 P\alpha_2 + \sigma^2} \quad \text{III.6}$$

Et son débit de données réalisable est :

$$R_1 = \log_2(1 + \gamma_1) = \log_2\left(1 + \frac{|h_1|^2 P\alpha_1}{|h_1|^2 P\alpha_2 + \sigma^2}\right) \quad \text{III.7}$$

Le signal reçu à l'utilisateur User-2 (loin mais avec une puissance basse assignée) devient :

$$\begin{aligned} y_2 &= h_2 x + w_2 \\ &= h_2 \sqrt{P} (\sqrt{\alpha_1} x_1 + \sqrt{\alpha_2} x_2) + w_2 \\ &= \underbrace{h_2 \sqrt{P} \sqrt{\alpha_1} x_1}_{\substack{\text{Interférences avec une puissance} \\ \text{élevée}}} + \underbrace{h_2 \sqrt{P} \sqrt{\alpha_2} x_2}_{\substack{\text{Signal désiré avec une puissance} \\ \text{basse}}} + \underbrace{w_2}_{\text{Bruit}} \end{aligned} \quad \text{III.8}$$

L'utilisateur 2 doit d'abord effectuer une annulation d'interférences successives (SIC) avant de décoder son propre signal. Le SIC s'effectue de la manière suivante :

- y_2 est directement décodé pour obtenir x_1 ou plutôt, une estimation de x_1 , c'est-à-dire \tilde{x}_1 :
- $y'_2 = y_2 - \sqrt{\alpha_1} \tilde{x}_1$ est calculé.
- y'_2 est décodé pour obtenir une estimation de x_2 .

Le rapport signal sur bruit parasite au niveau de l'utilisateur User-2 pour décoder le signal de l'utilisateur User-1 (avant SIC) est :

$$\gamma_{1,2} = \frac{|h_2|^2 P\alpha_1}{|h_2|^2 P\alpha_2 + \sigma^2} \quad \text{III.9}$$

Le débit de données atteignable correspondant est :

$$R_{1,2} = \log_2(1 + \gamma_{1,2}) = \log_2\left(1 + \frac{|h_2|^2 P\alpha_1}{|h_2|^2 P\alpha_2 + \sigma^2}\right) \quad \text{III.10}$$

Après annulation du signal de l'utilisateur User-1 en utilisant SIC, le rapport signal sur bruit à l'utilisateur User-2 pour décoder son propre signal est :

$$\gamma_2 = \frac{|h_2|^2 P\alpha_2}{\sigma^2} \quad \text{III.11}$$

Le débit de données correspondant est :

$$R_2 = \log_2(1 + \gamma_2) = \log_2\left(1 + \frac{|h_2|^2 P\alpha_2}{\sigma^2}\right) \quad \text{III.12}$$

Le taux de la capacité pour un utilisateur « i » NOMA est donné par

$$C_{Noma,i} = \log_2(1 + \gamma_i) \quad \text{III.12}$$

Le taux de la capacité pour un utilisateur « i » OMA est donné par :

$$C_{oma,i} = \frac{1}{2} \log_2(1 + SNR_{oma,i}) \quad \text{III.13}$$

Pour ce cas on a adopté les paramètres de simulation cités dans le tableau III.1

Nombre d'utilisateur	2
Distance entre la BTS et les deux utilisateurs [m]	d1=3 (utilisateur1) , d2=2 (utilisateur2)
La bande passante (BW) [Hz]	10 ⁹
Allocation de puissance	$\alpha_1=0.7$, $\alpha_2=0.3$
Canal utilisé	Rayleigh
Modulation	BPSK

Tableau III 1: Paramètres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.

La figure III.2 illustre une comparaison des deux techniques NOMA et OMA en terme de SNR pour le cas de la moyenne de la capacité engendrée par les deux utilisateurs.

À partir de cette figure, il est aisé de conclure que le taux de la capacité de NOMA est meilleur par rapport à OMA et cela est justifié par la bande passante (BW) divisée en deux pour le cas d'OMA par contre la bande passante en toute entière est utilisée par chaque utilisateur pour le cas de NOMA.

De plus, NOMA y parvient en utilisant un minimum de ressources. Dans cet exemple, TDMA nécessite 2 **Time slot** pour terminer l'ensemble de la transmission. Si la durée de l'intervalle de temps est de 1 ms, TDMA nécessite 2 ms pour terminer la transmission. NOMA, d'autre part, achève la transmission dans un seul intervalle de temps lui-même (c'est-à-dire en 1 ms). Cela réduit considérablement la latence (retard). Cela démontre l'utilité de NOMA dans les futures technologies de communication.

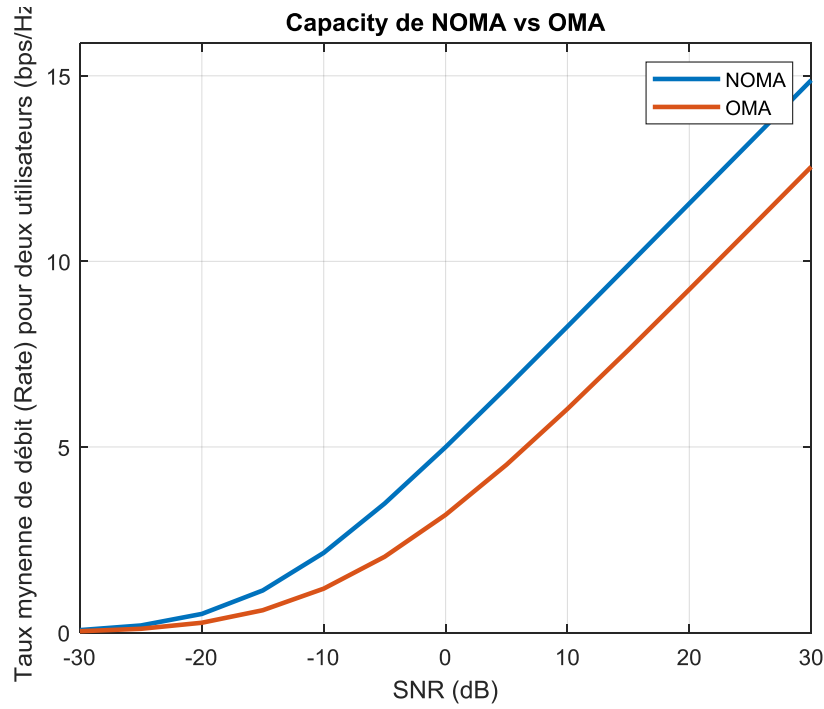


Figure III. 2: NOMA Vs OMA en termes de capacité pour le cas de deux utilisateurs.

III.3.2 Comparaison de la capacité entre NOMA et OMA pour trois utilisateurs.

