

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة سعيدة – د. الطاهر مولاي –
Université de Saïda – Dr. Tahar Moulay –
Faculté des Mathématiques, Informatique et Télécommunications



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme de MASTER en Télécommunications**

Spécialité : Systèmes des Télécommunication

Par : Mlle. CHAOUI Fatima Zohra
Mlle. DEGDOUG Kheira

Etude et Simulation de la Couche Physique 5G NR : Application à un Canal PDSCH

Soutenu, le 14 /06/ 2026, devant le jury composé de :

Mlle. OUESSAI. Asmaa	MCB	Président
Mme. BOUCHENAK. Sofya	MCB	Rapporteur
M. BOUYEDDOU. Benamar	MCA	Examineur

Remerciements

D'abord, nous remercions Dieu le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu la foi et la force pour accomplir ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à notre directrice de mémoire, Dr Sofya.BOUCHENAK. Nous la remercions de nous avoir encadrées, orientées, et conseillées.

Nos plus vifs remerciements vont également aux membres du jury pour leur intérêt pour notre recherche et leur volonté d'évaluer ce travail.

Nous adressons nos remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé nos réflexions et ont accepté de nous rencontrer et de répondre à notre question durant notre étude.

*Pour finir, Nous remercions toutes personnes ayant contribué de
Près ou de loin à la réalisation de ce travail*

Dédicace

Avant tout, Je remercie « ALLAH » le tout puissant de j'avoir accordée la foi, la patience, le courage, la santé et tous les moyens, durant les années d'études et j'avoir permis la réalisation de ce modeste travail.

Je suis très fière de dédier ce projet à :

Très chers parents, mon père Mohammed et ma mère Aicha, qui ont toujours été là pour moi.

Mes sœurs Houda et Manel, et mon frère Hamza, pour leurs encouragements.

Mon ami Fatiha, qui a été toujours là pour moi.

Enfin, je remercie mon collègue DEGDOUG Kheira. Son soutien inconditionnel et ses encouragements ont été d'une grande aide pour réaliser ce travail.

A tous ces intervenants, je présente mes remerciements, mon respect et ma gratitude.

CHAOUI Fatima Zohra.

Dédicace

Je rends grâce à Allah Tout-Puissant, qui a facilité mon parcours tout au long de mes années d'études et m'a accordé le succès nécessaire pour accomplir cet humble travail.

Je dédie ce projet :

À la source de toute générosité, ma chère mère Aïcha.

À mon pilier dans la vie, mon cher père Kerroum

À mes compagnons de vie et de cœur, ma tendre sœur Hanane et mon cher frère Djilali, qui ont partagé chaque moment avec moi et ont été mon meilleur soutien.

À vous tous, je dédie le fruit de mes efforts.

Enfin, je remercie ma collègue CHAOUI Fatima Zohra. Son soutien inconditionnel et ses encouragements ont été d'une grande aide pour donner ce travail.

Degdoug Kheira.

Résumé

Les réseaux 5G New Radio apportent des avancées majeures dans le domaine des télécommunications en offrant des performances élevées en termes de débit, de fiabilité et de latence. Dans ce contexte, ce mémoire s'intéresse à l'étude de la couche physique 5G NR (New Radio), avec une attention particulière portée au canal PDSCH (Physical Downlink Shared Channel).

Ce travail se concentre sur l'analyse et la simulation des trois principaux cas d'usage définis par la 5G : le haut débit mobile amélioré (eMBB), destiné aux applications nécessitant une grande capacité de transmission, les communications massives de type machine (mMTC) pour l'Internet des objets, et les communications ultra-fiabiles à faible latence (URLLC) pour les applications critiques.

Une chaîne complète de transmission et de réception est développée sous MATLAB conformément aux spécifications du 3GPP. Elle intègre les principaux blocs fonctionnels du canal PDSCH, notamment le codage de canal, la modulation, l'allocation des ressources radio et la transmission OFDM. Cette première étape permet d'évaluer et de comparer les performances des différents scénarios à travers l'analyse du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

Dans un second temps, une approche basée sur l'apprentissage profond est proposée pour améliorer l'estimation du canal dans le scénario URLLC. Un réseau de neurones profond (DNN) est conçu et comparé à l'estimateur classique des moindres carrés (LS). Les performances sont évaluées à l'aide de l'erreur quadratique moyenne (MSE) et des courbes BER en fonction du SNR.

Les résultats obtenus montrent que le DNN améliore l'estimation du canal dans les conditions de faible rapport signal sur bruit, où il se révèle plus robuste face aux perturbations du canal. En revanche, pour des valeurs élevées de SNR, l'estimateur LS conserve un avantage en termes de précision. Ces résultats mettent en évidence la complémentarité des deux approches et soulignent le potentiel de l'apprentissage profond pour renforcer les performances des systèmes 5G NR dans des environnements de propagation complexes.

Mots-clés : 5G NR, PDSCH, couche physique, eMBB, mMTC, URLLC, OFDM, estimation de canal, LS, DNN, apprentissage profond, BER, MSE, SNR, MATLAB, intelligence artificielle.

Abstract

5G New Radio networks represent a major advancement in telecommunications, delivering unprecedented performance in terms of throughput, reliability, and latency. In this context, the present work thoroughly investigates the key techniques of the 5G NR (New Radio) physical layer, with particular emphasis on the PDSCH (Physical Downlink Shared Channel).

Our research focuses on studying and simulating the three use cases defined by the 5G standard: Enhanced Mobile Broadband (eMBB) for bandwidth-intensive applications, Massive Machine-Type Communications (mMTC) for the Internet of Things, and Ultra-Reliable Low-Latency Communications (URLLC) for mission-critical applications.

A complete transmission chain was implemented in MATLAB in full compliance with 3GPP specifications, covering the main functional blocks of the PDSCH channel: channel coding, adaptive modulation schemes, radio resource allocation, and OFDM multiplexing. This first phase enabled a thorough analysis and comparison of each use case performance through Bit Error Rate (BER) curves as a function of Signal-to-Noise Ratio (SNR).

To further improve system performance, we investigated the contribution of Artificial Intelligence by designing a Deep Neural Network (DNN) dedicated to the URLLC use case. This model targets the optimization of channel estimation, a critical step in the reception chain, offering a modern alternative to the conventional Least Squares (LS) estimator. Performance is assessed using two complementary metrics: Mean Square Error (MSE) for estimation accuracy, and BER/SNR curves for overall system reliability.

Simulation results demonstrate that the neural network approach significantly outperforms the conventional LS estimator, especially in challenging radio propagation environments with low signal-to-noise ratios. These findings highlight the considerable potential of Deep Learning in enhancing 5G NR communication systems and pave the way toward intelligent radio architectures for next-generation networks.

Keywords

5G NR, PDSCH, Physical Layer, eMBB, mMTC, URLLC, OFDM, Channel Estimation, LS, MSE, DNN, Deep Learning, BER/SNR, MATLAB, Artificial Intelligence

الملخص

شهدت شبكات 5G تطوراً ملحوظاً في مجال الاتصالات، إذ أتاحت أداءً متميزاً من حيث سعة النقل، والموثوقية، وزمن الاستجابة. في هذا الإطار، تتناول هذه المذكرة بالدراسة والتحليل أبرز تقنيات الطبقة الفيزيائية لنظام 5G NR، مع التركيز على قناة PDSCH القناة المشتركة للإرسال الهابط.

يندرج هذا العمل ضمن دراسة ومحاكاة حالات الاستخدام الثلاث التي يحددها معيار 5G النطاق العريض المحمول المحسن (eMBB) للتطبيقات ذات الاستهلاك العالي للحزمة الترددية، والاتصالات الآلية الضخمة (mMTC) لإنترنت الأشياء، والاتصالات فائقة الموثوقية ومنخفضة الكمون (URLLC) للتطبيقات الحرجة.

تم تطوير سلسلة إرسال كاملة باستخدام بيئة MATLAB ، متوافقة مع مواصفات GPP3، تشمل المكونات الوظيفية الرئيسية لقناة PDSCH: الترميز القنوي، ومخططات التضمين التكيفية، وتخصيص الموارد الراديوية، وتقنية الإرسال متعدد الحاملات OFDM. مكّنت هذه المرحلة الأولى من تحليل ومقارنة أداء كل سيناريو من خلال منحنيات معدل الخطأ الثنائي (BER) بدلالة نسبة الإشارة إلى الضوضاء (SNR).

سعيًا لتحسين أداء المنظومة، تم استكشاف إمكانيات الذكاء الاصطناعي عبر تصميم شبكة عصبية عميقة (DNN) موجهة لحالة الاستخدام URLLC. يهدف هذا النموذج إلى تحسين دقة تقدير القناة، بوصفها مرحلة محورية في سلسلة الاستقبال، من خلال تقديم بديل متطور للمقدّر الكلاسيكي LS (المربعات الصغرى). اعتمد في تقييم الأداء على مقياسين متكاملين: متوسط مربع الخطأ (MSE) للتحقق من دقة التقدير، ومنحنيات BER/SNR لقياس موثوقية النظام الكلية.

أظهرت نتائج المحاكاة تفوقاً واضحاً للنهج القائم على الشبكات العصبية على المقدّر التقليدي LS ، لا سيما في بيئات الانتشار الراديوي ذات نسب الإشارة إلى الضوضاء المنخفضة. تؤكد هذه النتائج الإمكانيات الكبيرة التي يتيحها التعلم العميق في تعزيز أداء أنظمة اتصالات 5G NR، وتفتح آفاقاً واعدة نحو بنى راديوية ذكية لأنظمة الاتصالات المستقبلية.

الكلمات المفتاحية

5G NR، PDSCH، الطبقة الفيزيائية، OFDM، URLLC، mMTC، eMBB، تقدير القناة، MSE، LS، DNN، التعلم العميق، MATLAB، BER/SNR، الذكاء الاصطناعي

Liste des Sigles et Acronymes

1G	First Generation
2G	Second Generation
3G	Third Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Fourth Generation
5G	Fifth Generation
5GC	5G Core Network
5GS	5G System
6G	Sixth Generation
$\pi/2$ -BPSK	Pi-over-2 Binary Phase Shift Keying
A	
ABF	Analog Beam Forming
ADC	Analog-to-Digital Converter
AI	Artificial Intelligence
AMF	Access and Mobility Management Function
API	Application Programming Interface
ARQ	Automatic Repeat Request
AWGN	Additive White Gaussian Noise
B	
BER	Bit Error Rate
BG1	Base Graph 1
BG2	Base Graph 2
BLER	Block Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Bandwidth
BWP	Bandwidth Part
C	
C-RAN	Cloud Radio Access Network
CAZAC	Constant Amplitude Zéro Auto Corrélation
CC	Chase Combining
CCE	Control Channel Element
CDMA	Code Division Multiple Access
CFO	Carrier Frequency Offset
CN	Core Network
CORESET	Control Resource Set
CP	Cyclic Prefix
CP-OFDM	Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CQI	Channel Quality Indicator
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSI	Channel State Information
CSI-RS	Channel State Information Reference Signal
CSS	Common Search Space
CUPS	Control and User Plane Separation
D	
DAC	Digital-to-Analog Converter
dB	Decibel
dBm	Decibel Milliwatt
DBF	Digital BeamForming

DCI Downlink Control Information
 DFT Discrete Fourier Transform
 DFT-s-OFDM Discrete Fourier Transform Spread OFDM
 DL Downlink
 DL Deep Learning
 DMRS DeModulation Reference Signal
 DN Data Network
 DNN Deep Neural Network
 E
 EDGE Enhanced Data Rates for GSM Evolution
 EIRP Effective Isotropic Radiated Power
 eMBB Enhanced Mobile Broadband
 eNB Evolved Node B
 eNodeB Evolved Node B
 ETSI European Telecommunications Standards Institute
 F
 FDD Frequency Division Duplex
 FDMA Frequency Division Multiple Access
 FEC Forward Error Correction
 FFT Fast Fourier Transform
 FR1 Frequency Range 1
 FR2 Frequency Range 2
 FSPL Free Space Path Loss
 G
 Gbps Gigabit per Second
 GHz Gigahertz
 gNB Next Generation Node B
 GPRS General Packet Radio Service
 GSM Global System for Mobile Communications
 GSCN Global Synchronization Channel Number
 H
 HARQ Hybrid Automatic Repeat Request
 HARQ-ACK HARQ Acknowledgement
 HARQ-NACK HARQ Negative Acknowledgement
 HBF Hybrid BeamForming
 HSDPA High-Speed Downlink Packet Access
 HSPA High Speed Packet Access
 HSPA+ Evolved High Speed Packet Access
 HSUPA High-Speed Uplink Packet Access
 Hz Hertz
 I
 IFFT Inverse Fast Fourier Transform
 IMT International Mobile Télécommunications
 IMT-2020 International Mobile Télécommunications 2020
 IoT Internet of Things
 IP Internet Protocol
 IR Incremental Redundancy
 ITU International Télécommunication Union
 ITU-R International Télécommunication Union Radio communication Sector

K

Kbps Kilobit per Second

Khz Kilo Herthz

L

LDPC Low Density Parity Check

LS Least Square

LTE Long Term Evolution

M

M2M Machine-to-Machine

MAC Medium Access Control

MAPL Maximum Allowable Path Loss

Mbps Megabit per Second

MCS Modulation and Coding Scheme

MEC Multi-Access Edge Computing

MHz Megahertz

MIB Master Information Block

MIMO Multiple Input Multiple Output

mMIMO Massive Multiple Input Multiple Output

MMS Multimedia Message Service

MMSE Minimum Mean Square Error

mmWave Millimeter Wave

mMTC Massive Machine Type Communications

MRC Maximum Ratio Combining

MRT Maximum Ratio Transmission

ms Millisecond

MSE Mean Square Error

MU-MIMO Multi-User Multiple Input Multiple Output

N

NAS Non-Access Stratum

NF Noise Figure

NFV Network Functions Virtualization

NGC Next Generation Core

NodeB Node B

NR New Radio

NSA Non-Standalone

NTN Non-Terrestrial Networks

NTT Nippon Telegraph and Telephone

O

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OH Overhead

OLLA Outer Loop Link Adaptation

P

PAPR Peak-to-Average Power Ratio

PBCH Physical Broadcast Channel

PDCCH Physical Downlink Control Channel

PDSCH Physical Downlink Shared Channel

PHY Physical Layer

PMI Precoding Matrix Indicator

Polar Polar Codes

PRACH Physical Random-Access Channel
 PRB Physical Resource Block
 PSS Primary Synchronization Signal
 PSD Power Spectral Density
 PTRS Phase Tracking Reference Signal
 PUCCH Physical Uplink Control Channel
 PUSCH Physical Uplink Shared Channel
 Q
 QAM Quadrature Amplitude Modulation
 QoS Quality of Service
 QPSK Quadrature Phase Shift Keying
 R
 RA Random Access
 RACH Random Access Channel
 RAN Radio Access Network
 RAR Random Access Response
 RB Resource Block
 RE Resource Element
 REG Resource Element Group
 RF Radio Frequency
 RI Rank Indicator
 RLC Radio Link Control
 RRC Radio Resource Control
 RV Redundancy Version
 S
 SA Standalone
 SBA Service-Based Architecture
 SC-FDMA Single Carrier Frequency Division Multiple Access
 SCL Successive Cancellation List
 SCS Subcarrier Spacing
 SDL Supplementary Downlink
 SDN Software Defined Networking
 SFN System Frame Number
 SIB System Information Block
 SIB1 System Information Block Type 1
 SINR Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
 SMF Session Management Function
 SMS Short Message Service
 SNR Signal-to-Noise Ratio
 SPS Semi-Persistent Scheduling
 SR Scheduling Request
 SRS Sounding Reference Signal
 SS Synchronization Signal
 SSB Synchronization Signal Block
 SSS Secondary Synchronization Signal
 SUL Supplementary Uplink
 T
 TA Timing Advance
 TB Transport Block
 TBS Transport Block Size

TDD Time Division Duplex
TDL-A Tapped Delay Line - A
TDMA Time Division Multiple Access
THz Terahertz
TR Technical Report
TS Technical Specification
U
UCI Uplink Control Information
UDP User Datagram Protocol
UE User Equipment
UL Uplink
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
UPF User Plane Function
URLLC Ultra-Reliable Low Latency Communications
USS UE-Specific Search Space
V
VNF Virtual Network Function
VoIP Voice over Internet Protocol
VRB Virtual Resource Block
W
WCDMA Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access
Z
ZC Zadoff-Chu
ZF Zero Forcing

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	2
Dédicace	3
Dédicace	4
Résumé	5
Abstract	6
الملخص	7
Liste des sigles et acronymes	8
Liste des tableaux	14
Liste des figures	15
Introduction générale	19
Objectifs du travail	19
Organisation du mémoire	20
Chapitre 1 : Évolution et Fondements Technologiques des Réseaux Cellulaires vers la 5G	21
1.1 Introduction générale	22
1.1.1 Contexte et motivation	22
1.1.2 Objectifs du chapitre.....	22
1.2 Fondements des réseaux cellulaires	22
1.2.1 Principe du réseau cellulaire.....	22
1.2.2 Architecture générale d'un réseau cellulaire	23
1.2.3 Indicateurs de performance des réseaux mobiles.....	23
1.3 Évolution des réseaux cellulaires	24
1.3.1 Première génération (1G)	24
1.3.2 Deuxième génération (2G).....	25
1.3.3 2.5G et 2.75G	25
1.3.4 Troisième génération (3G)	25
1.3.5 3.5G.....	25
1.3.6 Quatrième génération (4G)	26
1.3.7 Cinquième génération (5G)	26
1.3.8 Perspectives vers la 6G	29
1.4 Architecture du réseau 5G	29
1.4.1 Architecture globale des réseaux 5G	29
1.4.2 Fonctions du cœur de réseau 5G	30
1.4.3 Modes de déploiement NSA et SA.....	31
1.4.4 Virtualisation des fonctions réseau (NFV, SDN, Cloud RAN, Edge Computing)	32
1.5 Gestion du spectre et technologies radio 5G	33
1.5.1 Bandes de fréquence 5G.....	33
1.5.2 Ondes millimétriques.....	33
1.5.3 Communication térahertz.....	34
1.6 Technologies d'antennes avancées en 5G	34
1.6.1 Massive MIMO	34
1.6.1.2 Principes opérationnels clés	35
1.6.1.3 Contributions stratégiques du Massive MIMO à la 5G.....	35
1.6.2 Beamforming	37

1.6.2.1 Principe de Beamforming	37
1.6.2.2 Types de beamforming	37
1.6.2.3 Techniques avancées de beamforming	40
1.6.2.4 Beamforming adaptatif	40
1.7 Limites et défis technologiques de la 5G	40
1.7.1 Défis techniques	40
1.7.2 Défis économiques	41
1.7.3 Défis sécuritaires.....	41
1.8 Conclusion et transition vers la couche physique NR	41
Chapitre 2 : La couche physique de la 5G NR	43
2.1 Introduction	44
2.2 Structure temps-fréquence du signal NR.....	44
2.2.1 Bandes d'exploitation NR en FR1 et FR2	44
2.2.2 CP-OFDM et DFT-s-OFDM : choix de la forme d'onde.....	47
2.2.3 Numérolgie flexible ($\mu = 0$ à 4)	48
2.2.4 Structure de trame NR.....	49
2.2.5 Grille de ressources, Resource Block (RB) et Resource Element (RE).....	50
2.2.6 Partitionnement de bande (BWP : Bandwidth Part)	52
2.3 Canaux physiques de la voie descendante (Downlink)	52
2.3.1 PDSCH — Physical Downlink Shared Channel.....	52
2.3.2 PDCCH — Physical Downlink Control Channel	53
2.3.3 PBCH — Physical Broadcast Channel	53
2.4 Canaux physiques de la voie montante (Uplink)	54
2.4.1 PUSCH — Physical Uplink Shared Channel	54
2.4.2 PUCCH — Physical Uplink Control Channel	54
2.4.3 PRACH — Physical Random-Access Channel	55
2.5 Signaux de référence des liaisons montante et descendante	56
2.6 Techniques de codage et de modulation.....	57
2.6.1 Schémas de modulation	57
2.6.2 Codage de canal.....	57
2.6.2.1 Codes LDPC.....	57
2.6.2.2 Codes polaires	58
2.6.3 Hybrid ARQ (HARQ)	59
2.6.4 Link Adaptation.....	60
2.7 Procédures de synchronisation et d'accès initial.....	61
2.7.1 Synchronization Signal Block (SSB)	61
2.7.1.1 Le signal PSS.....	59
2.7.1.2 Le signal SSS.....	62
2.7.2 Procédure d'accès initial.....	63
2.7.3 Synchronisation temporelle et fréquentielle.....	64
2.8 Performances et paramètres clés	65
2.8.1 Débit de pointe théorique	65
2.8.2 Efficacité spectrale.....	65
2.8.3 Bilan de liaison (Link Budget).....	66
2.8.4 Tableau comparatif LTE vs 5G NR	67

2.9 Conclusion.....	68
Chapitre 3 : Simulation et analyse des résultats	69
3.1 Introduction	70
3.2 Objectifs du chapitre.....	70
3.3 Travaux connexes.....	71
3.4 Modélisation du système 5G NR (couche physique PDSCH sans Deep Learning)	72
3.4.1 Architecture globale de la chaîne de transmission/réception	72
3.4.1.1 Émetteur (TX) — Traitement en bande de base.....	74
3.4.1.2 Canal AWGN	75
3.4.1.3 Récepteur (RX) — Démodulation, estimation et décision.....	76
3.4.2 Paramètres de numérolgie et de configuration physique.....	77
3.4.2.1 Relations utilisées pour les calculs automatiques	77
3.4.3 Simulation sans Deep Learning.....	79
3.5.1 Cas mMTC (IoT, faible énergie) : $\mu = 0$, NRB = 25, QPSK.....	79
3.5.1.1 Paramètres numérolgiques du cas mMTC et résultats obtenus	80
3.5.1.2 Analyse des graphes	80
3.5.2 Cas eMBB (très haut débit mobile) : $\mu = 2$, NRB = 275, 256-QAM.....	83
3.5.2.1 Paramètres numérolgiques du cas eMBB et résultats obtenus	84
3.5.2.2 Analyse des graphes	84
3.5.3 Cas URLLC (faible latence + haute fiabilité) : $\mu = 3$, NRB = 52, 16-QAM	87
3.5.3.1 Paramètres numérolgiques du cas URLLC et résultats obtenus.....	87
3.5.3.2 Analyse des graphes	88
3.6 Simulation améliorée avec DNN	90
3.6.1 Stratégie d'apprentissage et réduction de dimension	90
3.6.2 Analyse comparative des performances	93
3.6.2.1 Interprétation complète des graphes de la figure 3.6.....	94
3.7 Conclusion.....	97
Conclusion générale et perspectives	99
Références bibliographiques.....	102
Annexe	106
1. Rôle des graphes de base.....	107
2. Caractéristiques de BG1 (Base Graph 1)	107
3. Caractéristiques de BG2 (Base Graph 2)	108
4. Sélection entre BG1 et BG2.....	109
5. Relation avec le mécanisme d'expansion (Lifting).....	109

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Réseau cellulaire mobile	23
Figure 1.2 : L'évolution de la communication mobile de la 1G à la 5G	24
Figure 1.3 : Les trois scénarios de communication de la 5G	27
Figure 1.4 : Vue d'ensemble de l'architecture du système	30
Figure 1.5 : Architecture basée sur les services du 5GC	30
Figure 1.6 : Modes de déploiement 5G NSA et SA	32
Figure 1.7 : Bande d'ondes millimétriques et térahertz	34
Figure 1.8 : Architectures de beamforming : analogique, numérique et hybride	37
Figure 1.9 : Formateur de faisceau analogique émetteur	38
Figure 1.10 : Formateur de faisceau numérique émetteur complet	39
Figure 1.11 : Exemple d'une architecture Hybrid Beamforming	39
Figure 2.1 : Choix de la forme d'onde en liaison montante et descendante	48
Figure 2.2 : Relation entre la numérologie, le nombre de slots par sous-trame et la durée des slots	49
Figure 2.3 : Architecture de grille de ressources	51
Figure 2.4 : Exemple de tampon circulaire pour la redondance incrémentale	59
Figure 2.5 : Bloc SSB	61
Figure 2.6 : Génération du signal PSS	62
Figure 2.7 : Procédure RACH à 4 étapes entre UE et gNB en 5G NR	63
Figure 3.1 : Architecture de simulation de la couche physique	73
Figure 3.2 : Simulation du cas mMTC	79
Figure 3.3 : Simulation du cas eMBB	83
Figure 3.4 : Simulation du cas URLLC	87
Figure 3.5 : Schéma de bloc pour DNN	91
Figure 3.6 : Résultats 5G NR DNN 16-QAM avec features compactes	93

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Comparaison globale des générations cellulaires	28
Tableau 1.2 : Description des fonctions du réseau 5G	31
Tableau 1.3 : Caractéristiques du beamforming analogique	38
Tableau 2.1 : Bandes spectrales adoptées pour la 5G	45
Tableau 2.2 : Paramètres des numérolgies NR et structure de la trame	49
Tableau 2.3 : Configuration de la bande de garde minimale et de la bande passante ...	52
Tableau 2.4 : Signaux de référence NR	56
Tableau 2.5 : Schémas de modulation NR et conditions d'utilisation	57
Tableau 2.6 : Comparaison des paramètres de couche physique LTE et 5G NR	67
Tableau 3.1 : Les paramètres d'entrées TX	77
Tableau 3.2 : Les paramètres de trois cas d'usage	79
Tableau 3.3 : Paramètres de numérolgie et résultats de simulation mMTC	80
Tableau 3.4 : Valeurs de BER vs SNR — QPSK	82
Tableau 3.5 : Paramètres de numérolgie et résultats de simulation eMBB	84
Tableau 3.6 : Valeurs de BER vs SNR — 256-QAM	85
Tableau 3.7 : Paramètres de numérolgie et résultats de simulation URLLC	88
Tableau 3.8 : BER vs SNR — 16-QAM	89
Tableau 3.9 : Paramètres d'entrée de simulation DNN	93
Tableau 3.10 : BER — LS vs DNN	95
Tableau 3.11 : MSE — LS vs DNN	95

Introduction

Introduction générale

L'essor des services numériques tels que l'Internet des objets, le streaming vidéo, la réalité augmentée ou les applications critiques a considérablement augmenté les exigences en matière de communications mobiles. Face aux limites des réseaux 4G/LTE en termes de débit, de latence et de capacité de connexion, la 5G New Radio (5G NR) a été développée pour répondre à ces nouveaux besoins.

La 5G NR prend en charge trois principaux types de services : l'eMBB pour les très hauts débits, le mMTC pour la connexion massive d'objets et l'URLLC pour les communications ultra-fiables à faible latence. Pour atteindre ces objectifs, elle introduit plusieurs innovations au niveau de la couche physique, notamment une numérologie flexible, des techniques avancées de modulation et des schémas de codage performants.

Au sein de cette architecture, le canal PDSCH assure la transmission des données utilisateur en liaison descendante. La qualité de réception dépend fortement de l'estimation du canal radio, réalisée à l'aide des signaux de référence DMRS. Les méthodes classiques d'estimation, telles que LS et MSE, offrent de bonnes performances mais peuvent être limitées dans des environnements de propagation complexes. Les techniques d'apprentissage profond constituent ainsi une alternative prometteuse pour améliorer la précision de l'estimation du canal.

Dans ce contexte, ce travail propose une simulation complète de la couche physique 5G NR centrée sur le canal PDSCH. Les performances des scénarios mMTC, eMBB et URLLC sont d'abord évaluées dans un canal AWGN. Ensuite, une approche basée sur les réseaux de neurones profonds est appliquée à l'estimation du canal dans un environnement multi-trajets de type TDL-A et comparée à l'estimateur LS à travers les indicateurs MSE et BER. Cette étude permet d'évaluer les performances de la 5G NR et d'analyser l'apport potentiel de l'intelligence artificielle dans les futurs systèmes de communications sans fil.

2. Objectifs du travail

Ce travail s'inscrit dans le cadre de l'étude et de l'évaluation des performances de la couche physique 5G NR, avec un intérêt particulier porté au canal PDSCH et aux techniques d'estimation de canal.

Le premier objectif consiste à développer une simulation paramétrique du canal PDSCH. À cet effet, une chaîne complète de transmission et de réception est implémentée sans recourir à des boîtes à outils spécialisées. Cette approche permet d'analyser en détail les différents blocs de traitement et d'évaluer les performances des principaux scénarios de la 5G NR (mMTC, eMBB et URLLC) à travers des indicateurs tels que le taux d'erreur binaire (BER) et le débit, dans un canal AWGN.

Le second objectif porte sur l'application des techniques d'apprentissage profond à l'estimation du canal. Un réseau de neurones profond (DNN) est conçu et entraîné afin d'estimer la réponse du canal dans un environnement multi-trajets de type TDL-A. Les performances obtenues sont ensuite comparées à celles de l'estimateur classique Least Squares (LS), en termes d'erreur quadratique moyenne (MSE) et de taux d'erreur binaire (BER).

3- Organisation du mémoire :

Le mémoire est structuré en trois chapitres complémentaires.

Le premier chapitre retrace l'évolution des réseaux cellulaires jusqu'à la cinquième génération et présente les principales technologies associées à la 5G, telles que le Massive MIMO et le beamforming, tout en abordant les enjeux et défis liés à son déploiement.

