

dre...../F.S.S.A/UAMOB/2019

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOAND OULHADJ-BOUIRA



Faculté des Sciences et Sciences Appliquées
Département Génie électrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

Ait Chebib Kahina

Lounici Nadjat

En vue de l'obtention du diplôme de **Master en :**

Filière : **TELECOMMUNICATION**

Option : **Systeme des télécommunications**

Thème :

Codage polaire pour une modulation OTFS dans un canal à haute mobilité

Devant le jury composé de :

Nourine Mourad MCA
Djeddou Mustapha MCA
Chelbi Salim MCB

UAMOB
ENP
UAMOB

Président
Encadreur
Examineur

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant pour nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener ce travail jusqu'à la fin.

Nous remercions tout particulièrement notre encadreur, le Dr. Mustapha Djeddou, pour l'aide qu'il nous a apportée et les connaissances qu'il a pu nous transmettre. Nous le remercions également pour sa patience, sa disponibilité, ses précieux conseils et surtout pour sa supervision éclairée tout au long de la rédaction de ce travail.

Nos vifs remerciements vont aux membres de jury pour avoir accepté de juger notre présent travail.

Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances au corps enseignant et administratif de département génie électrique de l'université AKLI MOHAND OULHADJ de BOUIRA.

Des remerciements exceptionnels vont à nos familles pour leurs patiences, leurs conseils et leur soutien inconditionnel.

Nous remercions également tous nos amis et nos collègues d'étude particulièrement notre promotion.

Tout d'abord, je tiens à remercier le bon Dieu le tout puissant de m'avoir donné la patience et le courage de mener à bien ce travail.

C'est avec grande plaisir que je dédie ce modeste travail accompagné d'un profond amour :

A mon encadreur Dr. Mustapha Djeddou.

A mes chers parents,

A mes chers Dada et Nana,

A mes chères grandes mères,

Qui n'ont jamais cessé, de prier à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs, et à qui je souhaite une bonne santé.

A mes chers frères et sœurs.

A la mémoire de mon cher frère 'Said Chebbi'.

A toute ma famille 'Ait Chebib et Hamiche', mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité.

A mes meilleurs amis qui m'ont toujours encouragé, et à qui je souhaite plus de succès.

A tous mes collègues.

A tous ceux que j'aime.

Merci !

AIT.CHEBIB KAHINA

Je dédie ce modeste travail

A mon encadreur Docteur Djeddou pour nous avoir offert les conditions nécessaires et nous avoir guidés dans l'élaboration de ce travail.

A mon père Lounici Rachid qui a veillé à ce que je sois ce que je suis devenu maintenant grâce à son amour inestimable, effort fournis jour et nuit, son sacrifice, et son soutien morale et matériel pour mon éducation et mon bien être. Qu'il trouve dans ce travail un témoignage de mon profond amour et le fruit de tout ce qu'il a consentis pour mon éducation et ma formation.

A ma chère mère Belkacemi Saliha et mon âme sœur Sara et frère Mohamed lamine qui mon toujours soutenu dans les moments difficiles, qui n'ont jamais douté de moi et de mes aptitudes, même dans les moments ou moi-même j'en doutais, qui ont du supporter mon stress et qui m'ont encouragé durant toute cette période.

Cette merveilleuse famille qui a contribué à l'élaboration de ce travail.

A mes chères meilleur amis.

Safia, Nawal, Amira, Lila, Anissa, Amina.

Je leur dédie affectueusement ce mémoire

Nadjet

Table des matières

Liste des figures	ix
Abréviations	x
Introduction Générale	xiv
I Généralités	1
I.1 Généralités sur le canal de propagation	2
I.1.1 La propagation	2
I.1.1.1 Propagation en espace libre	2
I.1.1.2 Propagation par trajets multiples	4
I.1.2 Les différentes zones de propagation	5
I.1.3 Les mécanismes de propagation	6
I.2 Canaux sélectifs	7
I.2.1 Canal sélectif en fréquence	8
I.2.2 Canal sélectif en temps	10
I.2.3 Canal sélectif en temps et en fréquence	10
I.2.4 Canal non sélectif	10
I.3 Généralités sur les communications sans fil / mobiles	11
I.3.1 Description	11
I.3.2 Les catégories des réseaux sans fils	12
I.3.2.1 Selon la zone de couverture	12
I.4 Défis pour les nouvelles générations de communication	20
I.5 Principe de l'OFDM	22
I.5.1 Paramètres et caractéristiques de l'OFDM	23
I.5.1.1 L'orthogonalité et ICI	23
I.5.1.2 Intervalle de garde	25

I.5.1.3	Efficacité spectrale (SE)	27
I.6	Système OFDM	28
I.7	Avantages et inconvénients de l'OFDM	30
I.7.1	Avantages	30
I.7.2	Inconvénients	31
II	Modulation OTFS et codage polaire	32
II.1	Généralité sur l'OTFS	33
II.1.1	Description	33
II.1.2	Notation et concepts de base OTFS	34
II.1.3	Mise en œuvre d'un émetteur OTFS	36
II.1.4	Implémentation du récepteur OTFS	37
II.2	Principe de la modulation OTFS	37
II.2.1	Modulation OTFS	40
II.2.2	Transmission et réception sans fil	41
II.2.3	Démodulation OTFS	42
II.2.4	La représentation de signal OTFS dans le domaine Delay-Doppler	44
II.3	Rappel sur la chaîne de transmission	48
II.3.1	Le second Théorème de Shannon (théorème du codage canal)	48
II.3.2	Techniques de codage canal	49
II.4	Principales familles de codes correcteurs	51
II.4.1	Code algébrique	51
II.4.2	Code convolutif	52
II.4.3	Turbo-codes	52
II.4.4	Low-Density Parity Check (LDPC)	53
II.5	Le code polaire	53
II.5.1	Encodeur polaire	54
II.5.2	Polarisation des canaux	58
II.5.3	Décodage polaire	60
III	Étude des performances et résultats de simulations	62
III.1	Chaîne de communication OTFS avec codage polaire	63
III.2	Étude des performances et résultats de simulation	63
III.2.1	Étude des performances du système pour un canal flat fading	64

III.2.1.1	Variation des paramètres OTFS	64
III.2.1.2	Variation des paramètres du codage polaire	66
III.2.2	Étude des performances du système pour un canal sélectif en fréquence	68
III.2.2.1	Variation des paramètres OTFS	69
III.2.2.2	Variation des paramètres du codage polaire	71
III.2.3	Étude des performances du système pour un canal sélectif en temps	73
III.2.3.1	Variation des paramètres OTFS	74
III.2.3.2	Variation des paramètres du codage polaire	76
III.2.4	Étude des performances du système pour un canal double sélectif .	78
III.2.4.1	Variation des paramètres OTFS	78
III.2.4.2	Variation des paramètres du codage polaire	81
Conclusions et perspectives		83
Références bibliographiques		86

Table des figures

I.1	Schéma synoptique d'une chaîne de communication	2
I.2	Propagation multi-trajets	4
I.3	Propagation multi-trajets effet LOS/NLOS	5
I.4	Principales zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice	6
I.5	Différents mécanismes de propagation.	7
I.6	Canal sélectif en fréquence	8
I.7	Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal sélectif en fréquence	9
I.8	Gain d'un canal sélectif en temps	10
I.9	Canal non sélectif	11
I.10	Classification des réseaux sans fil	12
I.11	Classification des réseaux sans fil selon la zone de couverture	13
I.12	Exemple d'un réseau Wifi	15
I.13	Réseau WMAN	16
I.14	Évolution de la technologie sans fil	20
I.15	Exemples d'applications de la technologie 5G	21
I.16	Défis de la 5G.	22
I.17	Aperçu du schéma de transmission OFDM	22
I.18	Spectres des sous-porteuses dans le domaine fréquentiel	25
I.19	Signal reçu pour CP-OFDM, ZP-OFDM et KSP-OFDM	26
I.20	Symboles OFDM avec CP (CP-OFDM)	26
I.21	Effet ISI d'un canal à trajets multiples sur les sous-porteuses	27
I.22	Schéma synoptique d'un système OFDM	29
II.1	Modèle de système OTFS	34
II.2	Implémentation d'un émetteur OTFS	36
II.3	Implémentation du récepteur OTFS	37

II.4	Etapes de traitement OTFS multi porteuses	38
II.5	Schéma de modulation/démodulation OTFS	40
II.6	Mappage des symboles d'information (QAM)	41
II.7	Représentation Delay-Doppler du canal sans fil	42
II.8	Signal OTFS	44
II.9	Complémentarité des représentations temporelles et fréquentielles	45
II.10	Réponse impulsionnelle Delay-Doppler	45
II.11	Quasi-périodicité Delay-Doppler	46
II.12	Transformation Zak	47
II.13	Représentation paramétrique Delay-Doppler	47
II.14	Schéma de principe pour le système de communication sans fil	48
II.15	Principe de codage canal	49
II.16	Évolution des technique FEC et les codes du codage canal.	51
II.17	Graphique de Tanner	53
II.18	Graphique de G2	55
II.19	Schéma de codage pour $N = 4$	56
II.20	Schéma de codage pour $N = 8$	57
II.21	Construction récursive de G_N à partir de deux exemplaires de $G_{N/2}$	57
II.22	Bloc de code polaire principal avec un CN et un VN	58
II.23	Combinaison de deux canaux pour obtenir le canal W_2	59
II.24	Canal W_4 et sa relation avec W_2 et W	59
II.25	Décodeur polaire pour $N = 4$	61
III.1	Schéma bloc d'une chaine de communication OTFS avec codage polaire.	63
III.2	TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal flat fading).	65
III.3	TEB en fonction de RSB (dB) pour des déférentes valeurs de M-mod (canal flat fading).	66
III.4	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=8$ (canal flat fading).	67
III.5	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=16$ (canal flat fading).	67
III.6	TEB en fonction de RSB (dB) pour des déférents E_c (canal flat fading).	68
III.7	Profil de puissance.	69

III.8	TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal sélectif en fréquence).	69
III.9	TEB en fonction de RSB (dB) pour des déférentes valeurs de M-mod (canal sélectif en fréquence).	70
III.10	TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal sélectif en fréquence).	71
III.11	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=8 (canal sélectif en fréquence).	72
III.12	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=16 (canal sélectif en fréquence).	73
III.13	TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal sélectif en temps).	74
III.14	TEB en fonction de RSB (dB) pour des déférentes valeurs de M-mod (canal sélectif en temps).	75
III.15	TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal sélectif en temps).	76
III.16	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=8 (canal sélectif en temps).	77
III.17	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=16 (canal sélectif en temps).	77
III.18	TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal double sélectif).	79
III.19	TEB en fonction de RSB (dB) pour des déférentes valeurs de M-mod (canal double sélectif).	80
III.20	TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal double sélectif).	81
III.21	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=8 (canal double sélectif).	82
III.22	TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec K=16 (canal double sélectif).	82

Abréviations

1D	Unidimensionnelle
1G	Première Génération
2D	Bidimensionnelle
2G	Deuxième Génération
3G	Troisième Génération
4G	Quatrième Génération
5G	Cinquième Génération
5G+	Cinquième Génération +
A/D	Analogique/Digital
ADC	Analog to Digital Converter
BCH	Bose, Chaudhuri and Hocquenghem
B-DMC	Binary Discrete Memoryless Channel
BLR	Boucle Locale Radio
bps	bit per second
B-PSK	Binary Phase-Shift Keying
CCK	Complementary Code Keying
CD	Compact Disc
CDMA	Code Division Multiple Access
CN	Control Nodes
CP	Cyclic Prefix
CP-OFDM	Cyclic Prefix-Orthogonal Frequency Division Multiplex
CS	Cyclic Suffix
D/A	Digital/Analogique
DAC	Digital to Analog Converter
dB	décibel
DVD	Digital Versatile Disc

EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
Gbps	Gigabit per second
GHz	Gigahertz
GPRS	General Packet Radio Services
GSM	Global System for Mobile Communication
HiperLAN	High Performance Radio LAN
Hz	Hertz
ICI	Intercarrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISI	Intersymbol Interference
ISFFT	Inverse-Scaled Fast Fourier Transform
ISM	Industrial, Scientific and Medical
Kbps	Kilobit per second
Km	Kilomètres
Km^2	Kilomètres carrés
Km/h	Kilomètres/heure
KSP	Know Symbol Padding
LAN	Local Area Network
LDPC	Low-Density Parity Check
LL	Log-Likelihood
LLR	Log-Likelihood Ratio
LOS	Line Of Sight
LR	Likelihood Ratio
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
Mbps	Megabit per second

MHz	Megahertz
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MMS	Multimedia Message Service
mm-Wave	Millimeter Wave
M-PSK	M-Ary Phase Shift Key
NLOS	None Line Of Sight
OEM	Ondes Électromagnétiques
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
OTFS	Orthogonal Time Frequency Space
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDA	Personal Digital Assistant
PROFINET	Process Field Net
P/S	Parallèle/Série
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RM	Reed Muller
RS	Reed Solomon
RSB	Rapport Signal sur Bruit
SC	Successive Cancellation
SE	Spectral Efficiency
SFFT	Scaled Fast Fourier Transform
SMS	Short Message System
SNR	Signal to Noise Ratio
S/P	Série/Parallèle
TCP	Transmission Control Protocol
TDM	Time Division Multiple
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreurs Binaire
TEM	Transverse Électromagnétique
UIT	Union Internationale des Télécommunication
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure

VN	Variable Nodes
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network
ZP	Zero Padding

INTRODUCTION

Introduction

Chaque génération de communication mobile apporte de nouveaux services pour répondre aux demandes accrues des utilisateurs. La première génération de téléphones mobiles (1G), a vu le jour vers 1980 ; utilisant ses fréquences en mode analogique. Au début des années 1990, les téléphones de deuxième génération (2G) furent développés avec une évolution vers les réseaux numériques. Les débits d'échanges de données étaient bien inférieurs à 1000 bps, mais des améliorations significatives en termes de performance ont été introduites en l'an 2000 (2.5G). Peu de temps après, apparut la troisième génération (3G), et la vitesse de débit de données atteignit 1 Mbps ; l'amélioration était considérable, puisqu'il devenait possible de transmettre des appels vidéo limités, et de fournir des connexions Internet à des vitesses raisonnables. Des améliorations furent introduites dans le codage numérique de la communication (3.5G, vers 2009 ; et 3.9G en 2012). En 2015, avec la norme suivante, dite la quatrième génération (4G), des vitesses de transmission dix fois supérieures devinrent possible [1].

Les débits sont atteints grâce à de nouvelles technologies telles que le MIMO et de nouvelles modulation telle que l'OFDM. Cette technique de modulation avec la technique d'accès multiple OFDMA ont reconduite dans la nouvelle génération 5G introduite en partie en 2020.

L'OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing) est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Cette technique de modulation qui est utilisé entre autres pour les systèmes de transmissions mobiles sans fil à haut débit permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Elle semble incontournable pour les standards de quatrième et de cinquième génération (4G et 5G).

La 5G est une nouvelle génération des standards de la téléphonie mobile. Cette technologie de télécommunication sans fil promet de révolutionner la manière dont le monde communique. Elle rendra possible un certain nombre de nouvelles applications puisqu'elle utilise les très hautes fréquences (extremely high frequencies ; « mm-Wave ») ; cela est l'un des éléments qui la caractérise le plus. Dans des conditions Doppler plus élevées (canal sélectif en fréquence et/ou en temps), les performances de modulation

OFDM associées se dégradent. De plus, les techniques d'augmentation de capacité nécessitent une estimation précise du canal et le support pour un grand nombre de signaux de référence sous toutes les conditions Doppler afin d'approcher les gains de performance promis. Une nouvelle technique de modulation 2D (temps-fréquence) appelée modulation OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) a été donc proposée. Cette technique permet de transformer le canal à trajets multiples variant dans le temps en un canal bidimensionnel indépendant du temps dans le domaine Delay-Doppler qui représente directement la géométrie des divers réflecteurs composant la liaison sans fil.

De cette manière, l'OTFS élimine les difficultés de suivi des évanouissements variant dans le temps, en particulier dans les communications de véhicules à grande vitesse. En raison de sa capacité à extraire toute la diversité des canaux dans le temps et la fréquence, l'OTFS permet une mise à l'échelle linéaire du débit avec le nombre d'antennes dans les applications de véhicules en mouvement.

Dans ce mémoire, nous nous interrogerons sur la nouvelle technique de modulation OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) qui sera une candidate sérieuse pour les systèmes de télécommunication sans fils au-delà la de cinquième génération. Après étude de cette nouvelle modulation, on prospecte les performances de cette modulation avec le codage polaire comme technique de codage canal qui approche la limite de Shannon.

Dans le premier chapitre, on va présenter des généralités sur le canal de propagation, introduisant la propagation en espace libre et par trajets multiples avec ses deux situations de propagation LOS (Line Of Sight) et NLOS (None Line Of Sight). Nous avons distingué ainsi les quatre types de canaux que nous avons abordés dans le dernier chapitre. Nous parlerons également des notions et généralités sur les réseaux de communications sans fils et mobiles en introduisant les défis de la nouvelle génération (5G et 5G+).

Dans une autre partie, nous présentons le principe de l'OFDM ainsi que ces caractéristiques principales et paramètres de bases. En terminant ce chapitre par les avantages et les inconvénients de l'OFDM qui motivent le recours à de nouvelles techniques de modulation tel que l'OTFS.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons décrit le principe de l'OTFS, tout en citant les notations et les concepts de base. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté également les techniques du codage canal, plus précisément le code polaire.

Dans le troisième, on va présenter une chaîne de communication OTFS avec codage polaire ; avec une étude des performances et résultats de simulation dans différents scénarios sur les différents types de canaux.

Nous finissons ce travail par une conclusion générale qui réunit les principaux résultats obtenus, et des perspectives futures.

Chapitre I

GÉNÉRALITÉS

I.1 Généralités sur le canal de propagation

I.1.1 La propagation

La communication sans fil dans un milieu hostile, exige l'étude approfondie du canal de propagation à fin de pouvoir prédire la qualité et la fiabilité des liaisons radio. Généralement, l'environnement de propagation à une influence sur les ondes électromagnétiques transportant les signaux, notamment les phénomènes physiques telles que l'atténuation, la réflexion, la réfraction et l'absorption. Ainsi, la puissance du signal transmis sera affaiblie et des fois, absorbée entièrement [2].

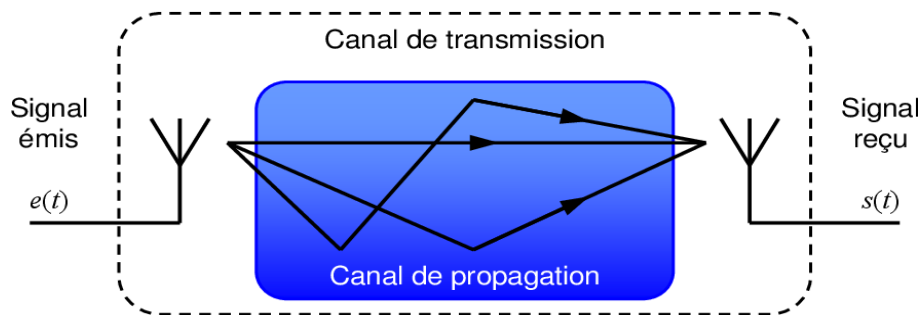


Figure I.1 — Schéma synoptique d'une chaîne de communication.

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques (OEM). Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation [3]. A ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la figure I.1 [1].

I.1.1.1 Propagation en espace libre

Les ondes électromagnétiques émises, sont affectées par les phénomènes physiques présents dans l'environnement dans lequel elles se propagent. En espace libre, le système de transmission sans fil est caractérisé par l'absence d'obstacles [3].

La densité de puissance (W) dans un espace libre s'exprime en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur (d), le gain de l'antenne d'émission (G_e) et la puissance du signal émis (P_e) (voir l'équation I.1).

$$W = \frac{p_e G_e}{4\pi d^2} \quad (\text{I.1})$$

La puissance du signal disponible aux bornes de l'antenne réceptrice (P_r) est reliée à la densité de puissance (W) par la relation suivante définie par l'équation I.2 :

$$p_r = \frac{W \lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (\text{I.2})$$

Où

- G_r est le gain de l'antenne réceptrice.
- λ est la longueur d'onde à la fréquence de travail.

A partir de deux formules précédentes, celle de la densité de puissance et celle de la puissance reçue, on peut extraire une formule avec laquelle on calcule l'atténuation du signal en espace libre (voir l'équation I.3). Noté que cette formule est valable juste lorsque la distance entre les deux antennes émettrice et réceptrice est supérieure à la distance de Fraunhofer (d_f). Donc lorsque l'antenne d'émission est considérée dans le champ lointain par rapport à celle de réception.

$$\frac{p_r}{p_e} = G_e \cdot G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = G_e \cdot G_r \left(\frac{c}{2\pi f d}\right)^2 \quad (\text{I.3})$$

Où

- c est la vitesse de la lumière (célérité), s'exprime par $c = \lambda f$.
- la distance de Fraunhofer $d_f = \frac{2D^2}{\lambda}$.
- D est la dimension de l'antenne émettrice.

L'affaiblissement en espace libre est décrit par la l'équation I.4 suivante :

$$P_L = 10 \log_{10} \left(\frac{p_e}{p_r}\right) = -10 \log_{10} G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (\text{I.4})$$

I.1.1.2 Propagation par trajets multiples

La propagation en espace libre représente un cas idéal [1]. Mais dans un environnement réel, les ondes électromagnétiques se propagent en empruntant plusieurs trajets de propagation comme le montre la figure I.2 [4]. Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers des trajets multiples qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dus à la longueur des trajets) [1].

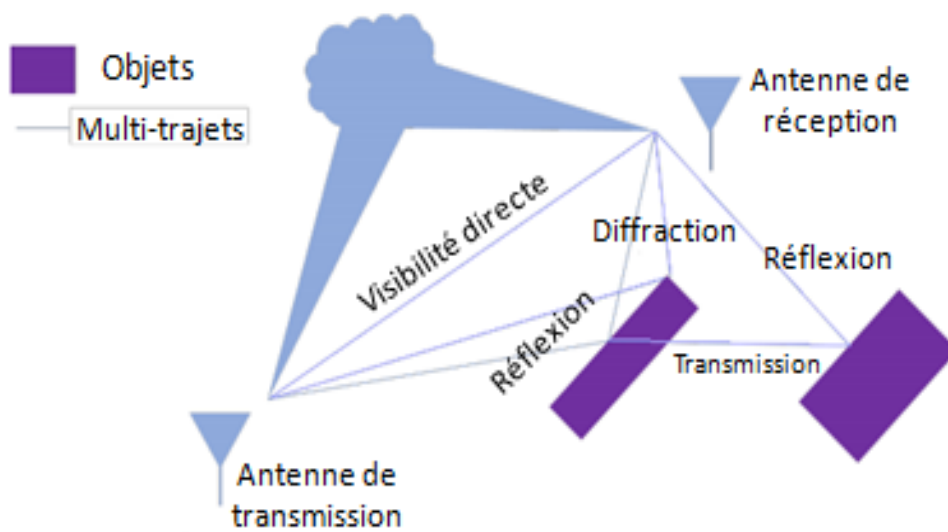


Figure I.2 — Propagation multi-trajets [2].

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations de propagation sont généralement distinguées, elles sont représentées sur la figure I.3. La première est désignée par le terme NLOS (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh.

Alors que, la deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant LOS (Line Of Sight) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice [1, 5].

Un canal multi-trajets est dit sélectif en fréquence lorsque la bande disponible couvre une partie du spectre comportant des évanouissements, ce qui engendre la perte de l'information transmise pour la fréquence correspondante [6].

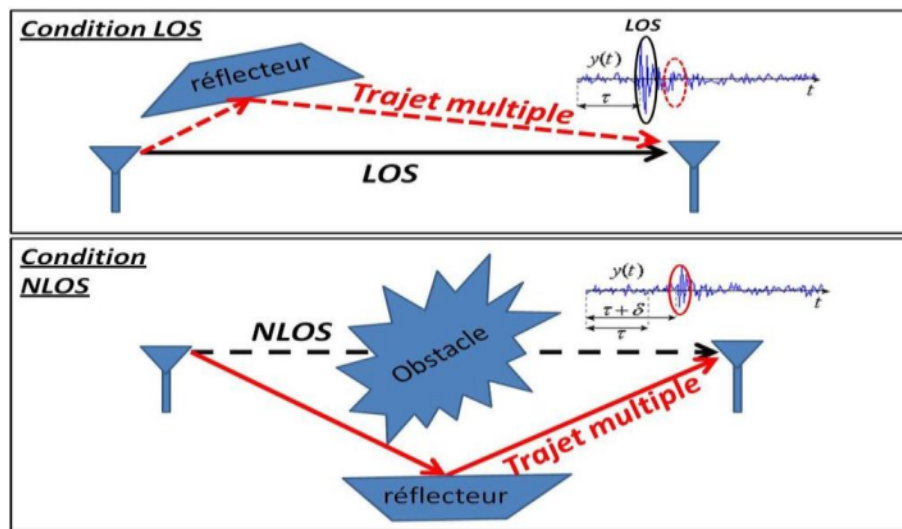


Figure I.3 — Propagation multi-trajets effet LOS/NLOS [1].

I.1.2 Les différentes zones de propagation

En fonction de la distance à une source de rayonnement électromagnétique, nous définissons trois zones principales (Rayleigh, Fresnel, Fraunhofer). Les deux zones Rayleigh et Fresnel appartiennent à la zone de rayonnement proche, la première pour le champ réactif à proximité directe de la source, et la seconde zone pour le champ proche rayonné. La zone de Fraunhofer correspond à la zone de champ lointain. La figure I.4 illustre les différentes zones de rayonnement électromagnétique [4].

1. **Zone de Rayleigh** : connu sous l'appellation de la région de champ réactif. Elle est la zone de champ très proche, entoure immédiatement la source radio-fréquence. Il est défini que la propagation du signal dans cette zone se fait sans atténuations, ce qui fait, la majorité de l'énergie électromagnétique n'est pas rayonnée, mais plutôt emmagasinée. La zone de Rayleigh se situe entre $(\lambda/2\pi)$ et $(D^2/2\lambda)$. Tel que D correspond à l'ouverture de l'antenne (la plus grande dimension de l'antenne) [4].
2. **Zone de Fresnel** : il s'agit d'une zone intermédiaire entre la zone du champ proche réactive et la zone du champ lointain, sert pour le champ proche rayonné. Cette zone de Fresnel est située à des distances de l'antenne comprises entre $(D^2/2\lambda)$ et $(2D^2/\lambda)$ [4].
3. **Zone de Fraunhofer** : correspond à la zone de champ lointain de l'antenne. Située à des grandes distances par rapport à la source, au-delà de $(2D^2/\lambda)$. Le gain et la distribution angulaire sont indépendants de la distance D , et l'onde électromagnétique est quasiment plane, est en mode TEM (Transverse électromagnétique) [4].

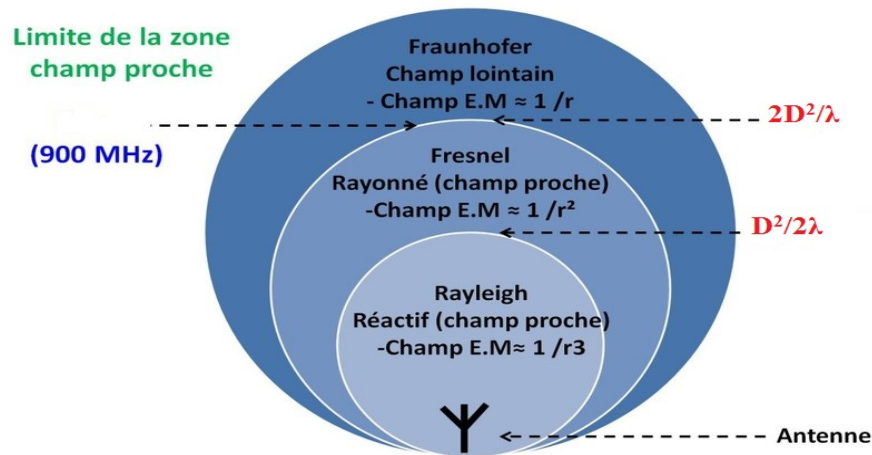


Figure I.4 — Principales zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice [4].

I.1.3 Les mécanismes de propagation

La base de la communication sans fil et la propagation des ondes électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell. Théoriquement, avec la connaissance de la forme d'onde rayonnée et de tous les obstacles présents dans un environnement de propagation, on peut calculer le champ électromagnétique incident sur l'antenne réceptrice en résolvant ces équations de Maxwell.

Trois mécanismes principaux régissent la propagation des ondes radio entre une station de base et une station mobile : la réflexion sur les grandes surfaces lisses, la diffraction sur des arêtes vives et la dispersion ou la diffusion sur des surfaces rugueuses. Ces mécanismes sont illustrés à la figure I.5 [5].

1. **La réflexion** : correspond à un changement de direction du rayonnement électromagnétique qui se produit quand celui-ci atteint une surface lisse avec des dimensions très grandes comparées à la longueur d'onde du signal (λ). Elle peut être soit spéculaire, quand le rayon réfléchi par la surface est dans une seule et même direction, soit diffuse, qui est significative lorsque les surfaces sont rugueuses présentant ainsi un rayonnement réfléchi dans toutes les directions à cause des hétérogénéités du milieu [2, 6].
2. **La diffraction** : se produit quand le trajet de propagation entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense avec de grandes dimensions comparée au λ , le point de diffraction peut alors être considéré comme une source d'ondes secondaires rayonnant sur un cône [2, 6].

3. **La dispersion** : ou diffusion, se produit quand l'onde radio touche approximativement une grande surface ou n'importe quelle surface dont les dimensions sont de l'ordre de λ au moins, causant l'étalement de l'énergie réfléchie dans toutes les directions [6].