Dans cette sous section on adopte un scenario d'un réseau de trois utilisateurs, le signal transmis est alors s'écrit comme suit:

$$x = \sqrt{\alpha_1}x_1 + \sqrt{\alpha_2}x_2 + \sqrt{\alpha_3}x_3 \quad \text{III.13}$$

Le signal reçu y_1 par l'utilisateur User-1 est alors égale à :

$$y_3 = h_3 x + w_3 \quad \text{III.14}$$

Pour l'utilisateur User-1 :

Comme l'utilisateur User-1 se voit attribuer la puissance la plus élevée, il effectuera un décodage direct à partir de y , en traitant les signaux de User-2 et User-3 comme des interférences. Ainsi, le taux de débit de User-1 est alors :

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P |h_1|^2}{\alpha_2 P |h_1|^2 + \alpha_3 P |h_1|^2 + \sigma^2} \right) \quad \text{III.15}$$

On obtient alors :

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P |h_1|^2}{(\alpha_2 + \alpha_3) P |h_1|^2 + \sigma^2} \right) \quad \text{III.16}$$

Pour l'utilisateur User-2 :

Depuis $\alpha_2 < \alpha_1$ et $\alpha_2 > \alpha_3$, User-2 doit effectuer une annulation d'interférence successive pour supprimer les données de User-1 et traiter User-3 comme une interférence. Après avoir supprimé les données de Uer-1 par SIC, le taux de débit pour U2 est alors :

$$R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P |h_2|^2}{\alpha_3 P |h_2|^2 + \sigma^2} \right) \quad \text{III.17}$$

Puisque α_3 est présent dans le terme d'interférence au dénominateur, nous voulons satisfaire α_2 pour satisfaire $\alpha_2 > \alpha_3$:

Enfin, User-3 doit exécuter SIC deux fois pour supprimer à la fois les données User-1 et User-2 de . Le taux de débir est alors :

$$R_3 = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_3 P |h_3|^2}{\sigma^2} \right) \quad \text{III.18}$$

Le taux de la capacité pour un utilisateur « i » OMA est donné par :

$$C_{oma,i} = \frac{1}{3} \log_2 (1 + SNR_{oma,i}) \quad \text{III.19}$$

Pour ce cas on a adopté les prametres de simultion cites dans le tableaux III.2

Nombre d'utilisateur	3
Distance entre la BTS et les trois utilisateurs [m]	d1=6 (utilisateur1), d2=3 (utilisateur2), d3= 2(utilisateur3)
Bande passnte (BW) [Hz]	10^9
Allocation de puissance	$\alpha_1=0.65$, $\alpha_2=0.25$, $\alpha_3= 0.1$
Canal utilisé	Rayleigh
Modulation-	BPSK

Tableau II 2: Parametres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.

La figure III.3 ullustre une compraison des deux techniques NOMA et OMA en treme d'SNR pour le cas de la mynenne de la capacité engendres par les trois utilisateurs.

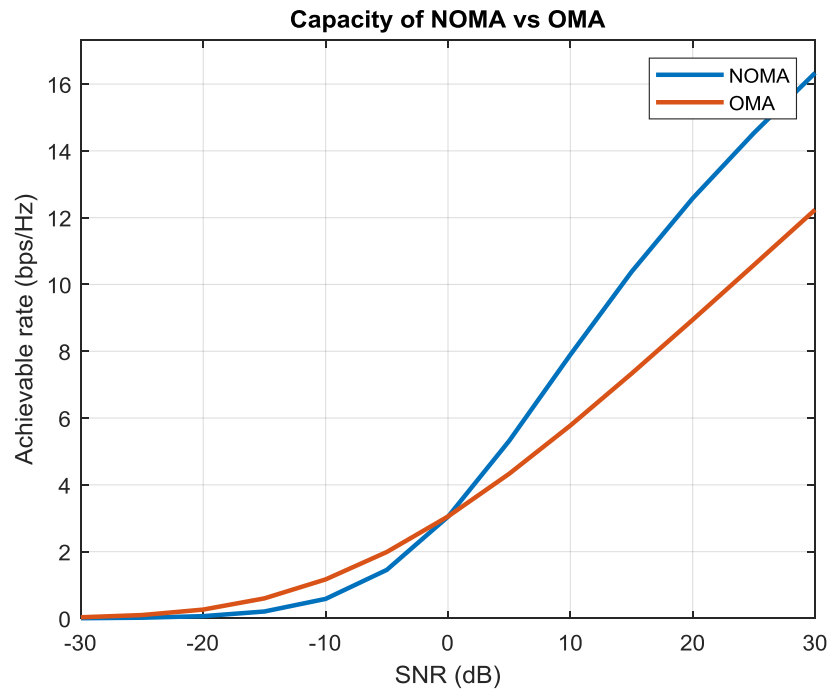


Figure III. 3: Comparaison en termes de capacité entre NOMA et OMA.

Dans l'intervalle SNR de -30 à -20 dB:

Le NOMA et l'OMA ont presque les mêmes capacités.

Dans l'intervalle SNR de -20 à 0 dB:

Nous remarquons que l'OMA légèrement mieux dont l'SNR est bas, cela est justifié par la difficulté de faire l'annulation d'interférence (SIC) pour plusieurs utilisateurs. L'algorithme SIC se caractérise par sa complexité ainsi que sa non fiabilité dans les niveaux de bruit élevé (SNR bas), dont c'est difficile d'extraire le signal qui convient à un utilisateur et ne peut pas distinguer les signaux superposés aux petites valeurs de SNR par contre OMA reçoit les signaux sous une forme orthogonale.

Dans l'intervalle: SNR de 0 à 30 dB:

Le NOMA est mieux que l'OMA, alors que la capacité de NOMA s'augmente avec la croissance de SNR. L'optimisation d'un algorithme qui permet la procédure d'annulation d'interférence sur les petites valeurs d'SNR est un sujet de plusieurs chercheurs.

Le résultat confirme que la capacité de NOMA est plus élevée que l'OMA dans les valeurs de SNR supérieures à 0 dB et cela suivant les paramètres de simulation adoptés.

Dans cet exemple, TDMA nécessite **3 Time slot** pour terminer l'ensemble de la transmission.

Si la durée de l'intervalle de temps est de 1 ms, TDMA nécessite 3 ms pour terminer la transmission. NOMA, d'autre part, achève la transmission dans 1 ms.

III.4 Analyse de BER :

On définit le BER (taux d'erreur) par le nombre de bits reçus erronés par rapport au nombre de bits transmis:

$$BER = \frac{\text{Nombre de Bits reçus Erronés}}{\text{Nombre de Bits Transmis}} \quad \text{III.20}$$

Dans cette section, on considère considérer un canal Rayleigh avec un cas particulier où chaque bit transmis subit une atténuation et un déphasage différents en raison de la transmission par trajets multiples. En d'autres termes, le canal se change pour chaque bit. Nous examinerons d'abord le modèle de système et le modèle de signal de NOMA,. Nous allons simuler le taux d'erreur sur les bits (BER).

III.4.1 Modèle de système

Nous envisageons une transmission descendante de la station de base (BS) vers deux utilisateurs.

