

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : BELARBI Abderrahmane et BELMEDANI Houssam Eddine

Sujet

**ETUDE COMPARATIVE DES FORMES D'ONDES CANDIDATES
À LA 5G :
OFDM, FBMC ET UFMC**

Soutenu publiquement, le 25 /06 /2019, devant le jury composé de :

Mr. KAMECHE S.	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BOUACHA A.	MCA	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr. KHELLADI M.	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Année universitaire 2018-2019

Dédicace

*Au nom de DIEU, le clément, le tout
Puissant, le très miséricordieux*

Nous dédions ce travail à :

*Nos chers parents qui n'ont jamais cessé
de nous donner l'amour nécessaire pour
être-ce-que nous somme aujourd'hui*

Nos chers grands parents

À toute la famille

À tous nos amis

*À toute personne qu'on aime et qui nous
aime*

*À tous ceux qui ont partagé notre joie et
peines*

À toute la promotion 2019

Et tous ceux qui nous estiment

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous adressons nos remerciements :

Tous d'abord à nos chers parents, merci d'avoir été la toutes ces années de nous avoir aidées à faire ce très long parcours, merci aussi de nous avoir guidé vers le chemin droit, merci infiniment pour l'encouragement et l'aide pour arriver à ce stade de notre formation.

En second lieu, à notre encadreur Mr : BOUACHA ABDELHAFID, son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail. Nos plus grands remerciements vont à nos profs qui tout au long de notre cursus nous ont appris que le gout de la constance dans le travail scientifique est la clef de tout succès. Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail

Résumé :

La forme d'onde est une composante essentielle de toute technologie de communication, elle est l'une des clés des future systèmes de télécommunication. L'objectif de ce travail est d'étudier et de comparer trois formes d'onde (F.O) candidates pour la couche physique 5G. Pour cela, nous commençons par étudier théoriquement ces F.O, puis nous effectuons des simulations avec le logiciel MATLAB. Les principaux points de notre travail sont : Premièrement l'étude du principe de fonctionnement de chaque forme d'onde et la mise en place de la chaine de simulation. Ensuite, analysé la densité spectrale de puissance (DSP), le facteur de crête (PAPR), le rayonnement hors band et l'analyse du taux d'erreur binaire. Enfin, une comparaison des résultats pour une jugé la meilleure forme d'onde.

Mots clés : 5G, F.O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.

Abstract:

The waveform is an essential component of any communication technology and is one of the keys to future telecommunication systems. The objective of this work is to study and compare three waveforms (WF) candidate for the 5G physical layer. For this, we give theoretical study of these WFs, then we perform simulations with the MATLAB software. The main points of our work are: Firstly, the study of the operating principle of each waveform and the implementation of the simulation chain. Then, analyzed power spectral density (DSP), peak factor (PAPR), out-of-band radiation, and bit error rate analysis. Finally, a comparison of the results for one judged the best waveform.

Keywords: 5G, F. O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.

ملخص:

الهدف الرئيسي والأساسي من هذه المذكرة، هو دراسة وعمل مقارنة لثلاثة من أشكال الموجة المرشحة للطبقة الفيزيائية للجيل الخامس من الاتصالات 5G. أولاً، قمنا بدراسة نظرية للموجات المرشحة والتي هي OFDM, FBMC, UFMC. وبعدها، قمنا بعمل محاكاة بمساعدة المحاكى MATLAB. النقاط الرئيسية والتي تم التركيز والعمل عليها في هذه المذكرة هي كالتالي: أولاً، دراسة نظرية لكل شكل موجي لوحده والتعريف بسلسلة الإرسال وشرحها وتبيان العمل الأساسي لها، استخراج سلبيات وإيجابيات كل منها على حده. وبعدها، تحليل البيانات المتحصل عليها من المحاكات والمتمثلة في: كثافة الطاقة الطيفية (DSP)، نسبة الطاقة من الذروة إلى المتوسط (PAPR)، معدل الخطأ والمعروف بـ BER والذي يقاس بدلالة نسبة الإشارة إلى نسبة الضوضاء SNR ولا ننسى الإرسال خارج النطاق الترددي أو ما يصطلح عليه O.O.B. وفي الأخير قمنا بمقارنة النتائج المحصل عليها واختيار من الأنسب للاستعمال في الجيل الخامس.

الكلمات المفتاحية: 5G, F.O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.

Sommaire

Introduction générale	2
Chapitre I : Evolution des réseaux mobiles : vers la 5G.	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Historique.....	5
I.2.1. Apparition de la 1G.....	6
I.2.2. La deuxième génération 2G.....	7
I.2.3. La troisième génération 3G.....	8
I.2.4. La quatrième génération 4G :.....	9
I.2.5. La cinquième génération 5G.....	9
I.3. Réseau mobile de cinquième génération.....	10
I.3.1. Normalisation et standardisation.....	10
I.3.2. Technologies clés de la 5G.....	11
I.3.3. Utilisation des ondes millimétriques.....	12
I.3.4. Mini-cellules et réutilisation du spectre électromagnétique.....	14
I.3.5. MIMO massif.....	15
I.3.5.1. Avantages du MIMO massif.....	16
I.3.5.2. Utilité pour la 5G.....	17
I.4. Formes d'ondes spécifiques pour la 5G.....	17
I.5. Conclusion.....	19
Chapitre II : Formes d'onde candidates à la 5G.	
II.1. Introduction.....	21
II.2. Classification des formes d'ondes multi-porteuses.....	21
II.3. Caractéristiques des formes d'ondes multi-porteuses.....	22
II.3.1. Facteur de crête (PAPR).....	22
II.3.2. Rayonnements hors bande (Out Of Band (O.O.B)).....	23
II.4. Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence.....	23
II.4.1. Principe et fonctionnement de l'OFDM.....	24
II.4.1.1. Principe de la modulation OFDM.....	24
II.4.1.2. Principe de la démodulation OFDM.....	25
II.4.2. Orthogonalité des sous-porteuses.....	26
II.4.3. Préfixe cyclique.....	26
II.4.3.1. Le CP-OFDM (cyclic prefix).....	28
II.4.3.2. Le ZP-OFDM (zero-padded).....	28
II.4.4. Implantation numérique de l'OFDM.....	28
II.4.5. Limitations de l'OFDM.....	30

II.5. Technique FBMC	31
II.5.1. Introduction.....	31
II.5.2. Bancs de filtres.....	31
II.5.3. Bancs de filtre multi-cadences	32
II.5.3.1. Décimation.....	32
II.5.3.2. Interpolation.....	34
II.5.3.3. L'identité multi-cadence	36
II.5.4. Bancs de filtre modulés.....	36
II.5.4.1. Bancs de filtre à modulation cosinus CMFB	36
II.5.4.2. Bancs de filtre à modulation sinus SMFB	37
II.5.4.3. Banc de filtre à modulation exponentielleEMFB	37
II.5.5. Principe de fonctionnement de la technique FBMC	38
II.5.5.1. Principe de modulation	39
II.5.5.2. Principe de démodulation	39
II.5.6. Structure FBMC avec modulation OQAM.....	39
II.5.7. Avantages et inconvénients de la FBMC.....	41
II.6. Technique UFMC	41
II.6.1. Principe et fonctionnement de l'UFMC.....	42
II.6.2. Avantages et inconvénients de la modulation UFMC	44
II.7. Conclusion	44

Chapitre III : Simulation et comparaison du F.O candidates à la 5G.

III.1.Introduction	46
III.2.Environment de simulation.....	46
III.3.Performances de l'OFDM	46
III.3.1. Paramètres de simulation.....	47
III.3.2. Résultats des simulations.....	48
III.3.2.1. Densité spectrale de puissance	48
III.3.2.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête	49
III.3.2.3. Taux d'erreur binaire	51
III.4.Performances de la FBMC	52
III.4.1. Filtre PHYDYAS.....	53
III.4.2. Paramètres de simulation.....	54

III.4.3. Résultats des simulations	55
III.4.3.1. Densité spectrale de puissance	55
III.4.3.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête	56
III.4.3.3. Taux d'erreur binaire	58
III.5. Performances de UFMC	59
III.5.1. Filtrage avec une fenêtre de DOLPH–CHEBYSHEV	60
III.5.2. Paramètres de simulation	61
III.5.3. Résultats des simulations	62
III.5.3.1. Densité spectrale de puissance	62
III.5.3.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête	63
III.5.3.3. Taux d'erreur binaire	65
III.6. Comparaison des formes d'ondes	66
III.6.1.1. Densité spectrale de puissance	66
III.6.1.2. Taux d'erreur binaire	68
III.7. Conclusion	69
CONCLUSION GÉNÉRALE	71
Webographie & Bibliographie	73

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1 : Évolution des réseaux mobiles.	5
Figure I. 2 : Exemples d'appareils 1G.....	6
Figure I. 3 : Standard GSM et GPRS	7
Figure I. 4 : Standard UMTS.....	8
Figure I. 5 : Logo standard 4G.	9
Figure I. 6 : Logo du standard 5G.	9
Figure I. 7 : Calendrier de standardisation de la 5G émis par le groupe IMT-2020 de l'IUT [3].....	11
Figure I. 8 : Quelques bandes millimétriques pour les applications 5G.	12
Figure I. 9 : Exemple d'architecture cellulaire dense pour la 5G.....	15
Figure I. 10 : Structure massif MIMO de 64 antennes.	16

Chapitre II

Figure II. 1: Principe de l'OFDM.....	24
Figure II. 2 : Schéma de principe d'un modulateur.....	25
Figure II. 3 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.	26
Figure II. 4 : Principe du préfixe cyclique	27
Figure II. 5 : Intervalle de garde des symboles OFDM.....	27
Figure II. 6 : Modulateur OFDM numérique.	29
Figure II. 7 : Démodulateur OFDM numérique.	30
Figure II. 8 : Architecture d'un banc de filtre.	31
Figure II. 9 : Configuration du system sous-band et de trans-multiplexeur [21].	32
Figure II. 10 : Dispositif de décimation.	33
Figure II. 11 : Décimation du signal avec des filtres complexes. a : spectre du signal d'entrée. b : Spectre après filtrage anti alias. c : résultant du spectre après sous-échantillonnage par N=8.	33
Figure II. 12 : Sous-échantillonnage par N=2.	34
Figure II. 13 : Dispositif d'interpolation.	34
Figure II. 14 : Représentation des étapes d'Interpolation	35
Figure II. 15 : Sur-échantillonnage par la N = 2 (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domainetemporel).....	35
Figure II. 16 : Identité de taux variable	36
Figure II. 17 : Chaîne de transmission FBMC.	38
Figure II. 18 : Architecture d'un émetteur FBMC	39
Figure II. 19 : Architecture d'un récepteur FBMC	39
Figure II. 20 : Structure d'un émetteur FBMC/OQAM	40
Figure II. 21 : Structure d'un récepteur FBMC/OQAM	40
Figure II. 22 : Architecture d'un émetteur/ récepteur UFMC.	42

Chapitre III

Figure III. 1: Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur OFDM.	47
Figure III. 2: Représentation de la DSP en fonction de la fréquence (a)FFT=1024, (b) FFT=512. ...	48
Figure III. 3: Représentation de la DSP FFT=1024 avec différents nombres de sous-porteuses.	49
Figure III. 4: Rayonnement hors band de la forme d'onde OFDM pour différents nombres de sous-porteuses.....	50
Figure III. 5: BER vs SNR pour FTT= (512 et 1024), 4-QAM.	51
Figure III. 6: BER vs SNR pour FTT= (512 et 1024), 16-QAM.	51
Figure III. 7: BER vs SNR pour FTT= 1024, 4-QAM/16-QAM/64-QAM.	52
Figure III. 8: Schéma bloc du l'émetteur/récepteur FBMC-QAM.	53
Figure III. 9: Réponse Impulsionnelle du filtre PHYDYAS.	54
Figure III. 10: Représentation de la DSP en fonction de la fréquence (a) FFT=1024,(b) FFT=512. K=4.....	55
Figure III. 11: DSP de la FBMC, IFFT=1024, K= (2,3,4).....	56
Figure III. 12: Comparaison de la DSP pour un filtre PHYDYAS et Sumsung Type-1.....	57
Figure III. 13: FBMC BER vs SNR pour IFFT=(512 et 1024), 4-QAM, K=4.....	58
Figure III. 14: FBMC BER vs SNR pour IFFT=(512 et 1024), 16-QAM, K=4.....	58
Figure III. 15: FBMC BER vs SNR pour IFFT= 1024, 4-QAM/16-QAM/64QAM.....	59
Figure III. 16: Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur UPMC.	60
Figure III. 17: Caractéristiques du filtre de Dolph-Chebyshev dans le domaine temporel et fréquentiel.....	61
Figure III. 18: UPMCDSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune.	62
Figure III. 19: UPMC DSP, FFT=1024, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune.	62
Figure III. 20: UPMC DSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune. Longueur du filtre =43, Atténuation de la bande d'arrêt =20dB.....	63
Figure III. 21: UPMC DSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune. Longueur du filtre =43, Atténuation de la bande d'arrêt =40dB.....	64
Figure III. 22: UPMC BER vs SNR pour FTT=(512 et 1024), 4-QAM.	65
Figure III. 23: UPMC BER vs SNR pour FTT= (512 et 1024), 16-QAM.	65
Figure III. 24: UPMC BER vs SNR pour FTT= 512 ,16-QAM. Longueur du filtre =43. Atténuation de la bande d'arrêt= (20dB,40dB).	66
Figure III. 25: DSP (OFDM vs UPMC vs FBMC), FFT =512, 16-QAM.	67
Figure III. 26: Rayonnements hors band des formes d'onde OFDM, UPMC et FBMC.	67
Figure III. 27: BER vs SNR pour l'OFDM, l'UPMC et FBMC. FFT=512, 16-QAM.....	69

Liste des tableaux

Chapitre I

Chapitre II

Tableau II.1 : Classification basée sur la condition d'orthogonalité des FO candidates à la 5G . [11].	22
---	----

Chapitre III

Tableau III.1 : Paramètres de simulation de L'OFDM	47
Tableau III.2 : PAPR en fonction du nombre des sous-porteuses et de la FFT.	50
Tableau III.3 : tableau qui donne les coefficients des filtres PHYDYAS et Samsung Type-1 [27] ..	53
Tableau III.4 : Paramètres de simulation de la FBMC.....	54
Tableau III.5 : PAPR en fonction du facteur K et de la FFT.	57
Tableau III.6 : Paramètres de simulation de L'UFMC.....	61
Tableau III.7 : Valeur du PAPR en fonction du nombre des sous-porteuses et de la FFT.	64
Tableau III.8 : Valeurs du PAPR en fonction de la FFT pour l'OFDM, l'UFMC et la FBMC.....	68

Abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AFB	Analysis Filter Bank
AI	Artificial Intelligence
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AP	Amplificateur de Puissance
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CMFB	Cosinus Modulation Filter Bank
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcasting
dB	deci-Bell
DC	Dolph-Chebyshev
DFT	Discrete Fourier Transform
DVBT	Digital Video Broadcasting Terrestrial
EDGE	Enhanced Data for GSM Evolution
EHF	Extrêmement Haute Fréquence
EMFB	Exponential Modulation Filter Bank
ETACS	Extended Total Access Communication System
F. O	Forme d'Onde
FBMC	Filter Bank Multi-Carrier
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communications
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES	Interférence Entre Symbole
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT	International Mobile Telecommunications
IoT	Internet of Things
ISI	Inter Symbol Interference
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LTE	Long Term Evolution
MF	Matched Filtering
MIMO	Multiple Input Multiple Output

MMS	Multimedia Messaging Service
MMSE	Minimum Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLA	OverLap Add
OOB	Out Of Band
OQAM	Offset QAM
P/S	Parallel to Serial
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PHYDYAS	PHYSical layer for DYnamic spectrum AccesS and cognitive radio.
PPN	Poly Phase Network
PSD	Power Spectral Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
S/P	Serial to Parallel
SDN	Software Defined Networking
SFB	Synthesis Filter Bank
SHF	Supra Haute Fréquence
SMFB	Sinus Modulation Filter Bank
SMS	Short Message Service
SNR	Signal to Noise Ratio
TACS	Total Access Communication System
TDD	Time division Duplex
Ts	Taux symbole
UFMC	Universal Filtered Multi-Carrier
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing equalization
ZP	Zero Padded

Introduction Générale

Introduction générale

Le développement de nouvelles technologies de réseau mobile est toujours en progression. Dans un monde fortement interconnecté, la demande de protocoles de communication de plus en plus efficaces et performants est inévitable. Ainsi, de nombreux acteurs de télécommunications se préparent pour être les premiers à offrir à leurs clients la connexion ultra-rapide de la 5^{ème} génération.

Le développement de cette nouvelle génération de réseaux radio-mobiles se base sur plusieurs technologies clés. L'une de ces technologies est le développement de nouvelles formes d'onde post-OFDM (Orthogonal Frequency-division Multiplexing).

La forme d'onde est une composante essentielle de toute technologie de communication. Il existe deux catégories principales de formes d'onde : i) formes d'onde à porteuse unique, ii) formes d'onde à porteuses multiples. Le système cellulaire 4G (LTE) utilise une forme d'onde à porteuses multiples. Ces formes d'onde à porteuses multiples sont également utilisées dans les normes ADSL, de réseau local sans fil (WLAN), de WiMAX, de diffusion audio numérique (DAB) et de diffusion numérique terrestre (DVBT).

En règle générale, les formes d'onde à porteuse unique ont un rapport de puissance crête sur moyenne (PAPR) faible, ce qui les rend écoénergétiques - adaptées aux scénarios de couverture limitée et à l'allongement de la durée de vie de la batterie des équipements de l'utilisateur. D'autre part, les formes d'onde multi-porteuses offrent une efficacité spectrale élevée, une allocation de ressources flexible dans le domaine des fréquences et, éventuellement, une intégration facile avec la technologie multi-antennaire. Ce sont là les principales clés de la 5G.

L'objectif de ce travail est l'étude du comportement des formes d'onde candidates à une utilisation dans la 5G. Principalement trois formes d'ondes sont étudiées : la CP-OFDM (Cyclic Prefix- OFDM), la FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) et l'UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier).

Notre travail est structuré comme suite :

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la nouvelles technologie radio-mobile de 5^{ème} génération. Dans ce contexte nous présentons un historique de l'évolution des réseaux mobile jusqu'à l'arrivée de la 5G. Par la suite, nous développons les points essentiels de la 5G. Nous terminerons ce chapitre par une présentations des technologies clés des réseaux 5G.

Le deuxième chapitre présente une étude des formes d'onde CP-OFDM, FBMC et UFMC. Dans ce cadre nous présentons les principales caractéristiques de ces formes d'onde, notamment le facteur de crête (PAPR) et le rayonnement de hors bande (OOB). Les différents émetteurs-récepteurs utilisés pour chaque forme d'onde sont aussi exposés.

Dans le troisième chapitre, une étude paramétrique des trois formes d'onde est donnée, avec la présentation des DSP et du taux d'erreur binaire pour chaque forme d'onde. Le chapitre se termine par une comparaison entre les trois formes d'ondes.

Enfin, nous concluons notre mémoire par une conclusion générale avec quelques perspectives.

CHAPITRE I

I.1. Introduction

La technologie dans le domaine de la téléphonie mobile n'a pas cessé de se développer depuis plusieurs décennies, poussée par l'évolution des modes de vie et la demande des individus. En effet, le comportement des individus en société n'a fait qu'évoluer, et l'utilisation de leur téléphone portable aussi. C'est pourquoi de nombreux spécialistes et ingénieurs ont travaillé ardemment pour faciliter nos transferts de données. Par conséquent, à l'heure de la mondialisation ou plus de la moitié des échanges se font par itinérance, il est impossible pour nous de communiquer autrement que par réseau internet. Celui-ci est devenu indispensable puisqu'il nous permet d'effectuer des achats en ligne, faire de nombreuses recherches quelconques et de nombreuses autres options.

Dans ce chapitre nous présentons un bref historique de l'évolution des réseaux mobiles à partir de la première génération jusqu'à la cinquième génération (5G). Une attention plus particulière est portée sur le 5G avec la présentation des technologies clés pour cette nouvelle évolution des réseaux mobiles.

I.2. Historique

Comme nous l'avons déjà mentionné dans l'introduction, les réseaux mobiles ont connus une évolution très importante depuis le déploiement du premier réseau mobile aux Etats Unis dans les années 70 (Figure I.1). Dans ce qui suit nous présentons un bref historique de cette évolution [1].



Figure I. 1 : Évolution des réseaux mobiles.

I.2.1. Apparition de la 1G

La première génération de réseau : la 1G a été le début d'une grande révolution dans le monde de la téléphonie. Celle-ci possédait un fonctionnement analogique et était composée de nombreux appareils volumineux [1].

Apparu en 1976 aux États-Unis, l'AMPS (Advanced Mobile Phone System) constitue le premier standard réseau cellulaire utilisé principalement en Outre-Atlantique, en Russie ainsi qu'en Asie. Il était facile de pirater ce système puisqu'il possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant le piratage des lignes téléphoniques plus propices [1].

La TACS (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS cité ci-dessus. Ayant une bande de fréquence plus performante (900MHz), ce système fut plus utilisé notamment dans Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon) [1].

Par la suite en 1983, l'ETACS (Extended Total Access Communication System) une version améliorée du standard TACS et du AMPS a été développé au Royaume-Uni utilisant un nombre plus important de canaux de communication [1].

Les réseaux cellulaires de première génération qui fonctionnaient sur un système de communication analogique n'ont pas connu le succès espéré à cause de certains problèmes de communication et de la qualité des téléphones mobiles de l'époque [1].



Figure I. 2 : Exemples d'appareils 1G.

I.2.2. La deuxième génération 2G

La seconde génération fut la 2G. Créée en 1980, son système cellulaire repose sur une technologie numérique pour la liaison ainsi que pour le signal vocal. Il en est alors fini avec la technologie analogique. Elle utilise les standards suivants [1]:

- Le GSM (Global System for Mobile communications), le standard le plus utilisé en Europe à la fin du XXe siècle, supporté aux Etats-Unis. Ce standard utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz en Europe, on est alors sur une gamme bien supérieure à celle utilisée pour la 1^{ère} génération aux Etats-Unis où les bandes de fréquences utilisées sont les bandes 850 MHz et 1900 MHz. On a alors nommé tri-bande les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis.
- Le CDMA (Code Division Multiple Access), utilisant une technique d'étalement de spectre permettant de diffuser un signal radio sur une grande gamme de fréquences.

Grâce à la perfection du réseau 1G et donc à la création du réseau 2G, il est possible pour les individus de communiquer des données numériques de faible volume. Il est notamment possible d'envoyer des SMS, ou encore différents autres messages multimédias tels que des photos en MMS. Cette norme GSM permet cependant un débit maximal de 9.6 kbps (kilobits par seconde) ce qui est peu pour notre époque, mais une grande avancée auparavant [1].

À la suite d'extensions, le standard GPRS (General Packet Radio Service) permet d'obtenir des débits théoriques plus puissants atteignant les 40 Kbits/s. Cette technologie ne rentrant pas dans les futurs critères de la 3G, les spécialistes ont décidé de la baptiser « 2.5G ».

N'ayant toujours pas terminé son aventure, l'histoire de la 2G continue avec la norme EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution) qui quadruple les améliorations précédemment effectuées annonçant un réseau théorique de 384 Kbits/s. Celle-ci a été nommée la « 2.75G » [1].



Figure I. 3 : Standard GSM et GPRS

Tous ces progrès ne demandent qu'à être améliorés avec le temps...

I.2.3. La troisième génération 3G

Les spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000) de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) a été en charge des critères à prendre en compte en ce qui concerne la 3G. Une partie de ces caractéristiques et comme suit [1] :

- Ils souhaitent avoir un haut débit de transmission de :
 - 144 Kbps avec une couverture totale pour une utilisation mobile,
 - 384 Kbps avec une couverture moyenne pour une utilisation piétonne,
 - 2 Mbps avec une zone de couverture réduite pour une utilisation fixe.
- Une compatibilité mondiale de façon à avoir accès au réseau internet dans le monde entier.
- Une compatibilité des services mobiles de 3ème génération avec les réseaux de seconde génération, c'est-à-dire qu'ils souhaitent garder les paramètres des générations précédentes (envoi de messages et contenus multimédias).

L'objectif de la 3G est d'atteindre des débits supérieurs à 144 kbit/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents.

La principale norme 3G en Europe s'appelle UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), et la bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbps à 2 Mbps [1].



Figure I. 4 : Standard UMTS.