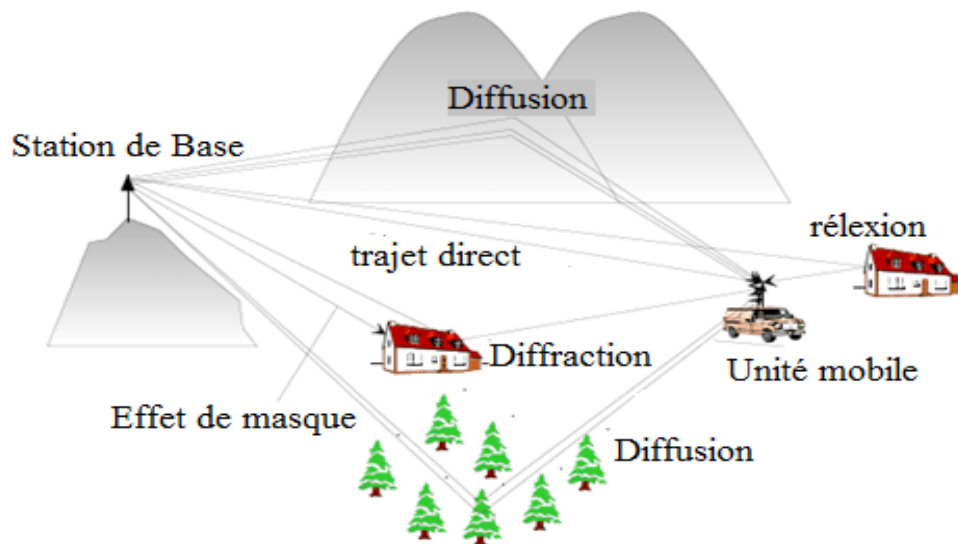


Figure I.5 — Différents mécanismes de propagation.

I.2 Canaux sélectifs

La transmission des données dans les communications à haut débit est limitée par des contraintes physiques ; par exemple le bruit et la résultante d'imperfection des systèmes et la nature physique des composantes qui sont responsables de la transmissions des signaux émise. La déformation du signal au cours de la propagation est également une autre résultante de contrainte physique.

La transmission d'un train de symboles s'accompagne presque inévitablement d'une dispersion des données dans le temps ; Elle est à l'origine de l'interférence entre symboles. Les signaux réfléchis par les immeubles, les voitures ou le sol provoquent un phénomène nommé « affaiblissement par trajets multiples ». Selon la longueur des différents chemins parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal, donc déforme plus ou moins celui ci [7].

Ce phénomène d'évanouissement ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Les signaux reçus voient leurs phases modifiées, leur superposition peut alors être constructive ou destructive. Ceci fait apparaître ce phénomène d'évanouissements, qui se traduit par une chute importante de l'amplitude du signal, le signal résultant sera alors très faible ou nul.

Il faut noter que les multi-trajets n'ont pas que des inconvénients puisqu'ils permettent que la communication soit possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe [8].

Lorsque le signal parcourt plusieurs trajets différents entre l'émetteur et le récepteur il sera déformé, les bits ils seront retardés à cause des réflexions sur des immeubles, voitures ou sur le sol durant la transmission, dans ce cas le trajet il sera plus long qu'un trajet direct. Le signal déformé, qui résulte de l'addition de tous les symboles, peut-être mal interprété par le récepteur [7].

La sélectivité du canal est une notion définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence [9].

I.2.1 Canal sélectif en fréquence

Le canal sélectif en fréquence est un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées (Figure I.6). D'où le canal sélectif en fréquence est un canal non sélectif en temps [10]. Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence, si la largeur de bande du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal ($B_s > B_c$). Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit [9].

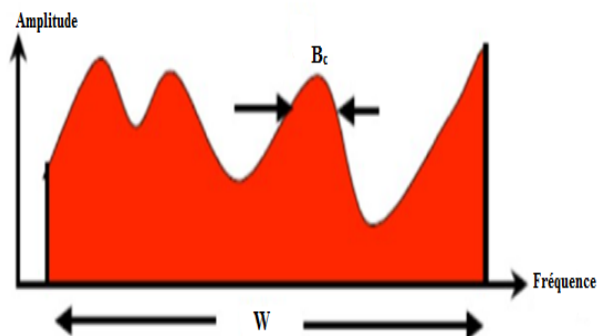


Figure I.6 — Canal sélectif en fréquence [2].

La réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal sélectif en fréquence est représenté sur la figure I.7. Le temps symbole est dans ce cas largement inférieur à l'étalement temporel ($T_m \gg T_s$). La fonction de transfert du canal n'est alors plus constante sur la bande passante du signal ($B_c < B_s$). Le canal introduit dans ce cas de l'ISI [10].

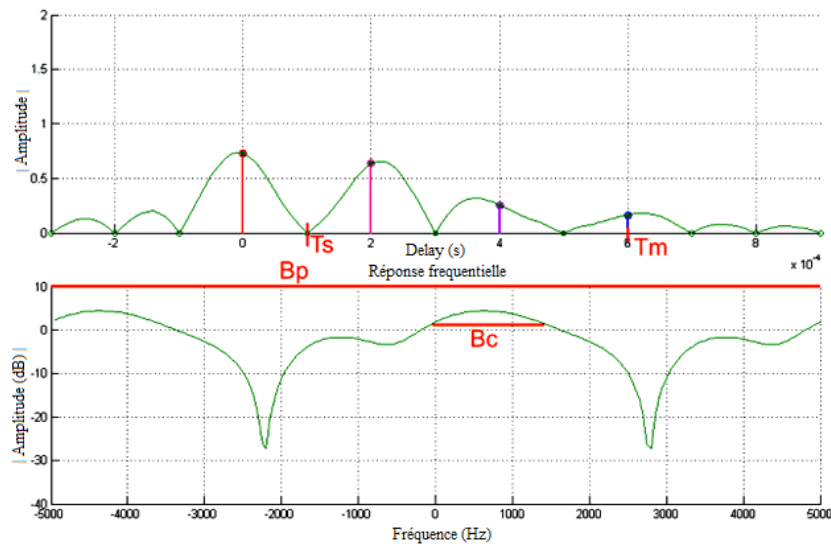


Figure I.7 — Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal sélectif en fréquence [10].

Chaque trajet nous donne un retard différent d'un autre trajet ce qui influe sur les propriétés des deux signaux émis à deux fréquences différentes f_1 et f_2 lorsque l'espacement fréquentiel $\delta f = f_1 - f_2$ est assez élevé. Le canal affecte alors différemment les deux signaux, ou encore présente un comportement sélectif en fréquences vis-à-vis des deux signaux [8].

L'espacement fréquentiel maximal $(\delta f)_c$ pour lequel les signaux restent fortement corrélés est appelé la bande de cohérence du canal. Elle est définie comme étant l'espacement fréquentiel qui assure la valeur 0.5 pour le coefficient de corrélation normalisé entre les enveloppes des deux signaux émis à deux fréquences différentes. Sa valeur est inversement proportionnelle à la dispersion temporelle du canal de transmission. D'où : $(\delta f)_c \approx 1/\tau_d$

Considérons un signal, de largeur de bande B_s , émis sur un canal radio-mobile. Lorsque $(\delta f)_c > B_s$, toutes les composantes fréquentielles du signal sont affectées alors par la même atténuation. Le canal est dit non sélectif en fréquence. Lorsque $(\delta f)_c < B_s$, des composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations différentes. Le canal est dit sélectif en fréquence et un phénomène d'Interférence Entre Symboles est observé [8].

I.2.2 Canal sélectif en temps

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée T_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c [9]. Lorsque $T_s \gg T_c$ le canal ne peut plus être supposé constant sur une période symbole et le canal est dit sélectif en temps (voir la figure I.8) [10].

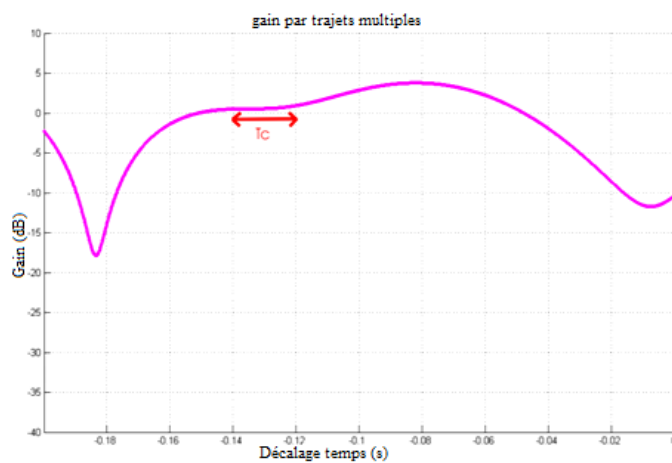


Figure I.8 — Gain d'un canal sélectif en temps [10].

Pour éviter les évanouissements sélectifs en temps, une solution est de transmettre le message en l'envoyant simultanément plusieurs fois au cours du temps. Cette technique est appelée diversité temporelle [11].

I.2.3 Canal sélectif en temps et en fréquence

On peut dire que le canal est sélectif en temps et en fréquence lorsque la corrélation est en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ce type de canal est doublement dispersif ; Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive ou indépendante [9].

I.2.4 Canal non sélectif

Ce type de canal ne montre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. On peut dire que le canal est non sélectif lorsque la bande du signal B_s est très petite par rapport à la bande cohérente B_c ($B_s \ll B_c$) [9].

Autrement dit, le temps de symbole T_s est largement inférieur au temps de cohérence ($T_s \ll T_c$). Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Le canal qui est fixe en temps et en fréquence n'introduit pas de l'évanouissement, ni en temps ni en fréquence. Les transmissions par satellites géostationnaires est un bon exemple de ce type de canal. Le canal non sélectif est représenté sur la figure I.9 [12].

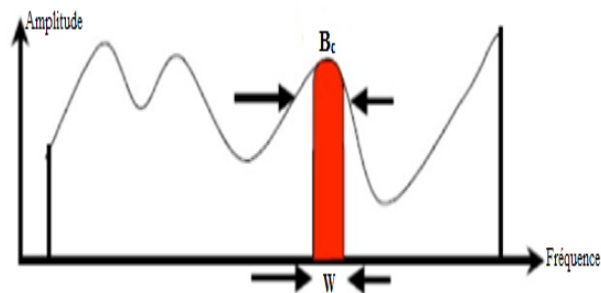


Figure I.9 — Canal non sélectif [2].

I.3 Généralités sur les communications sans fil / mobiles

I.3.1 Description

Un réseau sans fil (Wireless network) est un réseau informatique ou numérique qui connecte différents hôtes ou nœuds grâce à des signaux radio électrique via des ondes radio, La norme la plus utilisée pour ces réseaux sans fil est la norme IEEE 802.11 [13, 14]. Une bande de fréquence ISM (Industriel Scientifique et Médical) a utilisation libre à travers le monde est exploitée pour les applications industrielles et l'automatisation sur la fréquence de 2.4 GHz [2].

Le rayonnement géographique des ondes est relativement limité étant donné la faible puissance d'émission, pour cela, les réseaux sans fil se sont avant tout développés comme réseaux internes, destiné à un bâtiment (soit comme réseau d'entreprise ou comme réseau domestique) pour acheminer l'information d'une manière fiable et rapide grâce à leur conception spatiale [14].

Ces réseaux sans fil constituent une alternative aux réseaux câblés. C'est-à-dire leur compatibilité avec les réseaux câblés permet également de les ajouter comme exten-

sion. C'est une technique qui permet aux particuliers, aux réseaux de télécommunications et aux entreprises de limiter l'utilisation de câbles entre diverses localisations [13].

La transmission sans fil permet de couvrir des zones pour lesquelles s'avérerait difficile, ou même impossible de les connecter par câble. L'utilisation de la technologie sans fil est donc intéressante pour un grand nombre d'applications telles que la maintenance, le contrôle ou la gestion de stock en permettant de réaliser de nouvelles économies tout en apportant davantage de flexibilité en autorisant la mobilité. Ainsi, le passage au sans fil doit apporter un grand gain lié à l'amélioration des processus existants ou à la création des services additionnels [2].

I.3.2 Les catégories des réseaux sans fils

Un réseau sans fil est un réseau où au moins deux nœuds peuvent avoir une communication sans liaison filaire, permettant aux utilisateurs de profiter de tous les services traditionnels des réseaux sans tenir compte de leurs positions géographiques. Les réseaux de communication sans fils ou mobiles peuvent avoir une classification selon deux critères comme le montre la figure I.10. Le premier critère est la zone de couverture du réseau, le second est selon l'infrastructure ainsi le modèle adopté [14].

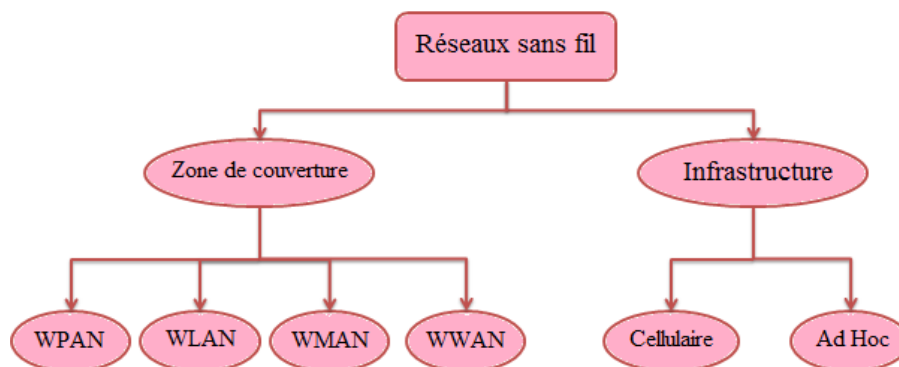


Figure I.10 — Classification des réseaux sans fil [14].

I.3.2.1 Selon la zone de couverture

Au vu de ce critère il existe quatre catégories de réseaux sans fil : les réseaux personnels, les réseaux locaux, le réseau métropolitain et les réseaux étendus. La figure I.11 montre ces catégories de réseaux et leurs technologies.

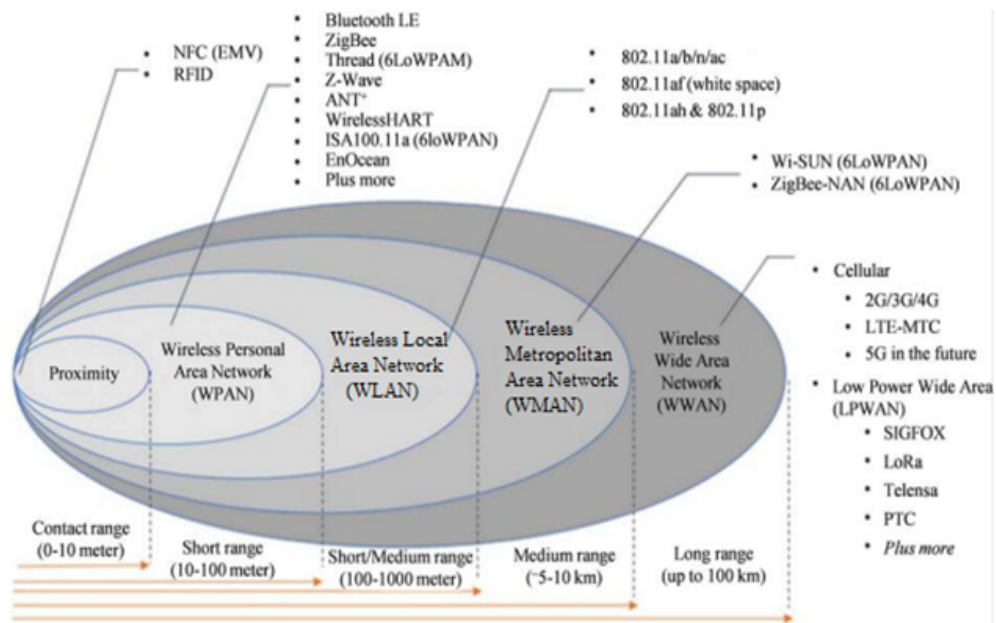


Figure I.11 — Classification des réseaux sans fil selon la zone de couverture [2].

1. Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Les réseaux personnels sans fil ou Wireless Personal Area Network en anglais abrégé WPAN, sont des réseaux sans fil à très faible portée, de l'ordre d'une dizaine de mètre. Ils sont utilisés soit pour connecter deux machines très peu distantes, ou des petits appareils présents sur une personne comme un téléphone portable et une oreillette, soit pour relier des équipements informatiques entre eux sans liaison filaire par exemple pour relier une imprimante ou un PDA (Personal Digital Assistant) à un ordinateur de bureau. Plusieurs technologies existes permettent la mise en œuvre de tel réseau WPAN comme [14] :

— Bluetooth

Cette technologie radio normalisée selon le standard IEEE 802.15.1 a été créée en 1994, elle est de moyen débit, caractérisée par des transmissions de données extrêmement fiables permettent d'atteindre un débit maximal théorique de 1 Mbps (environ 720 Kbps effectif) à basse consommation énergétique. Elle offre la possibilité de coexistence dans un réseau radio inconnu avec un fonctionnement en parallèle de nombreux systèmes Bluetooth grâce à une utilisation efficace des fréquences. Sa portée peut atteindre 200 mètres avec une fréquence de 2.4 GHz. Généralement, le Bluetooth est la technologie sans fil la plus adaptée pour assurer une transmission rapide et fiable de données d'automate dans des conditions industrielles rudes.

Le mode opératoire de Bluetooth garantit une liaison sans fil à la fois stable et fiable qui s'est imposée comme la solution de communication pour la transmission de données Ethernet et PROFINET vers des parties de machine en mouvement, et plus particulièrement dans le secteur de la construction de machine et d'installation grâce à sa configuration facile et rapide [2, 14].

— **Wireless HART**

La technologie Wireless HART est la première technologie de mise en réseau de capteur sans fil dédiée à la commande et à la surveillance dans l'industrie des procédés. Ce standard a été développé par la "HART communication foundation" afin de répondre aux besoins des réseaux sans fil, il a de multiples passerelles vers d'autres réseaux tels HART/Ethernet et HART/Probus. Wireless HART est normalisé selon la norme IEEE 802.15.4 et opère aussi à une fréquence de 2.4 GHz. Il se caractérise par sa simplicité, sa fiabilité et sa sécurité contre les écoutes et manipulations et il assure une excellente interopérabilité avec les réseaux Ethernet, Probus, Control Net [2].

— **ZigBee**

La technologie ZigBee, connue aussi sous le nom IEEE 802.15.4 propose une norme pour les couches physiques et liaison de données, orientée une très faible consommation énergétique, ce qui la rend particulièrement bien adaptée pour être directement intégrée dans des petits appareils électroniques comme par exemple dans les jouets et les appareils électroménagers et aussi plus particulièrement aux réseaux de capteurs. L'objectif de la pile proposée par l'IEEE et la ZigBee est de promouvoir une puce offrant un débit relativement faible pouvant atteindre les 250 Kbps avec une portée maximale de 100 mètres environ sur la bande de fréquence des 2.4 GHz et sur 16 canaux. Ceci permet à la ZigBee d'être parmi les technologies les plus demandées pour le domestique, les télécommunications, les réseaux de capteurs ou les équipements de contrôle pour l'industrie avec un coût très bas [2, 14].

2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Depuis le développement des normes qui offrent un haut débit, les réseaux locaux sans fil noté WLAN pour Wireless Local Area Network sont généralement utilisés à l'intérieur d'une entreprise ou d'une université, mais aussi utilisés chez les particuliers. Ils permettent de relier entre eux les terminaux présents dans sa zone de

couverture, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il existe plusieurs technologies concurrentes sur lesquelles ces réseaux sont basés parmi eux [14] :

— **Wifi (Wireless fidelity)**

Le Wifi est une norme radio opérant aux fréquences 2.4 GHz ou 5 GHz selon le standard 802.11 a/b/g/n pour réaliser des réseaux locaux sans fil. Ces extensions se différencient entre eux selon leur couche physique et/ou leur méthode d'accès au médium. Un réseau Wifi se caractérise par des débits d'information élevés pouvant atteindre 54 Mbps ou 300 Mbps et une mobilité des équipements au sein des réseaux de grande portée. Grâce au Wifi on peut compléter un réseau local câblé LAN par une partie sans fil WLAN, un exemple de ce réseau Wifi est illustré sur le figure I.12 [2].

La technologie 802.11 qui est généralement la version sans fil de 802.3 (Ethernet) a connue beaucoup d'évolution, notamment la 802.11a et la 802.11b [14]. Ces deux dernières proposent une amélioration de la norme initiale en introduisant la modulation CCK (Complementary Code Keying) sur la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical) utilisant les 2.4 GHz. C'est une technologie très fiable grâce à la technique spatio-temporelle à antennes multiples MIMO (Multi-Input Multi-Output). La norme 802.11a permet un débit élevé de 54 Mbps, mais qui devrait se situer sur la bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) [8].



Figure I.12 — Exemple d'un réseau Wifi [2].

En industrie le Wifi est utilisé pour connecter des équipements par voie sans fil tel l'Ethernet, MODBUS/TCP, PROFINET, ou pour connecter des équipements séries (RS232, RS422...) entre eux. Grâce à sa flexibilité, sa performance, sa standardisation et son coût attractif le domaine d'application de cette technologie 802.11 est toujours en expansion [2].

— HiperLAN

High Performance Radio LAN abrégé HiperLAN, est un standard européen de télécommunications élaboré par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Ce standard est une alternative au groupe de la norme IEEE 802.11 plus connu sous la dénomination Wifi. Exploite la bande de fréquence de 5 GHz et les débits changent selon la version, ainsi, l'HiperLAN1 offre un débit de 20 Mbps et celui de l'HiperLAN2 qui est basé sur la technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) peut aller jusqu'à 54 Mbps sur une portée d'action semblable à celle du Wifi [14].

3. Réseaux métropolitain sans fil (WMAN)

Le réseau métropolitain sans fil WMAN pour Wireless Metropolitan Area Network est aussi connu sous le nom de boucle local radio (BLR). Ces réseaux WMAN sont basés sur la technologie IEEE 802.16, ont une portée de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres (50 Km de portée théorique annoncé). La norme de réseau métropolitain la plus connue est le WiMAX acronyme pour (Worldwide Interoperability for Microwave Access) permet d'obtenir un taux de transmission radio théorique pouvant atteindre 74 Mbps, la figure I.13 montre un exemple d'un réseau métropolitain sans fil (WMAN) [14].

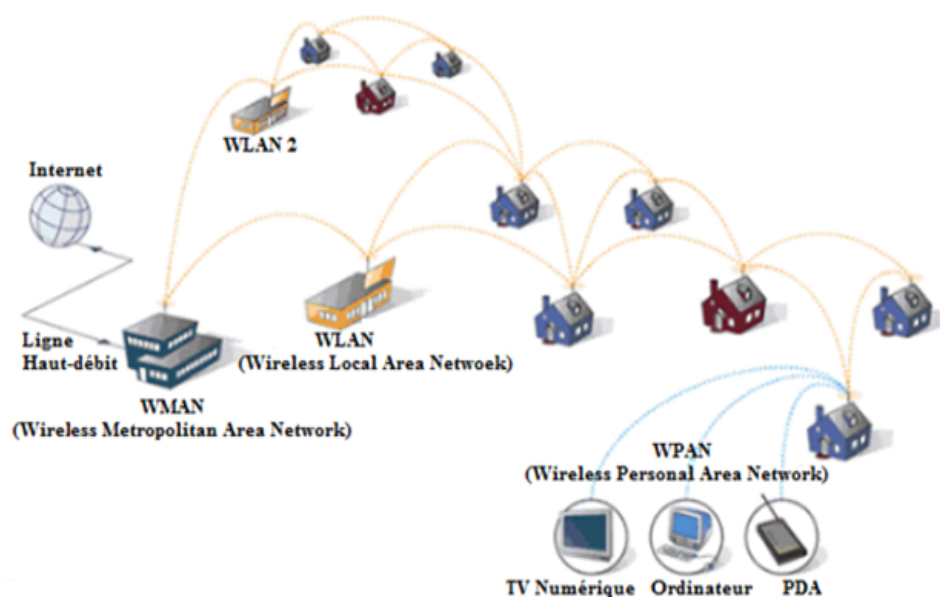


Figure I.13 — Réseau WMAN [14].

4. Réseaux sans fil étendus (WWAN)

Le réseau sans fil étendu souvent désigné par son acronyme anglais WWAN (Wireless Wide Area Network), est également connu sous le nom de réseaux cellulaire mobile. Il s'agit d'un réseau sans fil le plus répandu, couvre une grande zone géographique, typiquement à l'échelle d'un pays ou d'un continent. Les principales technologies de WWAN disponibles sont des technologies utilisant les satellites géostationnaires ou en orbite basse pour relayer l'information entre plusieurs points du globe parmi eux on trouve [14] :

— **GSM (Global System for Mobile Communication)**

Le GSM est une norme établie en commun par les opérateurs européens depuis 1982, ayant pour objectif le développement d'un système de téléphonie mobile permettant des communications outre-mer. Il s'agit d'un standard de téléphonie de deuxième génération (2G) où les communications fonctionnent selon un mode entièrement numérique. La communication en Europe se fait par une bande passante qui utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz, et d'autre part aux États-Unis, la gamme de fréquences utilisée est de 1900 MHz. Ainsi, on qualifie de tri-bande les téléphones portable pouvant fonctionner en Europe et aux États-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9.6 Kbps, ce qui permet de transmettre la voix ainsi les données numériques de faible volume comme SMS et MMS. En industrie, le GSM est utilisé pour la commande, le contrôle et la télésurveillance des machines via l'émission et la réception de messages SMS.

Le GSM se distingue par plusieurs spécificités, le premier est l'aspect numérique du réseau, qui offre une qualité supérieure grâce à sa résistance aux interférences. La seconde spécificité de ce réseau réside dans sa configuration cellulaire, le territoire est subdivisé en petites cellules attachées les unes aux autres. Chaque cellule se voit assigner un certain nombre de canaux permettant les communications [2, 14, 15].

— **GPRS (General Packet Radio Services)**

Le General Packet Radio Services ou GPRS est une technologie de radio-communication par commutation de paquets pour les réseaux de GSM, on le qualifie souvent de 2.5G ou 2G+.

Les connexions des services de GPRS sont toujours ouvertes à fin d'offrir aux utilisateurs des terminaux mobiles une disponibilité de réseau identique à celle qu'ils pourraient atteindre par les réseaux d'entreprise. Le GPRS offre une connectivité d'IP de bout en bout (c'est-à-dire du terminal GPRS jusqu'à n'importe quel réseau IP) [14]. Les terminaux peuvent accéder à des réseaux de données notamment l'internet avec des débits théoriques maximums de l'ordre de 171.2 Kbps (en pratique peuvent aller jusqu'à 114 Kbps). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque c'est nécessaire [2].

Le standard GPRS permet donc de facturer l'utilisation au volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût. En industrie le GPRS est utilisé pour la surveillance des machines et l'installation en envoyant automatiquement par SMS, e-mail et GPRS l'état des applications. Ce qui permet de minimiser les temps d'immobilisation et optimiser les processus [15].

— **EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution)**

Le standard EDGE acronyme pour Enhanced Data Rate for GSM Evolution, est une évolution de la norme GPRS qui est elle-même une extension du GSM en modifiant le type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de la téléphonie mobile (3G).

L'EDGE utilise la modulation 8-PSK (Phase Shift Keying), ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles utilisé par le GSM. Cette technologie permet ainsi de multiplier par un facteur de 3 le débit des données avec une couverture plus réduite. Les débits maximal a été fixé par l'UIT (Union Internationale des Télécommunication) à 384 Kbps pour les stations fixes et à 144 Kbps pour les stations mobiles. En industrie, cette technologie permet une surveillance par transmission vidéo et image haut débit. Toutefois, elle n'est idéale que pour une surveillance temporaire à distance sur des périodes programmables par le biais d'un détecteur de présence ou contacteur de porte relié à une alarme [2].

— **UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)**

L'Universal Mobile Telecommunications System abrégé UMTS désigne une nouvelle norme de téléphonie mobile de la troisième génération (3G), son principe consiste à exploiter une bande de fréquences plus grande pour faire transmettre plus de données et donc obtenir un débit plus important. En effet, alors que l'EDGE offre un débit de 144 Kbps, la 3G peut atteindre 250 Kbps, et 1.920 Mbps comme débit maximal théorique. La norme d'UMTS exploite de nouvelles bande de fréquences située entre 1900 et 2200 MHz. cette technologie permet de faire passer des données simultanément et offre alors des débits nettement supérieur à ceux atteints par le GSM et le GPRS. C'est pourquoi elle est considérée comme la technologie de la vidéo surveillance permet en particulier de transférer en temps réel des contenus multimédia tels que l'image, le son et la vidéo qui était déjà possible sur GPRS, et qui bénéficie grâce à l'UMTS d'un gain substantiel en débit et en qualité d'image [2, 14, 15].

— **LTE (4G)**

La 4G constitue la quatrième génération des technologies de réseau mobile quant à elle utilise la norme LTE (Long Term Evolution), nettement plus performante que les normes UMTS du réseau 3G, et propose un débit de 150 Mbps. Elle fait entrer la téléphonie mobile et ses utilisateurs dans une nouvelle dimension avec, notamment, une connexion très rapide a internet grâce à l'utilisation des antennes multiples et un débit bien amélioré. La 4G+, utilise, elle, la norme LTE Advanced, version améliorée de la LTE. Elle repose sur une utilisation simultanée de deux bandes de fréquences différentes ce qui permet aux utilisateurs de cette technologie de bénéficier d'un débit théorique peuvent atteindre 300 Mbps, et en cumulant trois fréquences différentes ce débit théorique peut aller jusqu'à 1 Gbps [2].

— **5G (cinquième génération)**

La technologie 5G pourrait permettre des débits de télécommunication mobile, de plusieurs gigabits de données par seconde, soit jusqu'à 100 fois plus rapide que la 4G initial. Elle est considérée comme une technologie clé car ses débits potentiels répondent à la demande croissante de données. Le but de cette technologie est de connecter non seulement les smartphones et les tablettes mais plus globalement l'ensemble des objets pour des différentes

applications (télémédecine, voitures autonomes, jeux en ligne, . . .) car elle permet d'augmenter le nombre de connexions simultanées par surface couverte [2].