L'utilisateur 1 (User-1) est le lointain/faible car il est éloigné de la BS émettrice. L'utilisateur 2 (User-2) est l'utilisateur proche/fort. Soit d_1 et d_2 leurs distances par rapport à la BS.

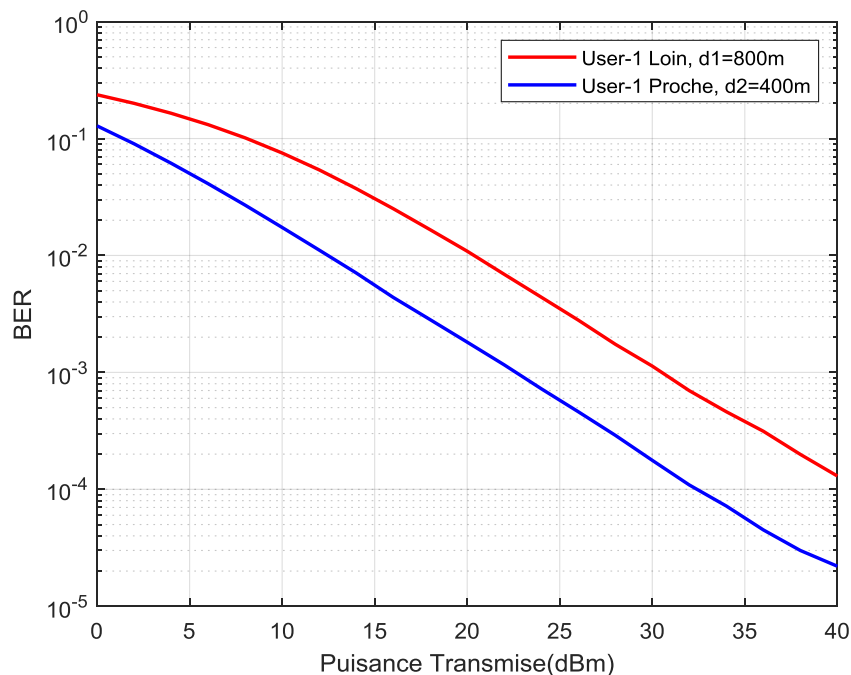
La BS a deux messages distincts x_1 à l'utilisateur 1 (utilisateur distant) et x_2 à l'utilisateur 2 (utilisateur proche). α_1 et α_2 sont les facteurs d'allocation de puissance pour l'utilisateur éloigné et l'utilisateur proche respectivement ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$). Il est clair que dans NOMA, pour promouvoir l'équité (fairness en Anglais) de l'utilisateur, plus de puissance est donnée à l'utilisateur éloigné et moins de puissance à l'utilisateur proche. C'est-à-dire $\alpha_1 > \alpha_2$. Tout au long de cet article, nous utiliserons $\alpha_1 = 0,8$ et $\alpha_2 = 0,2$. C'est un choix arbitraire. Soit h_1 et h_2 le canal de la BS à l'utilisateur proche et éloigné respectivement.

Dans ce cas on a adopté les paramètres de simulation cités dans le tableau III.3

Nombre d'utilisateur	2
Distance entre la BTS et les deux utilisateurs [m]	$d_1=800$ (utilisateur1) , $d_2=400$ (utilisateur2)
La bande passante (BW) [Hz]	10^6
Allocation de puissance	$\alpha_1 = 0,8$ et $\alpha_2 = 0,2$
Canal utilisé	Rayleigh
Modulation	BPSK

Tableau III.3 Paramètres de simulation NOMA et OMA pour deux utilisateurs.

La figure III.4 illustre le BER pour les deux cas User-1 et User-2 avec les distances $d_1=800\text{m}$ et $d_2=400\text{m}$ respectivement.



La Figure III.4: Comparaison de BER des utilisateurs (proche et loin) pour le système NOMA en terme de puissance assignée à chaque utilisateur.

Le taux d'erreur (BER) de User-1 est plus grand que celle de User-2. Cela est interprété par la distance parcouru par le signal transmis de la BS vers les deux utilisateurs User-1 et User-2 (distance de User-1 est plus grande que celle de User-2).

III.5. Analyse de Probabilité de panne :

La probabilité de panne d'un canal de communication est la probabilité qu'un débit d'information donné ne soit pas pris en charge, en raison de la capacité variable du canal. La probabilité de panne est définie comme la probabilité que le débit d'information soit inférieur au débit d'information d'un seuil requis. C'est la probabilité qu'une panne se produise dans un délai spécifié en termes de débit.

La Probabilité de panne de système NOMA est exprimée par :

$$\log_2(1 + SNR_{noma,i}) < R \quad \text{III.21}$$

$$SNR_{noma,i} < 2^R - 1 \quad \text{III.22}$$

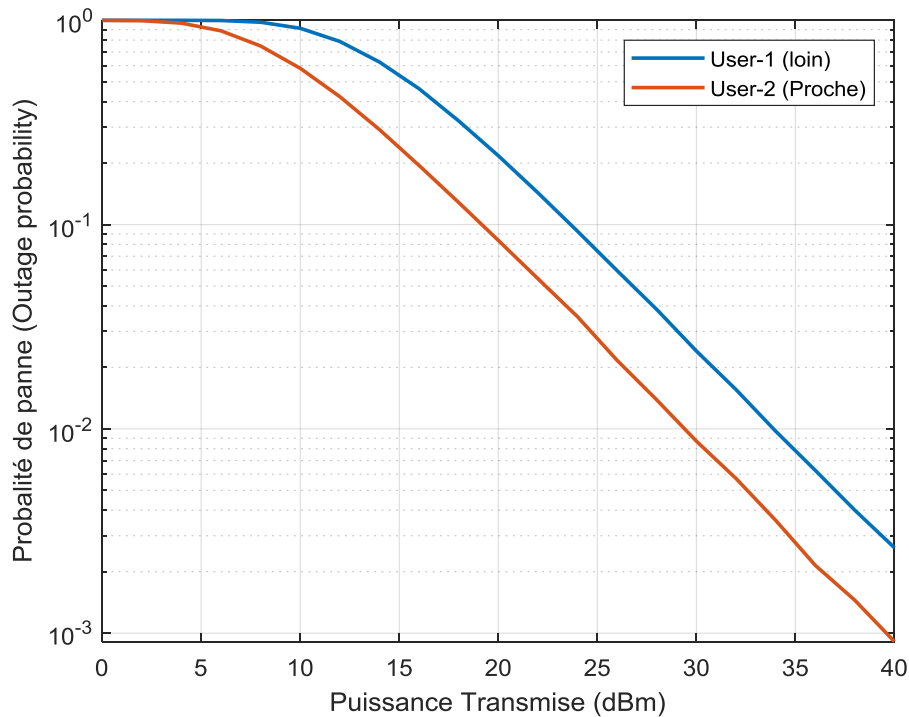
$$P_{out,noma,i} = P(\log_2(1 + SNR_{noma,i}) < R) \quad \text{III.23}$$

$$P(SNR_{noma,i} < 2^R - 1) \quad \text{III.24)$$

Dans cette section, nous allons voir les probabilités de panne. Dont, on définit le taux cible pour chaque utilisateur. Dans notre simulation pour l'utilisateur 1, on définit le débit (R1) cible à 2 bps/Hz et pour l'utilisateur 2, nous définissons le débit cible à 3 bps/Hz. On compte le nombre de fois où les valeurs calculées (R1 et R2) tombent en dessous des taux cibles (2 et 3 [bps/Hz]) et preneons la moyenne. En d'autres termes, on définit un compteur pour l'utilisateur 1, qui est incrémenté à chaque fois R1 et un autre compteur pour l'utilisateur 2 qui s'incrémente à chaque fois R2. Par la suit, on trace les probabilités de panne en fonction de la puissance de transmission par la BS. On resume les parametres de simulation pour l'évaluation de panne dans le tableau III.4.