I.2.4. La quatrième génération 4G :

Cette génération est celle utilisée actuellement. En voie d'expansion à travers le monde, la 4G n'est pour l'instant disponible que dans certaines agglomérations. Cette évolution garantit un échange de données plus importants puisque le débit n'a pas à se partager comme au sein de la 3G ou les données internet et conversations téléphoniques étaient séparées.

Les débits de la 4G vont de 100Mb/s à 1Go/s. Elle offre un débit alors nettement supérieur à celui aux autres générations de ce réseau [1].



Figure I. 5 : Logo standard 4G.

I.2.5. La cinquième génération 5G

La technologie 5G est une « technologie clé » qui pourrait permettre des débits de télécommunication mobile de plusieurs gigabits de données par seconde : soit jusqu'à 1 000 fois plus rapides que les réseaux mobiles en 2010 et jusqu'à 100 fois plus rapide que la 4G à l'horizon 2020.



Figure I. 6 : Logo du standard 5G.

L'apparition de ce débit permettrait de répondre aux attentes croissantes des individus possédant un smartphone connecté au réseau [1].

I.3. Réseau mobile de cinquième génération

I.3.1. Normalisation et standardisation

C'est une phase longue qui dessine encore les contours de la 5G : la normalisation de cette technologie de télécommunications vient de faire un pas de plus avec la validation d'une deuxième norme.

Le regroupement 3GPP avait déjà validé une première norme 5G en décembre 2017 afin notamment de décrire le protocole de fonctionnement de la 5G non standalone, à base de cœur de réseau 4G. Aujourd'hui, c'est une nouvelle norme qui vient de paraître et qui dessine la 5G standalone totalement autonome.

Ce volet ne s'oriente plus uniquement vers le grand public, mais également vers les entreprises. On le sait, la 5G sera plus rapide, offrira moins de latence, mais surtout elle dopera la capacité d'accueil des réseaux. Il est question de multiplier les connexions pour permettre à l'internet des objets de se démocratiser un peu plus. Cela permettra aux entreprises de connecter leur activité, de connecter des véhicules autonomes, ou encore de développer la télémédecine.

Il est question de permettre à de nouveaux acteurs de créer leur propre réseau 5G privé, et au-delà de cela, de permettre également le network slicing, soit la découpe du réseau en tranches logicielles à partir d'une même infrastructure physique (virtualisation des réseaux). Ce découpage permettra d'attribuer un réseau virtuel à chaque usage spécifique, mais aussi de faire varier le dimensionnement et les performances de ce réseau de façon dynamique.

Grâce à la création de ce standard, les opérateurs disposent d'une base solide pour préparer la 5G de demain. Prochainement, ce sera à l'UIT (Union Internationale des Télécoms) de définir les fréquences allouées à la 5G, la standardisation ne sera effective qu'à compter de 2020 [2]. La figure I.7 présente le calendrier de normalisation de la futur 5G émis par l'IUT.

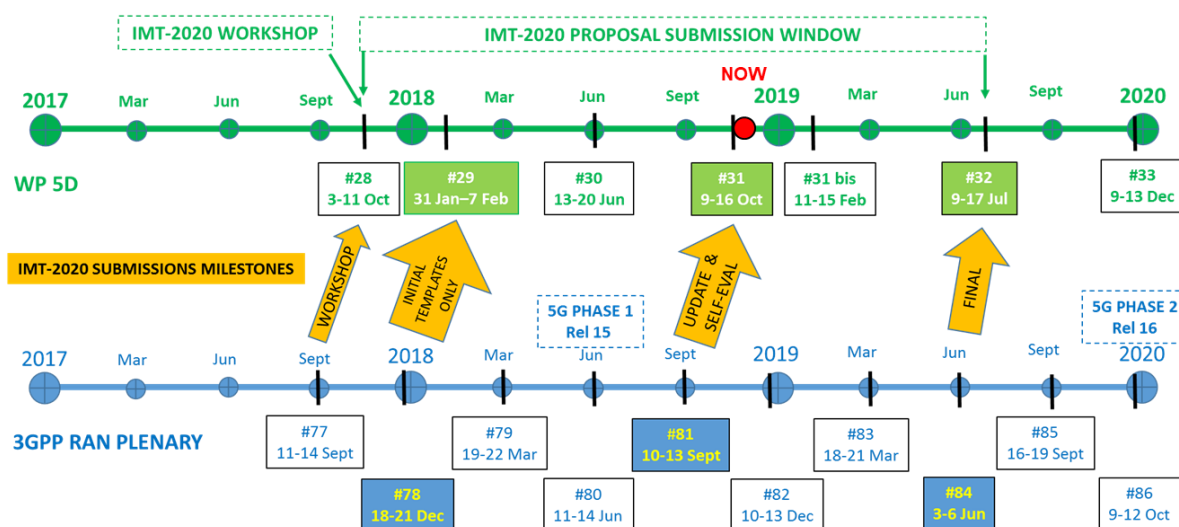


Figure I. 7 : Calendrier de standardisation de la 5G émis par le groupe IMT-2020 de l'IUT [3]

I.3.2. Technologies clés de la 5G

Afin de répondre aux besoins de croissance du service sans fil multiplié par 1000 au cours des dix prochaines années, la capacité des réseaux sans fil peut être étendue de trois manières différentes en augmentant l'utilisation du spectre, en renforçant le multiplexage spatial et en élargissant la bande passante. Par exemple, la 5G peut améliorer efficacement l'efficacité du spectre, le débit par unité de surface et l'efficacité énergétique en déployant une petite station de base ultra-dense, tout en réduisant la distance entre les réseaux d'accès sans fil et les terminaux. Elle peut considérablement augmenter la bande passante disponible du système en développant l'utilisation de spectre sans licence, de bande de fréquence élevée et de bande d'ondes millimétriques. Et grâce à la technologie MIMO massive, il peut exploiter davantage le potentiel de l'espace et améliorer considérablement l'utilisation du spectre [4].

Afin de comprendre à quel point la 5G va changer le paysage des télécommunications, il est nécessaire de s'attarder sur les technologies qui en constituent la base. L'utilisation de plusieurs technologies clés distingue la 5G des normes précédentes [3] :

- L'utilisation de plus hautes fréquences (« mmWaves ») ;
- La réutilisation du spectre électromagnétique ;
- Le déploiement d'une nouvelle génération d'antennes « intelligentes » (Massive MIMO) ;
- Le déploiement d'un réseau de type SDNs « virtuel » ;
- L'utilisation de l'Intelligence Artificielle ;

- Une architecture modulaire et open source.
- Formes d'ondes spécifiques.

Les caractéristiques et les performances des différentes technologies sans fil candidates varient énormément et nous allons présenter, dans ce qui suit, brièvement les différentes technologies 5G typiques.

I.3.3. Utilisation des ondes millimétriques

Selon les dernières recherches sur les besoins en spectre [5], en 2020, les besoins de spectre supplémentaires dans le monde seront de 1 000 à 2 000 MHz, tandis que la ressource de basse fréquence aura été largement épuisée. Comparées à la bande de basse fréquence utilisée, les ressources de fréquence disponibles dans la bande d'ondes millimétriques (30–300 GHz) sont assez abondantes, ce qui correspond à environ 200 fois la bande de basse fréquence. Par conséquent, l'industrie a commencé à explorer comment utiliser la bande de fréquences millimétrique (30–300 GHz) dans les communications sans fil.

La 5G utilise les très hautes fréquences (extremely high frequencies ; “mmWaves”) ; cela est un des éléments qui la caractérise le plus. Aux États-Unis, l'écrasante majorité des systèmes de communication fonctionne avec des fréquences inférieures à 3 Gigahertz (GHz). Pour la 5G, cinq bandes seront utilisées : quatre sans licence et une sous licence. La bande LMDS agréée offre environ 1,5 GHz de bande passante entre 27,5 et 31,5 GHz. Une deuxième bande de 7 GHz qui fonctionnera dans la gamme 57-64 GHz est déjà utilisée pour certains équipements Wi-Fi. Enfin, la bande dite « E-Band » est composée de trois segments de bande passante totalisant 12,9 GHz ; elle est également sans licence.

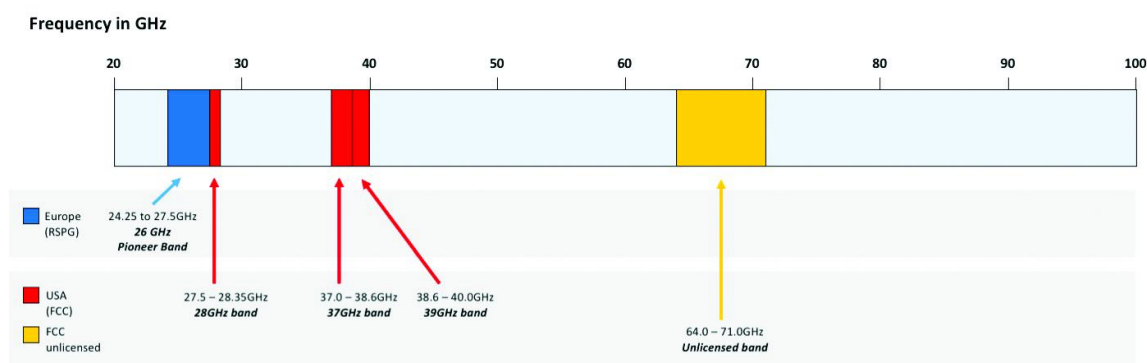


Figure I. 8 : Quelques bandes millimétriques pour les applications 5G.

Ce qui distingue ces bandes à haute fréquence des autres est leur vitesse. Si le codage des signaux radio est approprié, les vitesses 5G seront mille fois plus rapides que celles des générations précédentes de téléphonie mobile. Ces bandes représentent presque l'équivalent de l'ensemble de la bande passante du spectre radio attribué en dessous de 5 GHz.

L'utilisation de telles longueurs d'ondes courtes pose plusieurs défis techniques. Ceux-ci, à leur tour, conduiront à la mise en place d'une architecture apte à supporter leur utilisation.

Absorption d'eau et d'oxygène : Ces hautes fréquences sont vulnérables, elles sont absorbées par l'humidité de l'air, et certaines le sont par l'oxygène. Les fréquences 22 et 183 GHz peuvent être absorbées par l'eau ; les fréquences 60 et 118 GHz par l'oxygène lui-même. En d'autres termes, s'il pleut, les communications mobiles utilisant des fréquences 5G peuvent être interrompues ou leur qualité peut être dégradée.

Incapacité à pénétrer : Ces ondes à haute fréquence (« mmWaves ») ne sont pas en mesure de traverser les murs des bâtiments ou une végétation dense (forêt et même une simple rangée d'arbres). En conséquence, si l'actuelle infrastructure physique de la 3G / 4G était réutilisée telle quelle pour la 5G, rien ne fonctionnerait parce que ces ondes se comportent différemment. Concrètement, cela veut dire que la distance minimale à prévoir entre l'antenne-relais cellulaire et le récepteur de l'utilisateur (le téléphone mobile) doit être considérablement réduite. Ces faiblesses conduisent à une nouvelle architecture de l'infrastructure et du réseau 5G, et comme nous le verrons, cette nouvelle architecture définit également le contexte de la propagation de nouveaux modèles de gestion et d'activités, non seulement pour les consommateurs, mais aussi pour les opérateurs [3].

L'UIT a toutefois décidé d'intervenir très en amont pour poser quelques fondations. Son dernier « brouillon », qui doit servir de base à la rédaction d'une spécification définitive d'ici à la fin de l'année, définit ainsi les grands traits des réseaux de cinquième génération :

- Les opérateurs devront posséder des blocs de fréquence de 100 MHz au moins, ce qui est encore possible dans la bande SHF (Supra-Haute Fréquence), et passer à 1 GHz le plus rapidement possible, ce qui demandera de passer à la bande EHF (Extrêmement Haute Fréquence).
- Les relais devront fournir un lien descendant à 20 Gb/s et un lien montant à 10 Gb/s, liens qui seront partagés entre les utilisateurs connectés.
- Mais chaque utilisateur devra bénéficier d'au moins 100 Mb/s en descendant et 50 Mb/s en montant.

- Y compris en se déplaçant à 500 km/h ;
- Sachant que le réseau devra être capable de prendre en charge un million d'appareils par kilomètre carré.
- Grâce à une meilleure efficacité spectrale (30 bits/Hz en descendant et 15 bits/Hz en montant en MIMO 8x4).
- Et une meilleure efficacité énergétique (réponse au changement de conditions en moins de 10 ms) [4].

I.3.4. Mini-cellules et réutilisation du spectre électromagnétique

Les distances séparant les antennes et les appareils mobiles doivent être considérablement réduites puisque, comme on l'a dit, la distance de propagation des ondes à haute fréquence est moins importante que ce qui était le cas pour les normes précédentes. Par exemple, si dans les infrastructures de la téléphonie 4G, une seule antenne peut couvrir une zone de plus de 2,5 kilomètres carrés, avec les ondes à haute fréquence, la même tour ne pourrait couvrir qu'un pâté de maisons ou même une surface encore inférieure.

En outre, l'incapacité de pénétrer les murs signifie que si l'on a besoin d'un réseau 5G à l'intérieur d'un bâtiment, une antenne « cellulaire » autonome doit être installée. Par exemple, si les mmWaves de la 5G devaient être utilisées pour connecter ensemble des robots fonctionnant à l'intérieur d'un entrepôt automatisé, un réseau 5G avec cette unique application devrait être installé.

Ces caractéristiques ont pour effet immédiat de diminuer de manière majeure la rentabilité des réseaux 5G car le nombre d'antennes doit être considérablement augmenté pour pallier les limites dans la propagation et la pénétration des ondes utilisées. Cette diminution est cependant atténuée car une autre caractéristique de ces ondes est qu'il est possible de réutiliser les fréquences. Par exemple, si un bâtiment a installé en interne un réseau 5G dédié, un bâtiment voisin pourrait également avoir son propre réseau sur la même fréquence, le réseau voisin n'ayant pas la puissance voulue pour interférer avec lui, malgré l'utilisation d'une fréquence identique.

Ainsi les dépenses perdues par l'obligation d'installer de nombreuses antennes supplémentaires sont compensées par la possibilité de réutiliser la bande passante. On peut dire qu'au lieu d'avoir une seule grande cellule dans une zone comme avec la 4G, il sera possible, avec l'utilisation des ondes à haute fréquence, d'avoir des dizaines ou même des centaines de cellules distinctes, toutes utilisant les mêmes fréquences.

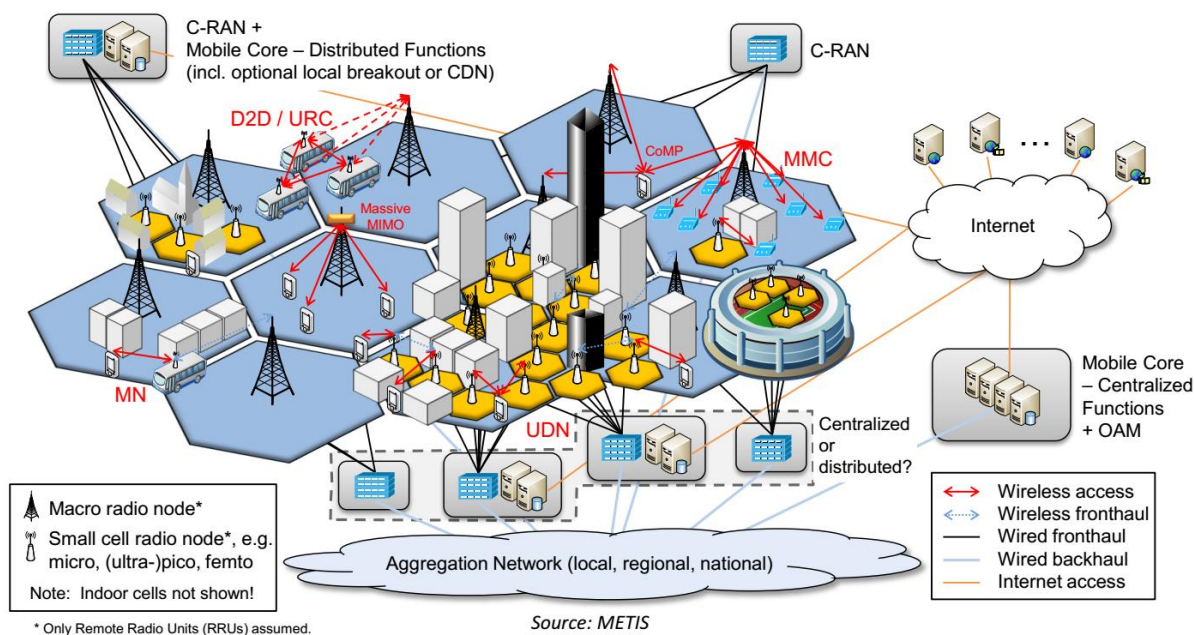


Figure I. 9 : Exemple d'architecture cellulaire dense pour la 5G.

Cette caractéristique des réseaux d'ondes à haute fréquence est cruciale car elle a pour effet de maximiser la réutilisation du spectre. Concrètement, la réutilisation du spectre est comme l'impression de la monnaie - il augmente considérablement la valeur du spectre, simplement parce que la quantité du trafic véhiculé peut être plus grande. Cette caractéristique des réseaux d'ondes à haute fréquence combinée aux avantages liés à leurs caractéristiques telles qu'exposées plus haut, suggère que la valeur de cette bande passante devrait être cent fois plus élevée que celle des bandes passantes de longueurs d'ondes inférieures [4].

I.3.5. MIMO massif

Le MIMO massif (en anglais : Massive MIMO, Large-Scale Antenna Systems, Very Large MIMO, Hyper MIMO, Full-Dimension MIMO, ARGOS) marque une rupture nette avec la pratique actuelle en utilisant un très grand nombre d'antennes de service (par exemple, des centaines ou des milliers) qui fonctionnent de manière totalement cohérente et adaptative. Des antennes supplémentaires aident en concentrant la transmission et la réception de l'énergie du signal dans des régions de plus en plus petites de l'espace. Cela apporte d'énormes améliorations en termes de débit et d'efficacité énergétique, en particulier en combinaison avec la planification simultanée d'un grand nombre de terminaux utilisateurs. Le MIMO massif a été initialement envisagé pour un fonctionnement en duplex à répartition dans le temps (TDD), mais peut potentiellement être appliqué également au fonctionnement en duplex à division de fréquence (FDD) [8] [9].

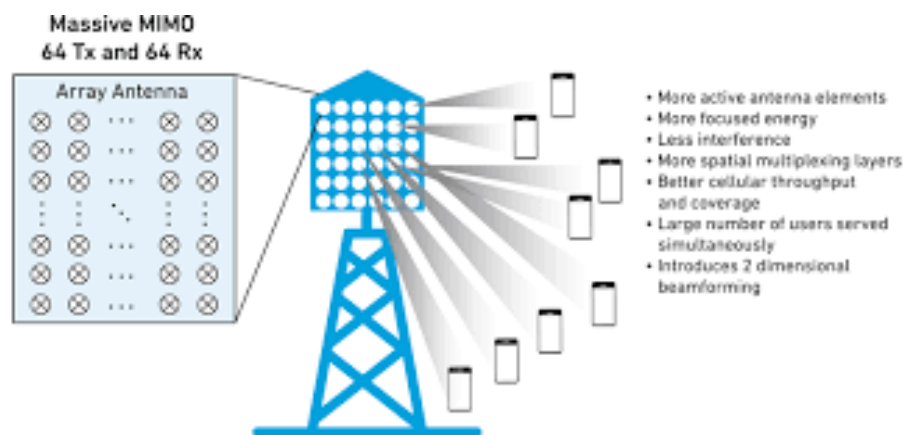


Figure I. 10 : Structure massif MIMO de 64 antennes.

I.3.5.1. Avantages du MIMO massif

Les systèmes MIMO massif sont extrêmement complexes. Cependant, les avantages offerts par le MIMO massif encouragent leur développement. Parmi c'est avantages :

Efficacité spectrale : Ce sujet prend de plus en plus d'importance, car nous grignotons toujours davantage du spectre électromagnétique pour divers protocoles de communication. Les gouvernements ont réservé une large bande de fréquences pour la 5G, mais ces spectres ne sont pas illimités. Le MIMO massif est en mesure d'exploiter son réseau d'antennes pour concentrer les faisceaux jusqu'aux utilisateurs individuels. Cela lui permet de proposer une efficacité spectrale 10 fois supérieure à celles des systèmes MIMO utilisés pour la 4G.

Efficacité énergétique : l'efficacité énergétique des systèmes électroniques devient un grand souci pour les concepteurs des nouveaux systèmes de télécommunications. Avec le MIMO massif, les antennes peuvent être conjuguées pour augmenter le gain de signaux transmis. Cela signifie qu'elles irradient moins d'énergie lorsqu'elles transmettent des données, améliorant l'efficacité énergétique du système.

Suivi des utilisateurs : L'élément qui rend le MIMO massif si efficace énergétiquement parlant lui permet également de suivre très précisément les utilisateurs. Lorsque les faisceaux des antennes sont concentrés pour obtenir un gain élevé, leur largeur diminue. Ainsi, la tour doit suivre chaque utilisateur avec un signal de faisceau étroit. Ce suivi fournira aux utilisateurs une connexion plus fiable et de meilleure qualité que les signaux larges qui ont été utilisés jusqu'à présent.

I.3.5.2. Utilité pour la 5G

Le spectre disponible pour la 5G est limité, aussi l'efficacité spectrale est-elle très importante. Les réseaux 5G auront également besoin de connecter des milliards d'appareils. Pour que cela fonctionne, ils auront besoin de la précision millimétrique et de l'efficacité énergétique du MIMO massif.

Le gouvernement des États-Unis a récemment ouvert une nouvelle portion du spectre haute fréquence à la technologie 5G. Cela sera très utile à l'avenir, mais pendant la brève période de transition, les fréquences inférieures à 6 GHz fourniront une transition plus souple depuis la 4G/LTE. Il se trouve simplement que le MIMO massif fonctionne mieux sur des fréquences inférieures à 6 GHz. Cette bande étant déjà pleine à craquer, l'efficacité spectrale supérieure du MIMO massif en fait le candidat idéal.

Au fil des innovations technologiques, notre monde devient de plus en plus connecté. L'Internet des objets décolle, les voitures autopilotées apparaissent à l'horizon, et déjà, des réseaux sont en place pour établir des « villes intelligentes ». La 5G est sur le point d'investir tous ces domaines, et elle aura besoin de connecter des milliards d'appareils. Pour ce faire, le MIMO massif devra être capable d'envoyer des données vers et à partir d'appareils mobiles. L'efficacité énergétique du MIMO massif signifiera également que ces réseaux n'auront pas besoin d'un nouveau boom pétrolier pour fonctionner.

L'utilisation d'un très grand nombre d'antennes permettra aux réseaux cellulaires de connecter de grands nombres d'utilisateurs, avec efficacité et fiabilité. Il se trouve que ces attributs sont également ceux dont on a besoin pour implémenter la 5G. Avec des milliards d'appareils débarquant en ligne et un spectre de fréquences limité, la 5G aura besoin du MIMO massif pour nous aider à nous tourner vers l'avenir [6].

I.4. Formes d'ondes spécifiques pour la 5G

Bien que la couche physique de la 4G utilise la technologie basée sur le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM), la forme d'onde OFDM elle-même présente certains défauts. Par exemple :

1. De grandes fuite hors bande, par conséquent, un intervalle de garde du spectre plus long est nécessaire.

2. Pour éviter les interférences entre les porteuses, une synchronisation est nécessaire entre les nœuds de transmission. Dans le réseau hiérarchique, les stations de base ayant une couverture différente doivent être synchronisées.

Parce que les scénarios d'application de la 5G sont bien plus complexes que la 4G, sa latence et le nombre de ses besoins d'accès sont très stricts.

Cependant, la caractéristique de fuite de l'OFDM et sa synchronisation stricte ne peuvent pas s'adapter à un accès rapide asynchrone pour les entreprises en temps réel et à une utilisation efficace du spectre non continu. Maintenant que la 5G est étudiée, il y a une excellente opportunité de considérer les formes d'onde optimales qui seront utilisées jusqu'à au moins 2040.

Ciblant les inconvénients de l'OFDM, de nombreuses formes d'onde alternatives ont été proposées.

- **Filter Bank based Multi-Carrier (FBMC)** : son principe de base est de diviser le spectre de fréquence en plusieurs sous-porteuses qui sont très étroites et les filtrer individuellement, il est capable de fournir un très haut niveau d'efficacité spectrale.
- **Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC)** : Il diffère de FBMC, au lieu de filtrer chaque sous-porteuse individuellement, UFMC divise le signal en un certain nombre de sous-bandes qu'il filtrera. Ensuite, on peut l'utiliser pour améliorer la protection contre les interférences entre symboles.
- **Generalized Frequency division Multiplexing (GFDM)** : Est une technique de transmission multi-porteuse flexible qui présente de nombreuses similitudes avec OFDM. La principale différence est que les porteurs ne sont pas orthogonaux entre eux. GFDM fournit un meilleur contrôle des émissions hors bande et réduit le rapport puissance/puissance moyenne.