Depuis l'apparition de la téléphonie mobile, les réseaux de communication ne cessent de se développer et d'évoluer pour proposer une qualité de service toujours plus grande ce qui est illustré sur la figure I.14. Leur déploiement dépendra des applications et activités à réaliser pour faciliter l'échange d'informations.

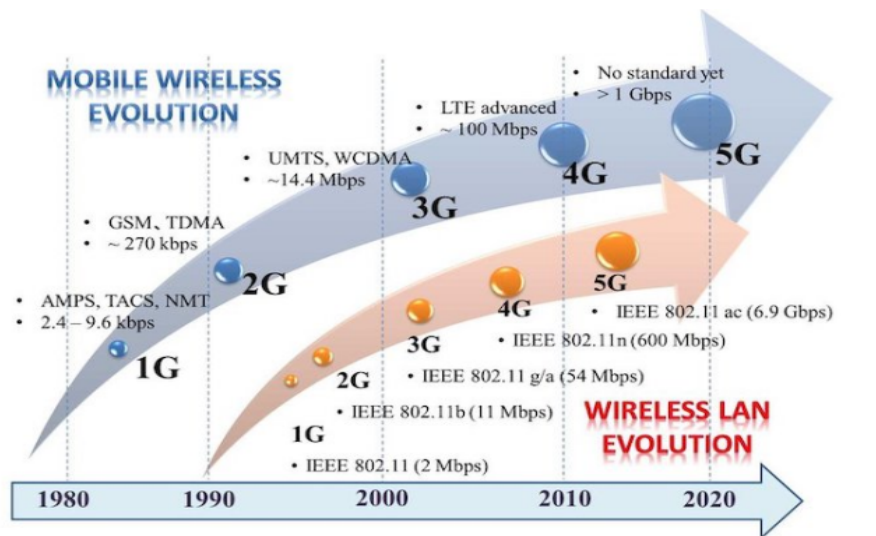


Figure I.14 — Évolution de la technologie sans fil [15].

I.4 Défis pour les nouvelles générations de communication

La nouvelle génération de communication (5G) nous donne un débit de données plus élevée par rapport aux autres générations et une connectivité et une latence fiables pour les télécommunications mobiles internationales [16]. Elle pourra atteindre des normes de rendement plus importantes que pour les générations précédentes. Elle nous offre une vitesse de téléchargement de 20 Gbps, donc elle est plus rapide 200 fois que la 4G. Le délai de transmission de données de la source vers la destination n'occupe qu'une milliseconde, contrairement à la 4G qui peut attendre les 50 millisecondes. La 5G est une technologie qui offre une densité de connexion arrivant à 2000 appareils par Km^2 jusqu'à un million d'appareils par Km^2 . Cette nouvelle génération permettra l'accélération de plusieurs technologies existantes et nouvelles, autrement dit des appareils comme l'électroménager pouvant transmettre des données par Internet. La figure I.15 présente des exemples d'applications que la 5G pourrait rendre possibles [17].

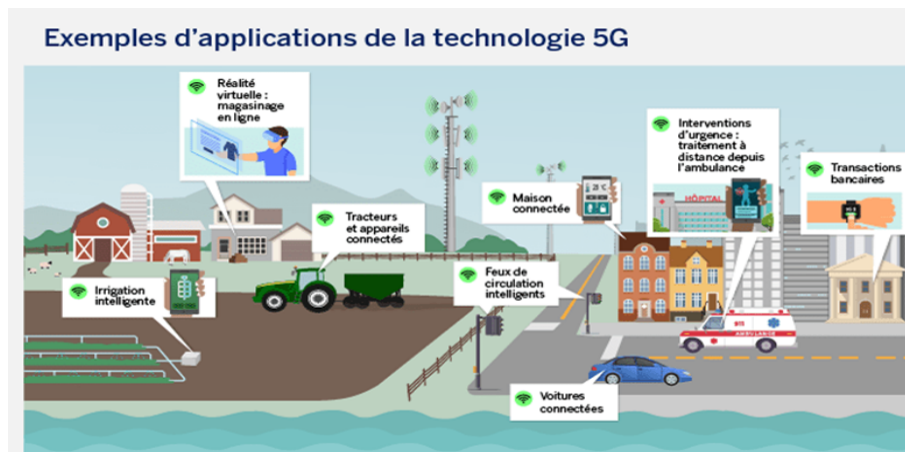


Figure I.15 — Exemples d'applications de la technologie 5G [17].

1. Gestion du spectre

Une combinaison de fréquences basses (inférieures à 1 gigahertz [GHz]), moyennes (entre 1 GHz et 10 GHz) et élevées (supérieures à 10 GHz) est nécessaire pour répondre aux besoins de la technologie 5G en matière de couverture, de capacité et de vitesse [17].

2. Réglementation des infrastructures sans fil

La 5G aura besoin d'un grand nombre d'emplacements d'antenne pour les communications sans fil dans le monde car le nombre d'objets connectés sera très élevée ce qui conduit à une augmentation de besoins en matière de connectivité [17].

3. L'augmentation des attentes clients

Les attentes des clients continuent d'être de plus en plus croissantes, car ils sont influencés par les grands acteurs de numérique tel que Google et Amazon. Avoir un débit très élevé et une fiable latence est l'une des attentes les plus souhaitait, et pour cela les opérateurs continuent à optimiser leur expériences pour être compétitifs [18].

4. Une complexité opérationnelle

De plus en plus la technologie devient optimisé les opérateurs luttent toujours contre un écosystème complexe donc il est important de s'éloigner du tous ce qui est compliqué. Ainsi, il sera possible de réduire les coûts grâce à cette simplicité et puis il faut connecter les systèmes hérités aux solutions de nouvelle génération pour réduire toute complexité [18].

La figure I.16 présente les caractéristiques et les défis de la cinquième génération 5G par rapport aux technologies précédentes.

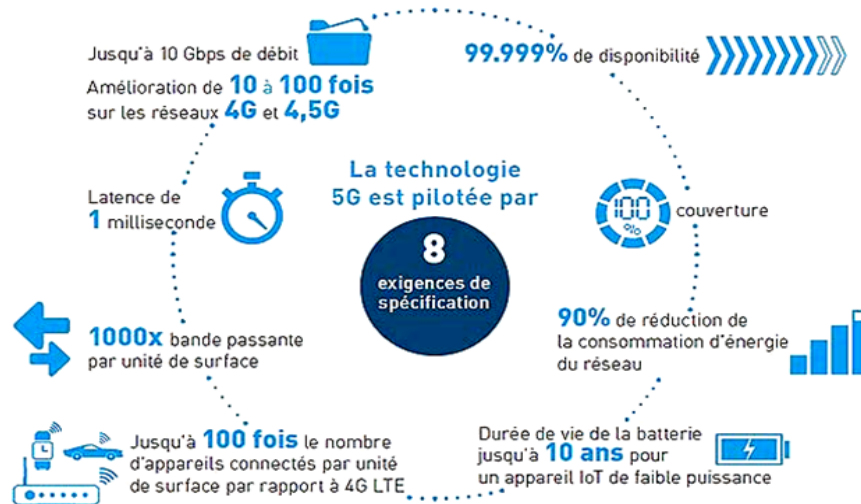


Figure I.16 — Défis de la 5G.

I.5 Principe de l'OFDM

Dans les communications numériques, les informations sont exprimées sous forme de bits. Le terme symbole fait référence à une collection, de différentes tailles, de bits [19]. Le schéma de transmission de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) est un type de système multi canal, dans le sens où il utilise plusieurs sous-porteuses. Comme la montre la figure I.17, il n'utilise pas de filtres et d'oscillateurs à bande limitée individuelle pour chaque sous-canal et, en outre, les spectres des sous-porteuses se chevauchent pour l'efficacité de la bande passante [20].

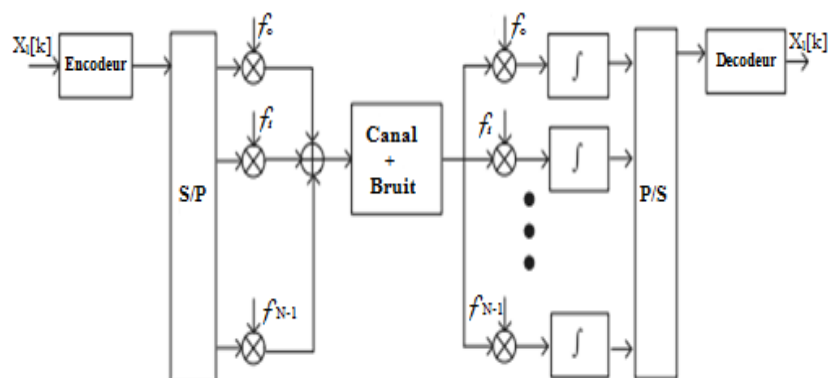


Figure I.17 — Aperçu du schéma de transmission OFDM [19].

Les données OFDM sont générées en prenant des symboles dans l'espace spectral à l'aide de M-PSK, QAM, etc., et convertissent les spectres en domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT). Étant donné que la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) de taille N est plus rentable à mettre en œuvre, elle est généralement utilisée à la place en permettant une faible complexité de l'architecture CP-OFDM. Une fois les données OFDM modulées en signal temporel, toutes les porteuses émettent en parallèle pour occuper pleinement la bande passante disponible. Pendant la modulation, les symboles OFDM sont généralement divisés en trames, de sorte que les données seront modulées trame par trame afin que le signal reçu soit synchronisé avec le récepteur [19, 21]. Les signaux de sous-porteuses orthogonales multiples, qui se chevauchent dans le spectre, peuvent être produits en généralisant le critère de Nyquist à porteuse unique en un critère à porteuses multiples [20]. Les longues périodes de symboles diminuent la probabilité d'interférence entre symboles (ISI), mais ne peuvent pas l'éliminer. Pour rendre ISI presque éliminé, une extension cyclique (ou préfixe cyclique) est ajoutée à chaque période symbole [19, 21].

Une copie exacte d'une fraction du cycle, généralement 25% du cycle, prise de la fin est ajoutée au début du symbole. Cela permet au démodulateur de capturer la période de symbole avec une incertitude pouvant aller jusqu'à la longueur d'une extension cyclique et d'obtenir toujours les informations correctes pour toute la période de symbole. Une période de garde, un autre nom pour l'extension cyclique, est la quantité d'incertitude permise au récepteur pour capturer le point de départ d'une période de symbole, de sorte que le résultat de la FFT a toujours les informations correcte [19]. Cependant, cela conduit à une perte d'efficacité spectrale, car le CP est utilisé pour transmettre des données redondantes [21].

I.5.1 Paramètres et caractéristiques de l'OFDM

I.5.1.1 L'orthogonalité et ICI

La clé de l'OFDM est de maintenir l'orthogonalité des sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être visualisée dans le domaine temporel ou fréquentiel [19]. Du point de vue du domaine fréquentiel, cela signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls (c.à.d. à chaque sous-porteuse ayant la valeur maximale à sa propre fréquence centrale f_c et zéro à la fréquence centrale de

chacune des autres sous-porteuses), et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux [8, 22].

Du point de vue du domaine temporel, chaque sous-porteuse est une sinusoïde avec un nombre entier de cycles dans un intervalle FFT [22]. autrement dit, si l'intégrale du produit de deux signaux est nulle sur une période de temps, alors ces deux signaux sont orthogonaux l'un par rapport à l'autre [19].

Considérons les signaux exponentiels complexes limités dans le temps $\{\exp(j2\pi f_k t); k = 0, \dots, N - 1\}$ qui représentent les différentes sous-porteuses à $f_k = \frac{k}{T_{sym}}$ dans le signal OFDM, où $0 \leq t \leq T_{sym}$ pour une période commune (fondamentale) [20]. Ce critère d'orthogonalité peut être défini par l'équation I.5.

$$R_k(t) * R_i(t) = \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} \exp(j2\pi f_k t) \exp(-j2\pi f_i t) dt \quad (I.5)$$

Prélèvement d'échantillons discrets avec les instances d'échantillonnage à $\{t = nT_s = \frac{nT_{sym}}{N}; n = 0, \dots, N - 1\}$, l'équation précédente I.5 peut être écrite dans le domaine temporel discret comme montré dans l'équation I.6 :

$$\begin{aligned} R_k(nT_s) * R_i(nT_s) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{k}{T_{sym}} nT_s) \exp(-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} nT_s) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{k}{T_{sym}} n \frac{T_{sym}}{N}) \exp(-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} n \frac{T_{sym}}{N}) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{k-i}{N} n) \\ &= \begin{cases} 1 & si \quad k = i \\ 0 & si \quad non \end{cases} \end{aligned} \quad (I.6)$$

La figure I.18 montre la différence entre les spectres de trois sous-porteuses dans le domaine fréquentiel pour les cas d'orthogonalité et d'orthogonalité perdue.

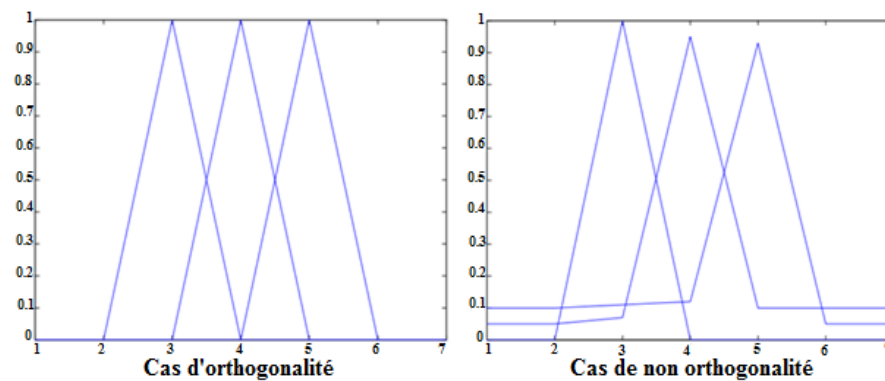


Figure I.18 — Spectres des sous-porteuses dans le domaine fréquentiel [22].

L'orthogonalité expliquée au-dessus est une condition essentielle pour que le signal OFDM soit sans interférences inter porteuses (ICI) [20]. ICI se produit lorsque le canal à trajets multiples varie sur une durée de symbole OFDM. Lorsque cela se produit, les décalages Doppler sur chaque composante à trajets multiples entraînent un décalage de fréquence sur les sous-porteuses, entraînant la perte d'orthogonalité entre elles (le cas de non orthogonalité exprimé par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes, montré sur la figure I.18).

Cette situation peut être vue du point de vue du domaine temporel, dans lequel le nombre entier de cycles pour chaque sous-porteuse dans l'intervalle FFT du symbole actuel n'est plus maintenu en raison de la transition de phase introduite par le symbole précédent. Enfin, tout décalage entre les fréquences de sous-porteuse de l'émetteur et du récepteur introduit également ICI dans un symbole OFDM [8, 22].

I.5.1.2 Intervalle de garde

En raison de la propagation par trajets multiples, des interférences inter-symboles (ISI) seront générées côté récepteur. Pour gérer l'ISI, un temps de garde doit être introduit entre les symboles [23]. L'intervalle de garde OFDM peut être inséré par des manières différentes (voir la figure I.19). Le remplissage nul (ZP) qui remplit l'intervalle de garde avec des zéros, le remplissage de symbole connu (KSP) et l'extension cyclique du symbole OFDM (pour une certaine continuité) avec CP (préfixe cyclique) ou CS (suffixe cyclique) [20].

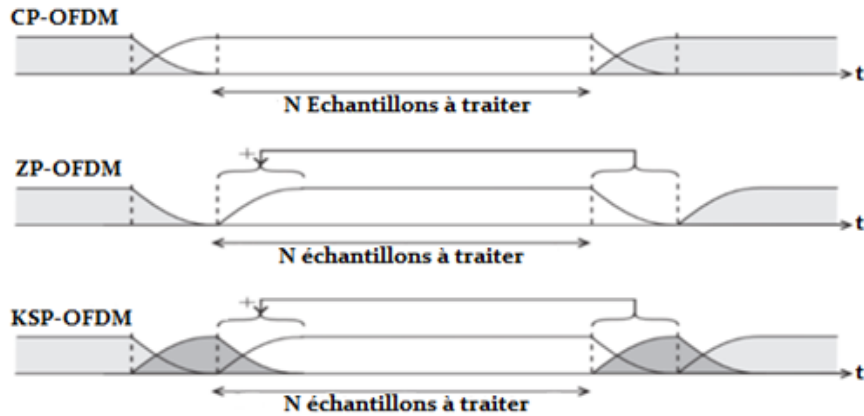


Figure I.19 — Signal reçu pour CP-OFDM, ZP-OFDM et KSP-OFDM [22].

— Le préfixe cyclique (CP-OFDM) et ISI

Le préfixe cyclique consiste à insérer une extension cyclique du symbole OFDM dans l'intervalle de garde T_G [23]. Cela se fait en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM au début. Soit T_G la longueur de CP en termes d'échantillons. Ensuite, les symboles OFDM étendus ont maintenant la durée de $T_{sym} = T_{sub} + T_G$. La figure I.20 montre deux symboles OFDM consécutifs, dont chacun a le CP de longueur T_G , tout en illustrant le symbole OFDM de longueur T_{sym} [20].

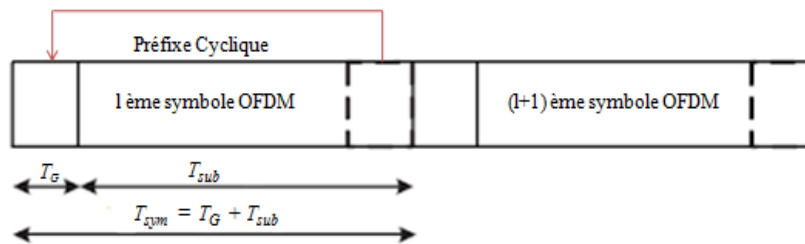


Figure I.20 — Symboles OFDM avec CP (CP-OFDM) [20].

Le signal transmis sera prolongé d'une période de T_G , réduisant ainsi l'efficacité spectrale. La figure I.21 montre les effets ISI d'un canal à trajets multiples sur certaines sous-porteuses du symbole OFDM. On peut voir sur cette figure I.21 que l'effet d'ISI d'un symbole OFDM (tracé en pointillé) sur le symbole suivant est confiné dans l'intervalle de garde afin qu'il ne puisse pas affecter la FFT du prochain symbole OFDM, prise pour la durée de T_{sub} . Cela implique qu'un intervalle de garde plus long que le retard maximum du canal à trajets multiples permet de maintenir l'orthogonalité parmi les sous-porteuses [20, 22, 23].

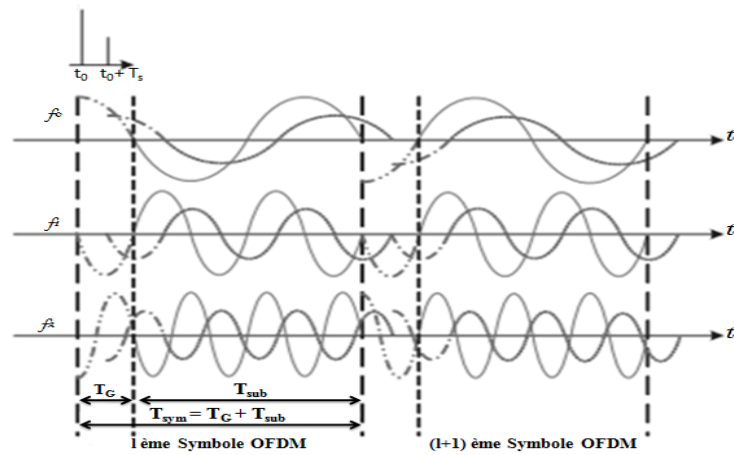


Figure I.21 — Effet ISI d'un canal à trajets multiples sur les sous-porteuses [20].

I.5.1.3 Efficacité spectrale (SE)

Dans le cas de l'OFDM, une meilleure efficacité spectrale est obtenue en maintenant l'orthogonalité entre les sous-porteuses, il est alors possible de séparer très facilement les signaux au niveau du récepteur. Ce principe d'orthogonalité dans l'OFDM permet de disposer les sous-porteuses de manière où les bandes latérales des porteuses individuelles se chevauchent et que les signaux soient toujours reçus au niveau du récepteur sans être perturbés par ICI [24].

En général, le débit de symboles de l'OFDM est donné par $R_s = \frac{1}{T_s}$.
avec T_s est la période symbole ($T_s = T_{sym}$) incluant la période CP ($T_{cp} = T_G$).

En raison du produit de repliement induit par le DAC, il est impératif d'utiliser un remplissage nul pour séparer clairement le signal OFDM du signal de repliement. À l'exclusion des symboles de synchronisation et d'information, l'efficacité spectrale maximale réalisable de l'OFDM, après avoir pris en compte la surcharge supplémentaire due au CP et aux pilotes, est donnée par l'équation I.7 [25].

$$S_{ofdm} = \frac{N_{sc}}{N_{sc} + N_{cp}} \log_2 M \frac{N_{uti}}{N_{uti} + N_p} \quad (I.7)$$

Où :

- N_{uti} : est le nombre de sous-porteuses utiles qui sont utilisées pour transporter des données.
- N_{cp} : est le nombre d'échantillons supplémentaires dus au CP.
- N_p : est le nombre de pilotes et M est le nombre d'états de modulation (la taille de l'alphabet du symbole).
- N_{sc} : est le nombre d'échantillons à l'intérieur de l'intervalle FFT (nombre de sous-porteuses) qui est donné par : $N_{sc} = N_{uti} + N_p + N_z$
et N_z c'est le nombre de zéros nécessaires en raison d'un sur-échantillonnage.

Le débit binaire net de l'OFDM peut donc être écrit comme suit (voir l'équation I.8) :

$$R_b = F_s S_{ofdm} \quad (I.8)$$

Avec F_s est le taux d'échantillonnage.

I.6 Système OFDM

La figure I.22 montre le schéma fonctionnel comprenant les différents modules qui composent la chaîne de transmission d'un système de communication OFDM.

Dans l'émetteur, Les données série codées par le codage canal sont ensuite converties en données parallèles à l'aide d'un convertisseur série/parallèle (S/P) en disposant les symboles en groupe (trame) de symboles, noté que la durée d'une trame est plus grande que la durée d'un symbole en série. Par conséquent, l'effet de canal devient moins nuisible. Ces données parallèles sont ensuite mappées à des schémas de modulation multi-amplitude multi-phases (comme QPSK, QAM, etc.) dans le bloc de mappage de symboles.

Afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal, un bloc IFFT est intervenu. Un préfix cyclique (CP) d'intervalle de garde équivalent au retard de canal maximal est ajouté dans le signal de domaine temporel pour éviter les ISI. Après la conversion parallèle/série (P/S), les données série du signal numérique sont convertis en analogique via le convertisseur Digitale/Analogique (le bloc DAC). Le signal analogique est ensuite transmis à travers l'antenne de l'émetteur [8, 26, 27].

Côté récepteur, en effectuant une synchronisation de porteuse sur le signal reçu. Ces signaux sont ensuite convertis en données numériques via un convertisseur ADC. La suppression de l'intervalle de garde et la synchronisation de l'heure sont effectuées respectivement par le bloc de suppression de l'intervalle de garde et le bloc de synchronisation d'horloge après la conversion série/parallèle (S/P). Le signal est transformé du domaine temporel au domaine fréquentiel par un bloc FFT.

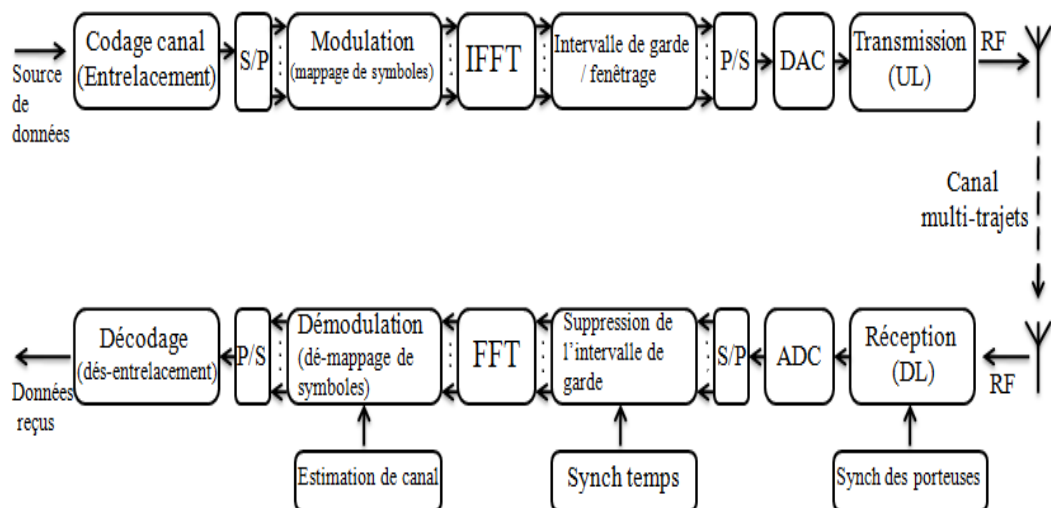


Figure I.22 — Schéma synoptique d'un système OFDM [26].

L'estimation du canal et le dé-mappage de symboles subséquents sont effectués par le biais d'un bloc d'estimation de canal et d'un bloc de dé-mappage de symboles respectivement. Les données parallèles sont ensuite converties en données série via un bloc parallèle à série (P/S). Enfin, le décodage des bits est effectué via un bloc de décodage [26, 27].

I.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM

I.7.1 Avantages

- En divisant le canal en sous-canaux à atténuation plate et à bande étroite, l'OFDM est plus résistant à la sélectivité en fréquence que les systèmes à porteuse unique [24, 26, 28].
- L'OFDM peut facilement s'adapter aux conditions de canal sévères sans égalisation de domaine temporel complexe [29, 30]. L'égalisation des canaux devient plus simple qu'on utilisant des techniques d'égalisation adaptative avec une seule porteuse [26, 28].
- L'OFDM est moins sensible aux décalages temporels que les systèmes à porteuse unique [29].
- L'OFDM offre une plus grande immunité aux évanouissements par trajets multiples et au bruit impulsionnel [29].
- Utiliser suffisamment de codage de canal et d'entrelacement, les symboles perdus en raison de la sélectivité en fréquence du canal peuvent être récupérés [26, 30].
- Modulation et démodulation efficaces : La modulation et la démodulation des sous-porteuses sont effectuées à l'aide des méthodes IFFT et FFT respectivement, qui sont efficaces en termes de calcul [29, 30]. En effectuant la modulation et la démodulation dans le domaine numérique, le besoin d'oscillateurs stables à haute fréquence est évité [28].
- Débits de transmission élevés [28].
- Possibilité d'annuler tout canal s'il est affecté par une atténuation profonde [28].
- Efficacité du spectre : l'utilisation de sous-porteuses orthogonales étroitement espacées et se chevauchant, permet la transmission de données avec des canaux à faible bande passante et permet ainsi une utilisation efficace du spectre disponible [24, 26, 29].
- le récepteur OFDM collecte l'énergie du signal dans le domaine fréquentiel, il est ainsi capable de protéger la perte d'énergie dans le domaine fréquentiel [24].
- L'OFDM peut être utilisé pour des applications multimédia à haut débit avec un service faible coût [24].
- L'OFDM peut prendre en charge l'accès dynamique aux paquets [24].

I.7.2 Inconvénients

Alors que l'OFDM a été largement utilisé, il existe encore quelques inconvénients tel que :

- L'OFDM est plus sensible au décalage et à la dérive de la fréquence porteuse (décalage Doppler) que les porteurs simples systèmes [26, 28].
- Le signal OFDM à une amplitude avec une très grande plage dynamique ; il nécessite donc des amplificateurs de puissance RF avec un rapport de puissance crête à moyenne élevée [29, 30].
- Le PAPR élevé augmente la complexité de la conversion analogique-numérique (A/D) et numérique-analogique (D/A). Et réduit également l'efficacité des amplificateurs de puissance [24, 29].
- Interférences (ISI et ICI) dans le même canal dans l'OFDM [24].
- L'OFDM souffre d'une perte d'efficacité et de puissance causée par les intervalles de garde [30].
- Précision de synchronisme élevée [28].
- Grand rapport de puissance crête à moyenne en raison de la superposition de tous les signaux de sous-porteuse, cela peut devenir un problème de distorsion [28].
- Les amplificateurs émetteurs hauts puissance nécessitent une linéarisation [26, 28].
- Les amplificateurs récepteurs à faible bruit nécessitent une large plage dynamique [26, 28].

Chapitre II

MODULATION OTFS ET CODAGE POLAIRE

II.1 Généralité sur l'OTFS

II.1.1 Description

Une nouvelle technique de modulation temps-fréquence appelée modulation OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) a été récemment proposée [31, 32]. Cette approche répartit la forme d'onde de base (c'est-à-dire le signal multipliant chaque symbole de modulation) sur tout le plan temps-fréquence, contrairement à l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence), où la forme d'onde de base est très localisée [33]. Il a été démontré que la forme d'onde OTFS résiste aux décalages de Delay-Doppler dans le canal sans fil. Par exemple, il a été démontré que l'OTFS atteint des performances d'erreur significativement meilleures par rapport à l'OFDM pour des vitesses de véhicule allant de 30 km/h à 500 km/h dans la bande de 4 GHz, et que la robustesse aux canaux à Doppler élevé (par exemple, 500 km/h vitesses du véhicule) est particulièrement notable, car les performances OFDM se dégradent dans de tels scénarios à fort Doppler [34, 35]. L'OTFS présentent donc des avantages significatifs par rapport à l'OFDM dans les canaux Delay-Doppler à trajets multiples où chaque trajet présente un retard et un décalage Doppler différents, et fonctionne donc bien en particulier dans une situation avec un étalement Doppler élevé et des informations d'état de canal limitées ou inexistantes au niveau de l'émetteur [33, 36, 37].