Nombre d'utilisateur	2
Distance entre la BTS et les deux utilisateurs [m]	$d_1=800$ (utilisateur1) , $d_2=500$ (utilisateur2)
Taux cible d'utilisateurs (R_1, R_2) [bps/Hz]	Pour User-1, $R_1=3$, Pour User-2= $R_1=2$,
La bande passante (BW) [Hz]	10^6
Allocation de puissance	$\alpha_1 = 0,8$ et $\alpha_2 = 0,2$
Canal utilisé	Rayleigh
Modulation	BPSK

Tableau III.4: les paramètres de simulation pour l'évaluation de panne.



La Figure III.5: Probabilité de panne des utilisateurs User-1 et User-2 de NOMA (loin et proche).

La figure III.5 illustre la probabilité de panne pour les deux utilisateurs User-1 et User-2 avec les deux distances ($d_1=800$ m, $d_2=500$ m) par rapport à la BS, on remarque que la probabilité de panne de User-1 est plus grande par rapport à celle de User-2, cela est dû à la distance parcourue par le signal transmis.

III.6 NOMA Vs OFDMA

III.6.1 Efficacité énergétique et spectrale

Dans cette section, nous analysons l'efficacité énergétique (EE) des systèmes NOMA. Dans notre analyse, nous intégrons la consommation d'énergie statique du réseau due aux amplificateurs de puissance en plus de la puissance consommée pour la forme d'onde d'information.

La puissance consommée totale au niveau de l'émetteur peut être représentée comme la somme de la puissance du signal d'information et de la puissance consommée par les circuits. Considérant la liaison descendante, la puissance totale consommée par la BS est :

$$P_{totale} = P_T + P_{static} \quad \text{III.25}$$

- où P_T : puissance transmise de la BS
- P_{static} : puissance consommée par le circuit.

L'efficacité énergétique (EE) est définie comme le taux de somme sur la puissance totale consommée de la station de base :

$$EE = \frac{RT \text{ (debt totale)}}{P_{totale}} = SE \frac{\text{Bande passante}}{P_{totale}} \quad \text{(bit/joule)} \quad \text{III.26}$$

- SE : Efficacité spectrale (Bit/Hertz)

La relation d'efficacité énergétique et d'efficacité spectrale (EE-SE) dans la théorie de Shannon ne prend pas en compte la consommation d'énergie du circuit et est par conséquent monotone où un SE plus élevé entraîne toujours un EE plus faible. Lorsque la puissance du circuit est prise en compte, l'EE augmente dans la région SE faible et diminue dans la région SE élevée. Le pic de la courbe (ou la dérivée correspondante de la relation EE-SE) est l'endroit où le système a l'efficacité énergétique maximale.

Ce point est appelé « point vert » (voir les sommets dans la figure III.6. Pour un P_{totale} fixe, la relation EE-SE est linéaire avec une pente positive de RT/P_{totale} où une augmentation de SE entraîne simultanément une augmentation de EE. Comme nous le démontrons dans la section suivante, NOMA offre une efficacité énergétique supérieure à celle de l'OFDMA.

On compare les efficacités sepctrale et energetique de NOMA avec OFDMA. Nous considérons à nouveau la liaison descendante.

La bande passante du système est prise comme $BW = 5$ MHz. Les gains de canal pour User-1 et User-2 sont, $h_1^2 = -120$ dB, $h_2^2 = -140$ dB. La densité de bruit N_0 est prise égale à -150 dBW/Hz. Les coefficients de puissance sont $\alpha_1 = 0,9$ et $\alpha_2 = 0,1$.

Nous supposons que la consommation d'énergie statique à la BS est $P_T = 100$ W. La figure III.6 montre les courbes d'efficacité énergétique et spectrale obtenues pour cette configuration. On voit que NOMA atteint une efficacité énergétique et une efficacité spectrale plus élevées que le système OFDMA. Les sommets (voir la figure III.6) apparaissent pour le NOMA et l'OFDMA lorsque le P_T est à 17 W et 18 W, respectivement. À ces points, les deux systèmes atteignent leur efficacité énergétique maximale. NOMA surpasse clairement l'OFDMA au point vert et au-delà pour l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale.

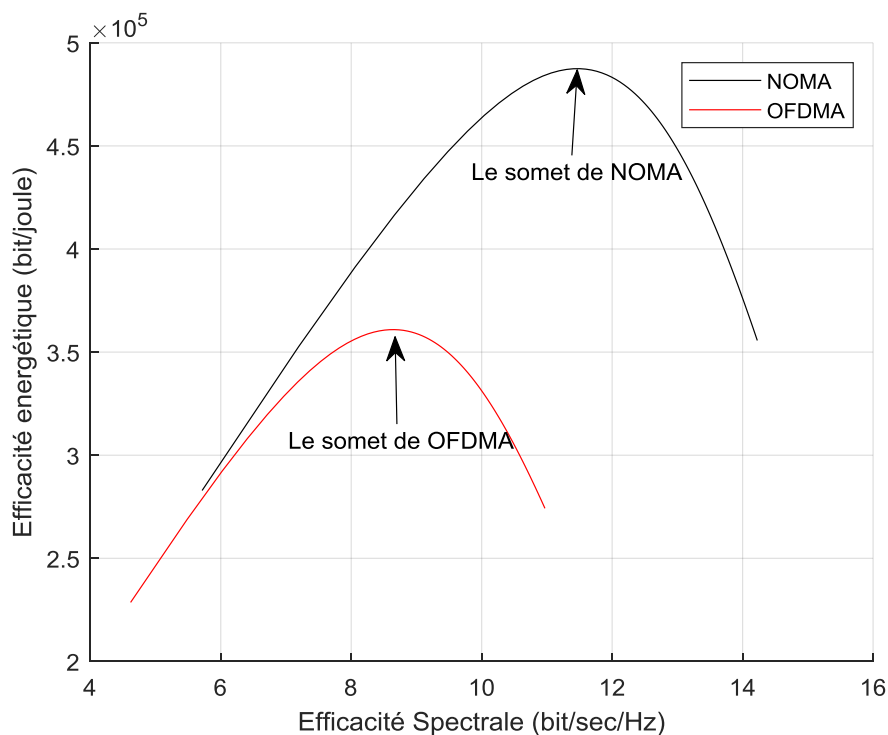


Figure III.6 Courbes de compromis d'efficacité energetique et spectrale pour NOMA et OFDMA.