Le deuxième chapitre est consacré à la couche physique de la 5G NR. Il en décrit l'architecture générale ainsi que les principaux éléments constitutifs, notamment la numérologie flexible, les formes d'onde CP-OFDM et DFT-s-OFDM, les canaux physiques (PDSCH, PDCCH, PUSCH), les signaux de référence DMRS et les mécanismes de synchronisation.

Le troisième chapitre présente la mise en œuvre et l'évaluation de la simulation du canal PDSCH. Les performances des différents scénarios (mMTC, eMBB et URLLC) sont d'abord analysées dans un canal AWGN. Une étude comparative est ensuite menée entre l'estimateur classique LS et une approche basée sur l'apprentissage profond dans un environnement multi-trajets de type TDL-A, afin d'évaluer l'apport de l'intelligence artificielle à l'amélioration de l'estimation de canal.

CHAPITRE 1

Évolution et Fondements Technologiques Des Réseaux Cellulaires vers la 5G

1.1 Introduction Générale

1.1.1 Contexte et motivation :

L'expansion de la société de l'information et de l'économie numérique a engendré une croissance notable des exigences en matière de communication mobile. L'essor fulgurant des services numériques, qu'il s'agisse du streaming vidéo en haute définition, des réseaux sociaux ou du cloud computing, a placé les réseaux de télécommunications face à un défi d'une ampleur inédite. Dans ce contexte, les générations précédentes de réseaux mobiles, malgré les avancées technologiques notables qu'elles ont apportées, atteignent des limites inhérentes. Ces limites se manifestent par une saturation progressive du spectre radio, l'incapacité à assurer des débits toujours plus élevés et des latences suffisamment faibles pour les applications en développement, ainsi que des difficultés à gérer une densité de connexions massive. Cette dynamique conduit à une rupture technologique inéluctable. Ces observations ont conduit à une impérieuse nécessité de concevoir des architectures radio novatrices, affichant des caractéristiques inégalées en termes de flexibilité, d'efficacité spectrale et de fiabilité, afin de satisfaire aux exigences des usages présents et futurs. [1]

1.1.2 Objectifs du chapitre:

Ce chapitre présente les fondements des réseaux 5G. Nous retraçons d'abord l'évolution des réseaux cellulaires jusqu'aux architectures modernes. Nous étudions ensuite l'architecture de la 5G, son réseau cœur, ses modes de déploiement et la virtualisation associée. Nous abordons également les principes de la couche physique du New Radio (NR), ainsi que la gestion du spectre. Enfin, nous présentons les technologies d'antennes avancées comme le Massive MIMO et le Beamforming, ainsi que les principaux défis techniques, économiques et sécuritaires, montrant le caractère révolutionnaire de la 5G.

1.2. Fondements des réseaux cellulaires

1.2.1 Principe du réseau cellulaire :

Le réseau cellulaire repose sur la division d'une zone géographique en de multiples petites zones appelées "cellules". Chaque cellule est desservie par une station de base (antenne-relais) de faible puissance. Ce modèle permet la réutilisation des fréquences radio dans des cellules non adjacentes. Par conséquent, la capacité globale du réseau est considérablement renforcée par rapport à un système utilisant un seul émetteur de grande puissance pour desservir la zone. En effet, lorsqu'un utilisateur se déplace d'une cellule à une autre cellule, le réseau gère de manière transparente le

transfert de la communication, appelé handover vers la nouvelle station de base [1].

1.2.2 Architecture générale d'un réseau cellulaire :

Un réseau cellulaire mobile est traditionnellement divisé en deux parties principales : le Réseau d'Accès Radio (RAN - Radio Access Network) et le Cœur de Réseau (CN - Core Network), Comme l'illustre la figure 1.1 :

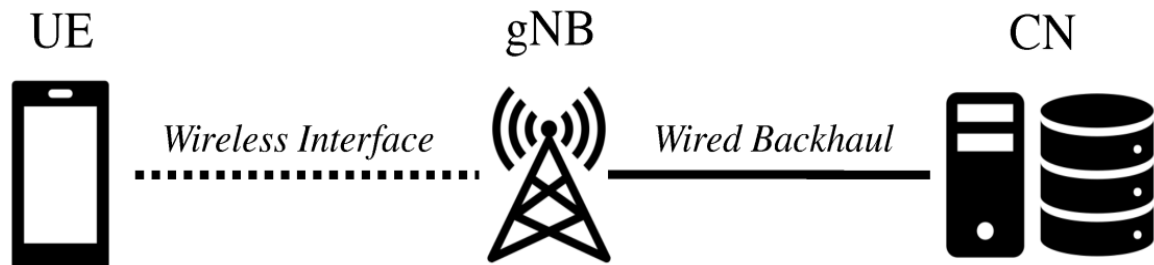


Figure 1.1: Réseau Cellulaire Mobile en 5G. [1,2]

- **Le Réseau d'Accès Radio (RAN) :** Ce dispositif joue un rôle d'interface entre, d'une part, l'équipement utilisateur, également désigné par l'acronyme UE pour User Equipment, et, d'autre part, le cœur de réseau. Il est constitué des stations de base, désignées par les termes NodeB en 3G, eNodeB en 4G et gNodeB en 5G, qui administrent les ressources radio et la communication sans fil avec les terminaux [1,2].

- **Le Cœur de Réseau (CN) :** Il constitue l'élément central du réseau. Il gère des fonctions essentielles telles que l'authentification des utilisateurs, la gestion des sessions, la mobilité, le routage des appels et des données vers des réseaux externes comme Internet. L'architecture du cœur de réseau a considérablement évolué, passant d'une architecture à commutation de circuits (2G) à une architecture tout-IP (4G) et enfin à une architecture basée sur les services (SBA) en 5G [3,4].

1.2.3 Indicateurs de performance des réseaux mobiles :

La performance d'un réseau mobile est évaluée à l'aide d'indicateurs de performance clés, qui sont multiples. Parmi ceux-ci, on retient :

- **Débit (Throughput) :** La quantité de données transmise par unité de temps en Mbps ou Gbps. On parle de débit en pointe (débit maximal théorique), de débit moyen et de débit perçu par l'utilisateur [5].
- **Latence (Latency) :** Le délai entre le moment où un paquet de données est transmis par sa source et le moment où il arrive à sa destination (mesuré en millisecondes, ms). Elle est essentielle à des applications temps réel [6].
- **Fiabilité (Reliability) :** La capacité du réseau à offrir un service sans

interruption, avec un très faible taux d'erreur des paquets transmis. Cette notion est souvent exprimée sous forme de pourcentage de disponibilité (ex : 99,9% de disponibilité) [6].

- **Densité de connexion** : représente le nombre d'appareils pouvant être connectés simultanément par unité de surface (par km²). Cette notion est devenue essentielle avec l'IoT (*Internet of Things*) [6].
- **Efficacité spectrale** : Cela désigne le volume de données pouvant être transmise sur une bande passante donnée (en bits/seconde/Hz), les technologies comme Massive MIMO cherchant à le maximiser [7,8].

1.3. Évolution des réseaux cellulaires

L'ère des communications mobiles a commencé au début des années 1980 et depuis lors, les communications mobiles ont connu une croissance considérable au cours des dernières décennies. Les réseaux cellulaires ont évolué de la 1G à la 5G et au-delà. Tous les réseaux cellulaires sont composés de stations de base, d'équipements utilisateur (téléphones) et de réseaux centraux. L'évolution de la 1G à la 5G est résumée dans la figure 1.2 :

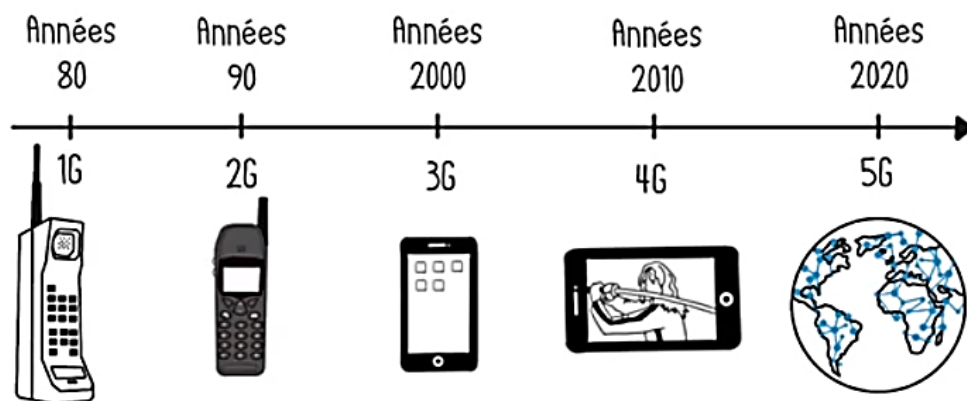


Figure 1.2 : L'évolution de la communication mobile de la 1G à la 5G. [1]

1.3.1 Première génération (1G) :

Lancée dans les années 1980, la 1G était purement analogique et destinée uniquement à des communications vocales. Commercialisée pour la première fois en 1979 à Tokyo par le groupe « Nippon Telegraph and Telephone ». Cette technologie a permis les mobilités mais a également connu plusieurs inconvénients. Notamment une mauvaise qualité audio, le manque de sécurité car les appels pouvaient être interceptés avec un scanner radio, ainsi que des capacités très faibles. Les débits de données étaient quasi inexistantes, à 2,4 kbps [1].

1.3.2 Deuxième génération (2G) :

La 2G, apparue au début des années 1990 avec le standard GSM en Finlande, a marqué l'ère du numérique. Cette évolution a apporté d'importantes améliorations, telles que le chiffrement des communications, une meilleure qualité de son, mais surtout l'arrivée du service de données. C'est d'ailleurs cette génération de réseau mobile que les premiers messages texte (SMS) et multimédia (MMS) ont été transmis. Ces systèmes utilisaient l'accès multiple par répartition en code (CDMA) et l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) et offraient des débits de données allant de 14,4 kbps à 64 kbps. Les systèmes 2G comprenaient le système mondial de communication mobile (GSM) et l'IS95 CDMA. Ils ont une mobilité et une capacité matérielle limitées [1].

1.3.3 2.5G et 2.75G

La technologie 2G s'améliorait continuellement pour fournir de meilleurs débits et services de données, conduisant à l'introduction des réseaux 2.5G avec des débits de données allant jusqu'à 384 kbps. Les systèmes 2,5G comprenaient le service radio par paquets généraux (GPRS), l'évolution améliorée des données GSM (EDGE) et CDMA2000. [1]

1.3.4 Troisième génération (3G) :

Les réseaux mobiles 3G ont été introduits au début des années 2000 et étaient basés sur le GSM et le CDMA. Ces systèmes offraient une navigation Web sur les téléphones mobiles ainsi que des services vocaux, de support de messages multimédias (MMS) et SMS. Les systèmes 3G comprenaient les systèmes de télécommunication mobile universels (UMTS) et WCDMA. Les smartphones sont devenus populaires au milieu des années 2000. Les réseaux 3G offraient des débits de données supérieurs à 384 Kbps, mais ils nécessitaient une large bande passante et une infrastructure complexe. [1]

1.3.5 3.5G :

Face à la demande croissante en débits de données, des évolutions de la 3G ont été introduites, notamment le HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*), le HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*) ainsi que le HSPA+. Ces améliorations ont permis d'augmenter significativement les performances des réseaux mobiles, donnant naissance à la 3,5G.

Ces réseaux offrent des débits plus élevés que la 3G initiale, pouvant atteindre plusieurs dizaines de Mbit/s dans de bonnes conditions. Toutefois, leur déploiement

reste coûteux et complexe, en raison des contraintes liées à l'évolution de l'infrastructure existante et aux difficultés d'intégration avec les réseaux 2G. [1]

1.3.6 Quatrième génération (4G) :

Les réseaux mobiles 4G sont introduits au début des années 2010. Ils offrent des débits de données allant jusqu'à 100 Mbps et peuvent gérer davantage de trafic de données avec une meilleure qualité de service (QoS). Les réseaux 4G incluent des applications telles que la vidéoconférence, les jeux en ligne et la télévision mobile. Les systèmes 4G incluent l'interopérabilité mondiale pour l'accès aux microondes (WiMAX), l'évolution à long terme (LTE) et le LTE Advanced (LTEA), et ils sont compatibles avec les réseaux d'ancienne génération [1,5].

Les bandes de fréquences de la 4G sont considérablement coûteuses et des téléphones portables haut de gamme compatibles 4G sont nécessaires pour exploiter les réseaux 4G [1,5].

1.3.7 Cinquième génération (5G) :

La 5G représente bien plus qu'une simple évolution des générations précédentes de réseaux mobiles. Elle constitue une transformation majeure des systèmes de communication sans fil. Cette technologie permet de prendre en charge un large éventail d'applications et de services aux exigences variées. Selon le 3GPP, l'architecture de la 5G s'appuie sur trois principales catégories de services. L'eMBB (Enhanced Mobile Broadband) vise à fournir des débits de données très élevés. Le mMTC (Massive Machine Type Communications) est conçu pour supporter la connectivité massive des objets. Enfin, l'uRLLC (Ultra-Reliable Low-Latency Communications) répond aux besoins des applications nécessitant une très faible latence et une grande fiabilité [7,9], comme l'illustre la figure 1.3 :

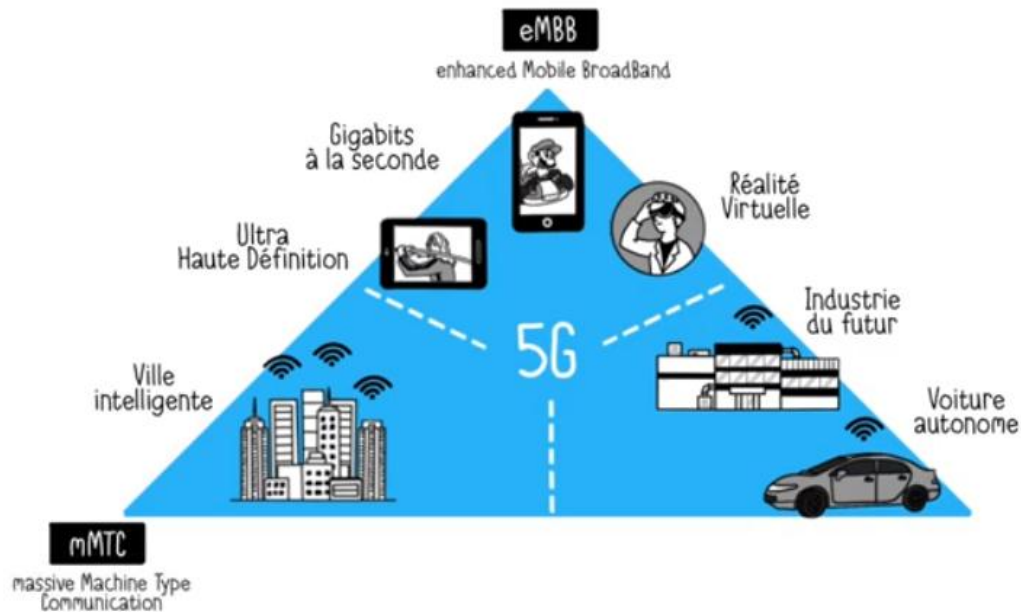


Figure1.3 : Les trois scénarios de communication de la 5G [7,9].

- **Enhanced Mobile Broadband (eMBB)**

La communication eMBB (enhanced Mobile Broadband) a principalement pour but de répondre aux exigences de qualité d'expérience des utilisateurs (QoE), car c'est aujourd'hui la base des usages commerciaux du haut débit mobile. Cette communication a pour but de garantir les meilleures conditions de connectivité, notamment en très courtes distances, en proposant des débits nettement supérieurs aux générations précédentes. Les débits théoriques peuvent atteindre 20 Gb/s ; cela correspond à des vitesses jusqu'à 20 fois supérieures à celles de la 4G. Le gain important en capacité de transmission devrait amener à une augmentation très importante du trafic Internet. Par conséquent, l'eMBB est considérée comme l'une des priorités de la première phase de normalisation de la 5G, dans le but d'améliorer considérablement l'expérience utilisateur [7].

- **Communication massive de type machine (mMTC)**

La catégorie mMTC (massive Machine Type Communications) a pour objectif de faciliter l'implémentation du concept d'Internet des objets IoT. Elle permet d'assurer une connectivité étendue entre un grand nombre d'objets connectés et les réseaux mobiles. La communication est caractérisée par un faible coût de déploiement, un faible niveau de consommation d'énergie, l'échange de paquets de données de petite taille et un grand nombre de connexions simultanées [14]. Le mMTC est adapté pour des secteurs tels que l'agriculture intelligente, l'environnement, les compteurs intelligents, les villes intelligentes, etc. [7,10].

- **Ultra Reliable Low Latency Communications (uRLLC)**

La communication uRLLC (Ultra-Reliable Low Latency Communications) est définie par des exigences très strictes en matière de fiabilité et de latence. Cette catégorie de communication vise à assurer les communications à très faible latence, à un taux de disponibilité et de fiabilité très élevé. Elle est conçue pour les applications critiques nécessitant des performances réseau avancées, dans les secteurs de la santé (télémédecine, chirurgie assistée à distance) et les transports (automobiles autonomes et connectées). La coexistence de communications uRLLC et eMBB sur un réseau nécessite des mécanismes avancés de management et d'ordonnancement du trafic. L'uRLLC constitue donc un pilier technologique essentiel pour les infrastructures critiques et les services à forte valeur sociétale [9,11].

Generation	Technologie	Débit typique	Latence	Services clés	Année de lancement
1G	Analogique (AMPS, NMT)	2.4 kbps	~1 seconde	Voix analogique	1980
2G	Numérique (GSM, CDMA)	~100-200 kbps (avec EDGE)	~300-1000 ms	Voix numérique, SMS, MMS	1990
3G	WCDMA, UMTS	~2Mbps (jusqu'à ~14 Mbp avec HSPA+)	~100-200 ms	Internet mobile, Visio conference	2000
4G	LTE, LTE-Advanced	10-100 Mbps	~30-50 ms	Streaming HD, jeux en ligne, VoLTE	2010
5G	NR (New Radio)	100 Mbps - 10 Gbps	< 1-10 ms	eMBB, URLLC, mMTC (IdO, Industrie 4.0)	~2019

Tableau 1.1 Comparaison globale des générations cellulaires [1,7]

1.3.8 Perspectives vers la 6G :

La 6G est la prochaine génération de réseaux mobiles actuellement en phase de recherche et de développement. Elle vise à fournir une connectivité omniprésente ainsi que des débits pouvant atteindre le téraoctet par seconde. Cette technologie devrait s'appuyer sur des antennes intelligentes, des capacités de calcul avancées et des infrastructures optiques à très haute performance. Les réseaux 6G pourraient également intégrer nativement l'intelligence artificielle et adopter des architectures de type cell-free. L'exploitation des bandes térahertz (THz) est envisagée afin de répondre aux besoins croissants en débit. La 6G permettra le développement d'applications innovantes telles que les systèmes autonomes, la réalité étendue et les interfaces cerveau-ordinateur. Son déploiement commercial est généralement attendu à l'horizon 2030 [12].

Débit de données : les réseaux 6G devrait fournir un débit de données allant jusqu'à 10 Tbit/s, soit près de cent fois supérieur que les réseaux 5G.

Latence : les réseaux 6G fourniraient une latence aussi faible que 0,1 ms, contre 1 ms de latence fournie par les réseaux 5G.

Signalisation efficace : les réseaux 6G fournissent une signalisation efficace pour une connectivité IoT massive et communications M2M.

Expérience utilisateur : la 6G améliore la réalité étendue, la réalité augmentée, la réalité virtuelle et les applications d'intelligence artificielle.

Efficacité spectrale : la 6G offrirait une efficacité spectrale dix fois supérieure par rapport aux réseaux 5G.

Efficacité énergétique : les réseaux 6G offriront une consommation d'énergie réseau 100 fois plus efficace par rapport aux réseaux 5G.

Connexion omniprésente : la 6G fournira d'énormes données de diffusion, pouvant prendre en charge plus de 1 million de connexions, soit près de cent fois plus que les réseaux 5G.

1.4. Architecture du réseau 5G

1.4.1 Architecture globale des réseaux 5G :

L'architecture du système 5G « 5G System - 5GS » constitue une rupture par rapport aux architectures précédentes. En effet, son noyau « 5G Core, 5GC » repose sur une architecture basée sur les Services « SBA » pour son développement. Cette

architecture consiste en la représentation des fonctions réseau sous forme de modules logiciels indépendants, qui offrent leurs capacités via une API « Application Programming Interface ». Cette architecture offre une telle flexibilité, évolutivité et modularité que son déploiement n'a pas d'équivalent.

L'architecture 5GS met également en avant la séparation entre le plan de contrôle, qui gère le réseau et le plan utilisateur, qui gère la transmission des données, concept appelé CUPS « Control and User Plane Separation » [3,4] Comme l'illustre la figure1.4 :

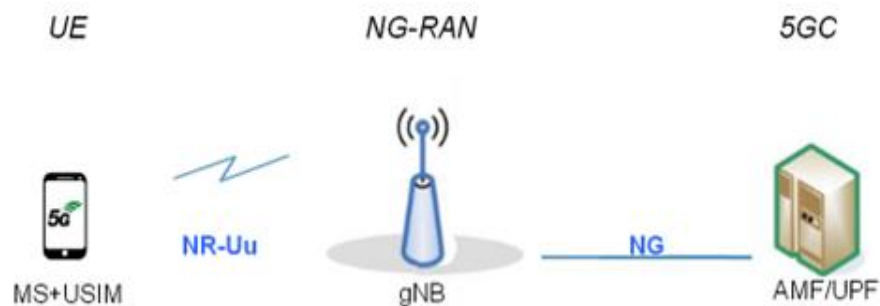


Figure 1.4 : Vue d'ensemble de l'architecture du système [4]

1.4.2 Fonctions du cœur de réseau 5G

Le 5GC est composé de plusieurs fonctions réseau (NF - Network Functions) représentées dans la figure1.5 et le tableau1.2 suivants :

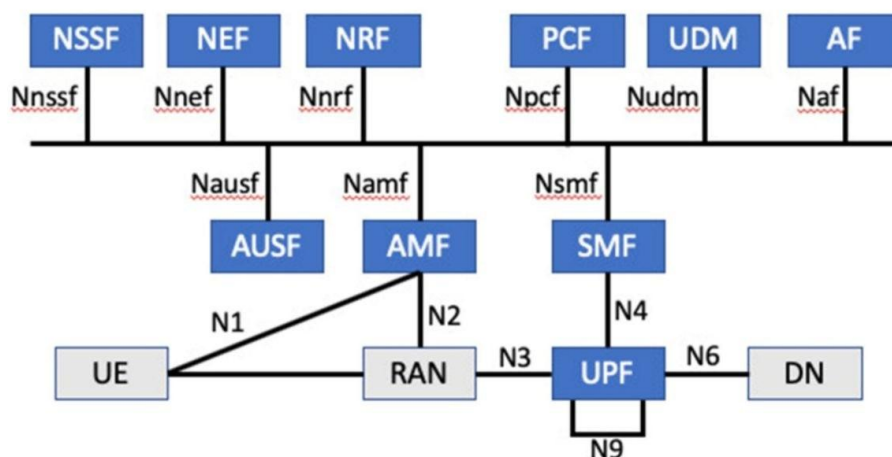


Figure1.5 : Architecture basée sur les services du 5GC [3 ,4].

	Nom	Définition
NRF	Network Repository Function	Fournit le support pour la gestion de services pour les fonctions réseau (enregistrement, autorisation, découverte)
NEF	Network Exposure Function	Fournit l'accès externe aux capacités des fonctions réseaux (la surveillance, la supervision, ...)
UDM	Unified Data Management	Stockage de données. Fonctionnalités de séparation entre traitement et stockage
NSSF	Network Slice Selection Function	Sélection et gestion du Network Slicing
AUSF	Authentication Server Function	Gestion de l'authentification
PCF	Policy Control Function	Fournit un cadre unifié pour le contrôle du comportement du réseau
SMF	Session Management Function	Gestion de sessions. Allocation et gestion des adresses IP des UEs
DN	Data Network	Gère l'interaction avec les réseaux de données externes

Tableau 1.2 : Description des fonctions du réseau 5G [4]

Le cœur de réseau 5G repose sur des interfaces normalisées entre ses fonctions : N1 gère la signalisation UE-AMF, N2 relie le RAN à l'AMF, et N3 assure le tunnel de données RAN-UPF. N4 permet au SMF de contrôler l'UPF, N6 connecte l'UPF au réseau de données externe (DN), et N9 interconnecte deux fonctions UPF pour les besoins de mobilité et d'itinérance.

1.4.3 Modes de déploiement NSA et SA :

Le déploiement de la 5G est prévu en deux étapes, Comme l'illustre la figure 1.6 :

1. **Non-Standalone (NSA)** : Dans ce scénario, un réseau d'accès hybride LTE-NG-RAN est connecté à un cœur de réseau 4G LTE mis à niveau pour inclure des fonctions 5G de base (5G EPC, 5G Evolved Packet Core), tout en continuant à fournir les services LTE (options 1 et 3). Cette architecture est basée sur le LTE comme entité de contrôle du plan de contrôle, tandis que le plan utilisateur est pris en charge par les deux technologies. Cette double connectivité permet de bénéficier des débits de la 5G tout en exploitant la couverture étendue du LTE [7,13].

2. **Standalone (SA) :** Le dernier et le plus complet des modes de déploiement. Le réseau d'accès 5G NR est connecté à un nouveau cœur de réseau 5G (5GC). Cependant, les fonctions radio LTE continueront d'être prises en charge (options 5 et 7). Il permet de profiter de toutes les capacités de la 5G, comme la faible latence (URLLC) et le slicing de bout en bout. [7,13]

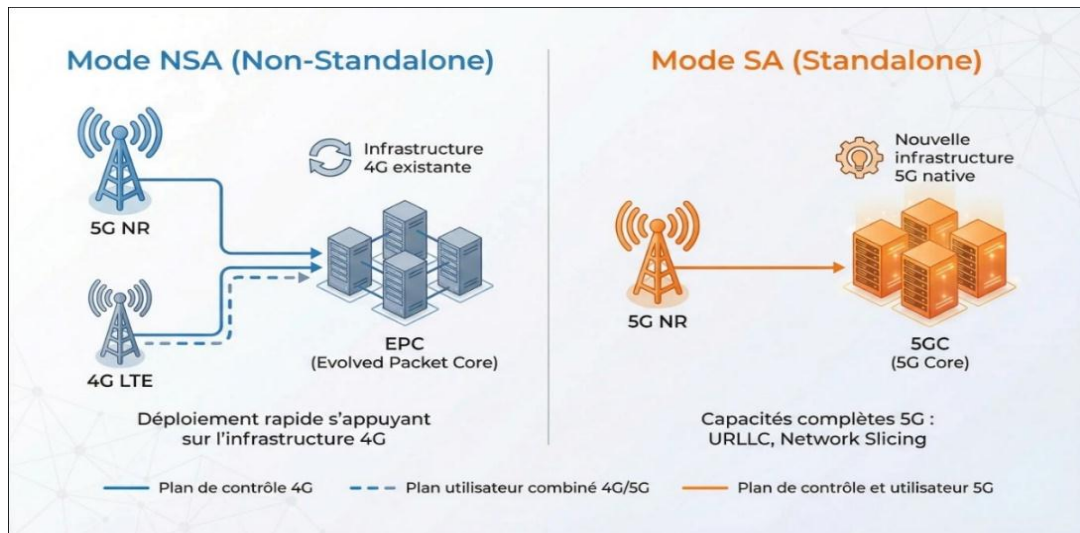


Figure 1.6 : modes de déploiement 5G NSA et SA [7,13]

1.4.4 Virtualisation des fonctions réseau (NFV, SDN, Cloud RAN, Edge Computing) :

La flexibilité de la 5G repose sur des technologies de virtualisation issues du monde de l'informatique :

NFV (Network Function Virtualization) : Permet de dissocier les fonctions réseau (comme l'AMF ou le SMF) du matériel spécialisé sur lequel elles s'exécutaient traditionnellement. Ces fonctions deviennent des logiciels (VNF - Virtualized Network Functions) pouvant s'exécuter sur des serveurs standards, ce qui réduit les coûts et augmente l'agilité [4].

SDN (Software-Defined Networking) : Sépare le plan de contrôle (qui décide où envoyer le trafic) du plan de données (qui achemine le trafic). Un contrôleur SDN centralisé permet de programmer et de gérer le réseau de manière dynamique et automatisée, ce qui est essentiel pour des services comme le network slicing [4, 15].

Cloud RAN (C-RAN) : Virtualise une partie des fonctions de la station de base (gNB) et les centralise dans un data center. Cela permet une meilleure coordination entre les cellules, une optimisation des ressources et une réduction des coûts de

déploiement [4].

MEC (Multi-access Edge Computing) : Rapproche les capacités de calcul et de stockage du cloud au plus près de l'utilisateur, à la périphérie du réseau (par exemple, au niveau de la station de base). Cela réduit considérablement la latence et la charge sur le cœur de réseau, ce qui est vital pour les applications URLLC [15].

1.5 Gestion du spectre et technologies radio 5G :

1.5.1. Bandes de fréquence 5G

La 5G utilise un éventail de bandes de fréquences beaucoup plus large que les générations précédentes, regroupées en deux plages principales (FR1 et FR2) pour combiner couverture et capacité [7, 16] :

Bandes basses (sub-1 GHz) : Offrent une excellente propagation et une large couverture, idéales pour les zones rurales et la pénétration à l'intérieur des bâtiments [7].