Le domaine Delay-Doppler fournit une représentation alternative d'une géométrie de canal variant dans le temps, modélisant les terminaux mobiles et les réflecteurs ou récepteurs [36, 37]. Tirant parti de cette représentation, la modulation OTFS est adaptée aux canaux à évanouissement Doppler élevé; elle utilise une série de transformation qui convertit les canaux variant dans le temps en canaux bidimensionnel indépendants du temps dans le domaine Delay-Doppler [32, 38]. Cela peut simplifier la conception de l'égaliseur et permettre d'estimer le canal moins fréquemment dans l'OTFS, réduisant ainsi la surcharge d'estimation de canal variant dans le temps [39]. En conséquence, elle répartit chaque symbole d'information sur une fonction de base orthogonale bidimensionnelle ($2D$), qui s'étend sur tout le domaine temps-fréquence requis pour transmettre une trame [37, 40]. L'ensemble des fonctions de base de modulation OTFS est spécialement conçue pour lutter contre la dynamique des canaux à trajets multiples variant dans le temps [36, 40].

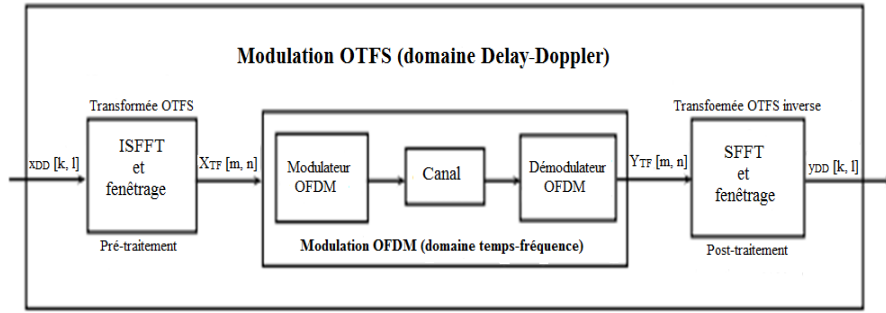


Figure II.1 — Modèle de système OTFS [37].

Ensuite, les symboles d'information placés dans le système de coordonnées Delay-Doppler peuvent être convertis dans le domaine temps-fréquence standard utilisé par les schémas de modulation traditionnels tels que l'OFDM [36]. La modulation OTFS peut être architecturée et implémentée sur n'importe quel schéma de modulation multi porteuses conventionnels en ajoutant des blocs de pré et de post-traitement, ce qui améliore les performances d'erreur binaire par rapport aux techniques multi porteuses conventionnelles (tels les systèmes OFDM filtrés), permettant ainsi une compatibilité architecturale avec LTE. Ceci est très attrayant du point de vue de la mise en œuvre [34, 39, 40]. Plus récemment, une structure OTFS simplifiée a été proposée en incluant l'OFDM pour la modulation du signal temps-fréquence, un modèle de ce système est illustré sur la figure II.1 [36]. En résumé, OTFS combine la fiabilité et la robustesse du spectre étalé avec l'efficacité spectrale élevée et la faible complexité de la transmission à bande étroite [31].

II.1.2 Notation et concepts de base OTFS

1. Le plan du signal temps-fréquence est discrétisé en une grille $M \times N$ (pour certains entiers $N, M > 0$) en échantillonnant les axes temps et fréquence aux intervalles T (secondes) et Δf (Hz), respectivement, ce concept est représenté par l'équation II.1 [36, 37].

$$\Lambda = [(nT, m\Delta f); n = 0, \dots, N - 1; m = 0, \dots, M - 1] \quad (\text{II.1})$$

2. Les échantillons temps-fréquence modulés $\{X[n, m]; n = 0, \dots, N - 1; m = 0, \dots, M - 1\}$, sont transmis sur une trame OTFS de durée $Tf = NT$ et de bande passante $B = M\Delta f$ [36, 37].

3. Les impulsions (formes d'onde) d'émission et de réception sont désignées par $g_{tx}(t)$ et $g_{rx}(t)$. Soit $A_{g_{rx},g_{tx}}(t, f)$ la fonction d'ambiguïté croisée entre $g_{tx}(t)$ et $g_{rx}(t)$, elle est décrite par l'équation II.2 [37].

$$A_{g_{rx},g_{tx}}(t, f) \triangleq \int g_{rx}^*(t' - t)g_{tx}(t') \exp(-j2\pi f(t' - t))dt' \quad (\text{II.2})$$

4. Le plan Delay-Doppler est discrétisé sur une grille d'information $M \times N$ qui est donnée par l'équation II.3.

$$\Gamma = \left\{ \left(\frac{k}{NT}, \frac{l}{M\Delta f} \right), k = 0, \dots, N - 1; l = 0, \dots, M - 1 \right\} \quad (\text{II.3})$$

Où : $(1/M\Delta f)$ et $(1/NT)$ représentent les pas de quantification du Delay et de la fréquence Doppler, respectivement [36, 37].

5. La fonction de base OTFS

Un schéma de modulation est défini par les fonctions de base sous-jacentes qui composent la forme d'onde. Typiquement, chaque symbole de modulation (généralement des symboles d'information QAM) se voit attribuer une fonction de base orthogonale différente. Contrairement au TDMA, les fonctions de base dans l'OFDM sont des sinusoides orthogonales à domaine de fréquence unidimensionnelles, alors que dans le TDMA, ou modulation à porteuse unique, ces fonctions de base sont des impulsions filtrées dans le domaine temporel orthogonales unidimensionnelles. Dans CDMA, les fonctions de base sont des codes orthogonaux unidimensionnels du domaine temporel. Dans ces trois schémas de modulation bien connus, les symboles QAM sont attribués à des fonctions de base dans le domaine temps-fréquence [40].

L'OTFS, en revanche, est un schéma de modulation complètement nouveau composé de fonctions de base bidimensionnelles qui sont orthogonales à la fois à la translation et à la modulation, c'est à dire, aux deux caractéristiques principales du canal sans fil variant dans le temps (aux décalages temporels et fréquentiels) [40].

L'interprétation multi-porteuses présente l'OTFS comme une technique d'étalement temps-fréquence où chaque symbole QAM présent dans le domaine Delay-Doppler $x(n\Delta\tau, m\Delta\nu)$ pondère une fonction de base $2D$ dans le domaine temps-fréquence, donnée par la fonction exponentielle symplectique II.4 suivante [31, 40] :

$$\psi_{n,m}(m'\Delta t, n'\Delta f) = \exp(j2\pi(\frac{mm'}{M} - \frac{nn'}{N})) \quad (\text{II.4})$$

Où la pente de cette fonction dans le temps est donnée par la coordonnée Doppler ($m\Delta\nu$) et la pente le long de la fréquence est donnée par la coordonnée de retard ($n\Delta\tau$) [31].

Le choix de ces fonctions de base orthogonales uniques rend les effets du canal sans fil vraiment indépendants du temps dans le domaine Delay-Doppler [40].

II.1.3 Mise en œuvre d'un émetteur OTFS

L'émetteur OTFS implémente la transformation ZAK inverse ($2D \rightarrow 1D$) comme on le voit sur la figure II.2. On prend un exemple de $M = 2048$ et $N = 128$ [33].

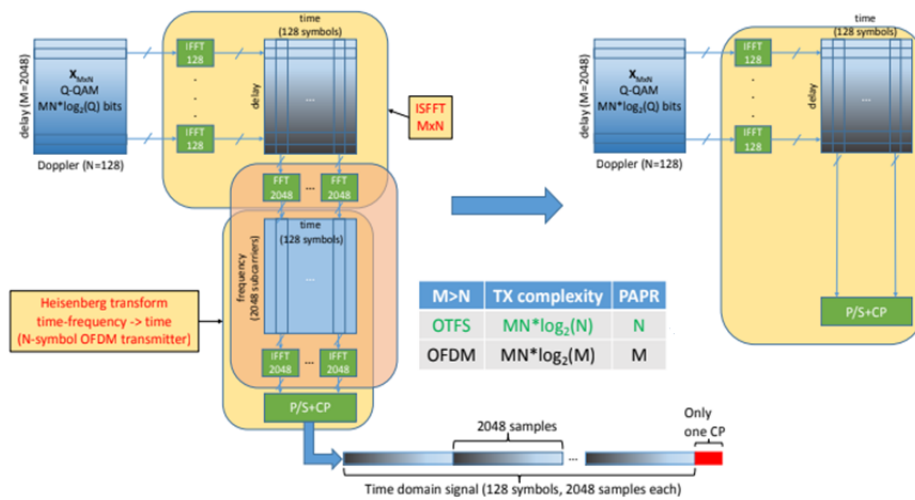


Figure II.2 — Implémentation d'un émetteur OTFS [33].

II.1.4 Implémentation du récepteur OTFS

Le récepteur OTFS implémente la transformation ZAK ($1D \rightarrow 2D$). La figure II.3 montre les étapes d'implémentation [33].

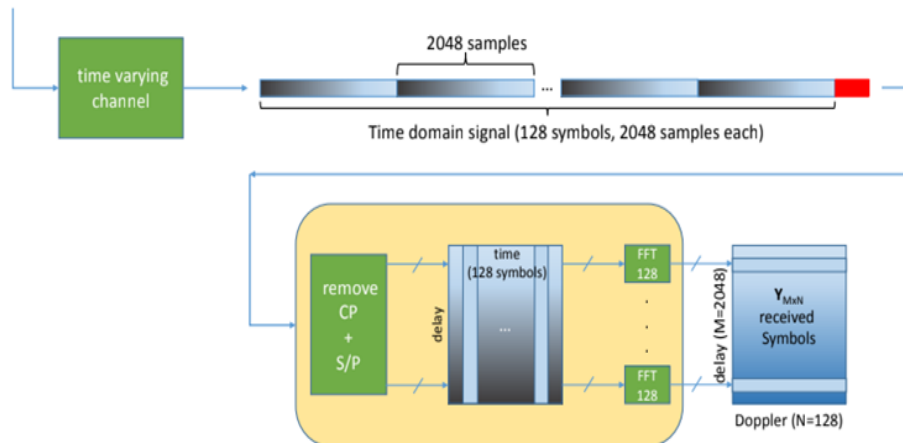


Figure II.3 — Implémentation du récepteur OTFS [33].

II.2 Principe de la modulation OTFS

OTFS fonctionne dans le système de coordonnées Delay-Doppler en utilisant un ensemble de fonctions de base orthogonales aux décalages temporels et fréquentiels. Les données et les signaux de référence ou les pilotes sont transportés dans ce système de coordonnées. Le domaine Delay-Doppler reflète la géométrie du canal sans fil, qui change beaucoup plus lentement que les changements de phase subis dans le domaine temps-fréquence variant rapidement. Les symboles OTFS font l'expérience de la diversité complète du canal au fil du temps et de la fréquence [32, 38, 40].

Les symboles d'information à transmettre (symboles QAM) sont placés sur un réseau ou une grille dans le domaine Delay-Doppler bidimensionnel (sont montrés dans la figure II.4 suivante tout en haut à gauche) et transformé en domaine temps-fréquence par une transformée de Fourier symplectique bidimensionnelle. Rappelons que c'est le domaine temps-fréquence familier où résident les symboles OFDM QAM. En revanche, dans OTFS, chaque symbole QAM est réparti sur tout ce plan temps-fréquence (c'est-à-dire sur la largeur de bande de signal et temps de symbole sélectionnés) en utilisant une fonction de base différente [36, 37].

En conséquence, tous les symboles de la même puissance ont le même SNR et expérience exactement le même canal. L'implication est que, étant donné la fenêtre d'observation de fréquence et de temps appropriée, il n'y a pas d'évanouissement (fading) sélectif en fréquence ou en temps des symboles QAM. Par la suite, le signal est passé à travers un groupe de filtres à porteuses multiples, permettant les mêmes avantages de mise en forme de filtre observés dans diverses formes d'OFDM filtré qui est d'éliminer les interférences entre symboles (ISI). Côté réception, le traitement inverse est effectué [40].

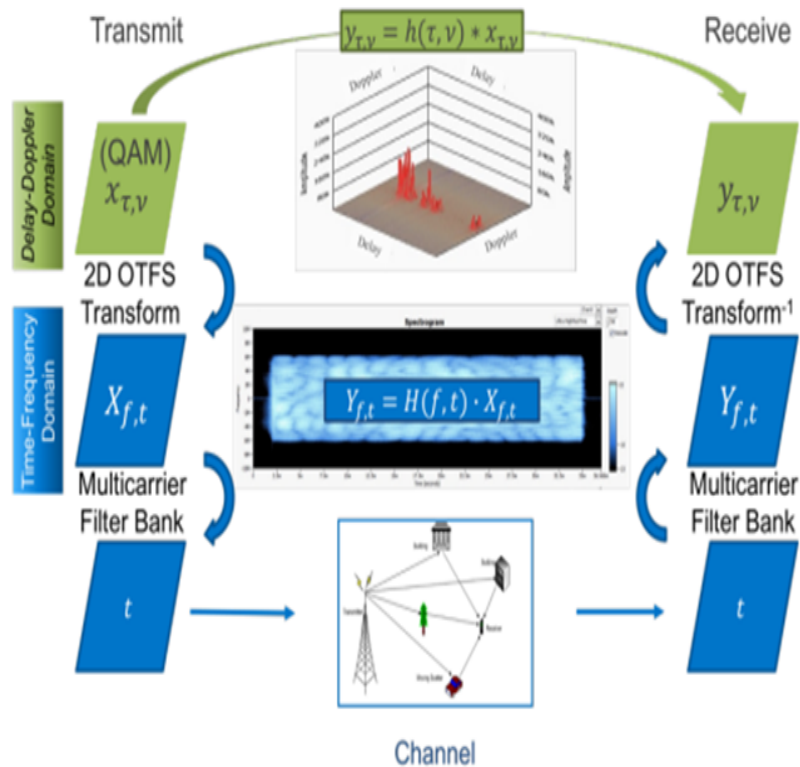


Figure II.4 — Etapes de traitement OTFS multi porteuses [40].

La figure II.4 montre ainsi l'interaction du canal avec le signal d'émission. Le graphique inférieur montre la nature physique du canal sans fil qui se compose d'un émetteur, d'un récepteur et de divers réflecteurs. Le graphique central montre la réponse en fréquence variante dans le temps d'un canal à grande vitesse et à propagation à retard élevé (300 Hz en Doppler, $5\mu\text{s}$) affiché sous forme de spectrogramme. Ce canal complexe peut être considéré à la fois comme étant très sélectif en fréquence et en temps. Dans ce domaine, la relation entre les signaux d'émission et de réception est multiplicative [40].

Le graphique du haut montre le domaine Delay-Doppler du même canal. Dans ce domaine, le canal est observé sur une période d'observation plus longue et représenté par une réponse impulsionnelle Delay-Doppler compacte. La transformée symplectique OTFS convertit l'action multiplicative du canal en une interaction convolutive $2D$ avec les symboles QAM transmis. Chacune de ces fonctions du base $2D$ peut être considérée comme un mot de code qui s'étend sur plusieurs tonalités et plusieurs symboles multi porteuses. Cette interprétation rend OTFS comme une technique d'étalement temps-fréquence qui généralise CDMA. Les échantillons du domaine fréquentiel à chaque instant sont transformés en formes d'onde du domaine temporel à l'aide de bancs de filtres [31,36].

Les formes d'onde OTFS interagissent de manière optimale avec le canal sans fil d'une manière qui capture la physique du canal, produisant une image radar à Delay-Doppler à haute résolution des réflecteurs constituants. Cette interaction introduit un couplage simple et symétrique entre la réponse du canal et les symboles QAM porteurs d'information. La symétrie se manifeste à travers trois propriétés fondamentales à savoir l'invariance, la séparabilité et l'orthogonalité [31].

1. **L'invariance** : Signifie que le modèle de couplage est le même pour tous les symboles QAM (c'est-à-dire que tous les symboles connaissent le même canal ou, autrement dit, le couplage est invariant en translation). La propriété d'invariance doit être contrastée avec TDM et FDM où le modèle de couplage varie considérablement entre les différents intervalles de cohérence temps-fréquence [31].
2. **La séparabilité (parfois appelée durcissement)** : Signifie que tous les trajets de diversité sont séparés les uns des autres et que chaque symbole QAM connaît tous les trajets de diversité du canal [31].
3. **L'orthogonalité** : Signifie que le couplage est localisé, ce qui implique que les symboles QAM restent à peu près orthogonaux entre eux au niveau du récepteur. La propriété d'orthogonalité doit être contrastée avec les modulations CDMA conventionnelles basées sur la séquence PN où chaque mot de code introduit un modèle d'interférence global qui affecte tous les autres mots de code [31].

II.2.1 Modulation OTFS

La modulation OTFS est produite par une cascade d'une paire de transformées $2D$ à la fois à l'émetteur et au récepteur. Le modulateur mappe d'abord un ensemble de symboles d'information NM désignés par $\{x[k, l] | k = 0, \dots, N - 1, l = 0, \dots, M - 1\}$, disposé sur la grille d'information Delay-Doppler Γ , au échantillons $X[n, m]$ dans la grille temps-fréquence en utilisant la transformée de Fourier symplectique finie inverse (ISFFT). La transformée de Heisenberg, qui est une généralisation de la transformée OFDM, est ensuite appliquée au symbole transformés temps-fréquence $X[n, m]$ en utilisant l'impulsion de transmission $g_{tx}(t)$ pour créer le signal temporel $s(t)$. Les étapes principales de la modulation OTFS sont montrés dans la figure II.5 [35, 36, 39].

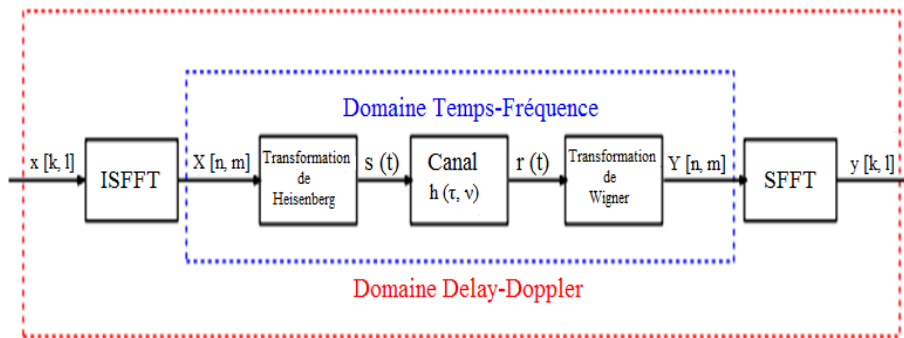


Figure II.5 — Schéma de modulation/démodulation OTFS [33].

1. **ISFFT (Inverse-Scaled Fast Fourier Transform)** : l'émetteur permet de transformer les symboles QAM $X[k, l]$ de domaine Delay-Doppler en $X[n, m]$ sur la grille temps-fréquence Λ comme le montre la figure II.6 à l'aide de cette transformée de Fourier symplectique finie inverse (ISFFT), donnée par l'équation II.5 [33, 37].

$$X[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} X[k, l] \exp(j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})) \quad (\text{II.5})$$

2. **Le modulateur (transformation de Heisenberg)** : le signal temps-fréquence (les échantillons $X[n, m]$) obtenu en sortie de l'opération ISFFT est converti en une forme d'onde temporelle continue $s(t)$ pour la transmission à l'aide de la transformée de Heisenberg en utilisant une forme d'onde d'émission $g_{tx}(t)$ comme démontré sur l'équation II.6 [33, 39].

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n, m] g_{tx}(t - nT) \exp(j2\pi m \Delta f (t - nT)) \quad (\text{II.6})$$

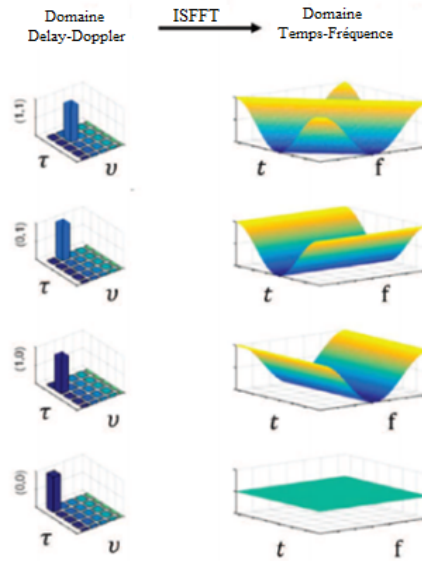


Figure II.6 — Mappage des symboles d'information (QAM) [40].

II.2.2 Transmission et réception sans fil

Le signal $s(t)$ est transmis sur un canal sans fil variant dans le temps avec une réponse impulsionnelle de canal de bande de base complexe $h(\tau, \nu)$, qui caractérise la réponse du canal à une impulsion avec un retard τ et un Doppler ν . La représentation Delay-Doppler du canal sans fil est montrée sur la figure II.7. Le signal reçu $r(t)$ est la somme des copies réfléchies du signal transmis $s(t)$ qui sont retardées dans le temps (τ) et décalées en fréquence (ν) par les réflecteurs. Ainsi, le couplage entre un signal d'entrée et le canal dans ce domaine est donné par le double intégral représenté par l'équation II.7 [35,37].

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) s(t - \tau) \exp(j2\pi\nu(t - \tau)) d\tau d\nu \quad (\text{II.7})$$

L'équation II.7 présente une transformée de Heisenberg continue paramétrée par $s(t)$. Puisqu'il n'y a généralement qu'un petit nombre de réflecteurs dans le canal avec des retards et des Doppler associés, très peu de paramètres sont nécessaires pour modéliser le canal dans le domaine Delay-Doppler.

La représentation clairsemée du canal $h(\tau, \nu)$ est donnée par l'équation II.8.

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^p h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (\text{II.8})$$

Où : P est le nombre de trajets de propagation, h_i , τ_i et v_i représentent respectivement le gain, le retard et le décalage Doppler (ou la fréquence) associés au i -ème trajet, et $\delta(\cdot)$ désigne la fonction delta de Dirac. Notons le retard et les taps Doppler pour l' i -ème trajet sont donnés par les équation II.9 et II.10 respectivement :

$$\tau_i = \frac{l_{\tau_i}}{M\Delta f} \quad (\text{II.9})$$

$$v_i = \frac{K_{v_i} + k_{v_i}}{NT} \quad (\text{II.10})$$

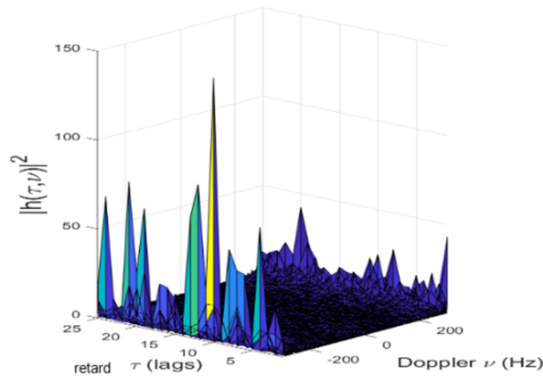


Figure II.7 — Représentation Delay-Doppler du canal sans fil [35].

Plus précisément, l_{τ_i} et K_{v_i} représentent les indices de retard et de Doppler, correspondant respectivement au retard (continu) τ_i et à la fréquence Doppler v_i . Nous désignerons k_{v_i} comme le Doppler fractionnaire, car il représente le décalage fractionnaire par rapport au tap Doppler le plus proche K_{v_i} . Nous n'avons pas besoin de prendre en compte les retards fractionnaires car la résolution du temps d'échantillonnage ($\frac{1}{M\Delta f}$) est suffisante pour approximer les retards de trajet vers les points d'échantillonnage les plus proches dans les systèmes à large bande typiques [37].

II.2.3 Démodulation OTFS

Le signal reçu de domaine temporel $r(t)$ est traité avec la transformée de Wigner (implémentant un filtre récepteur avec une réponse impulsionnelle $g_{tx}(t)$ suivi d'un échantillonneur, donnant $Y[n, m]$ dans le domaine temps-fréquence. Nous appliquons ensuite SFFT sur $Y[n, m]$ pour obtenir les symboles reçus $y[k, l]$ dans le domaine Delay-Doppler pour la détection des symboles, la figure II.5 montre ainsi ces étapes de démodulation OTFS [36].

1. Le filtre adapté (transformation de Wigner) calcul la fonction d'ambiguïté croisée $A_{g_{rx}r(t,f)}$ (voir l'équation II.11) [33].

$$\begin{aligned} y(t, f) &= A_{g_{rx}r(t,f)} \\ &\triangleq \int g_{rx}^*(t' - t)r(t') \exp(-j2\pi f(t' - t))dt' \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

La sortie du filtre adapté est obtenue en échantillonnant $y(t, f)$, elle est donnée par l'équation II.12, pour : $n = 0, \dots, N - 1$ et $m = 0, \dots, M - 1$.

$$y[n, m] = y(t, f)|_{t=nT, f=m\Delta f} \quad (\text{II.12})$$

2. La relation entre les échantillons de sortie temps-fréquence $y[n, m]$ et les échantillons d'entrée $X[n, m]$ est démontrée par l'équation II.13 [37].

$$y[n, m] = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{M-1} H_{n,m}[n', m']X[n', m'] \quad (\text{II.13})$$

Avec $H_{n,m}[n', m']$ est donné par l'équation II.14.

$$\begin{aligned} H_{n,m}[n', m'] &= \left\{ \iint h(\tau, \nu) A_{g_{rx}, g_{tx}}((n - n')T - \tau, (m - m')\Delta f - \nu) \right. \\ &\quad \left. e^{(j2\pi(\nu + m'\Delta f))(n - n')T - \tau} e^{(j2\pi\nu n'T)} d\tau d\nu \right\} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

3. La transformée de Fourier finie symplectique (SFFT) est appliquée sur les échantillons $Y[n, m]$ pour obtenir les symboles $y[k, l]$ présentés par l'équation II.15 dans le domaine Delay-Doppler [33, 37].

$$y[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} y[n, m] \exp(-j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})) \quad (\text{II.15})$$

La figure II.8 montre un signal OTFS (signal d'entrée, de sortie et le canal).

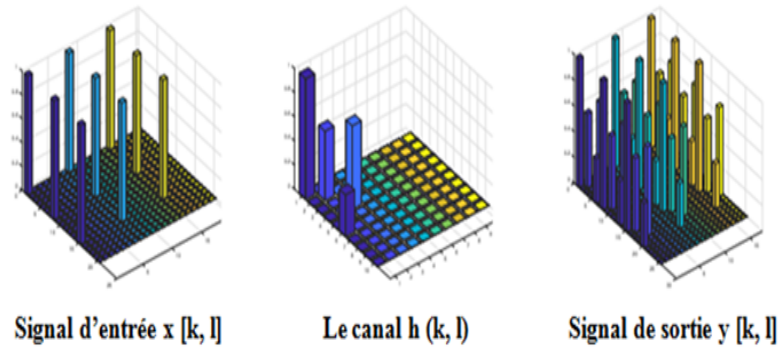


Figure II.8 — Signal OTFS [33].

II.2.4 La représentation de signal OTFS dans le domaine Delay-Doppler

Pour comprendre OTFS à partir des premiers principes, il faut revoir les fondements du traitement du signal qui, s'articule autour de deux représentations de base du signal. L'une est la représentation temporelle, où un signal est réalisé en fonction du temps (superposition de fonctions delta) et l'autre est la représentation fréquentielle où un signal est réalisé en fonction de la fréquence (superposition d'exponentielles complexes). Ces deux représentations sont interchangeables à l'aide de la transformée de Fourier [31].

Les représentations temporelles et fréquentielles sont complémentaires. L'expression mathématique de cette complémentarité est capturée par le principe d'incertitude de Heisenberg qui stipule qu'un signal ne peut pas être localisé simultanément à n'importe quel degré souhaité en temps et en fréquence. Plus précisément, si un signal est localisé dans le temps, il n'est pas localisé en fréquence et, réciproquement, si un signal est localisé en fréquence, il n'est pas localisé en temps, comme le montre la figure II.9.

Ce fait mathématique cache une vérité plus profonde. En fait, il existe des signaux qui se comportent comme s'ils étaient simultanément localisés à n'importe quel degré souhaité à la fois en temps et en fréquence, une propriété qui les rend optimaux à la fois pour la détection, représentation et séparation des multi-cibles au radar à Delay-Doppler et pour la représentation des canaux au moyen d'une superposition d'opérations de décalage temporel et fréquentiel dans les communications sans fil (deux cas d'utilisation qui se révèlent fortement liés). Ces signaux spéciaux sont naturellement associés à des impulsions localisées dans la représentation Delay-Doppler.

Les signaux dans la représentation Delay-Doppler sont un type spécial de fonctions dans ce domaine bidimensionnel dont les points sont paramétrés par deux variables (τ, ν) où la première représente le retard et la deuxième variable représente le Doppler.

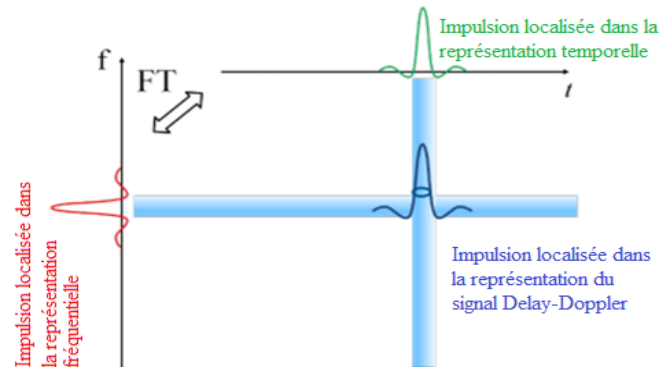


Figure II.9 — Complémentarité des représentations temporelles et fréquentielles [31].

La représentation du canal Delay-Doppler est particulièrement significative dans les communications sans fil, où elle coïncide avec l'image radar à Delay-Doppler des réflecteurs constitutifs. La figure II.10 montre un exemple de la représentation Delay-Doppler d'un canal spécifique qui est composé de deux réflecteurs principaux qui partagent un retard similaire mais différent dans leur caractéristique Doppler (vitesses).