En filtrant la sous-bande ou la sous-porteuse, le taux d'étalement du spectre est augmenté et la fuite de spectre de fréquence est réduite, de sorte que l'exigence de synchronisation temps-fréquence est réduite, que la bande de protection de fréquence et l'intervalle de protection de domaine temporel sont supprimés.

Les nouvelles technologies de formes d'ondes ci-dessus peuvent être bien combinées avec l'OFDM et le MIMO, et augmenter la flexibilité de la conception d'interface radio 5G, afin de répondre aux différentes exigences en matière de latence de trafic et de débit de données.

L'Internet mobile et l'Internet des objets personnels constituent l'élément moteur du développement de la 5G et les besoins pour diverses applications varient considérablement. Par exemple, divers types de transmission de trafic en temps réel sur le réseau 5G ont défini des exigences en matière de latence de bout en bout d'ordre du milliseconde. Sans aucun doute, une exigence aussi stricte en matière de latence du trafic imposera des exigences très strictes à la conception de la couche physique (durée du symbole, processus de synchronisation, accès aléatoire, structure de trame, etc.). En outre, les communications cellulaires traditionnelles établissent et effectuent une synchronisation complète en fonction de la connexion, et sont programmées en fonction de la forme de la ressource réseau. C'est-à-dire que la connexion de bout en bout est d'abord établie, puis que les données sont transmises. Dans les applications IoT conduites par des communications machine, les nœuds de capteurs sans fil sont principalement limités en énergie et les paquets de données de transmission sont généralement assez petits. Par conséquent, les exigences en matière de latence du trafic et d'efficacité énergétique sont très élevées.

Si nous continuons à utiliser la méthode de communication cellulaire traditionnelle basée sur la connexion, cela occasionnera des dépenses réseau inutiles et un temps d'activation trop long du nœud de capteur sans fil, ce qui n'est pas bon pour réduire la consommation d'énergie.

Afin de permettre un accès rapide aux entreprises et de simplifier les processus d'accès aux canaux et de signalisation, la 5G a proposé une méthode d'accès multiple non orthogonale, consistant à utiliser les dimensions modulation, spectre étalé, puissance et espace pour la cartographie conjointe sans être programmé, et l'utilisation du spectre peut être efficacement améliorée.

I.5. Conclusion

Ce premier chapitre de notre mémoire a été consacré à la présentation des réseaux. Pour cela, nous avons commencé par exposer l'évolution de réseaux radiomobiles de la 1^{ère} génération à la 4^{ème} génération et vers la 5^{ème} génération prévue à l'horizon 2020.

Par la suite, nous avons présenté les technologies clés utiliser pour répondre aux exigences des réseaux 5G, notamment les formes d'onde post-OFDM. Ces dernières feront l'objet du chapitre deux de ce mémoire.

CHAPITRE II

II.1. Introduction

La forme d'onde est une composante essentielle de toute technologie de communication. De manière générale, il existe deux catégories principales de formes d'onde : i) formes d'onde à porteuse unique, ii) formes d'onde à porteuses multiples.

En règle générale, les formes d'onde à porteuse unique ont un rapport de puissance crête sur la moyenne (PAPR) faible, ce qui les rend écoénergétiques - adaptées aux scénarios de couverture limitée et à l'allongement de la durée de vie de la batterie des équipements de l'utilisateur. D'autre part, les formes d'onde multi-porteuses offrent une efficacité spectrale élevée, une allocation de ressources flexible dans le domaine des fréquences et, éventuellement, une intégration facile avec la technologie multi-antennaire.

Dans ce chapitre nous présentons une étude théorique des formes d'onde OFDM, FBMC et UFCM. Dans ce cadre, les principes de mise en œuvre de ces techniques ainsi que les structures de leurs émetteurs-récepteurs sont étudiés en détail.

II.2. Classification des formes d'ondes multi-porteuses

Avant de présenter les différentes formes d'onde (FO) candidates pour la couche physique des futurs réseaux 5G, il est intéressant de les classer en fonction d'un aspect crucial, à savoir l'orthogonalité entre les symboles de données transmis. Dans cette section, nous définirons la condition d'orthogonalité dans les domaines complexes et réels. Ensuite, nous introduirons les formes d'onde non orthogonales.

Dans le contexte de la transmission des données, les modulations multi porteuses se réfèrent à une structure dans laquelle plusieurs symboles sont envoyés en même temps en occupant des sous-bandes différentes. La décomposition de la bande peut être uniforme ce qui conduit à des modulations basées sur les systèmes de Gabor, ou non-uniforme ce qui génère des systèmes de modulation en ondelettes ou en paquets d'ondelettes [10]. Dans le cadre de notre étude nous nous limitons au premier cas avec une décomposition uniforme de la bande.

Dans ce cas les FO multi porteuses peuvent être soit orthogonales soit non orthogonales. Pour les FO orthogonales deux classes existent suivant le domaine d'orthogonalité. Les FO qui respectent la condition d'orthogonalité complexe donnée par l'équation (II.1), et ceux qui respectent la condition d'orthogonalité dans le domaine réel donnée par l'équation (II.2) [11].

$$\int_{\mathbb{R}} g_T(t - mT) e^{\frac{j2\pi kt}{T}} g_R(t - m'T) e^{-\frac{j2\pi k't}{T}} dt = \delta_{m,m'} \delta_{k,k'} \quad (\text{II.1})$$

$$\Re \left[\int_{\mathbb{R}} g_T(t - mT) e^{\frac{j2\pi kt}{T}} e^{\frac{j(m+k)\pi}{2}} g_R(t - m'T) e^{-\frac{j2\pi k't}{T}} e^{\frac{j(m'+k')\pi}{2}} dt \right] = \delta_{m,m'} \delta_{k,k'} \quad (\text{II.2})$$

Où $\delta_{k,k'}$ la fonction delta de Kronecker est égale à 1 si $k = k'$ et 0 ailleurs. g_T et g_R sont des fonction prototypes des filtres d'émission et de réception. $\Re[.]$ est l'opérateur de la partie réel.

Dans le tableau II-1, nous présentons une classification des FO candidates pour la couche physique des futurs réseaux 5G en fonction de la condition d'orthogonalité.

Tableau II.1 : Classification basée sur la condition d'orthogonalité des FO candidates à la 5G. [11].

FO avec orthogonalité dans \mathbb{C}	FO avec orthogonalité dans \mathbb{R}	FO sans orthogonalité
– CP-OFDM	– FBMC-OQAM.	– FBMC-QAM
– WOLA-OFDM	– Lapped-OFDMOQAM	– GFDM
– UFMC	– WCP-COQAM	
– Filtered-OFDM		
– N-continuous OFDM		

Dans les sections suivantes nous allons décrire les formes d'ondes multi-porteuses les plus connus dans la littérature.

II.3. Caractéristiques des formes d'ondes multi-porteuses

II.3.1. Facteur de crête (PAPR)

Le paramètre PAPR nous donne une idée sur le comportement du signal, plus précisément sur les pics d'amplitude et donc de puissance. Cette dernière a une influence directe sur l'amplificateur de puissance (AP). Si nous considérons une fenêtre d'observation T du signal $s(t)$, le PAPR représente le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $s(t)$ sur l'intervalle T .

Dans la littérature nous retrouvons différentes définitions du PAPR. L'expression du PAPR classique est donnée par :

$$PAPR(s(t)) = \frac{P_{max}}{P_{min}} = \frac{\max(|s(t)|^2)_{0 \leq t \leq T}}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (\text{II.3})$$

À chaque fois qu'on aura un pic du signal, l'AP doit consommer plus d'énergie pour le transmettre. Or il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie surtout dans les transmissions sans fil [12].

II.3.2. Rayonnements hors bande (Out Of Band (O.O.B))

Le rayonnement hors bande ou le OOB (Out Of Band) est l'un des problèmes majeurs des modulations multi-porteuses. Il représente une émission de puissance dans les fréquences hors de la bande nécessaire à la transmission à cause du processus de la modulation, donc il est nécessaire de réduire ce rayonnement pour éviter des pertes d'énergie et interférences avec d'autre bande fréquences.

Comme il est détaillé dans plusieurs documents, le rayonnement OOB (**OOB_{radiation}**) est défini comme étant le rapport entre la quantité d'énergie qui est émise dans la plage de fréquence *OOB* et la quantité d'énergie dans la bande passante allouée *B* par :

$$\mathbf{OOB}_{radiation} = \frac{|B|}{|OOB|} \cdot \frac{\int_{f \in OOB} PSD(f) df}{\int_{f \in B} PSD(f) df} \quad (\text{II. 4})$$

II.4. Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence la technique utilisée est la modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un grand succès ces dernières années et est dans tous les standards (WiMax, LTE, IEEE802.11a, etc...).

La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides [13].

Les problèmes de multi-trajet et de sélectivité fréquentielle sont d'autant plus importants que le débit de transmission augmente, car la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit augmente. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis.

Dans le cas mono-porteuse, les processus d'égalisation censés compenser les effets des multi-trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission.

La famille des modulations multi-porteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous-porteuses peu sensibles aux multi-trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser. [14].

II.4.1. Principe et fonctionnement de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes.

Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux. En codage orthogonal, l'espacement entre chaque sous-porteuse doit être égal à $\Delta f = \frac{k}{T_s}$ Hertz, où T_s secondes est la durée utile d'un symbole (c.a.d. la taille de la fenêtre de capture du récepteur), et k est un entier positif, généralement égal à 1. Par conséquent, avec N sous-porteuses, la largeur totale de la bande passante sera de $B \approx N \cdot \Delta f$ (Hz) [16].

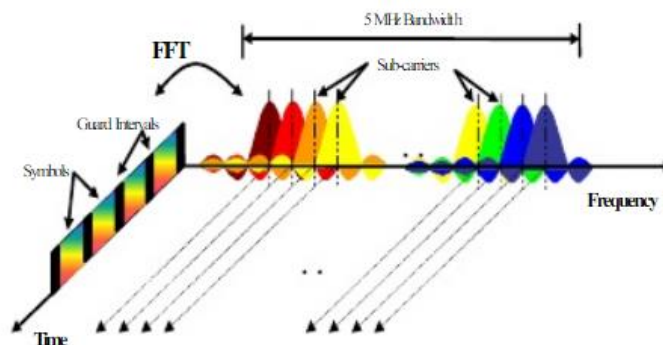


Figure II. 1 : Principe de l'OFDM

II.4.1.1. Principe de la modulation OFDM

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par une porteuse différente chaque donnée en même temps. La figure II.2 illustre le principe d'un modulateur OFDM.

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} , appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels [15] :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{II.5})$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$.

Alors [15] :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \text{ et } s(t) = e^{2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (\text{II.6})$$

De l'équation (II.5), la partie réelle de $s(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} S(t) = \text{Re}(s(t)) &= \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + b_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) - b_k \sin\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

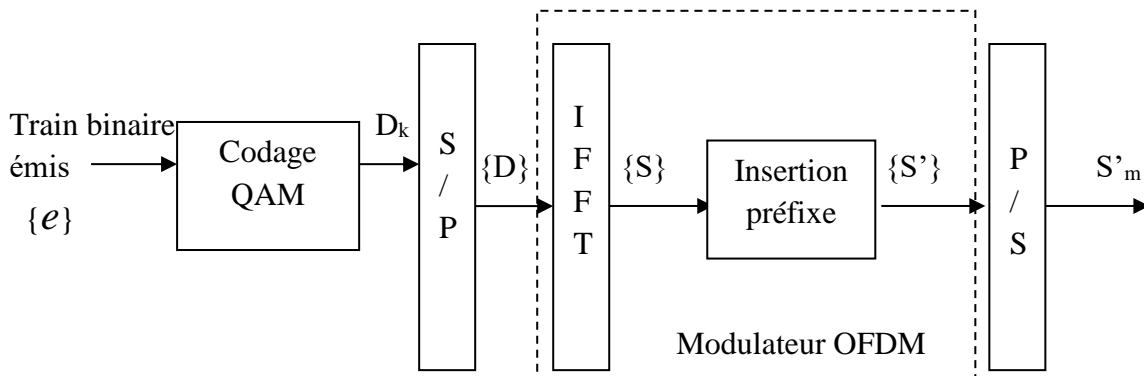


Figure II. 2 : Schéma de principe d'un modulateur

II.4.1.2. Principe de la démodulation OFDM

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole T_s [15] :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_h H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{II.8})$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$) [15]. Une démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses (figure II.3).

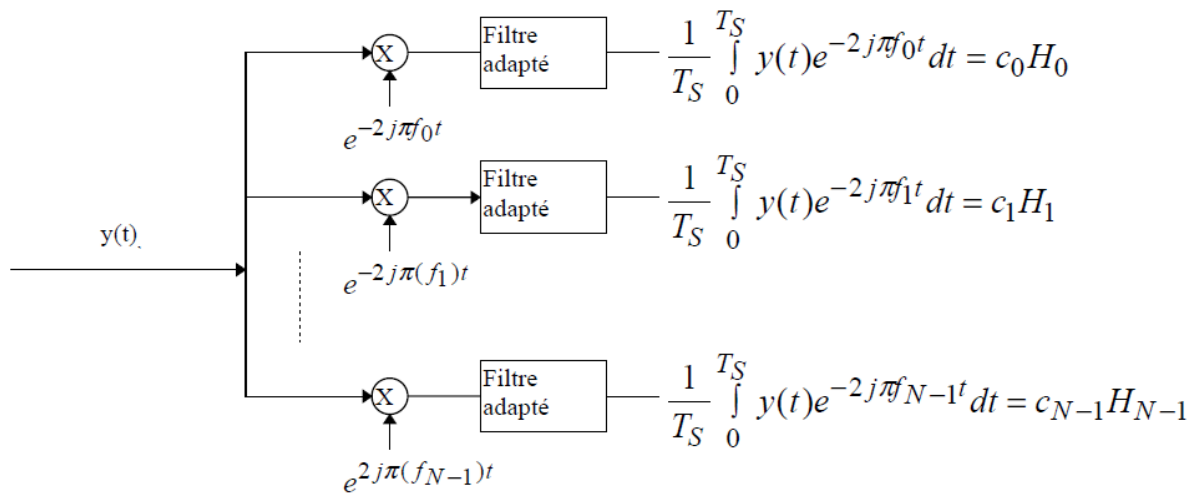


Figure II. 3 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.

II.4.2. Orthogonalité des sous-porteuses

Afin de ne pas créer un effet d'interférence entre les différentes sous-porteuses (communément appelé ICI, pour *Inter-Carrier Interference*), les exponentielles complexes doivent être orthogonales entre elles. L'orthogonalité de deux signaux est évaluée en fonction du résultat de leur produit scalaire [14]. Cela conduit à la condition d'orthogonalité donnée par :

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{2j\pi f_k t} e^{-2j\pi f_i t} dt \quad (\text{II.9})$$

Donc :

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_S}} dt = \begin{cases} \mathbf{0} & k \neq i \\ \mathbf{1} & k = i \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

II.4.3. Préfixe cyclique

Considérons que le canal comporte L trajets se caractérisant, respectivement, par τ_l et λ_l les retards et les atténuations relatifs à chaque trajet l . A cause de la mémoire du canal, les L dernières composantes du bloc OFDM interfèrent avec les L premières composantes du bloc OFDM. Cela donne naissance à un phénomène d'IES qui vient dégrader la qualité de la liaison. Une astuce, appelée

préfixe cyclique, est utilisée dans les systèmes OFDM actuels dans le but d'éliminer ce phénomène d'IES [14].

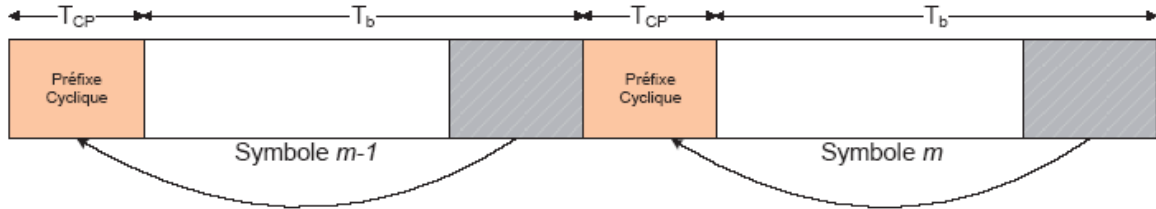


Figure II. 4 : Principe du préfixe cyclique

Elle consiste, alors, à ajouter un espace entre les symboles OFDM, dit Intervalle de garde, d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice $m + 1$ ne sera plus perturbé par le précédent. Afin que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent sur le canal. En pratique, on choisit l'intervalle de garde de durée égale au quart du temps symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre la diminution des erreurs et la perte du débit utile [14].

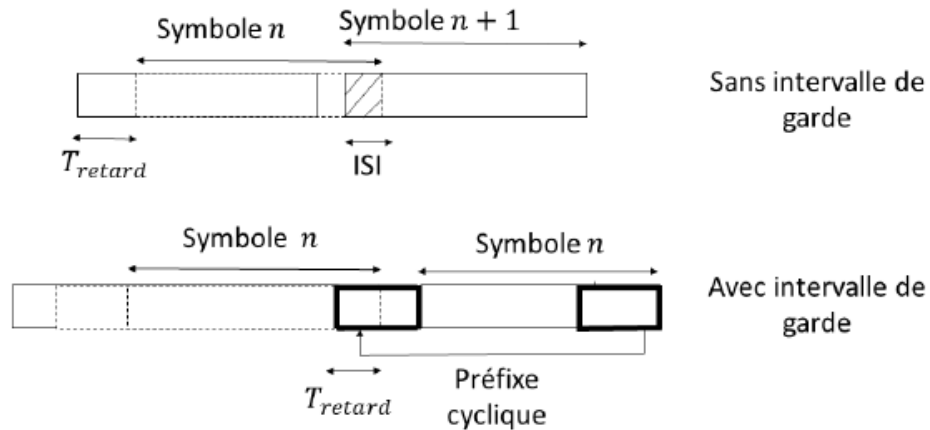


Figure II. 5 : Intervalle de garde des symboles OFDM

Cependant, l'ajout d'un intervalle de garde entraîne une perte de débit. Différentes variantes de l'OFDM classique ajoutant un intervalle de garde pour chaque symbole ont été définies.

II.4.3.1. Le CP-OFDM (Cyclic-Prefix)

C'est la variante la plus utilisée. Dans le CP-OFDM, on reproduit, au début de chaque symbole OFDM, une copie de ses derniers échantillons. C'est ce qu'on appelle un préfixe cyclique (CP). Le signal qu'on met dans l'intervalle de garde est alors une partie qu'on copie de la fin du bloc de symbole, et on la rajoute à son début. Ce préfixe cyclique a deux propriétés :

- Éliminer ISI comme illustré dans la Figure II.4.
- Simplifier l'égalisation : le préfixe cyclique et l'utilisation de la transformée de Fourier permettent de transformer le produit de convolution linéaire dans l'équation d'égalisation, à un produit de convolution circulaire facile à égaliser. L'égalisation devient alors simplifiée, il suffit d'effectuer des inversions scalaires au lieu des inversions matricielles pour extraire le signal

II.4.3.2. Le ZP-OFDM (zero-padded)

Ajoute u temps de garde à l'OFDM classique pour combattre les IES. Pour chaque bloc d'une transmission ZP-OFDM, des zéros sont ajoutés aux symboles après la IFFT. Contrairement au CP-OFDM, dans le ZP-OFDM, aucun signal n'est transmis, et donc l'intervalle de garde n'engendre pas de perte en puissance. À la réception, au lieu d'utiliser une seule FFT comme pour le cas du CP-OFDM, un filtrage FIR ou zéro forcing est utilisé, ce qui augmente la complexité du récepteur. Parmi les solutions développées pour remédier à ce problème, des égaliseurs basés sur des combinaisons des techniques OLA/FAST/MMSE (overlap-add) ont été évalués et étudiés dans le contexte d'Hiperlan2 en utilisant un codage de Viterbi. Ces techniques promettent une réduction de la complexité à la réception, mais restent moins simples que le CP-OFDM.

Il est également important de rappeler que le fait d'ajouter un intervalle de garde, réduit l'efficacité spectrale du système, puisque aucune donnée utile n'est transmise durant toute la durée de l'intervalle de garde.

II.4.4. Implantation numérique de l'OFDM

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme/filtres adaptés avec un grand nombre de voies. C'est la raison pour laquelle l'OFDM a été proposée pour la première fois dans les années 50 mais très peu utilisée par la suite. Avec les progrès dans les domaines du

traitement numérique du signal, ce problème s'est simplifié conduisant à une explosion de l'utilisation de cette technique [17].

On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission [14].

a) Modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ est sous la forme :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{\frac{2j\pi k t}{T_s}} \tag{II.11}$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique, on obtient une sortie S_n sous la forme :

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{\frac{2j\pi k n}{N}} \tag{II.12}$$

Les S_n sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète.

En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT tel que schématisé sur la figure suivante [14] :

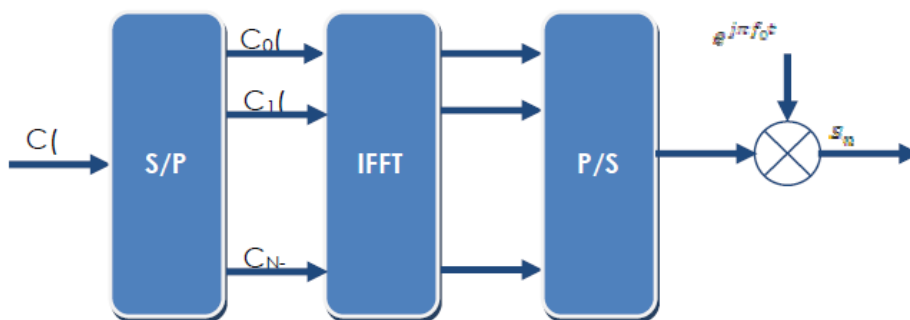


Figure II. 6 : Modulateur OFDM numérique.

b) Démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{II.13})$$

A la réception, la procédure inverse est appliquée. La démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier discrète des symboles reçus. Ceci peut être réalisé à l'aide de l'algorithme de la FFT. La figure II.7 décrit le schéma d'un démodulateur OFDM numérique [14].

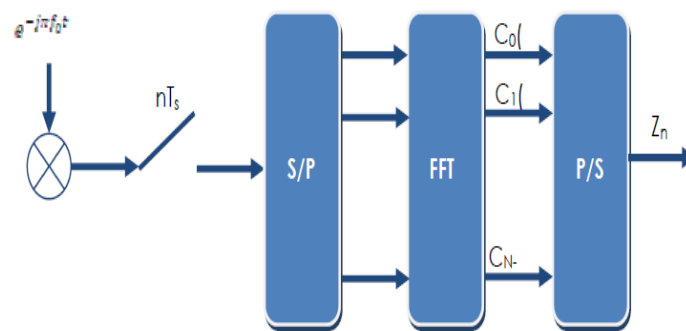


Figure II. 7 : Démodulateur OFDM numérique.

II.4.5. Limitations de l'OFDM

Malgré la simplicité et l'efficacité de la technique de modulation OFDM, plusieurs problèmes limitent ses performances :

- Problèmes du facteur de crête : l'enveloppe du signal OFDM présente de grands pics ce qui sature rapidement l'amplificateur de puissance.
- Problèmes de synchronisation : le processus de démodulation, et en particulier l'opération de décodage, nécessite une synchronisation très précise. On doit être capable de trouver l'instant du début et la fin de chaque symbole OFDM, et la fréquence du récepteur doit être synchronisée avec celle de l'émetteur. Les systèmes OFDM sont sensibles aux erreurs de synchronisation. Les sources et les conséquences de ces erreurs peuvent être classées comme suit :
 - Décalage entre l'instant et la période d'échantillonnage considérés par l'horloge du récepteur et ceux du signal reçu. Ceci engendre des ISI.

- Décalage en phase et en fréquence entre la porteuse générée par l'oscillateur local et celle du signal reçu. Ceci cause des interférences entre porteuses (ICI), des atténuations et des déphasages du signal utile.

