

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 : Systèmes de télécommunication

Par : **RabahAllah Nesrine**

Étude et implémentation d'un système LTE à porteuses multiples OFDM sur carte radio-logicielle type USRP

Soutenu publiquement, le 27 /06 /2019, devant le jury composé de :

Mr.MERIAH Sidi Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr.BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr.BENDIMERAD Mohammed Yassine	MCB	Univ. Béchar	Co- Directeur de mémoire
Mr.BOUACHA Abdelhafid	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Remerciement

Je voudrais dans un premier temps remercier Dieu de m'avoir accordé la force le courage et la patience, sans lui, je n'aurais pu accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et mes sincères remerciements à mes chers parents, et à ma grande sœur, qui m'ont toujours encouragé pour la poursuite de mes études, ainsi que pour leur aide.

Je remercie également mes deux directeurs de recherche **M.Bendimerad Fethi** et **M.Bendimerad Yassin** pour leur disponibilité, leur soutien et conseils qui ont été nombreux et importants.

La réalisation de ce travail s'appuie également sur un environnement qui est essentiel, à ce titre, je remercie **Mme Ghanem Khalida** qui a accepté de m'accueillir et de me superviser lors de la réalisation de la partie expérimentale et de mon stage de fin d'études au Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA).

Je saisis également cette occasion, pour adresser mes profonds remerciements à **M.kerdjidj Oussama** pour son accueil au sein du CDTA, et qui fut le premier à me soutenir en ce qui concerne les démarches administratives relatives à mon stage pratique.

Je désire aussi remercier **M.Mansoul Ali** qui ma fournit les outils et documents nécessaires au bon déroulement de l'expérience.

Je voudrais également remercier le membre du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Et enfin, c'est avec une certaine émotion et beaucoup de sincérité que je voudrais remercier toutes les personnes ayant soutenu et apprécié mon travail.

Résumé

L'augmentation du nombre d'utilisateurs dans le domaine des réseaux de télécommunications sans fil, a rendu le réseau 3G de la norme UMTS saturé, ce dernier n'est plus une solution pour les exigences imposées par les usagers en matière de débit et d'efficacité spectrale, d'où la nécessité d'évoluer vers la 4^{ème} génération des réseaux cellulaires.

Le réseau LTE apporte une amélioration du débit et une bonne qualité de transmission de la voix et des données, grâce à l'utilisation de la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), qui permet d'un côté de combattre les phénomènes physiques et les perturbations dues au canal multi trajets, et d'un autre côté d'améliorer l'efficacité spectrale et la capacité du système. Pour cela, une étude théorique sera faite sur la technique OFDM utiliser en voie descendante et la technique SC-FDMA utiliser pour la transmission en voie montante dans un réseau LTE , ainsi que la technique MIMO qui permet aussi de combattre l'effet néfaste du canal multi trajet et d'augmenter le débit, et des simulations des techniques OFDM, SC-FDMA et MIMO-OFDM sera réalisée à l'aide de l'outil Simulink afin de visualiser leurs performances.

Le but de ce mémoire est de réaliser une implémentation OFDM sur une plateforme matérielle, à l'aide du logiciel Labview et des USRP qui vont représenter la plateforme matérielle, et qui se chargeront de l'émission et de la réception du signal, et les résultats de l'expérience seront comparés à une simulation OFDM sous Labview sans l'utilisation des USRP.

Abstract

The increase in the number of users related to wireless telecommunication network has saturated the 3G network with UMTS standard. Moreover, the latter network is no more a solution for all the requirements imposed by the user either in terms of rate or spectral efficiency. Therefore, there is a need to up to date the previous system to the fourth generation (4G) of cellular networks.

The LTE network provides an improved rate, a high quality of voice transmission and data through the use of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), which allows the mitigation of the physical phenomena and disturbances due to the multipath channel. On the other hand, it improves the spectral efficiency and system capacity. In order to investigate the use of these systems, a theoretical study will be performed on the OFDM technique in the downlink use and the SC-FDMA technique for the uplink in a LTE transmission system, as well as the MIMO technique which also makes it possible to hinder the side effects of the multi-channel and the rate increase. Using the Simulink tool, the performance of the OFDM, SC-FDMA and MIMO-OFDM systems has been visualized.

The purpose of this thesis is to implement an OFDM system on a hardware platform, using the software LabVIEW and the USRP which will represent the hardware platform, the latter will be used to maintain the transmission and the reception of the signal. Results of the experiment are compared to an OFDM simulation under LabVIEW without the use of USRP.

ملخص

أدت الزيادة في عدد المستخدمين في مجال شبكات الاتصالات اللاسلكية إلى جعل شبكة الجيل الثالث مشبعة، ولم تعد هذه الأخيرة حلاً لمتطلبات المستخدمين من حيث نقل البيانات والكفاءة الطيفية، وبالتالي الحاجة إلى التطور إلى الجيل الرابع من الشبكات الخلوية.

توفر شبكة ال تي إي LTE معدلاً محسناً للبيانات وجودة الصوت والبيانات من خلال استخدام "او اف دي ام" (التفريق باستخدام الترددات المتعامدة)، والذي يسمح من جانب واحد بمكافحة الظواهر المادية والاضطرابات الناجمة عن قناة متعددة المسارات، ومن جانب آخر بتحسين الكفاءة الطيفية وقدرة النظام. من أجل ذلك، سيتم إجراء دراسة نظرية حول تقنية "او اف دي ام" OFDM المستخدمة في ارسال البيانات في الطريق النازل و"اس سي اف دي ام اي" SC-FDMA المستخدمة في ارسال البيانات في الطريق الصاعد في شبكة ال تي إي LTE، بالإضافة إلى تقنية "مي مو" MIMO التي تجعل من الممكن أيضاً مكافحة التأثير الضار للقناة المتعددة المسارات، وزيادة الإنتاجية، وسيتم تنفيذ عمليات محاكاة " او اف دي ام" OFDM و"اس سي اف دي ام اي" و"مي مو او اف دي ام" MIMO-OFDM باستخدام أداة Simulink لتصور أدائها.

الغرض من هذه الأطروحة هو تحقيق تطبيق "او اف دي ام" OFDM على نظام أساسي للأجهزة، باستخدام برنامج Labview وUSRP الذي سيمثل منصة الأجهزة، والذي سيعتني بنقل واستقبال الإشارة، وستتم مقارنة نتائج التجربة بمحاكاة OFDM تحت Labview دون استخدام USRP.

Table des matières

Remerciement.....	i
Résumé.....	ii
Abstract	ii
ملخص.....	iii
Liste des figures	vii
Table des illustrations.....	x
Liste des abréviations	xi
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : la couche physique en LTE.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Le réseau LTE et le LTE-Advanced, release 11.....	3
1.3 Techniques d'accès.....	3
1.3.1 Accès multiple par répartition en fréquence FDMA :	3
1.3.2 Accès multiple par répartition en temps TDMA	4
1.3.3 Accès multiple par répartition en code CDMA :	4
1.3.4 W-CDMA.....	5
1.4. La couche physique en LTE.....	5
1.4.1 Principaux fonctions de la couche physique.....	5
1.5. La couche MAC	6
1.6. Modes de duplexage en LTE.....	6
1.6.1 Mode FDD :.....	6
1.6.2 Mode TDD :	6
1.7 Structure des trames LTE.....	7
1.7.1 Les blocs de ressources et le préfixe cyclique.....	8
1.7.2 Plage de fréquences et nombre de bloc de ressources	9
Chapitre 2 : La modulation OFDM et les techniques d'accès en LTE.....	11
2.1 Introduction	11
2.2 La modulation multi porteuse.....	11
2.2.1 Les applications et les systèmes de modulation multi-porteuses.....	11
2.3 Principe de la transmission en LTE.....	11
2.3.1 La modulation OFDM.....	12
2.3.2 Intervalle de garde	15
2.3.3 Zéro padding ZP.....	15

2.3.4	Préfixe cyclique.....	15
2.3.5	Suffixe cyclique.....	16
2.3.6	Chaîne de transmission OFDM.....	17
2.3.7	Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	17
2.4	Techniques de multiplexage en LTE.....	18
2.4.1	La technique d'accès OFDMA.....	18
2.4.2	Étude comparative entre l'OFDM et l'OFDMA.....	20
2.4.3	Avantages et inconvénients de l'OFDMA.....	20
2.4.4	La technique d'accès SC-FDMA.....	20
2.4.5	Etude comparative entre OFDMA et SC-FDMA.....	26
2.5	Simulations.....	27
2.5.1	Simulation OFDM.....	27
2.5.2	Simulation de la SC-FDMA.....	34
2.5.3	Conclusion.....	40
Chapitre 3 : Canal de transmission et la technique MIMO en LTE.....		41
3.1	Introduction.....	41
3.2	Canal de transmission et de propagation.....	41
3.2.1	Propagation en espace libre.....	41
3.2.2	Propagation dans un canal multi-trajet.....	42
3.2.3	Canal sélectif en fréquence.....	44
3.4	Codage canal en LTE.....	44
3.4.1	chaîne de transmission numérique.....	44
3.4.2	Principe de base d'un codage canal.....	45
3.4.3	Codage LDPC.....	46
3.5	Technique MIMO en LTE.....	48
3.5.1	L'intérêt de la technologie MIMO.....	49
3.5.2	Les modes de transmission.....	49
3.5.3	Capacité du canal MIMO.....	50
3.5.4	Notion de diversité.....	52
3.5.5	Les codes spatiaux temporel ou Space Time Block Codes (STBC).....	53
3.5.6	Le multiplexage MIMO.....	54
3.5.7	Détection des signaux dans un système MIMO.....	55
3.5.8	Technique de formation des faisceaux (beamforming).....	55
3.5.9	Technique de combinaison.....	56

3.5.10	Les avantage du MIMO.....	57
3.5.11	MIMO-OFDM.....	57
3.6	Simulation MIMO-OFDM	58
3.6.1	Structure de la chaine MIMO-OFDM	58
3.6.2	Blocs et paramétrages.....	60
3.6.3	Résultats et interprétation.....	62
Chapitre 5 : implémentation pratique d'un système OFDM sur carte USRP sous Labview.....		67
5.1	Introduction	67
5.2	Radio logicielle SDR.....	67
5.2.1	Principe de fonctionnement d'un SDR.....	68
5.2.2	Avantages du SDR	68
5.3	Les USRP	69
5.4	Implémentation OFDM	70
5.4.1	Matérielles utilisé	70
5.4.2	La chaine OFDM sous Labview.....	71
5.4.3	Réalisation de la chaine d'émission	71
5.4.4	Réalisation de la chaine de réception	76
5.4.5	La chaine OFDM USRP sous Labview.....	80
5.4.6	Réalisation de la chaine d'émission	81
5.4.7	Réalisation de la chaine de réception	84
5.5.	Conclusion	88
Conclusion Générale		89
Bibliographie		91
Annexe 1.....		94
Chapitre 4 : Le logiciel LabView.....		94
4.1	Introduction	94
4.2	Création d'un projet.....	94
4.3	Présentations de l'interfaces	95
4.4	Les sous-menus commandes et fonctions.....	98
4.5	Les terminaux et les variables	99
4.6	Les fils associer au variables	100

Liste des figures

Figure 1 : Technique d'accès FDMA	4
Figure 2 : Technique d'accès TDMA	4
Figure 3 : Technique d'accès CDMA	5
Figure 4: Les Mode FDD et TDD	7
Figure 5 : Trame FDD	8
Figure 6 : Trame TDD.....	8
Figure 7 : Grille de ressources en temps et en fréquence en voie montante et descendante	9
Figure 8 multiplexage fréquentielle conventionnel.....	12
Figure 9 multiplexage fréquentiel optimal	13
Figure 10 principe de la modulation OFDM sans la IDFT	13
Figure 11 principe de la modulation OFDM en utilisant la IDFT	14
Figure 12 insertion du préfix cyclique	16
Figure 13 symbole final.....	16
Figure 14 symbole OFDM avec CP et CS	16
Figure 15 chaine de transmission OFDM	17
Figure 16 résultat de l'opération FFT pour différentes entrés	19
Figure 17 orthogonalité des sous porteuses.....	19
Figure 18 différence entre OFDM et OFDMA	20
Figure 19 Emetteur SC-FDMA	21
Figure 20 Mpping I-FDMA.....	23
Figure 21 mapping L-FDMA	23
Figure 22 émetteur/ récepteur des systèmes OFDMA et SC-FDMA.....	26
Figure 23 la différence entre une modulation OFDMA et SC-FDMA	26
Figure 24 chaine de transmission OFDM	28
Figure 25 constellations de l'entrée	31
Figure 26 constellations de la sortie avec un faible SNR.....	31
Figure 27 constellations de sortie avec un SNR plus élevé.....	32
Figure 28 la DSP du signal OFDM	32
Figure 29 diagramme de l'œil avec un faible SNR.....	33
Figure 30 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé	34
Figure 31 chaine de transmission SC-FDMA	35
Figure 32 constellations en émission	37
Figure 33 constellations à la réception avec un faible SNR.....	38
Figure 34 constellation à la réception avec un SNR plus élevé	38
Figure 35 la densité de puissance spectrale du signal SC-FDMA	39
Figure 36 diagramme de l'œil avec un faible SNR.....	39
Figure 37 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé.....	40
Figure 38 canal de propagation et canal de transmission.....	41
Figure 39 les différents mécanismes de propagations.....	42
Figure 40 evanouissement a petite et grande échelle	43
Figure 41 canal sélectif en fréquence	44