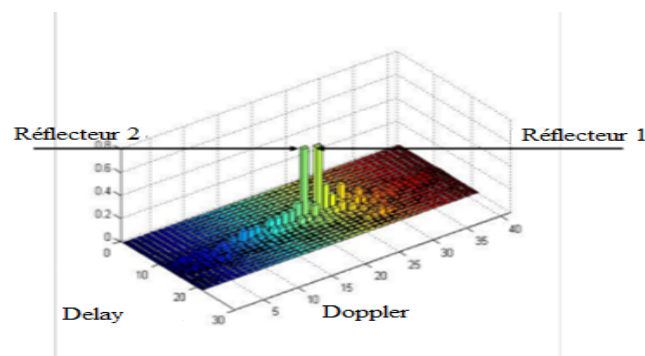


Figure II.10 — Réponse impulsionnelle Delay-Doppler [31].

Ces variables Delay-Doppler peuvent également être utilisées pour représenter des signaux porteurs d'informations d'une manière qui est harmonieuse avec la représentation du canal dans ce domaine. La représentation du signal Delay-Doppler est mathématiquement plus subtile et nécessite l'introduction d'une nouvelle classe de fonctions appelées fonctions quasi-périodiques.

À cette fin, nous choisissons une période de retard (τ_r) et une période Doppler (ν_r) satisfaisant à la condition ($\tau_r \nu_r = 1$) et définissons ainsi une surface unitaire, comme le montre la figure II.11. Un signal Delay-Doppler est une fonction $\phi(\tau, \nu)$ qui satisfait à la condition de quasi-périodicité donnée par l'équation II.16.

$$\phi(\tau + n\tau_r, \nu + m\nu_r) = \exp(j2\pi(n\nu\tau_r - m\tau\nu_r))\phi(\tau, \nu) \quad (\text{II.16})$$

Ce qui signifie que la fonction est périodique jusqu'à une phase multiplicative, c'est-à-dire que la valeur de la fonction acquiert un facteur de phase égal à $\exp(j2\pi\nu\tau_r)$ pour chaque traversée de la période de retard (τ_r) et, réciproquement, acquiert un facteur de phase égal à $\exp(-j2\pi\tau\nu_r)$ pour chaque traversée de la période Doppler (ν_r) [31].

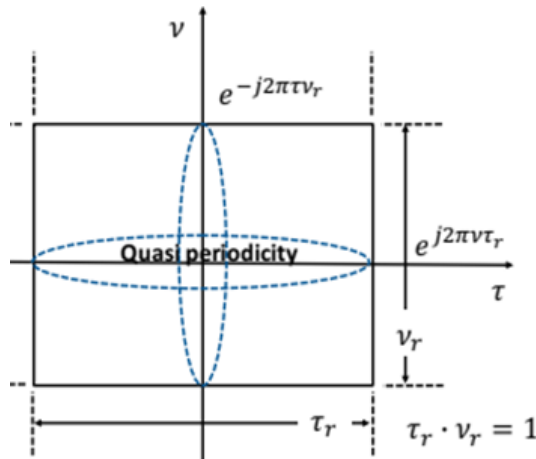


Figure II.11 — Quasi-périodicité Delay-Doppler [31].

Pour résumer, le cadre général du traitement du signal se compose de trois représentations de signal. La première représentation est en fonction du temps, la seconde est en fonction de la fréquence et la troisième est en fonction quasi-périodique du retard et du Doppler (Delay-Doppler). Ces trois représentations alternatives sont interchangeables au moyen de transformations canoniques, comme le montre la figure II.12 ; le paramètre peut être organisé sous la forme d'un triangle.

La conversion entre les représentations temporelles et fréquentielles s'effectue via la transformée de Fourier. La conversion entre le Delay-Doppler et les représentations temps et fréquence est réalisée par les transformées Zak Z_t et Z_f respectivement.

Les transformées de Zak sont réalisées au moyen de formules d'intégration de Fourier périodiques (voir les équations II.17 et II.18).

$$Z_t(\phi) = \int_0^{\tau_r} \exp(j2\pi t v) \phi(t, v) dv \quad (\text{II.17})$$

$$Z_f(\phi) = \int_0^{\tau_r} \exp(-j2\pi t v) \phi(\tau, f) d\tau \quad (\text{II.18})$$

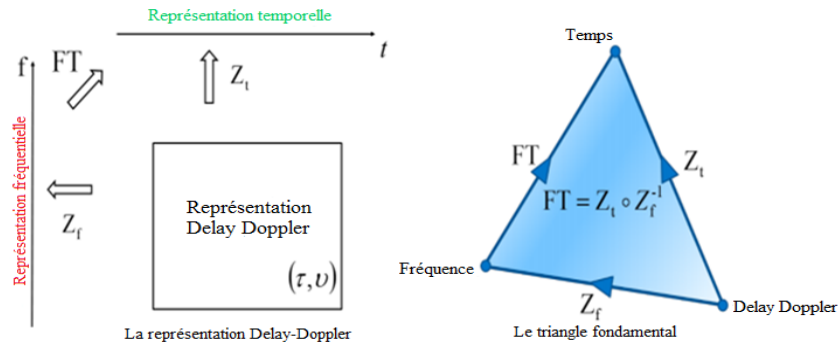


Figure II.12 — Transformation Zak [31].

En d'autres termes, la transformée Zak en représentation temporelle est donnée par la transformée de Fourier inverse le long d'une période Doppler et réciproquement, la transformée Zak en représentation fréquentielle est donnée par la transformée de Fourier le long d'une période de retard. Nous notons que la condition de quasi-périodicité est nécessaire pour que la transformée de Zak soit une équivalence entre les fonctions sur la ligne unidimensionnelle et les fonctions sur le plan bidimensionnel. Sans lui, un signal sur la ligne admettra une infinité de représentations Delay-Doppler. La figure II.13 illustre un cas de représentation Delay-Doppler [31].

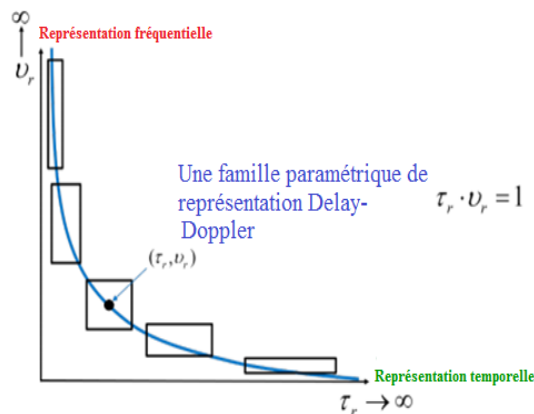


Figure II.13 — Représentation paramétrique Delay-Doppler [31].

II.3 Rappel sur la chaîne de transmission

Le but des systèmes de communication est de transmettre des données de manière fiable sur un canal bruité [41]. Les blocs de base d'un système de communication sans fil général sont illustrés dans la figure II.14. Le système sans fil est constitué d'une source d'informations à transmettre. L'encodeur source convertit les données dans un format numérique, puis compressé les bits de données pour réduire la bande passante requise pour transmettre ces informations. La séquence de données transmises est corrompue par le bruit pendant la transmission, ainsi la séquence reçue est différente de celle qui est transmise, c'est pour cela, le codeur de canal ajoute des bits redondants dans les informations pour corriger les erreurs introduisent [41,42]. Le modulateur module le signal de données sur la fréquence de transmission ; de telle sorte que le signal soit prêt pour la transmission. Le canal symbolise les attributs du canal sans fil tels que la décoloration, les interférences, le bruit et autres bruit d'interférence. Lorsque le récepteur reçoit le signal, le démodulateur effectue une opération de démodulation. Le décodeur essaie ensuite de récupérer les données d'origine en utilisant la redondance qui a été ajoutée par l'encodeur de canal pour corriger les erreurs [43]. Après cela, le décodeur source convertit les données pour revenir à la forme originale. Il reproduit les données de la source [41,43].

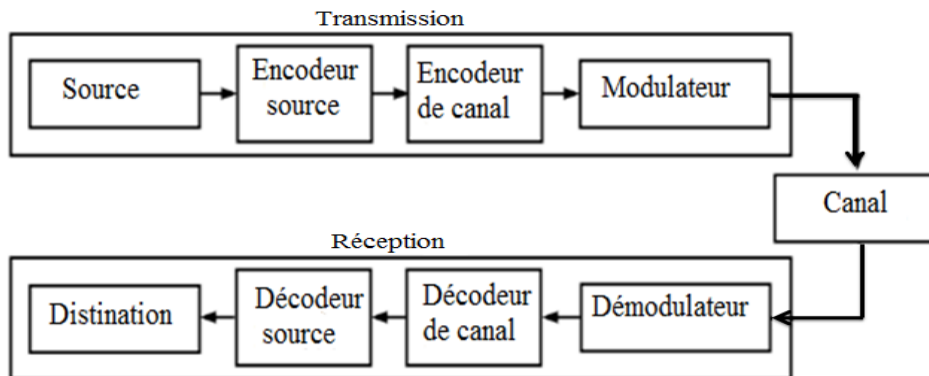


Figure II.14 — Schéma de principe pour le système de communication sans fil.

II.3.1 Le second Théorème de Shannon (théorème du codage canal)

Le domaine du codage de contrôle d'erreurs a commencé avec le document historique de Claude Shannon en 1948. Suivi par les travaux révolutionnaires de Golay en 1949 et Hamming en 1950. Shannon a présenté la base théorique du codage qui est devenu connue sous le nom de théorie de l'information. Il a montré qu'il était possible d'effectuer une communication sur un canal bruité.

D'un autre côté, Shannon a démontré que les informations peuvent être transmises sur le canal de communication sans erreur si la capacité du canal est supérieure au débit de transmission. Ce théorème ouvre de nouvelles directions dans le champ de communication en déterminant la limite supérieure du débit de transmission. Toutefois, Shannon n'a pas expliqué comment cette limite pouvait être pratiquement atteinte. Ainsi, il a fallu développer des techniques capables de transmettre des informations avec une minimum probabilité d'erreur. Une étude intensive a été effectuée sur le codage de contrôle des erreurs depuis les années 40. Ainsi, différentes techniques du codage canal ou FEC ont été inventées entre 1949 et 2009. La capacité de correction d'erreur des techniques FEC est différente d'une technique à l'autre. Certains ont une faible latence, avec une faible capacité de correction d'erreurs. Pour augmenter la capacité de correction d'erreur de ces techniques nécessite d'augmenter le nombre de données redondantes. D'autres techniques ont une capacité de correction d'erreur élevée atteignant la limite de Shannon. Cependant, ces techniques ont une latence élevée. Par conséquent, un système de communication hautement fiable signifie un faible taux de transmission ou une latence élevée ou les deux. Cela est évident dans les techniques de codage de canal (voir la figure II.15) qui ont approché de la limite de Shannon comme turbo codes, codes LDPC et codes polaires [42, 43].

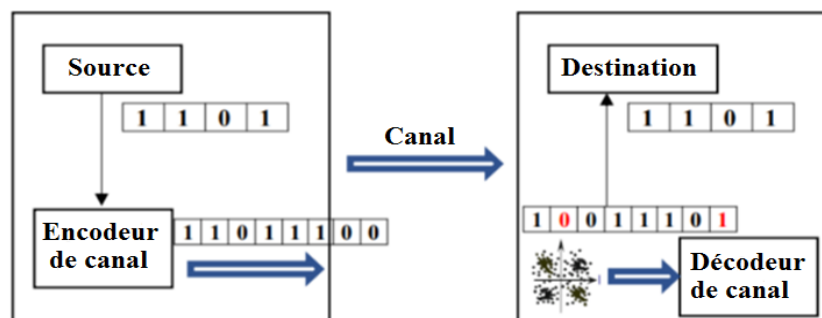


Figure II.15 — Principe de codage canal [43].

II.3.2 Techniques de codage canal

La procédure consiste à ajouter une redondance aux données avant la transmission [44]. Un schéma de codage efficace ajoute cette redondance de telle sorte que le taux de codage est élevé alors que la probabilité d'erreur est maintenue basse [42]. Le destinataire prévu n'a accès qu'à une version bruitée des données. Cependant, si la redondance est ajoutée de manière intelligente, alors il est possible de reconstruire les données originales au niveau du récepteur [44].

Le théorème du codage canal indique qu'il est possible de réaliser une transmission sans erreurs avec un débit inférieur ou égale à la capacité du canal ($R \leq C$). Pour un canal à bruit blanc gaussien la capacité est définie par l'équation II.19.

$$C = W \log_2(1 + P/N_0W) \quad (\text{II.19})$$

D'où ; W est la largeur de bande disponible, N_0 est la variance du bruit blanc et P est la puissance du signal émis [45].

Le codage de canal est essentiel dans les systèmes de communication (voir la figure II.14) [42]. Le résultat du codeur source passe par le module de codage de canal. Ce module ajoute de la redondance pour protéger les données contre le bruit qui peut être présenté comme erreurs de canal [44]. Les erreurs peuvent être par exemple une valeur continue, des pertes de paquets, ou des erreurs binaires. Le codage des canaux tente de protéger le système contre ce type d'imperfections [46].

Au décodeur, nous effectuons d'abord le décodage du canal pour éliminer le bruit résultant de la transmission. Ensuite, la source est décodée, c'est-à-dire que nous reconstruisons les données source de sa représentation compressée [44]. En fonction de la structure de redondance deux types de codes peuvent être utilisés : les codes en bloc et les codes convolutif. Des exemples de codes en blocs sont les codes (BCH), Reed-Muller (RM), Reed Solomon (RS), Low Density Parity Chek (LDPC), les codes cycliques, codes polaires et les codes de Hamming. Les codes convolutifs appelés codes en treillis tels que les Turbo codes [43, 45].

La figure II.16 illustre l'évolution des techniques FEC et montre les codes utilisés dans le codage canal, tel que les codes LDPC, codes polaire, codes BCH, RM, le turbo code...etc.

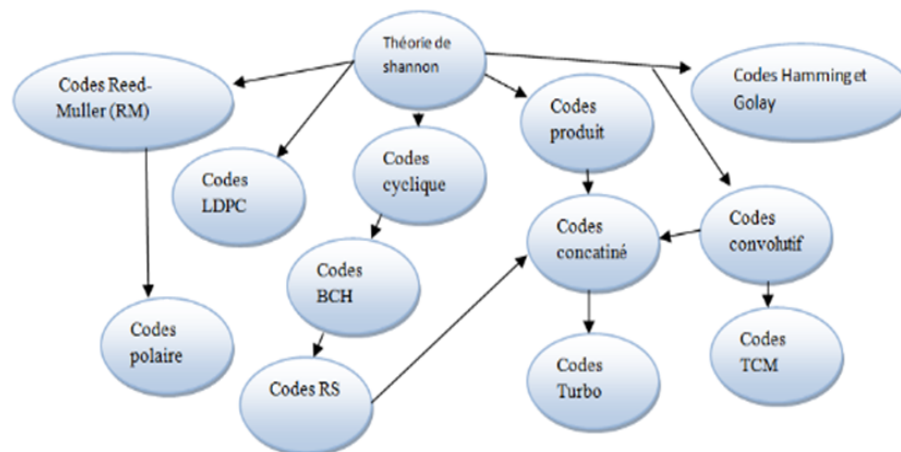


Figure II.16 — Évolution des technique FEC et les codes du codage canal.

II.4 Principales familles de codes correcteurs

II.4.1 Code algébrique

La recherche initiale en codage était basée sur une approche algébrique. Plus précisément, l'accent était mis sur le développement de codes binaires linéaires avec une distance minimum (la plus petite distance entre deux mots de code distincts) et des bonnes propriétés algébriques. Au niveau du récepteur, pour simplifier le processus de décodage, l'approche en deux étapes suivante a été adoptée. D'abord, en utilisant les sorties de canal, la valeur des bits individuels est définie sur 0 ou 1, selon ce qui est le plus probable. C'est ce qu'on appelle une décision hard. Puis, les contraintes de code sont utilisées. Le décodeur sélectionne le mot de code qui est le plus proche du mot reçu (après une décision hard). Les premiers codes algébriques ont été développés par Hamming appelées codes Hamming [44]. Richard Hamming a recherché des méthodes pour coder les données d'entrée de l'ordinateur. L'objectif était d'avoir un ordinateur capable de non seulement de détecter les erreurs, mais aussi les corriger et continuer à fonctionner.

Marcel Golay a abordé deux problèmes dans le code Hamming; le premier est le code Hamming nécessite trois bits de contrôle pour quatre bits d'information. Ainsi, le débit de données est diminué. Le deuxième problème est que le code ne peut corriger qu'une erreur dans un bloc de sept bits. Golay a généralisé l'alphabet de construction de Hamming de grande taille [43]. On peut citer d'autres codes algébrique important tel que les codes BCH, codes Reed-Muller et codes Reed-Solomon. Ces codes sont largement utilisés aujourd'hui dans les CD, DVD et modems [44].

II.4.2 Code convolutif

Les codes convolutifs sont un type de code correcteur d'erreurs qui sont souvent utilisés pour améliorer les performances de la communication numérique sans fil, comme les liaisons radio ou satellite. Ils ont d'abord été introduits dans P.Livre d'Elias «Coding for Noisy Channels» en 1955. Une différence importante entre les codes convolutionnels et les codes de bloc est que l'encodeur contient de la mémoire. Les codeurs de codes convolutifs peuvent également être divisés en deux catégories, feed-forward et feed-back. Dans ces deux catégories, le codeur peut être systématique ou non systématique [47]. Ils sont intuitifs, on peut les comprendre de différentes manières, et il y a un moyen de les décoder afin de récupérer le message mathématiquement le plus probable parmi l'ensemble de tous les messages transmis possibles [48].

Les codes convolutifs sont des codes linéaires sur le champ de séquences infinies unilatérales [49]. Ils impliquent la transmission de bits de parité calculés à partir de bits de message. Contrairement aux codes de bloc sous forme systématique, cependant, l'expéditeur n'envoie pas le message les bits suivis (ou entrecoupés) des bits de parité ; dans un code convolutionnel, l'expéditeur envoie uniquement les bits de parité [48].

II.4.3 Turbo-codes

Pendant des années, la limite de Shannon a été considérée comme une limite théorique était impossible à atteindre. Néanmoins, lorsque les Turbo-codes avec LDPC2 ont été découverts, ils se sont approchés tous les deux la limite de Shannon [47]. Les codes turbo sont présentés comme l'un des codes de contrôle d'erreur les plus puissants.

Le principe des turbos codes, comme tout code correcteur d'erreur, est d'introduire une redondance dans le message afin de le rendre moins sensible aux bruits et perturbations subies lors de la transmission. Le codage consiste à utiliser deux codeurs simples, dont les entrées ont été entrelacées ; ainsi, chaque codeur voit une série d'informations différentes à son entrée. Le décodage est une collaboration entre les décodeurs, chacun donnant son « avis » sur chaque bit décodé. Cette information est ensuite fournie à l'entrée du prochain décodeur, et ainsi de suite. D'où l'appellation « turbo » [50].

II.4.4 Low-Density Parity Check (LDPC)

En 1998, un code de correction d'erreur linéaire qui a été initialement introduit par Robert Gallager dans sa thèse de doctorat (Gallager, 1963), connu sous le nom de codage Low-Density Parity Check (LDPC), a été redécouvert par MacKay (MacKay, 1999). Dans les années 1990 [43]. L'ensemble des codes LDPC (j, k) est défini par l'ensemble des matrices de contrôle de parité avec exactement j unités dans chaque colonne et k unités dans chaque ligne, chacune de ces matrices étant choisie avec une probabilité égale. Alternativement, c'est l'ensemble des graphes de Tanner dans lesquels chaque nœud variable a le degré j et chaque nœud de contrôle a un degré k .

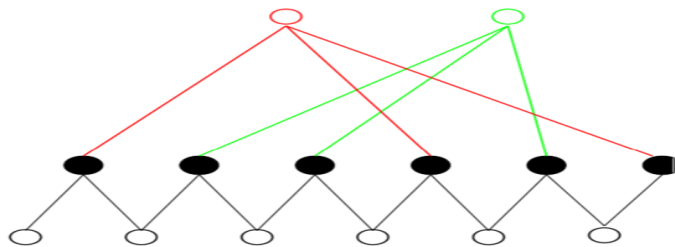


Figure II.17 — Graphique de Tanner [41].

Un graphe de Tanner est une manière générale de représenter n'importe quel code linéaire. Un exemple est illustré à la figure II.17. Un graphe de Tanner a deux types de nœuds, appelés nœuds variables, représentés par des cercles vides sur la figure II.17 et les nœuds de contrôle, représentés par des cercles remplis. Le graphe est bipartite entre ces deux types de nœuds, c'est-à-dire que chaque arête a un nœud variable à une extrémité et un nœud de contrôle à l'autre extrémité. Les nœuds variables représentent des variables réelles, par exemple des éléments du mot de code. Les nœuds de contrôle représentent des contraintes parmi ces variables. Clairement, tout code linéaire peut être représenté de cette manière, en transcrivant directement sa matrice de contrôle de parité [41].

II.5 Le code polaire

En théorie du codage, le principal défi a été d'inventer un algorithme de codage de canal qui atteindrait la limite de Shannon. Dans les années 1950, le défi s'est élargi pour trouver une méthode de codage de canal à faible complexité de construction de code, de codage et décodage [43]. En 2009, une nouvelle classe de codage pour résoudre ce problème a été introduite par Arikan, connus sous le nom de codes polaires. Les codes polaires peuvent être considérés comme une généralisation des codes RM [43, 51].

La différence entre les deux codes réside dans la règle utilisée pour choisir les lignes de leurs matrices génératrices. Les codes RM correspondent au choix qui maximise la distance minimale du code. Pour les codes polaires, le choix dépend du canal utilisé [44]. Les codes polaires sont les premiers à prouver la capacité de production avec une complexité de codage et de décodage réduite pour tout canal discret sans mémoire symétrique à entrée binaire (B-DMC) [42, 44].

Les principales caractéristiques des codes polaires sont :

- Type : Code de bloc linéaire
- Longueur de bloc (n) : 2^m , $m = 1, 2, \dots$
- Longueur du message (k) : k
- Taux de code (R) : k/n
- Taille de l'alphabet : q

De nombreuses études importantes ont été réalisées sur les codes polaires par Hussami en 2009, Sasoglu en 2010 et Abbe et Telatar en 2010, mais la plupart sont théoriques [43]. L'encodeur des codes polaires utilise une méthode appelée polarisation de canal pour construire les codes [42]. Cette approche a réduit la complexité de l'encodage et algorithmes de décodage. Les codes polaires ont également atteint la capacité de canal pour le canal symétrique sans mémoire discret à entrée binaire. Différents algorithmes de décodage sont utilisés pour les codes polaires tels que successifs annulation, algorithme de pile d'annulations successives et algorithme de décodage de liste [43].

II.5.1 Encodeur polaire

Les codes polaires sont des codes linéaires, c'est-à-dire que toute combinaison linéaire de mots de code est un autre mot de code du code [51]. La matrice de transformation d'entrée d'Arikan est donnée par $G_2^{\otimes n}$ avec " $\otimes n$ " désigne le nième produit de Kronecker et G_2 est donné par la matrice suivante (voir l'équation II.20).

$$G_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Le principe consiste à choisir certains bits d'entrée pour transmettre des informations et réparer le reste équivalent à choisir les lignes de $G_2^{\otimes n}$ qui forment la matrice génératrice du code [44].

Un code polaire (N, K) est un code de bloc avec K bits d'entrée et N bits de sortie. La transformée polaire de taille N est définie par l'équation II.21 :

$$G_N = B_N \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}^{\otimes n} = B_N G_2^{\otimes n} \quad (\text{II.21})$$

G_N est appelée matrice génératrice de taille $N \times N$. L'entrée de cette matrice est un vecteur ligne $u_1^N = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_N)$ et la sortie est un vecteur ligne $x_1^N = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_N)$.

L'idée principale de la transformation dans le codeur polaire consiste à créer un ensemble de canaux avec capacité $(C \rightarrow 1)$ pour $(N \rightarrow \infty)$ et mettre les bits d'information dans ceux-ci puisque ces canaux sont presque exempts de bruit. Les bits $(N - K)$ sont transmis dans les canaux bruités avec $(C \rightarrow 0)$ et ils sont connus au niveau de l'émetteur et du récepteur (généralement fixés à 0). Puis le mot de code $x_1^N = u_1^N G_N$ est transmis sur le canal W et on obtient $y_1^N = x_1^N + z_1^N$. d'où z est le bruit introduit par le canal [52].

- Le codage de 2 bits illustré sur le schéma de la figure II.18 est présenté par l'équation II.22 en utilisant la notation introduite précédemment (voir l'équation II.21).

$$x_1^2 = u_1^2 * G_2 \Leftrightarrow (x_1, x_2) = (u_1, u_2) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec x_1 et x_2 sont donnés par $x_1 = (u_1 \oplus u_2)$ et $x_2 = u_2$ respectivement, et $N = 2$.

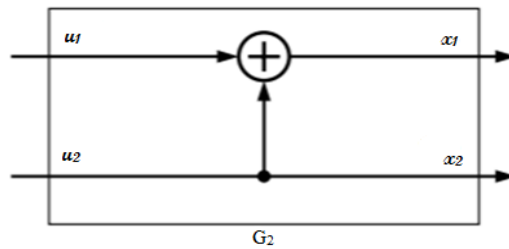


Figure II.18 — Graphique de G_2 [52].

- Le codage de 4 bits présenté par le schéma de la figure II.19, est donné par $x_1^4 = u_1^4 G_4$ en utilisant la notation générale. Avec x_1, x_2, x_3 et x_4 sont donnés par :
- $$x_1 = (u_1 \oplus u_2 \oplus u_3 \oplus u_4), x_2 = (u_3 \oplus u_4), x_3 = (u_2 \oplus u_4) \text{ et } x_4 = u_4.$$

Et la matrice G_4 est donnée par II.23 avec $N = 4$.

$$G_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

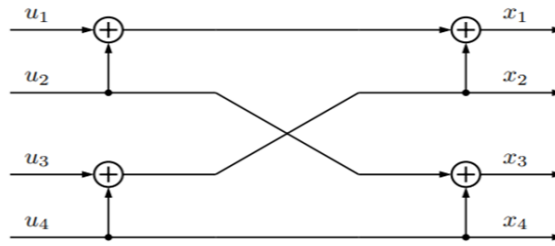


Figure II.19 — Schéma de codage pour $N = 4$ [51].

- Le schéma du codage de 8 bits est illustré sur la figure II.20. En utilisant la notation générale introduite précédemment (II.21) on aura à la sortie du code $x_1^8 = u_1^8 G_8$. Avec G_8 est la matrice donnée par II.24 et $N = 8$.

$$G_8 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

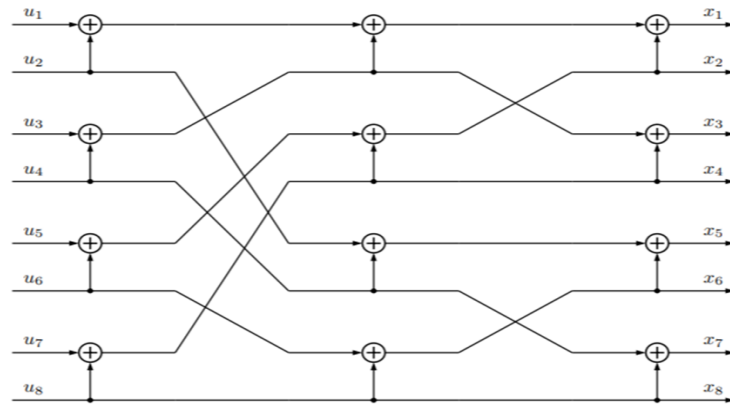


Figure II.20 — Schéma de codage pour $N = 8$ [51].

Si nous utilisons la formule récursive présentée par l'équation II.25.

$$G_N = (I_{N/2} \oplus G_2)R_N(I_2 \oplus G_{N/2}) \quad (\text{II.25})$$

Nous obtenons le bloc de la figure II.21, qui est une généralisation des blocs présentés sur les figures II.19 et II.20 pour un nombre de bits N de 4 et 8 respectivement. Cela montre que le calcul $x_1^N = u_1^N G_N$ et équivalent avec l'utilisation d'un diagramme avec $N/2$ copies de coupe papillon G_2 (présenté sur la figure II.18) et deux copies de $G_{N/2}$.

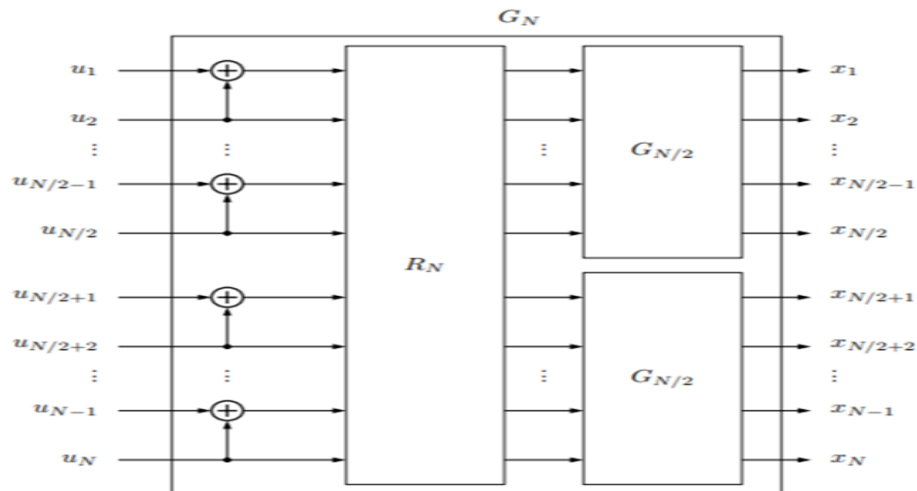


Figure II.21 — Construction récursive de G_N à partir de deux exemplaires de $G_{N/2}$ [52].

Le bloc R_N est une matrice de permutation de mélange inverse où les entrées impaires sont copiées dans les $N/2$ premières sorties tandis que les entrées paires sont copiées dans les $N/2$ dernières sorties.