II.5. Technique FBMC

II.5.1. Introduction

La modulation FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) est l'une des formes d'onde candidates pour la 5G. Cette technique est un développement de l'OFDM, elle est un peu plus complexe que l'OFDM mais son but est de réduire les interférences et le rayonnement hors bande en utilisant un schéma de modulation différent à base de bancs de filtres.

La FBMC est une technique qui garde les mêmes principes que la modulation OFDM en améliorant ses avantages et minimisant ses inconvénients.

II.5.2. Bancs de filtres

A l'inverse de l'OFDM la FBMC utilise des bancs de filtre qui sont considérées comme un tableau qui regroupe M signaux en entrée sur M lignes et donne M signaux en sortie, tel qu'il est représenté sur la figure II.8.

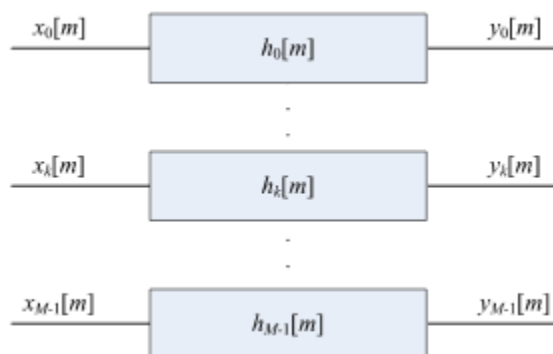


Figure II. 8 : Architecture d'un banc de filtre.

Si toutes les entrées du filtre sont connectées entre elles, alors le même signal est envoyé à travers le banc de filtre $x_i[m] = x[m]$. Dans ce cas le banc de filtre analyse l'entrée $x[m]$ sur des

sous-banes selon les caractéristiques de chaque filtre, d'où ce filtre est appelé AFB (Analysis Filter Bank) et le système est dit système de sous-bande (figure II 9 (a)).

Dans le cas contraire, les signaux sont filtrés et les sorties des filtres sont connectées et additionnées entre elles, un nouveau signal $y[m] = \sum_{k=0}^{M-1} y_i[m]$ sera composé et synthétisé. Dans ce cas le filtre est nommé SFB (Synthesis Filter Bank) figure II.9(b) [21].

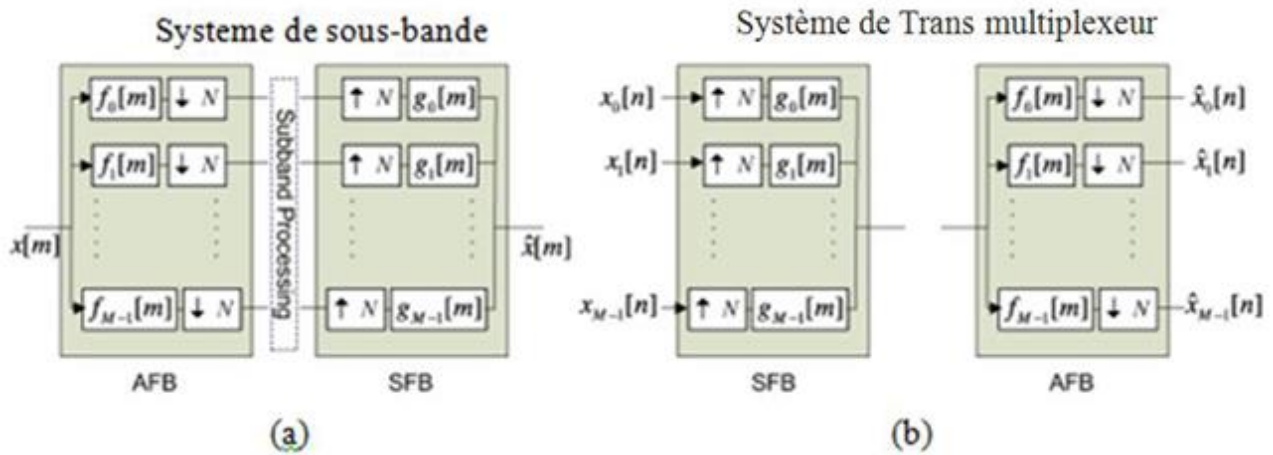


Figure II. 9 : Configuration du system sous-band et de trans-multiplexeur [21].

II.5.3. Bancs de filtre multi-cadences

On peut utiliser les bancs de filtres dans plusieurs domaines, comme le traitement du signal et la compression et le traitement d'image.

Le fonctionnement principal des bancs de filtre est de diviser le signal en des groupes de sous-bandes, en utilisant deux opérations principales sur le signal qui sont la décimation et l'interpolation. Ces opérations, détaillées dans les sous-sections suivantes, peuvent être effectuées par des blocs de construction appelés décimateurs et extenseurs [21].

II.5.3.1. Décimation

Cette opération réalisée dans le AFB (*Analysis Filter Banc*), c'est une opération qui fait un sous-échantillonnage du signal d'entrée. Le sous-échantillonnage réduit le taux d'échantillonnage en ne sélectionnant que N échantillons du signal filtré.

Le dispositif de décimation génère une séquence de sortie $y(n)$ à partir d'un signal d'entrée $x(n)$ en fonction de N , ou N est un entier.

$$y_D(n) = x(Nn) \tag{II.14}$$

Dans ce cas on ne peut pas récupérer le signal d'entrée $x(n)$ à partir du signal de sortie y_D à cause de la perte d'information [21].

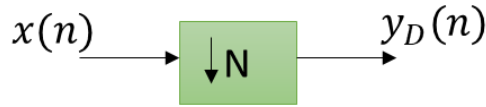


Figure II. 10 : Dispositif de décimation.

➤ *La fonction de décimation sur le domaine fréquentiel et temporel*

Dans le domaine fréquentiel, le spectre de sortie est représenté par une répartition de N répliques décalées du spectre d'entrée élargi par le facteur N . La figure II.11 représente dans le domaine fréquentiel les signaux aux différentes étapes de décimation pour un facteur $N=8$.

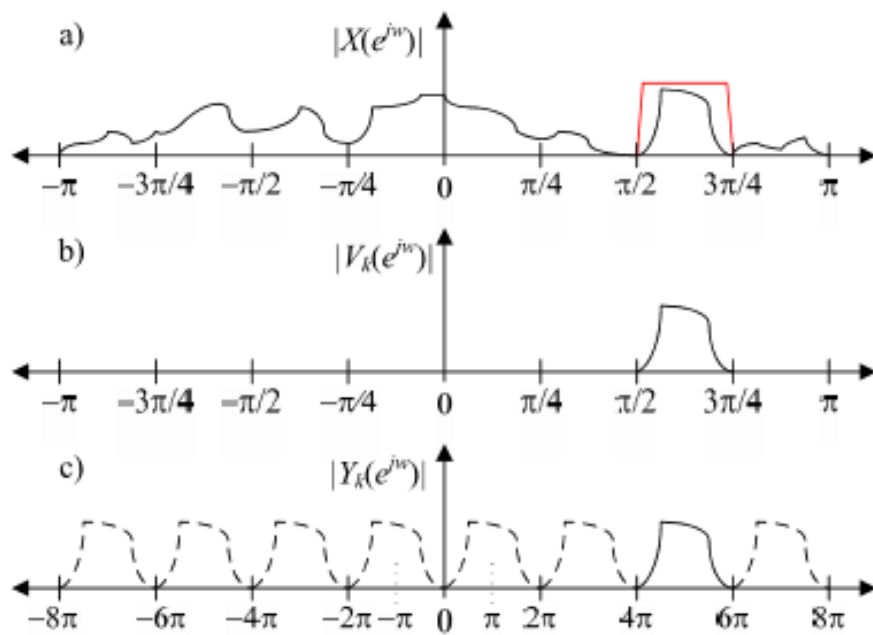


Figure II. 11 : Décimation du signal avec des filtres complexes. a : spectre du signal d'entrée. b : Spectre après filtrage anti alias. c : résultat du spectre après sous-échantillonnage par $N = 8$.

Dans le domaine temporel c'est la suppression et l'élimination de quelques échantillons.

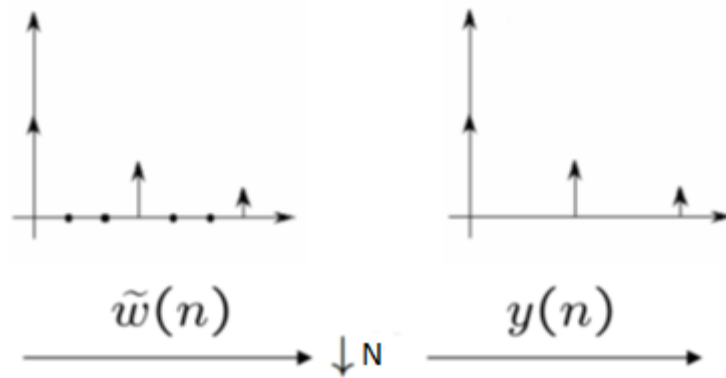


Figure II. 12 : Sous-échantillonnage par N=2.

Le signal de sortie est :

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(e^{j(\omega-2\pi k)/N}) \quad (\text{II.15})$$

II.5.3.2. Interpolation

L'interpolation consiste à augmenter la fréquence d'échantillonnage dans un rapport entier N . Parfois, elle est appelée sur-échantillonnage. Cette opération peut se faire en insérant $N - 1$ valeurs nulles après chaque échantillon [23].



Figure II. 13 : Dispositif d'interpolation.

➤ *La fonction d'interpolation sur le domaine fréquentiel et temporel*

Dans le domaine fréquentiel, le spectre du signal d'entrée (a) passe par le suréchantillonnage qui met en évidence la bande d'intérêt (b) par la suite l'interpolation par un filtre passe-bande décide du choix du spectre du signal [22].

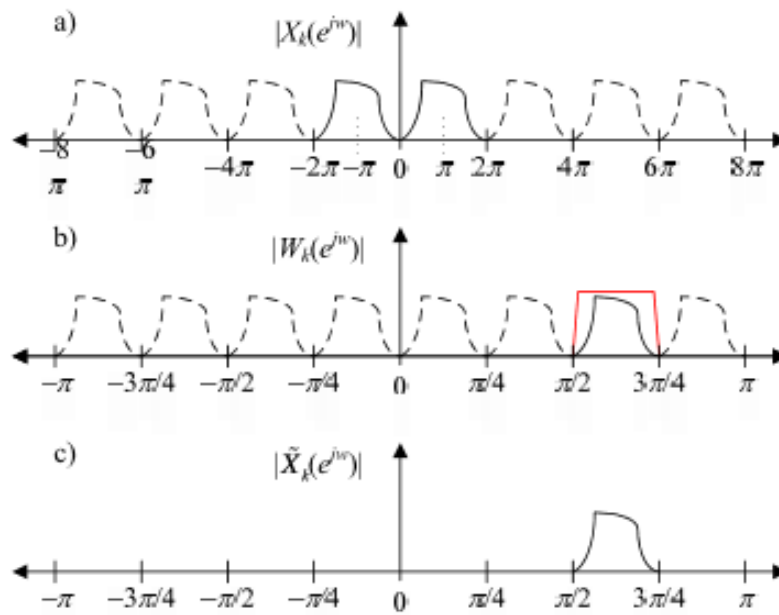


Figure II. 14 : Représentation des étapes d'Interpolation

Le signal de sortie Y_E est :

$$Y_E(Z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)Z^{-kL} = X(Z^L) \quad (\text{II.16})$$

Dans le domaine temporel, cette opération ajoute des zéros entre les échantillons dans le domaine temporel.

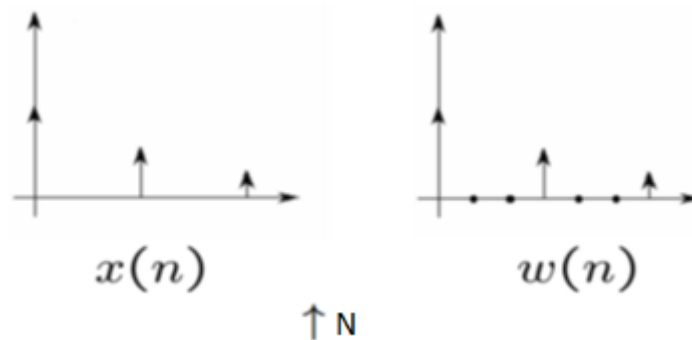


Figure II. 15 : Sur-échantillonnage par la $N = 2$ (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel).

II.5.3.3. L'identité multi-cadence

Pour finaliser cette section, il est nécessaire de rappeler les identités dans le traitement du signal multi-cadence à la figure II.16. Ces identités multi-cadences permettent la commutation de l'ordre de l'opération sur/sous-échantillonnage avec les filtres correspondants [22].

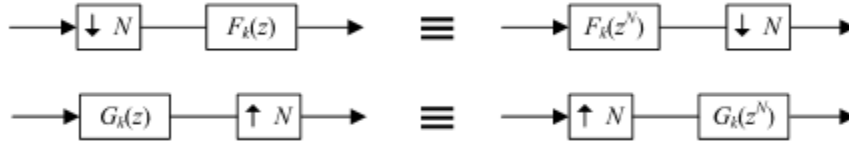


Figure II. 17 : Identité de taux variable

Le filtrage a lieu au taux inférieur, et avec des filtres décimés, ce qui permet un traitement plus efficace et moins complexe. Les identités sont exploitées lorsque l'objectif est d'implémenter le banc de filtre d'une manière efficace [22].

II.5.4. Bancs de filtre modulés

L'idée est de combiner le principe de transformé en blocs avec celle de banc de filtre en introduisant du recouvrement. Pour cela, il suffit que le nombre de voies d'entrée du banc d'analyse soit plus grand que le nombre de voies de sorties et inversement pour le banc de synthèse. On obtient donc un banc de filtre de L retard à l'entrée, un sous échantillonnage par M , M voies intermédiaires, et L retard à la sortie [30].

Pour obtenir les filtres du canal du banc de filtre on se base seulement sur de filtre FIR, et on obtient la modulation par la multiplication avec cosinus, sinus ou exponentielle [21].

II.5.4.1. Bancs de filtre à modulation cosinus CMFB

Dans cette technique, les filtres d'analyse et de synthèse sont obtenus à partir du filtre prototype par modulation cosinoïdale.

On a $P_p(n)$ les coefficients de réponse impulsionnelle du filtre, donc les coefficients d'analyse $h_k(n)$ et le filtre de synthèse $f_k(n)$ sont donnés par :

$$h_k^c(n) = 2h_p(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad (\text{II.17})$$

et $f_k^c(n) = 2h_p(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad (\text{II.18})$

où

$$k = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \text{ et } n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

A partir des équations précédentes on remarque que les filtres de synthèse sont des versions inversées dans le temps des filtres d'analyse.

$$f_k^c = h_k^c(N - n) \quad (\text{II.19})$$

Pour la réalisation de ces systèmes on utilise la transformée discrète en cosinus. Le but principal de cette technique est d'optimiser les coefficients du filtre prototype et ainsi réduire le coût de mise en œuvre, ceci est l'un des points positifs de ce système [22].

II.5.4.2. Bancs de filtre à modulation sinus SMFB

Dans ce système, les filtres d'analyse et de synthèse sont obtenus à partir du filtre prototype par modulation sinusoïdale.

Les filtres de sous-canal pour le SMFB sont obtenus lorsque l'on remplace le terme cosinus dans les équations (II.20) et (II.21) pour une durée indéterminée. Les blocs de modulation utilisés dans les CMFB et SMFB implémentations sont définis comme suit [22] :

$$[C]_{kn} = \sqrt{\frac{2}{M}} \cos\left(\left(n + \frac{1}{2}\right) \left(k + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M}\right) \quad (\text{II.20})$$

et

$$[S]_{kn} = \sqrt{\frac{2}{M}} \sin\left(\left(n + \frac{1}{2}\right) \left(k + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M}\right) \quad (\text{II.21})$$

II.5.4.3. Banc de filtre à modulation exponentielle EMFB

Les bancs de filtres à modulation exponentielle (EMFB) sont appelés modulation complexe, ils sont obtenus par la modulation exponentielle du filtre prototype. L'analyse et la synthèse des filtres résultants ont des réponses d'amplitude simples qui divisent toute la gamme de fréquence uniforme. Les bancs de filtres à modulation exponentielle peuvent être mis en œuvre indépendamment ou dérivés d'une combinaison de banc de filtre à modulation cosinus et banc de filtre à modulation sinus [22].

Les filtres d'analyse H_k sont liés aux filtres prototype H_0 avec $H_k = H_0(zW_M^k)$ où $W_M = e^{-j2\pi/M}$ et $h_k[n]$ sont obtenus par la modulation exponentielle de $h_0[n]$.

$$h_k[n] = h_0[n]e^{j2\pi kn/M} \quad (\text{II.22})$$

Les coefficients de $h_k[n]$ sont complexes, même lorsque $h_0[n]$ est réel, quand ils sont mis en œuvre en utilisant la transformée DFT. Ainsi les bancs de filtres DFT sont un type de bancs de filtres exponentiellement modulés qui sont implémentées en utilisant des structures polyphasées et FFT. La différence entre les DFT et les EMFB est dans l'échantillonnage et leurs canaux sont empilés [22].

La mise en œuvre la plus populaire des bancs filtre modulés exponentiellement est donnée par les équations (II.23) et (II.24). Considérons $h(n)$ comme le filtre passe-bas prototype. La synthèse et l'analyse des bancs de filtre pour un sur-échantillonné par un facteur 2 sont définis comme suit [22]:

$$f_k^e(n) = \sqrt{\frac{2}{M}} h_p(n) \exp\left(j\left(n + \frac{M+1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad (\text{II.23})$$

$$h_k^e(n) = \sqrt{\frac{2}{M}} h_p(n) \exp\left(-j\left(N - n + \frac{M+1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad (\text{II.24})$$

où

$$n = 0, 1, \dots, N$$

et

$$k = 0, 1, \dots, 2M - 1$$

II.5.5. Principe de fonctionnement de la technique FBMC

La technique FBMC utilise le même principe que l'OFDM, la plus grande différence entre ces derniers c'est le type du filtre utilisé.

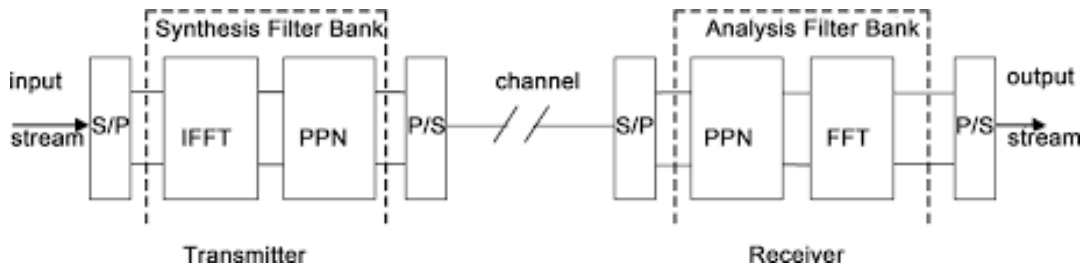


Figure II. 18 : Chaîne de transmission FBMC.

II.5.5.1. Principe de modulation

Dans la partie d'émission FBMC, le signal modulé passe par le bloc d'IFFT pour convertir le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel ensuite il sort et passe par le bloc du filtre polyphasé et enfin les signaux résultants seront regroupés parallèlement ou en série et envoyé sur le canal.

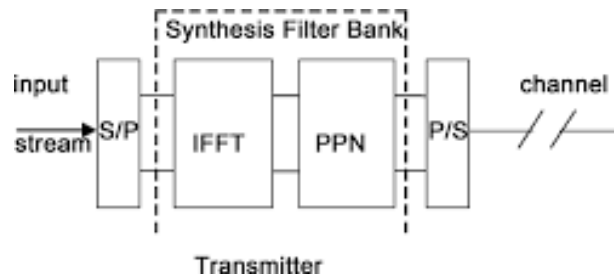


Figure II. 19 : Architecture d'un émetteur FBMC

II.5.5.2. Principe de démodulation

À la réception c'est l'opération inverse qui se fait, une conversion série parallèle du signal est effectuée avant le passage par le filtre polyphasé, ensuite par le bloc FFT et enfin le signal de sortie est démodulé et on peut récupérer les informations.

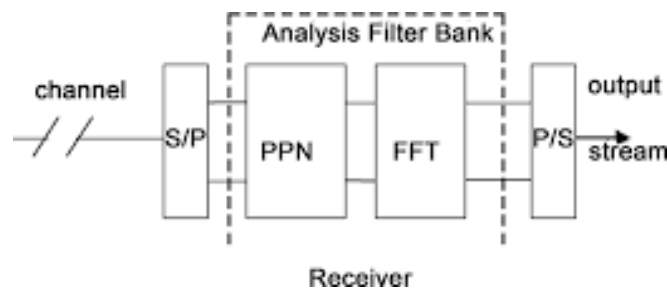


Figure II. 19 : Architecture d'un récepteur FBMC

II.5.6. Structure FBMC avec modulation OQAM

La base des systèmes OFDM et FBMC est le calcul FFT. Dans la FBMC, le réseau polyphasé (PPN) qui est un ensemble de filtres numériques est ajouté après le calcul FFT (banque de filtre d'analyse à l'émetteur et banque de filtre de synthèse au récepteur). En conséquence, pendant la transmission du signal de données, le streaming est différent dans chaque système. Pour atteindre une efficacité maximale, les bancs de filtres sont combinés avec modulation Offset-QAM [24].

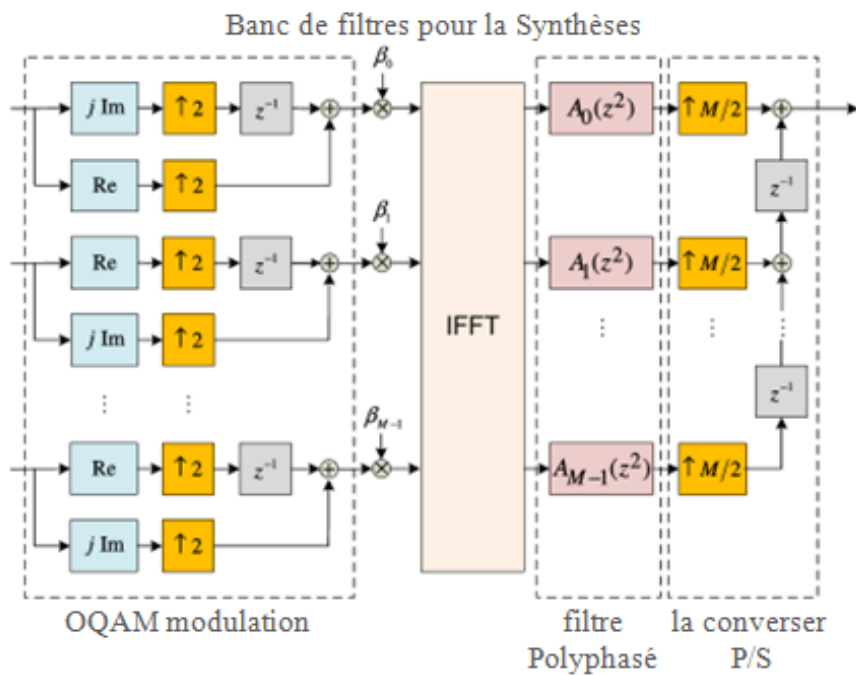


Figure II. 20 : Structure d'un émetteur FBMC/OQAM

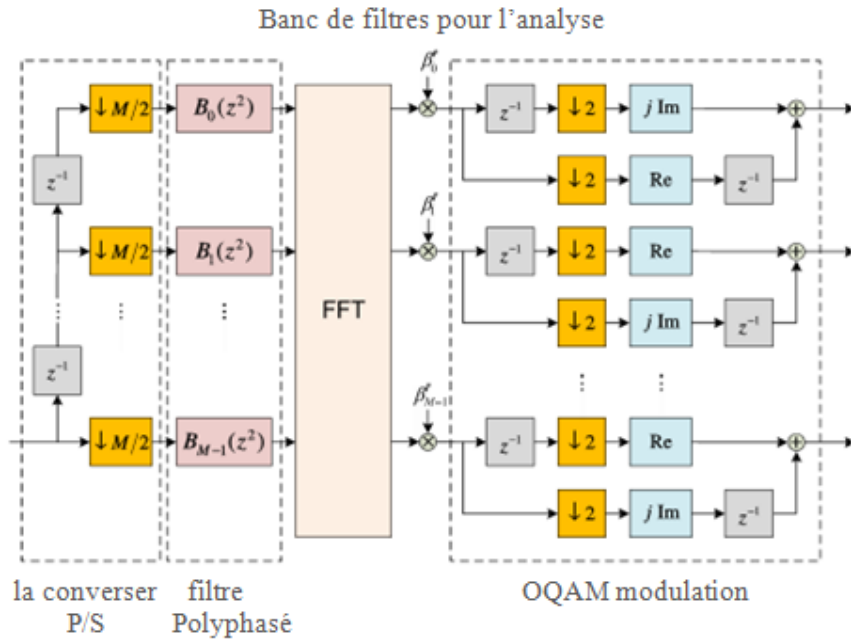


Figure II. 21 : Structure d'un récepteur FBMC/OQAM

II.5.7. Avantages et inconvénients de la FBMC

- **Les avantages**
 - Pas d'insertion d'un préfixe cyclique.
 - Réduction du OOB et PARP.
 - L'impulsion dans le domaine fréquentiel et temporel est bien localisé.
 - Donne un spectre efficace.
- **Les inconvénients**
 - Implémentation des filtres dans ses systèmes est complexe.
 - Fournit un bruit robuste.