Bandes moyennes (1-6 GHz) : Représentent un bon compromis entre couverture et capacité. Une grande partie des déploiements 5G initiaux se concentre sur ces bandes, notamment autour de 3,5 GHz [7,16].

Bandes hautes (ondes millimétriques, > 24 GHz) : Offrent une très grande largeur de bande et donc des débits extrêmement élevés, mais leur portée est courte et elles sont sensibles aux obstacles. Elles sont utilisées pour des déploiements denses en milieu urbain ou dans des lieux spécifiques (stades, gares) [16].

1.5.2. Ondes millimétriques

Les réseaux cellulaires traditionnels utilisent principalement des fréquences inférieures à 6 GHz.

Les fréquences plus élevées sont destinées à des applications spécifiques telles que l'imagerie médicale ou la télédétection. L'explosion du trafic de données a progressivement saturé ces bandes, entraînant une congestion du spectre, une bande passante limitée et un ralentissement des connexions. Pour répondre à cette problématique, l'utilisation de fréquences supérieures à 6 GHz, notamment la bande des ondes millimétriques (30-300 GHz), s'impose comme une solution prometteuse. Cette bande offre en effet une largeur de spectre pouvant être jusqu'à dix fois supérieure à celle des réseaux 4G, permettant ainsi d'augmenter considérablement les débits [16].

Les ondes millimétriques présentent néanmoins des caractéristiques physiques contraignantes. Leur très courte longueur d'onde (de 1 à 10 mm) les rend en effet peu adaptées aux communications à longue portée. Elles traversent difficilement les obstacles comme les murs des bâtiments et subissent une forte atténuation en cas de pluie. Malgré ces défis de propagation, elles constituent une avancée technologique

majeure pour la 5G, car elles sont la clé pour atteindre les débits extrêmement élevés requis par les nouvelles applications sans fil [16,17].

1.5.3. Communication térahertz

Au-delà des ondes millimétriques, le spectre submillimétrique, communément appelé bande térahertz (300 GHz à 3 THz), est de plus en plus étudié pour les futures générations de communications sans fil, en particulier pour la 6G. Cette région du spectre présente des atouts significatifs : un niveau d'interférences naturellement bas, qui pourrait offrir certains avantages en matière de sécurité physique, et une consommation énergétique potentiellement réduite. Elle ouvre la voie à des applications révolutionnaires comme l'imagerie et la spectroscopie de haute précision, la téléprésence holographique, l'industrie 4.0 et les communications massives entre machines.

Cependant, son exploitation se heurte à d'importants verrous technologiques. La conception d'antennes et de circuits électroniques adaptés à ces fréquences est complexe. Les pertes de propagation y sont très élevées, ce qui impose une densité extrême de points d'accès et rend la gestion de la mobilité des utilisateurs particulièrement délicate [12,16].

La figure 1.7 : illustre le positionnement respectif des bandes millimétriques et térahertz dans le spectre électromagnétique.

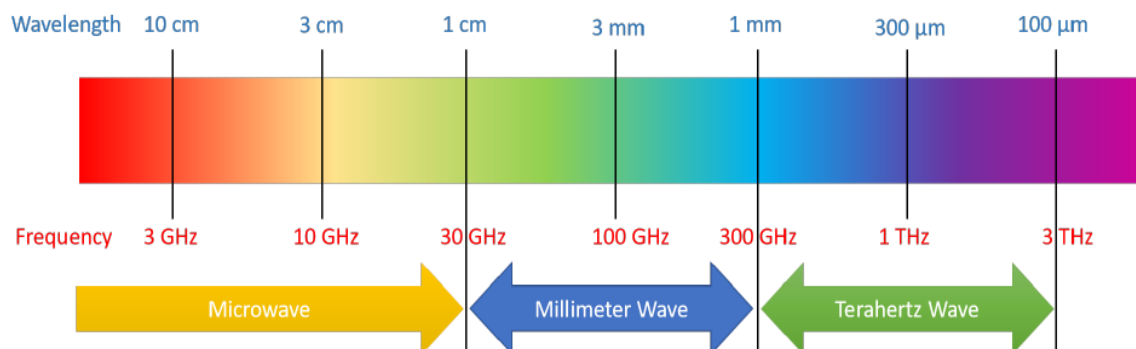


Figure 1.7 : Bande d'ondes millimétriques et térahertz [12,16].

1.6. Technologies d'antennes avancées en 5G :

1.6.1 Massive MIMO

Le Massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output massif) est un progrès technologique essentiel et un élément fondamental de la 5G New Radio (NR). Alors que les réseaux MIMO classiques des générations précédentes fonctionnaient avec un nombre limité d'antennes (généralement entre 2 et 4 pour la 4G), le Massive MIMO

utilise un grand nombre d'éléments d'antenne, souvent des dizaines, voire des centaines d'antennes (par exemple, 32, 64, 128, etc.), regroupés au sein d'une seule station de base. Le Massive MIMO est un concept qui change radicalement la manière dont les signaux radio sont gérés, en allant d'une diffusion large et omnidirectionnelle à une communication de précision hautement ciblée. L'intégration du Massive MIMO est primordiale pour répondre aux demandes sans précédent en termes de débit, de latence, de fiabilité et de capacité de connexion de la 5G, notamment pour les applications des services à large bande passante améliorée (eMBB), les communications ultra-fiables et à faible latence (URLLC), et les communications massives de machine à machine (mMTC)[8].

1.6.1.2 Principes Opérationnels Clés

Dans le cœur même du fonctionnement du Massive MIMO, il y a le Beamforming (formation de faisceaux). Cette technique utilise les multiples antennes pour ajuster le signal en termes de phase et d'amplitude. Dans le sens où le signal radiofréquence n'est pas diffusé dans toutes les directions, il y a un faisceau de signal radiofréquence fort qui est orienté vers un utilisateur en particulier. Cette focalisation spatiale du signal offre des avantages considérables en termes de puissance du signal reçu, de diminution des interférences et de maximisation de l'efficacité du système.

En outre, cette fonction de manipulation spatiale offre la possibilité d'implémentation du MU-MIMO (Multi-User MIMO), dans lequel la station de base peut servir plusieurs utilisateurs différents sur les mêmes ressources temporelles et fréquentielles, en les séparant spatialement [8].

1.6.1.3 Contributions Stratégiques du Massive MIMO à la 5G

Les MIMO massifs améliorent l'efficacité spectrale, minimisent les interférences entre les utilisateurs et améliorent l'efficacité en termes d'énergie, traduit en un débit du système plus élevé, étant donné qu'il constitue l'une des pierres angulaires pour répondre à la demande en données en constante augmentation et accompagner la nouvelle génération.

Ses principaux avantages peuvent se déterminer par les points suivants :

Augmentation Massive De La Capacité Du Réseau

Massive MIMO offre une augmentation significative de la capacité du réseau en facilitant MU-MIMO. Avec un grand nombre d'antennes, la station de base est capable de communiquer avec une quantité beaucoup plus grande d'utilisateurs sur la même fréquence et leur allouer différents faisceaux spatiaux. Spatialisation des utilisateurs et

éviter la saturation du réseau, même dans les environnements les plus denses (zones urbaines, stades, etc.), et gestion efficace de milliers de connexions simultanées. Cela signifie une expérience utilisateur fluide et une vitesse élevée pour tous, même dans les situations les plus courues [8].

Amélioration Substantielle de l'efficacité spectrale

L'efficacité spectrale, ou la quantité de données transmises par unité de fréquence (bits par seconde par Hz), est considérablement renforcée par l'utilisation du Massive MIMO. En effet, en focalisant plus précisément l'énergie du signal grâce au beamforming, le système optimise l'utilisation du spectre radio, ressource rare et précieuse. La focalisation des signaux réduit les interférences inter-utilisateurs, permettant ainsi une réutilisation plus efficace des fréquences, ce qui améliore la quantité de données transmises par unité de fréquence (bits par seconde par Hz). Le Massive MIMO a le potentiel de transmettre une capacité de données dix fois supérieure, voire plus, par rapport à la 4G pour le même spectre, un avantage essentiel face à l'explosion du trafic mobile [18,19].

Extension et Fiabilisation de la Couverture

La 5G utilise souvent des fréquences d'un plus grand spectre (comme le 3,5 GHz ou les ondes millimétriques) pour offrir des vitesses de connexion ultra-rapides. Cependant, ces fréquences sont plus vulnérables aux inconvénients d'une portée réduite et d'une pénétration réduite du signal. Massive MIMO atténue ces inconvénients en concentrant l'énergie du signal radio sur l'utilisateur.

Le gain d'antenne élevé et la capacité de diriger des faisceaux d'angle étroit peuvent intensifier l'énergie du signal radio reçu, étendre la portée et améliorer la pénétration du signal, offrir ainsi une connectivité plus homogène et fiable, même dans des zones de réception traditionnellement faibles et difficiles [8].

Réduction de la Consommation d'énergie

La grande efficacité du Massive MIMO aide également à réduire la consommation énergétique totale du système. En contrôlant et orientant efficacement et précisément le signal vers l'utilisateur ciblé, comme indiqué ci-dessus, la puissance transmise peut être optimisée. L'appareil de l'utilisateur reçoit un signal plus pur et plus fort, lui permettant de maintenir une connexion stable avec le réseau en utilisant moins de puissance d'émission. Cela entraîne directement la prolongation de l'autonomie de la batterie des appareils mobiles, ce qui constitue un avantage important pour l'utilisateur [8,20].

1.6.2 Beamforming

1.6.2.1 Principe de Beamforming :

Le **beamforming** (ou formation de faisceaux) est une technique de traitement du signal qui permet de contrôler directionnellement l'émission ou la réception d'un signal en exploitant un réseau d'antennes (antenna array). Au lieu de diffuser l'énergie de manière omnidirectionnelle, le beamforming concentre le signal vers un récepteur ou une direction cible spécifique.

Le principe repose sur l'application de **pondérations complexes** (amplitude et phase) à chaque élément du réseau d'antennes. Lorsque les signaux sont combinés, ils s'additionnent de manière **constructive** dans la direction souhaitée et s'annulent **de façon destructive** ailleurs, créant un faisceau directionnel [21,22].

La concentration spatiale du signal permet d'améliorer le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) pour prolonger ainsi la portée des communications tout en minimisant la pollution des co-utilisateurs. Dans le contexte des réseaux mobiles modernes, cette technologie a finalement pris son statut d'immanquable pour l'exploitation des ondes millimétriques (mmWave) [16,17].

En raison des pertes de propagation par trajectoire (path loss) extrêmement élevées et de la sensibilité accrue aux obstacles dans ces bandes de fréquences, seul un gain d'antenne élevé, obtenu par la concentration du faisceau, permet de maintenir un bilan de liaison (link budget) viable. De plus, le beamforming réduit la consommation d'énergie globale en évitant le gaspillage de puissance dans des zones géographiques dépourvues de récepteurs actifs, s'inscrivant ainsi dans une démarche d'efficacité énergétique pour la 5G et au-delà [23].

1.6.2.2 Types de beamforming :

L'implémentation du beamforming repose sur trois architectures principales, avec un compromis spécifique en termes de complexité matérielle, coût d'énergie et flexibilité logicielle Comme l'illustre la figure 1.8:

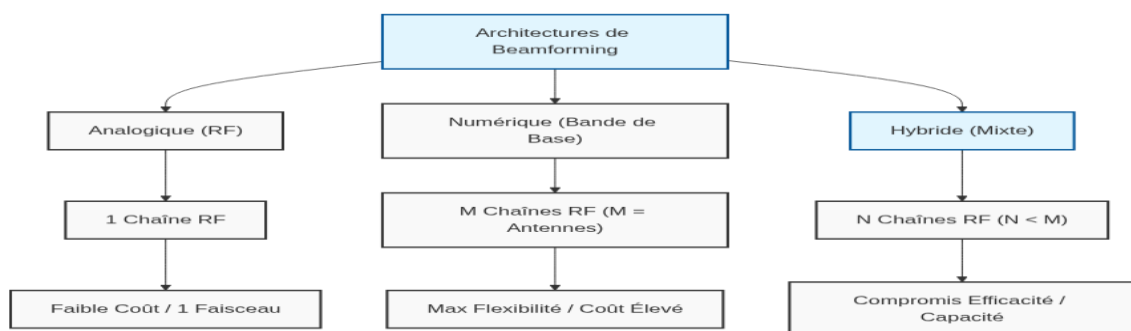


Figure 1.8: Architectures de beamforming : analogique, numérique et hybride [24,25]

• **Beamforming Analogique (ABF) :** C'est la solution la plus simple, dans laquelle un seul signal est distribué et transmis aux différents éléments d'antenne via des déphaseurs analogiques (phase shifters) opérant dans le domaine radiofréquence (RF) [24,25].

Le beamforming analogique applique les variations de phase et d'amplitude directement au **signal dans le domaine RF (radiofréquence)** au moyen de déphaseurs matériels (phase shifters), avant toute conversion numérique. Il constitue la technique historique dominante et reste largement utilisé dans les systèmes satellites et radars classiques, Comme l'illustre la figure1.9 :

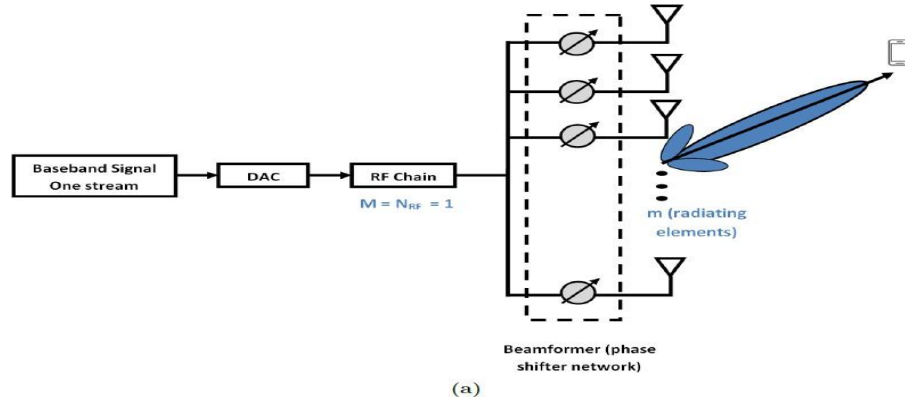


Figure1.9 :(a) Formateur de faisceau analogique émetteur. [24,25]

Caractéristiques principales :

- Une seule chaîne RF commune pour l'ensemble du réseau d'antennes.
- Formation d'un seul faisceau à la fois, orienté vers un utilisateur ou une direction.

Faible coût et faible consommation énergétique, mais flexibilité limitée.

Paramètre	Valeur	Implication
Chaînes RF	1 (unique)	Coût minimal
Faisceaux simultanés	1 seul	Pas de multi-utilisateurs
Complexité	Faible	Facile à implémenter

Tableau 1.3 : Caractéristiques du beamforming analogique .

• Beamforming Numérique (DBF) :

Dans le beamforming numérique, le traitement des phases et amplitudes s'effectue dans le domaine numérique (bande de base) après conversion analogique-numérique (ADC). Chaque élément d'antenne dispose de sa propre chaîne RF et de son propre convertisseur ADC/DAC, permettant une flexibilité maximale et la formation de plusieurs faisceaux simultanés, Comme l'illustre la figure1.10[24,26] :

Deux modes opératoires :

- Précodage (émission) : le signal est prétraité numériquement pour former un faisceau vers le récepteur.
- Post-traitement (réception) : les signaux numérisés de chaque antenne sont combinés numériquement.

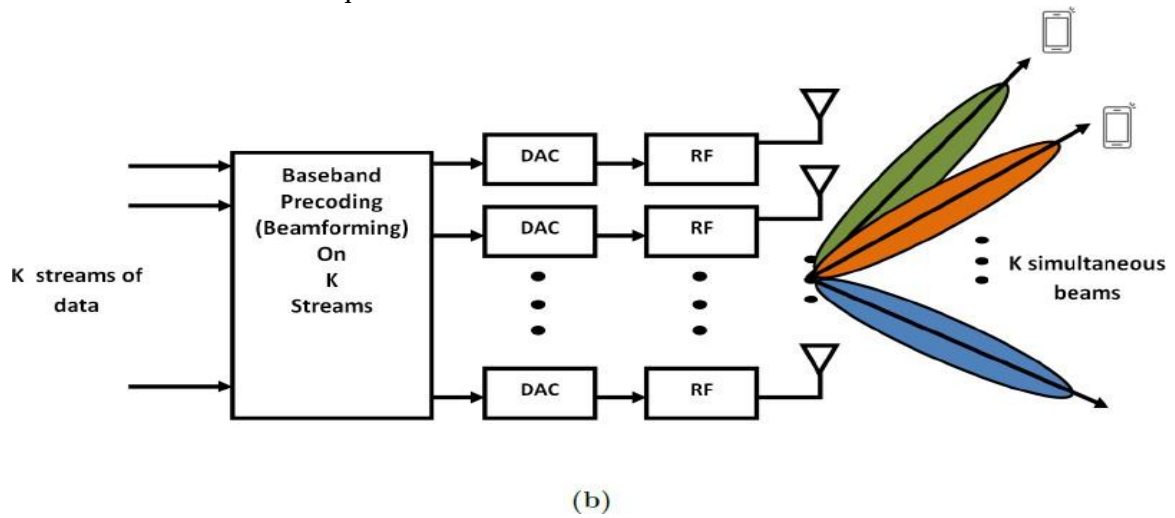


Figure1.10 :(b) Formateur de faisceau numérique émetteur complet [24,26].

• **Beamforming Hybride (HBF)** : Un modèle de compromis, le HBF repose sur un partage du traitement entre un pré codage numérique en bande de base et un formateur de faisceaux analogique en RF. En utilisant un nombre de chaînes RF nettement inférieur au nombre d'éléments de l'antenne ($N_{\text{RF}} < M$), il permet de servir plusieurs flux de données tout en bénéficiant du gain d'antenne massif des réseaux à large échelle. Cette solution est actuellement privilégiée pour les déploiements 5G NR en bandes millimétriques afin d'optimiser le ratio performance-coût [24 ,26 ,27], Comme l'illustre la figure1.11 :

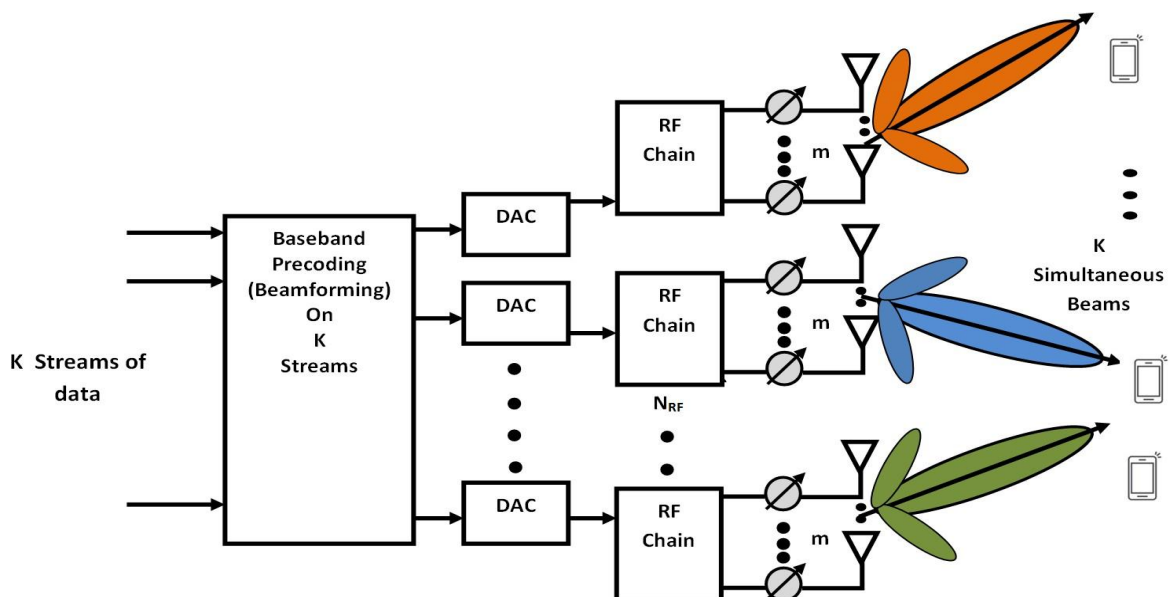


Figure 1.11 : Exemple d'une architecture Hybride Beamforming [27]

1.6.2.3 Techniques avancées de beamforming

Afin de gérer efficacement les environnements multi-utilisateurs, le système devrait calculer des matrices de pré codage spatial qui aient pour objectif de séparer les flux de données. Les algorithmes de référence se distinguent par leurs objectifs d'optimisation :

Maximum Ratio Transmission (MRT) : Cette méthode permet de maximiser la puissance du signal reçu par l'utilisateur en alignant le vecteur de transmission sur le conjugué du canal, appelé filtre de match. Cette méthode est optimale dans les environnements limités par le bruit, mais elle ne traite pas bien les interférences entre utilisateurs. [28,29]

Zéro Forcing (ZF) : L'objectif du ZF est de supprimer complètement les interférences inter-utilisateurs en projetant le signal des utilisateurs sur l'espace nul des canaux des autres utilisateurs [31]. Bien que performant dans les scénarios à haut SINR, il peut souffrir d'une amplification du bruit si le canal est mal conditionné[29,30].

Minimum Mean Square Error (MMSE) : L'algorithme le plus robuste, le MMSE opère un compromis entre la maximisation de l'énergie (MRT) et la suppression des interférences (ZF) en intégrant la puissance du bruit dans son calcul. Il surpasse généralement les deux autres méthodes sur l'ensemble de la plage de rapport signal sur bruit [29,30].

1.6.2.4 Beamforming adaptatif :

Permet de personnaliser en temps réel la direction et la forme des faisceaux en fonction de la position de l'utilisateur ainsi que des conditions du canal radio. Ceci nécessite des procédures d'apprentissage du faisceau (beam training) ainsi que du suivi du faisceau (beam tracking) pour maintenir une liaison optimale, en particulier en cas d'utilisation en mouvement du terminal. L'utilisation d'approches basées sur l'intelligence artificielle ainsi que l'apprentissage automatique (Machine Learning) est explorée pour optimiser ces processus et rendre le beamforming plus réactif [31,32].

1.7 Limites et défis technologiques de la 5G

1.7.1 Défis techniques

Le déploiement du 5G doit faire face à plusieurs défis techniques. La propagation difficile des ondes millimétriques nécessite des déploiements de cellules bien plus denses et une gestion complexe des faisceaux hertziens pour contourner les blocages. La synchronisation du réseau est également importante, en particulier pour les services URLLC. De plus, la complexité des systèmes Massive MIMO, notamment la

synchronisation précise de l'état du canal (CSI) et la pollution des pilotes de TDD, constitue un domaine de recherche actif [33].

1.7.2 Défis économiques

Le coût de déploiement de la 5G est considérable. Il nécessite non seulement de nouvelles antennes radio, mais aussi une densification du réseau et une mise à niveau du réseau de transport (backhaul) pour supporter les débits élevés. La monétisation de ces investissements est un enjeu majeur pour les opérateurs, qui doivent trouver de nouveaux modèles économiques au-delà de la simple vente de données, notamment en exploitant le potentiel du network slicing pour les marchés verticaux (industrie, santé, etc.) [4,33].

1.7.3 Défis sécuritaires

La 5G introduit de nouvelles surfaces d'attaque. La virtualisation (NFV/SDN) et le network slicing, bien que flexibles, peuvent créer de nouvelles vulnérabilités s'ils ne sont pas correctement sécurisés. La prolifération des objets connectés (IoT) augmente le risque d'attaques à grande échelle. La sécurité doit être intégrée dès la conception (Security by design), et une approche de « confiance zéro » (Zéro Trust) est de plus en plus préconisée, où chaque utilisateur et appareil doit être continuellement vérifié, quel que soit son emplacement dans le réseau [34,35]

1.8 Conclusion et transition vers la couche physique NR

Ce chapitre retrace l'évolution des réseaux cellulaires, montrant comment les limitations de chaque génération ont pavé la voie à la suivante. La 5G se distingue comme une rupture technologique, avec une architecture virtualisée, flexible et basée sur les services, conçue pour répondre à un large éventail de besoins, de l'eMBB à l'URLLC et au mMTC. Des technologies clés comme le Massive MIMO, le beamforming et l'utilisation de nouvelles bandes de fréquences comme les ondes millimétriques sont les piliers de cette révolution [1,7,8].

Si l'architecture du cœur de réseau est essentielle pour la flexibilité des services, c'est bien au niveau de la couche physique (PHY) que les gains de performance bruts sont réalisés. La couche physique est responsable de la transmission effective des bits sur le canal radio. Les choix de forme d'onde (OFDM), de schémas de modulation, de techniques d'antennes (Massive MIMO) et de gestion du spectre déterminent directement le débit, la latence et la fiabilité atteignables [7,16].

Le New Radio (NR) est le nom de l'interface radio de la 5G définie par le

3GPP. Conçu pour être flexible et évolutif, le NR est le fondement sur lequel reposent toutes les promesses de performance de la 5G. Sa numérologie adaptable, son support natif du beamforming et sa capacité à opérer sur un large spectre de fréquences en font une interface radio puissante et polyvalente. Le chapitre suivant se concentre sur une analyse détaillée de cette couche physique NR, en explorant en profondeur sa structure, ses canaux, ses signaux et les procédures qui lui permettent d'atteindre des performances sans précédent [7,16].

CHAPITRE 2

La Couche Physique de la 5G NR

2.1 Introduction

La couche physique (PHY) constitue le fondement technique de tout système de communication sans fil. Dans le contexte de la cinquième génération de réseaux mobiles, la 5G NR (New Radio), elle représente l'ensemble des mécanismes permettant la transmission et la réception de l'information sur l'interface radio Uu entre l'équipement utilisateur (UE) et la station de base de nouvelle génération (gNB). La couche physique est définie par les spécifications du 3GPP dans les séries TS 38.2xx, en particulier les normes TS 38.211, TS 38.212, TS 38.213 et TS 38.214 [36, 37, 38, 39].

Comme cela a été présenté dans le chapitre précédent, la 5G NR a été conçue pour répondre aux trois grandes familles d'usages définies par l'UIT-R dans la recommandation IMT-2020 : l'eMBB (Enhanced Mobile Broadband) pour les très hauts débits, l'URLLC (Ultra-Reliable Low Latency Communications) pour les applications critiques à faible latence, et le mMTC (Massive Machine Type Communications) pour l'Internet des objets à grande échelle [40]. Répondre simultanément à ces exigences parfois contradictoires en matière de débit, de latence et de densité de connexion a nécessité de profondes innovations au niveau de la couche physique [41].

Ce chapitre présente de manière progressive et détaillée les composantes fondamentales de la couche physique NR. Nous aborderons successivement la structure temps-fréquence du signal NR et la flexibilité introduite par le concept de numérologie ; les canaux physiques des voies descendante (downlink) et montante (uplink), ainsi que leurs signaux de référence associés ; les techniques de codage et de modulation adoptées ; les procédures de synchronisation et d'accès initial au réseau ; et enfin les paramètres de performance qui caractérisent les capacités du système [42].

2.2 Structure temps-fréquence du signal NR

2.2.1 Bandes d'exploitation NR en FR1 et FR2

La norme 5G utilise différentes bandes de fréquence pour répondre à une large gamme d'exigences.

Bande FR1 (Sub-6 GHz) : Cette plage de fréquence (Frequency Range 1) utilise le spectre inférieur à 6 GHz. Elle offre un bon équilibre entre couverture et capacité, une meilleure pénétration dans les bâtiments et une compatibilité avec les réseaux 4G existants.

Bande FR2 (Ondes Millimétriques) : Cette plage (Frequency Range 2) utilise des fréquences supérieures à 24,25 GHz (jusqu'à 52,6 GHz) pour atteindre un débit de données très élevé et une faible latence. Elle est typiquement utilisée dans de petites cellules pour couvrir des zones restreintes.

Les modes duplex peuvent être en FDD, TDD ou SDL. Ils déterminent la façon dont les données sont transmises sur les liaisons Montantes UL et descendantes DL.