La figure II.22 montre le bloc principal d'un schéma de codage polaire; il possède deux types de nœuds différents, les nœuds de contrôle (CN) et les nœuds variables (VN). Ces nœuds particuliers sont les mêmes que ceux utilisés pour les codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC). Pour le CN chaque bit de sortie est exprimés par un XOR entre les deux bits d'entrée tandis que pour VN , le bit de sortie correspond à une répétition du bit d'entrée [52].

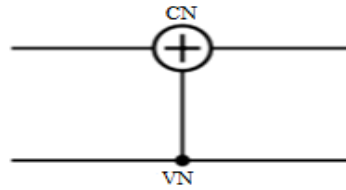


Figure II.22 — Bloc de code polaire principal avec un CN et un VN [52].

II.5.2 Polarisation des canaux

La polarisation des canaux est une opération qui produit N canaux $\{W_N^i; 1 \leq i \leq N\}$ à partir de N copies indépendantes d'un B-DMC de sorte que les nouveaux canaux parallèles soient polarisés et que leur information mutuelle soit proche de 0 pour des canaux complètement bruités ou proche de 1 pour les canaux parfaitement silencieux. La polarisation du canal se fait par [51, 52] :

- **Combinaison de canaux** : dans cette phase, les copies d'un B-DMC sont combinées de manière récursive en n étapes pour former un canal vectoriel $W_N : X^N \rightarrow Y^N$, où $\{N = 2n; n \geq 0\}$. Au niveau 0 de la récursivité ($n = 0$), on n'a qu'une seule copie de W et on pose $W_1 = W$.

Le premier niveau ($n = 1$) de la récursivité combine deux copies de W_1 pour obtenir le canal $W_2 : X^2 \rightarrow Y^2$, comme le montre la figure II.23, avec des probabilités de transition données par l'équation II.26.

$$W_2(y_1^2 | u_1^2) = W(y_1 | u_1 \oplus u_2)W(y_2 | u_2) \quad (\text{II.26})$$

Au deuxième niveau ($n = 2$) on obtient $W_4 : X^4 \rightarrow Y^4$ à partir de deux exemplaires de W_2 comme illustré sur la figure II.24. Dans ce cas, les probabilités de transition sont exprimées par l'équation II.27.

$$W_4(y_1^4 | u_1^4) = W_2(y_1^2 | u_1 \oplus u_2, u_3 \oplus u_4)W_2(y_3^2 | u_2, u_4) \quad (\text{II.27})$$

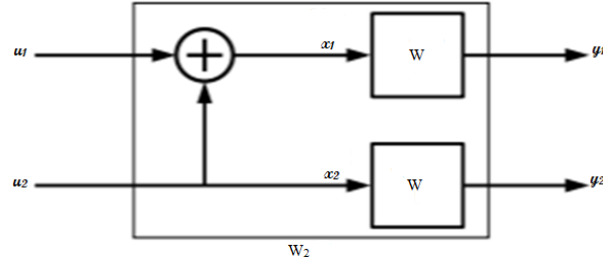


Figure II.23 — Combinaison de deux canaux pour obtenir le canal W_2 [51].

Le mappage $u_1^4 \rightarrow x_1^4$ de l'entrée de W_4 à l'entrée de W^4 peut être écrit comme $x_1^4 = u_1^4 G_4$ d'où G_4 est la matrice du générateur. On obtient donc entre les deux probabilités de transition la relation décrite par l'équation II.28.

$$W_4(y_1^4 | u_1^4) = W^4(y_1^4 | u_1^4 G_4) \quad (\text{II.28})$$

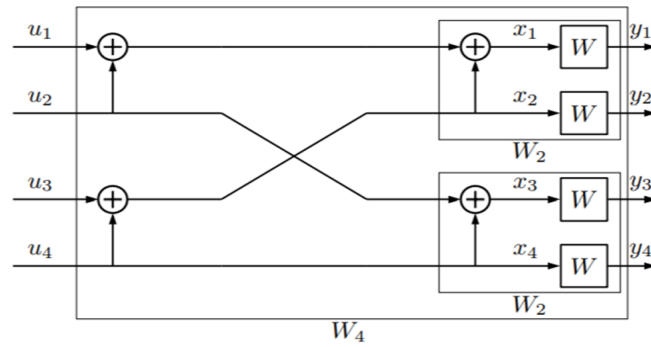


Figure II.24 — Canal W_4 et sa relation avec W_2 et W [51].

Le mappage général $u_1^N \rightarrow x_1^N$ peut être écrit par induction et il peut être représenté par G_N de sorte que $x_1^N = u_1^N G_N$ et les probabilités de transition des deux canaux W_N et W^N sont liées par la relation II.29 pour tous $y_1^N \in Y^N$ et $u_1^N \in X^N$ et $W^N(y_1^N | u_1^N G_N)$ est le canal vectoriel qui contient la transformation [52].

$$W_N(y_1^N | u_1^N) = W^N(y_1^N | u_1^N G_N) \quad (\text{II.29})$$

II.5.3 Décodage polaire

Considérons le décodeur SC récursif pour une transformée polaire de longueur N , avec $N = 2n$. Le décodeur SC génère une estimation \hat{u}_i de u_i en observant la sortie du canal y_1^N et en utilisant toutes les décisions passées $\hat{u}_1^{(i-1)}$. Si u_i est un bit figé, le décodeur fixe \hat{u}_i à sa valeur connue (généralement 0). Si u_i est un bit d'information, le décodeur attend d'estimer tous les bits précédents, puis il peut calculer l'un des trois types de métriques différents présentés ci-dessous [51, 52].

1. Log-vraisemblance (log-likelihood LL) :

Ce rapport est présenté par l'équation II.30 [52].

$$LL_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)}) = [\ln W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 0), \ln W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 1)] \quad (\text{II.30})$$

2. Rapport de vraisemblance logarithmique (log-likelihood ratio LLR) :

Ce rapport est donné par l'équation II.31 [52].

$$L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)}) = \ln\left(\frac{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 1)}\right) \quad (\text{II.31})$$

Le décodeur met $\hat{u}_i = 0$, si $L_N^{(i)} \geq 1$, et $\hat{u}_i = 1$ sinon. Par conséquent, la complexité de l'algorithme de décodage est déterminée par la complexité du calcul des LR [51].

3. Rapport de vraisemblance (likelihood ratio LR) :

Ce rapport est présenté par l'équation II.32 [52].

$$LR_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)}) = \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{(i-1)} | \hat{u}_i = 1)} \quad (\text{II.32})$$

Pour clarifier, nous décrivons la procédure de décodage plus en détail pour $N = 4$. Comme on peut le voir sur la figure II.25, le décodeur doit calculer $N(\log N + 1) = 12LR$. Au début, le décodeur active le nœud 1 pour décider la valeur de \hat{u}_1 . Le nœud 1 a besoin des LR des nœuds 5 et 6 pour les activer. Les nœuds 5 et 6 activent eux-mêmes les nœuds 9, 10, 11 et 12 respectivement. Les valeurs LR à ces nœuds sont connues puisqu'elles sont au niveau du canal. Par conséquent, les LR aux nœuds 5 et 6 sont calculés et à partir d'eux, LR au nœud 1 est calculé. Maintenant, le décodeur décide de \hat{u}_1 sur la base du LR s'il s'agit d'un bit d'information.

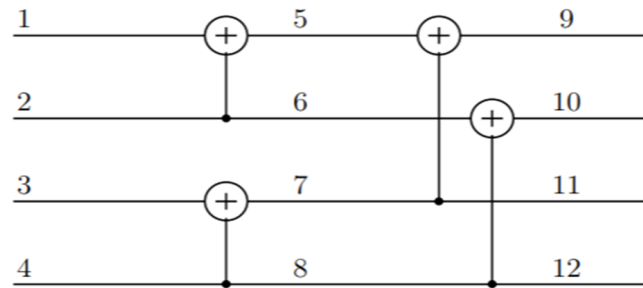


Figure II.25 — Décodeur polaire pour $N = 4$ [51].

Pour le calcul de LR au nœud 2, ce nœud active les nœuds 5 et 6 dont les LR sont déjà calculés. Si $\hat{u}_1 = 0$, les LR aux nœuds 5 et 6 sont combinés, et si $\hat{u}_1 = 1$, le LR au nœud 6 sera combiné avec l'inverse de LR au nœud 5. L'estimation de \hat{u}_1 et \hat{u}_2 met à jour les bits estimés aux nœuds 5 et 6. Pour estimer \hat{u}_3 , le nœud 3 active les nœuds 7 et 8. Les LR à ces nœuds sont calculés en utilisant les valeurs de LR des nœuds 9 à 12 parallèlement à l'état des nœuds 5 et 6. En fait, le nœud 5 détermine si le LR au nœud 11 doit être combiné avec le LR au nœud 9 ou l'inverse du LR au nœud 9. Enfin, à partir des nœuds 7 et 8, les LR aux nœuds 3 puis 4 (sur la base de \hat{u}_3) sont calculés et la procédure de décodage est terminée [51].

Chapitre III

ÉTUDE DES PERFORMANCES ET RÉSULTATS DE SIMULATIONS

III.1 Chaîne de communication OTFS avec codage polaire

Pour atteindre le but du travail qui est la transmission de données d'une manière fiable sur un canal à haute mobilité et une correction de plus d'erreurs, nous avons associé la modulation OTFS, qui sera une candidate sérieuse pour les systèmes de télécommunication sans fil au-delà de la cinquième génération, avec le codage polaire comme méthode de codage de canal approchant la limite de Shannon.

La figure III.1 présente un schéma bloc d'une chaîne de communication OTFS avec codage polaire. Cette combinaison de l'OTFS avec le codage polaire nous a permis d'obtenir les résultats présentés et étudiés dans la suite de ce chapitre.

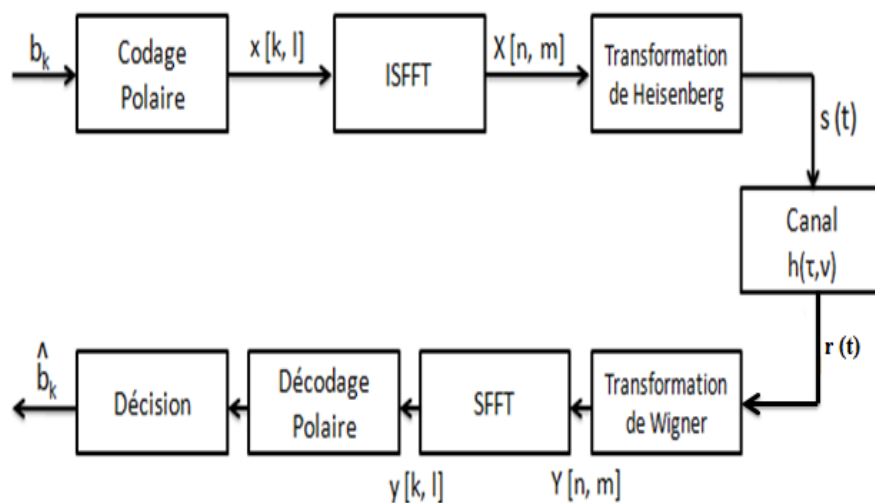


Figure III.1 — Schéma bloc d'une chaîne de communication OTFS avec codage polaire.

III.2 Étude des performances et résultats de simulation

Nous exprimons les performances d'OTFS avec et sans codage polaire en termes de taux d'erreurs binaire (TEB) en fonction du RSB en dB.

Le système OTFS et le codage canal comportent les paramètres indiqués dans le tableau III.1.

Table III.1 — Paramètres de simulation d'un système OTFS et du codage polaire (Par défaut)

Paramètres	Valeurs
nombre de sous-porteuses (M)	16
nombre de symbole (N)	16
Taille de la constellation (M-mod)	4
Nombre de trames (N-frames)	200
Nombre de trajets (taps)	6
RSB [dB]	-15 :5 :15
Longueur du message (k)	8
Longueur de bloc (N _p)	16
L'énergie Symbole (E _c)	1
Modulation	M-PSK
Codage	Polaire

III.2.1 Étude des performances du système pour un canal flat fading

Les résultats de simulation que nous avons effectués sur une chaîne de communication OTFS avec et sans codage polaire pour un canal flat fading sont présentés ci-dessous :

III.2.1.1 Variation des paramètres OTFS

1. Variation de nombre de symboles et sous-porteuses (N, M)

Nous modifierons le nombre de symboles et de sous-porteuses (N, M) afin de déterminer leur effet sur les performances du système OTFS avec et sans codage polaire en termes de taux d'erreur binaire en fonction de RSB en dB ; Nous garderons tous les autres paramètres constants.

Le nombre de symboles et sous-porteuse (N, M) prendront deux valeurs préférentielles ($M = N = 8$ et $N = M = 16$). Sur la figure III.2 on voit que les quatre courbes de taux d'erreur binaire, à la fois pour le cas avec et sans le codage, et pour les deux différentes valeurs de N et M sont très proches de l'une des autres courbes ; On constate cependant une légère différence par rapport à la courbe tracée en vert (pour le cas de l'OTFS avec codage pour $N = M = 16$), où l'on peut dire que le taux d'erreur diminue légèrement avec l'augmentation de nombre de symboles et de sous-porteuses.

La variation de ces deux paramètres (le nombre de symboles / sous porteuses) n'influent pas vraiment sur les performances du système.

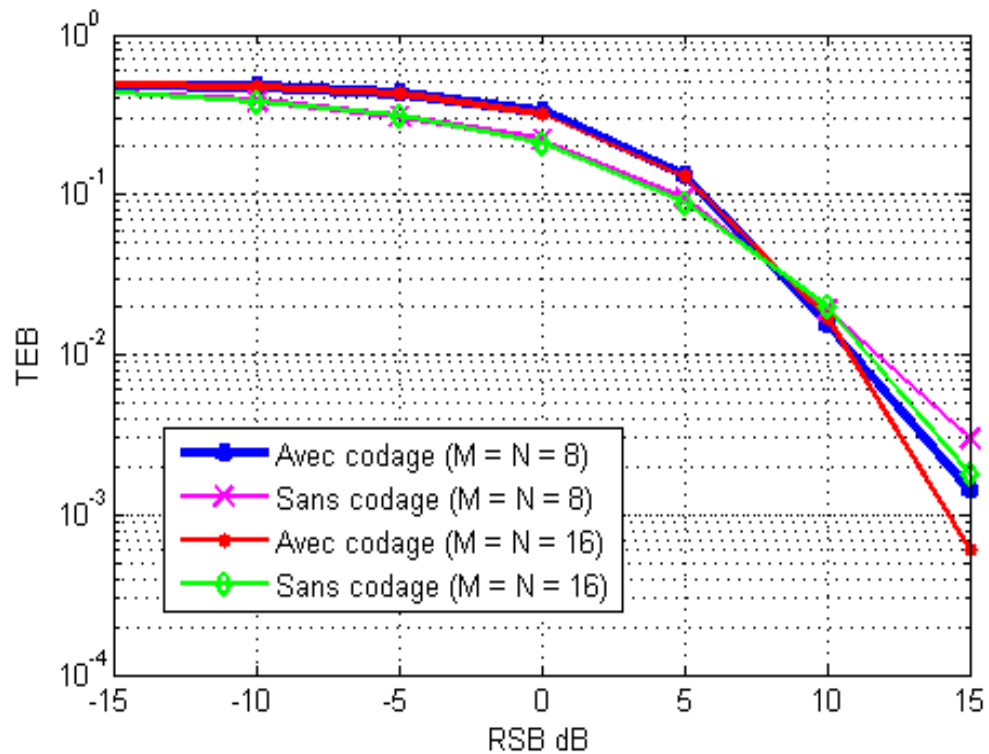


Figure III.2 — TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal flat fading).

2. Variation de l'ordre de modulation (M-mod)

Dans cette partie, nous allons modifier l'ordre de modulation. La figure III.3 montre l'effet de la valeur de M-mod sur les performances du système étudié avec un canal flat fading. Sur cette figure (III.3), on remarque que le taux d'erreur diminue en diminuant la valeur de M-mod et les performances s'améliorent.

Le mode B-PSK donne de meilleures performances comme prévu. Ce résultat est logique vu que en augmentant le nombre de valence les symboles sont plus proches en termes de distance euclidienne, ainsi, les symboles deviennent plus sensibles au bruit.

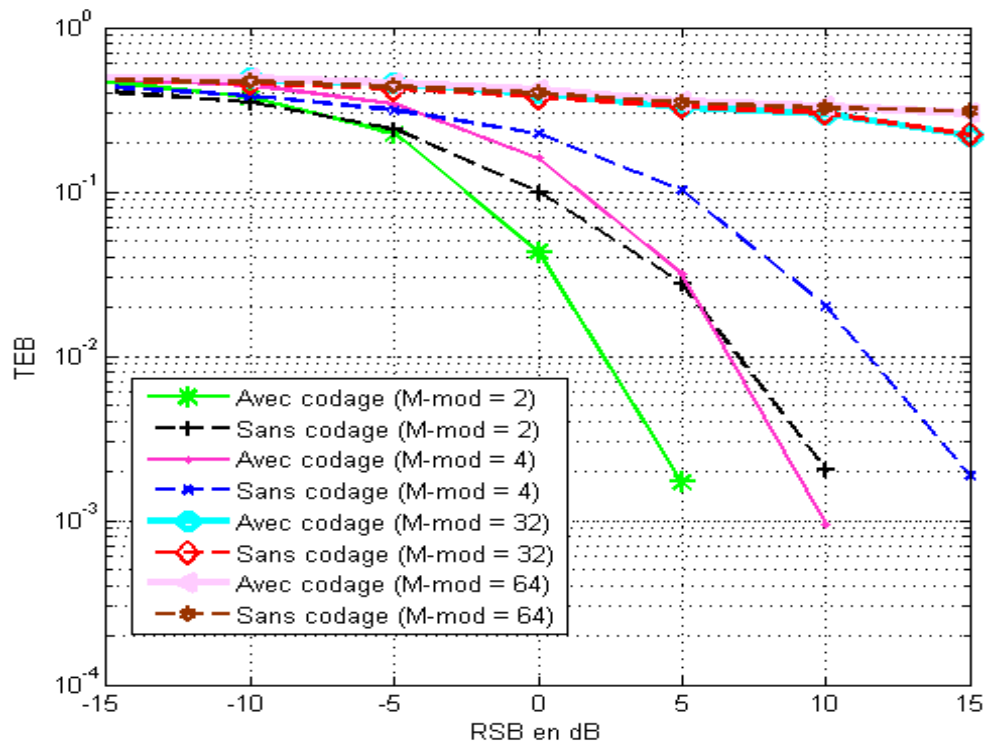


Figure III.3 — TEB en fonction de RSB (dB) pour des différentes valeurs de M-mod (canal flat fading).

III.2.1.2 Variation des paramètres du codage polaire

1. Variation de la longueur du message et la longueur du mot code (K, N_p)

- Cas de $K=8$

La figure III.4 montre les performances d'un système OTFS avec codage polaire en termes de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du RSB en dB avec une longueur de code variable sur $2 * k$ et $4 * k$. On définit le rendement du code $R=K/N_p$, on note que la courbe à $R=0.25$ donne de meilleures performances et un taux d'erreurs inférieure à la courbe correspondante à $R=0.5$.

- Cas de $K=16$

La figure III.5 montre également que, pour de grandes longueurs de code, de bons résultats sont obtenus en termes de performances du système. Ce que l'on voit sur la courbe de TEB pour un rendement (R) de 0,25 par rapport à la courbe de $R = 0,5$ où le taux d'erreurs est grand.

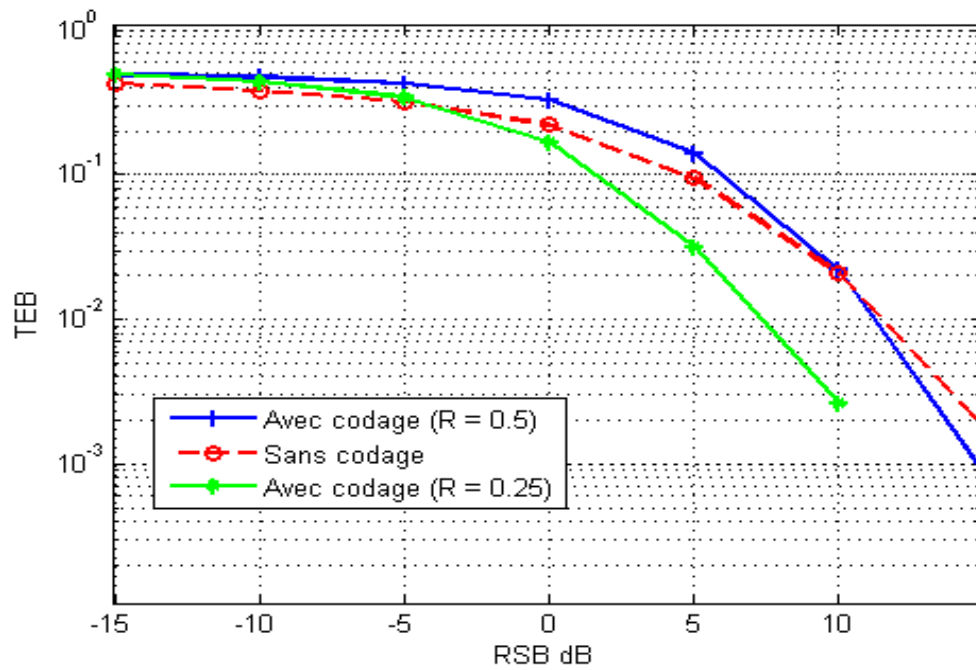


Figure III.4 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varié avec $K=8$ (canal flat fading).

La diminution du rendement signifie une augmentation de bits de contrôle de parité par rapport aux bits message, ceci, permet la correction de plus d'erreurs.

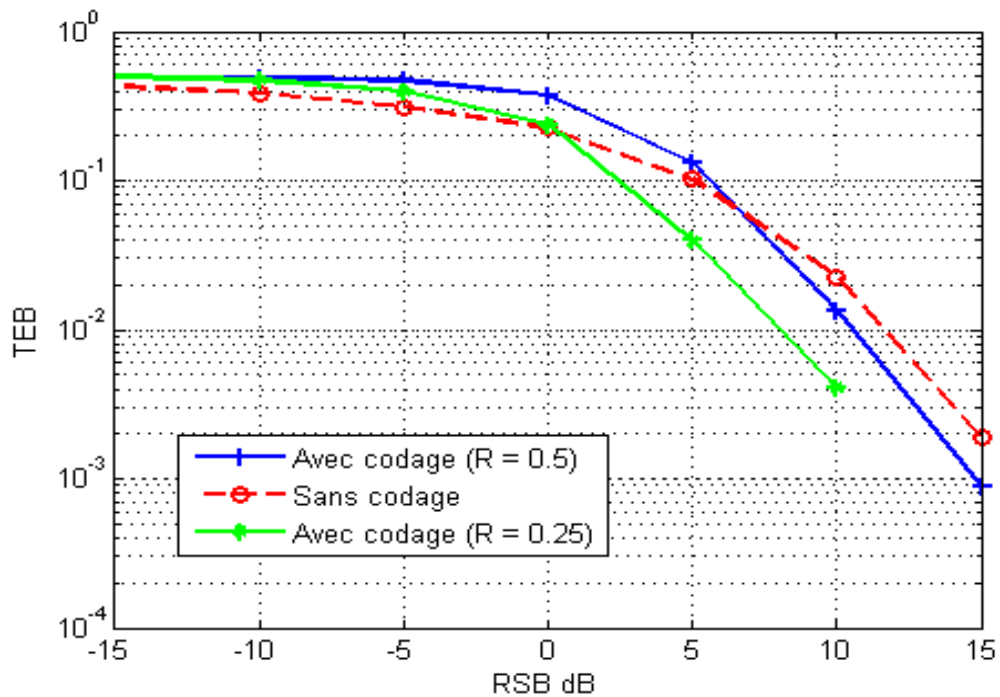


Figure III.5 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varié avec $K=16$ (canal flat fading).

2. Variation de E_c

La conception du codage polaire est faite pour un type de canal où on fixe le rapport E_c/N_0 (en générale fixé à 0 dB).

Pour voir si E_c affecte le système dans l'état de canal flat fading, des simulations sont effectuées de trois valeurs différentes de E_c (1, 5 et 10). On remarque que la figure III.6 donne une légère performance en termes de TEB pour $E_c = 10$ par rapport à $E_c = 1$ et $E_c = 5$. En général, on peut dire que l'énergie symboles (E_c) n'affecte pas vraiment les performances du système car il n'y avait pas de différence significative entre les courbes de TEB pour les trois valeurs de E_c .

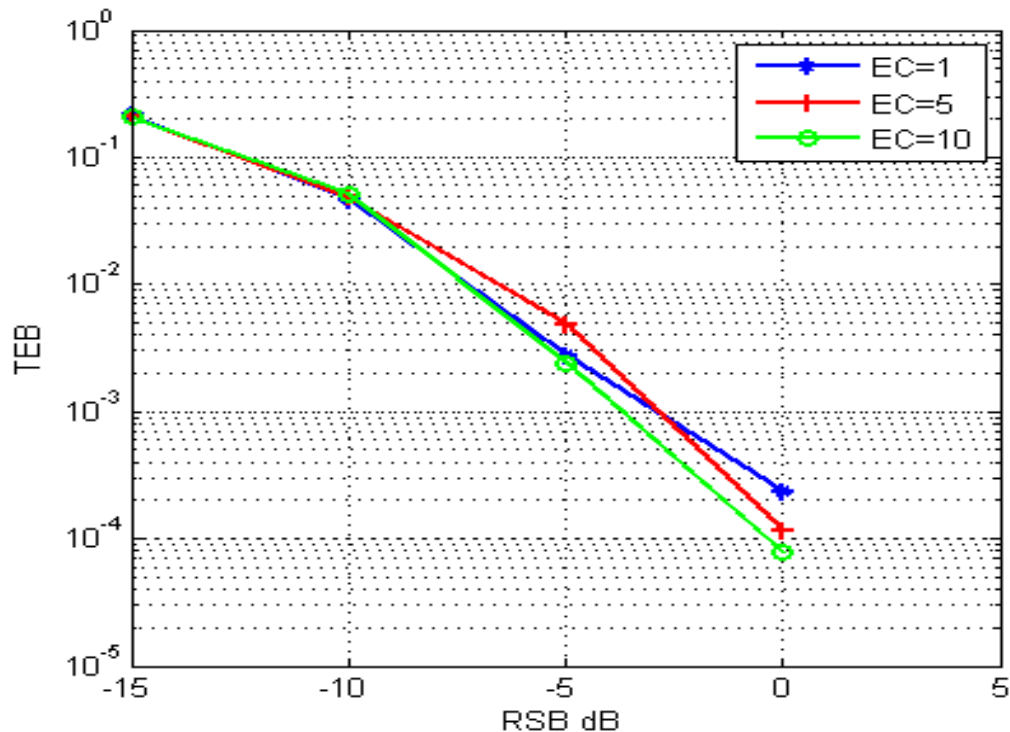


Figure III.6 — TEB en fonction de RSB (dB) pour des différents E_c (canal flat fading).

III.2.2 Étude des performances du système pour un canal sélectif en fréquence

Les résultats de notre simulation sur un canal sélectif en fréquence d'un système OTFS avec codage polaire sont les suivants :

Dans ce scénario on suppose la présence de L trajets. Chaque trajet est caractérisé par un retard de propagation et une atténuation, le profil de puissance pour cette simulation est montrée dans la figure III.7.

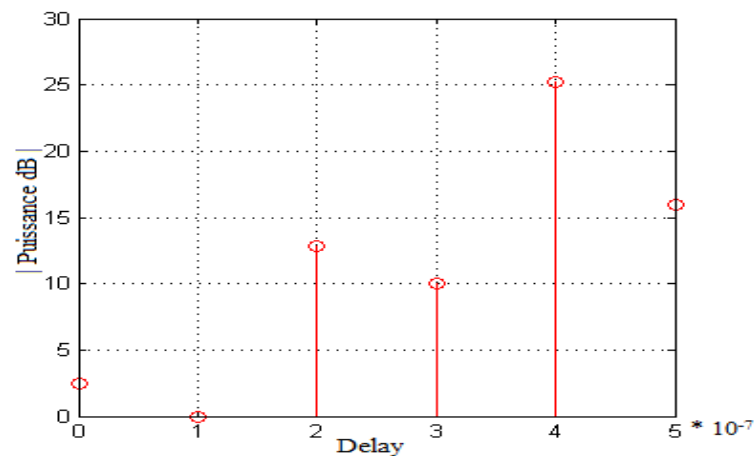


Figure III.7 — Profil de puissance.

III.2.2.1 Variation des paramètres OTFS

1. Variation de nombre de symboles et sous-porteuses (N, M)

La figure III.8 présente les résultats de simulation des performances d'une chaîne de communication OTFS avec et sans codage polaire en variant le nombre de symboles (N) et de sous-porteuses (M) sur un RSB allons de -15 à 15 dB. Les résultats de la simulation nous permettent de constater que le taux d'erreur binaire diminuent légèrement en augmentant le nombre de symboles et sous-porteuses.