Figure 42 chaine de transmission numérique	45
Figure 43 schéma simplifié d'un codeur canal	45
Figure 44 graphe de Tanner	47
Figure 45 exemple de cycle de longueur 4, 6,8.....	48
Figure 46 les système SISO, MIMO, MISO, SIMO	50
Figure 47 système MIMO NR / NT	51
Figure 48 codage STBC	53
Figure 49 système de multiplexage spatial	54
Figure 50 combineur linéaire	56
Figure 51 chaine de transmission MIMO-OFDM 2x2.....	59
Figure 52 constellations à l'entré.....	62
Figure 53 constellations pour un faible SNR	63
Figure 54 constellations avec un SNR plus élevé	63
Figure 55 les signaux OFDM de l'émission	64
Figure 56 diagramme de l'œil avec un faible SNR.....	65
Figure 57 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé.....	65
Figure 58 le taux d'erreur binaire	66
Figure 59 courbe du BER en fonction du SNR.....	66
Figure 60 face avant du logiciel LabView	95
Figure 61 menu commande	96
Figure 62 block diagrame.....	97
Figure 63Menu fonctions	97
Figure 64 bibliothèque numérique de la face avant	98
Figure 65 bibliothèque numérique du bloc diagramme	99
Figure 66 diagramme comparatif entre radio traditionnelles et les SDR.....	67
Figure 67 schéma d'un système de communication SDR	68
Figure 68 structure générale d'un USRP	70
Figure 69 structure de la chaine d'émission.....	73
Figure 70 IQ rate	74
Figure 71 IQ Impariments	74
Figure 72 inclinaison en quadrature	75
Figure 73 diagramme de constellations.....	75
Figure 74 représentation spectrale du signal OFDM	76
Figure 75 structure de la chaine de réception.....	77
Figure 77 constellations avant égaliseur	78
Figure 78 constellations après égaliseur.....	79
Figure 79 représentation spectrale du signal OFDM	79
Figure 80 les huit fonctions NI-USRP les plus utilisée.....	80
Figure 81 structure de la chaine d'émission OFDM + USRP	82
Figure 82 diagramme de constellations.....	83
Figure 83 représentation spectrale du signal OFDM	84
Figure 84 structure de la chaine de réception OFDM + USRP	85
Figure 85 constellations avant égaliseur	86
Figure 86 diagramme de constellations après égaliseur.....	87

Figure 87 représentation spectrale du signal OFDM 87

Table des illustrations

Tableau 1 : nombre de bloc de ressource pour différentes largeur de bandes	10
Tableau 2 paramètres utilisés pour la simulation OFDM	30
Tableau 3 paramètres utilisés pour la simulation SC-FDMA	37
Tableau 4 paramètres utilisés pour la simulation MIMO-OFDM.....	62
Tableau 5 paramètre primordiaux utilisés pour la simulation OFDM et OFDM + USRP.....	72

Liste des abréviations

3G : 3rd Generation.

3GPP : 3rd Generation Partnership Project.

4G : 4rd Genration.

ADC : Analog to Digital Converter.

ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line.

AM : Amplitude Modulation.

AMRF : Accès Multiple par Répartition en Fréquence.

ASIC : Application Specific Integrated Circuit.

AWGN : Additif White Gaussien Noise.

BER : Bit Error Rate.

BPSK : Binary Phase Shift Keying.

CA : Carrier Agregation.

CCI : Co-Channel Interference.

CDMA : Code Division Multiple Access.

CP : Cyclic Prefix.

CRC : Cyclic Redundancy Check.

DAB : Digital Audio Broad casting.

DAC : Digital to Analog Converter.

DFT : Densitu Functional Theory.

DL : Down Link.

DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access.

DVB-H : Digital Video Broadcasting – Handheld.

DVB-S2 : Digital Video Broadcasting – Satellite.

DVB-T : Digital Video Brad casting Terres trial.

DwPTS : Downlink Pilot Time Slot.

EGC : Equal Gain Combining.

FBMC : Filter Bank Multi Carrier.

FDD : Frequency Division Duplexing.

FDMA : Frequency Division Multiple Access.

FM : Frequency Modulation.

FPGA : Field Programmable Gate Arrays.

GMFD : Generalized Frequency Division Multiplexing.

GMSK : Gaussian Minimum-Shift Keying.

GP : Guard Period.

HARQ : Hybrid Automatic Repeat reQuest.

HDTV : High Definition TV.

ICI : Inter Carrier Interference.

IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform.

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IES : Interférences Entre symboles.

IFFT : Inverse Fast Fourier Transformer.

ISI : Inter Symbol Interference.

LDPC : low-density parity-check.

LTE : Long terme Evolution.

LTE-A : Long terme Evolution-Advanced.

MAC : Media Access Control.

MIMO : Multiple Inputs Multiple Outputs.

MISO : Multiple Inputs Single Output.

ML : Maximum Likelihood.

MMSE : Minimum Mean Square Error.

MRC : Maximum-Ratio Combining.

NI : National Instruments.

OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.

OFDMA : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access.

OSTBC : Orthogonal Space-Time Block Code.

PARP : Peak-to-Average *Ratio Power*.

PC : Prefix Cyclic.

PSD : Power Spectral Density.

QAM : Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK : Quaternary Phase Shift Keying.

RB : Resource Block.

RF : Radio Frequency.

SC : Selection Combining.

SC-FDMA : Single Carrier Frequency Division Multiple Access.

SDR : Software Defined Radio.

SIMO : Single Input Multiple Outputs.

SISO : Single Input Single Output.

SNR : Signal to Noise Ratio.

STBC : Space Time Bloc Combiner.

TDD : Time Division Duplexing.

TDMA : Time Division Multiple Access.

UE : User Equipment.

UL : Up Link.

UMTS : Universal Mobile Télécommunication System.

UpPTS : Uplink Pilot Time Slot.

USRP : Universal Software Radio Peripheral.

UWB : Ultra Wide Band.

VHDSL/VDSL : Very High bit rate Digital Subscriber Line.

VI : Virtual Instrument.

WCDMA : Wide band Code Division Multiple Access.

WiFi : Wireless Fidelity.

WLAN : Wireless Local Area Network.

ZF : Zero Forcing.

ZP : Zero Padding.

Introduction générale

L'industrie de télécommunication et des communications sans fil, a connu une croissance rapide et continue, et devient de plus en plus présente dans notre quotidien. Tous foies avec l'augmentation du nombre d'abonnés, leurs exigences s'imposent en matière de débit et d'une meilleure qualité de service. Le réseau 3G représenté par la norme UMTS, atteint ses limites et il ne permet plus de répondre aux besoins des utilisateurs et leurs exigences, il a fallu donc penser à apporter des améliorations afin d'augmenter la capacité des réseaux, ce qui a donné naissance à un réseau sans fil dit quatrième génération LTE (Long Terme Evolution).

Le LTE est un projet qui a été standardisé par l'organisme 3 GPP, LTE Release 8 est considéré comme le portail vers la quatrième génération, il peut atteindre des débits plus élevés avec un temps de latence plus réduit, une portée plus importante et un nombre d'appels plus élevé dans une cellule, ensuite le LTE-A ou Release 10 est apparu pour augmenter encore en débit , et il est considéré comme le premier réseau 4G,mais le processus de LTE ne s'était pas arrêté ici il existe bien plus de standardisation à présent.

La transmission de données dans un système LTE est assurée par la couche physique, cette couche est très importante, car elle permet d'effectuer des fonctionnalités qui assurent la transmission, comme par exemple le codage et le décodage canal et d'effectuer une modulation multi porteuses, cette couche physique peut assurer aussi la transmission des données vers les couches supérieures à l'aide des canaux de transmission.

Dans un système de communication sans fil, l'environnement dans lequel l'onde électromagnétique se propage s'appelle le canal de propagation. La qualité des communications sans fil dépend principalement du type de canal, en général, c'est un canal à trajets multiples, le signal émis dans un tel environnement subi de nombreuses réflexions et des phénomènes physique visible a grande et à petite échelle, le récepteur dans ce cas reçoit une série d'échos de différentes provenances, ce qui introduit des retards variables qui vont dégrader la qualité du signal. La solution que la norme LTE a adoptée pour ce problème est de s'appuyer sur la modulation multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), c'est une technique qui a permis de répondre aux attentes et exigences des utilisateurs. Le principe de l'OFDM est de répartir les symboles sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonaux, créant des sous-canaux étroits, c'est ce qui rend cette technique robuste contre les retards causés par le canal multi trajets.

En LTE la technique OFDM est adoptée essentiellement pour la voie descendante, tandis que pour la voie montante, c'est la technique de modulation mono-porteuse SC-FDMA qui a été adoptée.

Les systèmes de transmission traditionnelle opérés dans les domaines fréquentiel et temporel et utilisaient le codage canal pour combattre l'effet dispersif du canal multi trajets, parmi les innovations de LTE on trouve la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output), c'est une technique qui permet d'introduire une troisième dimension qui est l'espace, son principe est

d'utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, un tel système permet de fortifier la liaison Radio et d'augmenter le débit grâce à une technique de Multiplexage.

Le but de ce mémoire, est de réaliser une implémentation d'un système OFDM sur une plateforme matérielle, pour cela, la Radio définie par logiciel SRD est très efficace pour ce genre d'application, elle permet de réduire au maximum la partie matérielle dans un appareil de communication sans fil et la remplacer par une partie logicielle. La conception du système OFDM et sa simulation, se font à l'aide du logiciel Labview et la plateforme matérielle sera représentée par les USRP, qui font partie de la gamme des SRD. Les USRP se chargeront de l'émission et la réception des données.

Ce projet contient 4 chapitres :

Le 1^{er} chapitre consiste à introduire le LTE et le LTE-A et aussi la connaissance de la couche physique et MAC et la structure de la trame ainsi que les modes de duplexages en LTE.

Le 2^{ème} chapitre présentera la technique OFDM et les techniques d'accès up Link et down Link en LTE, avec leurs simulations sous l'outil Simulink.

Le 3^{ème} chapitre contient une étude sur le canal de transmission et le codage canal LDPC utilisé en LTE ainsi que la technique MIMO, à la fin de ce chapitre une simulation MIMO-OFDM sera réalisée à l'aide de l'outil Simulink.

Le 4^{ème} chapitre présentera la réalisation de l'implémentation du système OFDM dans une plateforme matérielle qui est les USRP. Une comparaison sera faite entre les résultats de la simulation sous LabView (sans l'utilisation des USRP) et de la partie pratique qui nécessite l'implémentation des USRP.

Chapitre 1 : la couche physique en LTE

1.1 Introduction

Au cours de ce premier chapitre, le réseau LTE plus d'autres versions seront présentés, ainsi que quelques techniques d'accès multiple, plus une présentation de la couche physique et MAC dans un réseau LTE et ces principales fonctions, ainsi que la structure des trames et les modes de duplexages en LTE.

1.2 Le réseau LTE et le LTE-Advanced, release 11

LTE est l'évolution à long terme de l'UMTS, défini par la release 8 et qui a été standardisée par l'organisme 3GPP, LTE est basé sur la commutation de paquets, et son principal but est d'acquérir des débits qui peuvent aller jusqu'à 50 Mbps et des cellules qui peuvent supporter un plus grand nombre d'utilisateurs, avec une largeur de bande qui peut aller de 1.25 à 20Mhz, avec un temps de réponse ou une latence plus faible [1] [2].

Après la release 8, LTE-Advanced est apparue, connu aussi par la release 10 ou 4 G, c'est une amélioration de LTE qui apporte encore plus d'avantages vis avis la capacité du système et son débit. Parmi les raisons qui ont motivé l'apparition de LTE-A l'augmentation du trafic et des utilisateurs ce qui mène à une dégradation de la qualité de service, et il était donc nécessaire d'augmenter encore une fois le débit pour faire face à ces exigences.

LTE-A a pu apporter, un débit qui est supérieur à 1 Gbps en DL, et 500 Mo pour l'UL et une largeur de bande de 20 à 100 MHz, et l'introduction de la nouvelle fonctionnalité CA (Carrier Agregation), qui apporte une meilleure utilisation de la technique des antennes multiples, LTE-A, à apporter aussi une amélioration dans la technique MIMO multi-utilisateurs [3].

Après la release 10, il a eu la release 11, c'est une évolution de LTE-A, parmi la principale modification qu'il a pu rapporter à la version précédente, c'est l'amélioration de l'agrégation des opérateurs, avec différentes configurations TDD UL/DL sur différentes bandes [4].

1.3 Techniques d'accès

1.3.1 Accès multiple par répartition en fréquence FDMA :

L'accès multiple par répartition en fréquence, ou FDMA (Fréquence Division Multiple Access) est une technique d'accès qui permet de diviser la bande de fréquences du canal de transmission en plusieurs sous-bandes, chacune sera attribuée à un utilisateur durant toute la période de communication. Le déploiement d'un filtre sélectif en réception est nécessaire pour récupérer les données de l'utilisateur désiré. Cette technique d'accès dite ARMF où FDMA prévoit une bande de gardes entre les sous-canaux afin d'éviter les interférences entre les utilisateurs. C'est une technique utilisée essentiellement dans le système analogique de première génération [5] [1].

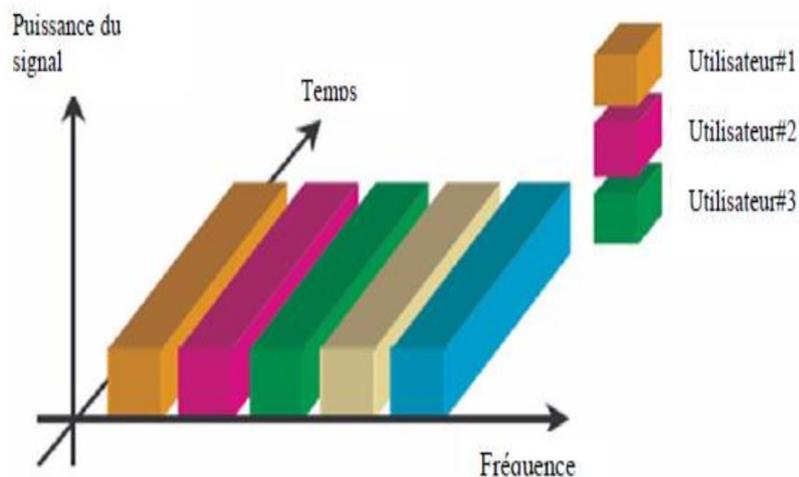


Figure 1 : Technique d'accès FDMA

1.3.2 Accès multiple par répartition en temps TDMA

Accès multiple par répartition en temps ou TDMA (Time Division Multiple Access), cette technique permet à plusieurs utilisateurs d'occuper la même bande de fréquences mais durant un intervalle de temps précis appelé 'Slot', chaque utilisateur se voit donc attribuer un Time slot d'une durée T_s pendant lequel il peut transmettre ses données [6]

Cette technique permet d'avoir une capacité supérieure en matière d'utilisateurs qui peut aller de trois fois jusqu'à six fois plus que celle dans un système d'accès FDMA.