III.6.2 Equité pour les utilisateurs

Nous supposons qu'il y a deux utilisateurs dans le réseau. Dans cette sous-section on analyse les limites des régions de taux de débit (R) pour ces deux utilisateurs. On considère un canal de liaison descendante symétrique de sorte que les utilisateurs soient à égale distance de la BS avec $SNR_1 = 10$ dB, $SNR_2 = 10$ dB. Concernant le facteur de division de puissance (α)

est considéré changeable allant de 0 à 1 avec un pas de 0.01 pour chaque User, c'est à dire : α prend un intervalle de 0 à 1

P_1 (puissance User-1) = $P * \alpha$. Où : P : est la puissance totale ($P=1W$)

P_2 (puissance User-2) = $P - P_1$

La figure III.7 montre les limites des régions de taux de débit R_1 et R_2 pour NOMA et OFDMA.

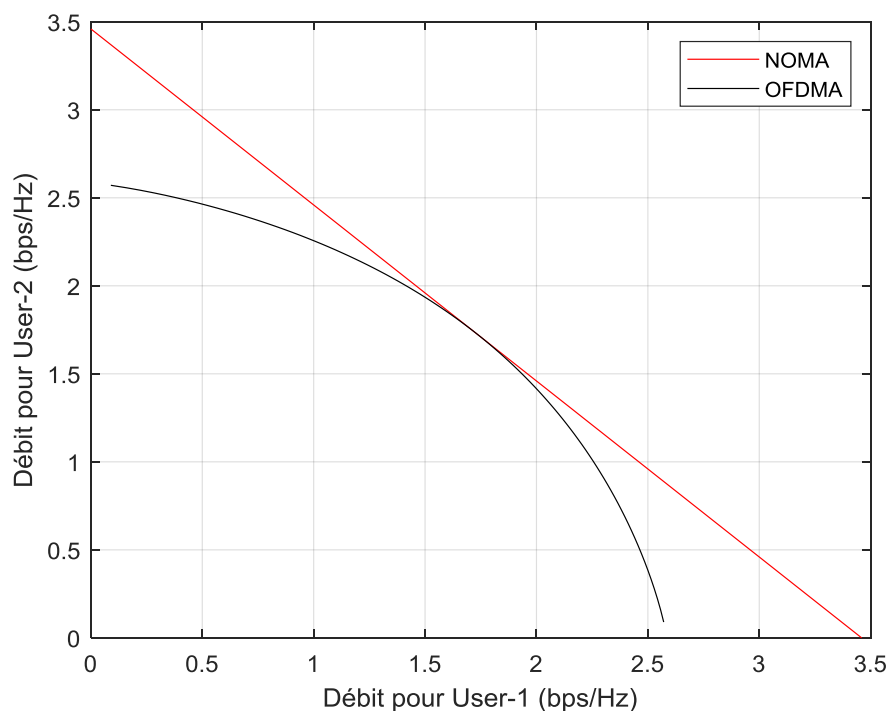


Figure III.7. Paires de débit avec OFDMA et NOMA pour la liaison descendante NOMA, $SNR_1=SNR_2=10dB$.

Comme l'illustre dans la figure II.7, le NOMA atteint des paires de débits plus élevés que l'OFDMA, sauf aux points d'angle (où les débits sont égaux aux capacités d'un seul utilisateur). Lorsque l'équité (fairness en Anglais) est élevée, les deux utilisateurs bénéficient de débits de 1,6 bps/Hz avec NOMA et OFDMA. Cependant, lorsque l'équité est plus faible, la capacité totale et les débits individuels sont plus élevés avec NOMA. La figure III.8 montre les paires de débits lorsque le canal est asymétrique, c'est-à-dire $SNR_1=20dB$ (pour User-1) et $SNR_2=0 dB$ (pour User-2). NOMA atteint des paires de débits beaucoup plus élevées qu'OFDMA, en particulier pour l'utilisateur le plus éloigné, User-2.

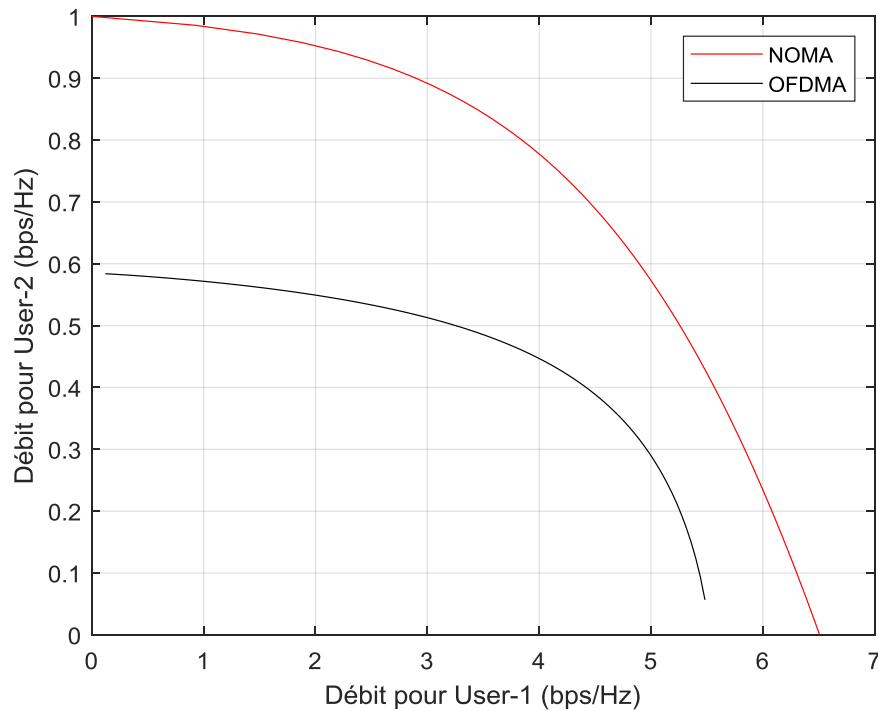


Figure III.8. Paire de débit avec OFDMA et NOMA pour la liaison descendante NOMA, $SNR_1=20\text{ dB}$, $SNR_2=0\text{ dB}$.

III.7 Conclusion:

L'analyse des performances du système NOMA en terme de BER et probabilité de panne a donné de bon résultats. Ainsi, la comparaison de NOMA avec OMA en terme de capacité a montré que la capacité de NOMA est mieux qu'OMA. Pour le teste de perforambnce de NOMA en terme de BER les résultats de simulation montre que plus l'utilisateur est loin plus le taux d'erreur (BER) est grand. D'autre part, dans ce chapitre, on a démontré la supériorité de NOMA vis à vis OFDMA en termes d'efficacité énergétique et d'efficacité spectrale.