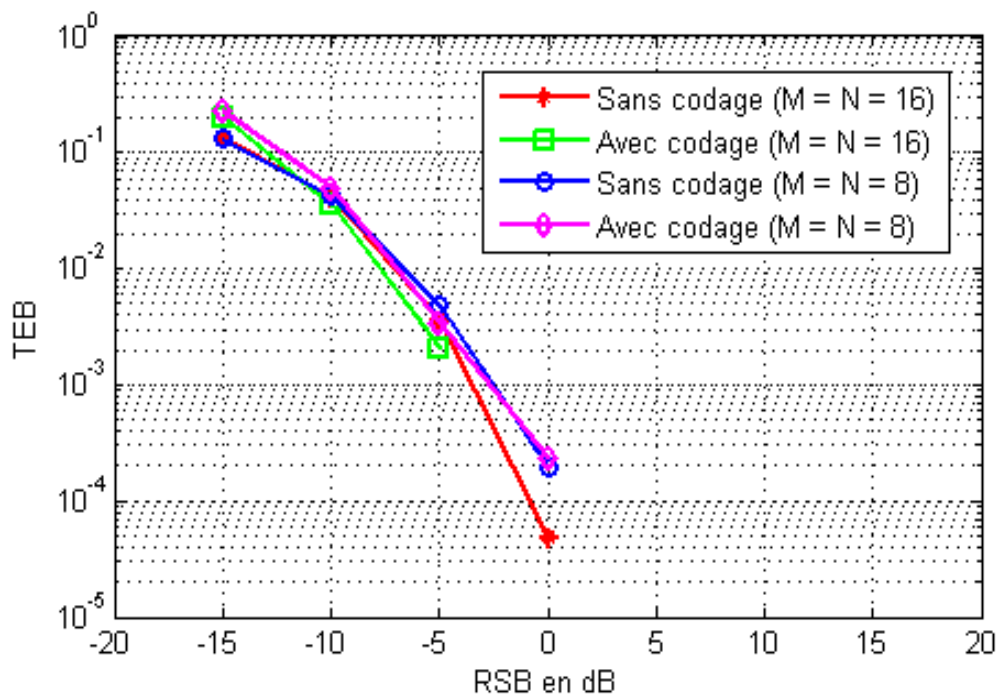


Figure III.8 — TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal sélectif en fréquence).

2. Variation de l'ordre de modulation (M-mod)

Dans cette partie nous allons varier l'ordre de modulation et nous gardons le nombre de symbole et de sous-porteuses fixes ($N = M = 16$) afin de déterminer l'influence d'ordre de modulation sur les performances du système pour le cas avec et sans codage. On constate une amélioration par rapport au cas flat fading vu la présence de L trajets supplémentaire porteurs de plus de puissance exploiter.

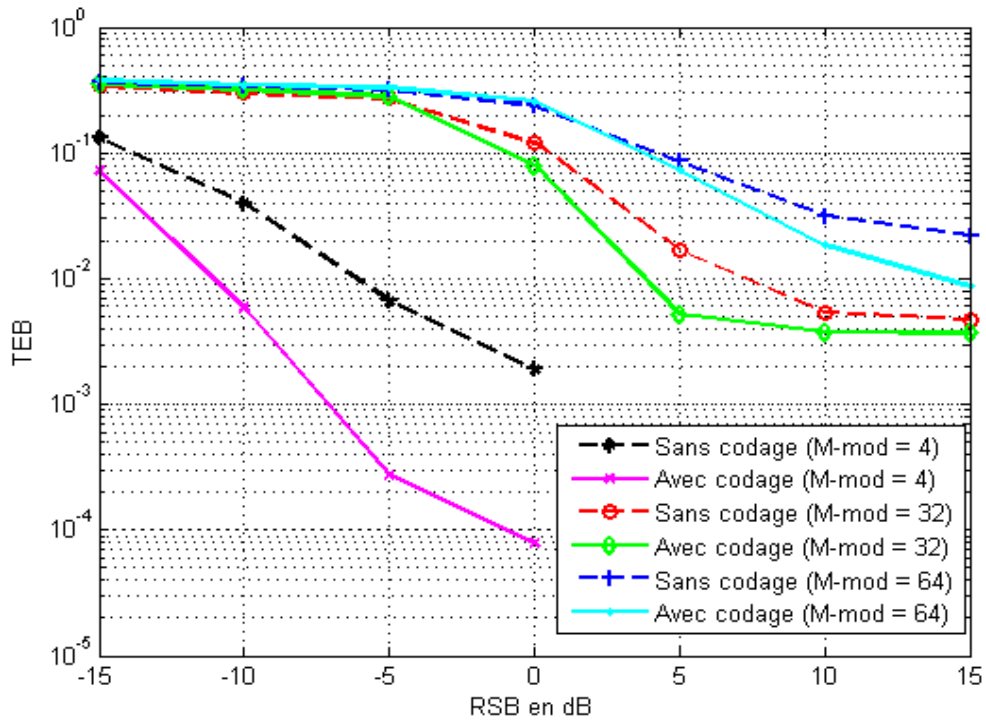


Figure III.9 — TEB en fonction de RSB (dB) pour des différentes valeurs de M-mod (canal sélectif en fréquence).

La figure III.9 présente le taux d'erreurs binaire en fonction de RSB en dB pour trois valeurs différentes de M-mod, nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour $M\text{-mod} = 4$. Si l'ordre de modulation augmente, le taux d'erreur augmente aussi et dans ce cas la qualité de transmission sera faible. On note également sur cette figure qu'après 10 dB, il y a une saturation pour $M\text{-mod} = 32$.

L'augmentation de nombre de valence, comme tout système de communication, conduit à la diminution des performances à cause de la réduction de la zone de décision correcte de chaque symbole.

3. Variation du nombre de trajets (taps)

Nous allons varier ici le nombre de trajets pour qu'on puisse voir son influence sur les performances de ce système OTFS avec et sans codage polaire.

La figure III.10 montre le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de RSB en dB pour un nombre différent de trajets (2 et 6 trajets), On constate que pour ce modèle de canal "sélectif en fréquence", plus d'énergie est récoltée pour 6 trajets. Une fois que le nombre de trajets diminue, le taux d'erreurs binaire (TEB) augmente et la réception devient faible (moins de puissance est reçue).

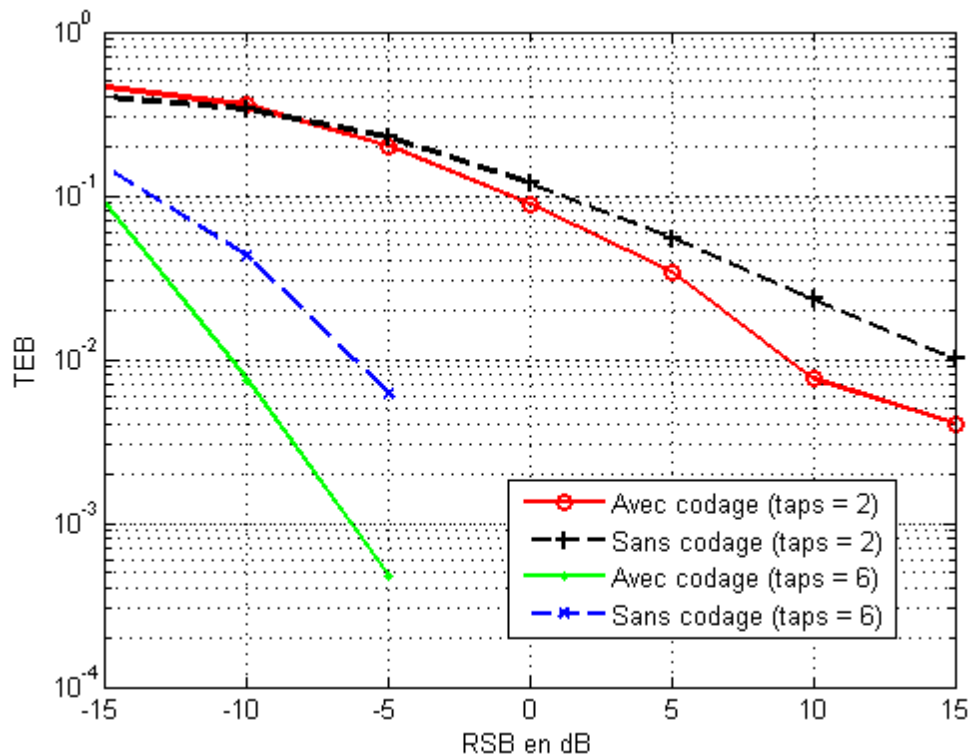


Figure III.10 — TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal sélectif en fréquence).

Ces dernières courbes montrent aussi la capacité de l'OTFS à lutter contre la sélectivité de fréquence d'un canal de part l'insensibilité des symboles aux imperfections du canal.

III.2.2.2 Variation des paramètres du codage polaire

— Variation de la longueur du message et la longueur du mot code (K , N_p)

- Cas de $K=8$

Dans cette partie nous allons varier la longueur du mot code (N_p) tout en gardant la longueur du message fixe ($K = 8$) afin de déterminer l'influence de N_p sur les performances du système pour un canal sélectif en fréquence. Ainsi, les paramètres OTFS sont fixes.

La figure III.11 présente le taux d'erreurs binaire (TEB) en fonction du RSB en dB pour deux différentes valeurs de N_p ($2 \cdot K$ et $4 \cdot K$). Pour un rendement du code $R=0.5$, le TEB est grand par rapport au rendement correspond à $R=0.25$.

Il est montré donc qu'une augmentation du rendement de code signifie une diminution des bits de contrôle de parité N_p par rapport aux bits de message K , ce qui permet de corriger moins d'erreurs.

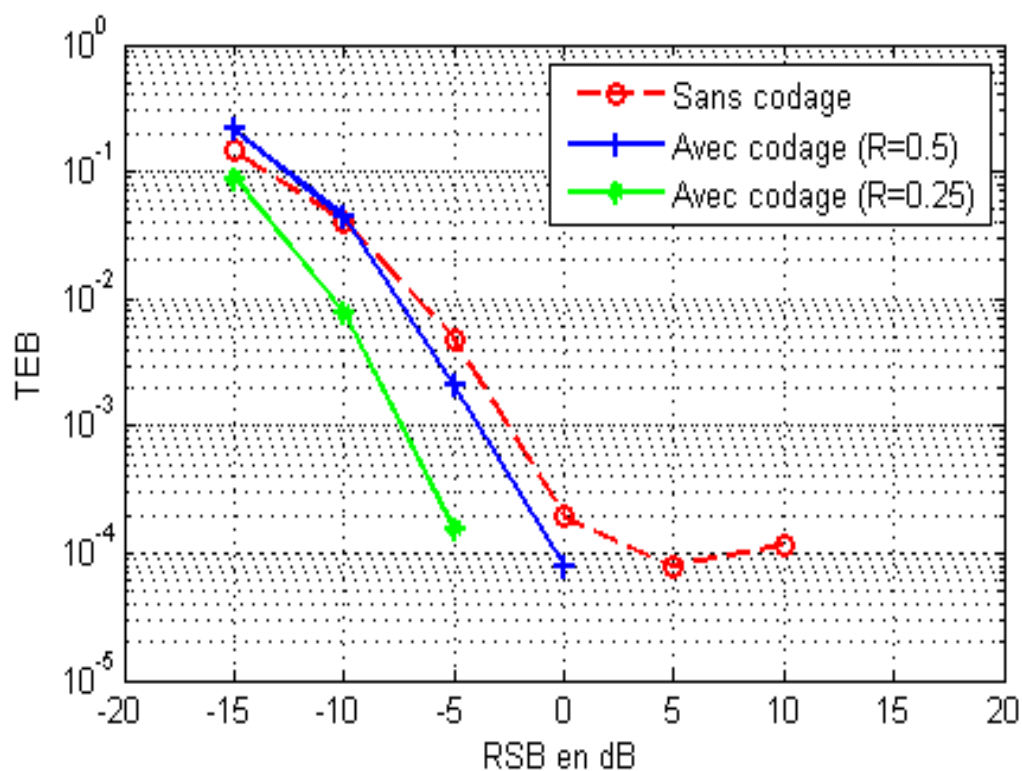


Figure III.11 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=8$ (canal sélectif en fréquence).

- Cas de $K=16$

Dans ce cas on fixe la longueur du message K à 16 et on varie N_p sur deux valeurs différentes ($2 \cdot K$ et $4 \cdot K$). Similaire au premier cas ($K = 8$), $R=0.25$ donne de meilleurs résultats, mais aux dépens du débit binaire information effectif d'émission. Ce qui est montré aussi sur la figure III.12.

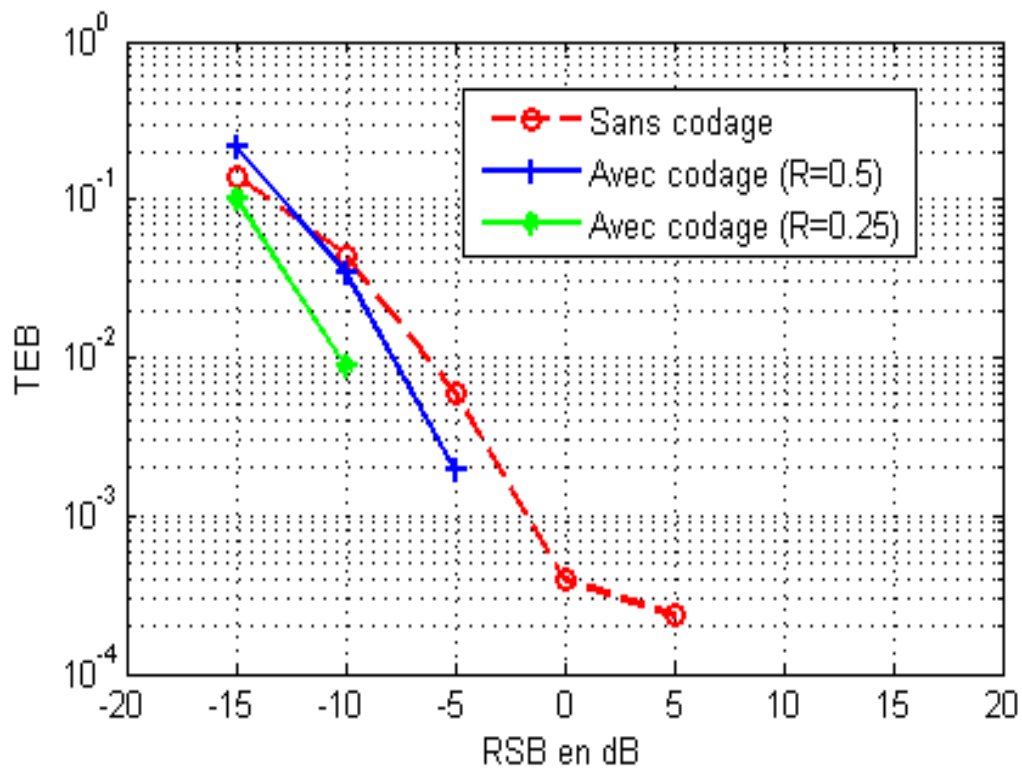


Figure III.12 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varié avec $K=16$ (canal sélectif en fréquence).

Par rapport au deux cas précédent ($K = 8$ et $K = 16$), on remarque que plus la longueur du message (K) est grande, plus les performances deviennent meilleures et dans ce cas le taux d'erreurs (TEB) est faible. Pour $N_p = 4 \cdot K$ et $K = 8$, le taux d'erreurs au RSB de -5 dB est égale à $1.5 \cdot 10^{-4}$ alors que pour $K = 16$ à cette valeur de RSB, le taux d'erreurs est nul.

III.2.3 Étude des performances du système pour un canal sélectif en temps

Dans cette partie de ce chapitre, nous simulerons une chaîne de communication OTFS avec un codage polaire de canal sélectif dans le temps qui consiste à recevoir plusieurs signaux à différentes fréquences Doppler (463 Hz, 926 Hz, 1388.88 Hz, 1851.85 Hz, 2314.81 Hz et 2777.78 Hz) correspondants aux vitesses (100 Km/h, 200 Km/h, 300 Km/h, 400 Km/h, 500Km/h et 600 Km/h) respectivement. Les résultats de la simulation sont présentés ci-dessous.

III.2.3.1 Variation des paramètres OTFS

1. Variation de nombre de symboles et sous-porteuses (N, M)

La figure III.13 montre le taux d'erreur binaire d'un certain nombre de symboles (N) et de sous-porteuses (M) variant sur deux valeurs (8 et 16) en fonction de RSB en dB.

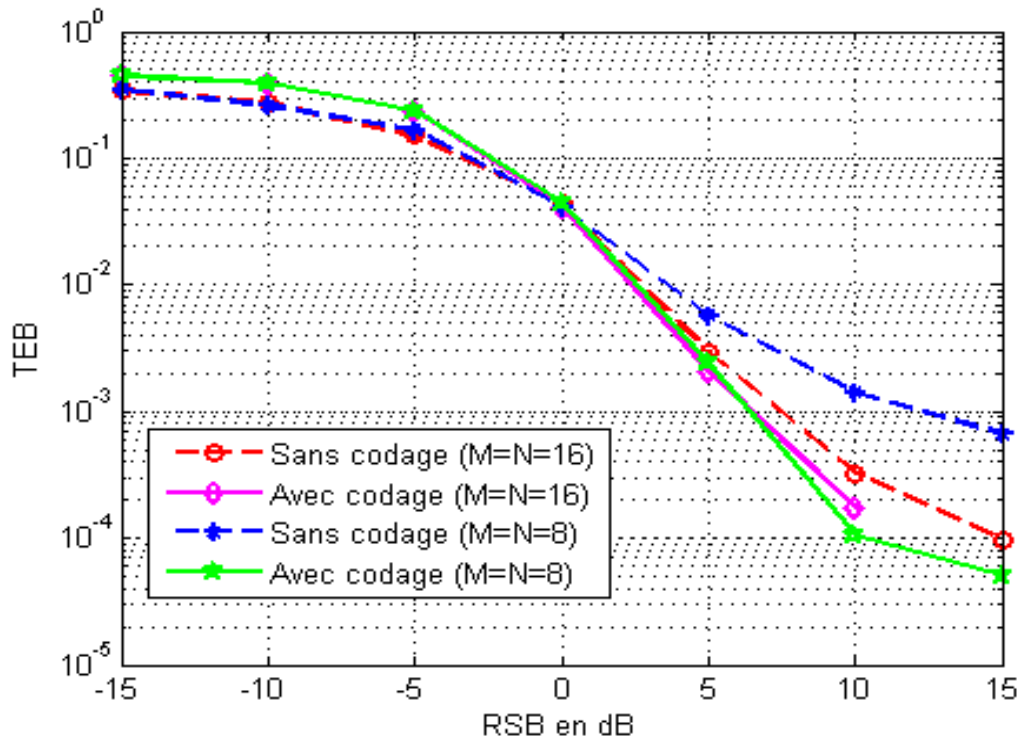


Figure III.13 — TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal sélectif en temps).

À partir des résultats présentés dans la figure III.13, nous concluons que le TEB diminue avec l'augmentation du nombre de symboles et de sous-porteuses pour le cas OTFS avec et sans codage polaire (par opposition à la courbe tracée en bleu, qui est tracée en rouge où $M = N = 16$ donne meilleures performances dans le cas de l'OTFS sans codage). Similaire au cas sans codage, la courbe de TEB dans le cas d'OTFS avec codage pour N et M de 16 est meilleure en niveaux de performances par rapport à N et M de 8.

2. Variation de l'ordre de modulation (M-mod)

L'effet de l'ordre de modulation est bien démontré dans la figure III.14, où les courbes de taux d'erreur binaire de M-mod = 2 avec et sans codage donnent de meilleures performances et un taux d'erreur inférieur par rapport aux autres valeurs de M-mod.

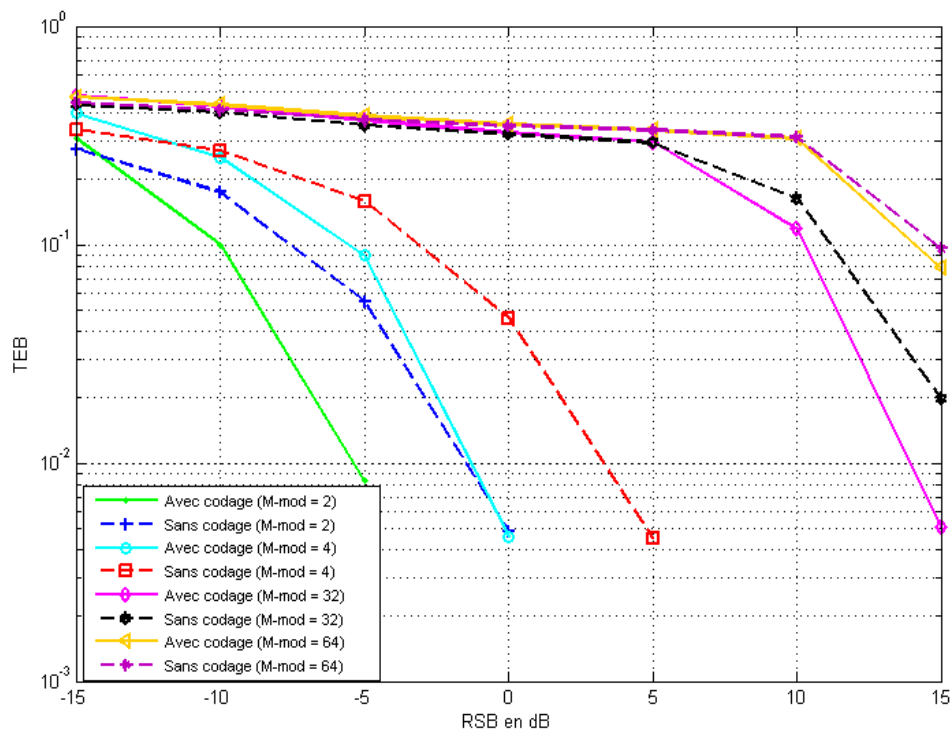


Figure III.14 — TEB en fonction de RSB (dB) pour des différentes valeurs de M-mod (canal sélectif en temps).

Nous concluons que les performances augmentent en abaissant le nombre de valence (M-mod) et le TEB devient faible. Les symboles dans ce cas sont plus éloignés les uns des autres en termes de distance euclidienne et donc moins sensibles au bruit. On a aussi une dégradation importante comparé aux cas de canal flat fading. Ceci est dû à la modulation utilisée M-PSK où l'information est dans la phase. La sélectivité due aux Doppler attaque directement la phase du signal d'où la baisse des performances.

3. Variation du nombre de trajets (taps)

Nous avons effectué dans ce cas une variation selon le nombre de trajets afin de voir l'influence de ce dernier sur les performances d'un système de communication OTFS avec et sans codage polaire sur un canal sélectif en temps.

La figure III.15 présente le taux d'erreurs binaire obtenu en termes de RSB en dB sur deux valeurs différentes du taps. On peut voir sur cette figure (III.15) que, plus la réception faite par de nombreux trajets, plus les performances du système augmentent et le TEB devient faible (cas de six trajets par rapport au cas de 2 trajets).

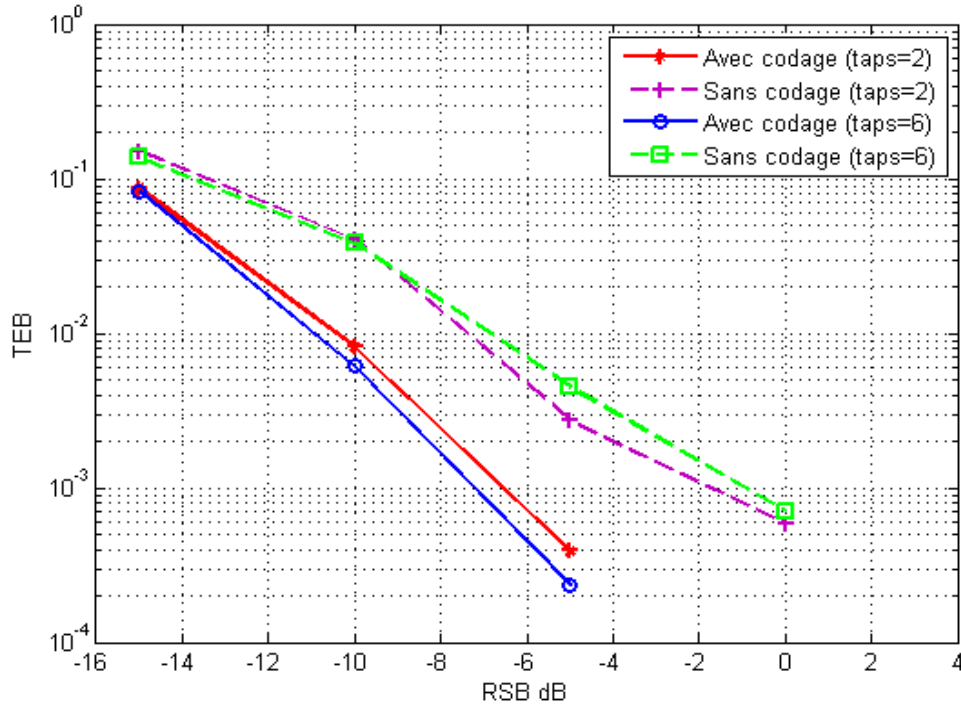


Figure III.15 — TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal sélectif en temps).

Pour que le codage canal donne de bons résultats, il faut avoir une certaine qualité du signal. La richesse du signal reçu en termes de nombres de trajets reçus contribue à avoir une bonne qualité du signal reçu et ainsi une bonne correction des erreurs comme montrés dans la figure III.15 pour taps = 2 et taps = 6.

III.2.3.2 Variation des paramètres du codage polaire

— Variation de la longueur du message et la longueur du mot code (K , N_p)

Nous allons voir dans cette partie l'influence de la longueur du code (N_p) et du message (K) sur le système représenté par le schéma bloc dans la figure III.1 avec un canal sélectif en temps. Pour cela, nous avons réalisé des simulations en variant N_p sur deux valeurs différentes de K . les résultats sont comme suit :

- Cas de $K=8$

Nous avons fixé dans ce cas la longueur du message à $K=8$, et nous avons réalisé la simulation pour N_p de $2*K$ et $4*K$. Sur la figure III.16, on voit que le taux d'erreurs (TEB) en fonction de RSB en dB s'améliore en augmentant la longueur du mot de code (N_p). La courbe de TEB pour $R=0.25$ donne des résultats meilleurs par rapport à celle de $R=0.5$.

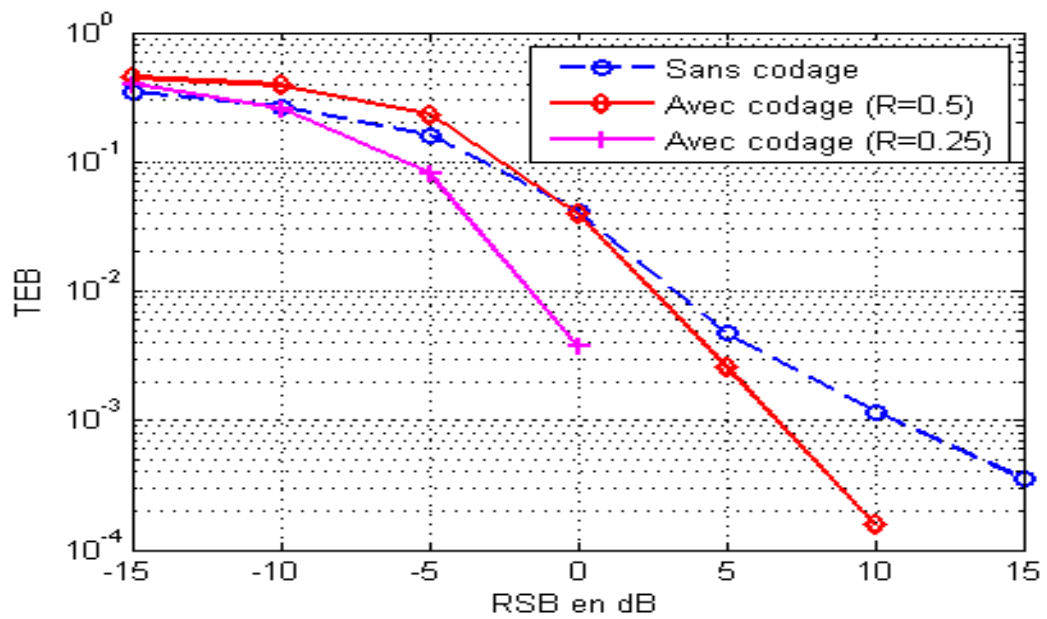


Figure III.16 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=8$ (canal sélectif en temps).

- Cas de $K=16$

Dans ce deuxième cas on fixe la longueur du message K à 16. Et on refait la même simulation pour les deux valeurs de N_p . De même pour ce cas par rapport au cas précédent, si la longueur du code (N_p) est grande le taux d'erreurs diminue et les performances de système augmentent. Ce qui est montré aussi sur la figure III.17.

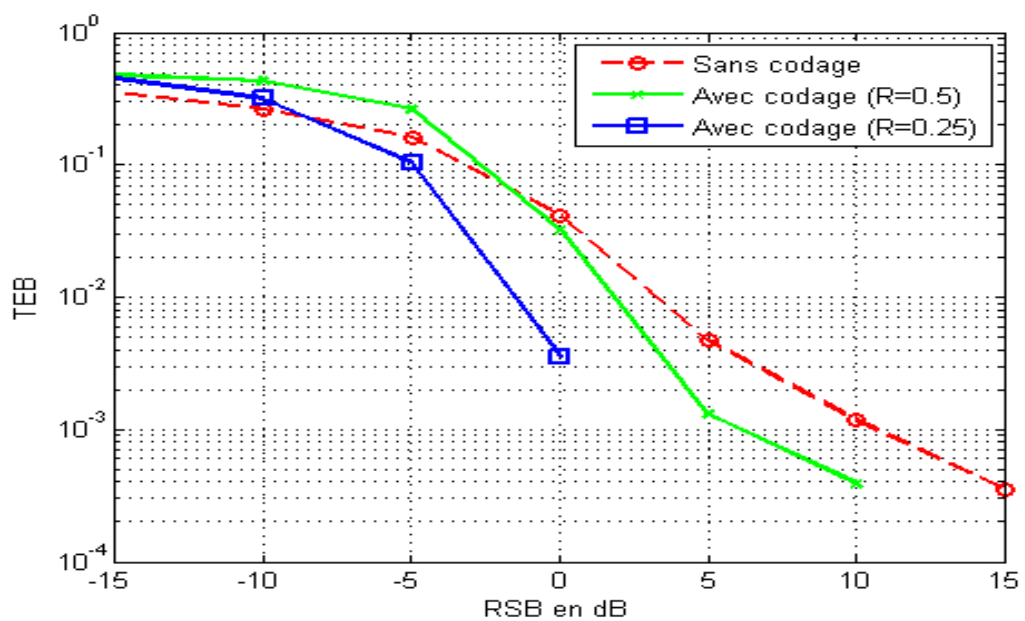


Figure III.17 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=16$ (canal sélectif en temps).