La TDMA est utilisée essentiellement dans les systèmes de deuxième génération comme le GSM [5].

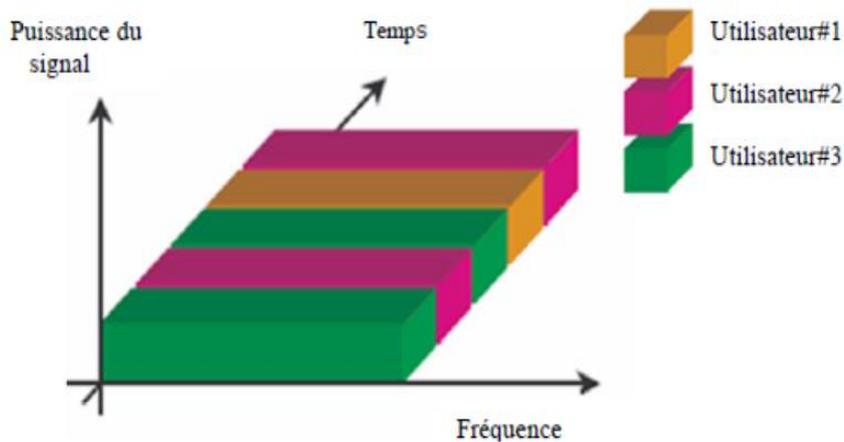


Figure 2 : Technique d'accès TDMA

1.3.3 Accès multiple par répartition en code CDMA :

Cette technique attribue des codes propres à chaque utilisateur qui détermine les fréquences et la puissance utilisée, la transmission s'effectue donc en partageant le même canal fréquentiel et les mêmes intervalles temporels. La répartition des codes se fait par la technique d'étalement du spectre, les séquences de codes des utilisateurs doivent être orthogonales afin d'éviter les interférences [5] [7].

- les mesures radio telle que l'estimation de la qualité du signal et du canal de transmission de la cellule servante.
- La synchronisation en temps et en fréquence avec la porteuse de l'émetteur.
- La détection de cellules afin d'établir un Handover où pour que l'UE peut s'y connecter [8].

1.5. La couche MAC

Après la couche physique, on trouve la sous-couche MAC qui joue un rôle essentiel à l'accès et l'adaptation au canal de transmission, elle offre plusieurs fonctions, comme :

- l'accès aléatoire sur la voie montante, et maintenir la synchronisation sur cette même voie.
- L'allocation des ressources radio.
- Elle permet aussi de corriger les erreurs de transmission grâce au mécanisme de retransmission HARQ [8].

1.6. Modes de duplexage en LTE

En LTE, on trouve deux modes de duplexage qui sont :

- le mode FDD (Frequency Division Duplex).
- Le mode TDD (Time Division Duplex).

Ces deux modes sont essentielles pour qu'un système de communication soit en mesure de transmettre dans les deux sens, voie montante et descendante, il est donc nécessaire qu'une station de base ou qu'un UE dispose d'un schéma duplex [9].

1.6.1 Mode FDD :

Dans ce mode les voies montante et descendante opèrent dans deux canaux différents, donc deux fréquences différentes séparées par une bande de gardes qui permet d'isoler entre les deux voies et d'éviter les interférences des canaux adjacents.

L'émission et la réception dans le terminal ou dans la station de base se font sur une même antenne, ce qui nécessite le déploiement d'un duplexeur au sein du UE et du NodeB, ce qui va augmenter le coût du matériel.

Le principal avantage de ce mode est l'émission et la réception simultanée entre le terminal et la station de base ce qui permet l'échange rapide d'information entre ces deux derniers.

Il existe un mode qui dérive du mode FDD qu'on appelle FDD half-duplex, la différence entre les deux, c'est que dans le deuxième mode les UE sont divisées en deux catégories, chaque catégorie émet lorsque les UE de la seconde catégorie reçoivent, et vice-versa [8].

1.6.2 Mode TDD :

Dans ce mode la voie montante et descendante opèrent dans le même canal fréquentiel et le partage se fait dans le domaine temporel, ce qui conduit à un premier avantage qui est

l'optimisation du système grâce à une asymétrie du trafic dans les deux voies, généralement le nombre de sous-porteuses en voie descendante est plus important qu'en voie montante. L'utilisation du duplexer dans ce mode n'est pas nécessaire ce qui rend le coût d'équipements nettement moins cher qu'en FDD, de plus le fait d'utiliser un même canal permet d'avoir certaines composantes radiofréquences en commun pour les deux voies. Tout comme dans le mode FDD, il est nécessaire en TDD aussi de séparer entre voies montante et descendante, cette fois-ci en utilisant un temps de garde [8].

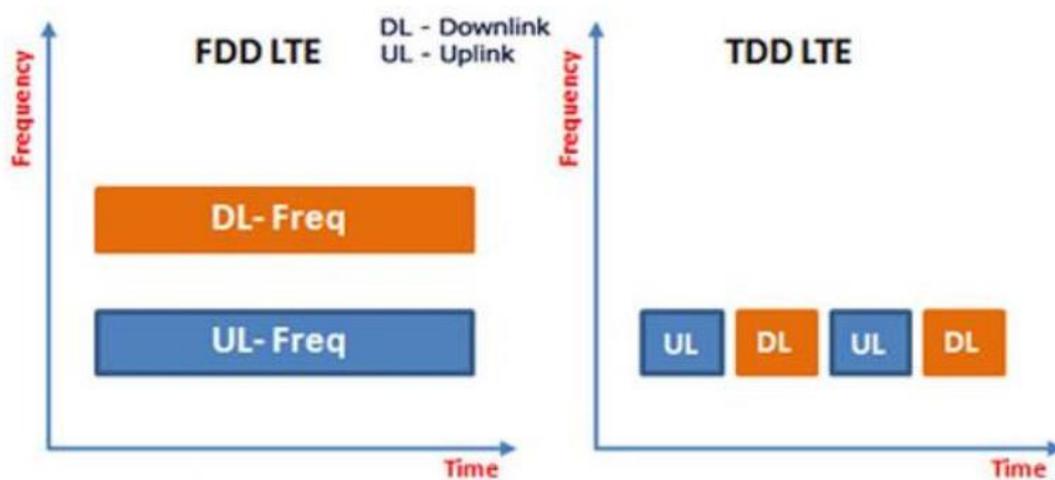


Figure 4: Les Mode FDD et TDD

1.7 Structure des trames LTE

Une trame LTE a une durée de 10 ms, chaque trame est ensuite divisée en 10 sous-trames d'une durée de 1 ms chacune, une sous-trame est divisée en slot d'une durée de 0.5 ms. Un slot peut contenir 6 symboles avec un long CP (préfixe cyclique) à 7 symboles avec un short CP, par bande OFDM.

Selon la modulation choisie (QPSK à 128 QPSK) le nombre de bits transmis par symbole peut prendre 1 bit à 6 bits [8].

On trouve deux types de structure de trames [10]:

- le type 1 est adapté aux systèmes utilisant le mode FDD, et FDD half-duplex.
- le type 2 est adapté aux systèmes utilisant le mode TDD.

Dans le type 1 les sous-trames sont divisées en deux slots de 0.5 ms. Pour une trame radio de 10 ms on aura 20 slots individuels numérotés de 0 à 19, dans ce mode on réserve dix sous-trames pour la voie montante et dix autres pour la voie descendante par période de 10 ms, comme illustré sur la figure 2.

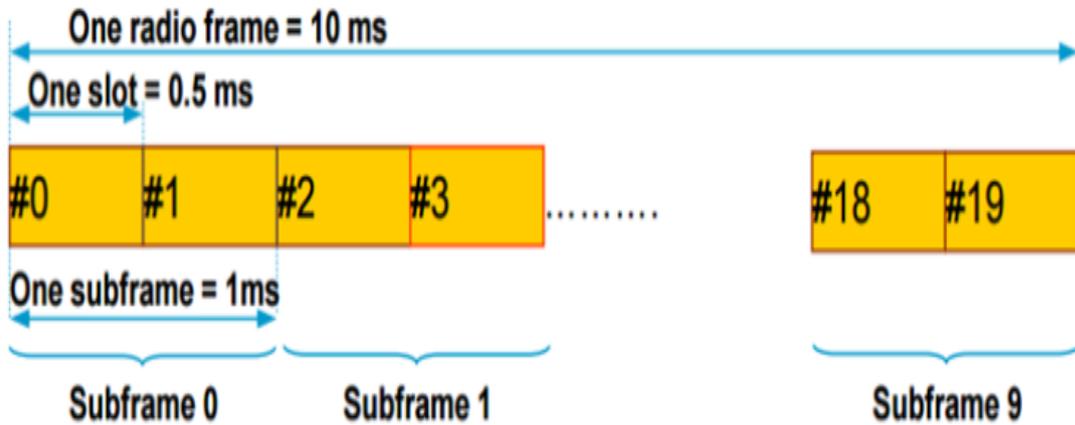


Figure 5 : Trame FDD

Dans le type 2, certaines sous-trames sont attribuées pour les liaisons montantes, et d'autres pour les liaisons descendantes. Le passage entre les deux voies se fait grâce à une sous-trame spéciale d'une durée de 1 ms, et qui se divise en trois parties qui sont :

DwPTS : une sous-trame pour la liaison descendante.

UpPTS : une sous-trame pour la liaison montante.

GP : nécessaire pour le basculement entre la voie montante et descendante.

La durée de chaque partie est différente des autres et configurable.

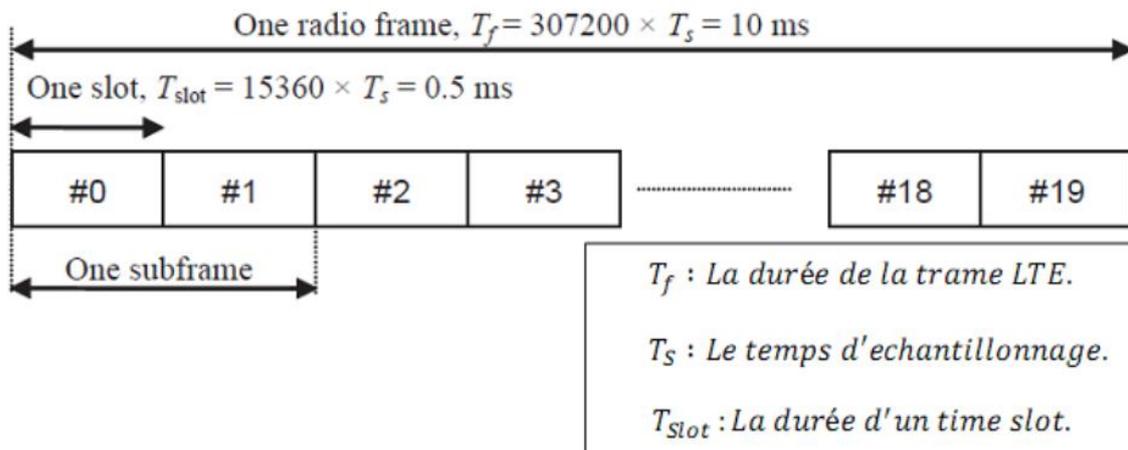


Figure 6 : Trame TDD

1.7.1 Les blocs de ressources et le préfixe cyclique

La transmission en LTE se fait par bloc, qu'on appelle Bloc Ressource ou RB, chacun a une répartition en temps et en fréquence et qui sera transmis en 12 bandes de 15 KHz avec 6 ou 7 symboles selon le préfixe cyclique, un bloc en LTE peut donc occuper un spectre de $12 \times 15 \text{ KHz} = 180 \text{ KHz}$.

Le préfixe cyclique permet essentiellement de lutter contre les interférences inter-symboles, on trouve deux types de préfixe cyclique [5] [8] :

- un court CP, dans ce cas nous avons $7 \text{ symboles} \times 12 \text{ bandes} = 84 \text{ symboles}$ sont transmis en 0.5 ms.
- un long CP, dans ce cas nous avons $6 \text{ symboles} \times 12 \text{ bandes} = 72 \text{ symboles}$ sont transmis en 0.5 ms.

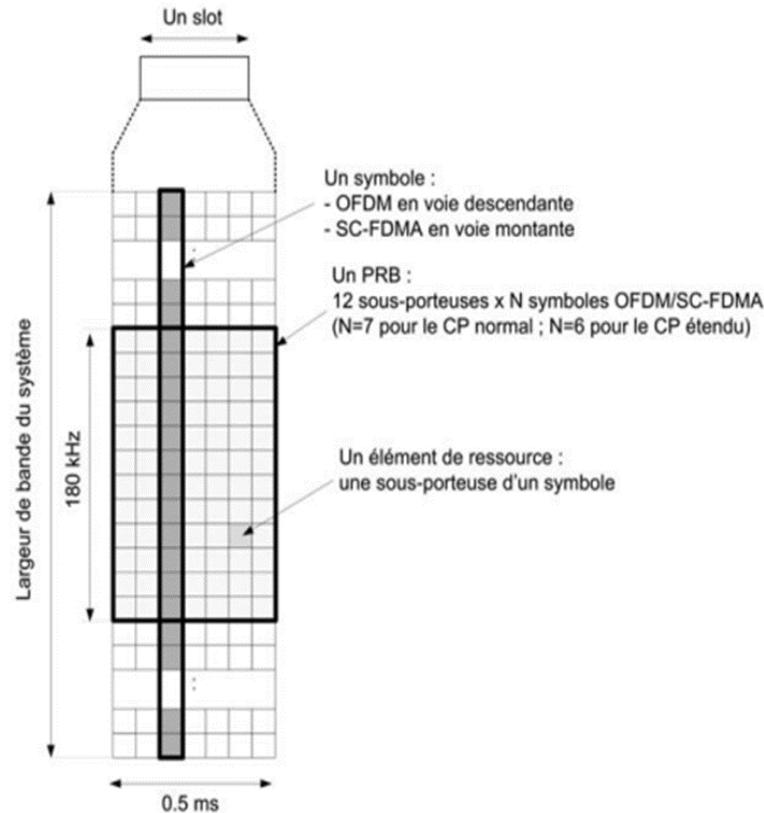


Figure 7 : Grille de ressources en temps et en fréquence en voie montante et descendante

1.7.2 Plage de fréquences et nombre de bloc de ressources

Les largeurs de bande qui peuvent être exploitées en LTE sont : 1.4Mhz ,3Mhz, 5Mhz, 10Mhz, 15Mhz ,20Mhz. On a déjà vu précédemment qu'un bloc de ressource occupe un spectre de 180Khz. On peut donc savoir combien de RB occupe chaque bande et déduire par la suite le débit utilisé sachant qu'un slot contient 6bits et à une durée de 0.5 ms [8] [11].