II.6. Technique UFMC

La modulation UFMC (Universal-Filtered-Multi-Carrier) est une nouvelle modulation multi-porteuse incluant des filtres pour les sous-bandes, qui vise à remplacer la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'objectif de l'UFMC est d'éliminer les contraintes de synchronisation fortes de l'OFDM [18].

Comme cité précédemment, l'OFDM classique souffre de deux problèmes majeurs qui sont : le facteur de crête (PAPR) et le problème de synchronisation. Les rayonnements hors bande (Out Of Band (O.O.B)) de cette forme d'onde cause aussi des pertes considérables.

Ceci a poussé les chercheurs à penser de nouvelles formes pour remplacer la technique OFDM dans les futurs systèmes radio mobiles et notamment la 5G.

L'UFMC est une technique proposée initialement par les laboratoires Alcatel-Lucent & Bell [19], elle est également référenciée sous l'appellation UF-OFDM dans la littérature. Le schéma fonctionnel de l'UFMC est illustré à la Figure II.22.

UFMC est une combinaison de ZP-OFDM (CP-OFDM traditionnel, le CP étant remplacé par un Zero Padding (ZP)) et d'un OFDM filtré, chaque symbole OFDM en sortie de l>IDFT est filtré et le ZP est utilisé pour absorber la réponse transitoire du filtre. En l'absence d'un canal à trajets multiples, UFMC conserve l'orthogonalité des sous-porteuses. Néanmoins, l'orthogonalité n'est plus maintenue à mesure que l'étalement temporel du canal augmente et seule une protection souple (soft) contre les effets de trajets multiples est possible au niveau du récepteur.

À la réception, les interférences multi-utilisateurs provenant de l'asynchronisme temporel et fréquentiel sont d'abord réduites en appliquant une fenêtre sur les symboles du bloc UFMC reçus.

Il est à noter que ce traitement détruit l'orthogonalité de la sous-porteuse même si le canal est parfait. Enfin, une FFT de taille deux fois supérieure à la valeur IFFT utilisée lors de la transmission est appliquée aux symboles de bloc OFDM reçus et seuls les indices de sous-porteuses sont conservés.

Il est important de noter que la complexité du récepteur peut être réduite en collectant des échantillons supplémentaires correspondant à la longueur du ZP et en utilisant une méthode de chevauchement et d'ajout pour obtenir la propriété de convolution circulaire. Dans ce cas, la taille FFT requise est identique à la taille de l'IFFT utilisée lors de la transmission [19].

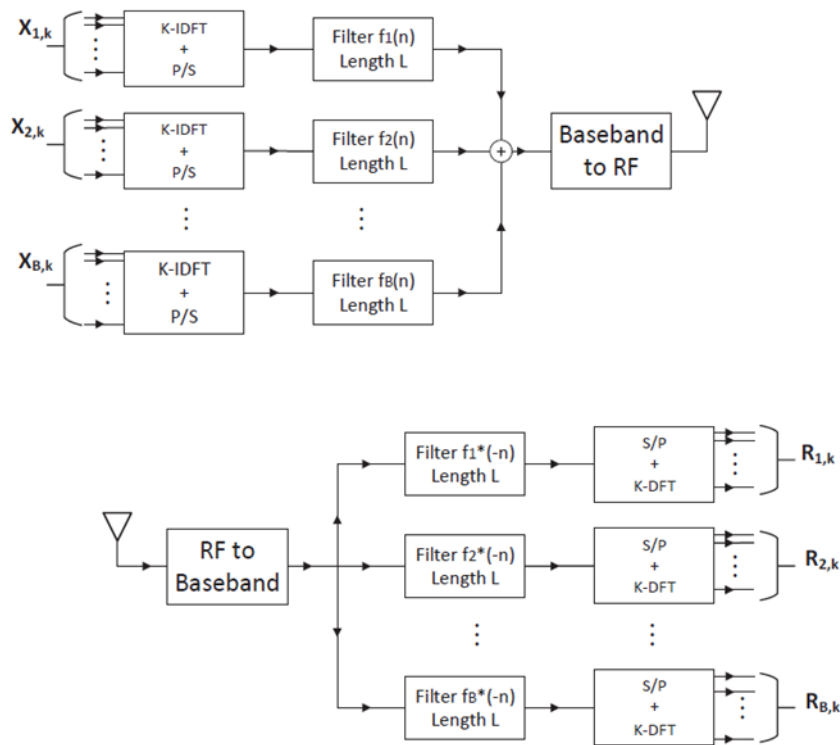


Figure II. 22 : Architecture d'un émetteur/ récepteur UFMC.

II.6.1. Principe et fonctionnement de l'UFMC

La figure II.22 illustre le fonctionnement de l'UFMC. Dans la partie émetteur, un groupe de k de symboles de données complexes entrants sont mappés dans des sous-bandes B , ou chaque sous-bande est composé de $M = K/B$ sous-porteuses. Le symbole affecté à la k -ème sous-porteuses de j -ème sous-bande est notée $X_{(j,k)}$. Pour chaque sous-bande, les symboles de domaine temporel x_j sont obtenu en appliquant une IFFT au point k sur $X_{(j,k)}$. Plus précisément, le groupe de sous-

porteuses dans la j -ème sous-bande est décalé en insérant θ_j zéro au début, de même, ces zéros sont insérés à la fin pour tenir compte des sous-porteuses non allouées [31].

$$x_j(l) = \frac{1}{k} \sum_{k=0}^{M-1} X_{j,k} e^{2\pi j l (k + \theta_j) / K} \quad (\text{II.25})$$

Avec $l = 0, \dots, K - 1$ et $\theta_j = (j - 1) \cdot M$. Chaque séquence de sous-bande $x_j(l)$ passe par un filtre de réponse impulsionnelle finie $f_j(l)$ avec une longueur L pour réduire les rayonnements hors bande. Le filtre $f_j(l)$ est modulé à la fréquence appropriée par multiplication par une réponse impulsionnelle prototype $f(l)$ avec une séquence exponentielle, comme il est montré dans l'équation (II.26) [31]:

$$f_j(l) = f(l) e^{2\pi j l (\theta_j + \frac{M-1}{2}) / K} \quad (\text{II.26})$$

$f(l)$ est obtenu à partir de la fenêtre de Dolph-Chebyshev avec une atténuation réglable des lobes latéraux. La sortie de la j -ème sous bande après le filtre RIF est exprimée par [31]:

$$y_j(l) = x_j(l) * f_j(l) = \sum_{l'=0}^{K-1} x_j(l') f_j(l - l') \quad (\text{II.27})$$

Avec $*$ signifier la convolution à temps discret et l'indice $l = 0, \dots, (K + L - 2)$. Les différents signaux de sous-bande $y_j(l)$ sont ensuite additionnés, ce qui donne :

$$y(l) = \sum_{j=1}^B y_j(l) \quad (\text{II.28})$$

Finalement, le signal en bande de base à temps discret $y(l)$ est converti en un signal analogique pour la transmission par la mise en forme analogique et la conversion RF.

À la réception le signal reçu est noté $r(l)$. Pour chacune des sous-bandes B , le signal reçu $r(l)$ est convolué avec l'inversion temporelle et le conjugué complexe du filtre de sous-bande correspondant $f_j(l)$. Le signal de domaine temporel résultant $r_j(l)$ est exprimé par [31] :

$$r_j(l) = r(l) * f_j^*(-l) = \sum_{l'=0}^{K+L-2} r(l') f_j^*(l' - l) \quad (\text{II.29})$$

Où seuls les échantillons d'indice $l = 0, \dots, K - 1$ sont retenus. Pour chaque sous-bande, le signal $r_j(l)$ est mappé sur le domaine fréquentiel en appliquant une opération de dés-étalement FFT.

Plus précisément, le symbole estimé correspondant à la k-ième sous-porteuse et la j-ième sous-bande est exprimé par [31]:

$$R_{j,k} = \sum_{l=0}^{k-1} r_j(l) e^{-2\pi j l (k + \theta_j) / K} \quad (\text{II.30})$$

Avec $k=0, \dots, M-1$.

II.6.2. Avantages et inconvénients de la modulation UFMC

- **Les avantages**
 - Amélioré les conditions de synchronisation.
 - La réduction de rayonnement hors bande.
 - Un taux d'erreur binaire (BER) acceptable.
- **Les inconvénients**
 - La complexité de la réalisation de cette technique.
 - PARP élevé.

II.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de trois formes d'onde candidates aux réseaux radio-mobiles de 5ème génération. Dans ce contexte nous avons commencé par présenter une classification générale des formes d'onde ainsi que les définitions des caractéristiques principales de ces formes d'onde.

Par la suite nous avons traité en détails trois formes d'onde qui sont : l'OFDM, la FBMC et l'UFMC. Les formulations mathématiques ainsi que les architectures des émetteurs et des récepteurs sont aussi données pour chaque forme d'onde.

Le chapitre suivant de ce mémoire sera dédié à la présentation et la discussion des résultats de simulation réalisés dans ce travail.

CHAPITRE

III

III.1. Introduction

Notre travail a pour objectif d'analyser les performances des différentes formes d'onde (FO) examinées précédemment.

Dans ce contexte, nous présentons dans ce dernier chapitre les résultats des simulations réalisées au cours de ce travail. Le simulateur élaboré dans un environnement Matlab se base sur l'implémentation d'une chaîne de transmission numérique qui sera modifier suivant les propriétés de la forme d'onde utilisée et ses structures énoncées dans le chapitre II.

Plusieurs paramètres sont étudiés pour analyser les performances des formes d'ondes présentées en termes du OOB, de taux d'erreur sur les bits (BER) et de PAPR. Cette comparaison aidera à déterminer l'adéquation des formes d'onde candidates dans différents scénarios pour les réseaux 5G.

Nous entamons ce présent chapitre par l'énoncé des paramètres de simulation pour chaque FO. Ensuite, nous présentons les structures de simulation. Enfin, les résultats des simulations sont présentés, analysés et interprétés.

III.2. Environnement de simulation

Le simulateur développé au cours de ce travail dans un environnement Matlab est fondé sur une approche modulaire. Cette approche nous a permis de réaliser les programmes de simulation du système sous forme de blocs de la même manière qu'un système de communication fonctionne. Le principe de cette procédure est de définir les paramètres d'initialisation et les données d'entrée et permet de fournir les résultats de sortie.

Au début de la simulation, le nombre de symboles, la modulation, le taux de codage, la plage des valeurs du SNR ainsi que le modèle du canal doivent être implémentés.

Les valeurs des variables de sortie nous permettent de les représenter sur des courbes pour analyser les performances du système.

III.3. Performances de l'OFDM

Dans une FO de type CP-OFDM classique, les porteuses sont modulées à une fréquence k / N , à l'aide de formes rectangulaires dans le domaine temporel. Le processus de mappage / démappage peut être effectué avec une FFT inverse (IFFT) et permet ainsi une architecture peu complexe (voir Figure III.1).

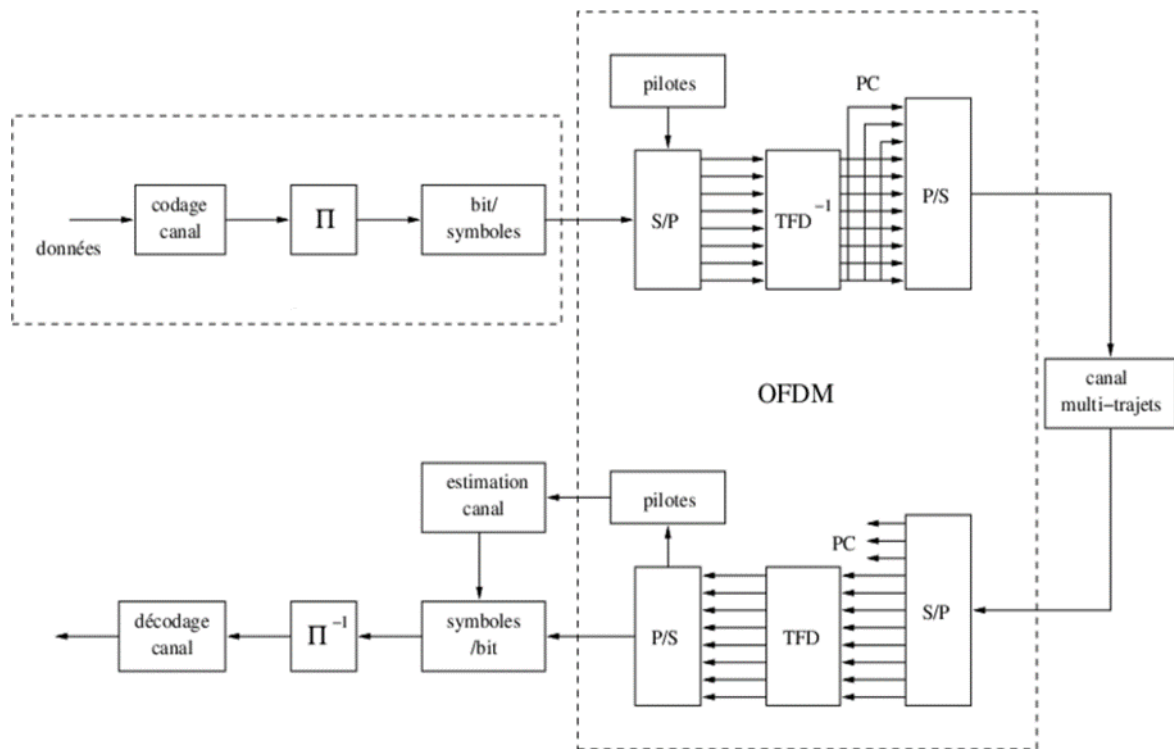


Figure III. 1 : Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur OFDM.

III.3.1. Paramètres de simulation

En se basant sur le schéma fonctionnel de la figure III.1, les paramètres implémentés pour la simulation de la CP-OFDM sont décrits sur le tableau III.1:

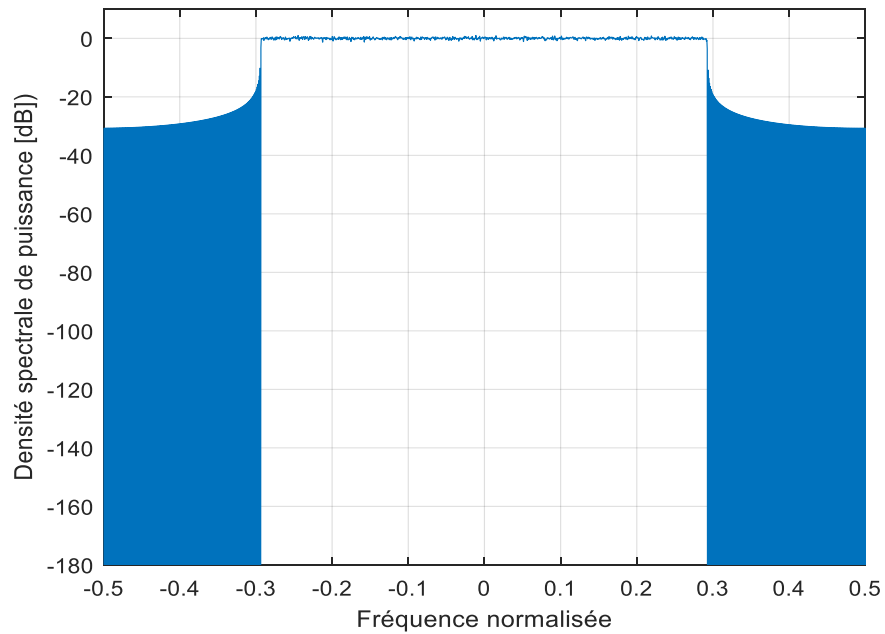
Tableau III.1 : Paramètres de simulation de L'OFDM

Paramètre	Valeurs
Taille de la FFT/IFFT	512,1024
Longueur du CP	72
Nombre de blocs de ressources	50
Fenêtrage	Cosinus surélevé
Bit par sous-porteuse	4
Taille de sous-bande	20 KHz
Nombre des sous-bandes	10
Modulation	M-QAM (M=4,16,64)
SNR	0 :15 dB
Espacement des sous-porteuses	15 kHz
Fréquence d'échantillonnage	15.36 MHz

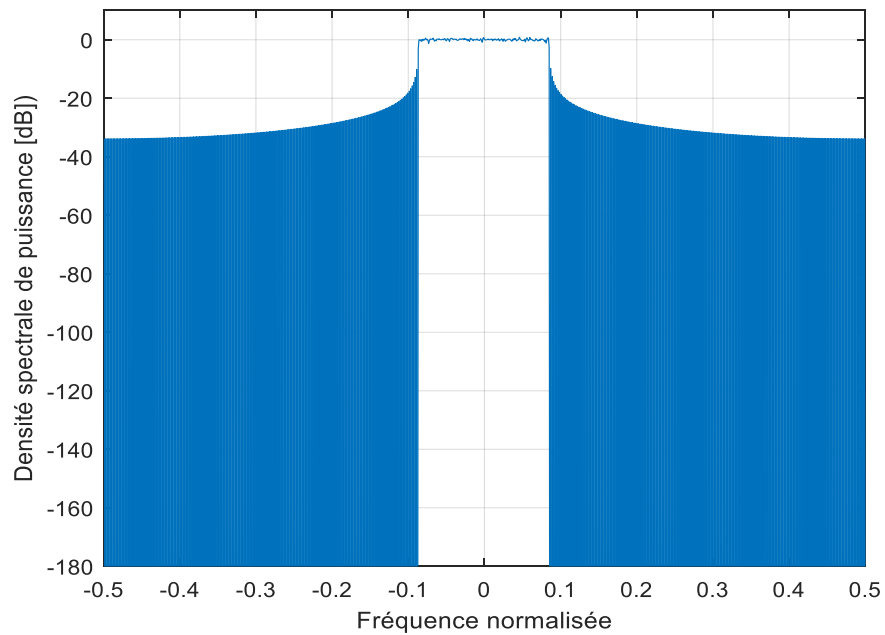
III.3.2. Résultats des simulations

III.3.2.1. Densité spectrale de puissance

Dans cette section, nous représenterons la densité spectrale de puissance de la forme d'onde CP-OFDM. Nous considérons les paramètres du tableau III.1.



(a)



(b)

Figure III. 2 : Représentation de la DSP en fonction de la fréquence (a) FFT=1024, (b) FFT=512.

La figure III.2 montre la représentation de la densité spectrale de puissance pour une CP-OFDM. La DSP nous donne une bonne indication sur l'occupation spectrale de la forme d'onde utilisée pour la transmission ainsi que sur la bande utile occupée par les symboles OFDM. Sur la figure III.2 (a) et (b), on peut clairement voir que cette occupation spectrale dépend de la taille de la FFT/IFFT utilisée dans le mapping des symboles OFDM ainsi que de la bande totale.

III.3.2.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête

La DSP nous indique aussi le taux du rayonnement hors bande (OOB) qui est une caractéristique propre à chaque forme d'onde. La figure III.3 illustre la DSP pour une IFFT de 1024 est différents nombres de sous-porteuses.

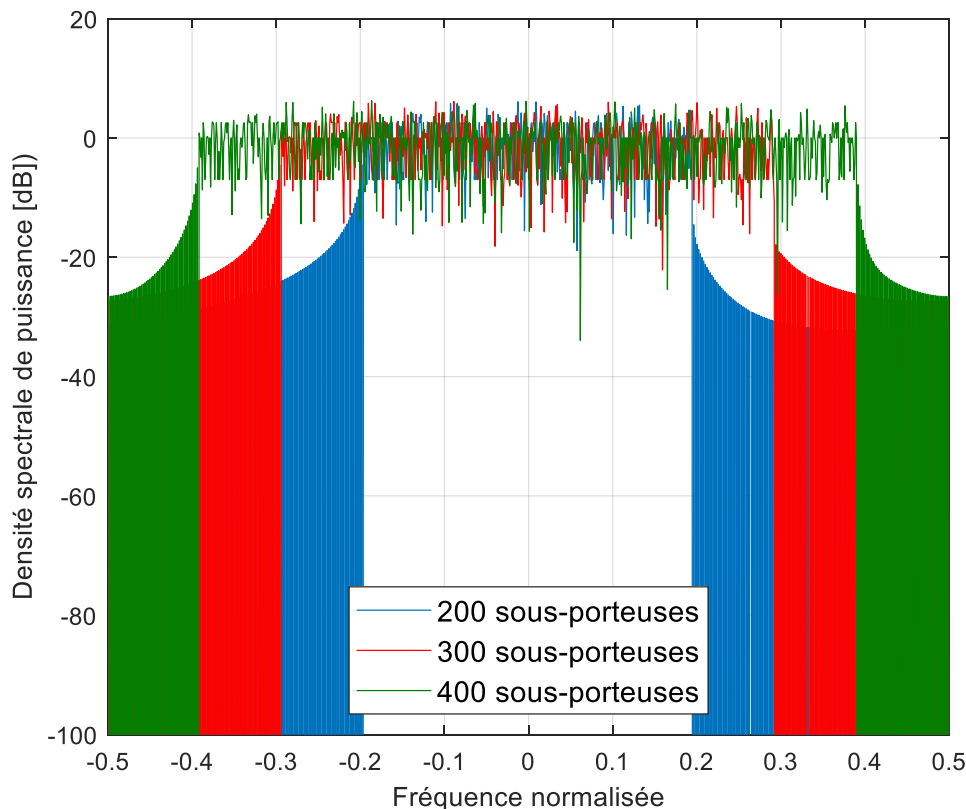


Figure III. 3 : Représentation de la DSP FFT=1024 avec différents nombres de sous-porteuses.

En effectuant un zoom sur l'une des bandes latérales de la DSP (figure III.4), on peut clairement voir que le OOB varie entre -31 dB et -27 dB suivant le nombre de sous porteuses. Cette valeur reste importante est peut infecter des bandes adjacentes d'autres systèmes. Ce paramètre (OOB) représente l'un des inconvénients de l'OFDM.

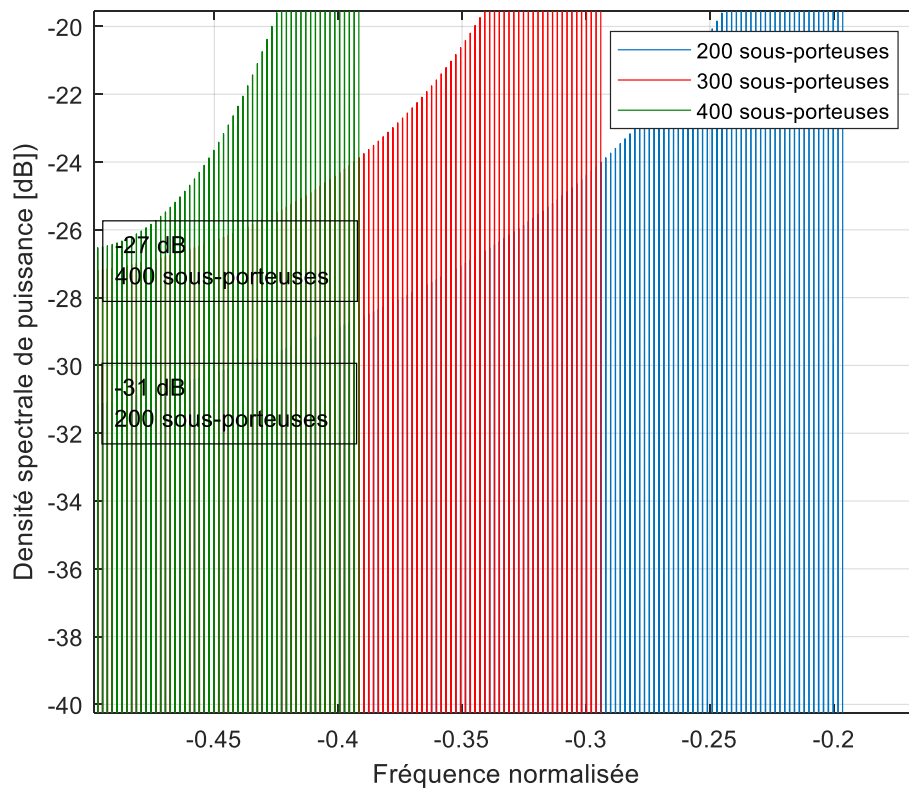


Figure III. 4 : Rayonnement hors band de la forme d’onde OFDM pour différents nombres de sous-porteuses

Un autre paramètre aussi important que le OOB dans l’évaluation de la forme d’onde est le facteur de crête (PAPR). Ce paramètre, exprimé par l’équation (II.3), donne une idée sur les pics de puissance du signal et donc une idée sur la consommation énergétique de la forme d’onde.