Conclusion générale

Conclusion générale

Les techniques d'accès multiple (MA) jouent un rôle majeur dans le processus globale de communication. Depuis la première génération 1G jusqu'à la quatrième génération, les techniques MA distribuait les utilisateurs sur les ressources disponibles orthogonalement. Pour exemple, accès multiple par répartition dans le temps TDMA, répartition de fréquence accès multiple FDMA, division de code accès multiple CDMA et orthogonal l'accès multiple par répartition en fréquence (OFDMA) est considéré comme techniques d'accès multiple orthogonal (OMA).

Finalement, les chercheurs et avec les futures générations de réseaux mobiles (5G et au delà) ont décidé d'adopter des nouvelles techniques non orthogonales, qu'ils appellent accès multiple non orthogonal (NOMA) qui se caractérisent par ses efficacités spectrales. Le domaine de puissance NOMA adopte le multiplexage multiple utilisateurs en partageant les mêmes ressources au niveau de l'émetteur (TX). De plus, il utilise l'annulation d'interférences successives (SIC) comme technique de détection multi-utilisateurs pour séparer les utilisateurs par les différences de puissance au niveau du récepteur (RX) côté. NOMA est considéré comme un accès multiple prometteur technique pour les réseaux sans fil de cinquième génération en raison de connectivité massive, faible latence et efficacité spectrale élevée (SE).

Enfin, à partir des résultats obtenus et l'analyse des performances du système NOMA en terme de BER et probabilité de panne ainsi la comparaison de NOMA avec OMA en terme de capacité. Pour le test de performance de NOMA en terme de BER les résultats de simulation montrent que plus l'utilisateur est loin plus le taux d'erreur (BER) est grand. On a conclu alors les bonnes performances de NOMA mais le problème de NOMA est le SIC qui souffre de la difficulté d'extraire les signaux dans les faibles SNR. D'autre part, la capacité de NOMA est mieux qu'OMA et cela est justifiée par la bande passante complète octroyée à chaque utilisateur de NOMA qui n'est pas le cas pour l'OFDMA dont la bande passante est distribuée entre utilisateurs du réseau. Ainsi on a conclu la supériorité de NOMA en comparaison avec l'OFDMA en termes d'efficacité énergétique et d'efficacité spectrale.

A decorative frame with a double-line border and ornate, symmetrical scrollwork at the corners. The word "Bibliographie" is centered within the frame.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] D. Greenwood and L. Hanzo, "Characterization of mobile radio channels. Chapter 2, Mobile Radio Communications," ed: Pentech Press-IEEE Press, London, 1994.
- [2] H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proceedings of the IRE, vol. 34, pp. 254- 256, 1946.
- [3] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service," Rev. Elec. Commun. Lab, vol. 16, pp. 825-73, 1968.
- [4] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, Independent component analysis vol. 46: John Wiley & Sons, 2004.
- [5] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 47, pp. 617-644, 1928.
- [6] G. Turin, "An introduction to matched filters," IRE transactions on Information theory, vol. 6, pp. 311-329, 1960.
- [7] J. A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Communications magazine, vol. 28, pp. 5-14, 1990.
- [8] P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs," 1993.
- [9] R. Lassalle and M. Alard, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EBU Tech. Rev, vol. 224, pp. 168-190, 1987.
- [10] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE communications magazine, vol. 33, pp. 100-109, 1995.
- [11] W. Alliance, "Multiband ofdm physical layer specification," WiMedia Release Spec, vol. 1, pp. 128-134, 2009.
- [12] V. Tarokh, New directions in wireless communications research: Springer, 2009.
- [13] E. U. T. R. Access, "and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN),"

Overall description, vol. 126, 2008.

[14] E. U. T. R. Access, "Packet Data Convergence Protocol (PDCP) Specification (Release 8)", 3GPP TS 36.323, V8. 0.0 (Dec. 2007), 2008.

[15] L. T. Evolution, "physical layer; general description," ed: TS, 2008.

[16] K. Dimou, M. Wang, Y. Yang, M. Kazmi, A. Larmo, J. Pettersson, et al., "Handover within 3GPP LTE: design principles and performance," in Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009- Fall), 2009 IEEE 70th, 2009, pp. 1-5.

[17] C. Gessner, A. Roessler, and M. Kottkamp, "Umts long term evolution (lte) technology introduction," Rohde and Schwarz Tech. Report. Disponivel em: http://karriere.rohdeschwarz.de/fileadmin/customer/downloads/PDF/UMTS_Eng.pdf, pp. 1-32, 2008.

[18] T. RAN, "Requirements for further advancements for E-UTRA (LTE-Advanced)," June 2008, 2008.

[19] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," IEEE transactions on vehicular technology, vol. 34, pp. 122-127, 1985.

[20] J. Choi, "Minimum power multicast beamforming with superposition coding for multiresolution broadcast and application to NOMA systems," IEEE Trans. Commun., vol. 63, no. 3, pp. 791-800, 2015.

[21] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan, and V. K. Bhargava, "A survey on non-orthogonal multiple access for 5g networks: Research challenges and future trends," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, no. 10, pp. 2181-2195, 2017.

[22] Zhiguo Ding, Zheng Yang, Pingzhi Fan, and H. Vincent Poor, "On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users". IEEE Signal Processing Letters, vol. 21, no. 12, pp. 1501 - 1505, 2014.

[23] Peng Xu, Zhiguo Ding, Xuchu Dai and H. Vincent Poor "NOMA: An Information Theoretic Perspective. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond, Springer, pp 167-193". 2015

- [24] Z. Ding, P. Fan, and V. Poor, "Impact of User Pairing on 5G NonOrthogonal Multiple Access Downlink Transmissions," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.65, no. 8, pp. 6010 - 6023, 2016.
- [25] E. Hossain, M. Rasti, H. Tabassum, and A. Abdelnasser, "Evolution toward 5G multi-tier cellular wireless networks: An interference management perspective," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 118–127, 2014.
- [26] M. F. Sohail, C. Y. Leow, and S. Won, "Non-orthogonal multiple access for unmanned aerial vehicle assisted communication," *IEEE Access*, vol. 6, no. 1, pp. 22716 -22727, 2018.
- [27] M. Saideh, Y. Alsaba, I. Dayoub, and M. Berbineau, "Joint interference cancellation for multi-carrier modulation-based non-orthogonal multiple access," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 2114–2117, 2019.
- [28] K. Higuchi and A. Benjebbour, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access," *IEICE Transactions on Communications*, vol. 98, no. 3, pp.403-414, 2015.
- [29] S. Dhakal, P. A. Martin, and P. J. Smith, "Noma with guaranteed weak user qos: Design and analysis," *IEEE Access*, vol. 7, no. 2, pp. 32884–32896, 2019
- [30] -. Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, K. Higuchi, Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access, in *Proceedings of the 77th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)* (2013), pp. 1–5
- [31] .Lee, H., Kim, S., & Lim, J. H. (2016). Multiuser superposition transmission (MUST) for LTE-A systems. In *IEEE Proceedings of International Conference on Communications (ICC)*(pp. 1–6).
- [32].3rd Generation Partnership Project (3GPP) (2015). Study on downlink multiuser superposition transmission for LTE.
- [33] ALDABABSA, Mahmoud, TOKA, Mesut, GÖKÇELI, Selahattin, et al. A tutorial on nonorthogonal multiple access for 5G and beyond. *wireless communications and mobile computing*, 2018, vol. 2018.
- [34].Zhang, L., Li, W., Wu, Y., Wang, X., Park, S. I., Kim, H. M., et al. (2016). Layered-divisionmultiplexin:

Theory and practice. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 62(1), 216–232.