- ✓ Pour 1.4 Mhz : nous avons dans cette bande 6 RB qui peuvent transmettre $6 \times 84 \text{ symboles} \times 6 \text{ bits}$ en 0.5ms, soit 3024 bits transmis en 0.5 ms. Le débit sera donc de 6.084 Mbit /s.
- ✓ Pour 20 Mhz : nous avons dans cette bande cent RB qui peuvent transmettre $100 \times 84 \text{ symboles} \times 6 \text{ bits}$ en 0.5 ms, soit 50400 bits transmis en 0.5 ms. le débit sera donc de 100.8 Mbit /s.

Largeur de bande en Mhz	1.4	3	5	10	15	20
Nombre de RB	6	15	25	50	75	100
Débit en Mbit/s	6.084	15.12	25.2	50.4	75.6	100.8

Tableau 1 : nombre de bloc de ressource pour différentes largeur de bandes

Note : ces débits sont obtenus seulement lorsque l'utilisateur est proche de la station de base et qu'il est le seul à transmettre.

Chapitre 2 : La modulation OFDM et les techniques d'accès en LTE

2.1 Introduction

Afin d'obtenir une communication sans fil de bonne qualité, il est nécessaire de bien choisir la technique de modulation. Dans une transmission LTE, ils ont opté pour la modulation multi porteuse et plus précisément l'OFDM. Au cours de ce deuxième chapitre nous allons faire une étude de cette technique de modulation et elle sera suivie par les techniques d'accès en voie montante et descendante en LTE avec leur simulation sous MATLAB.

2.2 La modulation multi porteuse

La modulation multi porteuses est une modulation qui est essentiellement utilisée dans des canaux à trajets multiples, car dans ce cas, les techniques de modulation classiques deviennent très sensibles aux interférences inter-symboles ISI. L'opération de la modulation multi porteuses dans un système est assurée par la transformer de Fourier inverse, tandis que la démodulation du signal se fait à l'aide d'une transformer de Fourier.

Le principe de cette modulation est de découper la bande passante du canal en un nombre de sous-porteuses orthogonales, afin de transmettre sur chaque sous-porteuse une information. Du côté du récepteur, le signal reçu sera filtré par la fonction de transfert du canal [12].

2.2.1 Les applications et les systèmes de modulation multi-porteuses

La modulation multi porteuses est utilisée dans plusieurs applications, comme [13]:

- ✓ la diffusion du son numérique DAB (digital Audio Broad casting).
- ✓ la télévision numérique terrestre DVB-T (Digital Video Brad casting Terres trial).
- ✓ les systèmes ADSL.

On trouve plusieurs systèmes qui se reposent sur cette technique de modulation les plus répondu sont [13]:

- GFMD (Generalized Frequency Division Multiplexing).
- FBMC (Filter Bank Multi Carrier).
- OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

2.3 Principe de la transmission en LTE

La norme LTE se repose sur une technique de modulation multi porteuses qui est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), cette modulation lui permet d'assurer une meilleure transmission qu'une modulation mono porteuse, car elle représente une robustesse plus efficace contre les effets des canaux sélectifs, du fait que l'information est transmise sur de multiples porteuses, elle ne risquera pas d'être entièrement dégradée par l'effet du canal [14].

2.3.1 La modulation OFDM

2.3.1.1 Histoire de l'OFDM

L'OFDM est apparu vers les années 50, mais elle n'a pas été commercialisée à cause de sa complexité, n'empêche que cette technique a été utilisée dans les systèmes militaires HF ainsi que d'autres systèmes de télécommunications. L'OFDM a été breveté plus tard aux Etats-Unis. Vers les années 70 les deux scientifiques Weinstein et Ebert ont pu démontrer qu'il était possible d'utiliser la transformée de Fourier pour réaliser modulation et démodulation OFDM. Dans les années 80, l'OFDM commence à être utilisé dans la transmission sans fil, et un peu plus tard dans les années 90, il a été exploité pour d'autres applications telles que [15] :

- canaux radio mobile à large bande.
- Les lignes numériques HDSL de haut débit.
- Les lignes numériques Asymétrique ADSL.
- Les lignes numériques de haute vitesse VHDSL.
- La diffusion du son numérique DAB.
- La radiodiffusion terrestre HDTV.

2.3.1.2 Principe de l'OFDM

Le principe de cette modulation est de découper la bande spectrale du canal de transmission en plusieurs sous-porteuses orthogonale, cette condition est primordiale et indispensable à l'OFDM, car sans cette condition, on aura un phénomène d'interférences entre les sous-porteuses 'ICI' qui peuvent nuire à la transmission.

Au début, l'idée était d'attribuer à chaque sous-porteuse une sous-bande, de cette manière, on évitera les interférences, comme le démontre la figure suivante [16]:

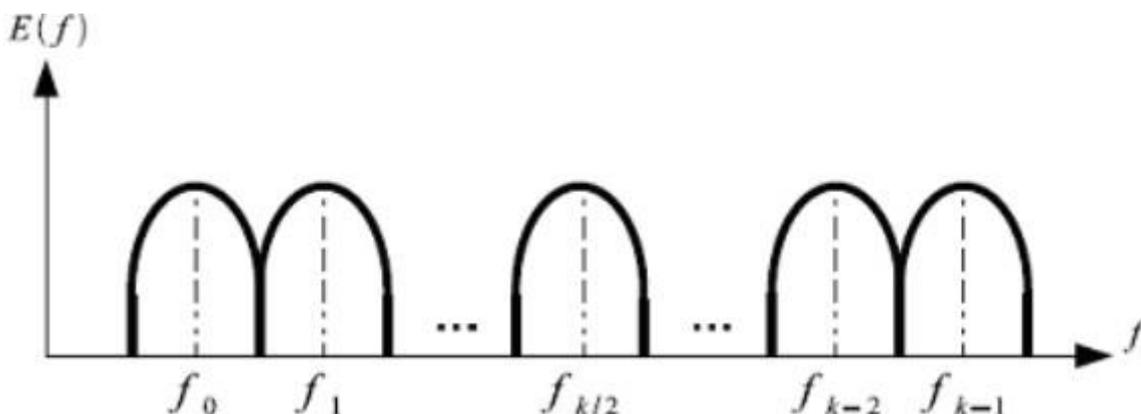


Figure 8 multiplexage fréquentielle conventionnel

L'inconvénient de cette première technique est que la bande de fréquences n'est pas exploitée d'une manière optimale, pour une efficacité spectrale meilleure, on devrait plutôt superposer les sous-porteuses, mais à une condition, que le spectre des autres sous-porteuses doit être nul à chacune des fréquences centrales, et il va falloir aussi insérer un écart entre les sous-porteuses [16].

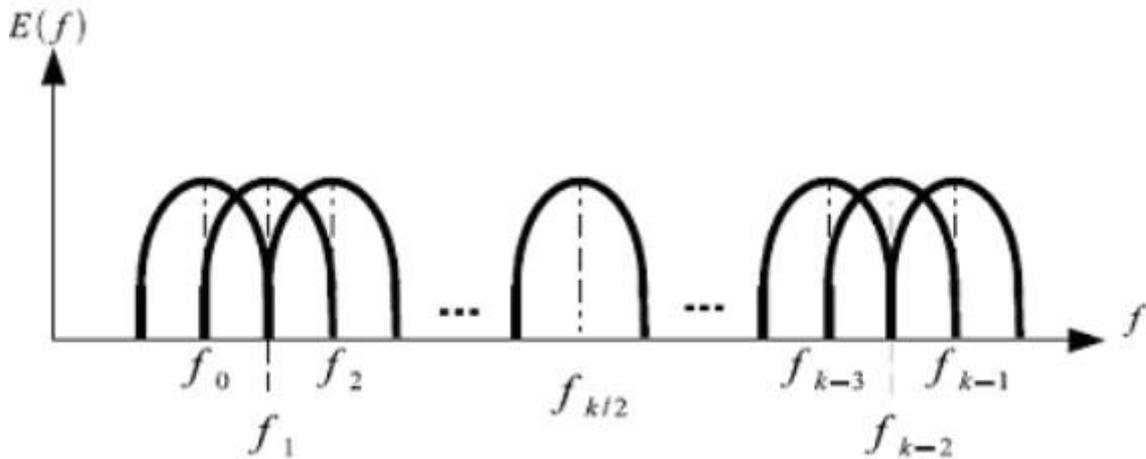


Figure 9 multiplexage fréquentiel optimal

2.3.1.3 La modulation et la démodulation OFDM

Dans l'émission, les bits de l'émetteur sont transformés en symboles par une modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ou PSK (Phase Shift Keying), et ils seront ensuite transposés sur un certain nombre de sous-porteuses à l'aide de mélangeurs, ce qui rend cette technique un peu coûteuse, puis tous les signaux seront multiplexés afin d'obtenir le signal OFDM.

On peut utiliser une autre méthode pour réaliser un modulateur OFDM, en utilisant la transformée de Fourier inverse IDFT, tout en assurant l'orthogonalité entre les sous-porteuses, il suffira cette fois d'implémenter un convertisseur série / parallèle avant d'appliquer l>IDFT sur les sous-porteuses puis un convertisseur parallèle / série et on aura en sortie notre signal OFDM.

Pour la démodulation il suffira de réaliser l'opération inverse et d'utiliser la transformée de Fourier DFT au lieu de l>IDFT [16].

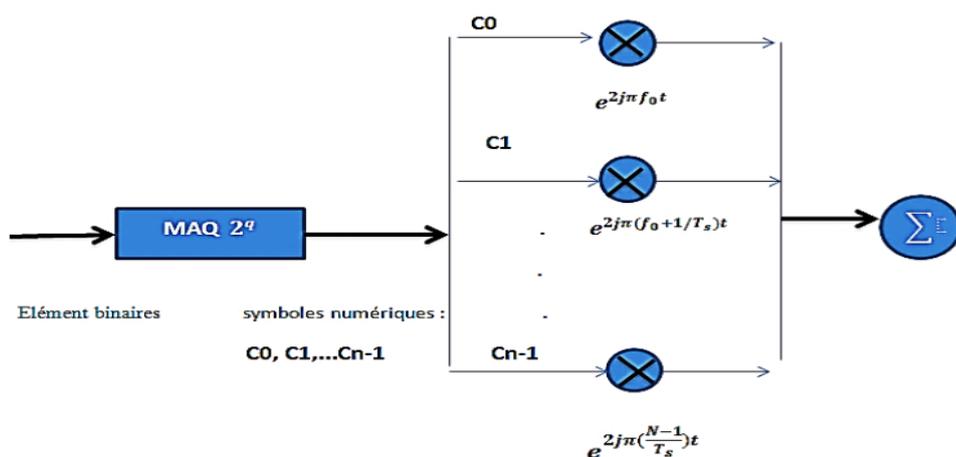


Figure 10 principe de la modulation OFDM sans la IDFT

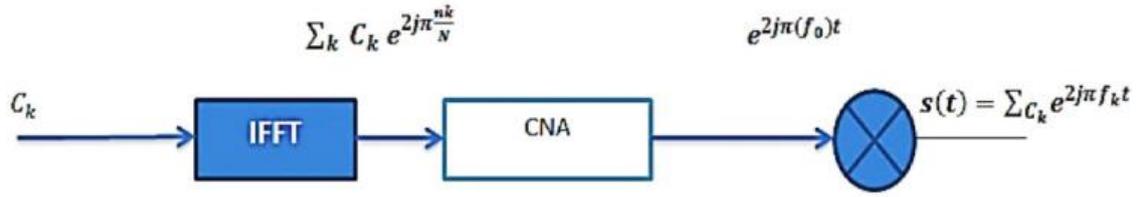


Figure 11 principe de la modulation OFDM en utilisant la IDFT

2.3.1.4 Génération d'un signal OFDM

Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{n-1} , un symbole de durée T_s , et un signal de fréquence f_k . Un signal prend donc la forme suivante [5]:

$$C_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.1)$$

Le signal total est :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.2)$$

Les données C_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation QAM. Ces données forment des symboles de q-aires.

Si l'espace entre les fréquences est $\frac{1}{T_s}$, la condition d'orthogonalité est vérifiée si [5]:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (2.3)$$

$$S(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (2.4)$$

Un signal OFDM est généré à partir d'une IFFT. $S(t)$ est donc discrétisé :

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.5)$$

À la réception, les symboles C_k sont récupérés en appliquant l'opération inverse qui est la FFT comme dans l'équation suivante :

$$C_k = \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.6)$$

Condition d'orthogonalité

La condition d'orthogonalité dans le cas discret peut être exprimée comme suite :

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n \frac{k}{N}} \cdot e^{-j2\pi n \frac{l}{N}} = \begin{cases} 1, & \text{si } K = l \\ 0, & \text{si } K \neq l \end{cases} \quad (2.7)$$

Cette équation explique que le produit scalaire entre deux signaux à deux fréquences différentes, donne un résultat nul.