D'après les deux cas précédents et les figures III.16 et III.17, il est évident que les performances du système étudié (OTFS avec codage polaire) avec le rapport K/N_p de 0.25 sont meilleures par rapport à $R = 0,5$. Étant donné que la diminution du rendement améliore les performances mais en contre partie diminue l'efficacité du système de transmission comme plus de bits non informationnels est utilisés à la place des bits information, d'où une diminution du débit effectif.

III.2.4 Étude des performances du système pour un canal double sélectif

Dans ce scénario, nous avons un phénomène de multi-trajets (ou multi-signaux ou plusieurs signaux) ayant des retards de propagation (Delay) différents et des fréquences Doppler différentes.

Pour un canal doublement sélectif (en temps et en fréquence) ; les résultats de la simulation sont les suivants :

III.2.4.1 Variation des paramètres OTFS

1. Variation de nombre de symboles et sous-porteuses (N, M)

Nous allons changer le nombre de symboles et de sous-porteuses, et nous simulerons le même système mais dans ce cas avec un canal double sélectif.

La figure III.18 présente les courbes de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du RSB en dB pour les cas avec et sans codage à deux valeurs différentes de M et N .

Les courbes tracées en vert et bleu pour $M = N = 16$ donnent de meilleurs résultats en termes de taux d'erreur (TEB) qui est faible par rapport aux deux autres courbes, où N et M valent 8. On conclut donc que c'est aussi pour ce type de canal, le nombre de symboles et de sous-porteuses affectent les performances du système, de sorte qu'une augmentation de M et N conduit à une diminution du taux d'erreur et à une amélioration des performances. Ceci est dû au fait que dans l'OTFS, les formes d'ondes utilisées sont étalées dans l'espace temps-fréquence, en augmentant le nombre de symboles/porteuses, l'OTFS permet une meilleure capture des delays Doppler et Delay.

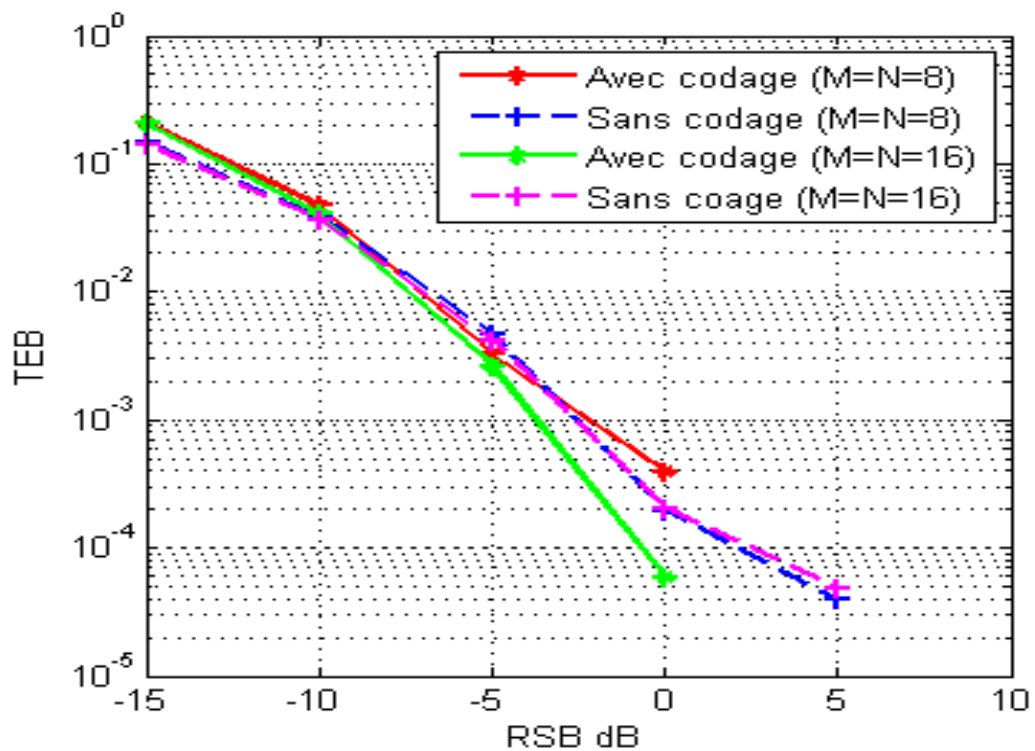


Figure III.18 — TEB en fonction de RSB (dB) avec des différents valeurs de N et M (canal double sélectif).

2. Variation de l'ordre de modulation (M-mod)

Dans cette partie, nous allons ré-implémenter le même programme en changeant l'ordre du modulation (M-mod). Cette réalisation permet de découvrir l'effet de la constellation différée sur un canal sélectif en temps et en fréquence.

La figure III.19 montre des courbes pour le taux d'erreur par rapport au RSB (dB) pour trois tailles de constellation différentes; Dans chaque ordre de modulation donné, les courbes sont tracées pour les deux cas, avec et sans codage. Notez sur cette figure (III.19) qu'une augmentation de la taille de la constellation augmente le taux d'erreur et donc les performances du système dans ce cas deviennent faibles, par exemple M-mod = 64 par rapport à M-mod = 4.

Puisque nous ne travaillons plus sur la B-PSK, nous voyons que pour ce type de modulation, l'ordre 4 (M-mod = 4) est le meilleur pour obtenir de bons résultats et de meilleures performances.

Vu que l'augmentation du nombre de valence (M-mod) rapproche les symboles en termes de distance euclidienne, puis plus sensible au bruit, les résultats obtenus sont logiques.

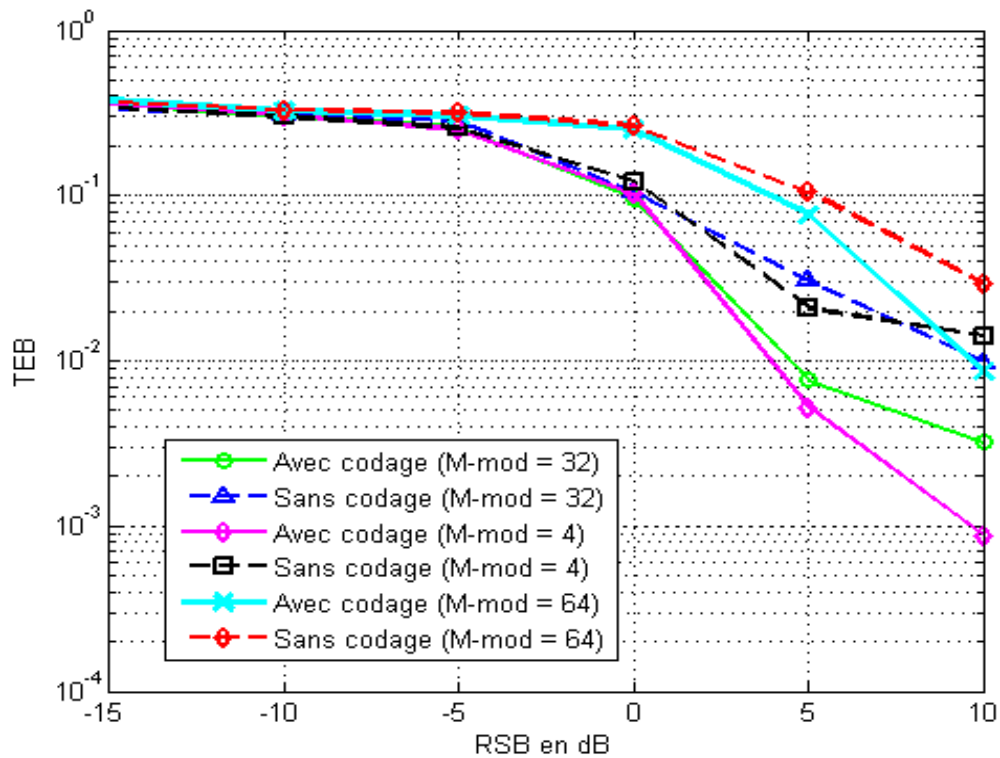


Figure III.19 — TEB en fonction de RSB (dB) pour des différentes valeurs de M-mod (canal double sélectif).

3. Variation du nombre de trajets (taps)

Pour déterminer l'effet des trajets multiples sur les performances du système avec un canal doublement sélectif, nous avons répété l'expérience pour deux trajets et six trajets pour voir les différences.

Dans la figure III.20, nous voyons que si la réception provient de six trajets différents, un taux d'erreur plus faible et de meilleures performances sont obtenus par rapport à la réception de seulement deux trajets. Nous notons également que le système OTFS avec codage polaire donne de meilleurs résultats par rapport au cas sans codage.

On remarque que le codage polaire, comme tous les autres codeurs nécessite une certaine qualité du signal (RSB) adéquate pour fonctionner, ce qu'explique que dans les RSB bas, les courbes sans codage donnant une légère performance que celles avec codage.

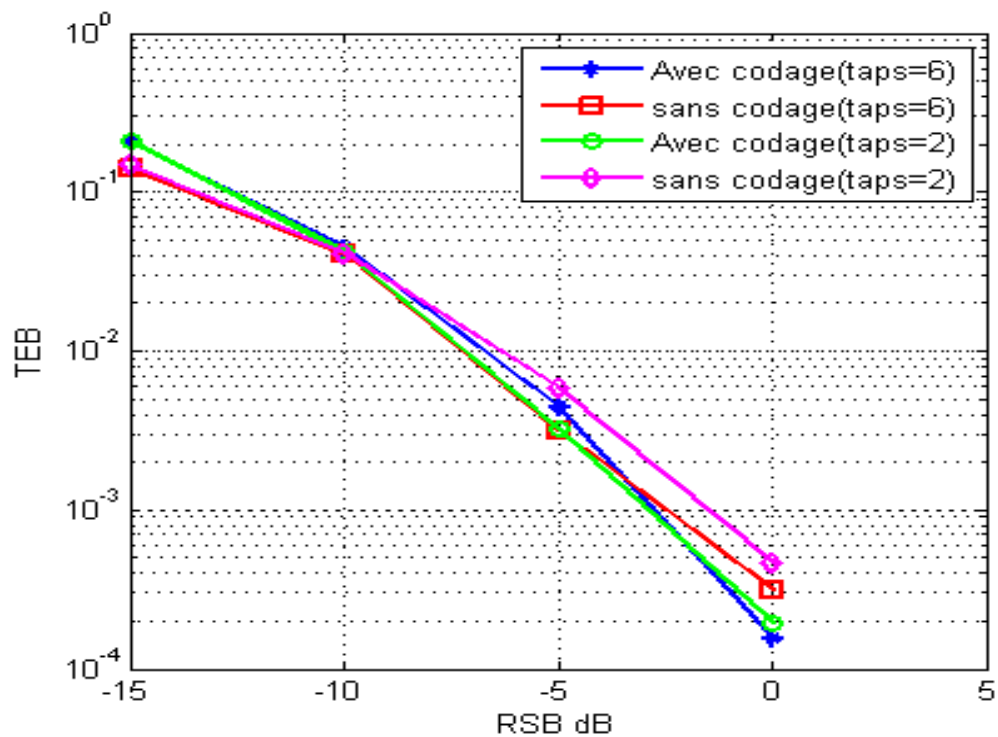


Figure III.20 — TEB en fonction de RSB (dB) pour le cas de 2 et de 6 trajets (canal double sélectif).

III.2.4.2 Variation des paramètres du codage polaire

— Variation de la longueur du message et la longueur de mot code (K , N_p)

Dans ce qui suit, nous modifierons deux paramètres du code polaire à savoir la longueur du message K et la longueur du mot code N_p , afin de déterminer son effet sur le taux d'erreur et les performances de la chaîne de communication OTFS avec codage polaire (illustré à la figure III.1). Les résultats sont présentés dans les figures III.21 et III.22 en termes de rapport K / N_p qui montre l'efficacité du code.

- Cas de $K=8$

Dans ce cas, la longueur du message est constante à $K = 8$ et la longueur du code N_p varie ($2 * K$ et $4 * K$). Dans la figure III.21, nous voyons que le taux d'erreur diminue avec la diminution de rapport $R = K / N_p$, et donc diminue avec l'augmentation de la longueur du mot code N_p . On note que la courbe de TEB pour $R = 0,25$ (tracée en vert) est meilleure en termes de performances par rapport à celle de TEB pour $R = 0,5$. Pour $R = 0,25$, après RSB de -10 dB, le taux d'erreur est nul par contre pour $R = 0,5$, le TEB diminue mais légèrement.

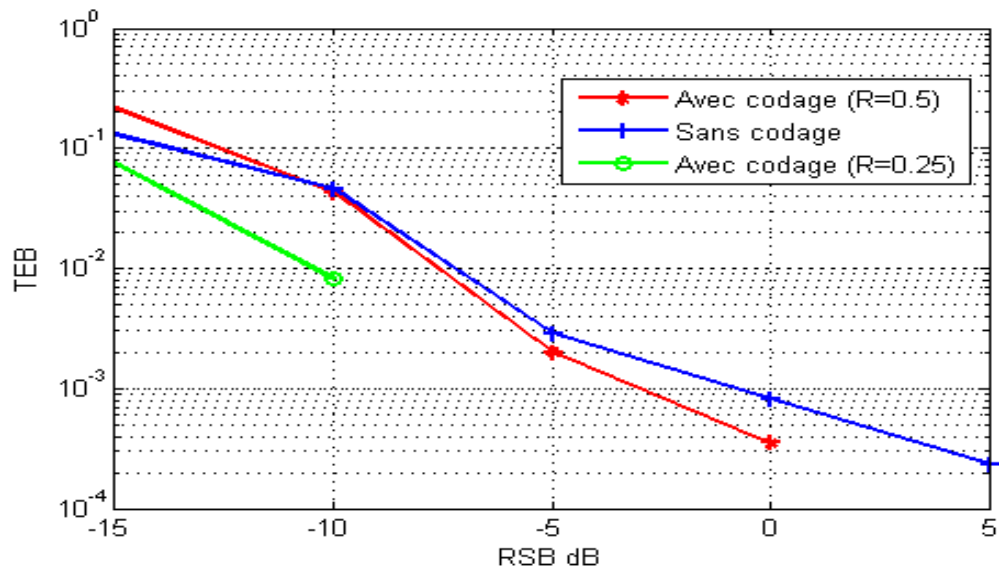


Figure III.21 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=8$ (canal double sélectif).

- Cas de $K=16$

Dans le cas d'une longueur du message constante à $K = 16$, les résultats obtenus à partir de la figure III.22 sont similaires à ceux obtenus dans le cas de $K = 8$. Si le rapport (K / N_p) diminue (N_p augmente), alors le taux de l'erreur est réduite, ce qui améliore les performances. Le nombre de bits de contrôle de parité est grand par rapport aux bits de messages, cela permet une plus grande correction d'erreur.

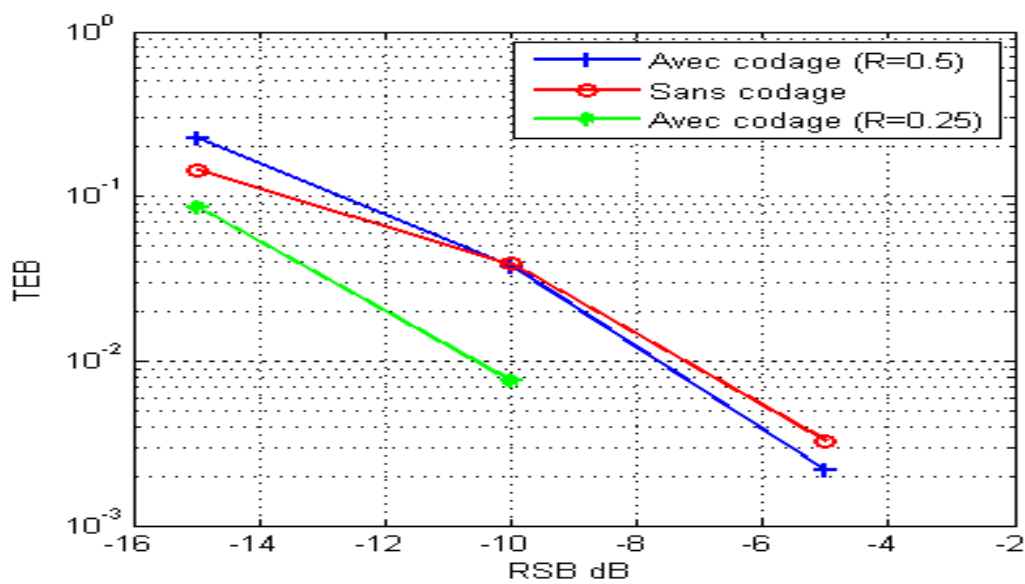


Figure III.22 — TEB en fonction de RSB (dB) pour un rendement du code varier avec $K=16$ (canal double sélectif).

**CONCLUSIONS
ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSIONS

Le travail présenté dans ce manuscrit s'est concentrée sur l'étude des performances d'une chaîne de communication OTFS avec codage polaire, dans différents scénarios sur différents types de canaux sélectifs. En démontrant l'effet du codage canal pour une modulation OTFS dans un canal à haute mobilité.

Pour atteindre l'objectif de ce travail, nous avons combiné la modulation OTFS avec le codage polaire comme méthode de codage de canal et effectué des simulations. Cette combinaison offre de meilleures performances du système et améliore la réception, ce qui apparaît dans les quatre types de canaux en termes de TEB inférieur par rapport au cas d'OTFS sans codage polaire. Plus précisément sur les canaux à haute mobilité tel que le canal sélectif dans le temps et le canal sélectif double.

Il est également évident que les paramètres OTFS tels que le nombre de symboles (N), le nombre de sous-porteuses (M), l'ordre de modulation (M -mod) et le nombre de trajets (taps) affectent les performances. où :

- L'augmentation de nombre de symboles et de sous porteuses permet d'obtenir des meilleurs résultats en termes de TEB.
- Le cas flat fading influe plus sur la dégradation des performances que le cas sélectif en fréquence et en temps et doublement sélectif. Ceci est dû à deux paramètres :
 1. La richesse de réception multi-trajets dans le cas de canal non flat fading (on reçoit plus d'énergie).
 2. La modulation OTFS est efficace dans la suppression des effets néfastes d'un canal sélectif.
- Plus le nombre de valence est grand, plus le taux d'erreurs est élevé et plus les performances sont faibles, ce qui est dû au fait qu'avec l'augmentation de l'ordre de modulation, les symboles se rapprochent en termes de distance euclidienne et deviennent plus sensibles au bruit. Il est donc préférable d'utiliser des tailles de constellation plus petites pour de meilleures performances.

Le rendement du code (R) affect également ce système tels que : La diminution du rendement signifie une augmentation de bits de contrôle de parité (N_p) par rapport aux bits messages (K), ceci, permet la correction de plus d'erreurs et améliore les performances.

Perspectives

En vue du travail accompli dans ce mémoire, nous souhaitons comme perspectives :

1. Estimation du canal en exploitant le modèle géométrique offert par l'OTFS :
Il s'agit d'exploiter la structure offerte du domaine Delay-Doppler pour localiser les angles d'arrivées et les angles de départ, ainsi que l'amplitude des pics pour évaluer le modèle géométrique du canal.
2. Associer l'OTFS-Code polaire avec l'OFDM pour une meilleure garder la compatibilité avec les systèmes existants :
L'OFDM est connu pour sa supériorité en présence de canaux sélectifs en fréquences, il est judicieux d'associer l'OTFS avec l'OFDM vu que c'est la modulation adopté dans la 4G et la 5G actuels.
3. Proposer une architecture multi-utilisateurs associée avec l'OTFS :
Comme tout système de communication, l'accès multiples d'utilisateurs est essentiel à étudier pour voir les performances.
4. Étudier les performances de codeurs LDPC et Turbo-code avec l'OTFS :
Les codeurs canal LDPC et Turbo-code sont largement utilisés dans les standards de communications actuels, il est primordiale de les associés à l'OTFS et étudier les performances offert dans différents types de canaux.

Bibliographie

- [1] A. Choumane, “Synthèse d’un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité,” Ph.D. dissertation, Limoges, 2011.
- [2] S. Saadaoui, “Conception d’un système de communication sans fil industriel basé sur la transformée en ondelettes,” Ph.D. dissertation, 2019.
- [3] H. Chehri, “Etude et caractérisation d’un canal de propagation pour les réseaux vanet,” Ph.D. dissertation, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [4] M. Cheikh, “Etude du canal de propagation radio pour les systèmes embarqués sans fil automobile,” Ph.D. dissertation, 2010.
- [5] A. Khelil, “Etude et performance d’un système de communication sans fil à base d’ofdma mimo.” Ph.D. dissertation, 2018.
- [6] A. Ahriche, “Etude comparative des méthodes d’estimation de canal à l’aide des pilotes dans les systèmes ofdm à travers un canal multi-trajets,” 2008.
- [7] M. Debbah, “Brève introduction à l’ofdm,” *Livre blanc, Mobile Communications Group, Institut Eurecom*, pp. 0–1.
- [8] I. Gueye, I. Diop, I. Dioum, K. W. Keita, P. Ndiaye, M. Diallo, and S. M. Farssi, “Cooperative systems in optical wireless communication : A survey,” *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 98, no. 11, 2020.
- [9] P. Djiknavorian, “Mimo pour les nuls,” *Laboratoire de Radio télécommunications et du Signal Université LAVAL, édition révisé Janvier*, 2007.
- [10] S. Daumont, “Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux mimo,” Ph.D. dissertation, 2009.
- [11] A. Chaboub, “Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication mimo,” Ph.D. dissertation, Ecole de technologie supérieure, 2003.

- [12] S. Ragusa, “Ecrétage inversible pour l’amplification non-linéaire des signaux ofdm dans les terminaux mobiles,” Ph.D. dissertation, 2006.
- [13] A. Boudries, “Maintien de la connectivité dans les réseaux ad hoc sans fil,” Ph.D. dissertation, 2018.
- [14] A. Belhouji, “Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions mimo-ofdm : mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte wimax,” Ph.D. dissertation, Limoges, 2009.
- [15] K. Hacini, R. Khelifi, H. E. Merdjana, S. E. Haddad, and A. E. Boufersada, “Transition 2g/3g/4g en communication mobile : cas site université d’atm mobilis,” Ph.D. dissertation, Université de Jijel, 2019.
- [16] A. Ngom, “Conception de petits réseaux d’antennes reconfigurables ou” small cells” pour le standard 5g,” Ph.D. dissertation, Cote d’Azur, 2019.
- [17] E. M. O. Fafolahan, “Gestion de la mobilité dans les réseaux denses de cinquième génération (5g),” Ph.D. dissertation, Polytechnique Montréal, 2019.
- [18] H. Zhang, N. Liu, X. Chu, K. Long, A.-H. Aghvami, and V. C. Leung, “Network slicing based 5g and future mobile networks : mobility, resource management, and challenges,” *IEEE communications magazine*, vol. 55, no. 8, pp. 138–145, 2017.
- [19] P. G. Lin, “Ofdm simulation in matlab,” Polytechnic State University, California, Tech. Rep., 2010.
- [20] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [21] R. Gerzaguët, N. Bartzoudis, L. G. Baltar, V. Berg, J.-B. Doré, D. Ktéνας, O. Font-Bach, X. Mestre, M. Payaro, M. Farber *et al.*, “The 5g candidate waveform race : a comparison of complexity and performance,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2017, no. 1, p. 13, 2017.
- [22] K. Arshad, “Channel estimation in ofdm systems,” Ph.D. dissertation, King Fahd University of Petroleum and Minerals, 2003.
- [23] S. Piera Arrufat, “Evaluation of crosstalk robustness of optical ofdm,” B.S. thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2016.
- [24] N. Marchetti, M. I. Rahman, S. Kumar, and R. Prasad, “Ofdm : Principles and challenges,” in *New directions in wireless communications research*. Springer, 2009, pp. 29–62.

- [25] I. R. Noé, I. R. Hab-Umbach, and D. EIM-E, “Implementation and simulation study of coherent optical orthogonal frequency-division multiplexing systems.”
- [26] P. K. Pradhan, “On efficient signal processing algorithms for signal detection and papr reduction in ofdm systems,” Ph.D. dissertation, 2016.
- [27] G. Rodriguez-Guisantes, “L’ofdm.” COMELEC, Tech. Rep., 2015.
- [28] M. Bhardwaj, A. Gangwar, and D. Soni, “A review on ofdm : concept, scope & its applications,” *IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering (IOSRJMCE)*, vol. 1, no. 1, pp. 07–11, 2012.
- [29] H. B. Mishra, “Papr reduction of ofdm signals using selected mapping technique,” Ph.D. dissertation, 2012.
- [30] A. Chadha, N. Satam, and B. Ballal, “Orthogonal frequency division multiplexing and its applications,” *arXiv preprint arXiv :1309.7334*, 2013.
- [31] R. Hadani and A. Monk, “OtfS : A new generation of modulation addressing the challenges of 5g,” *arXiv preprint arXiv :1802.02623*, 2018.
- [32] G. Surabhi, M. K. Ramachandran, and A. Chockalingam, “OtfS modulation with phase noise in mmwave communications,” in *2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [33] R. Hadani, S. Rakib, A. Molisch, C. Ibars, A. Monk, M. Tsatsanis, J. Delfeld, A. Goldsmith, and R. Calderbank, “Orthogonal time frequency space (otfs) modulation for millimeter-wave communications systems,” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, 2017, pp. 681–683.
- [34] M. Kollengode Ramachandran and A. Chockalingam, “Mimo-otfs in high-doppler fading channels : Signal detection and channel estimation,” *arXiv*, pp. arXiv–1805, 2018.
- [35] K. Murali and A. Chockalingam, “On otfs modulation for high-doppler fading channels,” in *2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. IEEE, 2018, pp. 1–10.
- [36] P. Raviteja, K. T. Phan, and Y. Hong, “Embedded pilot-aided channel estimation for otfs in delay–doppler channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 5, pp. 4906–4917, 2019.

- [37] P. Raviteja, K. T. Phan, Y. Hong, and E. Viterbo, “Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 10, pp. 6501–6515, 2018.
- [38] W. Shen, L. Dai, J. An, P. Fan, and R. W. Heath, “Channel estimation for orthogonal time frequency space (otfs) massive mimo,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 67, no. 16, pp. 4204–4217, 2019.
- [39] G. Surabhi, R. M. Augustine, and A. Chockalingam, “Peak-to-average power ratio of otfs modulation,” *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 6, pp. 999–1002, 2019.
- [40] A. Monk, R. Hadani, M. Tsatsanis, and S. Rakib, “OtfS-orthogonal time frequency space,” *arXiv preprint arXiv :1608.02993*, 2016.
- [41] A. D. Khandekar, “Graph-based codes and iterative decoding,” Ph.D. dissertation, California Institute of Technology, 2003.
- [42] J. Guo, “Polar codes for reliable transmission,” Ph.D. dissertation, University of Cambridge, 2015.
- [43] A. M. N. I. Al-Barrak, “A novel diversity technique to improve the channel coding performance in wireless communications,” Ph.D. dissertation, University of Northampton, 2018.
- [44] S. B. Korada, “Polar codes for channel and source coding,” EPFL, Tech. Rep., 2009.
- [45] M. Benaissa, “Compression video distribue utilisant les codes sources et codes canal,” Ph.D. dissertation, Université Constantine 1, 2015.
- [46] N. Wernersson, “Source-channel coding in networks,” Ph.D. dissertation, KTH, 2008.
- [47] H. Utby, “A survey on turbo codes and recent developments,” Ph.D. dissertation, University of Bergen, 2006.
- [48] J. J. Kong and K. K. Parhi, “Interleaved convolutional code and its viterbi decoder architecture,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2003, no. 13, p. 417892, 2003.
- [49] R. Johannesson and K. S. Zigangirov, *Fundamentals of convolutional coding*. John Wiley & Sons, 2015.
- [50] S. Vafi, “On the design of turbo codes with convolutional interleavers,” 2005.
- [51] R. Pedarsani, “Polar codes : construction and performance analysis,” *MS thesis, School of Computer and Communication Sciences, Swiss Federal Inst. Technology (EPFL)*, 2011.

- [52] D. Dosio, "Polar codes for error correction : analysis and decoding algorithms," Ph.D. dissertation, 2016.

Résumé : Avec l'augmentation de la demande de services à haut débit, les futures générations de communications mobiles doivent être spectralement efficaces. Pour cela, on recourt de plus en plus à de nouvelles techniques de modulation et de codage. L'une de ces techniques est la modulation OTFS qui est robuste aux différents types de canaux. Dans ce mémoire, on associe la modulation OTFS avec le codage polaire comme technique de codage canal qui approche la limite de Shannon. Nous montrons que la combinaison offre des avantages significatifs en termes de performances en taux d'erreur binaire comparé à un système sans codage canal.

Les mots clés : 5G+, OTFS, Codage polaire, Canaux sélectifs.

Abstract: As the demand for broadband services increases, future generations of mobile communications must be spectrally efficient. For this, new modulation and coding techniques are used. One of these techniques is OTFS modulation which is robust to different types of channels. In this report, OTFS modulation is associated with polar coding as a channel coding technique that approaches the Shannon limit. We show that the combination offers significant advantages in terms of bit error rate performance compared to a system without channel coding.

Key words: 5G+, OTFS, Polar coding, Selective channels.

ملخص: مع زيادة الطلب على خدمات النطاق العريض، يجب أن تكون الأجيال القادمة من الاتصالات المتنقلة فعالة من حيث الطيف. لهذا، يتم استخدام تقنيات التعديل والتشفير الجديدة. إحدى هذه التقنيات هي تعديل OTFS وهو قوي لأنواع مختلفة من القنوات. في هذا التقرير، يرتبط تشكيل OTFS بالتشفير القطبي كطريقة القنوات تقترب من حد شانون المثالي. وتبين لنا أن الجمع يقدم مزايا كبيرة من حيث الأداء نسبة الخطأ قليلة بالمقارنة مع النظام دون تشفير القنوات. لتشفير

الكلمات المفتاحية: 5G+ ، OTFS ، الترميز القطبي، قنوات انتقائية