Bande NR	Bande Uplink (UL)	Bande Downlink (DL)	Mode Duplex
n1	1920 MHz – 1980 MHz	2110 MHz – 2170 MHz	FDD
n2	1850 MHz – 1910 MHz	1930 MHz – 1990 MHz	FDD
n3	1710 MHz – 1785 MHz	1805 MHz – 1880 MHz	FDD
n5	824 MHz – 849 MHz	869 MHz – 894 MHz	FDD
n7	2500 MHz – 2570 MHz	2620 MHz – 2690 MHz	FDD
n8	880 MHz – 915 MHz	925 MHz – 960 MHz	FDD
n12	699 MHz – 716 MHz	729 MHz – 746 MHz	FDD
n20	832 MHz – 862 MHz	791 MHz – 821 MHz	FDD
n25	1850 MHz – 1915 MHz	1930 MHz – 1995 MHz	FDD
n28	703 MHz – 748 MHz	758 MHz – 803 MHz	FDD
n34	2010 MHz – 2025 MHz	2010 MHz – 2025 MHz	TDD
n38	2570 MHz – 2620 MHz	2570 MHz – 2620 MHz	TDD
n39	1880 MHz – 1920 MHz	1880 MHz – 1920 MHz	TDD
n40	2300 MHz – 2400 MHz	2300 MHz – 2400 MHz	TDD
n41	2496 MHz – 2690 MHz	2496 MHz – 2690 MHz	TDD
n50	1432 MHz – 1517 MHz	1432 MHz – 1517 MHz	TDD
n51	1427 MHz – 1432 MHz	1427 MHz – 1432 MHz	TDD
n66	1710 MHz – 1780 MHz	2110 MHz – 2200 MHz	FDD
n70	1695 MHz – 1710 MHz	1995 MHz – 2020 MHz	FDD
n71	663 MHz – 698 MHz	617 MHz – 652 MHz	FDD
n74	1427 MHz – 1470 MHz	1475 MHz – 1518 MHz	FDD
n75	N/A	1432 MHz – 1517 MHz	SDL
n76	N/A	1427 MHz – 1432 MHz	SDL
n77	3300 MHz – 4200 MHz	3300 MHz – 4200 MHz	TDD
n78	3300 MHz – 3800 MHz	3300 MHz – 3800 MHz	TDD
n79	4400 MHz – 5000 MHz	4400 MHz – 5000 MHz	TDD
n80	1710 MHz – 1785 MHz	N/A	SUL
n81	880 MHz – 915 MHz	N/A	SUL
n82	832 MHz – 862 MHz	N/A	SUL
n83	703 MHz – 748 MHz	N/A	SUL
n84	1920 MHz – 1980 MHz	N/A	SUL
n86	1710 MHz – 1780MHz	N/A	SUL
n257	26500 MHz – 29500 MHz	26500 MHz – 29500 MHz	TDD
n258	24250 MHz – 27500 MHz	24250 MHz – 27500 MHz	TDD
n260	37000 MHz – 40000 MHz	37000 MHz – 40000 MHz	TDD
n261	27500 MHz – 28350 MHz	27500 MHz – 28350 MHz	TDD

Tableau 2.1. Bandes spectrales adoptées pour la 5G. [13]

Dans la plage de FR2 (n257, n258, n260, n261) [13]. Chaque bande de fréquences a un numéro unique où les bandes NR sont numérotées n1, n2, n3, etc. Il convient de noter que lorsque la même plage de fréquences est définie comme une bande d'exploitation pour différentes technologies d'accès radio, le même nombre est utilisé, mais écrit d'une manière différente. Par exemple, les bandes LTE sont écrites avec des chiffres latins (1, 2,3, etc.), tandis que les bandes UTRA3G sont écrites avec des chiffres romains (I, II, III, etc.) [42].

Il est important de noter que les bandes de fréquences dans lesquelles la NR fonctionne se situent dans des spectres non appariés, ce qui nécessite une certaine souplesse dans l'agencement du duplex. Pour cette raison, la NR prend en charge à la fois les opérations FDD et TDD. En outre, certaines gammes sont également définies pour le SDL ou le SUL [13].

Au cœur de la 5G NR, les technologies Supplementary Uplink (SUL) et Supplementary Downlink (SDL) servent surtout à contourner les limites physiques des hautes fréquences. Le SUL, pensé comme une porteuse réservée à la seule liaison montante, associe une bande basse, par exemple autour de 800 MHz, à la bande principale pour compenser la forte atténuation subie par le signal côté terminal [43]. Des travaux montrent que l'activation du SUL peut multiplier le débit montant dans les zones en bord de couverture, avec des gains qui vont typiquement de 100 % à 400 % [44]. Dans le même mouvement, cette architecture permet une répartition plus fine des ressources radio et se traduit par un accroissement de la capacité en nombre d'utilisateurs de l'ordre de 15 % [45].

En complément, la technologie SDL (Supplemental Downlink) répond au déséquilibre croissant entre les trafics montants et descendant observé dans les réseaux mobiles. Elle repose sur l'ajout d'une porteuse supplémentaire exclusivement dédiée à la liaison descendante, sans requérir de ressources additionnelles en liaison montante. Cette solution améliore ainsi la capacité du réseau, accroît le débit offert aux utilisateurs et réduit les risques de congestion lors des périodes de forte sollicitation [46].

Grâce à ce duo SUL/SDL, les opérateurs peuvent combiner différentes portions de spectre et adapter finement la capacité selon le sens du trafic, tout en soutenant les usages eMBB à haut débit et en maintenant un niveau de service stable, y compris dans les scénarios les plus exigeants [47].

2.2.2 CP-OFDM et DFT-s-OFDM : choix de la forme d'onde

La 5G NR adopte le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence avec préfixe cyclique (CP-OFDM) comme forme d'onde principale, aussi bien en voie descendante (DL) qu'en voie montante (UL). Ce choix constitue une rupture par rapport à la LTE, qui utilisait le SC-FDMA en liaison montante afin de réduire le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne (PAPR). Le CP-OFDM offre une robustesse accrue face à l'évanouissement multi-trajet grâce au préfixe cyclique, une compatibilité naturelle avec les techniques MIMO et de beamforming, ainsi qu'une grande flexibilité dans l'allocation des ressources fréquentielles [36].

Le signal CP-OFDM en bande de base s'écrit formellement sous la forme d'une superposition de sous-porteuses orthogonales modulées en amplitude complexe :

$$s_l^{(p,\mu)}(t) = \sum_{k=0}^{N_u^\mu-1} a_{k-\frac{N_u^\mu}{2},l}^{(p,\mu)} * e^{j2\pi(k+k_0^\mu-\frac{N_u^\mu}{2})\Delta f^\mu(\kappa T_s t - N_u^{\mu,CP,l})} \quad (2.1)$$

Où $a_{k-\frac{N_u^\mu}{2},l}^{(p,\mu)}$ = symbole complexe sur la sous-porteuse k , symbole l , port p ,

$N_u^\mu = 2048k \cdot 2^{-\mu}$ taille d'IFFT pour la numérologie μ ,

Δf^μ = espacement inter-sous-porteuse, $\kappa=64$ rapport de $\frac{T_s}{T_c}$,

$T_s = \frac{1}{480000 \cdot 4096}$ Unité de temps élémentaire NR ,

$$N_u^{\mu,CP,l} = \begin{cases} 512\kappa \cdot 2^{-\mu} & \text{étendu CP} \\ 144\kappa \cdot 2^{-\mu} + 16k & \text{normal CP, } l = 0 \text{ ou } l = 7 * 2^{-\mu} \\ 144\kappa \cdot 2^{-\mu} & \text{normal CP, } l = 0 \text{ ou } l = 7 * 2^{-\mu} \end{cases} \quad (2.2)$$

Longueur du préfixe cyclique en échantillons.

La durée totale d'un symbole OFDM est donc :

$$T_{sym} = T_u + T_{CP} = \frac{1}{\Delta f} + T_{CP} \quad (2.3)$$

Où

$T_u = \frac{1}{\Delta f}$ = durée utile du symbole,

T_{CP} = durée du préfixe cyclique,

T_{sym} = durée totale du symbole OFDM incluant le préfixe cyclique. [36]

Néanmoins, le CP-OFDM présente un PAPR élevé, ce qui est pénalisant pour les équipements terminaux à faible puissance. Aussi, la 5G NR conserve en option la forme d'onde DFT-s-OFDM (Discrete Fourier Transform spread OFDM) pour la voie montante [48]. Cette forme d'onde, héritée du SC-FDMA de la LTE, réduit significativement le PAPR en appliquant une transformation DFT préalable aux symboles OFDM, ce qui améliore la couverture pour les équipements situés en bordure de cellule. Elle est utilisée conjointement avec la modulation $\pi/2$ -BPSK pour maximiser l'efficacité en puissance [36, 42].

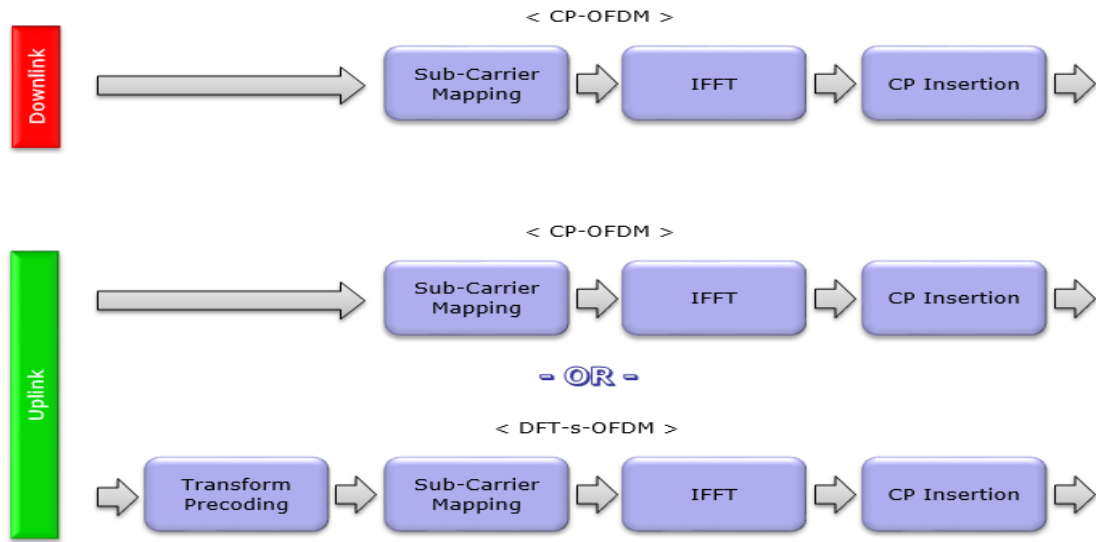


Figure2.1 : Choix de la forme d'onde dans liaison montante (Uplink) et liaison descendant (Downlink) [43].

2.2.3 Numérologie flexible ($\mu = 0$ à 4)

L'une des innovations majeures de la NR par rapport à la LTE réside dans l'introduction d'un système de numérologie scalable. En LTE, l'espacement inter-sous-porteuse est fixé à 15 kHz, ce qui impose un compromis rigide entre robustesse Doppler et efficacité spectrale. La NR lève cette contrainte en définissant cinq numérolgies indexées par le paramètre μ (mu), où l'espacement inter-sous-porteuse vaut [36] :

$$\Delta f = 2^\mu * 15 \text{ kHz} \quad (2.4)$$

La durée d'un symbole OFDM est inversement proportionnelle à l'espacement sous-porteuse 'SCS' $T_{slot} = \frac{1}{2^\mu} \text{ ms}$ (2.5), et la durée d'un slot est maintenue à 14 symboles OFDM.

Ainsi, une numérologie $\mu = 0$ (15 kHz) produit des slots de 1 ms adaptés aux communications voix et données classiques, tandis qu'une numérologie $\mu = 3$ (120 kHz) génère des slots de 0,125 ms, particulièrement adaptés aux applications URLLC et aux fréquences millimétriques [42,48].

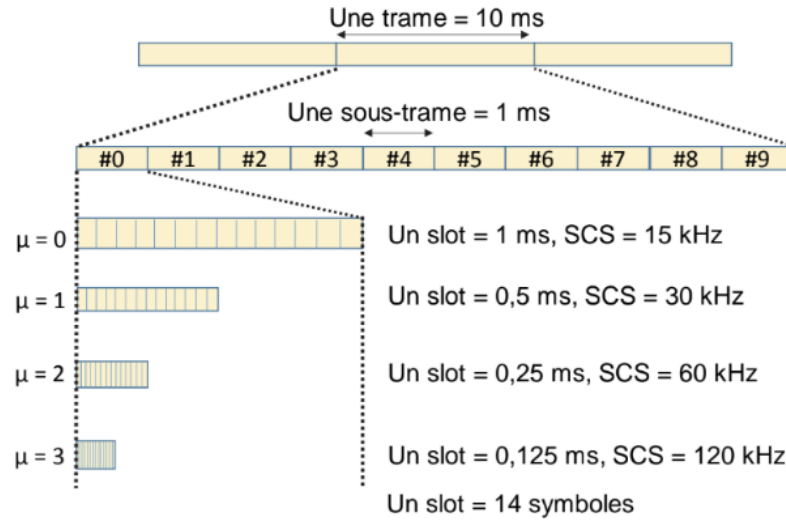


Figure 2.2 : Relation entre la numérologie, le nombre de slots par sous-trame et la durée des slots [49].

2.2.4 Structure de trame NR

La structure de trame NR est organisée de manière hiérarchique. Le Tableau 2.1 illustre la structure temporelle d'une trame NR, dont la durée est fixée à 10 ms et qui est subdivisée en 10 sous-trames de 1 ms chacune. Chaque sous-trame contient 2^μ slots, dont le nombre varie donc selon la numérologie. Un slot comprend 14 symboles OFDM en configuration normale (12 en configuration étendue). $N_{slot/trame} = 10 \cdot 2^\mu$ (2.6).

μ	Δf (kHz)	Durée slot (ms)	$N_{Slots}/trame$	$N_{Slots}/sous\ trame$	$N_{symboles}/slot$	$N_{Symbol}/sous\ trame$
0	15	1	10	1	14	14
1	30	0.5	20	2	14	28
2	60	0.25	40	4	14	56
3	120	0.125	80	8	14	112
4	240	0.0625	160	16	14	224

Tableau 2.2 : Paramètres des numérolgies NR et la structure de la trame temporelle[36,49].

Les symboles d'un slot peuvent être configurés individuellement en downlink (D), uplink (U) ou flexibles (X), permettant une allocation dynamique des ressources dans le domaine temporel [36].

La NR introduit également le concept de mini-slot (ou slot partiel), qui peut contenir 2, 4 ou 7 symboles OFDM [50]. Ce mécanisme permet des transmissions à latence ultra-faible sans attendre le début d'un slot complet, ce qui est essentiel pour les cas d'usage URLLC [42]. Le mini-slot est particulièrement utilisé pour les transmissions Grant-free en uplink, où l'équipement peut émettre immédiatement sans attendre un ordonnancement explicite du réseau.

2.2.5 Grille de ressources, Resource Block (RB) et Resource Element (RE) :

La ressource radio NR est représentée dans un plan temps-fréquence appelé Resource Grid (grille de ressources). Dans la dimension fréquentielle, la sous-porteuse constitue l'unité élémentaire. Un Resource Block (RB) regroupe 12 sous-porteuses consécutives sur un slot. Un Resource Element (RE) est l'intersection d'une sous-porteuse et d'un symbole OFDM, représentant la plus petite unité pouvant transporter un symbole de données ou un symbole de signal de référence [36,50].

Il est important de distinguer les Physical Resource Blocks (PRB), qui correspondent à des ressources physiques absolues dans la bande de fréquences, des Virtual Resource Blocks (VRB), qui constituent une abstraction utilisée par l'ordonnanceur MAC pour faciliter la gestion des ressources. Une correspondance (mappage) entre les VRB et les PRB est définie dans la norme [39,48].

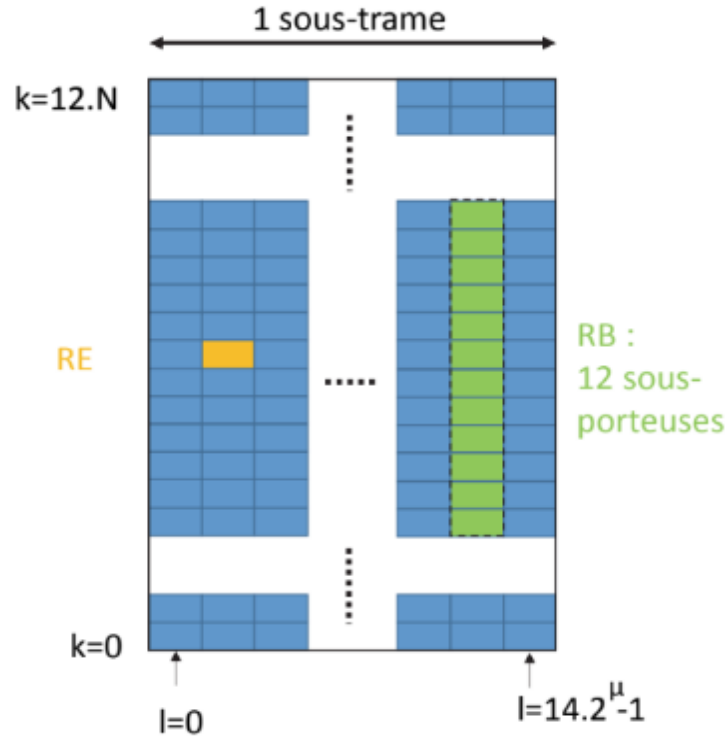


Figure2.3 :Architecture de grille de ressources [49].

Le nombre total de RB disponibles dans une bande passante donnée est :

$$N_{RB}^{\mu} = \frac{BW - 2 \cdot \Delta f_{guard}}{12 \cdot \Delta f^{\mu}} \quad (2.7)$$

Où BW = bande passante du canal (Hz),

Δf_{guard} = bande de garde de chaque côté,

12 = sous-porteuses par RB.

Cette relation à partir le tableau 2.3. Il donne directement la Configuration de la bande de garde minimale et de la bande passante de transmission, avec des valeurs normalisées par 3GPP [51]. Il constitue une référence directe pour chaque combinaison (BW , SCS). À titre d'exemple, pour $BW = 20$ MHz et $SCS = 30$ kHz, la formule et le tableau aboutissent au même résultat : 51 RB. Les cases notées N/A désignent les configurations non prises en charge par le standard.

Voici d'autres exemples à base de ce tableau :

SCS (kHz)	Bande passante BW			
	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
	N_{RB}	N_{RB}	N_{RB}	N_{RB}
15	25	52	79	106
30	11	24	38	51
60	N/A	11	18	24

Tableau 2.3 : Configuration de la bande de garde minimale et de la bande passante de transmission [51].

2.2.6 La partitionnement de bande (BWP) Bandwidth Part

Le concept de partitionnement de bande (BWP) constitue une nouveauté importante de la NR. Il s'agit d'une portion contiguë de la bande passante système, configurée pour un équipement donné, sur laquelle celui-ci opère à un instant donné. Un équipement peut se voir attribuer jusqu'à quatre BWP en DL et quatre en UL, mais n'en active qu'une seule à la fois dans chaque direction [38].

L'intérêt du BWP est multiple. D'abord, il permet à des équipements à capacité réduite d'opérer sur une sous-bande étroite d'une cellule à large bande passante, réduisant ainsi leur complexité et leur consommation énergétique [42]. Ensuite, la commutation dynamique des BWP offre un mécanisme d'adaptation fine à la charge du réseau et au profil de trafic de chaque utilisateur. Le réseau signale le changement du BWP actif via le champ DCI (*Downlink Control Information*) dans le PDCCH [39].

2.3 Canaux Physiques de la Voie Descendante (Downlink)

2.3.1 PDSCH — Physical Downlink Shared Channel

Le PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) est le canal principal de transport des données utilisateur en voie descendante. Il transporte les blocs de transport (Transport Blocks, TB) générés par la couche MAC, après application des opérations de traitement de la couche physique : calcul du CRC, segmentation en blocs de code, codage LDPC, modulation et mappage sur la Resource Grid [39].

Le PDSCH supporte des schémas de modulation allant du QPSK au 256-QAM, ainsi que la transmission multicouches (spatial multiplexing) jusqu'à 8 couches en DL [43]. L'ordonnancement du PDSCH est réalisé dynamiquement par le scheduler de la couche MAC, qui transmet les informations d'attribution (DCI format 1_0 ou 1_1) via le

PDCCH [38]. Le PDSCH peut également être transmis en mode semi-persistant (SPS) pour les services à trafic périodique régulier, ce qui réduit l'overhead de contrôle.

2.3.2 PDCCH — Physical Downlink Control Channel

Le PDCCH (Physical Downlink Control Channel) transporte les informations de contrôle du downlink, encapsulées dans des DCI (Downlink Control Information). Ces informations incluent les attributions de ressources pour le PDSCH et le PUSCH, les commandes de puissance uplink, les informations de timing advance et les requêtes d'activation/désactivation de canaux semi-persistants [38].

Contrairement à la LTE, où le canal de contrôle était transmis dans les premiers symboles OFDM de chaque sous-trame de manière uniforme pour toute la bande, la NR introduit le concept de CORESET (Control Resource Set). Un CORESET est un ensemble de ressources temps-fréquence dans lesquelles le PDCCH peut être transmis [38]. Cette flexibilité permet d'adapter la transmission de contrôle à la topologie du réseau et aux capacités des équipements. Le réseau peut configurer jusqu'à trois CORESET par cellule.

La recherche des DCI par l'équipement est organisée à l'aide des *Search Spaces*. Ils définissent les positions candidates dans lesquelles l'UE doit rechercher le PDCCH. On distingue le *Common Search Space* (CSS), accessible à tous les équipements de la cellule, et le *UE-specific Search Space* (USS), configuré individuellement pour chaque UE [38].

Les DCI sont codés à l'aide de codes polaires. Ils sont ensuite regroupés en unités appelées CCE (*Control Channel Elements*). Le PDCCH utilise différents niveaux d'agrégation : 1, 2, 4, 8 ou 16 CCE [37].

2.3.3 PBCH — Physical Broadcast Channel

Le PBCH (Physical Broadcast Channel) est un canal qui transporte les informations système essentielles au démarrage de l'équipement, rassemblées dans le bloc MIB (Master Information Block) [2]. Le message de MIB est mélangé avec une séquence d'embrouillage issue de la séquence de gold et initialisée avec le nombre d'identité de la cellule [49] :

$$c(n) = (x_1(n + N_c) + x_2(n + N_c)) \bmod 2 \quad (2.8)$$

$$x_1(n + 31) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \quad (2.9)$$

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n)) \bmod 2 \quad (2.10)$$

Avec les vecteurs de la manière suivante :

$$x_1(0,1,\dots,30) = [1,0,\dots,0] \text{ Et}$$

$$x_2(0,1,\dots,30) = C_{\text{init}} = N_{\text{ID}}^{\text{Cell}} \text{ [49].}$$

Ces informations incluent notamment le numéro de trame système, la configuration du SFN (System Frame Number), l'espacement sous-porteuse de la grille de synchronisation et l'indicateur de configuration du PDCCH commun [37].

Le PBCH est toujours transmis conjointement avec les séquences de synchronisation PSS et SSS au sein d'un bloc appelé SS/PBCH Block (SSB). Ce regroupement facilite la détection du réseau par l'équipement lors de la procédure d'accès initial. Le PBCH utilise le codage polaire pour le canal et est transmis avec une robustesse maximale afin d'assurer une couverture étendue [37].

2.4 Canaux Physiques de la Voie Montante (Uplink)

2.4.1 PUSCH — Physical Uplink Shared Channel

Le PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) est le principal canal de transport des données utilisateur en voie montante. Il supporte les deux formes d'onde NR — CP-OFDM et DFT-s-OFDM — au choix du réseau selon les conditions de propagation et les capacités de l'équipement. La transmission via DFT-s-OFDM est préférée dans les scénarios de couverture étendue en raison de son PAPR plus faible [39,48].

Le PUSCH supporte deux types de mappage :

Le mappage de type A : commence toujours au premier ou au quatrième symbole d'un slot et est utilisé pour les transmissions normales.

Le mappage de type B : peut commencer à n'importe quel symbole du slot, ce qui est adapté aux transmissions à faible latence [39].

La NR introduit également la transmission *grant-free* (ou configurée) sur le PUSCH, où l'équipement peut émettre sans attendre un ordonnancement explicite du réseau, réduisant significativement la latence pour les applications URLLC [39].

2.4.2 PUCCH — Physical Uplink Control Channel

Le PUCCH (Physical Uplink Control Channel) est le canal utilisé pour la transmission des informations de contrôle en liaison montante (UCI). L'UCI comprend les acquittements HARQ-ACK/NACK relatifs aux transmissions PDSCH reçues, les

Scheduling Requests (SR) envoyées par l'équipement pour indiquer qu'il a des données à transmettre, ainsi que les rapports CSI (*Channel State Information*), incluant le CQI, le PMI et le RI [38].

La NR définit cinq formats de PUCCH (formats 0 à 4), offrant différents compromis entre capacité, couverture et surcharge (*overhead*). Les formats courts (0 et 1) occupent 1 à 2 symboles OFDM et sont adaptés aux petites quantités d'UCI. Les formats longs (2, 3 et 4) s'étendent sur 4 à 14 symboles et permettent de transporter des volumes plus importants de données UCI avec un codage plus robuste [36].

La coexistence du PUCCH et du PUSCH dans un même slot est possible en NR, à condition que leurs ressources ne se chevauchent pas.

2.4.3 PRACH — Physical Random-Access Channel

Le PRACH (Physical Random Access Channel) est le canal utilisé par l'équipement pour initier la procédure d'accès aléatoire au réseau. L'équipement transmet un préambule PRACH — sélectionné aléatoirement parmi un ensemble de 64 séquences — pour signaler sa présence au gNB et obtenir une synchronisation uplink initiale [36].

Les préambules PRACH sont construits à partir de séquences de Zadoff-Chu (ZC), définies par : $x_u(n) = e^{-j\frac{\pi u \cdot n \cdot (n+1)}{N_{ZC}}}$, $n = 0, 1, \dots, N_{ZC} - 1$ [36]. (2.11)

Où : u = indice de racine (root index),

N_{ZC} = longueur de séquence (839 pour formats longs, 139 pour formats courts).

L'intérêt fondamental des séquences de Zadoff-Chu est leur propriété CAZAC (Constant Amplitude Zéro Auto Corrélation) qu'est idéale pour la détection du préambule car elle assure une autocorrélation parfaite et une inter-corrélation nulle entre séquences générées. Avec des décalages cycliques différents, permettant la détection simultanée de plusieurs équipements [36] :

$$x_{u,v}(n) = x_u((n + C_v) \bmod N_{ZC}) \quad (2.12)$$

où C_v = décalage cyclique indice v , permettant de distinguer 64 préambules différents (0 à 63) définis par l'occasion de PRACH [36].

La NR définit deux formats de préambule : les formats longs (hérités de la LTE, durée 1 ms) utilisés en sub-6 GHz pour une couverture maximale, et les formats courts

(durée 1–2 symboles OFDM) utilisés en mmWave pour une faible latence. La procédure d'accès peut s'effectuer en 4 étapes (RACH classique : msg1-msg4) ou en 2 étapes (2-step RACH, introduit en Release 16), qui fusionne les messages 1 et 3 en un seul message (message A), réduisant la latence d'accès [50, 38].

2.5 Signaux de référence des liaisons montante et descendante

Les signaux de référence (RS) sont des séquences connues insérées dans la grille de ressources à des positions prédéfinies. Ils permettent à l'équipement de réaliser des estimations de canal, des mesures de qualité, des compensations de phase ainsi que des procédures de synchronisation [36].

Ils jouent également un rôle symétrique à celui de leurs homologues en liaison descendante, en permettant au réseau d'estimer le canal de propagation en liaison montante et d'adapter sa stratégie de réception.

Le tableau suivant (2.3) présente les principaux signaux de référence des liaisons descendante et montante en NR.

Signal	Nom Complet	Rôle principal	Utilisé par liaison(s)
PSS	Primary Synchronization Signal	Synchronisation primaire	Descendante
SSS	Secondary Synchronization Signal	Synchronisation secondaire	Descendante
DM-RS	Estimation de canal pour démodulation	Estimation de canal pour démodulation	descendante et montante
CSI-RS	Channel State Information Reference Signal	Mesure de qualité canal (CQI, PMI, RI)	Descendante
PT-RS	Phase Tracking Reference Signal	Compensation de bruit de phase (ondes millimétriques)	Montante
SRS	Sound Reference Signal	Evaluation la qualité de réseau de canal (OTDOA)	Montante
PRS	Positioning Reference Signal	Détermination de localisation mobile	Descendante
RIM	Remote Interference Management	Control les interférences	Descendante et montante

Tableau 2.3 : Signaux de référence NR [36,49]

2.6 Techniques de Codage et de Modulation

2.6.1 Schémas de modulation

La 5G NR supporte une gamme étendue de schémas de modulation d'amplitude en quadrature (QAM). La sélection du schéma de modulation est réalisée par l'algorithme de link adaptation du gNB, qui choisit l'ordre de modulation le plus élevé compatible avec la qualité du canal estimée, afin de maximiser le débit effectif tout en maintenant un taux d'erreur par bloc (BLER) cible de 10 % [39].

Schéma	Bits/symbole	SNR requis (approx.)	Cas d'usage
$\pi/2$ -BPSK	1	< 0 dB	Couverture étendue UL
QPSK	2	~5 dB	Mobilité élevée, couverture
16-QAM	4	~15 dB	Usage général
64-QAM	6	~22 dB	Débit élevé, bon canal
256-QAM	8	~30 dB	eMBB, proche gNB

Tableau 2.4 : Schémas de modulation NR et conditions d'utilisation [36].

La modulation $\pi/2$ -BPSK est une nouveauté introduite en NR pour la forme d'onde DFT-s-OFDM en uplink. En appliquant une rotation de phase de $\pi/2$ entre symboles consécutifs, elle réduit davantage le PAPR par rapport au BPSK classique, ce qui est particulièrement avantageux pour les équipements à faible puissance d'émission [36].

2.6.2 Codage de canal

2.6.2.1 Codes LDPC pour les canaux de données

La 5G NR adopte les codes LDPC (Low Density Parity Check) pour le codage des blocs de transport sur les canaux de données PDSCH et PUSCH. Ce choix remplace les codes Turbo utilisés en LTE, car les codes LDPC offrent de meilleures performances à haut débit et une complexité de décodage moindre lors de l'implémentation parallèle [37,52]. Un code LDPC est défini par une matrice de parité creuse H et le mot de code c doit satisfaire :

$$H_c^T = 0 \quad (2.13)$$

Où H = matrice de parité LDPC (creuse),

C = mot de code, la cécusite de H permet un décodage itératif rapide [42].