Le tableau III.2 donne les valeurs du PAPR pour différentes valeurs de la FFT et du nombre de sous-porteuses. L’analyse de ces résultats montre qu’il y a une amélioration du PAPR avec l’augmentation de la taille de la FFT.

Les valeurs du PAPR pour l’OFDM sont importantes ce qui engendre une grande consommation d’énergie et des déformations non-linéaires du signal au niveau de l’amplificateur de puissance.

Tableau III.2 : PAPR en fonction du nombre des sous-porteuses et de la FFT.

Nombre de FFT	512		1024	
Nombre de sous-porteuses	200	200	500	1000
PAPR en dB	6.9757	8.0552	8.5985	8.4517

III.3.2.3. Taux d'erreur binaire

Dans cette section nous présentons l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour différents schémas de modulation QAM.

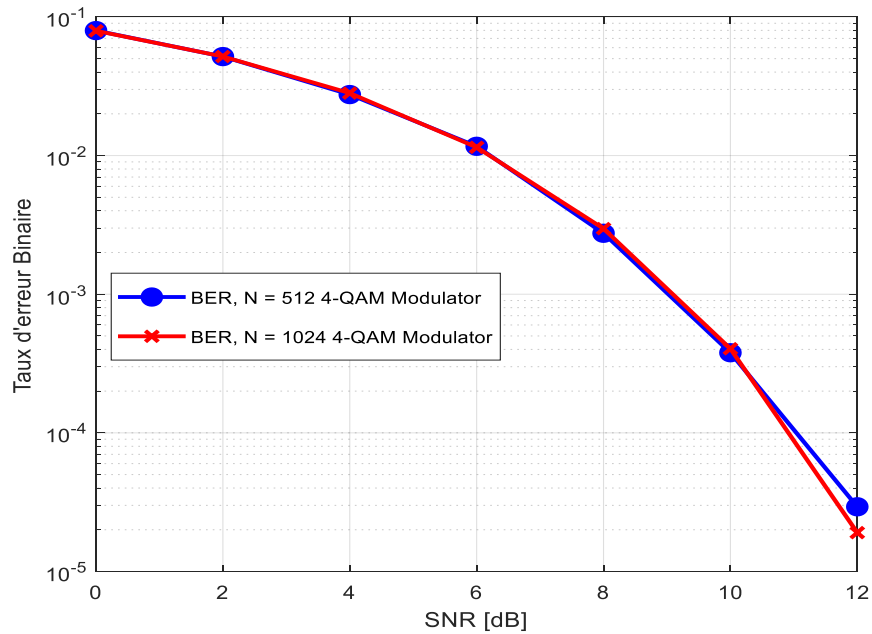


Figure III. 5 : BER vs SNR pour FTT= (512 et 1024), 4-QAM.

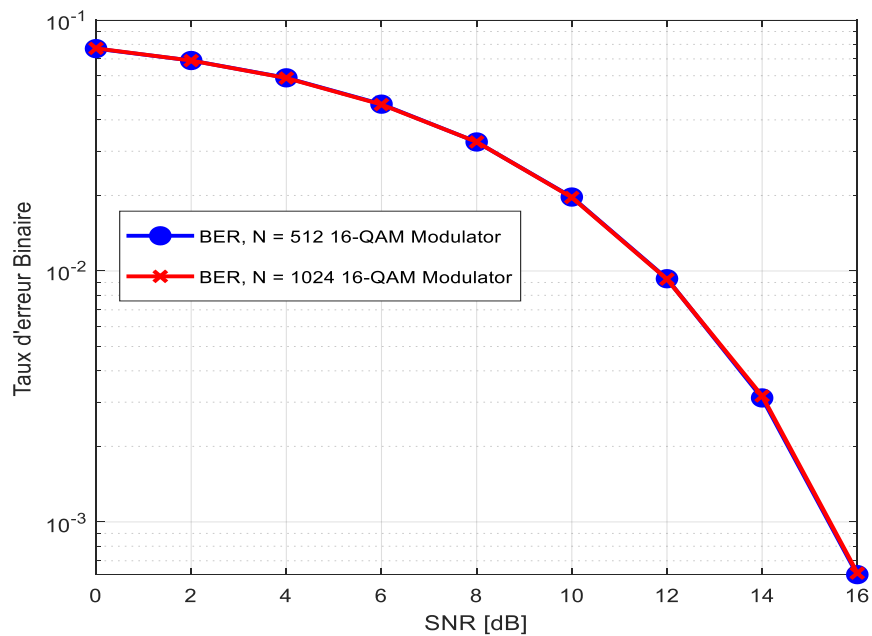


Figure III. 6 : BER vs SNR pour FTT= (512 et 1024), 16-QAM.

L'évolution du BER remarquée sur les figure III.5 et III.6, a la même allure. Ces résultats montrent que le BER est insensible au nombre de sous porteuses utilisées (pour des longueurs du CP adéquates). Cependant, un nombre de sous porteuses important conduit à un débit certes supérieur, mais nécessite une puissance et une occupation spectrale plus importantes.

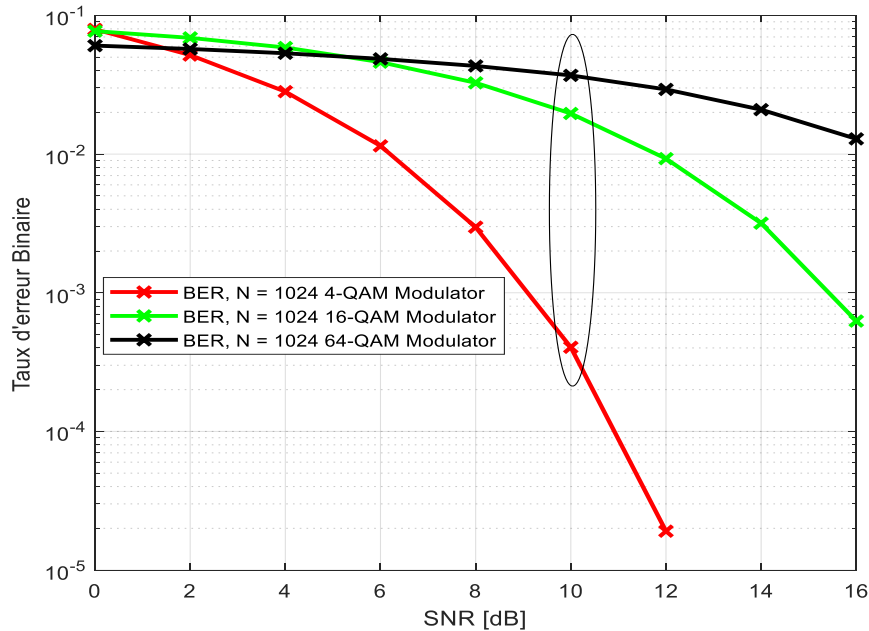


Figure III. 7 : BER vs SNR pour FTT= 1024, 4-QAM/16-QAM/64-QAM.

La figure III.7 illustre le BER pour un nombre de sous-porteuses égale à 1024 et des modulations 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM. Les résultats montrent qu'il y a une grande sensibilité à la taille de la constellation utilisée, puisque pour un SNR de 10 dB le BER est de $0.3 \cdot 10^{-1}$ pour la 64-QAM, $1.9 \cdot 10^{-1}$ pour la 16-QAM et $4 \cdot 10^{-3}$ pour la 4-QAM.

III.4. Performances de la FBMC

L'OFDM se caractérise par sa robustesse aux canaux sélectifs en fréquence et une simple égalisation, grâce à l'utilisation d'un préfixe cyclique. Cependant, l'utilisation de cet intervalle de garde réduit l'efficacité spectrale de l'OFDM, puisqu'on ne transmet pas de données utiles durant la période de transmission du CP. En plus, l'OFDM classique utilise le filtre rectangulaire et ne peut donc pas être localisé en temps et en fréquence, il souffre ainsi des lobes secondaires qui génèrent des interférences. Les systèmes FBMC (filter bank based multicarrier) ont été proposés afin d'augmenter l'efficacité spectrale de l'OFDM en n'utilisant pas d'intervalle de garde, et en filtrant séparément

chaque porteuse par un filtre bien localisé en temps et en fréquence. Dans cette partie nous présentant les résultats des simulations réalisés pour l'évaluation des performances de la technique FBMC.

La figure III.8 représente le schémas blocs utiliser pour les simulations.

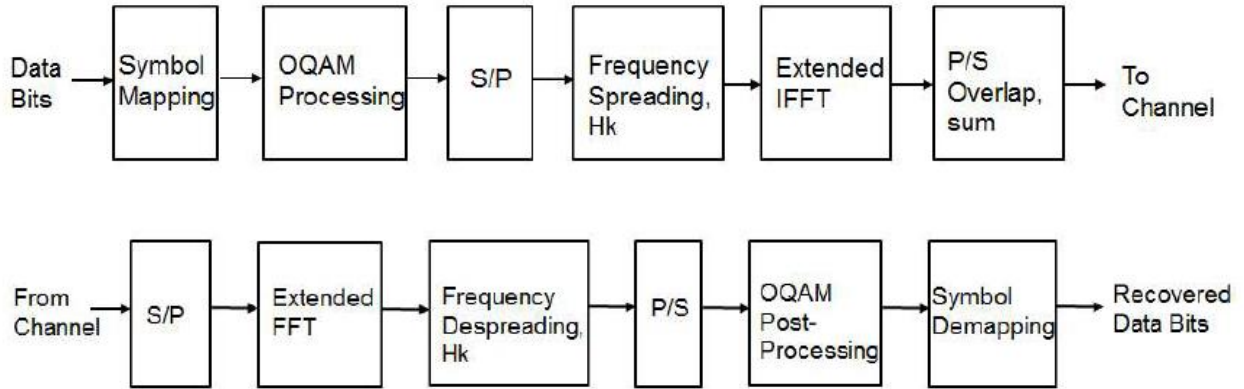


Figure III. 8 : Schéma bloc du l'émetteur/récepteur FBMC-QAM.

III.4.1. Filtre PHYDYAS

C'est un filtre prototype qui a été utilisé dans la couche physique pour le projet d'accès dynamique au spectre radio cognitive (PHYDAYS) européen. Ce filtre utilise la technique d'échantillonnage en fréquence, déterminant la réponse fréquentiel $G(f)$ à partir de la formule d'interpolation de la réponse en fréquence souhaitée. Les échantillons G_k sont espacé aux points de fréquence $f_k = kT$, ou K est le facteur de chevauchement et T est la période symbole [26].

$$G(f) = \sum_k G_k \frac{\sin(\pi(KTf - k))}{\pi(KTf - k)} \quad (III.1)$$

On obtient la réponse impulsionnelle par le calcul de la IFFT de $G(f)$ [26]:

$$g(t) = \sum_k G_k e^{\frac{j2\pi kt}{KT}} \text{ pour } |t| \leq KT \quad (III.2)$$

Le filtre Samsung Type-1 est un autre type de filtre prototype proposé par la firme Samsung pour la FBMC. Le tableau III.3 représente les coefficients de ce filtre ainsi que ceux du filtre PHYDYAS.

Tableau III.3 : tableau qui donne les coefficients des filtres PHYDYAS et Samsung Type-1 [27]

Freq. coeff.	PHYDYAS	Samsung Type-I
G_0	1	1
G_1	0.971960	$-0.6901 + 0.9051i$
G_2	$\sqrt{2}/2$	$+0.2041 - 0.5234i$
G_3	0.235147	$-0.0140 + 0.0472i$

La figure III.9 illustre la réponse du filtre de PHYDYAS.

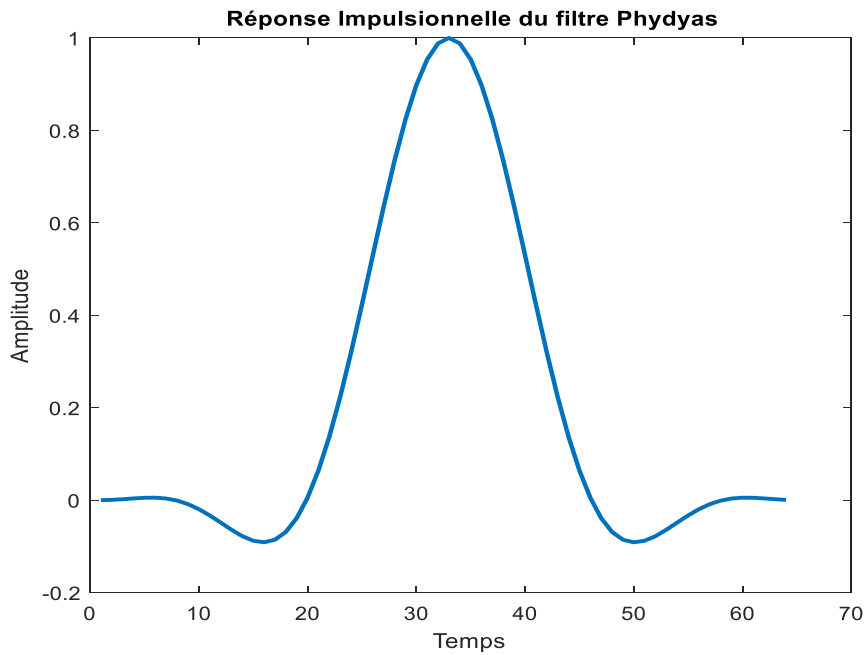


Figure III. 9 : Réponse Impulsionnelle du filtre PHYDYAS.

III.4.2. Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation adopté pour la FBMC sont reportés sur le tableau III.4.

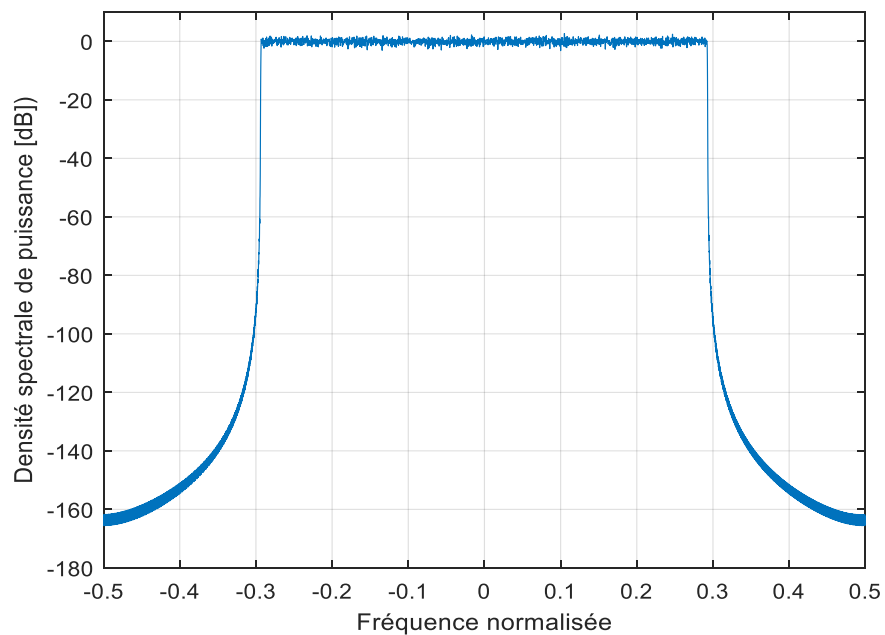
Tableau III.4 : Paramètres de simulation de la FBMC

Paramètre	Valeurs
Filtre prototype	PHYDYAS
Facteur de chevauchement (K)	4
Taille FFT	512/1024/2048
Fenêtrage	Cosinus surélevé
Bit par sous-porteuse	4
Modulation	M-QAM (M=4,16,64)
SNR	0 :15 dB
Espacement des sous-porteuses	15 kHz
Fréquence d'échantillonnage	15.36 MHz

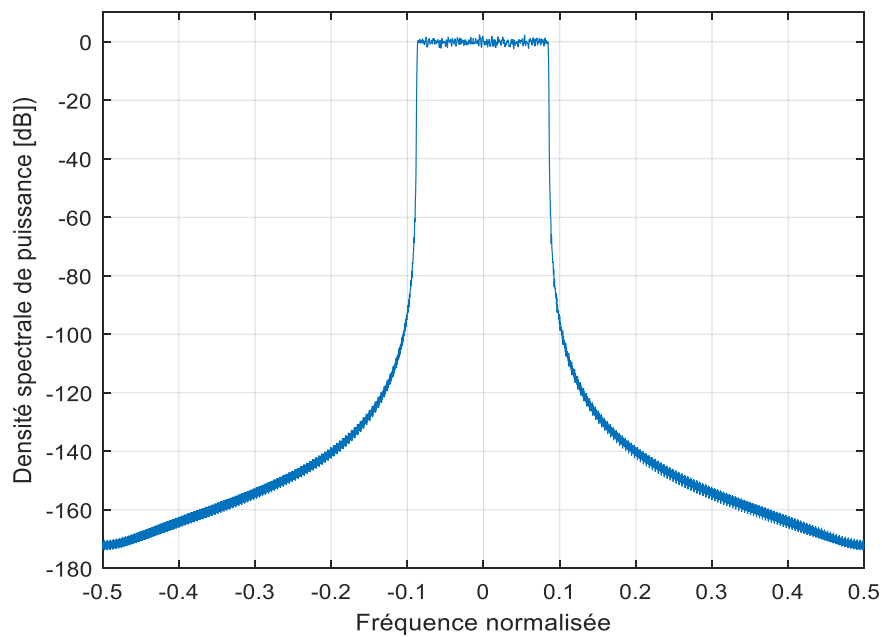
III.4.3. Résultats des simulations

III.4.3.1. Densité spectrale de puissance

Dans cette section, nous présentons la densité spectrale de puissance de la forme d'onde FBMC. Nous considérons les paramètres du tableau III.4.



a)



b)

Figure III. 10 : Représentation de la DSP en fonction de la fréquence (a) FFT=1024, (b) FFT=512. K=4.

La figure III.10 illustre la densité spectrale de puissance pour la FBMC. De la même manière que pour l'OFDM, on peut clairement voir que l'occupation spectrale dépend de la taille de FFT/IFFT utilisée dans le mapping des symboles OFDM ainsi que de la bande totale.

III.4.3.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête

Le rayonnement hors bande (OOB) est une caractéristique très importante propre à chaque forme d'onde. La figure III.3 illustre la DSP pour une IFFT de 1024 est différents nombres de sous-porteuses.

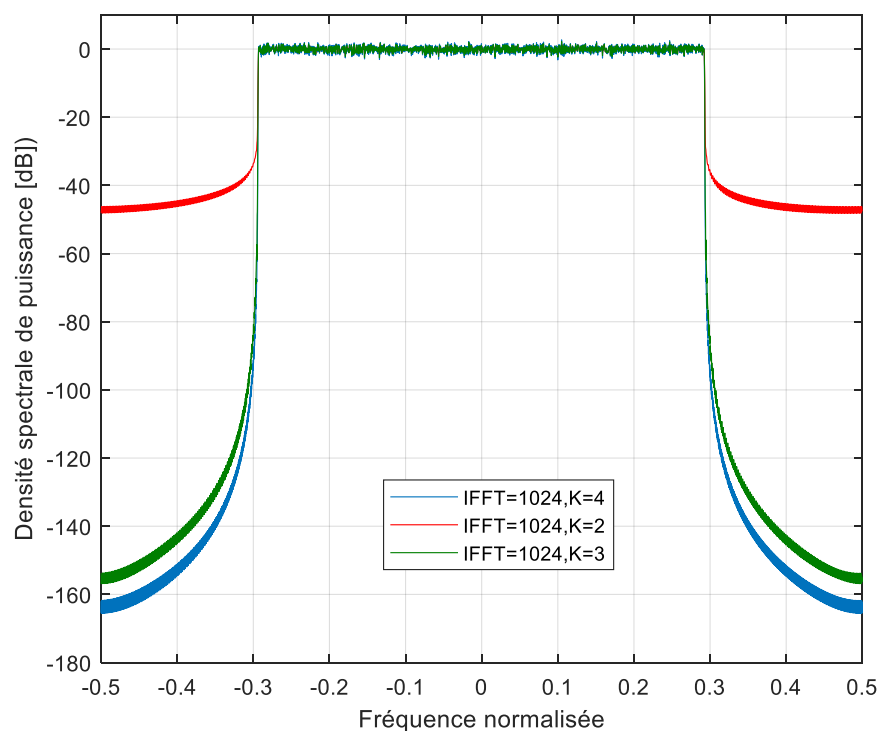


Figure III. 11 : DSP de la FBMC, IFFT=1024, K= (2,3,4)

On peut clairement voir sur la figure III.11 que le OOB dépend principalement du facteur de chevauchement (K), où elle varie entre -47 dB pour K=2 et -163 dB pour K=4.

Le rayonnement hors bande dépend aussi du type de filtre prototype utilisé. La figure III.12 représente une comparaison entre le filtre prototype PHYDYAS et Samsung Type-I. On peut clairement voir que la OOB pour un filtre prototype de type Samsung Type-I (-33 dB) est plus importante que pour un filtre PHYDYAS (-163 dB).

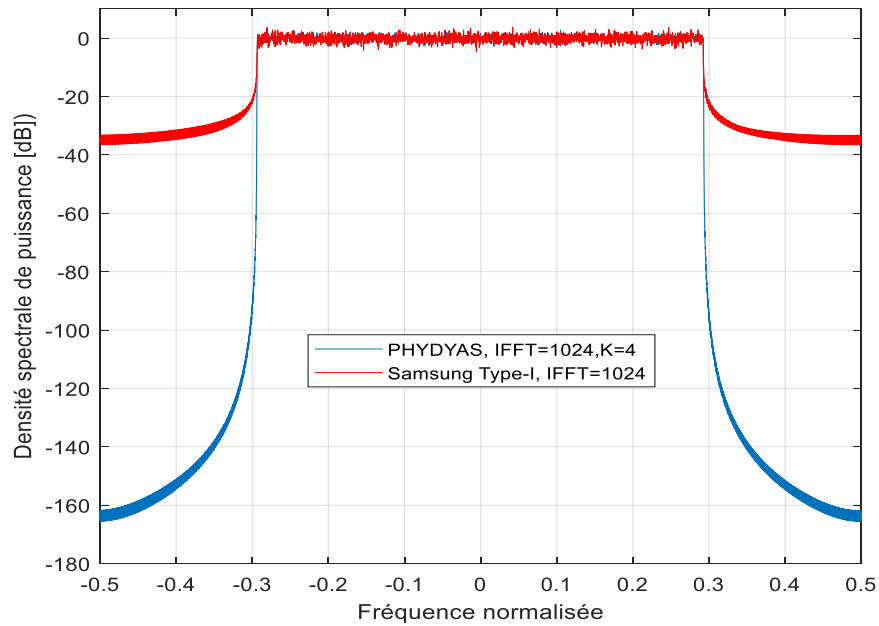


Figure III. 12 : Comparaison de la DSP pour un filtre PHYDYAS et Samsung Type-1

Ces résultats montrent un rayonnement hors bande très faible pour la FBMC avec un filtre PHYDYAS et un facteur de chevauchement $K=4$. Ceci limite l'utilisation de bandes de gardes et augmente l'efficacité spectrale de cette technique.

L'évaluation énergétique de la forme d'onde est très importante, elle est illustrée par le facteur de crête (PAPR). Le tableau III.5 donne les valeurs du PAPR pour différentes valeurs de la FFT et du facteur de chevauchement.

L'analyse de ces résultats montre que les valeurs du PAPR restent faibles et s'améliorent avec l'augmentation de la FFT pour $K=4$.

Tableau III.5 : PAPR en fonction du facteur K et de la FFT.

Nombre de FFT	512	1024			2048
Facteur K	4	4	3	2	4
PAPR en dB	14.1016	15.6116	14.4081	12.6272	16.3992

III.4.3.3. Taux d'erreur binaire

Dans cette section nous présentons l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour différents schémas de modulation QAM.