2.3.2 Intervalle de garde

L'or d'une transmission dans un canal multi trajets, les symboles OFDM transmis risque de subir le phénomène d'interférences inter-symboles 'ISI', ceci peut dégrader la transmission et nuire à la condition d'orthogonalité, et peut aussi rendre difficile la récupération des symboles OFDM en réception. Comme solution à ce problème, il est essentiel d'introduire des intervalles de gardes entre les symboles, nous avons deux types d'intervalle, l'extension cyclique et le 'Zéro Padding ZP' [17]

La durée du symbole OFDM après un intervalle de garde sera égale à :

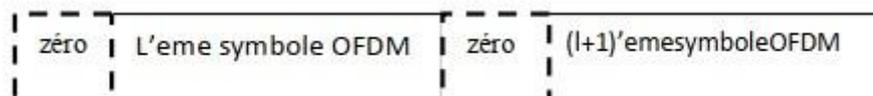
$$T_s = T_g + T_x \quad (2.8)$$

T_s : la durée du symbole. T_g : la durée de l'intervalle de garde.

T_x : la durée du symbole après IFFT.

2.3.3 Zéro padding ZP

Cette méthode consiste à remplir l'intervalle de garde par des zéros. Dans le cas du zéro padding, la longueur du symbole et de la fenêtre de transmission devient plus courte que si l'on avait utilisé un préfix ou suffixe cyclique, ce qui nous permet d'obtenir un spectre plus large. On utilise le ZP dans des systèmes ultras wide band UWB [18]



2.3.4 Préfixe cyclique

Le préfixe cyclique consiste à copier l'information qui se trouve dans la fin d'un symbole OFDM et la placer à son début, de cette manière la période d'un symbole devient plus longue sans affecter le spectre fréquentiel du signal, cette technique du préfixe cyclique est très efficace pour faire face aux interférences entre les symboles ISI et entre les porteuses ICI à condition que la longueur du préfixe soit plus longue que la longueur du canal [18] [17].

En revanche l'introduction d'un CP fait perdre le signal d'une partie de son énergie, car il ne transporte une certaine information mais qui ne sera pas utilisé par la suite :

$$SNR_{PERTE} = -100 \log \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_{Sym}} \right) \quad (2.9)$$

Avec :

T_{Cp} : la longueur du Cp.

T_{Sym} : duré du symbole.

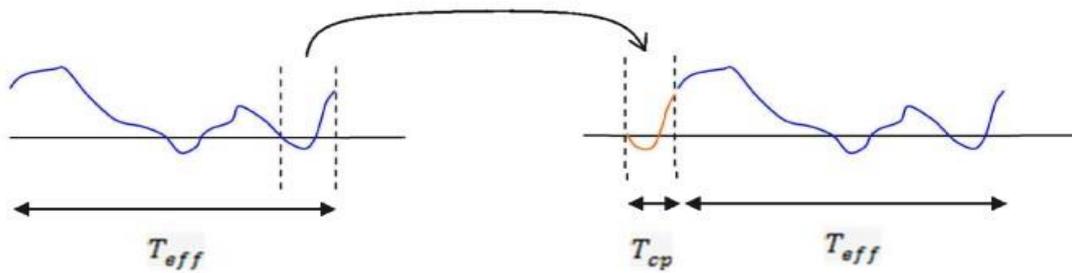


Figure 12 insertion du préfixe cyclique

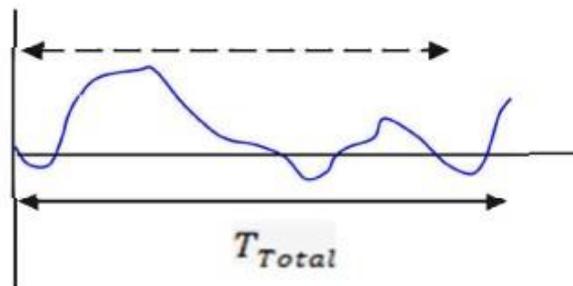


Figure 13 symbole final

2.3.5 Suffixe cyclique

Le suffixe cyclique part du même principe que le préfixe cyclique, mais dans ce cas, on prend un échantillon du début du symbole OFDM et l'insérer à sa fin, cette technique est utilisée essentiellement pour éviter les interférences entre la voie montante et la voie descendante, le suffixe cyclique est donc défini en calculant la différence de temps de réception entre les deux voies.

Dans certains systèmes comme VDSL, on utilise le PC et le SC au même temps pour éviter les IES et garantir l'orthogonalité entre les signaux des deux voies [17] [18].

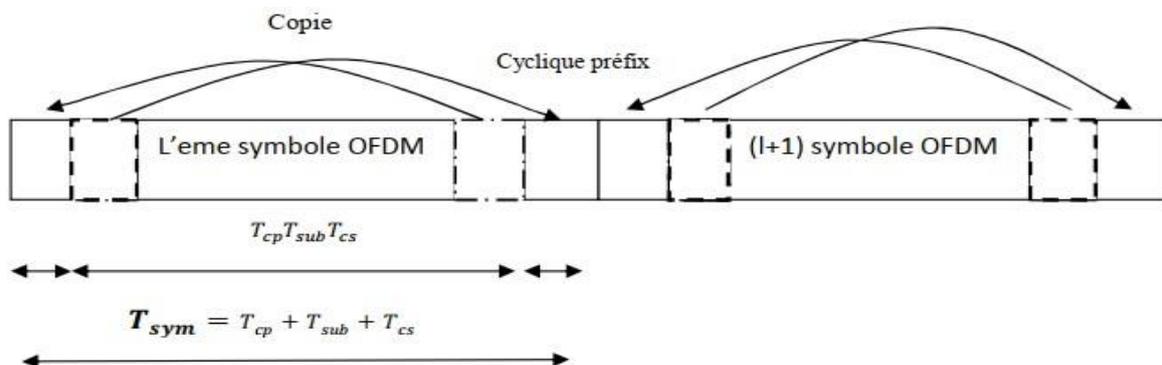


Figure 14 symbole OFDM avec CP et CS

2.3.6 Chaîne de transmission OFDM

La chaîne de transmission OFDM se compose de trois grandes parties, la première est la partie émission, puis le canal de transmission, et enfin la partie réception. L'émission contient les bits de l'information qu'on désire transmettre, l'ensemble de ces bits va être transformé en symboles selon une modulation QAM ou PSK, par la suite une conversion série/parallèle est nécessaire afin de pouvoir appliquer la transformée de Fourier inverse IFFT et d'ajouter le préfixe cyclique 'CP', et avant d'envoyer les données sur le canal de transmission, il faut appliquer une conversion parallèle/série. La troisième partie de cette chaîne qui est la partie réception consiste à enlever les CP qui auraient subi des interférences et appliqué une FFT au lieu de l'IFFT et de réaliser les autres opérations inverses de la partie émission [19]

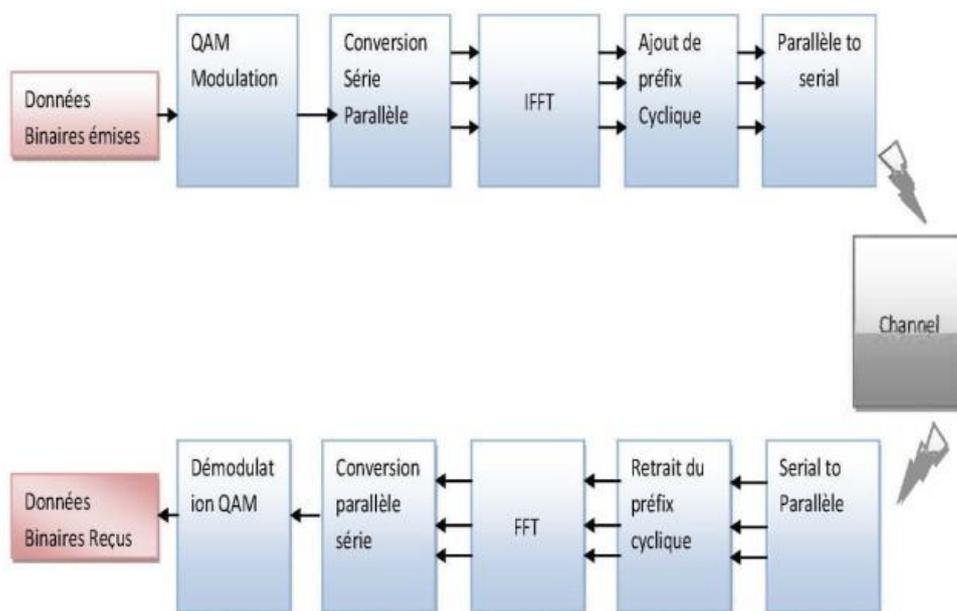


Figure 15 chaîne de transmission OFDM

2.3.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Parmi les avantages que le système OFDM peut offrir, on cite [17] :

- la robustesse contre les interférences, grâce à l'insertion de l'intervalle de garde, on peut éliminer les IES, et la condition d'orthogonalité permet de supprimer les interférences entre les porteuses 'ICI'.
- Facile à implémenter grâce à la transformée de Fourier FFT.
- L'OFDM permet d'obtenir une efficacité spectrale optimale grâce à la condition d'orthogonalité.
- Le système OFDM permet l'intégration des systèmes MIMO.

Comme toute modulation l'OFDM souffre de certains défauts comme [17] :

- un rapport de puissance crête à puissance moyenne (PARP) élevé, ce qui rend difficile l'implémentation des DAC et ADC et la conception des amplificateurs RF.

- Sensible aux interférences Co-canal 'CCI' lors de son utilisation dans les systèmes cellulaires, il suffit d'utiliser des antennes adaptatives pour régler ce problème.

2.4 Techniques de multiplexage en LTE

En LTE, on trouve deux nouvelles techniques d'accès différentes pour les deux voies, montante et descendante afin d'augmenter l'efficacité spectrale, pour la voie descendante la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est utilisée, le débit peut atteindre les 100 Mbps en utilisant cette technique d'accès en voie descendante.

Pour la voie montante c'est la technique SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) qui est utilisé, le débit en utilisant cette technique d'accès peut atteindre les 50 Mbps [20].

2.4.1 La technique d'accès OFDMA

L'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est une technique d'accès connu depuis les années 1950, à cette époque, ont utilisé toujours la technologie analogique, mais depuis que la technologie numérique a vu le jour, la technique OFDMA est devenue plus réalisable dans les communications, et depuis elle a été adoptée dans de nombreuses applications comme, la télévision numérique DVB-T et DVB-H, ainsi dans les réseaux locaux sans fil (WLAN), et les communications numériques à haut débit, mais aussi en LTE comme nous allons le voir par la suite [21].

2.4.1.1 Principe de la technique OFDMA

L'OFDMA est une technique d'accès qui dérive de l'OFDM, elle est adoptée pour la voie descendante en LTE, car elle représente une robustesse contre les phénomènes d'évanouissement dans les canaux multi-trajets. Elle se repose sur la transformer de fourrier rapide FFT pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel et la transformer de fourrier rapide inverse IFFT pour effectuer le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel [21].

Lorsqu'un signal sinusoïdal passe par le bloc FFT, en sortie, on aura un pic à la fréquence correspondante et des zéros ailleurs, mais lorsqu'il s'agit d'un signal carré, dans ce cas la sortie contient plusieurs pics à plusieurs fréquences, puisque l'onde carrée possède un intervalle régulier T , on aura un pic plus grand à la période $1/T$ qui correspond à la fréquence fondamentale et des pics plus petits qui correspondent aux harmoniques impairs de la fréquence fondamentale comme le démontre la figure suivante [22].

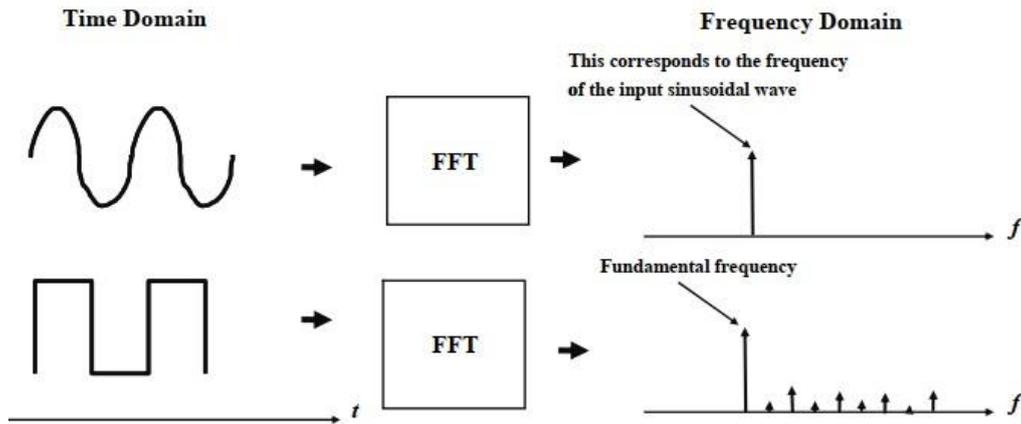


Figure 16 résultat de l'opération FFT pour différentes entrées

2.4.1.2 Principe d'émission et de réception en OFDMA

Comme toute chaîne de transmission le principe de l'OFDMA possède une partie émission et une partie réception et un canal de transmission, puis ce que l'OFDMA dérive de l'OFDM sa chaîne de transmission est très similaire à celle de l'OFDM, elle est illustrée dans la figure 22.

En émission, peu importe la largeur de transmission totale, le principe de l'émetteur dans n'importe quels systèmes OFDMA, et dans la norme LTE est d'employer un espacement de 15 kHz entre les sous-porteuses étroites et orthogonales entre elles, cette orthogonalité est assurée à l'instant de l'échantillonnage, de telle manière à ce qu'au moment de l'échantillonnage de chaque sous-porteuse les autres doivent être nuls, la figure suivante montre l'espacement entre les sous-porteuses et la condition d'orthogonalité [22].