La norme NR définit deux graphes de base (Base Graphs) pour les codes LDPC. Le graphe BG1 est optimisé pour les blocs de code de grande taille (jusqu'à 8448 bits) et les taux de codage élevés (1/3 à 22/24), adapté aux transmissions eMBB à haut débit. Le

graphe BG2 est optimisé pour les blocs de petite taille et les taux de codage faibles, adapté aux canaux URLLC ou aux transmissions en mauvaises conditions. La levée de graphe (lifting) permet de générer des codes LDPC de différentes tailles à partir de ces deux graphes de base [37, 52,53].

2.6.2.2 Codes Polaires pour les canaux de contrôle

Pour les canaux de contrôle (PDCCH, PUCCH et PBCH), la NR adopte les codes Polaires, proposés initialement par Erdal Arikan en 2009. Ces codes reposent sur le phénomène de polarisation de canal : lorsque l'on combine N copies d'un même canal à travers une transformation particulière, les canaux résultants se polarisent — certains deviennent quasi-parfaits, d'autres quasi-inutilisables.

La transformation est définie par :

$$\mathbf{x} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G}_N, \mathbf{G}_N = \mathbf{F}^{\oplus} \quad (2.14)$$

Avec le noyau de polarisation

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, N = 2^n \quad (2.15)$$

Où $\mathbf{x}$ = Mot de code Polar de longueur N

$\mathbf{u}$ = vecteur d'entrée de longueur (bits info + bits gelés à 0),

$\mathbf{G}_N$ = matrice generatrice N×N,

$\mathbf{F}^{\oplus}$ =produit de krochencker n fois de F.

Le résultat fondamental de la théorie des codes polaires est que, asymptotiquement, les canaux se polarisent parfaitement : la capacité des canaux « bons » tend vers 1 et celle des canaux « mauvais » tend vers 0 :

$$I W_N^{(i)} \xrightarrow{N \rightarrow \infty} \begin{cases} 1 \text{ pour les canaux « bons »} \\ 0 \text{ pour les canaux « mauvais »} \end{cases} \quad (2.16)$$

Ou $I W_N^{(i)}$ est la capacité de l'information mutuelle de l'i-ème canal polarisé.

Les codes polaires sont les premiers codes capables d'atteindre théoriquement la capacité de Shannon sous décodage par annulation successive (*Successive Cancellation*) [54]. La NR utilise une variante améliorée basée sur le décodage par liste d'annulations successives (*Successive Cancellation List – SCL*), qui améliore significativement les performances pratiques [53, 37].

Le choix des codes polaires pour le contrôle et des codes LDPC pour les données résulte d'une analyse des compromis entre performance, complexité et latence. Les codes polaires sont particulièrement adaptés aux petites tailles de blocs (généralement inférieures à 1000 bits), caractéristiques des informations de contrôle. Les codes LDPC, quant à eux, offrent de meilleures performances pour les blocs de données de grande taille [52].

2.6.3 Hybrid ARQ (HARQ)

Le mécanisme HARQ (Hybrid Automatic Repeat request) combine la retransmission ARQ avec le codage correcteur d'erreurs (FEC) pour offrir une transmission fiable avec une latence maîtrisée. En NR, le HARQ opère au niveau de la couche physique avec un accusé de réception (ACK/NACK) envoyé via le PUCCH.

Deux stratégies de combinaison sont définies. La combinaison Chase (Chase Combining, CC) retransmet une copie identique du bloc d'origine, qui est combinée avec les réceptions précédentes au niveau du démodulateur (combinaison MRC).

Dans le mécanisme HARQ avec redondance incrémentale (HARQ-IR), chaque retransmission utilise une version de redondance différente (RV0, RV1, RV2, RV3) comme la description dans la figure 2.3. Ces versions correspondent à des points de départ distincts dans le tampon circulaire où sont stockés les bits codés (bits systématiques et bits de parité). Ainsi, au lieu de répéter les mêmes bits, chaque retransmission transmet un ensemble différent de bits codés représentant les mêmes bits d'information (figure 2.3).

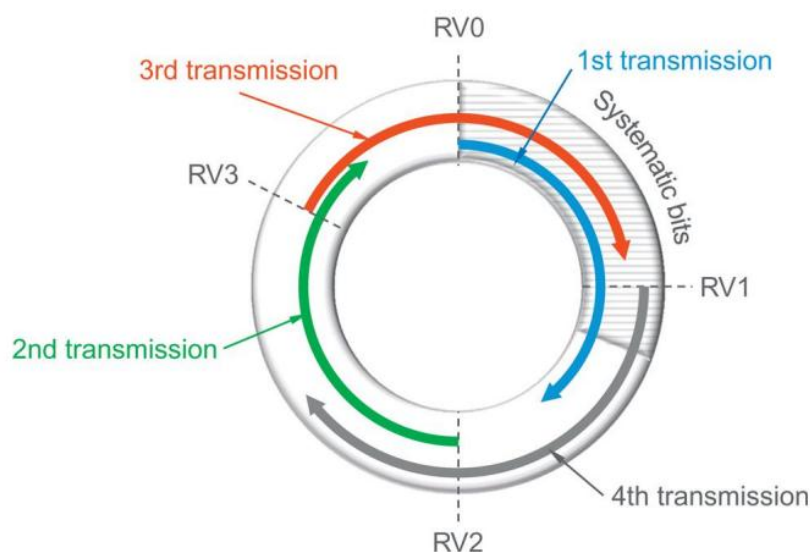


Figure 2.4 : Exemple de tampon circulaire pour la redondance incrémentale [42].

Cette « information nouvelle » permet au récepteur d'améliorer progressivement ses chances de décodage [42], augmentant ainsi progressivement le taux de codage apparent. L'IR offre de meilleures performances que la CC car chaque retransmission apporte une information nouvelle [37].

Le débit effectif avec HARQ :

$$R_{eff} = \frac{R_c}{\bar{N}_t} \quad (2.17)$$

Où

R_c = taux de codage initial,

$\bar{N}_t$ = nombre moyen de transmissions avant succès.

Contrairement à la LTE qui utilise un HARQ synchrone (les retransmissions ont lieu à des instants fixes), la NR adopte un HARQ asynchrone en DL et UL [42]. Cette flexibilité est essentielle pour accommoder les différentes numéologies et les slots flexibles. Le nombre maximal de processus HARQ parallèles est de 16 en DL et 16 en UL [39].

2.6.4 Link Adaptation

La link adaptation est un mécanisme par lequel le gNB adapte dynamiquement les paramètres de transmission — notamment l'ordre de modulation et le taux de codage (MCS, *Modulation and Coding Scheme*) aux conditions instantanées du canal radio. L'équipement mesure la qualité du canal à l'aide des signaux de référence et transmet périodiquement un rapport CSI incluant le CQI (*Channel Quality Indicator*), qui indique le MCS maximal permettant d'atteindre un taux d'erreur par bloc (BLER) cible de 10 % [39].

L'outer loop link adaptation (OLLA) est le mécanisme complémentaire qui ajuste dynamiquement l'offset entre le CQI rapporté et le MCS effectivement utilisé. Il permet de compenser les erreurs d'estimation ainsi que les variations lentes du canal. Ce mécanisme assure ainsi la convergence du BLER vers la cible de 10 % en conditions réelles [42].

2.7 Procédures de synchronisation et d'accès initial

2.7.1 Block (SSB)

Le bloc SSB (Synchronization Signal Block) est la structure de signal fondamentale utilisée par un équipement pour détecter et se synchroniser avec une cellule NR mesuré par :

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)} \quad (2.18)$$

Avec $N_{ID}^{(1)}$ = groupe d'ID (0 à 335, détecte via SSS),

$N_{ID}^{(2)}$ = ID dans le groupe (0, 1 ou 2, détecte via PSS) [36].

Concernant le mappage de bloc SSB, il regroupe quatre composantes sur 4 symboles OFDM consécutifs : la séquence de synchronisation primaire (PSS) sur le symbole 0 et étalé sur 127 sp (sous-porteuse), la séquence de synchronisation secondaire (SSS) sur le symbole 2 et étalé sur 127 sp, et le canal PBCH avec son DMRS associé sur les symboles 1 et 3 et mappé sur 240 sp et sur des blocs de fréquences sur le symbole 2 comme illustre dans la figure 2-4 suivante [36,49].

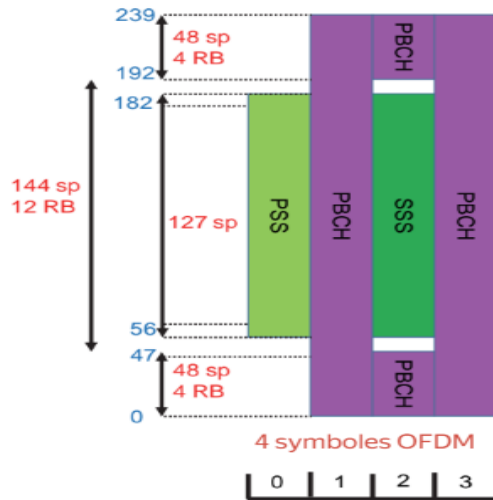


Figure 2.5 : Bloc SSB [49].

Les SSB sont transmis en rafales (SSB bursts) à des intervalles périodiques de 5 ms ou 160 ms selon la bande de fréquences. Le nombre de SSB par burst varie de 4 (en sub-3 GHz) à 64 (en mmWave), permettant le balayage de faisceau (beam sweeping) pour couvrir différentes directions angulaires [38]. La grille de synchronisation (GSCN, Global Synchronization Channel Number) définit les fréquences auxquelles les SSB peuvent être transmis, simplifiant la procédure de recherche de cellule [51].

2.7.1.1 Le signal PSS

Le PSS (Primary Synchronization Signal) est un signal qu'il réalise la synchronisation fréquentielle et temporelle au niveau demi trame (avec une périodicité 5ms), l'intervalle de slot et du symbole OFDM [49]. Il est généré à partir d'une séquence pseudo-aléatoire de 127 bits, dont les paramètres d'entrée du registre sont initialisés à : $[x(6)x(5)x(4)x(3)x(2)x(1)x(0)] = [1110110]$ à travers l'illustration de figure2-5 suivant [49] :

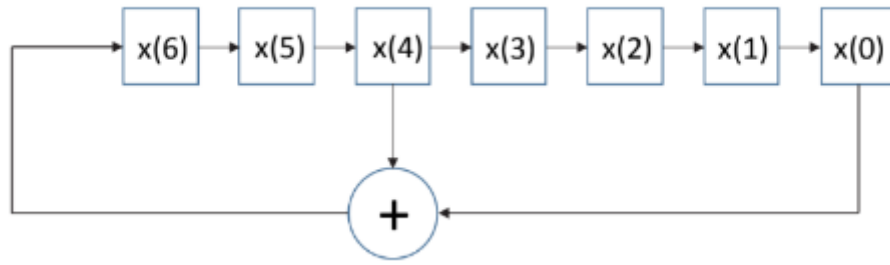


Figure2.6 : Génération du signal PSS. [49]

A chaque impulsion d'horloge, le bit $x(6)$ est généré par décalage à droite des données du registre. La nouvelle valeur de $x(6)$ est calculée par un ou exclusif à partir des valeurs 0 et 4 de registre. [49]

Le signal PSS est une M-séquence qui est caractérisée par l'équation suivante :

$$x(i + 7) = [x(i + 4) + x(i)] \bmod 2 \quad (0 \leq i \leq 119) \quad (2.19)$$

La séquence PSS générée s'écrit :

$$d(n) = 1 - 2x(m) \quad \text{avec } m = (n + 43N_{ID}^{(2)}) \bmod 127 \quad (2.20)$$

2.7.1.2 Le signal SSS

Le SSS (Secondary Synchronization Signal) est un signal assurant la synchronisation temporelle au niveau de trame. Ses fonctions sont les suivantes : déterminer de CP préfixe cyclique, normal ou étendu et déterminer de la valeur de $N_{ID}^{(2)}$ [49].

Le signal SSS est généré par la séquence de Gold issue des 2 M- séquences x_0 et x_1 , définies par l'initialisation suivantes :

$$[x_{0/1}(6)x_{0/1}(5)x_{0/1}(4)x_{0/1}(3)x_{0/1}(2)x_{0/1}(1)x_{0/1}(0)] = [1110110] \quad (2.21)$$

Et par la récurrence :

$$x_{0/1}(i+7) = [x_{0/1}(i+4) + x_{0/1}(i)] \bmod 2 \quad (2.22)$$

La séquence SSS générée s'écrit alors :

$$d(n) = [1 - 2x_0((n + m_0) \bmod 127)][1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127)] \quad (2.23)$$

$$\text{avec} \quad m_0 = 15 \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)}}{112} \right\rfloor + 5 \cdot N_{ID}^{(2)} \quad (2.24)$$

$$\text{et} \quad m_1 = N_{ID}^{(1)} \bmod 112 \quad (2.25)$$

2.7.2 Procédure d'accès initial

La procédure d'accès initial au réseau NR se déroule en plusieurs étapes séquentielles. L'équipement commence par scanner les fréquences candidates à la recherche d'un SSB. Après détection du PSS (identifiant l'ID de cellule physique modulo 3) et du SSS (identifiant le groupe d'ID de cellule), l'équipement décode le PBCH pour obtenir le MIB. Le MIB contient les informations minimales permettant de localiser et de décoder le SIB1 (System Information Block type 1) sur le PDSCH, lequel fournit toutes les informations nécessaires à l'accès RACH [55].

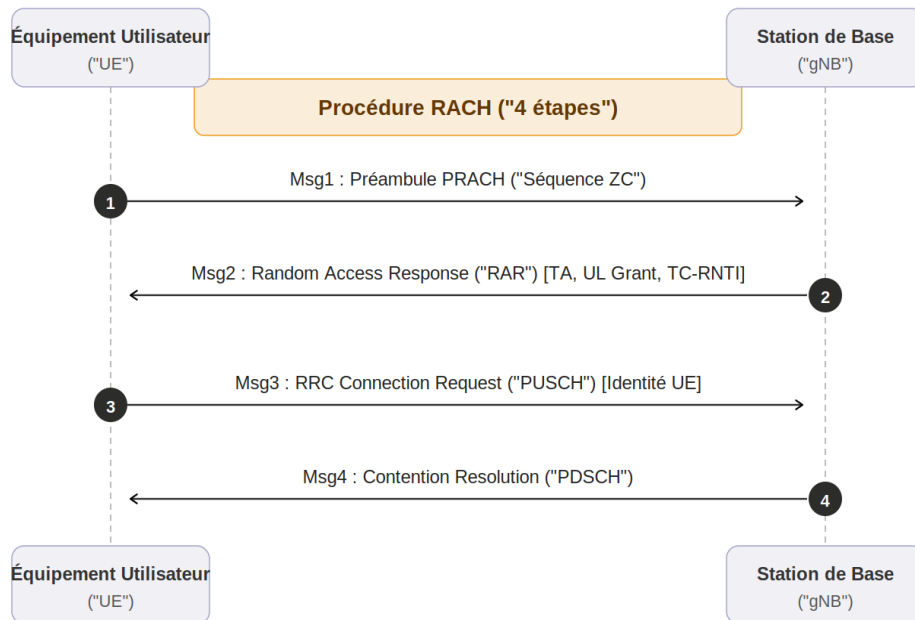


Figure2.7 : Procédure RACH 4 étapes entre UE et gNB en 5G NR.

La figure 2-7 précédant explique la procédure RACH à 4 étapes se déroulant comme suit :

- En msg1, l'équipement transmet un préambule PRACH sur les ressources RACH configurées.
- En msg2, le gNB répond avec un Random Access Response (RAR) sur le PDSCH contenant le timing advance, l'attribution de ressources PUSCH et un identifiant temporaire (TC-RNTI).
- En msg3, l'équipement transmet le RRC Connection Request sur le PUSCH.
- En msg4, le réseau envoie la résolution de contention sur le PDSCH [42].

La procédure 2-step RACH, introduite en Release 16, fusionne msg1 et msg3 en un seul message (msgA), réduisant la latence d'accès [38].

2.7.3 Synchronisation temporelle et fréquentielle

La synchronisation fréquentielle est assurée par l'estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO, Carrier Frequency Offset) à partir de la corrélation des séquences PSS et SSS. Le CFO résulte des imprécisions des oscillateurs de l'équipement et des effets Doppler. Une synchronisation fréquentielle résiduelle fine est ensuite réalisée à l'aide des signaux DMRS pendant la phase de communication [38].

La synchronisation temporelle en uplink est maintenue par la commande de timing advance (TA). Le gNB mesure le temps d'arrivée des signaux uplink et transmet périodiquement des commandes TA MAC CE (Control Element) pour ajuster le temps d'émission de l'équipement, de sorte que toutes les transmissions uplink arrivent synchronisées au gNB [3]. La précision du timing advance est critique pour les cas d'usage URLLC et pour les déploiements NTN (Non-Terrestrial Networks) où les délais de propagation sont importants. La valeur de TA s'exprime en multiples de l'unité de temps élémentaire NR :

$$T_{TA} = (N_{TA} + N_{TA,offset})T_c \quad (2.27)$$

Où T_c = unité de temps élémentaire NR ($\sim 0,509$ ns),

N_{TA} = valeur de TA signalée par le gNB.

2.8 Performances et Paramètres Clés

2.8.1 Débit de pointe théorique

Le débit de pointe théorique de la 5G NR est calculé à partir des paramètres de couche physique selon la formule définie dans la spécification TS 38.306. Pour la voie descendante, le débit maximum est donné par :

$$\text{Débit}(Mbps) = 10^{-6} * \sum_{j=0}^J [V_{Layer}^j * Q_m^j * f^j * R_{max} * \frac{N_{PRB}^{BWj,\mu} * 12}{T_{slot}^\mu} * (1 - OH^j)] \quad (2.28)$$

Où V_{Layer}^j est le nombre de couches MIMO

Q_m^j L'ordre de modulation en bits/symbole

f^j Le facteur d'efficacité de codage

R_{max} Le taux de codage maximal ($948/1024 \approx 0,925$)

$N_{PRB}^{BWj,\mu}$ Le nombre de Resource Blocks alloués

T_{slot}^μ La durée du slot

Et OH le taux d'over Head [48] :

$$OH = \frac{T_{CP}}{1+T_u} \quad (2.29)$$

Pour une configuration NR FR1 avec 100 MHz de bande passante, 8 couches MIMO, 256-QAM et un overhead de 14 %, on obtient un débit de pointe théorique d'environ 3,9 Gbps [56].

En FR2, avec une bande passante de 400 MHz et les mêmes paramètres MIMO, le débit de pointe théorique peut atteindre 20 Gbps en downlink, satisfaisant ainsi l'exigence IMT-2020. Ces valeurs constituent des maxima théoriques ; le débit effectif en conditions réelles est significativement inférieur en raison des signaux de référence, des canaux de contrôle et des conditions de canal imparfaites [40,56].

2.8.2 Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale est un indicateur clé de l'utilisation du spectre, sa formule générique maximale pour FDD et TDD, pour une porteuse composante spécifique est donnée par [57] :

$$SE_{P_j} = \frac{V_{Layer}^j * Q_m^j * f^j * R_{max} * \frac{N_{PRB}^{BW_j, \mu} * 12}{T_{slot}^{\mu}} (1 - OH^j)}{BW^j} \approx \frac{\text{Débit (bps)}}{BW^j} \quad (2.30)$$

Ou débit maximum par voix descendant

BW^j = bande passante

Les cibles IMT-2020 fixent une efficacité spectrale de pointe de 30 bps/Hz en DL et 15 bps/Hz en UL, et une efficacité spectrale moyenne de 7,8 bps/Hz/TRxP en DL pour le scénario eMBB dense urbain. Les évaluations du groupe 3GPP montrent que la NR satisfait et dépasse ces cibles, grâce notamment à la combinaison 256-QAM + LDPC + MIMO massif [57,58].

2.8.3 Bilan de liaison (Link Budget)

Le bilan de liaison est un outil d'ingénierie permettant d'évaluation la couverture d'un système radio pour calculer la perte maximale de propagation acceptable (MAPL). Il tient compte de la puissance d'émission et du gain d'antenne du gNB (EIRP), de la sensibilité du récepteur (dépendante de la figure de bruit, de la bande passante et du SNR minimum requis), des pertes de propagation (modèles 3GPP TR 38.901), des marges d'évanouissement et des gains de diversité [59].

La formule générale utilisée est la suivant :

$$MAPL = P_{TX} + G_{TX} - L_{cable} + G_{RX} - F_{RX} - SNR_{min} - M_{fading} - M_{interf} [dB] \quad (2.31)$$

où P_{TX} = puissance emission (dBm)

L_{cable} = Pertes dans les câbles et connecteurs (dB)

G_{TX} = gain antenne EIRP (dBi), F_{RX} = bruit récepteur (dB)

SNR_{min} = Rapport signal à bruit minimum requis (dB)

M = marges de fading et l'interface (dB).

La sensibilité du récepteur, qui définit le signal minimum requis, vaut :

$$P_{sens} = -174 + 10 * \log_{10}(B) + NF + SNR_{min} [dBm],$$

Où -174 dBm/Hz = bruit thermique à 290 K

NF = facteur de bruit (dB).

La différence fondamentale entre les bandes FR1 et FR2 dans le bilan de liaison réside dans les pertes de propagation, qui croissent avec le carré de la fréquence : $FSPL(d, f_c) = 20 * \log_{10}(d) + 20 * \log_{10}(f_c) + 20 * \log_{10}(4\pi/c)$ [dB]. (2.32)

Où d = distance (m),

f_c = fréquence porteuse (Hz) — à 28 GHz, ~28 dB de plus qu'à 3,5 GHz à distance égale.

En mmWave (FR2), les pertes en espace libre sont bien plus importantes (environ 28 dB de plus à 28 GHz par rapport à 3,5 GHz pour la même distance), et les pertes atmosphériques deviennent non négligeables. Ces pertes sont compensées par des gains d'antenne beamforming élevés (typiquement 25–30 dBi), permis par les petites dimensions des antennes à ces fréquences. La couverture indoor en FR2 reste cependant un défi majeur en raison des fortes pertes de pénétration des matériaux de construction [42].

2.8.4 Tableau comparatif LTE vs 5G NR

Paramètre	LTE (Release 15)	5G NR (Release 15)
Forme d'onde DL	CP-OFDM	CP-OFDM
Forme d'onde UL	SC-FDMA	CP-OFDM / DFT-s-OFDM
Codage des données	Turbo Codes	LDPC (BG1 / BG2)
Codage du contrôle	Codes convolutifs	Codes Polaires
Numérolgie	Fixe (15 kHz)	Flexible (15 à 240 kHz)
Modulation maximale	256-QAM	256-QAM
Bande passante maximale	20 MHz	400 MHz (FR2)
Structure de slot	Fixe	Flexible (mini-slot possible)
HARQ	Synchrone	Asynchrone
Débit de pointe DL	~1 Gbps	~20 Gbps

Tableau 2.6 : Comparaison des paramètres de couche physique LTE et 5G NR [41,52].

2.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté de manière systématique les composantes fondamentales de la couche physique de la 5G NR. Partant de la structure temps-fréquence et du concept innovant de numérologie flexible, nous avons parcouru l'ensemble des canaux physiques downlink et uplink, les signaux de référence, les techniques de codage et de modulation, les procédures de synchronisation et d'accès initial, jusqu'aux paramètres de performance du système [36,42].

La cohérence de la conception de la couche physique NR apparaît clairement dans les interdépendances entre ses composantes : la numérologie flexible conditionne la latence et la robustesse Doppler ; le choix entre CP-OFDM et DFT-s-OFDM détermine le compromis couverture-débit en uplink ; les codes LDPC et Polaires offrent chacun des performances optimales dans leur domaine d'application [48,53,54] ; et la flexibilité du CORESET et des BWP permet une adaptation fine aux différents scénarios de déploiement. L'ensemble forme un système cohérent capable de répondre simultanément aux exigences contradictoires de l'eMBB, de l'URLLC et du mMTC [40,41].

Malgré ces avancées significatives, la couche physique NR reste confrontée à plusieurs défis. La complexité des récepteurs mmWave, notamment pour la gestion des 64 antennes et la compensation du bruit de phase, représente un enjeu d'implémentation majeur. L'overhead des nombreux signaux de référence réduit l'efficacité spectrale effective. La couverture indoor en FR2 demeure limitée sans infrastructure dédiée. Ces défis orientent les travaux de standardisation des releases ultérieures, notamment la 5G-Advanced (Release 18 et 19), qui introduisent le MIMO XL (Extreme Large MIMO), l'optimisation de la couche physique par intelligence artificielle (AI-native PHY) et les réseaux non-terrestres (NTN) [42,59].

CHAPITRE 3

Simulation et analyse des résultats

3.1 Introduction :

Le standard 5G New Radio (5G NR), défini par le 3GPP, repose sur une couche physique particulièrement flexible. Cette flexibilité lui permet de répondre aux exigences de services très diversifiés, tels que le très haut débit mobile (eMBB), les communications massives entre objets connectés (mMTC) et les communications ultra-fiables à faible latence (URLLC).

Dans ce contexte, le canal physique partagé de liaison descendante (PDSCH, *Physical Downlink Shared Channel*) occupe une place centrale dans la transmission des données utilisateur. Les performances globales du système dépendent fortement de la qualité de l'estimation du canal de propagation, qui conditionne la fiabilité de la réception et du décodage des signaux.

Ce chapitre présente une simulation complète et paramétrique de la couche physique 5G NR centrée sur le canal PDSCH. Cette simulation est réalisée sous MATLAB R2024b sans recourir à une boîte à outils 5G spécifique. Trois configurations de numérologie sont étudiées : le scénario mMTC ($\mu = 0$, modulation QPSK), le scénario eMBB ($\mu = 2$, modulation 256-QAM) et le scénario URLLC ($\mu = 3$, modulation 16-QAM). Leurs performances sont évaluées en termes de taux d'erreur binaire (BER) et de débit dans un canal AWGN.

Dans un second temps, l'estimateur classique des moindres carrés (LS) est comparé, dans le cadre du scénario URLLC et d'un canal multi-trajets de type TDL-A, à un estimateur fondé sur un réseau de neurones profond (DNN). L'objectif est d'évaluer l'apport des techniques d'apprentissage profond à l'estimation du canal en analysant les performances obtenues en termes d'erreur quadratique moyenne (MSE) et de taux d'erreur binaire (BER).

3.2 Objectifs du chapitre

Ce chapitre poursuit cinq objectifs principaux :

- (1) Implémenter une chaîne de simulation complète et paramétrique de la couche physique 5G NR centrée sur le canal PDSCH ;
- (2) Évaluer les performances de trois configurations numérologiques représentatives (mMTC, eMBB et URLLC) dans un canal AWGN ;

- (3) Analyser l'impact des principaux paramètres du système, notamment la numérologie μ , le nombre de blocs de ressources (N_RB), l'ordre de modulation et le rapport signal sur bruit (SNR) ;
- (4) Concevoir et entraîner un réseau de neurones profond (DNN) léger afin d'améliorer l'estimation du canal dans un environnement multi-trajets de type TDL-A pour le scénario URLLC ;
- (5) Comparer les performances des estimateurs LS et DNN en termes de taux d'erreur binaire (BER) et d'erreur quadratique moyenne (MSE).

3.3 Travaux Connexes :

La conception du canal PDSCH repose sur une architecture modulaire définie par les spécifications du 3GPP. La chaîne de traitement comprend notamment l'ajout du CRC, le codage LDPC, l'adaptation de débit (rate matching) ainsi que des schémas de modulation allant du QPSK au 1024-QAM [60–63]. Cette grande flexibilité permet d'adapter le système à des scénarios d'utilisation variés, mais elle accroît également la complexité de conception et de dimensionnement, rendant les simulations au niveau liaison particulièrement importantes [62].

Selon l'étude de Pateriya et al. (2026) [63], l'utilisation d'un espacement de sous-porteuses (SCS) élevé (60 à 120 kHz) favorise l'augmentation du débit et la réduction de la latence. À l'inverse, un SCS plus faible (15 à 30 kHz) améliore la robustesse du système dans des conditions de propagation difficiles [67]. La transmission repose sur la forme d'onde CP-OFDM (Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [60,61], tandis que l'estimation du canal s'appuie sur les signaux de référence DMRS (Demodulation Reference Signals) [64,65].

L'étude de Pateriya et al. (2026) [63] recommande différentes configurations selon les exigences des services 5G NR :

- **eMBB (Enhanced Mobile Broadband)** : utilisation de modulations d'ordre élevé, telles que la 256-QAM, associées à des espacements de sous-porteuses (SCS) relativement larges (60 à 120 kHz) afin d'augmenter le débit de transmission et l'efficacité spectrale [61,63].
- **URLLC (Ultra-Reliable Low-Latency Communications)** : adoption de configurations favorisant la fiabilité et la réduction de la latence, notamment grâce à des schémas de modulation robustes tels que le QPSK et à des

mécanismes tels que le saut de fréquence (frequency hopping), qui contribuent à améliorer la résilience de la liaison radio face aux variations du canal [63].