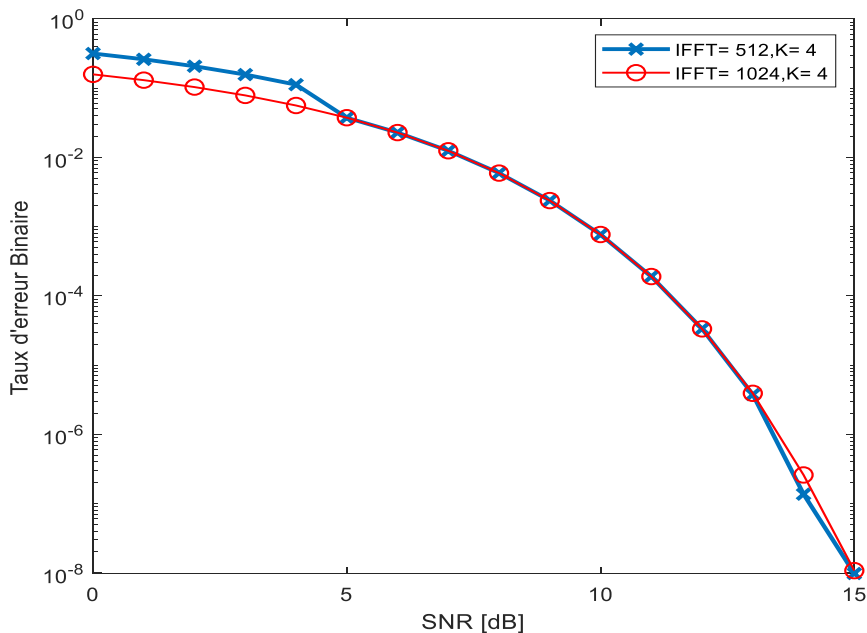


Figure III. 13 : FBMC BER vs SNR pour IFFT= (512 et 1024), 4-QAM, K=4.

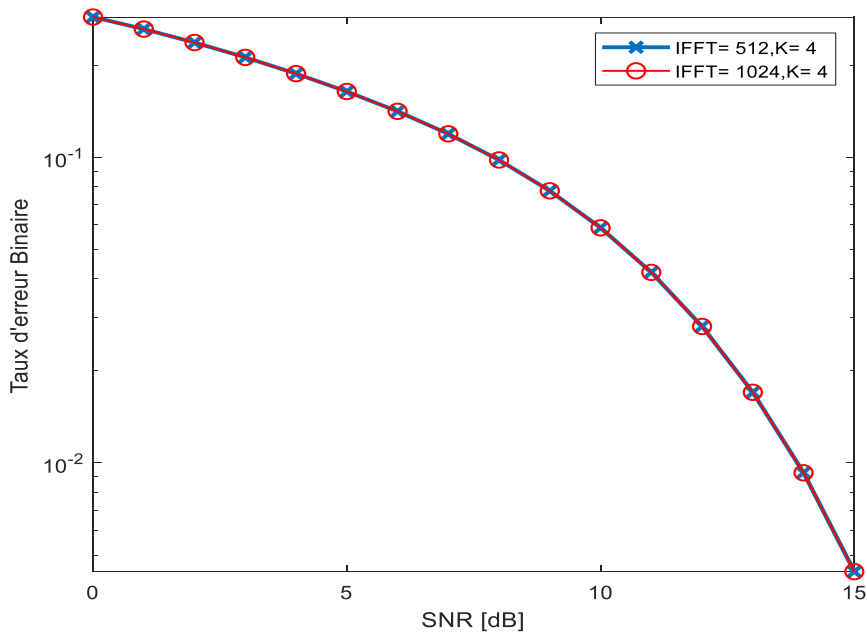


Figure III. 14 : FBMC BER vs SNR pour IFFT= (512 et 1024), 16-QAM, K=4.

Les figures III.13 et III.14 illustrent l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de la taille de la IFFT. De la même manière que pour l'OFDM le TEB est insensible à la taille de l'IFFT pour un facteur de chevauchement $K=4$.

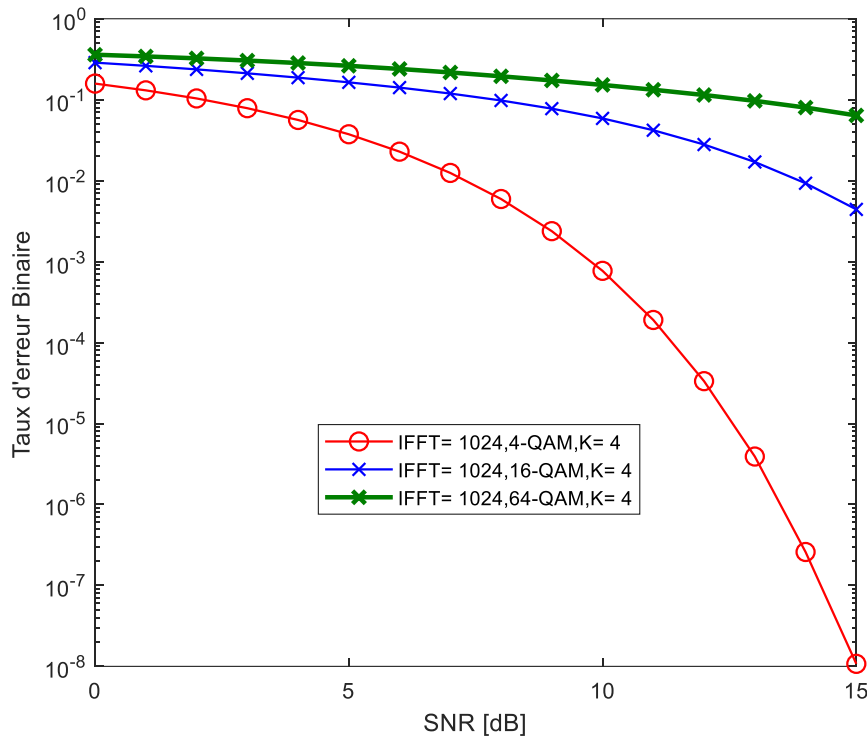


Figure III. 15 : FBM C BER vs SNR pour IFFT= 1024, 4-QAM/16-QAM/64QAM

La figure III.15 illustre le BER pour un nombre de sous-porteuses égale à 1024 et des modulations 4-QAM,16-QAM et 64-QAM. Les résultats montrent qu'il y a une grande sensibilité à la taille de la constellation utilisée, puisque pour un SNR de 10 dB le BER est de $1.5 \cdot 10^{-1}$ pour la 64-QAM, $5.8 \cdot 10^{-2}$ pour la 16-QAM et $7.2 \cdot 10^{-4}$ pour la 4-QAM.

III.5. Performances de UFMC

La modulation UFMC (Universal-Filtered-Multi-Carrier) a été introduite comme une généralisation des modulations FBMC et OFDM. Au lieu d'appliquer un filtre sur chaque porteuse comme c'est le cas pour la FBMC ou bien appliquer un filtre sur l'ensemble des porteuses comme c'est le cas pour l'OFDM, l'UFMC applique un filtrage par bloc de porteuses de telle sorte que chaque bloc ait des émissions hors bandes réduites. La modulation UFMC a la flexibilité du choix du filtre ainsi que le nombre des sous-blocs appelés souvent blocs de ressources (resource block).

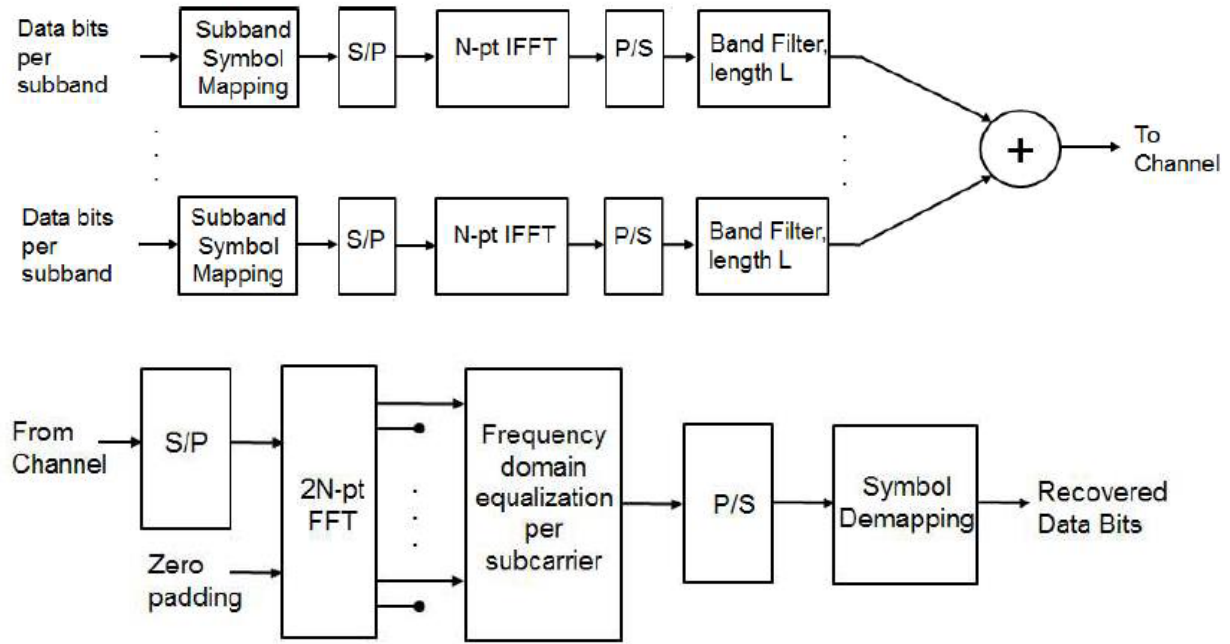


Figure III. 16 : Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur UFMC.

III.5.1. Filtrage avec une fenêtre de DOLPH-CHEBYSHEV

Pour notre simulation nous utiliserons un filtre par une fenêtre Dolph-Chebyshev. Le rôle de ce filtre est de minimiser la norme de CHEBYSHEV des lobes secondaires et de donner seulement la largeur du lobe principale. Cette méthode de filtrage est utilisée dans le domaine fréquentiel en prenant des échantillons de la transformé de Fourier [28][29].

$$W(k) = (-1)^k \frac{\cos[N \cos^{-1}[\beta \cos(\frac{\pi k}{N})]]}{\cosh[N \cosh^{-1}(\beta)]} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\beta = \cos\left[\frac{1}{N} \cosh^{-1}(10^\alpha)\right] \quad (\text{III.4})$$

α détermine le niveau d'atténuation des lobes latéraux. Le niveau d'atténuation des lobes latéraux est égal à -20α .

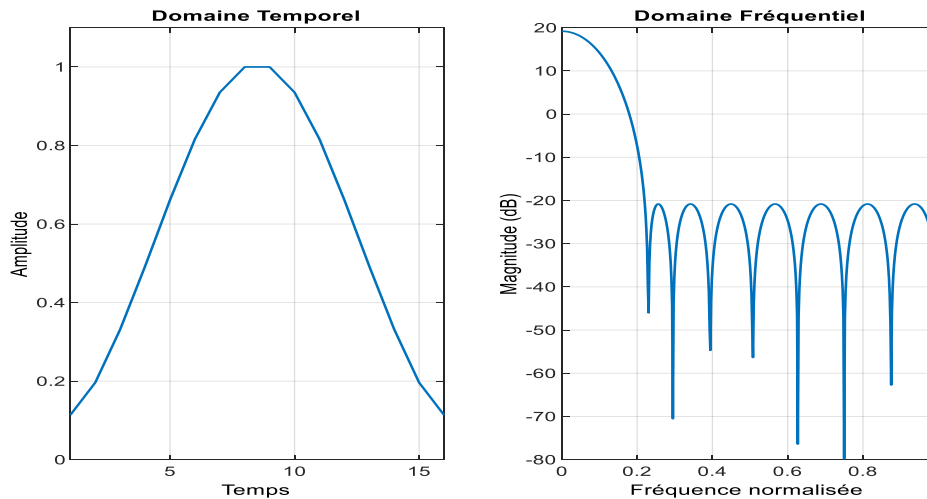


Figure III. 17 : Caractéristiques du filtre de Dolph-Chebyshev dans le domaine temporel et fréquentiel.

III.5.2. Paramètres de simulation

En se basant sur le schéma fonctionnel de la figure III.16, les paramètres implémentés pour la simulation de l'UFMC sont décrits sur le tableau III.6 :

Tableau III.6 : Paramètres de simulation de L'UFMC

Paramètre	Valeurs
Taille de la FFT/IFFT	512,1024
Filtre	Dolph-Chebyshev
Longueur du filtre	43
Atténuation de la bande d'arrêt	40 dB
Bit par sous-porteuse	4
Taille de sous-bande	20 KHz
Nombre des sous-bandes	10
Modulation	M-QAM (M=4,16,64)
SNR	0 :15 dB
Espacement des sous-porteuses	15 kHz
Fréquence d'échantillonnage	15.36 MHz

III.5.3. Résultats des simulations

III.5.3.1. Densité spectrale de puissance

Dans cette section, nous représenterons la densité spectrale de puissance de la forme d'onde UFMC. Nous considérons les paramètres du tableau III.6.

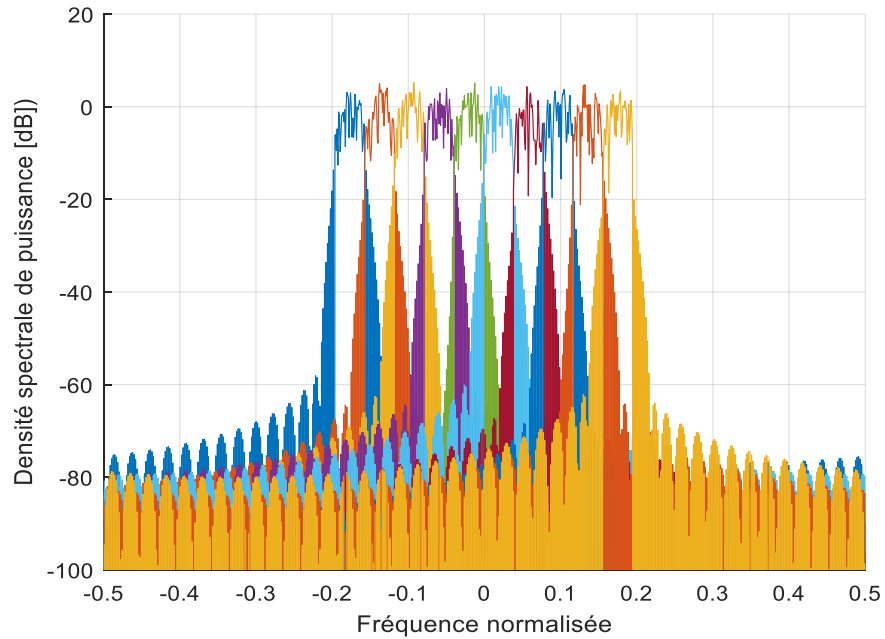


Figure III. 18 : UFMC DSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune.

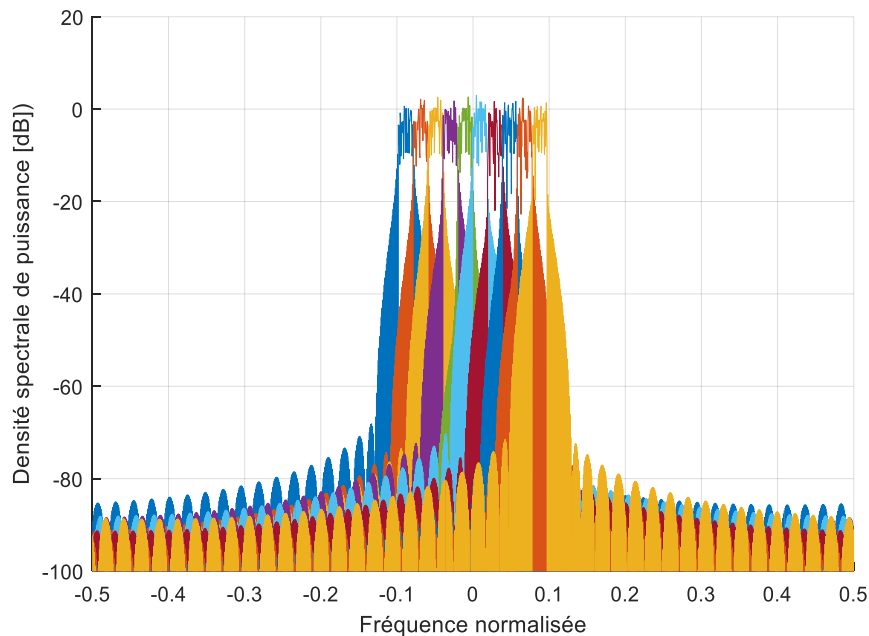


Figure III. 19 : UFMC DSP, FFT=1024, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune.

Les figures III.18 et III.19 illustrent la densité spectrale de puissance pour une UPMC. La DSP nous donne une bonne indication sur l'occupation spectrale de la forme d'onde utilisée pour la transmission ainsi que sur la bande utile occupée par les symboles. Les simulations montrent clairement que cette occupation spectrale dépend de la taille de la FFT/IFFT utilisée ainsi que du nombre de sous-bandes allouées.

III.5.3.2. Rayonnement hors bande et facteur de crête

Les figures III.20 et III.21 illustre la DSP pour une IFFT de 512 et différents nombres de sous-porteuses.

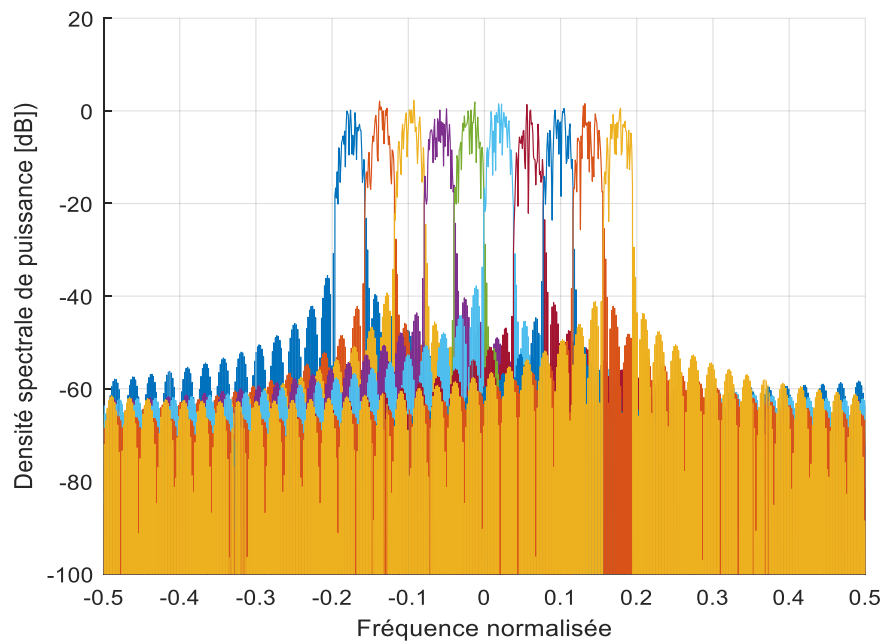


Figure III. 20 : UPMC DSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune. Longueur du filtre =43, Atténuation de la bande d'arrêt =20dB.

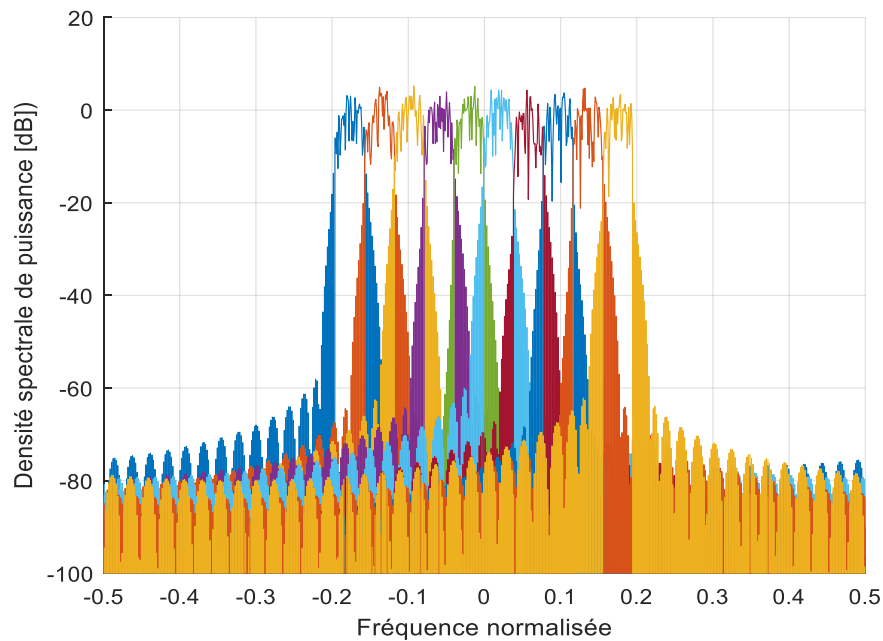


Figure III. 21 : UFMC DSP, FFT=512, 10 sous-bandes, 20 sous-porteuses chacune. Longueur du filtre =43, Atténuation de la bande d'arrêt =40dB.

D’après les figure III.20 et III.21 et à la suite des multiples simulations effectuées, on remarque que le rayonnement hors bande (OOB) dépend principalement de l’atténuation de la bande d’arrêt du filtre de Dolph-Chebyshev. Pour une valeur de cette atténuation égale à 20 dB le OOB est autour de -60 dB tandis que pour une atténuation fixée à 40 dB le OOB est autour de -80 dB. Cela donne au système UFMC une grande flexibilité pour maîtriser le rayonnement hors bande.

Comme pour l’OFDM et la FBMC, nous avons mené une étude sur le facteur de crête pour l’UFMC. Les valeurs calculées sont reportées sur le tableau III.7.

Tableau III.7 : Valeur du PAPR en fonction du nombre des sous-porteuses et de la FFT.

Nombre de FFT	512		1024	
N° Sous-porteuse	200	300	200	300
PAPR en dB	7.9253	8.9239	8.1172	8.8465

Les résultats montrent des valeurs du PAPR sont relativement faible et augmentent avec le nombre de sous-porteuses et de la FFT.

III.5.3.3. Taux d'erreur binaire

Dans cette section nous présentons l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) de L'UFMC pour différents schémas de modulation QAM.

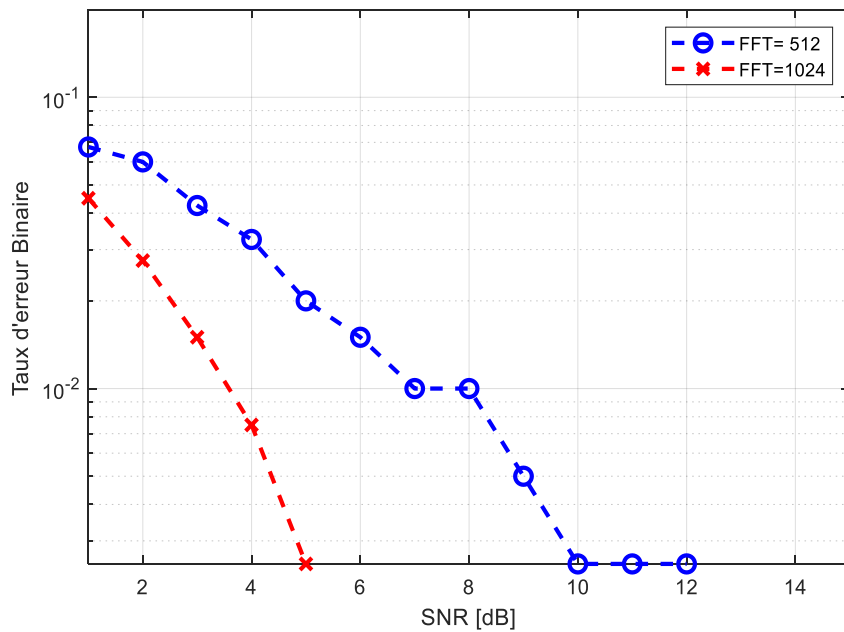


Figure III. 22 : UFCM BER vs SNR pour FFT= (512 et 1024), 4-QAM.