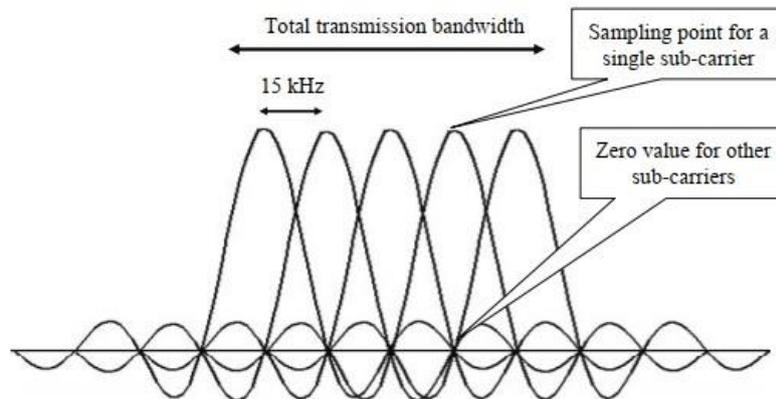


Figure 17 orthogonalité des sous porteuses

En émission, après avoir généré un nombre aléatoire d'entiers, les bits de données seront ensuite transformés en un nombre de symboles OFDMA grâce à un bloc de modulation (BPSK, QPSK, 16 QAM ou 64 QAM), par la suite ses symboles, passeront par le bloc « sub-carriers Mapping », qui sert à générer des sous-porteuses et la porteuse centrale, à ce moment, on est toujours dans le domaine fréquentiel, pour passer au domaine temporel et créer le signal, il faut utiliser le bloc IFFT, et avant de transmettre le signal sur le canal, il faut ajouter un préfixe cyclique pour protéger les données contre les interférences inter-symboles.

Après le passage du signal dans un canal de transmission, à la réception, on retire le CP et on emploie un bloc FFT pour pouvoir passer au domaine fréquentiel, et on emploie par la suite les opérations inverses de la partie émission, pour récupérer les données.

2.4.2 Étude comparative entre l'OFDM et l'OFDMA

Comme nous l'avons déjà mentionnée la technique d'accès OFDMA dérive de l'OFDM, toutes les deux divisent la bande passante en plusieurs sous-porteuses, et utilisent le principe de la transformée de Fourier rapide, bien qu'il y ait certaines différences entre ces deux techniques, la principale différence est que contrairement à l'OFDM qui attribue à chaque UE un intervalle de temps, l'OFDMA peut servir plusieurs usagers dans un seul intervalle de temps, elle permet aussi de dimensionner le nombre des sous-porteuses selon le besoin du UE [23], comme le montre la figure suivante :

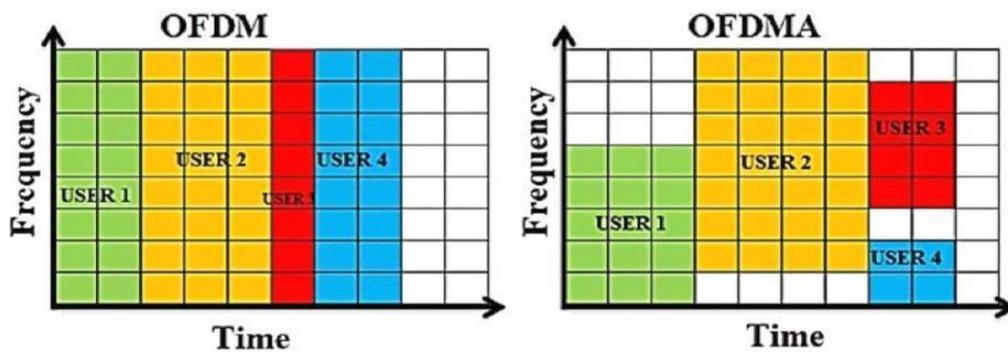


Figure 18 différence entre OFDM et OFDMA

2.4.3 Avantages et inconvénients de l'OFDMA

La technique OFDMA a l'avantage d'être facile à mettre en œuvre, permet une qualité de transmission peut dégrader avec un débit élevé, et elle est aussi robuste contre les effets des canaux multi-trajets [20], par contre elle représente un PAPR élevé et elle est sensible au décalage fréquentiel ce qui peut causer des ICI et annuler la condition d'orthogonalité [24].

2.4.4 La technique d'accès SC-FDMA

Jusqu'à présent, nous avons vu plusieurs techniques d'accès comme la FDMA, TDMA, CDMA, WCDMA, et la technique OFDMA qui a été choisie pour la transmission Down Link en LTE, en revanche pour la transmission en Up Link c'est la technique SC-FDMA qui a été choisie, car elle représente l'avantage d'être plus économique en énergie que l'OFDMA, ce choix ne posera pas de problème pour la synchronisation des paramètres UP Link et down Link grâce à la similarité des deux techniques [23] [20].

2.4.4.1 Le principe de la technique SC-FDMA

La technique SC-FDMA est technique de transmission mono porteuse très proche de l'OFDM, elle permet de répartir la représentation fréquentielle des symboles sur un grand nombre de

sous-porteuses, selon un certain mode, et non pas les symboles directement comme dans l'OFDM.

2.4.4.2 Modulation SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est composée de trois parties principales, il y a le modulateur DFT qui sert à transformer le bloc de symboles D_Q^K de la modulation QAM en Q symboles fréquentiels U_Q^K , et qui viennent ensuite moduler un ensemble de Q sous porteuses parmi N , tel que ($N \geq Q$). Cette répartition des symboles fréquentiels a pour rôle l'étalement spectral du signal et le multiplexage fréquentiel des signaux des différents utilisateurs. Le bloc IDFT à la sortie du multiplexeur sert à ramener les symboles dans le domaine temporel, pour obtenir les symboles de sortie S_N^K avec $0 \leq n \leq N-1$. Cette dernière partie de la chaîne n'est rien d'autre qu'un modulateur OFDM, c'est pour cette raison que la SC-FDMA est considérée comme un pré-codage DFT du système OFDM et avec une allocation de ressource particulière qui va être traitée par la suite [20].

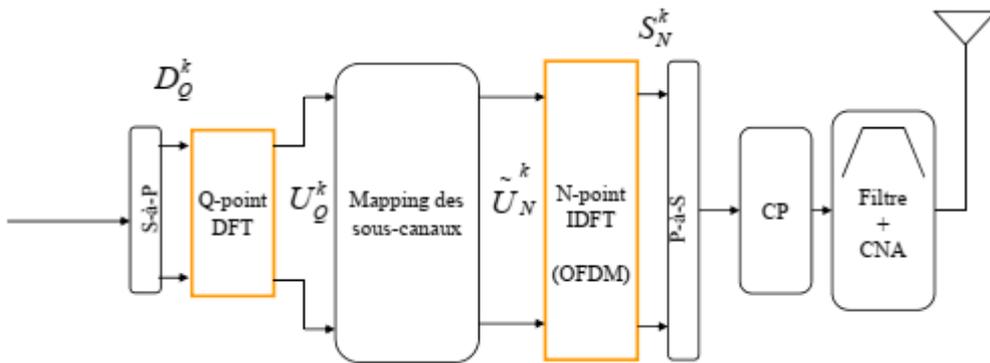


Figure 19 Emetteur SC-FDMA

Si on considère Φ_Q^K est l'ensemble des sous-porteuses modulé par l'utilisateur k , $\{u_n^K\}$ avec $n \in \Phi_Q^K$ est la représentation du bloc de données à transmettre, et $F(t)$ le filtre de mise en forme utilisé pour prévenir l'interférence entre symboles introduit par le canal, T_s la durer d'un symbole, et f_n avec $0 \leq n \leq N-1$ l'ensemble des fréquences porteuses modulable du système. , le signal $x^K(t)$, De l'utilisateur k à la sortie du système sera donné par [20]:

$$x^K(t) = \sum_{n \in \Phi_Q^K} u_n^K F(t - nT_s) e^{2\pi f_n t} \quad (2.10)$$

2.4.4.3 Démodulation SC-FDMA

Le signal reçu $z^K(t)$, d'abord ramené en bande de base, après la suppression du préfix cyclique, un démodulateur DFT est appliqué pour obtenir les symboles fréquentiels $\{u_q\}$, avec

$0 \leq q \leq Q-1$ ensuite le bloc IDFT permet de récupérer les symboles sources $\{d_q\}$ avec $0 \leq q \leq Q-1$.

L'équation du signal d'un utilisateur k au niveau du récepteur s'écrit comme suite :

$$z^k(t) = \sum_{n \in \Phi_Q^k} u_n^k \int_{T_s} [h_n^k(t - \tau) F(\tau - nT_s) e^{2\pi j f_n \tau}] d\tau \quad (2.11)$$

Avec $h_n^k(t)$ la fonction de transfert du canal de l'utilisateur k autour de la porteuse f_n à l'instant t.

2.4.4.4 Allocation des ressources dans un système SC-FDMA

La présence du bloc DFT apporte une particularité à cette technique, et une allocation de ressources radio particulière. Le multiplexage des utilisateurs dans un système SC-FDMA se fait dans le domaine fréquentiel grâce à une technique d'étalement qui lui permet d'augmenter les ressources spectrales pour supporter plus d'utilisateurs, ainsi chaque utilisateur lui aura attribué une partie de la largeur de bande [21].

Pour associer les données aux sous-porteuses, la technique SC-FDMA utilise deux méthodes, le mode distribué et le mode localisé.

- **Mode distribué :** dans ce mode, nous avons Q sous porteuses d'un multiplex qui sont régulièrement réparties sur toute la bande passante du système, et qui sont modulées par Q symboles générés à la sortie du bloc DFT, et les N-Q sous porteuse qui ne sont pas modulées seront nuls. La SC-FDMA dans ce cas porte le nom de IFDMA pour dire « Interleaved-FDMA », c'est une technique très efficace pour garantir l'orthogonalité entre les utilisateurs, par contre une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité peut causer la perte d'orthogonalité.
- **Mode localisé :** dans ce mode nous, avons Q sous porteuses d'un multiplex qui sont modulées par Q symboles fréquentiels générés à la sortie du bloc DFT, mais qui ne sont pas réparties sur toute la bande passante cette fois-ci, et le reste des sous-porteuses seront nuls, ce mode est beaucoup plus robuste et il est adopté pour la modulation SC-FDMA utilisée dans la voie montante en LTE et qui porte le nom de L-FDMA « Localised FDMA », et il garantit l'orthogonalité des sous-porteuses, les figures suivantes démontrent le fonctionnement de ces deux modes [21].

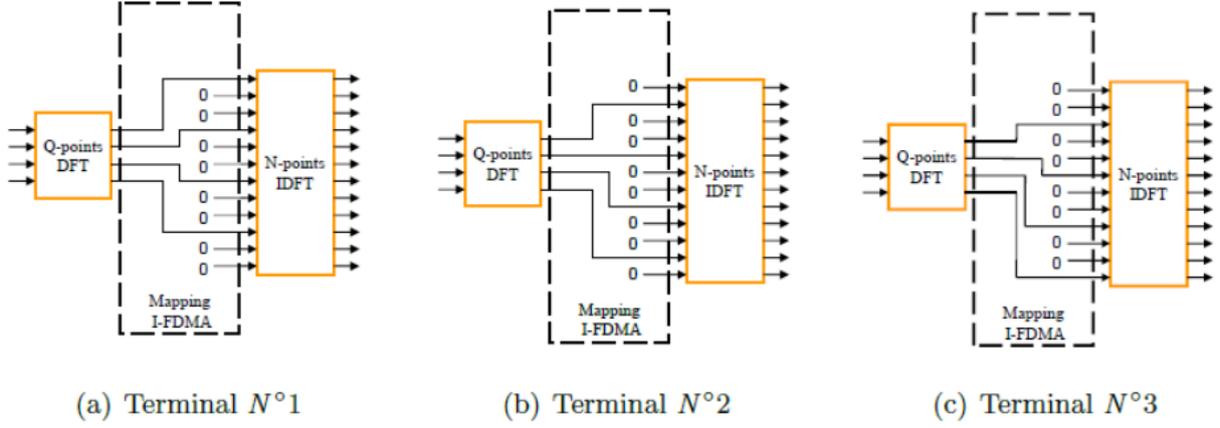


Figure 20 Mapping I-FDMA

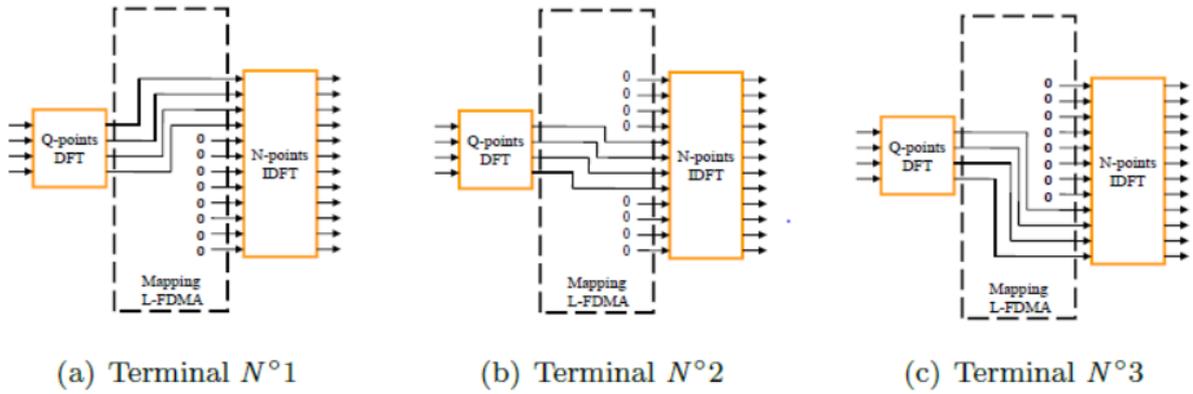


Figure 21 mapping L-FDMA

2.4.4.4.1 Écriture mathématique du signal IFDMA

La relation entre les symboles \tilde{u}_n^k du bloc \tilde{U}_N^k obtenue par étalement spectral du bloc U_Q^k et u_q^k est donné par :

$$\tilde{u}_n^k = \begin{cases} u_{(n-k)/L}^k, & \text{si } n = L \cdot q + k, (0 \leq q \leq Q - 1) \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec $L = \frac{N}{Q}$

La relation entre les symboles $\{s_m^k\}$ du vecteur S_N^k de la sortie du modulateur I-FDMA et les symboles \tilde{u}_n^k est :

$$s_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^k e^{j2\pi \frac{m}{N} n}, m \in [0 \dots N - 1] \quad (2.13)$$

Puis ce que $N > Q$ on peut indexer chaque sous-porteuse par $m \in [0 \dots N - 1]$ en fonction de Q et L comme dans l'équation suivante :

$$m = Q \cdot l + p \quad (2.14)$$

Avec : $p \in [0 \dots Q - 1]$ et $l \in [0 \dots L - 1]$

En ne considérons que les termes $m = Q.l + p$, $N = L.Q$, et $n = L.q + k$ la relation (2.13) Devient :

$$S_m^k = S_{Q.l+p}^k = \frac{1}{L} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{mq}{Q}} \right) e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (2.15)$$

Le signal à la sortie du modulateur I-FDMA peut s'écrire :

$$S_m^k = S_{Q.l+p}^k = \frac{1}{L} d_p^k e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (2.16)$$

Où d_p^k représente les symboles source de constellation obtenue par une transformé de Fourier inverse des symboles u_q^k .