L'intégration du Deep Learning dans la chaîne physique du canal PDSCH vise à rendre certains traitements plus intelligents et adaptatifs. En particulier, les réseaux de neurones profonds (DNN) peuvent être utilisés pour améliorer l'estimation du canal à partir des signaux de référence, en apprenant les caractéristiques du canal directement à partir des données. Cette approche permet potentiellement d'accroître la robustesse du système face aux effets de propagation complexes, au bruit et aux interférences, tout en réduisant les erreurs d'estimation par rapport aux méthodes conventionnelles [66,67].

3.4 Modélisation du système 5G NR (Couche Physique PDSCH sans deep learning)

3.4.1 Architecture globale de la chaîne de transmission/réception

Ce travail propose une simulation complète et paramétrique de la couche physique 5G NR, réalisée sous MATLAB R2024b. La figure 3.1 illustre le schéma de blocs associé. L'architecture se structure en trois domaines fonctionnels : l'émetteur (TX), le canal de propagation et le récepteur (RX). Ce modèle est conforme aux spécifications du 3GPP. Il couvre l'intégralité de la chaîne de traitement, de la génération du bloc de transport à la décision binaire finale, incluant la modulation CP-OFDM et l'estimation du canal par signaux DMRS.

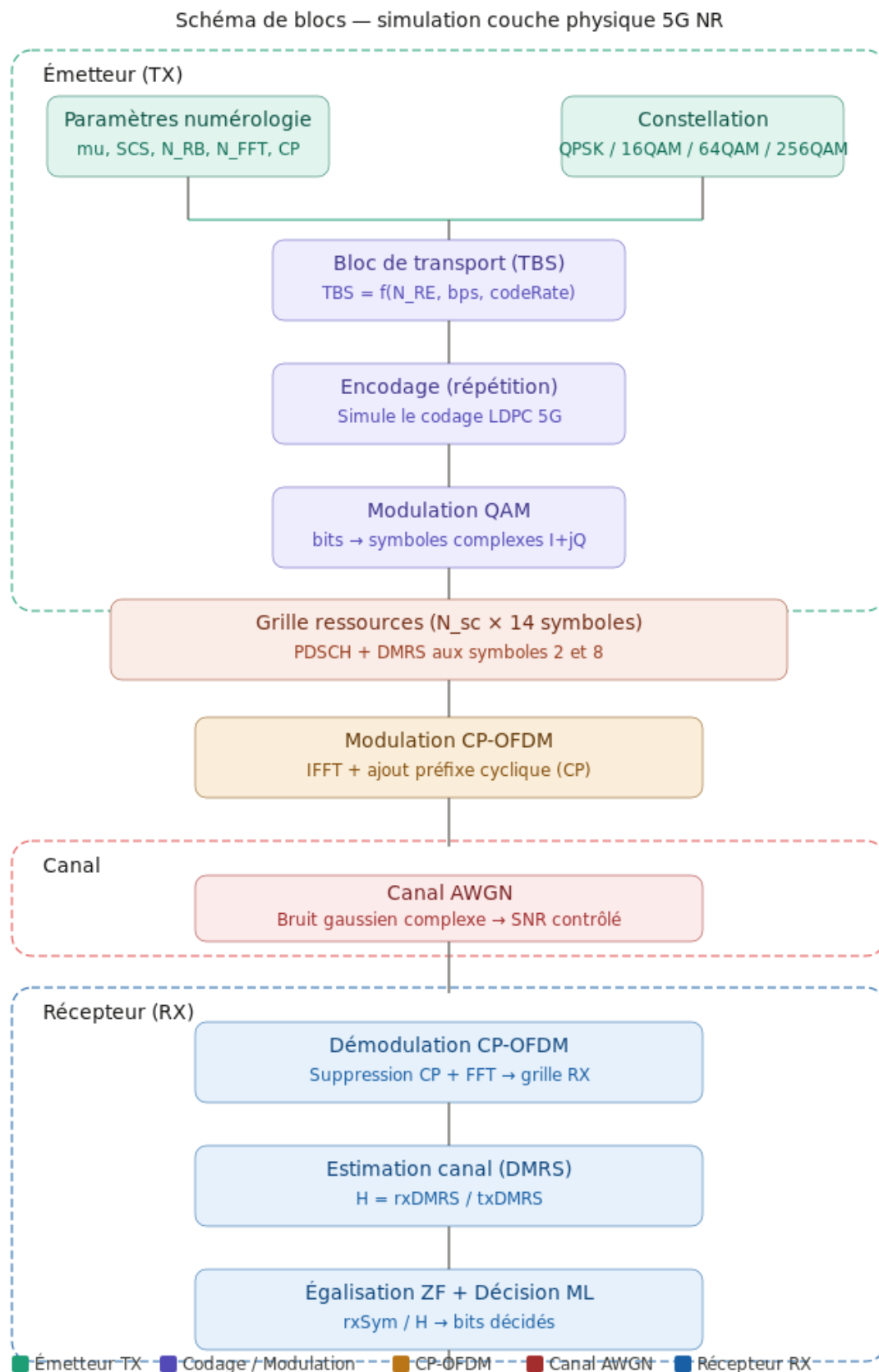


Figure3.1: Architecture de simulation de la couche physique.

3.4.1.1 Émetteur (TX) — Traitement en bande de base :

La chaîne d'émission comporte cinq étapes. Elle reçoit deux ensembles de paramètres en entrée. Le premier ensemble définit la numérologie :

- La numérologie μ .
- L'espacement inter sous-porteuses (SCS).
- Le nombre de blocs de ressources (N_{RB}).
- La taille de la FFT (N_{FFT}).
- La longueur du préfixe cyclique (CP).

Le second ensemble définit le schéma de modulation : QPSK, 16-QAM, 64-QAM ou 256-QAM. Ces paramètres alimentent la première étape : la génération du bloc de transport.

a) Génération du bloc de transport (TBS) : La taille du bloc de transport est calculée par :

$$N_{RB} * 12 * N_{sym} * Q_m * Rc \approx TBS \quad (3.1)$$

Avec :

$N_{RE} = N_{RB} * 12 * N_{sym}$: Nombre d'éléments de ressource pour les données

Q_m : Nombre de bits par symbole imposé par la constellation, et

Rc : Taux de codage fixé.

Le TBS représente les bits d'information utiles transmis par slot de 14 symboles OFDM.

b) Encodage par répétition :

Cette étape introduit une redondance par répétition des bits du TBS. Le facteur de répétition est paramétrable.

Cette approche simplifie le codage LDPC normalisé (TS 38.212). Elle reproduit la protection contre les erreurs sans implémenter l'encodeur complet.

c) Modulation QAM

Le bloc de modulation convertit les bits encodés en symboles complexes ($I + jQ$). Chaque groupe de $Q_m = \log_2(M)$ (3, 2) bits forme un point de la constellation normalisée.

La sortie est une séquence de symboles complexes à énergie moyenne unitaire. Ces symboles sont prêts pour l'insertion dans la grille de ressources.

d) Grille de ressources

La grille de ressources organise les symboles selon la structure de slot 5G NR (TS 38.211). Elle forme une matrice :

- $N_{\text{subcarrier}}$ sous-porteuses en fréquence
- 14 symboles OFDM en temps

La grille contient le canal PDSCH pour les données. Elle intègre aussi les signaux de référence DMRS aux positions temporelles 2 et 8 (mappage type 1, TS 38.211 §7.4.1).

Les DMRS sont des symboles QPSK pseudo-aléatoires connus du récepteur. Ils servent à l'estimation du canal.

e) Modulation CP-OFDM

La modulation CP-OFDM transforme chaque colonne de la grille en un symbole temporel. L'opération comprend deux étapes :

1. Application de l'IFFT de taille N_{FFT}
2. Ajout du préfixe cyclique de longueur CP

Le préfixe cyclique (CP) est obtenu en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM utile et en les ajoutant au début de celui-ci. Il permet de limiter les effets de la dispersion temporelle due aux trajets multiples et de préserver l'orthogonalité des sous-porteuses, à condition que sa durée soit supérieure à l'étalement temporel du canal)

La concaténation des symboles CP-OFDM produit le signal temporel **tx waveform**. Ce signal est transmis sur le canal.

3.4.1.2 Canal AWGN

Le domaine Canal AWGN modélise la propagation par addition d'un bruit gaussien complexe au signal émis. Le bruit est généré avec une puissance calibrée pour obtenir un rapport signal-à-bruit (SNR) contrôlé.

Le SNR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne du signal OFDM et la puissance du bruit par dimension :

$$\sigma^2 = P_{signal} / (2 \times SNR). \quad (3.3)$$

Où σ^2 représente la variance du bruit additif.

Ce modèle ne reproduit pas la sélectivité fréquentielle d'un canal multi-trajets réel.

Cependant, il constitue le scénario de référence pour l'évaluation des performances en couche physique. Il permet d'établir la borne supérieure de performance du système dans un environnement additif gaussien.

3.4.1.3 Récepteur (RX) — Démodulation, estimation et décision

La chaîne de réception comprend trois blocs fonctionnels séquentiels :

a) Démodulation CP-OFDM

La démodulation CP-OFDM inverse la chaîne d'émission. Deux opérations sont effectuées :

- Suppression du préfixe cyclique de chaque bloc reçu
- Application d'une FFT de taille N_{FFT} pour reconstruire la grille fréquentielle rxGrid.

Cette opération restitue, pour chaque sous-porteuse et chaque symbole OFDM, le produit du canal fréquentiel et du symbole émis. Le bruit gaussien AWGN affecte ce produit.

b) Estimation du canal (DMRS)

L'estimation du canal exploite les symboles pilotes connus. Ces symboles sont insérés aux positions 2 et 8 de la grille de ressources. L'estimation calcule la réponse impulsionnelle fréquentielle sous-porteuse par sous-porteuse. La relation fondamentale est :

$$H = rxDMRS / txDMRS \quad (3.4)$$

Où la division s'effectue élément par élément en complexe.

En canal AWGN stationnaire, cette estimation est exacte à la réalisation du bruit près. L'estimation H converge vers l'unité. La moyenne sur les deux positions DMRS réduit la variance d'estimation.

c) Égalisation ZF et décision ML

L'égaliseur Zéro-Forcing (ZF) corrige la distorsion introduite par le canal. Il divise chaque symbole reçu par l'estimation H :

$$rxSym = rxGrid (data) / H \quad (3.5)$$

La décision de maximum de vraisemblance (ML) associe ensuite chaque symbole équalisé au point de constellation le plus proche. En canal AWGN, cette décision est équivalente à un critère de minimum de distance euclidienne.

La conversion de l'index décidé en séquence de bits restitue les bits d'information. Un vote majoritaire sur les repFactor répliques améliore la fiabilité de la décision.

3.4.2 Paramètres de numérologie et de configuration physique :

Ce tableau 3.1 explique les paramètres d'entrées au niveau TX « émetteur »

PARAMETRE	VALEURS ADMISSIBLES	ROLE DANS LA SIMULATION
μ	0, 2, 3	Numérologie $\rightarrow$ SCS = $15 \times 2^\mu$ kHz
N_{RB}	15 à 275	Bande passante · nombre de sous-porteuses
M	2, 4, 8	Ordre de modulation QAM · bits par symbole
Rc	] 0, 1[	Taux de codage fixe · redondance canal

Tableau 3.1 : Les paramètres d'entrées TX.

3.4.2.1 Les relations utilisées pour les calculs automatiques :

a)- Le BER (Bit Error Rate):

Le taux d'erreur binaire représente la proportion de bits reçus incorrectement par rapport au nombre total de bits transmis ; il quantifie la qualité d'une liaison numérique, donnée par cette relation suivante :

$$\text{Taux d'erreur binaire} = \frac{\text{nombre de bits erronés}}{\text{nombre total de bits transmis}} \quad (3.6)$$

Méthodologique sur le seuil : Le seuil retenu pour caractériser la qualité de la liaison ne relève pas d'une norme universelle, son choix se justifie ici par une démarche comparative, visant à évaluer et mettre en perspective différentes conditions de rapport signal sur bruit (SNR) dans le cadre de nos travaux.

- BER = 0.38 à SNR= -5 dB $\rightarrow$ liaison inutilisable à raison de BER élevé qui compromet l'intégrité des données.
- BER = 10^{-3} à SNR= 15 dB $\rightarrow$ liaison acceptable, le BER reste faible mais peut nécessiter des mécanismes de correction d'erreurs selon les exigences applicatives.

- $BER = 10^{-6}$ à $SNR = 20$ dB $\rightarrow$ une erreur pour un million de bits transmis, ce qui traduit une excellente qualité de liaison à ce niveau de SNR.

b) - Espacement inter-sous-porteuses (SCS) : dépend de la numérologie μ selon :

$$SCS = 2^\mu * 15 \text{ kHz} \quad (3.7)$$

c)- Durée d'un slot : La durée d'un slot dépend également de la numérologie :

$$T_{slot} = \frac{1}{2^\mu} \text{ (ms)} \quad (3.8)$$

d)- Nombre de sous-porteuses et bande passante

Le nombre total de sous-porteuses est lié au nombre de blocs de ressources par :

$$N_{subcarrier} = N_{RB} \times 12 \quad (3.9)$$

Où 12 correspond au nombre de sous-porteuses par bloc de ressources.

La bande passante occupée est donnée par :

$$BW = N_{subcarrier} \times SCS \text{ (Hz)} \quad (3.10)$$

e) - Le Débit brut

Le débit brut représente la capacité de transmission en fonction de la modulation et de la numérologie. Il est défini par :

$$\text{Débit brut (bps)} = \frac{N_{RB} \times 12 \times N_{sym} \times Q_m \times R_c}{T_{slot}} \approx \frac{TBS}{T_{slot}} \quad (3.11)$$

f) - Choix de la taille de la FFT

La taille de la FFT doit être choisie en fonction du nombre de blocs de ressources, selon la règle :

$$N_{FFT} \geq N_{RB} \times 12 \times 1.1 \quad (3.12)$$

3.4.3 Simulation sans Deep Learning

Nous choisissons l'étude de 3 cas d'usage de 5G NR pour changer des paramètres à partir de tableau ci-dessus :

μ	SCS	Modulation	N_{RB}	N_{FFT}	Cas d'Usage simulé
0	15 kHz	QPSK	25	512	mMTC (IoT, faible énergie)
2	60 kHz	256 QAM	275	4096	eMBB (très haut débit mobile)
3	120 kHz	16 QAM	52	1024	URLLC (faible latence + haute fiabilité)

Tableau 3.2 : Les paramètres de trois cas d'usage.

3.5 Résultats de simulation sans Deep Learning

3.5.1 Cas mMTC (IoT, faible énergie) : $\mu=0$, $N_{RB}=25$, QPSK :

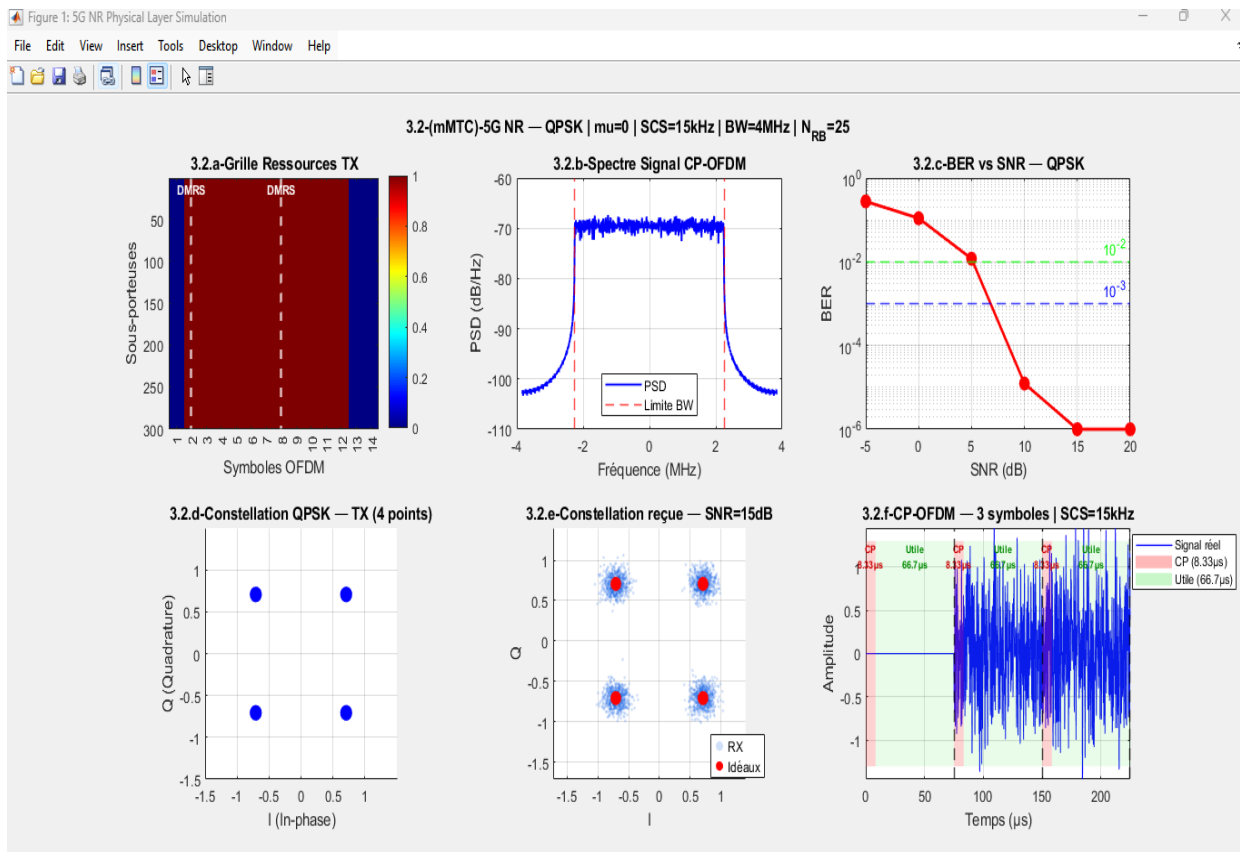


Figure 3.2 : Simulation du cas mMTC.

3.5.1.1 Les paramètres numérogies de cas mMTC et les résultats obtenus :

Le tableau 3.3 présente les paramètres de numérogie et les résultats de simulation obtenus pour le cas d'usage mMTC. Chaque résultat obtenu est confronté aux valeurs de référence issues de la littérature [42]. Cette comparaison permet de valider la conformité de notre simulation aux spécifications du standard 3GPP 5G NR.

Paramètres numérogie et résultats mMTC		
	Les résultats obtenus	Référence bibliographique [42]
μ	0	0
SCS	15 kHz	15 kHz
N_{RB}	25	24-275
Sous-port	300	///
Bande passante	4.5 MHz	4.32-49.5 MHz
N_{FFT}	512	///
CP (échantillons)	64	///
Fréq. Echantillon	7.680 MHz	///
Durée slot	1.000 ms	1 ms
Durée CP	8.333 μ s	4.69 μ s
Durée symbole utile	66.667 μ s	66.67 μ s
Durée symbole total	75.000 μ s	71.35 μ s
Modulation	QPSK 4 points 2 bits/sym	///
TBS	2700 bits	///
Débit brut	2.700 Mbps	///

Tableau 3.3 : Paramètres de numérogie et résultats de simulation mMTC .

3.5.1.2 Analyse des graphes :

La figure 3.2a illustre la grille de ressources TX. Elle comprend 300 sous-porteuses et 14 symboles OFDM par slot.

Les colonnes 2 et 8 correspondent aux signaux de référence DMRS. Leur position est conforme au mappage de type 1 défini dans la TS 38.211 §7.4.1.

Les symboles 1, 13 et 14 apparaissent en bleu. Ils correspondent aux positions non allouées du canal PDSCH dans ce slot.

La quasi-totalité de la grille apparaît en rouge foncé. Cette couleur uniforme confirme que tous les symboles PDSCH possèdent la même énergie. Ce comportement est caractéristique de la modulation QPSK, dont les symboles ont une amplitude constante égale à $1/\sqrt{2}$.

La figure 3.2b présente la densité spectrale de puissance (PSD) du signal 5G NR transmis en fonction de la fréquence. Ce spectre permet de vérifier la conformité du signal généré avec la structure 5G NR attendue.

La bande utile se manifeste par un plateau plat à environ -70 dB/Hz, centré entre ± 2.25 MHz. Cette bande correspond aux 300 sous-porteuses actives du signal CP-OFDM. L'énergie y est répartie de manière uniforme, ce qui est caractéristique de la modulation OFDM. Les deux lignes verticales rouges pointillées délimitent les bornes exactes de cette bande passante utile, définies par l'équation (3.10).

Au-delà de ces limites, le spectre chute brutalement d'environ 30 dB et atteint un plancher de bruit à -100 dB/Hz. Cette chute rapide correspond aux lobes secondaires naturels du CP-OFDM ainsi qu'au bruit numérique de la simulation. Elle confirme la bonne délimitation spectrale du signal généré.

Une légère ondulation est observable sur le plateau. Ce comportement est lié au rapport puissance crête sur puissance moyenne (PAPR) élevé, caractéristique des signaux multi-porteuses OFDM. Il ne remet pas en cause la conformité du signal.

Ces observations confirment que le signal généré respecte la structure spectrale 5G NR. La bande occupée est proprement délimitée, l'énergie est uniformément distribuée sur les sous-porteuses actives et l'atténuation hors bande est significative.

La figure 3.2c illustre l'évolution du BER en fonction du SNR pour une modulation QPSK. Nous observons une décroissance exponentielle rapide du BER lorsque le SNR augmente, comportement typique de la QPSK dans un canal bruité gaussien.

Le seuil opérationnel de $\text{BER} < 10^{-3}$ est atteint aux alentours de 10 dB, ce qui correspond à un régime de fonctionnement fiable. À partir de 15 dB, le BER devient très faible (de l'ordre de 10^{-6}), traduisant l'excellente robustesse de la QPSK dans ce type de canal.

Les valeurs numériques présentées dans le tableau 3.4 confirment cette tendance décroissante.

SNR (dB)	BER	Commentaire
-5 dB	2.7948e-01	Inutilisable
0 dB	1.1215e-01	Inutilisable
5 dB	1.2272e-02	Inutilisable
10 dB	3.7037e-05	Acceptable

Tableau 3.4 : valeurs de BER vs SNR (QPSK).

La figure 3.2d illustre la constellation QPSK au niveau de l'émetteur. Nous observons 4 points discrets et parfaitement positionnés aux quatre coins d'un carré, symétriquement répartis dans le plan (I, Q). Ces points sont fixes, nets et sans aucune dispersion, ce qui reflète l'état idéal du signal avant son passage dans le canal de transmission, en l'absence totale de bruit.

La figure 3.2e présente la constellation du signal après réception à travers un canal AWGN, pour un SNR de 15 dB. Nous distinguons deux types de points :

Les points rouges qui représentent les positions idéales des symboles QPSK, et les points bleus qui correspondent aux symboles effectivement reçus.

Nous constatons que les points reçus forment 4 nuages distincts, chacun centré autour d'un point idéal. Ces nuages restent compacts et bien séparés, sans chevauchement entre eux, ce qui indique que le bruit introduit par le canal AWGN reste suffisamment faible pour ne pas provoquer de confusion entre les symboles.

La comparaison entre les deux figures montre clairement l'effet du canal AWGN sur le signal QPSK. Malgré la présence du bruit à la réception, les 4 régions de décision restent bien distinctes à SNR = 15 dB, ce qui garantit une démodulation correcte et fiable des symboles transmis.

La figure 3.2f représente le signal temporel réel de trois symboles OFDM consécutifs, pour un inter sous-porteuse (SCS) de 15 kHz (numérologie $\mu = 0$). La durée totale observée est de $3 \times 75 \mu\text{s} = 225 \mu\text{s}$.

Chaque symbole est composé de deux parties distinctes :

- Le préfixe cyclique (CP) d'une durée de $8.33 \mu\text{s}$, représenté en rouge. Il correspond à une copie des 64 derniers échantillons de la partie utile, ajoutée au début du symbole afin de compenser les effets du canal multi-trajet. Tout retard

inférieur à $8.33 \mu\text{s}$ peut être absorbé sans provoquer d'interférences inter-symboles (ISI).

- La partie utile d'une durée de $66.67 \mu\text{s}$, représentée en vert. Elle transporte l'information sur les 300 sous-porteuses, modulées en QPSK et générées par transformations IFFT.

Le premier symbole (0 à $75 \mu\text{s}$) présente une amplitude nulle sur toute sa durée, y compris durant le CP. Cela indique que ce symbole ne transporte aucune donnée (grille de ressources vide, hors allocation PDSCH).

À partir du deuxième symbole ($75 \mu\text{s}$), le signal présente des variations rapides et aléatoires d'amplitude, caractéristiques d'un signal OFDM multi-porteuses avec un PAPR élevé. Cela confirme la transmission effective des données QPSK sur les sous-porteuses actives.

Enfin, la durée théorique d'un slot complet de 14 symboles est : $14 \times 75 \mu\text{s} = 1.05 \text{ ms}$, ce qui est conforme à la numéroteur $\mu = 0$ du standard 3GPP 5G NR.

3.5.2 Cas eMBB (très haut débit mobile) $\mu=2$, $N_{RB}=275$, 256 QAM.

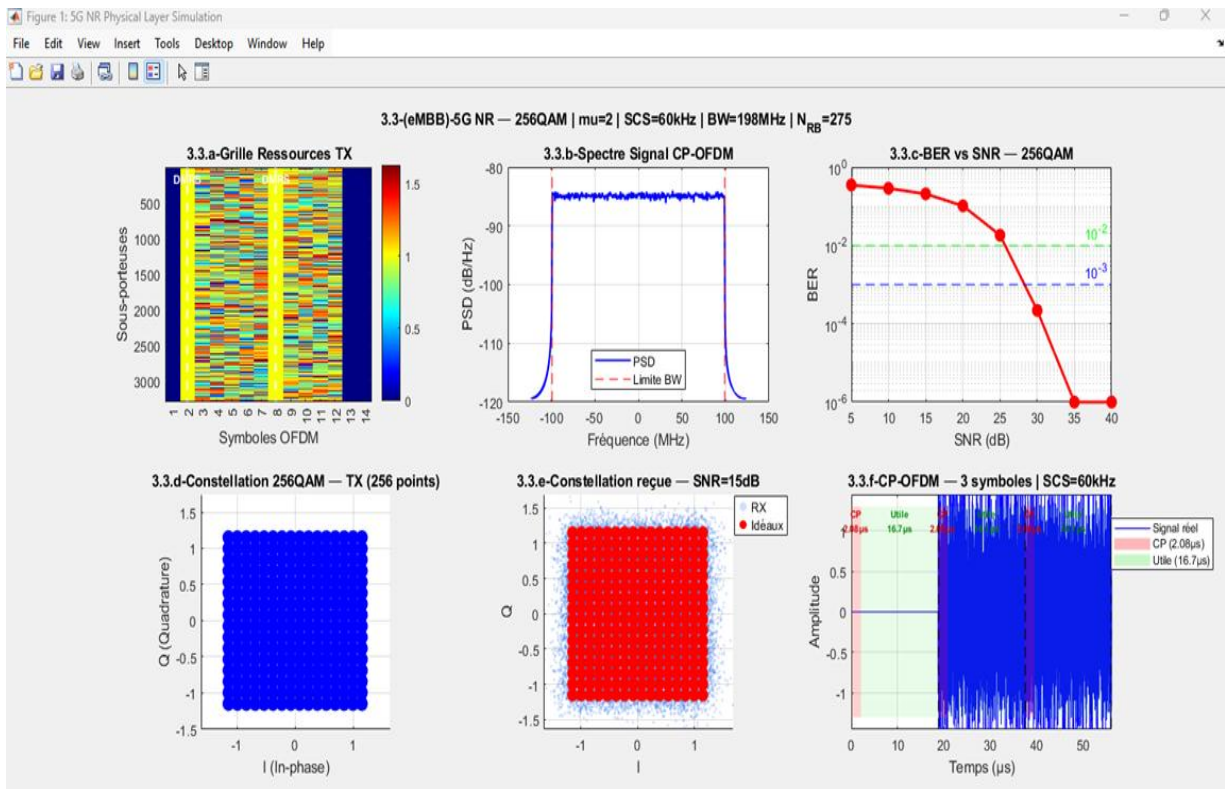


Figure 3.3 : Simulation du cas eMBB.

3.5.2.1 Les paramètres numérogies de cas eMBB et les résultats obtenus :

Le tableau 3.5 présente les paramètres de numérogie et les résultats de simulation obtenus pour le cas d'usage eMBB. Chaque résultat obtenu est confronté aux valeurs de référence issues de la littérature [42]. Cette comparaison permet de valider la conformité de notre simulation aux spécifications du standard 3GPP 5G NR.

Paramètres numérogie et résultats eMBB		
	Les résultats obtenus	Référence bibliographique [42]
μ	2	2
SCS	60 kHz	60 kHz
N_{RB}	275	[24-275]
Sous-port	3300	////
Bande passante	198.0 MHz	[17.28-198] MHz
N_{FFT}	4096	////
CP (échantillons)	512	////
Fréq. Echantillon	245.760 MHz	////
Durée slot	0.250 ms	0.250 ms
Durée CP	2.083 μ s	1.17 μ s
Durée symbole utile	16.667 μ s	16.67 μ s
Modulation	256QAM	////
TBS	118800 bits	////
Débit brut	475.200 Mbps	////

Tableau 3.5 Paramètres de numérogie et résultats de simulation eMBB.

3.5.2.2 Analyse des graphes :

La figure 3.3a illustre la grille de ressources TX pour une configuration avec $N_{RB} = 275$. Elle comprend 3300 sous-porteuses (275×12) et 14 symboles OFDM par slot.