[35]. Benjebbour, A., Li, A., Saito, Y., Kishiyama, Y., Harada, A., & Nakamura, T. (2013). System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements. In *Proceedings IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops* (pp. 66–70).

[36] S. M. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre and K. Kwak, "Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 721-742, Second quarter 2017.

[37] M. Mohammadkarimi, M. A. Raza and O. A. Dobre, "Signature-Based Non-orthogonal Massive Multiple Access for Future Wireless Networks: Uplink Massive Connectivity for Machine-Type Communications," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 40-50, Dec. 2018.

[38]. Timotheou, S., & Krikidis, I. (2015). Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems. *IEEE*

Signal Processing Letters, 22(10), 1647–1651

[39]. Sun, Q., Han, S., Chin Lin, I., & Pan, Z. (2015). On the ergodic capacity of MIMO NOMA systems.

IEEE Wireless Communications Letters, 4(4), 405–408.

[40]. Ding, Z., Adachi, F., & Poor, H. V. (2016). The application of MIMO to nonorthogonal multiple access. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(1), 537–552.

[41]. Ding, Z., Peng, M., & Poor, H. V. (2015). Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems. *IEEE Communications Letters*, 19(8), 1462–1465.

[42]. Ding, Z., Fan, P., & Poor, H. V. (2016). Impact of user pairing on 5G nonorthogonal multiple access downlink transmissions. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(8), 6010-6023.

[43] A. K. Fletcher, S. Rangan, and V. K. Goyal, "On-off random access channels: A compressed sensing framework," *CoRR*, vol. abs/0903.1022, 2009. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/0903.1022>

- [44] R. Xie, H. Yin, X. Chen, and Z. Wang, "Many Access for Small Packets Based on Precoding and Sparsity-Aware Recovery," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 11, pp. 4680–4694, nov 2016. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7558184/>
- [45] T. Cover, "Broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 18, no. 1, pp. 2-14, Jan 1972.
- [46] S. Vanka, S. Srinivasa, Z. Gong, P. Vizi, K. Stamatiou, and M. Haenggi, "Superposition coding strategies: Design and experimental evaluation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 7, pp. 2628–2639, 2012.
- [47] Y. Saito *et al.*, "Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Future Radio Access," *Proc. IEEE VTC Spring '13*, June 2013, pp. 1–5.
- [48] K. Higuchi and Y. Kishiyama, "Non-Orthogonal Access with Random Beamforming and Intra-Beam SIC for Cellular MIMO Downlink," *Proc. IEEE VTC-Fall '13*, Sept. 2013, pp. 1–5.
- [49] Zelst, A.V. Nee, R.V., and Awater, G.A. (2000) Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems. *Proc. IEEE VTC2000-Spring*, pp. 1070–1074.
- [50] Wolniansky, P.W., Foschini, G.J., Golden, G.D., and Valenzuela, R.A. (1998) V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *Proc. ISSUE 1998*, pp. 295–300.
51. Al-Imari, M., Xiao, P., Imran, M.A., Tafazolli, R.: 'Uplink Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Wireless Networks' 2014 11th Int. Symp. Wirel. Commun. Syst., 2014, pp. 781-785.
- [52] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, and K. Higuchi, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access," in *IEEE Proc. of Veh. Technol. Conf. (VTC)*, Jun. Dresden, Germany, Jun. 2013, pp. 1–5.

- [53] Z. Ding, P. Fan, and H. V. Poor, "Impact of user pairing on 5G nonorthogonal multiple access," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 8, pp. 6010–6023, Aug 2016.
- [54] S. Timotheou and I. Krikidis, "Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 22, no. 10, pp. 1647–1651, Oct. 2015.
- [55] Z. Ding, M. Peng, and H. V. Poor, "Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 1462–1465, Aug. 2015.
- [56] M. Shirvanimoghaddam, M. Dohler, and S. Johnson, "Massive nonorthogonal multiple access for cellular IoT: Potentials and limitations."
- [57] Z. Yuan, G. Yu, W. Li, Y. Yuan, X. Wang, and J. Xu, "Multi-user shared access for internet of things," in *IEEE Proc. of Veh. Technol. Conf. (VTC)*, 2016.
- [58] S. Chen, B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun, and K. Niu, "Pattern division multiple access PDMA - A novel non-orthogonal multiple access for 5G radio networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [59] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I. I, and Z. Wang, "Nonorthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 74–81, Sep. 2015.
- [60] Z. Ding, Y. Liu, J. Choi, Q. Sun, M. Elkashlan, C.-L. I, and H. V. Poor, "Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 2, pp. 185–191, Feb. 2017.
- [61] H. Nikopour and H. Baligh, "Sparse code multiple access," pp. 332– 336, 2013. <https://www.britannica.com/technology/telecommunication/Multiple-access>.
- [62] The History Of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing STEPHEN B. WEINSTEIN
- [63] Performance d'un Système de Communication OFDM BELAHAMMOU Oussama BASSA Allaeddine **2017**
- [64] Performance d'un système MINO-OFDM by Eljemai ATALLAH 2019

- [65] Zekeriyya Esat Ankaralı¹, Berker Peköz¹, and Hüseyin Arslan^{1,2}. (1. ... brief comparison. 5G waveform; 5G RAN; eMBB; multicarrier systems; OFDM ... TN.20170629.1752.002.html, published online June 29, 2017. (1. Department of Electrical Engineering, University of South Florida, FL 33620, USA.
- [66] Improving PAPR performance of filtered OFDM for 5Gcommunications using PTS by Yasir Amer Al-Jawhar, Khairun N. Raml; Montadar Abas Taher; Nor Shahida M. Shah; Salama A. Mostafa; Bashar Ahmed Khalaf 13/04/2020.
- [67] Mémoire magister Par Mr. MEHASSOUEL Mustapha -APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO A LA 4G DU MOBILE 2014.
- [68] ANKARALI, Zekeriyya Esat, PEKÖZ, Berker, et ARSLAN, Hüseyin. Enhanced ofdm for 5g ran. ZTE Communications, 2020, vol. 15, no S1, p. 11-20. (1. Department of Electrical
- [69] OFDM Inspired Waveforms for 5G By Behrouz Farhang-Boroujeny; Hussein Moradi May 2016.
- [70] Performance d'un Système de Communication OFDM BELAHAMMOU Oussama BASSA Allaeddine **2017**.