$e^{j2\pi \frac{km}{N}}$ Est le vecteur de phase pour chaque utilisateur K.

2.4.4.4.2 Écriture mathématique du signal L-FDAM

La relation entre les symboles \tilde{u}_n^k et u_q^k est la suivante :

$$\tilde{u}_n^k = \begin{cases} u_q^k, & \text{si } n = Q.k + q, (0 \leq q \leq Q - 1) \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.17)$$

La relation entre \tilde{u}_n^k et les symboles S_m^k est la suivante :

$$S_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^k e^{j2\pi \frac{mn}{N}}, m \in [0 \dots N - 1] \quad (2.18)$$

En ne considérons que es termes $n = Q.K + p$ et $N = L.Q$ la relation (2.18) Devient :

$$S_m^k = \frac{1}{L} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{mq}{Q.L}} \right) e^{j2\pi \frac{mk}{L}} \quad (2.19)$$

De plus $m \in [0 \dots N - 1]$ implique qu'il existe $p \in [0 \dots L - 1]$ et $l \in [0 \dots Q - 1]$, tel que :

$$m = L.l + p \quad (2.20)$$

Suivant le paramètre p, deux cas se présentent :

Quand $p = 0$, l'équation (2.19) devient :

$$S_m^k = S_{L.l}^k = \frac{1}{L} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{(L.l)q}{Q.L}} \right) \quad (2.21)$$

$$S_m^k = S_{L.l}^k = \frac{1}{L} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{lq}{Q}} \right) \quad (2.22)$$

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} d_l^k \text{ avec } l \in [0 \dots Q - 1]$$

d_l^k Représente les symboles source de constellation obtenue par une transformé de Fourier inverse des symboles u_q^k .

Lorsque $p \neq 0$ l'équation (2.19) devient :

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^k e^{j2\pi \frac{(L,l+p)q}{Q.L}} \right) e^{j2\pi \frac{(L,l+p)k}{L}} \quad (2.23)$$

u_q^k Est la transformer de Fourier des symboles sources :

$$u_q^k = \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k e^{j2\pi \frac{rq}{Q}} \quad (2.24)$$

Si on pose : $\varphi_l^k = e^{j2\pi \frac{(L,l+p)k}{Q.L}}$

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \left(\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k e^{-j2\pi \frac{rq}{Q}} \right) e^{-j2\pi \frac{(L,l+p)q}{Q.L}} \right] \varphi_l^k \quad (2.25)$$

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \left(\sum_{q=0}^{Q-1} e^{-j2\pi \left\{ \frac{l-r+p}{Q} \right\} q} \right) \right] \varphi_l^k \quad (2.26)$$

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} \left[\sum_{r=0}^{Q-1} d_r^k \left(\frac{1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r+p}{Q} \right\}}} \right) \right] \varphi_l^k \quad (2.27)$$

Ainsi pour $p \neq 0$ le signal L-FDMA s'écrit comme suite :

$$S_m^k = S_{L,l}^k = \frac{1}{L} (1 - e^{j2\pi \frac{p}{L}}) \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left(\frac{d_r^k}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r+p}{Q} \right\}}} \right) \right] \varphi_l^k \quad (2.28)$$

2.4.4.5 Chaines d'émission et de réception SC-FDMA/OFDMA

La chaîne de transmission SC-FDMA est très similaire à celle de l'OFDMA, la différence entre les deux est la présence des deux blocs en plus qui sont la DFT en émission et la IDFT en réception.

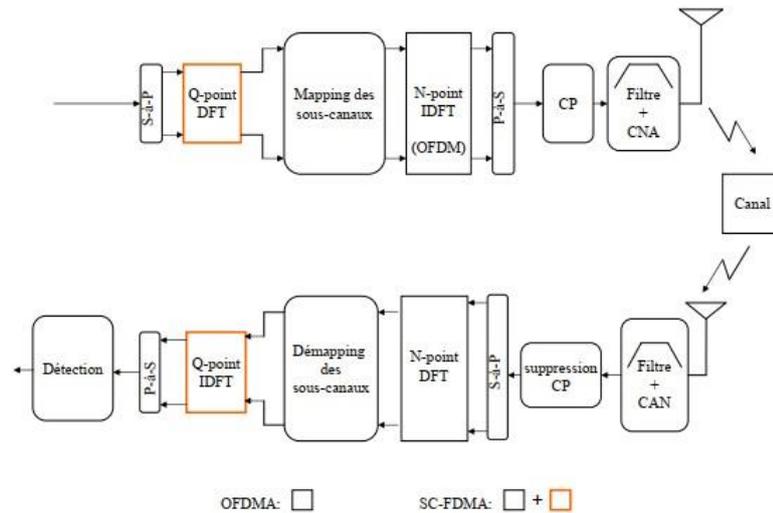


Figure 22 émetteur/ récepteur des systèmes OFDMA et SC-FDMA

2.4.5 Etude comparative entre OFDMA et SC-FDMA

Les deux techniques OFDMA et SC-FDMA représente des points en commun, mais aussi des différences, comme par exemple la technique SC-FDMA représente un mode de transmission mono porteuse contrairement à L'OFDMA. , la différence entre les deux systèmes de modulation est le fait que la première utilise une seule fréquence de modulation, et envoie les données d'une manière successive en fonction du temps, alors que la modulation multi porteuses utilise plusieurs fréquences et envoie les données d'une manière simultanée, et les sous-porteuses au lieu d'être modulé indépendamment comme dans la technique OFDMA, ils sont modulés globalement. La technique SC-FDMA représente aussi un PARP plus faible que dans la technique OFDMA [9].

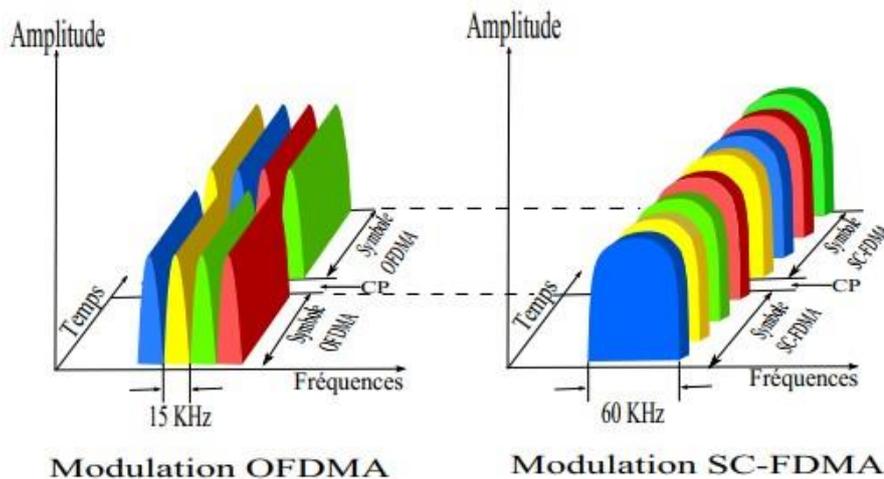


Figure 23 la différence entre une modulation OFDMA et SC-FDMA

2.5 Simulations

Dans cette partie de simulation, les deux chaînes basiques de la technique OFDM et SC-FDMA sont mises en œuvre, afin de visualiser la modulation, la démodulation et les performances de ces deux dernières à travers la densité de puissance spectrale en émission, le BER et le diagramme de l'œil en réception et les diagrammes de constellation dans l'émission et la réception.

La chaîne OFDM sera présentée en premier et par la suite la chaîne SC-FDMA.

2.5.1 Simulation OFDM

2.5.1.1 La structure de la chaîne OFDM

La chaîne OFDM a été réalisée avec l'outil Simulink qui est disponible dans le logiciel Matlab. Comme il a déjà été mentionné auparavant, la technique OFDM se repose sur un calcul de FFT et de IFFT, la structure de la chaîne OFDM se présentera donc comme suite :

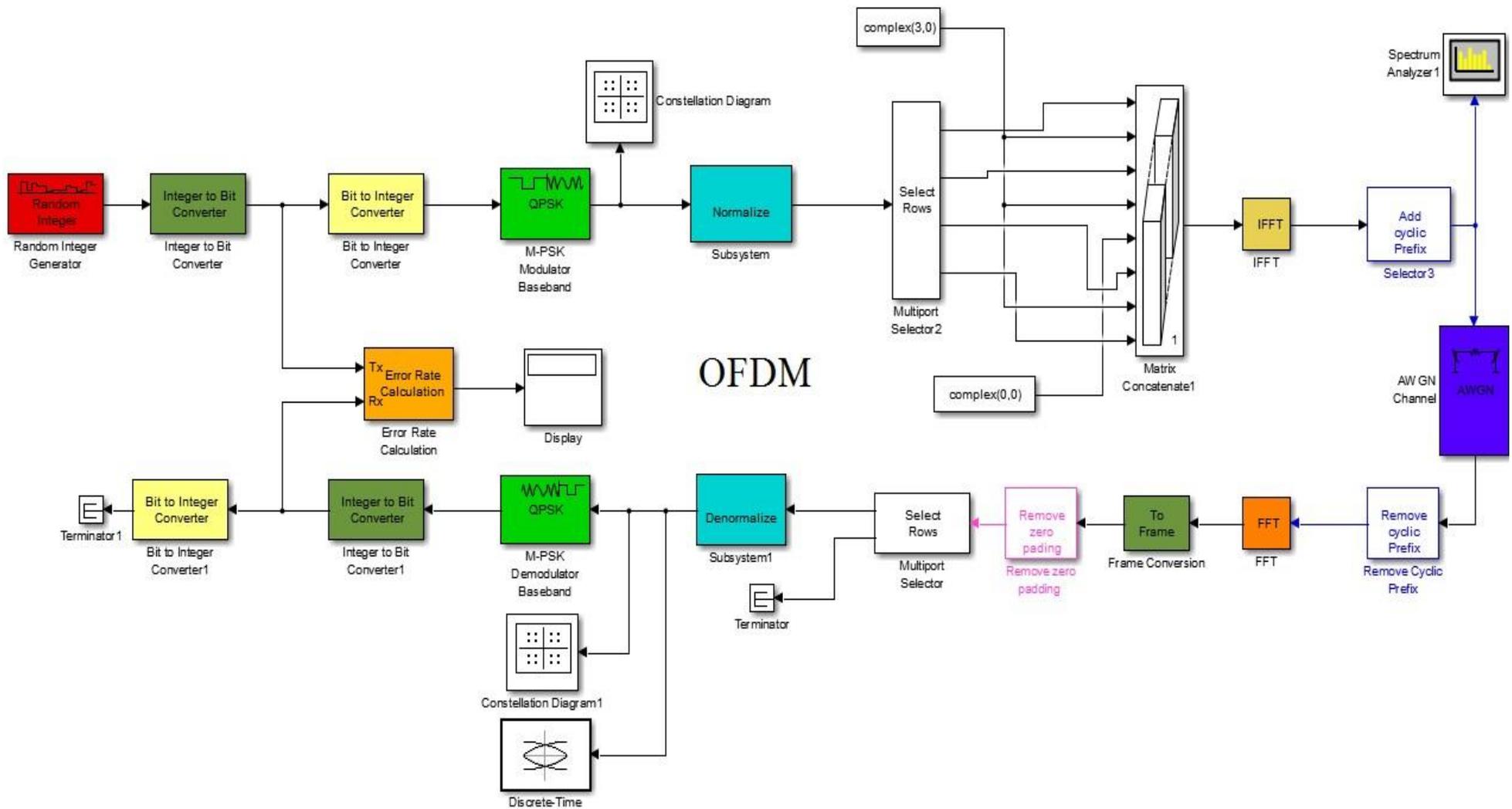


Figure 24 chaine de trasmission OFDM

2.5.1.2 Blocs et paramétrage

Dans cette partie une étude sera faite sur les étapes nécessaires pour générer un signal OFDM (partie émission) et pour la récupération des données (parties réception), en se basant sur la chaîne OFDM précédente.

Random Integer Generator : ce bloc sert à générer un nombre aléatoire d'entier suivant les paramètres suivants:

- **M-ary number** : 4 états d'entier.
- **Bande passante** : 5 Mhz.
- **Samples per frame** : fixée à 192, cette valeur désigne le nombre d'entiers transportés par trame, de même pour le canal AWGN qui doit contenir le même nombre d'entiers par trame.

Integer to bit : ce bloc permet de faire la conversion des entiers en bits, le seul paramètre à changer dans ce cas est le nombre de bits pour chaque entier et il est fixé à 2 puis ce que l'entrée est composée de 4 états.

Bit to integer : il sert à faire l'opération inverse du bloc précédent, c'est-à-dire convertir les bits de données en entier, le nombre de bits pour chaque entier égal à 2 comme dans l'étape précédente.