Les colonnes 2 et 8 correspondent aux signaux de référence DMRS. Leur position est conforme au mappage de type 1 défini dans la norme 3GPP TS 38.211 (§7.4.1). Visuellement, ces colonnes apparaissent avec une couleur dominante uniforme (jaune), traduisant une structure pilote spécifique et une amplitude contrôlée différente des données PDSCH.

La grille exploite l'ensemble de l'échelle de couleurs (du bleu au rouge). Les zones bleues correspondent aux amplitudes faibles ou nulles, tandis que les zones jaunes, orange et rouges représentent des amplitudes plus élevées. Cette variation d'intensité confirme que les symboles PDSCH ne possèdent pas tous la même énergie instantanée, ce qui est caractéristique d'une modulation 256QAM, où les amplitudes prennent plusieurs niveaux distincts.

La figure 3.3b présente la densité spectrale de puissance (PSD) du signal CP-OFDM. Le spectre apparaît quasi plat sur une bande d'environ 198 MHz, correspondant à :

$$3300 \times 60 \text{ kHz} = 198 \text{ MHz}$$

Cette largeur est cohérente avec une configuration à μ élevé (SCS = 60 kHz) et $N_{RB} = 275$. Par comparaison avec la numérologie $\mu = 0$ (SCS = 15 kHz), la bande occupée est 11 fois plus large, puisque l'espacement entre sous-porteuses est multiplié par 4.

Les lignes verticales pointillées rouges indiquent les limites de la bande utile. À l'intérieur de ces bornes, le spectre est globalement uniforme, ce qui confirme une bonne répartition de l'énergie sur l'ensemble des 3300 sous-porteuses modulées en 256QAM.

La figure 3.3c illustre l'évolution du BER en fonction du SNR pour une modulation 256-QAM. Nous observons une décroissance progressive du BER lorsque le SNR augmente, comportement caractéristique des modulations d'ordre élevé dans un canal AWGN.

Pour des valeurs de SNR comprises entre 5 et 20 dB, le BER reste supérieur à 10^{-1} , indiquant un taux d'erreur trop élevé pour assurer une transmission fiable. La diminution significative du BER apparaît à partir de 25 dB. Le seuil opérationnel de $\text{BER} \leq 10^{-3}$ est atteint aux alentours de 30 dB, correspondant à un régime de fonctionnement acceptable.

Les valeurs numériques présentées dans le tableau 3.6 confirment cette tendance Décroissante :

SNR (dB)	BER	Commentaire
5 dB	3.4903e-01	Inutilisable
10 dB	2.8738e-01	Inutilisable
15 dB	2.0788e-01	Inutilisable
20 dB	1.0222e-01	Inutilisable
25 dB	1.8131e-02	Début d'amélioration
30 dB	2.1324e-04	Acceptable

Tableau 3.6 : valeurs de BER vs SNR (256QAM).

La Figure 3.3d présente la constellation idéale de la 256QAM à l'émission. Les 256 symboles sont organisés en une grille régulière 16×16 dans le plan (I, Q). Ils sont proches les uns des autres. La distance minimale entre symboles est faible. La constellation est donc très dense.

La Figure 3.3e montre la constellation reçue pour un SNR de 15 dB. Les points rouges indiquent les positions idéales des symboles. Les points bleus représentent les symboles reçus après passage dans un canal AWGN. Nous observons une dispersion des points autour de leurs positions théoriques. Les nuages deviennent plus larges. Certains commencent à se rapprocher, surtout au centre de la grille. Cependant, la structure générale de la constellation reste visible.

En comparaison, la QPSK présente seulement quatre symboles bien espacés. À SNR = 15 dB, les nuages restent compacts et bien séparés. Les régions de décision ne se chevauchent pas. La démodulation reste donc fiable.

En revanche, la 256QAM est plus sensible au bruit en raison de sa forte densité. Pour le même SNR, la dégradation est plus importante. Le risque d'erreur est plus élevé.

La Figure 3.3f présente la représentation temporelle du signal CP-OFDM sur trois symboles pour une sous-porteuse espacée de 60 kHz, correspondant à la numérologie $\mu = 2$ en 5G NR. Elle met en évidence la structure composée du préfixe cyclique (CP) et de la partie utile du symbole.

Par rapport au cas $\mu = 0$ (SCS = 15 kHz), la durée du symbole est quatre fois plus courte. En effet, lorsque l'espacement des sous-porteuses est multiplié par 4 (de 15 kHz à 60 kHz), la durée du symbole OFDM est divisée par 4. Ainsi, la partie utile passe de 66.7 μs à environ 16.7 μs , et la durée totale du symbole devient environ 18.75 μs au lieu de 75 μs .

Le préfixe cyclique a une durée d'environ 2.08 μs . Cette valeur permet de compenser des retards de propagation correspondant à une différence de trajet d'environ 300 m. Cela rend cette numérologie adaptée aux petites cellules ou aux environnements à faible dispersion, où les retards multipath restent limités.

Les trois symboles occupent une durée totale d'environ 56 μs , contre 225 μs pour $\mu = 0$. Cette réduction illustre la diminution de la durée symbole et la capacité de la numérologie $\mu = 2$ à offrir une latence plus faible.

Sur la figure, les zones rouges correspondent au préfixe cyclique et les zones vertes à la partie utile du symbole. Le signal présente des oscillations rapides, ce qui est

cohérent avec l'augmentation de l'espacement des sous-porteuses et la largeur de bande plus élevée. La QPSK est plus robuste. La 256QAM permet un débit plus élevé mais nécessite un canal de meilleure qualité.

3.5.3 Cas URLLC (faible latence + haute fiabilité) : $\mu=3$, $N_{RB}=52$, 16 QAM.

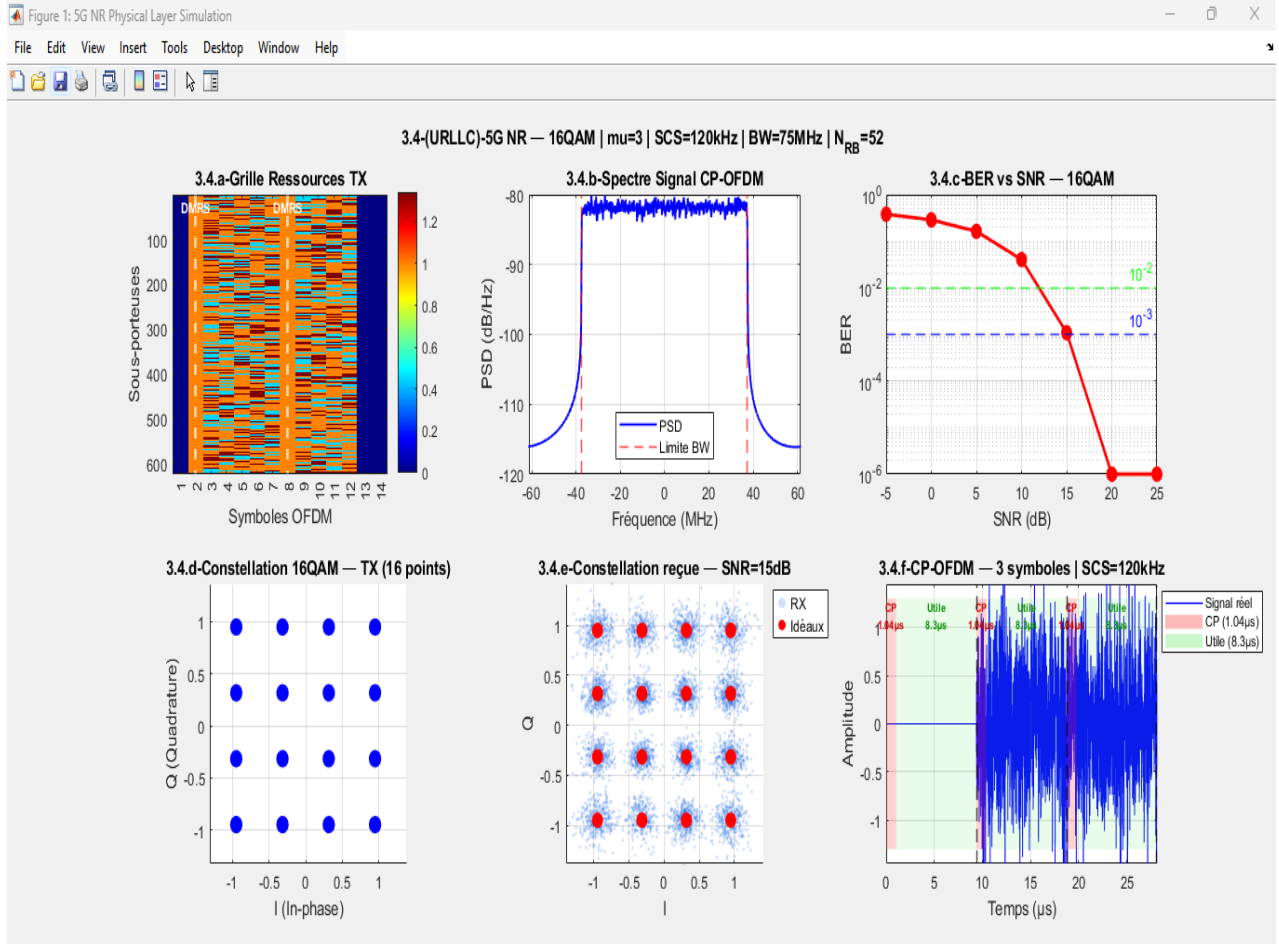


Figure 3.4 : Simulation du cas URLLC.

3.5.3.1 Les paramètres numériques de cas URLLC et les résultats obtenus :

Le tableau 3.7 présente les paramètres de numérologie et les résultats de simulation obtenus pour le cas d'usage URLLC. Chaque résultat obtenu est confronté aux valeurs de référence issues de la littérature [42]. Cette comparaison permet de valider la conformité de notre simulation aux spécifications du standard 3GPP 5G NR.

Paramètres numérologie et résultats mMTC		
	Les résultats obtenus	Référence bibliographique [42]
μ	3	3
SCS	120 kHz	120 kHz
N_{RB}	52	24-275
Sous-port	624	////
Bande passante	74.9 MHz	[34.56-396] MHz
N_{FFT}	1024	////
CP (échantillons)	128	////
Fréq Echantillon	122.880 MHz	////
Durée slot	0.125 ms	0.125 ms
Durée CP	1.042 μ s	0.57 μ s
Durée symbole utile	8.333 μ s	8.33 μ s
Durée symbole total	9.375 μ s	8.92 μ s
Modulation	16QAM	////
TBS	11232 bits	////
Débit brut	89.856 Mbps	////

Tableau 3.7 : Paramètres de numérologie et résultats de simulation URLLC.

3.5.3.2 Analyse les graphes :

La figure 3.4a représente la grille de ressources en transmission (TX) d'un système OFDM, structurée selon 14 symboles temporels en abscisse et environ 624 sous-porteuses en ordonnée. Les deux colonnes oranges uniformes, marquées DMRS aux symboles 2 et 8, désignent les signaux pilotes dédiés à l'estimation du canal au niveau du récepteur. Les colonnes multicolores représentent les symboles de données, dont la variabilité d'amplitude traduite par l'échelle colorimétrique allant de 0 à 1.2 reflète la diversité des ressources allouées et les fluctuations fréquentielles du canal. Les zones bleu foncé aux extrémités correspondent aux sous-porteuses nulles formant les garde-bandes du système.

La figure 3.4b représente la densité spectrale de puissance (PSD (Power Spectral Density)) du signal CP-OFDM en fonction de la fréquence.

Le spectre présente un plateau quasi-plat autour de -82 dB/Hz entre -40 MHz et +40 MHz, délimité par les lignes rouges en pointillés représentant la limite de la bande passante (BW) du système. Cette planéité spectrale confirme une répartition uniforme de la puissance sur l'ensemble des sous-porteuses actives, caractéristique des systèmes OFDM.

Au-delà des limites de bande, la PSD chute brutalement, attestant d'une atténuation hors-bande efficace et d'un bon confinement spectral du signal. Les zones de transition aux frontières de la bande reflètent le comportement des filtres de mise en forme appliqués au signal transmis.

La figure 3.4c représente l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour une modulation 16QAM.

La courbe rouge affiche une décroissance monotone du BER à mesure que le SNR augmente, traduisant une amélioration progressive des performances de démodulation. Le seuil 10^{-2} (ligne verte) est atteint aux alentours de 10 dB, tandis que le seuil 10^{-3} (ligne bleue) est franchi à environ 15 dB, confirmant la sensibilité de la modulation 16QAM au niveau de bruit. Au-delà de 20 dB, le BER chute à 10^{-6} , indiquant une quasi-absence d'erreurs.

Ces résultats valident le bon fonctionnement de la chaîne de transmission CP-OFDM et démontrent que des performances fiables sont obtenues à partir d'un SNR suffisant.

Valeurs relevées sur la courbe BER vs SNR — 16QAM		
SNR (dB)	BER	Commentaire
-5	$3,82 \times 10^{-1}$	Inutilisable
0	$2,86 \times 10^{-1}$	Inutilisable
5	$1,64 \times 10^{-1}$	Inutilisable
10	$4,01 \times 10^{-2}$	Début d'amélioration
15	$1,15 \times 10^{-3}$	Seuil 10^{-3} atteint Acceptable
20	10^{-6}	Parfait
25	10^{-6}	Parfait

Tableau3.8 : BER vs SNR (16QAM).

Le seuil $\text{BER} = 10^{-2}$ est franchi entre 10 et 15 dB, et le seuil 10^{-3} est atteint à environ 15 dB. Au-delà de 20 dB, le BER chute à un plancher d'environ 10^{-6} , traduisant une excellente fiabilité de transmission.

La figure 3.4d représente la constellation 16-QAM en émission (TX), composée de 16 points répartis de manière uniforme sur une grille rectangulaire 4×4 dans le plan complexe (I, Q). Les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) prennent chacune quatre niveaux d'amplitude distincts : $\{-1, -0.5, 0.5, 1\}$, reflétant le mappage Gray typique de cette modulation.

La symétrie de la constellation par rapport aux deux axes confirme l'équilibre énergétique entre les symboles. Chaque point encode 4 bits ($\log_2 16 = 4$), ce qui confère à la 16-QAM un bon compromis entre efficacité spectrale et robustesse au bruit, sous réserve d'un SNR suffisant pour distinguer les 16 états.

La figure 3.4e illustre la constellation 16QAM reçue pour un SNR de 15 dB, superposant les symboles reçus (points bleus) aux positions idéales de référence (points rouges).

Les nuages de points bleus se dispersent autour de chaque symbole idéal, traduisant l'effet du bruit additif gaussien blanc (AWGN) introduit par le canal de propagation. La dispersion reste modérée et localisée, ce qui indique que les nuages de points voisins se chevauchent peu, permettant une démodulation correcte avec un BER faible.

Ce résultat est cohérent avec la figure 3.4c, où un SNR de 15 dB correspond à un BER avoisinant 10^{-3} , confirmant ainsi les bonnes performances de la chaîne de transmission CP-OFDM à ce niveau de rapport signal sur bruit.

La figure 3.4f représente la structure temporelle d'un signal CP-OFDM composé de 3 symboles consécutifs, avec un espacement entre sous-porteuses (SCS) de 120 kHz, conformément aux numérolgies 5G NR.

Chaque symbole OFDM est constitué d'un préfixe cyclique (CP) de 1,04 μs (en rouge) suivi d'une partie utile de 8,3 μs (en vert), donnant une durée totale par symbole d'environ 9,34 μs .

Le premier symbole présente une amplitude nulle sur la partie utile, suggérant un symbole pilote ou nul utilisé à des fins de synchronisation ou de référence.

Les deuxième et troisièmes symboles exhibent un signal réel à forte variabilité d'amplitude, caractéristique de la superposition de multiples sous-porteuses modulées en 16-QAM, ce qui engendre un rapport puissance crête sur puissance moyenne (PAPR) élevé aux signaux OFDM.

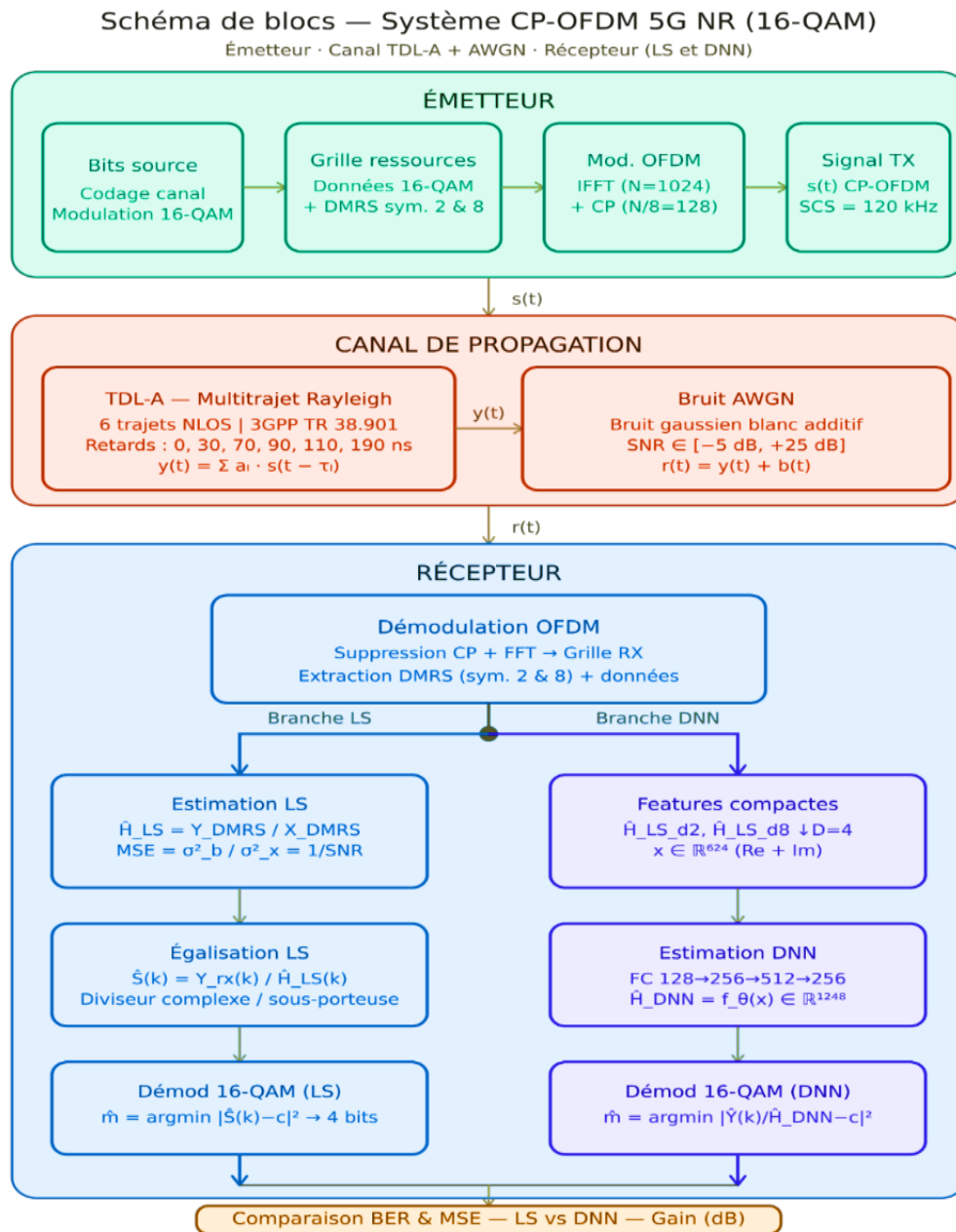
3.6 Simulation Améliorée avec DNN :

3.6.1 Stratégie d'Apprentissage et Réduction de Dimension :

Nous ajoutons la méthode d'apprentissage profondes DNN dans notre simulation précédant (cas d'usage $\mu=3$, $N_{RB}=52$, $SCS=120\text{kHz}$) au niveau de récepteur dans l'estimation de canal. La figure 3.5 explique la position et l'architecteur de DNN, en plus nous avons entré le model de canal TDL-A au niveau de canal de propagation pour les exigences de la méthode DNN.

Définition DNN :

Un réseau de neurones profond (Deep Neural Network, DNN) est un modèle d'apprentissage profond composé de plusieurs couches cachées de neurones artificiels. Il est capable d'apprendre automatiquement des représentations hiérarchiques et non linéaires directement à partir des données brutes, grâce au mécanisme de rétro propagation du gradient. Dans le contexte des systèmes de communication sans fil, le DNN a démontré une capacité remarquable à modéliser les distorsions introduites par le canal de propagation, ce qui en fait un outil particulièrement adapté à l'estimation de canal et à la détection de signal [66,67].

**Figure 3.5 : Schéma de bloc pour DNN.**

- **3.6.1.a Émetteur :**

Les bits source sont codés en canal puis modulés en 16-QAM. Les symboles obtenus sont placés sur une grille de ressources contenant également des pilotes DMRS aux symboles 2 et 8. Une IFFT de taille $N_{FFT}=1024$ transforme le signal en domaine temporel, auquel on ajoute un préfixe cyclique de longueur 128, produisant le signal CP-OFDM transmis $s(t)$ avec un espacement sous-porteur de 120 kHz.

- **3.6.1.b Canal de propagation :**

Le signal $s(t)$ traverse d'abord un canal multi trajet de type TDL-A (*Tapped Delay Line - A*). Ce canal est un modèle standardisé par le 3GPP (TR 38.901), représentant un environnement de propagation urbain non-linéaire de visibilité directe (NLOS).

Il modélise le canal comme une ligne à retard discrète composée de plusieurs trajets, chacun caractérisé par un retard et un gain d'amplitude aléatoire suivant une distribution de Rayleigh.

Dans ce schéma, 6 trajets NLOS sont considérés, avec des retards de 0, 30, 70, 90, 110 et 190 ns, produisant le signal,

$$y(t) = \sum a_i \cdot s(t - \tau_i). \quad (3.13)$$

Un bruit AWGN $b(t)$ est ensuite ajouté, donnant le signal reçu

$$r(t) = y(t) + b(t) \quad (3.14)$$

, pour des niveaux de SNR variant de -5 à +25 dB.

- **3.6.1.c Récepteur :**

- **Démodulation OFDM**

Le récepteur supprime le préfixe cyclique et applique une FFT pour revenir dans le domaine fréquentiel. Les pilotes DMRS et les données sont ensuite extraits de la grille RX.

- **Branche LS**

Les pilotes DMRS reçus sont utilisés pour estimer le canal par moindres carrés :

$$\hat{H}_{LS} = Y_{DMRS} / X_{DMRS}. \quad (3.15)$$

L'égalisation divise chaque sous-porteuse reçue par l'estimée correspondante :

$$\hat{S}(k) = Y_{rx}(k) / \hat{H}_{LS}(k). \quad (3.17)$$

La décision 16-QAM est ensuite appliquée par minimisation de distance.

- Branche DNN

Les estimées LS des symboles pilotes 2 et 8 sont sous-échantillonnées d'un facteur $D=4$, puis concaténées en parties réelle et imaginaire pour former un vecteur d'entrée $x \in \mathbb{R}^{624}$.

Ce vecteur alimente un réseau FC ($128 \rightarrow 256 \rightarrow 512 \rightarrow 256$) qui produit une estimation du canal $\hat{H}_{DNN} \in \mathbb{R}^{1248}$. La démodulation 16-QAM est ensuite réalisée à partir de cette estimation.

3.6.2 Analyse Comparative des Performances :

Nous analysons ici les performances d'un système 5G NR 16-QAM avec l'estimation de canal par DNN. Les paramètres de simulation sont définis dans le Tableau 3.9. La Figure 3.6 regroupe l'ensemble des résultats obtenus, comparant l'approche DNN à features compactes ($D=4$) à l'estimateur classique LS.

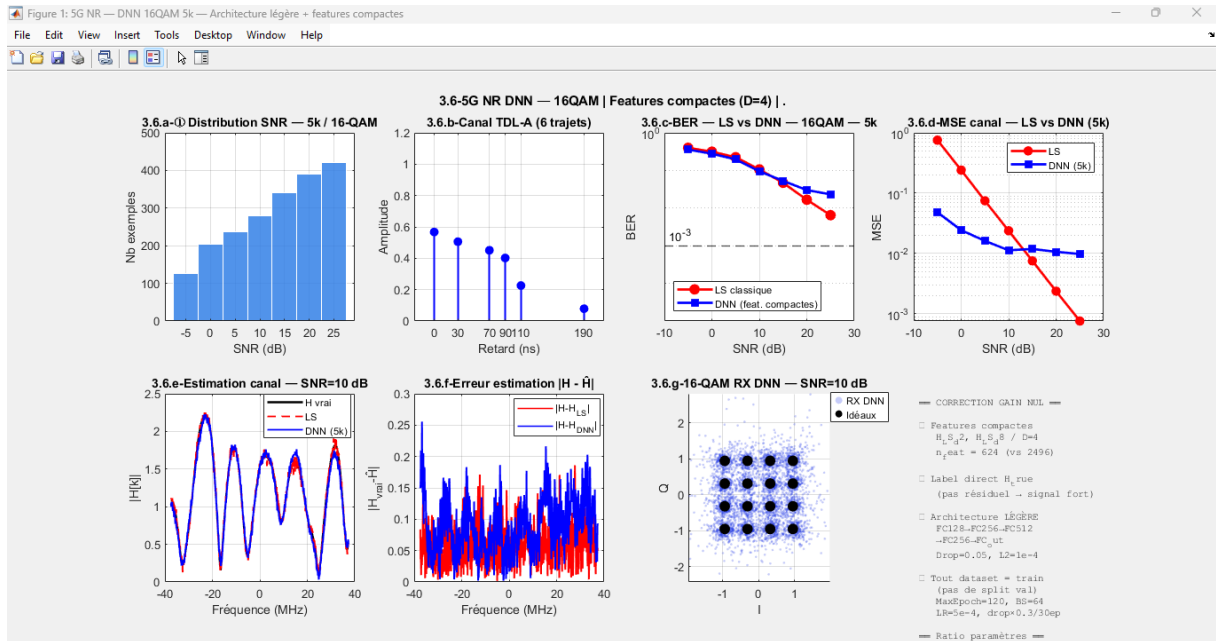


Figure3.6 : Résultats 5G NR DNN 16-QAM avec features compactes.

PARAMÈTRES DNN 5G NR	
M_u/SCS	3/120 kHz
N_{RB}	52
N_{SC}	624
N_{FFT}	1024

Tableau 3.9 : Paramètres d'entrée de simulation DNN.

3.6.2.1 Interprétation complète des graphes de figure 3.6 :

La figure 3.6a représente la distribution des exemples d'entraînement en fonction du SNR pour un jeu de données de 5000 échantillons en modulation 16-QAM. L'histogramme révèle une distribution non uniforme et croissante, où le nombre d'exemples augmente progressivement avec le SNR, passant d'environ 160 exemples à -5 dB jusqu'à 425 exemples à 25 dB.

Cette répartition asymétrique indique une surreprésentation des SNR élevés dans le jeu de données, ce qui peut influencer le comportement du modèle d'apprentissage en le biaisant vers de bonnes conditions de canal. Cette caractéristique doit être prise en compte lors de l'évaluation des performances du système sur l'ensemble de la plage dynamique du SNR.

La figure 3.6b représente le profil de puissance en retard (PDP) du canal TDL-A à 6 trajets, modèle standardisé par la norme 5G NR pour les environnements à propagation par trajets multiples.

Six trajets distincts sont observés aux retards 0, 30, 70, 90, 110 et 190 ns, avec des amplitudes décroissantes allant de 0.58 pour le trajet direct jusqu'à 0.09 pour le trajet le plus tardif.

Cette décroissance traduit l'atténuation progressive de l'énergie des trajets réfléchis en fonction de leur retard. L'étalement temporel du canal, s'étendant jusqu'à 190 ns, induit une interférence entre symboles (ISI) que le préfixe cyclique du signal CP-OFDM est conçu pour absorber, à condition que sa durée excède cet étalement.

La figure 3.6c compare les performances en termes de BER de deux estimateurs de canal, LS classique et DNN à features compactes en modulation 16QAM sur un canal TDL-A. Les deux courbes présentent une décroissance similaire du BER avec l'augmentation du SNR, indiquant un comportement globalement comparable.

Cependant, à partir de 20 dB, l'estimateur LS classique surpasse légèrement le DNN, atteignant un BER inférieur à 10^{-3} alors que le DNN reste au-dessus de ce seuil à 25 dB.

Cet écart suggère que le modèle DNN, entraîné sur 5000 exemples, ne dispose pas encore d'une capacité de généralisation suffisante pour rivaliser avec l'estimateur LS aux SNR élevés, soulignant l'importance de la taille du jeu de données sur les performances du réseau de neurones.

Valeurs exactes du BER — LS vs DNN (5k)		
SNR (dB)	BER — LS	BER — DNN (5k)
-5	4.031×10^{-1}	3.591×10^{-1}
0	3.297×10^{-1}	2.904×10^{-1}
5	2.124×10^{-1}	1.840×10^{-1}
10	1.058×10^{-1}	9.290×10^{-2}
15	4.387×10^{-2}	4.473×10^{-2}
20	1.307×10^{-2}	2.328×10^{-2}
25	4.567×10^{-3}	1.842×10^{-2}

Tableau : 3.10 BER — LS vs DNN.