Résumé

Les communications sans fil font l'objet de l'étude d'un grand nombre de chercheurs. Ceci, dans le but d'obtenir une bonne qualité de communications sans fil avec des débits de transmission élevés, et de libérer les usagers des câbles afin de leur permettre de se déplacer dans les zones urbaines. Dans ce type de système de communication, l'effet des canaux à trajets multiples doit être combattu de manière adéquate. Ceci a conduit au développement et à l'utilisation de la technique de modulation OFDM qui apparaît comme une solution très prometteuse. La robustesse contre le retard d'étalement généré par un canal multi-trajets et le haut débit sont parmi les propriétés les plus intéressantes de ce type de transmission.

L'accès multiple non orthogonal (NOMA) est une technique potentielle d'accès multiple pour les réseaux sans fil de cinquième génération (5G), qui a été récemment proposé pour les projets de partenariat de 3ème génération à long terme évolution (3GPP-LTE-A), constitue une technologie prometteuse pour répondre aux problèmes susmentionnés défis dans les réseaux (5G). La technique, en permettant à plusieurs utilisateurs de partager les mêmes blocs de temps et de fréquence en divisant leurs niveaux de puissance. Le NOMA offre un ensemble d'avantages souhaitables, notamment une meilleure efficacité du spectre, par rapport à l'accès multiple orthogonal existant (OMA). Dans ce mémoire d'abord nous donnons un aperçu sur le principe de l'OMA en liaison montante et descendante et traitons les performances en terme de capacité de cette technique et les principaux techniques d'accès liés à ce concept (Temps, Fréquence, Espace) avec ses avantages, ainsi nous mettrons en évidence une série des inconvénients qui devraient être résolue pour l'OMA. Puis nous fournissons les principes de base de la technique NOMA pour les canaux de liaison descendante et montante, ainsi les performances de cette technique. Les principaux systèmes NOMA seront examinés en les divisant en deux catégories, à savoir le NOMA du domaine de la puissance et le NOMA du domaine du code, ce travail se concentre principalement sur la NOMA dans le domaine de la puissance qui utilise le codage par superposition (SC) au niveau de l'émetteur et l'annulation successive des interférences (SIC) au niveau du récepteur. Enfin, les résultats de la simulation montrent le débit de NOMA par rapport à OMA.

Mots clés : Communications sans fil, canal multi-trajets, modulation OFDM, NOMA, OMA, 5G

Abstract

Wireless communications Systems are the subject of study of many researches. The purpose is to obtain a good quality of transmission at high bit rates, and to release the users from wires and cables in order to allow them to move freely in urban areas. In this type of communications system, the effect of multipath channels must be adequately combated. This has led to the development and use of the OFDM modulation technique which appears to be a very promising solution. The robustness against the spreading delay generated by a multipath channel and the high throughput are among the most interesting properties of this type of transmission.

Non-orthogonal multiple access (NOMA) is a potential multiple access technique for Fifth Generation (5G) wireless networks, which has recently been proposed for the 3rd Generation Long Term Evolution Partnership Projects (3GPP-LTE-A), is a promising technology to address the aforementioned challenges in networks (5G). The technique, by allowing multiple users to share the same blocks of time and frequency by dividing their power levels. NOMA offers a set of desirable advantages, including improved spectrum efficiency, over existing orthogonal multiple access (OMA). In this thesis we first give an overview of the principle of OMA in uplink and downlink and deal with the performance in terms of capacity of this technique and the main access techniques related to this concept (Time, Frequency, Space) with its advantages, so we will highlight a series of disadvantages that should be resolved for the OMA. Then we provide the basic principles of the NOMA technique for the downlink and uplink channels, as well as the performance of this technique. The main NOMA systems will be examined by dividing them into two categories namely the NOMA of the power domain and the NOMA of the code domain, this work mainly focuses on the NOMA in the power domain which uses overlay coding (SC) at the transmitter and successive interference cancellation (SIC) at the receiver. Finally, the results of the simulation show the throughput of NOMA versus OMA

Keywords: Communications sans fil, canal multi-trajets, modulation OFDM, NOMA, OMA, 5G, SIC, SC.

ملخص

الشبكات اللاسلكية هي الهدف الذي انصبت عليها دراسات الباحثين في الوقت الحالي، من أجل الوصول إلى جودة عالية فينقل المعلومات و الاتصال، بأكثر سرعة و أكبر تدفق مقارنة بالشبكات السلكية لاسيما في المناطق العمرانية. في هذا النوع من أنظمة الاتصالات ، يجب مكافحة تأثير القنوات متعددة المسارات بشكل مناسب. وقد أدى ذلك إلى تطوير واستخدام تقنية التشكيل OFDM التي تبدو حلاً واعدًا للغاية. تعد القوة ضد تأخير الانتشار الناتج عن قناة متعددة المسارات والإنتاجية العالية من بين أكثر الخصائص إثارة للاهتمام لهذا النوع من الإرسال.

يعد الوصول المتعدد غير المتعامد (NOMA) هو تقنية وصول متعددة محتملة بالنسبة للشبكات اللاسلكية من الجيل الخامس (5G) ، والتي تم اقتراحها مؤخراً لمشاريع شراكة التطور طويل الأمد للجيل الثالث (GPP-LTE-A3) ، هي تقنية واعدة لمواجهة التحديات المذكورة أعلاه في الشبكات (5G). هذه التقنية ، من خلال السماح لعدة مستخدمين بمشاركة نفس كتل الوقت والتردد عن طريق قسمة مستويات طاقتهم. تقدم NOMA مجموعة من المزايا المرغوبة ، بما في ذلك تحسين كفاءة الطيف ، على الوصول المتعدد المتعامد الحالي (OMA). في هذه الرسالة ، نقدم أولاً نظرة عامة على مبدأ OMA في الوصلة الصاعدة والهابطة والتعامل مع الأداء من حيث سعة هذه التقنية وتقنيات الوصول الرئيسية المتعلقة بهذا المفهوم (الوقت ، التردد ، الفضاء) مع مزاياها ، لذلك سنسلط الضوء على سلسلة من العيوب التي يجب حلها لـ OMA. ثم نقدم المبادئ الأساسية لتقنية NOMA لقنوات الوصلة الهابطة والوصلة الصاعدة ، بالإضافة إلى أداء هذه التقنية. سيتم فحص أنظمة NOMA الرئيسية من خلال تقسيمها إلى فئتين هما NOMA لمجال الطاقة و NOMA لمجال الكود ، ويركز هذا العمل بشكل أساسي على NOMA في مجال الطاقة الذي يستخدم تشفير التراكب (SC) في المرسل و إلغاء التداخل المتتالي (SIC) عند المستقبل. وأخيرا نتائج المحاكاة إظهار إنتاجية NOMA مقابل OMA

الكلمات المفتاحية: canal multi-trajets, modulation OFDM, NOMA, OMA, 5G, SIC, SC.