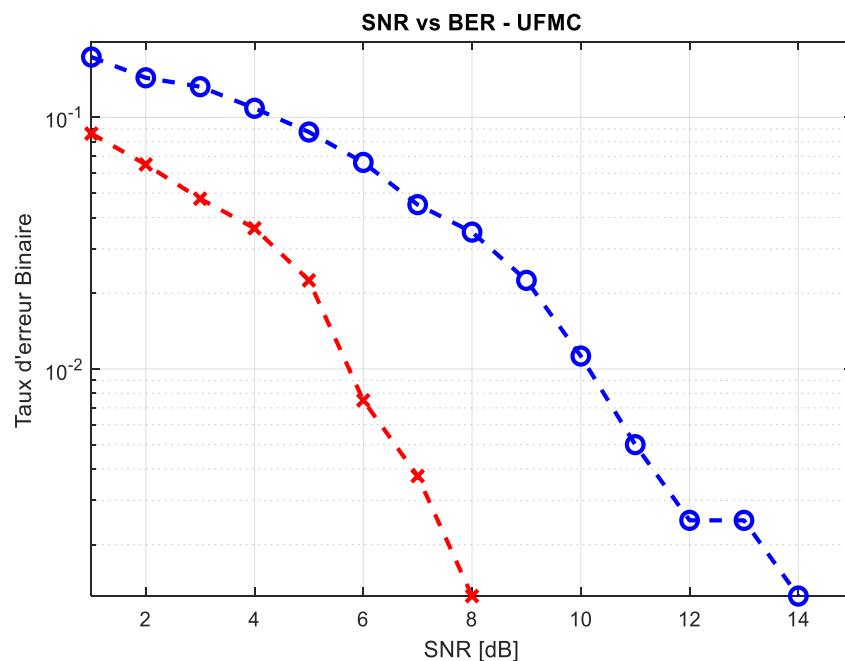


Figure III. 23 : UFCM BER vs SNR pour FFT= (512 et 1024), 16-QAM.

L'évolution du BER remarquée sur les figure III.22 et III.23 montre clairement que l'UFMC est sensible au choix de la taille de la FFT et au schéma de modulation.

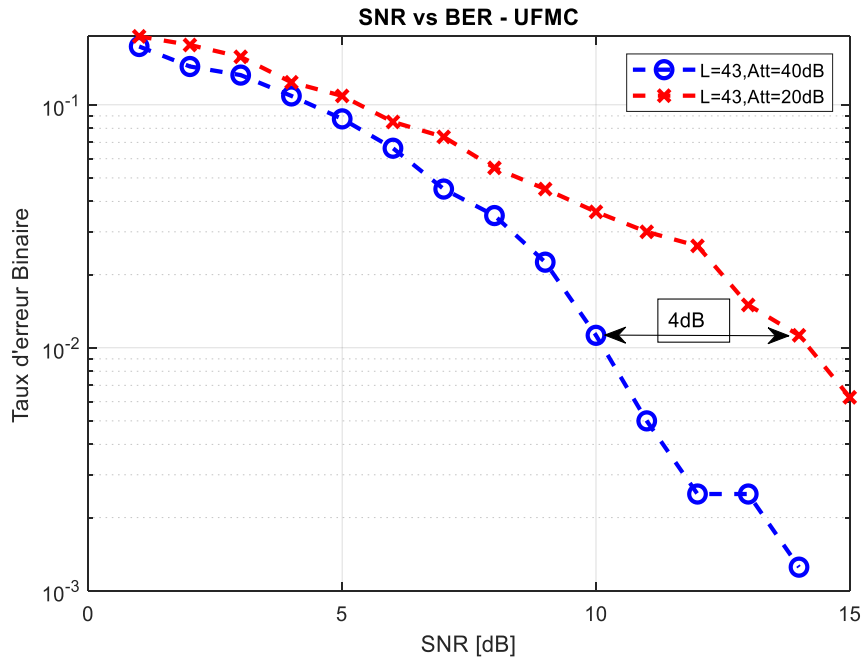


Figure III. 24 : UFMC BER vs SNR pour FFT= 512 ,16-QAM. Longueur du filtre =43. Atténuation de la bande d'arrêt= (20dB,40dB).

La figure III.24 donne les résultats du TEB pour une UFMC avec une FFT de 512, une modulation 16-QAM et une atténuation de la bande d’arrêt du filtre de Dolph-Chebyshev de 20 dB et 40 dB. On remarque que cette atténuation a une grande influence sur le taux d’erreur binaire qui augmente avec la diminution de l’atténuation. Pour une atténuation de 20 dB un $TEB \approx 10^{-2}$ est obtenu avec un $SNR = 14 dB$ tandis que pour une atténuation de 40dB le même TEB est obtenue juste avec un $SNR = 10 dB$ soit un gain de 4 dB pour un $TEB \approx 10^{-2}$.

III.6. Comparaison des formes d’ondes

Dans cette partie nous présentons une étude comparative des différentes formes d’onde présentées précédemment. Les paramètres de simulation sont ceux des tableaux III.1, III.4 et III.6.

III.6.1.1. Densité spectrale de puissance

La figure III.25 illustre la comparaison entre les DSP des trois formes d’onde OFDM, UFMC et FBMC. Pour ces simulation la taille de la FFT est de 512 et la modulation utilisée est 16-QAM. Pour l’UFMC la longueur du filtre est de 43 et l’atténuation est de 40 dB. Pour la FBMC on utilise un filtre PHYDYAS.

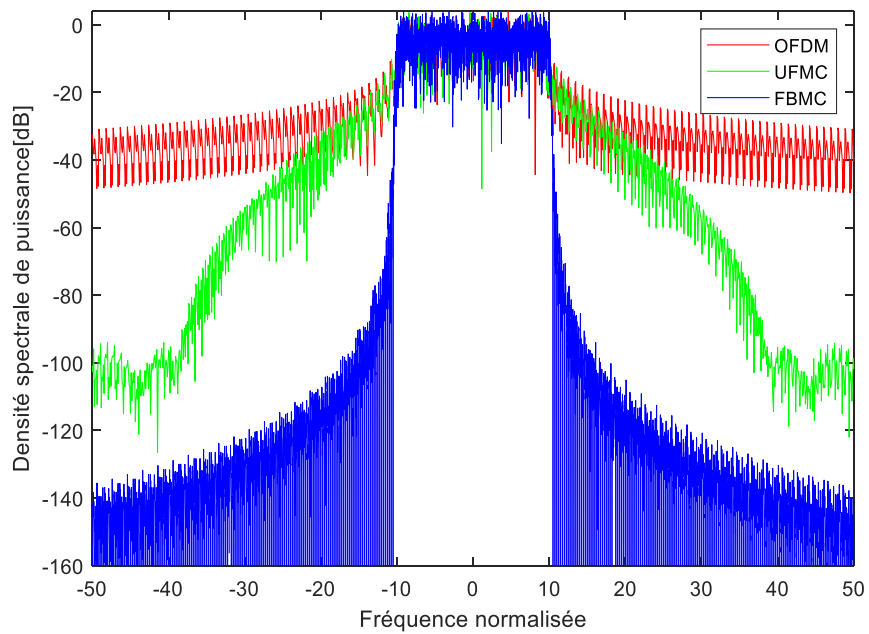


Figure III. 25 : DSP (OFDM vs UFMC vs FBMC), FFT =512, 16-QAM.

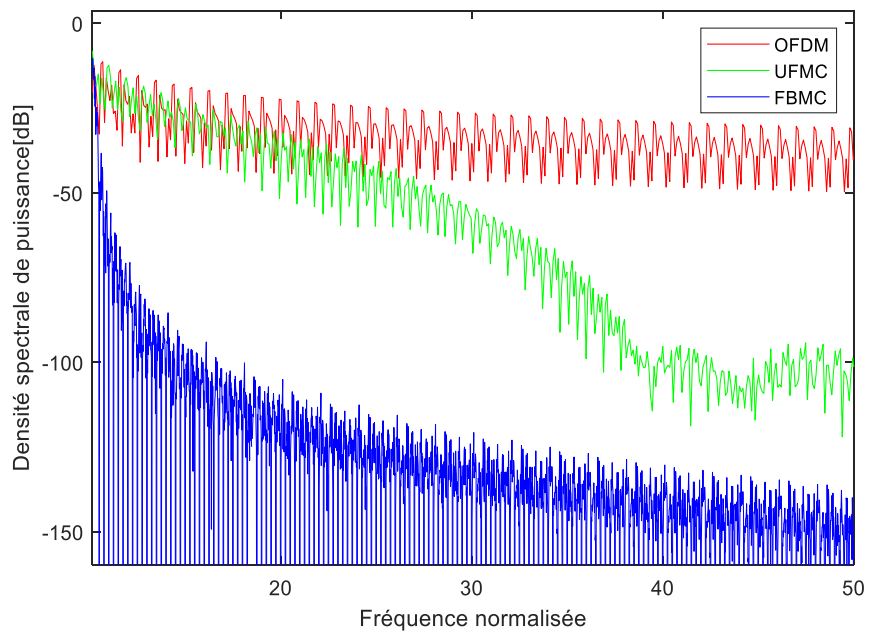


Figure III. 26 : Rayonnements hors band des formes d'onde OFDM, UFMC et FBMC.

On peut clairement voir, sur le figure III.25, que les trois formes d'onde ont la même occupation spectrale pour le même nombre de sous-porteurs. Cependant, le rayonnement hors bande est largement en faveur de la FBMC qui atteint plus de -140 dB, comme le montre la figure III.26 dans les mêmes conditions de simulations.

Un autre paramètre aussi important que le OOB dans l'évaluation de la forme d'onde est le facteur de crête (PAPR). Ce paramètre, exprimé par l'équation (II.3), donne une idée sur les pics de puissance du signal et donc une idée sur la consommation énergétique de la forme d'onde.

Le tableau III.8 donne les valeurs du PAPR pour différentes valeurs de la FFT et du nombre de sous-porteuses pour les différentes formes d'onde. L'analyse de ces résultats montre que le FBMC présente les meilleurs résultats en termes de PAPR.

Tableau III.8 : Valeurs du PAPR en fonction de la FFT pour l'OFDM, l'UFMC et la FBMC.

		FFT	
		512	1024
F. O			
PAPR en dB	OFDM	6.9757	8.0552
	FBMC	14.1016	15.6116
	UFMC	7.9253	8.1172

III.6.1.2. Taux d'erreur binaire

Dans cette section nous présentons la comparaison de l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour les différentes formes d'ondes.

La figure III.26 montre clairement que la FBMC enregistre des TEB plus faible que l'OFDM et l'UFMC. Pour un $SNR = 12 \text{ dB}$ l'OFDM enregistre un $TEB \approx 9.3 \cdot 10^{-3}$ tandis que l'UFMC enregistre un $TEB \approx 2.5 \cdot 10^{-3}$ et la FBMC un $TEB \approx 2.7 \cdot 10^{-2}$. Cette dégradation résulte principalement de la méthode d'égalisation qui doit être bien étudié.

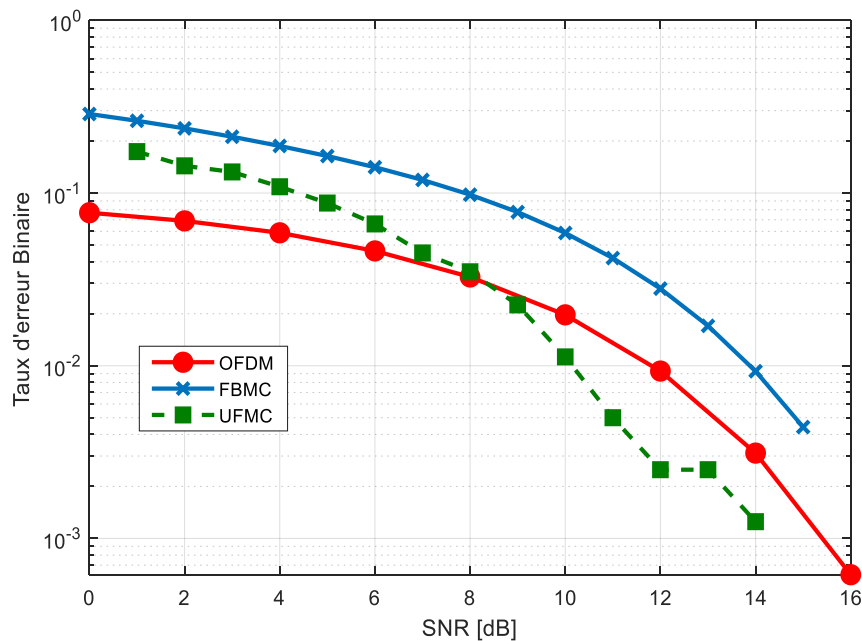


Figure III. 27 : BER vs SNR pour l'OFDM, l'UFMC et FBMC. FFT=512, 16-QAM.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mené une étude paramétrique de trois formes d'onde candidates pour la 5G. Dans ce contexte les paramètres étudiés sont principalement l'occupation spectrale avec le tracé de la DSP de chaque F.O, le rayonnement hors bande pour voir l'influence de la F.O sur les bandes latérales ainsi que le facteur de crête (PAPR) pour juger de la consommation énergétique de chaque F.O. D'un autre côté, le Taux d'erreur binaire est aussi évalué est cela pour donner une vue sur les performances de la transmission pour chaque F.O.

Comme nous le notons et à partir de l'analyse des résultats obtenus, nous remarquons que la FBMC a apporté une réduction importante du PAPR par rapport à l'OFDM et à la UFMC qui enregistrent des valeurs plus importantes.

Du côté du rayonnement hors bande (OOB), la FBMC présente les meilleurs résultats, tandis que pour l'OFDM ce paramètre reste un inconvénient majeur avec des valeurs très élevées. L'UFMC présente des valeurs OOB moyennes et acceptables.

Pour le TEB, l'OFDM et l'UFMC enregistrent des performances proches et meilleures que celles enregistrées par la FBMC qui doit améliorer ces méthodes d'égalisation pour de meilleurs taux d'erreur binaire.

Conclusion Générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les systèmes radiomobiles de 5^{ème} génération attirent de plus en plus l'attention des chercheurs et des opérateurs ces dernières années. La technologie 5G promet une révolution. Une plus grande bande passante et des temps de latence extrêmement faibles permettront de développer de nouveaux services et l'amélioration des systèmes existants. Le développement et le déploiement, de ces réseaux, présentent de très grands défis.

À l'heure actuelle, les plus grands opérateurs ont déjà commencé à expérimenter des réseaux 5G. Il s'agit évidemment d'expérimentations pré-commerciales, car, actuellement, une norme universelle pour le 5G n'existe pas. La mise en place d'une telle norme passe forcément par le développement de nouvelles techniques clés pour répondre aux exigences des réseaux 5G.

Le développement des formes d'onde post-OFDM, est l'un des champs d'investigations entamées par les chercheurs pour répondre aux exigences de la 5G. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce projet de fin d'études.

Dans ce travail nous avons étudié trois formes d'ondes candidates pour la couche physique des réseaux 5G.

Dans la première partie de notre travail, nous avons réalisé une étude théorique sur les nouvelles technologies de 5^{ème} génération. Par la suite, dans la deuxième partie nous avons présenté les trois formes d'ondes CP-OFDM, FBMC et UFMC. Dans la dernière partie nous avons mené une étude paramétrique de ces formes d'onde afin de juger leurs performances.

Les résultats de simulations obtenus, montrent que la FBMC présente les meilleurs résultats en termes de rayonnement hors bande et de facteur de crête. Pour le taux d'erreur binaire (TEB), l'OFDM est l'UFMC restent plus performantes. Le TEB enregistré par la FBMC peut être amélioré par une étude plus approfondie des techniques d'égalisation. Cependant, cette forme d'onde est la plus complexe à mettre en œuvre.

D'un autre côté, les performances enregistrées par l'UFMC sont aussi remarquables vu qu'elle dépasse les performances de l'OFDM en termes de OOB et de PAPR avec un TEB acceptable. La simplicité relative de la mise en œuvre de l'UFMC la place en bonne position pour une éventuelle normalisation de la couche physique de la 5G.

Webographie
&
Bibliographie

Webographie & Bibliographie

- [1] « Téléphonie mobile : l'évolution du réseau de la 1 à la 5G », consulté le 20 Mars 2019
<https://bastienbonnard.com/1444-2>
- [2] « Dans le cadre de la standardisation de la technologie 5G, le 3GPP vient d'annoncer la validation du deuxième volet de la norme », article web consulté le 20 Mars 2019
<https://www.generation-nt.com/5g-normalisation-avance-actualite-1954820.html>
- [3] « Groupe spécialisé sur les IMT 2020 », consulté en Avril 2019.
<https://www.itu.int/fr/ITU-T/focusgroups/imt-2020/Pages/default.aspx>
- [4] **Yang Yang, Jing Xu, Guang Shi, Cheng-Xiang Wang**, «5G Wireless Systems: Simulation and Evaluation Techniques», Springer, livre année 2017.
- [5] **T. Wang, B. Huang, J. Pang**. « Current Situation and Prospect of Spectrum Requirements Forecasting of the Future IMT System ». Telecom science, livre année 2018.
- [6] « La prochaine génération de téléphonie mobile (5G) et ses implications (Infrastructure, Réglementation) », **Edward M. Roche, Benjamin H. Dickens-Jr. et Walker Townes**, Traduction de **Henry Bakis et Michelle Rodet**, article de journal, consulté le 10 Avril 2019.
<https://journals.openedition.org/netcom/2869>
- [7] **Anthony Nelzin-Santos**, « C'est quoi, la 5G ? », article web 25/02/2017, consulté le 10 Avril 2019.
<https://www.igen.fr/telecoms/2017/02/cest-quoi-la-5g-98885>
- [8] « MIMO Massif », article de Wikipedia consulté le 11 Avril 2019.
https://fr.wikipedia.org/wiki/MIMO_massif
- [9] « Les avantages du MIMO massif pour l'infrastructure cellulaire 5G », blog consulté le 15 Avril 2019.
<https://fr.resources.altium.com/blog-de-conception-de-circuit-imprim%C3%A9/les-avantages-du-mimo-massif-pour-linfrastructure-cellulaire-5g>
- [10] **CHAFII, Marwa**. « Etude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit ». 2016. Thèse de doctorat. Supélec.
- [11] **Yahia Medjahdi, Sylvain Traverso**. «Critical and comparative study of waveforms in C-MTC context». Document 2017. Deliverable D2.1, project WONG5.

- [12] **Mr. BOUAZIZ Samir**, « Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER, année 2015. <https://www.univ-stetif.dz/MMAGISTER/images/facultes/TEC/2015/bouaziz%20samir.pdf>
- [13] **Merouane Debbah**, « brève introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) », livre consulté le 15 Avril 2019. http://www.laneas.com/sites/default/files/media/1/tutorial_ofdm_tutorial_french.pdf
- [14] **NOUARIA ASMA**, « Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM sur FPGA », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de master, année 2016. <https://fr.scribd.com/document/400712429/Nouaouria-Asma-Ofdm>
- [15] **Annick Le Glaunec**, « MODULATIONS MULTIPORTEUSES », Document consulté le 20 Avril 2019. <http://www.rennes.supelec.fr/ren/rd/scee/ftp/docs/%20ofdm.pdf>
- [16] « OFDM », article de Wikipedia consulté le 15 Avril 2019. https://fr.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency_division_multiplexing#Principe
- [17] **HO Anh Tai**, « Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite », thèse de Doctorat à l'université de Toulouse, année 2009. <http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00000747/01/ho.pdf>
- [18] **Eric Pierre SIMON, Florian KALTENBERGER, Hussein HIJAZI**, « Estimation conjointe du canal et de l'offset de fréquence pour l'UFMC », document de l'université de LILLE, consulté en Avril 2019. <http://www.eurecom.fr/fr/publication/5249/download/comsys-publi-5249.pdf>
- [19] **VAKILIAN, Vida, WILD, Thorsten, SCHAICH, Frank**, « al.Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE ». En : 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). IEEE, 2013. p. 223-228.
- [20] **Potnuru Praneeth Kumar et K. Krishna Kishore**, « BER and PAPR Analysis of UFMC for 5G Communications », article du journal « Indian Journal of Science and Technology », Décembre 2016, consulté en 19 Avril 2019.
- [21] **Tobias Hidalgo Stitz**, « Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless », thèse de Doctorat à l'université de Tampere, année 2010. https://tutcris.tut.fi/portal/files/5471559/hidalgo_stitz.pdf
- [22] **DAOUD Khedidja**, « SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET OFDM POUR LES RESEAUX 5G », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de master, Juin 2016.

- [23] **BTISAM MOURID**, « FILTRE À DÉCIMATION PARALLELISÉ », Mémoire de maîtrise électronique, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, 16 Octobre 2003.
- [24] **BENYAHIA Hafsa Imane** et **CHERIFI Wafa**, « Etude des techniques MIMO a base de FBMC pour la 5G », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de master, 13 Juin 2017.
- [25] « MATLAB », article de Wikipedia consulté le 20 Avril 2019.
<https://fr.wikipedia.org/wiki/MATLAB>
- [26] **DALI Amina** et **BOUAFIA Zineb**, « Étude énergétique de la forme d'ondes multi porteuses à base de banc de filtres », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de master, 19 Juin 2017.
- [27] **Yahia Medjahdi** , « Waveforms Models for Machine Type Communication integrating 5G Networks (WONG5) », Document 2017. Deliverable D2.2, project WONG5.
- [28] «Window Function », article de Wikipedia consulté le 10 Mai 2019.
https://en.wikipedia.org/wiki/Window_function
- [29] «chebwin-class », article de Mathworks consulté le 12 Mai 2019.
<https://www.mathworks.com/help/signal/ref/sigwin.chebwin-class.html>
- [30] **J.Prado** , « Banc de filtre », document, 8 Juin 2006, consulté le 20 Mai 2019.
<https://docplayer.fr/30400172-Bancs-de-filtres-j-prado.html>
- [31] **Djamel Eddine Kebiche**, « UFMC-based Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios in Non-Gaussian Noise », Mémoire pour l'obtention du Diplôme de master, 2017, McGill University.

Résumé :

La forme d'onde est une composante essentielle de toute technologie de communication, elle est l'une des clés des future systèmes de télécommunication. L'objectif de ce travail est d'étudier et de comparer trois formes d'onde (F.O) candidates pour la couche physique 5G. Pour cela, nous commençons par étudier théoriquement ces F.O, puis nous effectuons des simulations avec le logiciel MATLAB. Les principaux points de notre travail sont : Premièrement l'étude du principe de fonctionnement de chaque forme d'onde et la mise en place de la chaine de simulation. Ensuite, analysé la densité spectrale de puissance (DSP), le facteur de crête (PAPR), le rayonnement hors band et l'analyse du taux d'erreur binaire. Enfin, une comparaison des résultats pour une jugé la meilleure forme d'onde.

Mots clés : 5G, F.O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.

Abstract:

The waveform is an essential component of any communication technology and is one of the keys to future telecommunication systems. The objective of this work is to study and compare three waveforms (WF) candidate for the 5G physical layer. For this, we give theoretical study of these WFs, then we perform simulations with the MATLAB software. The main points of our work are: Firstly, the study of the operating principle of each waveform and the implementation of the simulation chain. Then, analyzed power spectral density (DSP), peak factor (PAPR), out-of-band radiation, and bit error rate analysis. Finally, a comparison of the results for one judged the best waveform.

Keywords: 5G, F. O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.

ملخص:

الهدف الرئيسي والأساسي من هذه المذكرة، هو دراسة وعمل مقارنة لثلاثة من أشكال الموجة المرشحة للطبقة الفيزيائية للجيل الخامس من الاتصالات 5G. أولاً، قمنا بدراسة نظرية للموجات المرشحة والتي هي OFDM, FBMC, UFMC. وبعدها، قمنا بعمل محاكاة بمساعدة المحاكى MATLAB. النقاط الرئيسية والتي تم التركيز والعمل عليها في هذه المذكرة هي كالتالي: أولاً، دراسة نظرية لكل شكل موجي لوحده والتعريف بسلسلة الإرسال وشرحها وتبيان العمل الأساسي لها، استخراج سلبيات وإيجابيات كل منها على حده. وبعدها، تحليل البيانات المتحصل عليها من المحاكات والمتمثلة في: كثافة الطاقة الطيفية (DSP)، نسبة الطاقة من الذروة إلى المتوسط (PAPR)، معدل الخطأ والمعروف بـ BER والذي يقاس بدلالة نسبة الإشارة إلى نسبة الضوضاء SNR ولا ننسى الإرسال خارج النطاق الترددي أو ما يصطلح عليه O.O.B. وفي الأخير قمنا بمقارنة النتائج المحصل عليها واختيار من الأنسب للاستعمال في الجيل الخامس.

الكلمات المفتاحية: 5G, F.O, OFDM, FBMC, UFMC, DSP, PAPR, BER, SNR, OOB.