Le croisement entre les deux courbes intervient précisément autour de 15 dB, où le BER du LS (4.387×10^{-2}) et celui du DNN (4.473×10^{-2}) sont quasiment égaux. Au-delà, le LS devient nettement plus performant, tandis que le DNN plafonne en raison de son biais de modélisation.

La figure 3.6d compare l'erreur quadratique moyenne (MSE) d'estimation du canal entre l'estimateur LS classique et le DNN (5k exemples) en fonction du SNR. Aux SNR faibles (en dessous de 0 dB), le DNN présente une MSE nettement inférieure à celle du LS, démontrant une meilleure robustesse au bruit dans ces conditions défavorables.

Cependant, à partir de 15 dB, la tendance s'inverse : la MSE du LS décroît rapidement pour atteindre 10^{-3} à 25 dB, tandis que celle du DNN se stabilise autour de 10^{-2} , révélant un effet de plancher.

Ce comportement indique que le DNN, limité par la taille réduite du jeu d'entraînement, ne parvient pas à affiner son estimation au-delà d'un certain seuil, contrairement au LS dont les performances s'améliorent continûment avec le SNR.

Valeurs exactes du MSE — LS vs DNN (5k)		
SNR (dB)	MSE — LS	MSE — DNN (5k)
-5	7.52×10^{-1}	4.76×10^{-2}
0	2.38×10^{-1}	1.99×10^{-2}
5	7.54×10^{-2}	1.66×10^{-2}
10	2.38×10^{-2}	1.21×10^{-2}
15	7.57×10^{-3}	9.85×10^{-3}
20	2.40×10^{-3}	1.07×10^{-2}
25	7.58×10^{-4}	1.00×10^{-2}

Tableau 3.11 : MSE — LS vs DNN.

Le croisement entre les deux estimateurs se produit précisément entre 10 et 15 dB, où le MSE du LS (7.57×10^{-3}) devient inférieur à celui du DNN (9.85×10^{-3}), marquant la limite à partir de laquelle l'estimateur classique surpasse le réseau de neurones.

La figure 3.6e compare l'estimation de la réponse fréquentielle du canal $|H[k]|$ obtenue par les estimateurs LS et DNN (5k) face au canal réel (H vrai) pour un SNR de 10 dB. Les trois courbes se superposent de manière très proche sur l'ensemble de la bande $[-40, +40]$ MHz, indiquant que les deux estimateurs reproduisent fidèlement les variations fréquentielles du canal à ce niveau de SNR.

Le DNN suit avec précision les creux et les pics du canal réel, démontrant sa capacité à capturer la sélectivité fréquentielle. Ce résultat est cohérent avec la figure 3.6.d, où un SNR de 10 dB correspond à une zone de MSE comparable entre les deux estimateurs, confirmant leurs performances équivalentes dans ces conditions.

La figure 3.6f présente l'erreur d'estimation fréquentielle du canal pour les deux estimateurs LS (rouge) et DNN (5k) (bleu) sur la bande $[-40, +40]$ MHz. Les deux courbes affichent des fluctuations irrégulières sur l'ensemble de la bande, avec des erreurs oscillantes majoritairement entre 0.05 et 0.15 pour le LS, tandis que le DNN présente des pics d'erreur plus élevés pouvant atteindre 0.25.

Cette dispersion plus importante du DNN confirme une estimation localement moins précise, notamment aux extrémités de la bande et aux fréquences correspondant aux creux du canal. Ces résultats sont cohérents avec la MSE de la figure 3.6d, où le DNN présente un plancher d'erreur plus élevé que le LS à SNR modéré, soulignant les limites de généralisation du modèle entraîné sur un jeu de données restreint.

La figure 3.6g illustre la constellation 16QAM reçue après égalisation par le DNN pour un SNR de 10 dB sur canal TDL-A. Les nuages de points bleus se regroupent autour des 16 symboles idéaux (points noirs), témoignant d'une égalisation globalement efficace.

Cependant, la dispersion des points est relativement large, avec des chevauchements visibles entre les nuages voisins, ce qui explique le BER non négligeable observé à ce niveau de SNR dans la figure 3.6c.

La présence de points isolés en dehors des clusters traduit les erreurs résiduelles liées aux limitations du DNN entraîné sur 5000 exemples, confirmant que la qualité de l'égalisation reste perfectible à SNR modéré.

3.7 Conclusion

Ce chapitre présente une simulation complète et paramétrique de la couche physique 5G NR en canal PDSCH, développée sans outillage dédié et couvrant l'intégralité de la chaîne de traitement, de la génération du bloc de transport à la décision binaire finale.

Les trois configurations numérologies étudiées mMTC ($\mu = 0$, QPSK), eMBB ($\mu = 2$, 256-QAM) et URLLC ($\mu = 3$, 16-QAM) ont évaluées et confrontées aux références bibliographiques du standard 3GPP, confirmant la conformité et la fiabilité des résultats obtenus.

En canal AWGN, chaque cas d'usage a mis en évidence le compromis fondamental entre efficacité spectrale et robustesse au bruit : la QPSK atteint un BER inférieur à 10^{-3} dès 10 dB, tandis que la 256-QAM requiert un SNR de l'ordre de 30 dB pour atteindre ce même seuil. La 16-QAM atteint un BER inférieur à 10^{-3} dès 15 dB.

Dans un second temps, la simulation a été enrichie par l'introduction d'un canal multi-trajets TDL-A pour le cas URLLC, permettant de comparer un estimateur de canal par moindres carrés (LS) à un réseau de neurones profond (DNN).

Les résultats montrent que le DNN surpasse l'estimateur LS en termes de MSE aux faibles SNR, grâce à sa capacité à régulariser le bruit d'estimation, mais qu'il plafonne à partir de 15 dB en raison de la taille limitée du jeu d'entraînement (5 000 exemples), laissant alors l'estimateur LS plus performant.

Ces observations soulignent que l'apport du deep learning pour l'estimation de canal en contexte 5G NR est réel mais conditionné à la qualité et à la richesse des données d'apprentissage, ouvrant la voie à des travaux futurs portant sur l'augmentation du dataset et l'optimisation de l'architecture du réseau.

Conclusion

Conclusion générale et perspectives

Ce travail porte sur l'étude de la couche physique de la 5G NR, avec un focus particulier sur le canal PDSCH. Il s'organise autour de deux axes principaux : d'une part la mise en œuvre d'une simulation paramétrique des différents scénarios représentatifs de la 5G, et d'autre part l'intégration de techniques d'apprentissage profond pour améliorer l'estimation du canal en environnement multi-trajets.

Bilan des contributions

Dans un premier temps, une chaîne de simulation complète, modulaire et conforme aux spécifications du 3GPP est développée sans recours à des outils commerciaux. Cette chaîne permet de reproduire le comportement de la couche physique 5G NR de manière fidèle et contrôlée. Trois scénarios représentatifs sont étudiés en canal AWGN : mMTC ($\mu = 0$, QPSK, $N_{RB}=25$), eMBB ($\mu = 2$, 256-QAM, $N_{RB}=275$) et URLLC ($\mu = 3$, 16-QAM, $N_{RB}=52$). L'analyse des performances met en évidence les compromis fondamentaux entre débit, robustesse et latence, confirmant la cohérence des résultats avec les références du standard 5G NR.

Le scénario mMTC privilégie la robustesse grâce à une modulation simple (QPSK) et un espacement de sous-porteuses réduit. Il assure une bonne résistance au bruit, avec un BER atteignant 10^{-3} dès environ 10 dB, au prix d'un débit limité. Le scénario eMBB, quant à lui, vise des débits très élevés en exploitant une modulation 256-QAM et une densité spectrale importante. Cette performance s'accompagne toutefois d'une sensibilité accrue au bruit, nécessitant des SNR élevés pour garantir une bonne qualité de transmission. Le scénario URLLC adopte une configuration intermédiaire, cherchant un équilibre entre faible latence, fiabilité et débit, ce qui en fait un compromis adapté aux applications critiques.

L'analyse des grilles de ressources, des constellations et des signaux CP-OFDM permet de vérifier la conformité globale de la chaîne de transmission avec les spécifications 3GPP. L'intégration correcte des signaux de référence DMRS garantit une estimation fiable du canal en environnement AWGN et valide ainsi l'ensemble de la chaîne de traitement.

Dans un second temps, ce travail introduit un réseau de neurones profond (DNN) pour l'estimation du canal dans un scénario URLLC en environnement multi-trajets de type TDL-A. Les résultats montrent que le DNN améliore les performances en termes de MSE dans les faibles valeurs de SNR, où les méthodes classiques comme LS sont

fortement dégradées par le bruit. Cette capacité s'explique par l'aptitude du réseau à exploiter les corrélations du canal et à atténuer les effets du bruit.

En revanche, lorsque le SNR augmente, l'estimateur LS reprend l'avantage grâce à sa nature analytique et à sa précision intrinsèque dans les conditions favorables. Le DNN présente alors une saturation de performance, liée notamment à la taille limitée du jeu de données d'entraînement, ce qui limite sa capacité de généralisation sur toute la plage de SNR. L'analyse du BER confirme cette tendance, avec des performances proches aux faibles SNR, puis un avantage progressif du LS aux valeurs élevées.

Ces résultats montrent que l'apport du deep learning en estimation de canal n'est pas uniforme. Il se révèle particulièrement efficace dans les conditions difficiles, mais reste moins performant dans les régimes où les solutions classiques sont déjà optimales. Cette complémentarité suggère fortement l'intérêt d'approches hybrides combinant LS et DNN afin de tirer parti des forces de chaque méthode selon les conditions du canal.

Perspectives et travaux futurs

Les résultats obtenus ouvrent plusieurs perspectives d'amélioration et d'extension du travail réalisé.

Sur le plan de la simulation, l'étude peut être enrichie en considérant des modèles de canaux plus réalistes et plus complexes, tels que les environnements TDL-C ou CDL avec mobilité. Cela permettrait d'évaluer plus finement la robustesse des configurations 5G dans des conditions proches des scénarios réels, notamment en milieu urbain dense ou en situation de mobilité élevée. L'intégration de mécanismes d'adaptation de lien comme le HARQ constituerait également une évolution pertinente afin de reproduire le comportement dynamique des systèmes 5G opérationnels.

Conclusion

En conclusion, ce travail montre que l'intégration de l'apprentissage profond dans la couche physique 5G NR est non seulement faisable, mais aussi pertinente dans certains contextes bien définis. Toutefois, il met également en évidence que ces approches ne remplacent pas les méthodes classiques, mais viennent plutôt les compléter. L'efficacité du deep learning dépend fortement des conditions du canal, de la qualité des données et de la conception du modèle.

Ces résultats confirment que l'avenir des systèmes de communication sans fil repose probablement sur des solutions hybrides, combinant modèles analytiques et intelligence artificielle, afin d'améliorer à la fois les performances, la robustesse et l'adaptabilité des réseaux 5G et des générations futures.

Liste des références

Liste des références:

- [1]. Chataut, R. & Akl, R. (2020). *Massive MIMO systems for 5G and beyond networks — Overview, recent trends, challenges*. Sensors, 20(10), 2753
<https://doi.org/10.3390/s20102753>
- [2]. Lavdas, S. et al. (2022). *A machine learning adaptive beamforming framework for 5G mmWave massive MIMO multicellular networks*. IEEE Access, 10, 91597–91609
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3202386>
- [3]. IEEE Xplore (2021). *5G core network architecture*. IEEE Xplore, doc. 10524691
<https://ieeexplore.ieee.org/document/10524691>
- [4]. Chintalapati, R.V. et al. (2025). *Following the journey of network slicing in 5G and 5G advanced*. IEEE Access
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3634998>
- [5]. Polak, L. et al. (2024). *Measurement and analysis of 4G/5G mobile signal coverage in a heavy industry environment*. Sensors, 24(8), 2538
<https://doi.org/10.3390/s24082538>
- [6]. Lučić, M. et al. (2022). *Measuring and assessing performance of mobile networks*. Sustainability, 14(2), 829
<https://doi.org/10.3390/su14020829>
- [7]. 3GPP (2018). *Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies (TR 38.913)*. 3rd Generation Partnership Project, Release 15
<https://www.3gpp.org/release-15>
- [8]. Albreem, J.M. et al. (2019). *Massive MIMO detection techniques: A survey*. IEEE COMST, 21(4), 3109–3132
<https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2935810>
- [9]. Sachs, J. (2017). *5G ultra-reliable and low latency communication*. IEEE CTW 2016
https://ctw2016.ieee-ctw.org/slides/ctw16_Sachs.pdf
- [10]. Miao, W. et al. (2019). *Stochastic performance analysis of network function virtualisation in future internet*. IEEE JSAC, 37(3), 613–626
<https://doi.org/10.1109/JSAC.2019.2894304>
- [11]. Anand, A. et al. (2018). *Joint scheduling of URLLC and eMBB traffic in 5G wireless networks*. IEEE INFOCOM 2018, pp. 1970–1978
<https://doi.org/10.1109/INFOCOM.2018.8486430>
- [12]. Ahmad, A. et al. (2023). *A survey of 6G mobile systems, enabling technologies, and challenges*. IJEETC, 12(1), 1–21
<https://doi.org/10.18178/ijeetc.12.1.1-21>
- [13]. Moutaly, E. (2020). *Étude d'une architecture radio-sur-fibre pour le fronthaul 5G [Thèse, Univ. Paris-Est]*. HAL Thèses
<https://theses.hal.science/tel-02474810v1>
- [14]. Chintalapati, R.V. et al. (2025). *Following the journey of network slicing in 5G and 5G advanced*. IEEE Access
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3634998>
- [15]. Masoumi, M. et al. (2024). *MEC in the 5G era: Enhancing reliability through backup strategies*. IEEE ICTON 2024
<https://doi.org/10.1109/ICTON62926.2024.10648015>
- [16]. IEEE Future Networks (2022). *IEEE INGR mmWave Chapter, 2022 Edition*. IEEE Future Networks Initiative
https://futurenetworks.ieee.org/images/files/pdf/initiatives/IEEE_INGR_mmWave_Chapter_2022-Edition-FINAL.pdf
- [17]. Ghyat, M. (2026). *Développement d'un réseau d'antennes mmWave pour les communications 5G [Mémoire, UQO]*. Université du Québec en Outaouais
https://di.uqo.ca/1888/1/Ghyat_Mahmoud_Memoire_2026.pdf
- [18]. Björnson, E. et al. (2014). *Massive MIMO for maximal spectral efficiency: How many users and pilots should be allocated?*. arXiv:1412.7102
<https://arxiv.org/pdf/1412.7102>
- [19]. White Rose Research Online (2024). *Improving the spectral efficiency of a downlink 5G system*. White Rose Research Online
<https://eprints.whiterose.ac.uk/213992/1/2024140280.pdf>

- [20]. Lichari, M. (2023). *Energy efficiency and AI in green communications [Mémoire, INRS]*. INRS, Université https://espace.inrs.ca/id/eprint/15676/1/Lichari-M-D-Decembre2023-EMBARGO_2024-07-07.pdf
- [21]. Van Veen, B.D. & Buckley, K.M. (1988). *Beamforming: A versatile approach to spatial filtering*. IEEE ASSP Magazine, 5(2), 4–24 <https://doi.org/10.1109/53.665>
- [22]. Tuncer, T.E. & Friedlander, B. (Eds.) (2009). *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press / Elsevier <https://www.sciencedirect.com/book/9780123745248>
- [23]. Challita, F. (2022). *Massive MIMO channel characterization and propagation-based antenna selection [Thèse, Univ. Lille]*. HAL Thèses https://theses.hal.science/tel-03624170/file/These_CHALLITA_Frederic.pdf
- [24]. Akdim, N. (2021). *Beamforming techniques for mmWave hybrid analog-digital transceivers [Thèse, Univ. Paris-Saclay]*. HAL Thèses https://theses.hal.science/tel-03595055v1/file/2021UPASG092_AKDIM_archivage.pdf
- [25]. Saeed, M.A. & Nwajana, A.O. (2024). *A review of beamforming microstrip patch antenna array for future 5G/6G networks*. Frontiers in Mechanical Engineering, Vol. 9 <https://doi.org/10.3389/fmech.2023.1288171>
- [26]. El Ayach, O. et al. (2014). *Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems*. arXiv:1407.0446 / IEEE Trans. Wireless Commun. <https://arxiv.org/pdf/1407.0446>
- [27]. ResearchGate / IEEE GLOBECOM (2014). *Beamforming for multiuser massive MIMO: Digital versus hybrid analog-digital*. IEEE GLOBECOM 2014 <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2014.7037444>
- [28]. Eurecom (2016). *Massive MIMO: Turning concept into reality*. Eurecom Research Publication <https://www.eurecom.fr/fr/publication/5332/download/comsys-publi-5332.pdf>
- [29]. Challita, F. (2022). *Massive MIMO channel characterization and propagation-based antenna selection [Thèse, Univ. Lille]*. HAL Thèses https://theses.hal.science/tel-03624170/file/These_CHALLITA_Frederic.pdf
- [30]. Fu, H. (2016). *Spectral resource optimization for MU-MIMO systems [Thèse, Univ. Rennes]*. HAL Thèses <https://theses.hal.science/tel-01275787/document>
- [31]. Ktari, M.A. (2023). *Machine learning for beam alignment in mmWave massive MIMO [Thèse, Inst. Polytechnique de Paris]*. HAL Thèses <https://theses.hal.science/tel-04213444v1/document>
- [32]. Tarafder, P. & Choi, W. (2023). *Deep RL-Based Coordinated Beamforming for mmWave Massive MIMO Vehicular Networks*. Sensors, 23(5), 2772 <https://doi.org/10.3390/s23052772>
- [33]. Li (2024). *Modeling of a 5G network to estimate its capacity for verticals resilience [Thèse, Univ. Paris-Saclay]*. HAL Thèses <https://theses.hal.science/tel-04402710v1>
- [34]. Qureshi, H.N. et al. (2024). *A systematic survey on 5G and 6G security*. Future Internet, 16(3), 67 <https://doi.org/10.3390/fi16030067>
- [35]. U.S. DoD — Enduring Security Framework (2022). *Potential threats to 5G network slicing [Rapport gouvernemental]*. DoD ESF https://media.defense.gov/2022/Dec/07/2003123973/-1/-1/0/CSI_POTENTIAL_THREATS_TO_5G_NETWORK_SLICING.PDF
- [36]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211, Release 15). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.211/
- [37]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; Multiplexing and channel coding (3GPP TS 38.212, Release 15). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.212/

- [38]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; Physical layer procedures for control (3GPP TS 38.213, Release 15).
https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.213/
- [39]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; Physical layer procedures for data (3GPP TS 38.214, Release 15).
https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.214/
- [40]. International Telecommunication Union – Radio communication Sector. (2015). IMT vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond (ITU-R Recommendation M.2083-0).
<https://chenweixiang.github.io/docs/R-REC-M.2083-0-201509.pdf>
- [41]. Lin, X., Li, J., Baldemair, R., Cheng, J. F., Parkvall, S., Larsson, D. C., Koorapaty, H., Frenne, M., Falahati, S., Grovlen, A., & Werner, K. (2019). 5G new radio: Unveiling the essentials of the next generation wireless access technology. IEEE Communications Standards Magazine, <https://doi.org/10.48550/arXiv.1806.06898>
- [42]. Dahlman, E., Parkvall, S., & Sköld, J. (2020). 5G NR: The next generation wireless access technology (2nd ed.). Academic Press.
- [43]. 3GPP, "NR; NR and NG-RAN Overall Description; Stage 2 (Release 16)," 3GPP Technical Specification (TS) 38.300, v16.6.0, Jun. 2021.
- [44]. J. Zhang and R. Liu, "Uplink Spectrum Overlay Coverage Enhancement Algorithm in 5G Network," Math. Probl. Eng., vol. 2021, Art. no. 3572662, 2021. doi: 10.1155/2021/3572662.
- [45]. X. Chen and L. Wang, "A Novel QoS Guaranteed Joint Resource Allocation Framework for 5G NR with Supplementary Uplink Transmission," Electronics, vol. 12, no. 7, p. 1563, Mar. 2023. doi: 10.3390/electronics12071563.
- [46]. Telecommunication Engineering Centre (TEC), "Supplementary Downlink (SDL) Technical Paper," Dept. of Telecommunications, Govt. of India, Study Paper, 2020.[Online].Available:<https://tec.gov.in/pdf/Studypaper/Supplementary%20Downlink.pdf>
- [47]. Global mobile Suppliers Association (GSA), "5G Spectrum: Global Licensing and Usage," GSA Report, Sep. 2024. [Online]. Available: <https://gsacom.com/topic/5g-spectrum/>
- [48]. Ahmadi, S. (2019). 5G NR: Architecture, technology, implementation, and operation of 3GPP new radio standards. Academic Press.
- [49]. F. Launay. (2021).NG-RAN et 5G-NR: L'accès radio 5G et l'interface radioélectrique.
- [50]. A. Zaidi, F. Athley, J. Medbo, U. Gustavsson, G. Durisi, & X. Chen (Eds.), 5G physical layer: Principles, models and technology components
- [51]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (3GPP TS 38.101-1, Release 15). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.101-1/
- [52]. Hui, D., Sandberg, S., Blankenship, Y., Doettling, M., Falahati, S., Hoydis, J., Mäder, A., Mayer, H. L., Nowak, M., Persson, M., Sahin, O., Soriaga, J., Sternad, M., & Xu, H. (2018). Channel coding in 5G new radio: A tutorial overview and performance comparison with 4G LTE. IEEE Vehicular Technology Magazine, 13(4), 60–69. <https://doi.org/10.1109/MVT.2018.2867640>
- [53]. Bioglio, V., Condo, C., & Land, I. (2018). Design of polar codes in 5G new radio [Preprint]. arXiv. <https://arxiv.org/abs/1804.04389>
- [54]. Arıkan, E. (2009). Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels. IEEE Transactions on Information Theory, 55(7), 3051–3073.
<https://doi.org/10.1109/TIT.2009.2021379>

- [55]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; User Equipment (UE) procedures in idle mode and in RRC Inactive state (3GPP TS 38.304, Release 15). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.304/
- [56]. 3rd Generation Partnership Project. (2018). NR; User Equipment (UE) radio access capabilities (3GPP TS 38.306, Release 15). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.306/
- [57]. European Telecommunications Standards Institute. (2022). 5G; Study on self-evaluation towards IMT-2020 submission (ETSI TR 137 910 V17.0.0). https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/137900_137999/137910/17.00.00_60/tr_137910v170000p.pdf
- [58]. S, Henry. A., Alshaily, E., Sousa. (2020). Evaluating the compliance of 3GPP 5G NR with IMT-2020 requirements [Preprint]. arXiv. <https://arxiv.org/abs/2004.00366>
- [59]. 3rd Generation Partnership Project. (2017). Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901, Release 14). https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38_series/38.901/
- [60]. Lin, X., Li, J., Baldemair, R., Cheng, T., Parkvall, S., Larsson, D., Koorapaty, H., Frenne, M., Falahati, S., Grövlén, A., & Werner, K. (2019). 5G New Radio: Unveiling the essentials of the next generation wireless access technology. *IEEE Communications Standards Magazine*, 3(3), 30–37.
- [61]. Boiko, J., & Pyatin, I. (2026). Intelligent DL-SCH/PDSCH processing chain in 5G with adaptive HARQ mechanism. *IAPGOŚ*, 16(1), 84–93. <https://doi.org/10.35784/iapgos.7826>
- [62]. Roggero, M., & Zarrinkoub, H. (2020). Technical principles and simulations of the 5G NR physical layer standard. MathWorks. <https://www.mathworks.com/company/technical-articles/technical-principles-and-simulations-of-the-5g-nr-physical-layer-standard.html>
- [63]. Pateriya, S., et al. (2026). Optimizing 5G NR link layer parameters for eMBB and URLLC applications under dynamic channel and transmission configurations. *Scientific Reports*. <https://doi.org/10.1038/s41598-025-34674-0>
- [64]. Khosroshahi, K., Sehier, P., & Mekki, S. (2024). Leveraging PRS and PDSCH for integrated sensing and communication systems. *CentraleSupélec & Nokia Standards*. (Note : Document technique/Preprint issu du projet H2020 MSCA 5GSmartFact).
- [65]. Mohamed, A. A. (2024). The impact of numerology on the PDSCH throughput of the 5G downlink. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 14(5), 16813–16817. <https://doi.org/10.48084/etasr.8370>
- [66]. Ye, H., Li, G. Y., & Juang, B.-H. F. (2018). Power of deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 7(1), 114–117. <https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2757490>
- [67]. Huang, H., Guo, S., Gui, G., Yang, Z., Zhang, J., Sari, H., & Adachi, F. (2020). Deep learning for physical-layer 5G wireless techniques: Opportunities, challenges and solutions. *IEEE Wireless Communications*, 27(1), 214–222. <https://doi.org/10.1109/MWC.2019.1900027>

Annexe

Annexe

Dans le cadre du standard 5G NR, le codage LDPC (Low-Density Parity-Check) est utilisé pour les canaux de données en raison de sa faible complexité de décodage et de son efficacité pour les débits élevés. Ce codage repose sur des matrices de parité structurées à partir de deux modèles appelés graphes de base (Base Graphs) : BG1 et BG2. [42]

Voici une explication générale de ces graphes et de leur rôle :

1. Rôle des Graphes de Base

Les graphes de base constituent la structure fondamentale du code LDPC. Plutôt que de définir une matrice de parité unique pour chaque taille de fichier, la 5G utilise ces deux graphes pour s'adapter de manière flexible à une immense variété de tailles de

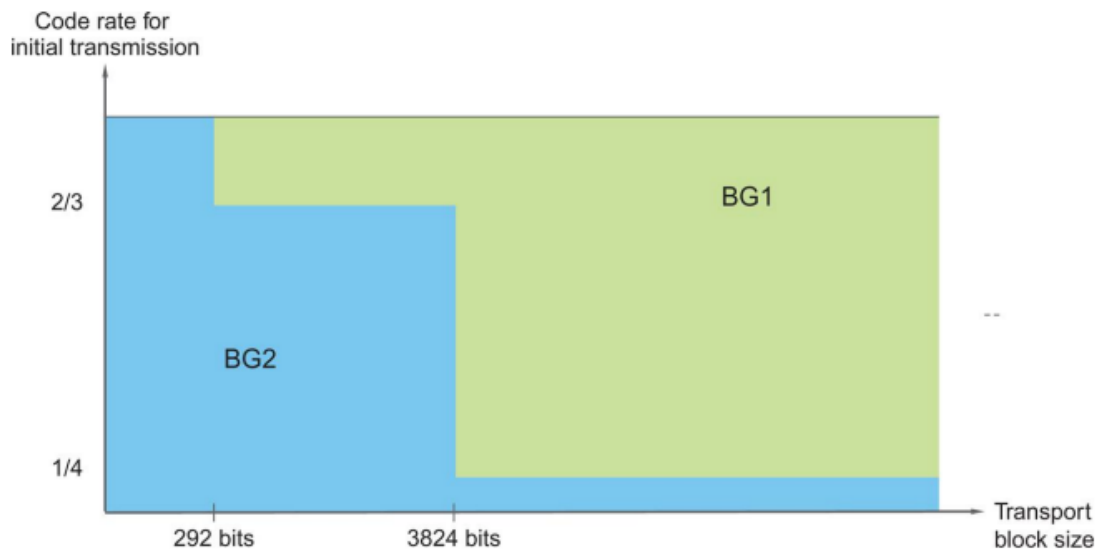


FIGURE 9.4 Selection of base graph for the LDPC code.

données et de conditions de canal [42].

2. Caractéristiques de BG1 (Base Graph 1)

BG1 est optimisé pour les débits de données très élevés et les grands blocs de données [42].

- **Taux de codage** : Il est conçu pour des taux allant de 1/3 à environ 0,92.
- **Taille de bloc** : Il supporte des blocs de code allant jusqu'à 8 424 bits.
- **Usage** : On l'utilise principalement pour les transmissions à haut débit (eMBB) nécessitant une efficacité spectrale maximale.

3. Caractéristiques de BG2 (Base Graph 2)

BG2 est conçu pour être plus robuste, privilégiant la fiabilité pour des charges utiles plus petites ou des conditions de signal difficiles [42].

- **Taux de codage** : Il supporte des taux beaucoup plus bas, allant de 1/5 à 5/6.
- **Taille de bloc** : La taille maximale d'un bloc de code est limitée à 3 840 bits.
- **Usage** : Il est idéal pour les petits paquets de données ou lorsque le signal est faible et nécessite une protection accrue contre les erreurs.

4. Sélection entre BG1 et BG2

Le système choisit dynamiquement le graphe à utiliser selon deux critères principaux :

- **La taille du bloc de transport (TBS)** : Si les données sont peu volumineuses (généralement ≤ 3824 bits pour les taux faibles), BG2 est sélectionné.
- **Le taux de codage ciblé** : Pour des taux très bas (inférieurs à 1/4), BG2 est privilégié même pour des blocs moyens. À l'inverse, pour des taux élevés et des gros volumes, BG1 est systématiquement utilisé.

5. Relation avec le mécanisme d'expansion (Lifting)

Pour que ces deux graphes puissent générer des matrices adaptées à n'importe quelle taille de données exacte, la 5G applique un processus de "lifting". Le système définit 51 tailles d'expansion (Z) différentes. [42]

Chaque élément du graphe de base est remplacé par une petite sous-matrice de taille $Z \times Z$, ce qui permet de "gonfler" le graphe initial pour qu'il corresponde précisément à la taille de la charge utile transmise [42].