Remarque :

L'entrée du bloc « integer to bit converter » est égale à la sortie du bloc « bit to integer converter », l'intérêt est d'extraire le nombre de bits de la source pour les comparer avec le nombre de bits dans le récepteur afin de calculer le taux d'erreur binaire.

Modulation QPSK : en LTE, il est possible d'utiliser la modulation QPSK ou QAM, dans le cas de cette simulation le bloc de modulation QPSK (4QAM) est choisi, et comme la source contient 4 états, une modulation de 4 états est choisie, et un ordre de constellation GRAY.

Gain des blocs de Normalisation/dénormalisation : le gain de normalisation est utilisé en émissions et en réceptions pour garder la même puissance du signal pour différents schémas de modulation, dans le cas de cette simulation une modulation 4-QPSK est choisie, donc les gains de normalisation et de dé-normalisation doivent être respectivement $1/\sqrt{4}$, et $\sqrt{4}$.

IFFT input packing : ce bloc permet l'insertion des sous-porteuses-pilotes, et de la porteuse centrale, dans le cas de cette simulation, trois pilotes sub-carriers sont utilisés pour transporter les séquences-pilotes, et une porteuse centrale qui sert à marquer le centre de la bande OFDM, ce bloc se compose :

- D'un « selector rows » pour découper les 192 symboles reçus par 4 et ranger chacune sur une sortie, entre ces 4 sorties ,3 pilotes sub-carriers et la porteuse centrale sont intégrés.
- D'une « matrix concatenate » qui sert à rassembler le tout en fixant le nombre des inputs à 8.

IFFT bloc : fixer la longueur de la FFT à 512. Ce bloc est considéré comme le bloc le plus important dans une modulation OFDM.

Add cyclic prefix : pour protéger les symboles avant de les transmettre dans un canal de transmission, un préfixe cyclique est ajouté à chaque symbole OFDM, à la sortie du bloc IFFT la taille du vecteur est (512,1), en ajoutant le préfixe cyclique de 128 il va s'étendre à 640. Ce bloc est le dernier dans la partie modulation dans une chaîne OFDM, juste après il y aura le canal de transmission.

Canal Gaussien AWGN : le canal AWGN sert à ajouter du bruit blanc au signal OFDM à transmettre, le même nombre de bits par symboles est gardé comme dans le premier bloc (Random Generator) égal à 192, et le mode en SNR, toute en changeons à chaque fois le nombre du SNR durant la simulation.

Après la partie émission et le canal de transmission AWGN, il y a la partie réception ou bien la démodulation qui se compose généralement des opérations inverses de la partie émission.

Remove cyclic prefix : après avoir traversé le canal de transmission, il est nécessaire d'extraire le préfixe de 128 symboles en utilisant le bloc « selector ».

FFT : juste après avoir enlevé le cyclique préfixe la taille du vecteur à la sortie de ce dernier est égale à 512, la taille de la FFT est réglée à 512 ou bien choisir « inherit FFT length from input dimensions ».

To Frame (frame conversion) : ce bloc permet de reconstruire les données en trame, il va reconstruire les données en une trame de 512 symboles.

Remove zero padding : Ce bloc sert à retirer les zéros de bourrage. Lorsque la taille de l'IFFT dans la partie modulation était fixée à 512, dont 196 sont des éléments de données utiles et 316 représente des zéros de bourrages.

Extract data carriers : il sert à enlever les symboles des sous-porteuses-pilotes et la porteuse centrale intégrée l'or de la modulation, pour récupérer la même trame de la source il faut connaître l'emplacement exact de chaque sous-porteuse en se basant sur le raisonnement de découpage utilisé dans le bloc « IFFT input packing ».

Démodulation QPSK : les mêmes paramètres que dans la modulation sont gardés.

Le tableau suivant résume les paramètres primordiaux utilisés :

Paramètres	Spécification
Système	OFDM
Nombre d'entiers générés	192 de 4 états
Modulation	QPSK
Size FFT/IFFT	512
Size Cp	128
Bande passante du système	5Mhz

Tableau 2 paramètres utilisés pour la simulation OFDM

2.5.1.3 Résultat et interprétation

Diagramme de constellation

La figure suivante représente le diagramme de constellations du signal d'entrée généré par le modulateur QPSK.

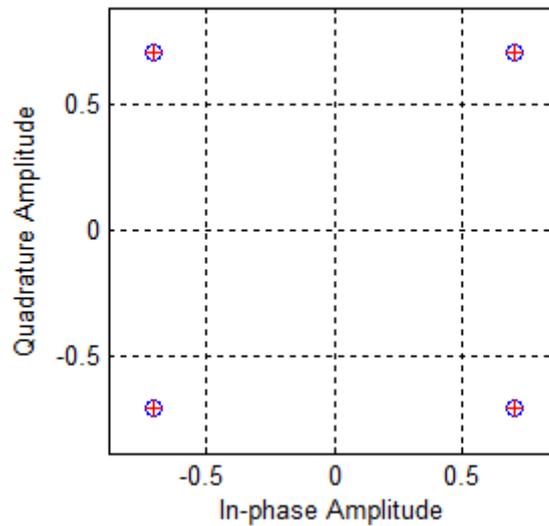


Figure 25 constellations de l'entrée

La figure ci-dessous représente le diagramme de constellations du signal de sortie, avec un SNR très réduit, les constellations varient, mais pas autant pour être considéré comme erroné, en augmentant le SNR les constellations deviennent plus stables.

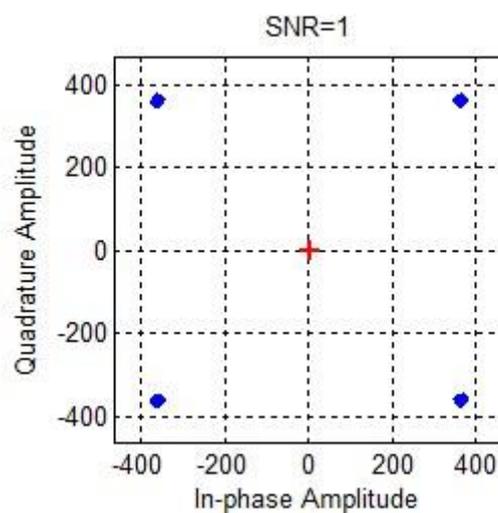


Figure 26 constellations de la sortie avec un faible SNR

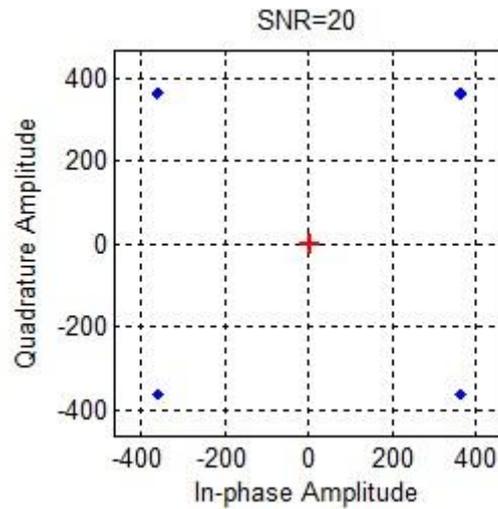
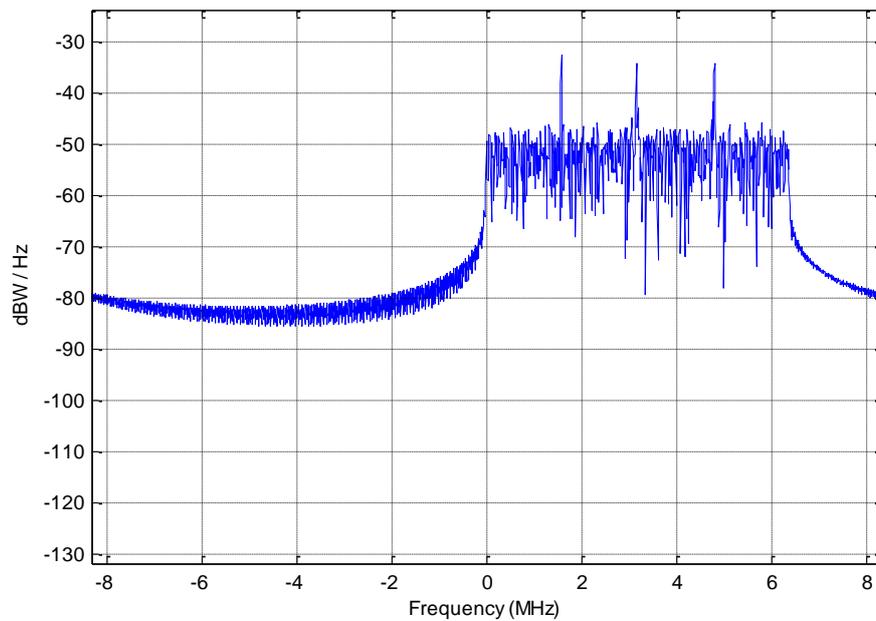


Figure 27 constellations de sortie avec un SNR plus élevé

PSD du signal OFDM

La figure suivante représente le spectre de densité de puissance du signal OFDM. Les trois pics qui apparaissent dans le signal représentent les sous-porteuses-pilotes.



RBW=16.28 kHz

Figure 28 la DSP du signal OFDM

Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est une manière de caractériser les ISI, un tel diagramme est analysé selon les caractéristiques suivantes :

- L'ouverture verticale de l'œil reflète la résistance au bruit sous échantillonnage idéal.
- L'ouverture horizontale reflète la sensibilité au désalignement de l'échantillonnage.
- L'épaisseur des traits fait référence à la quantité d'interférence entre les symboles.
- La pente de l'œil fait référence la sensibilité de l'ouverture verticale à de faibles désalignements de l'échantillonnage.

La figure suivante représente le diagramme de l'œil au niveau du récepteur OFDM, avec un SNR très faible, l'œil est bien ouvert, mais les traits sont un peu épais, ce qui veut dire que la qualité des interférences entre les symboles est un peu dégradée, par contre lorsqu'il s'agit d'un SNR plus élevé, les traits ne sont plus épais ce qui veut dire que nous avons une meilleure qualité d'ISI.

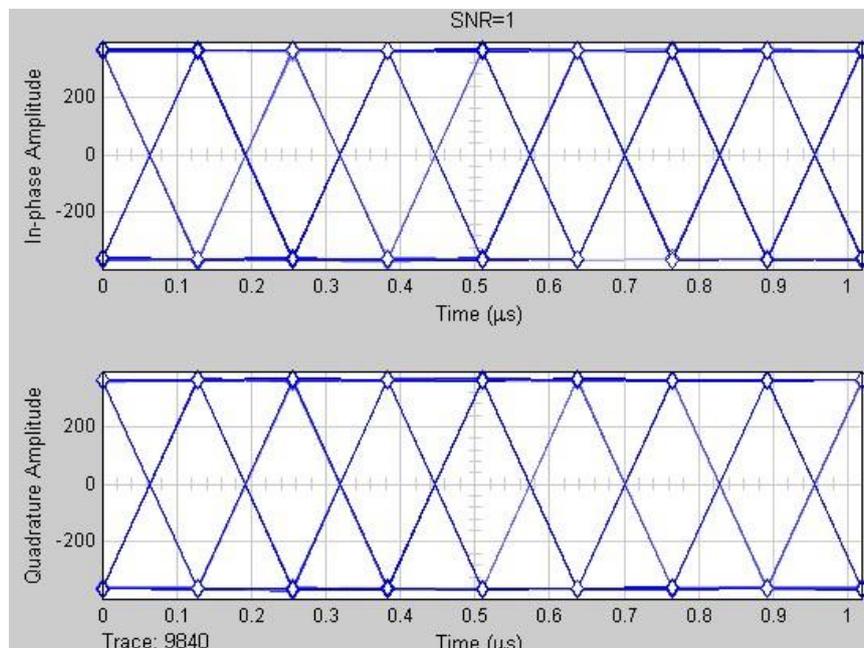


Figure 29 diagramme de l'œil avec un faible SNR

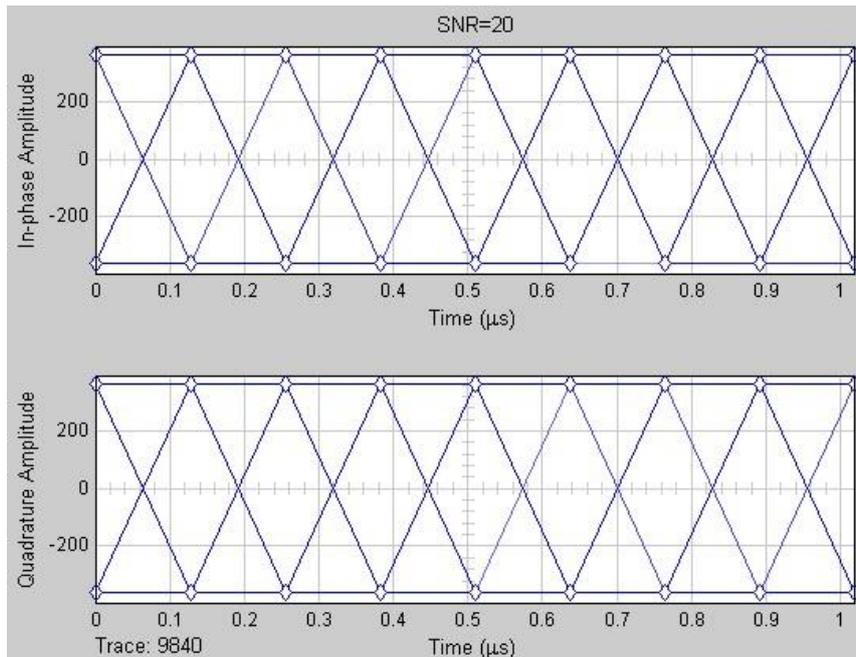


Figure 30 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé

Le taux d'erreur binaires

Le taux d'erreur binaire est égal à 0.

0	BER
0	bit loss
1.002e+05	total bits

Display

2.5.2 Simulation de la SC-FDMA

2.5.2.1 La structure de la chaine SC-FDMA

Comme il a déjà été mentionné précédemment, la particularité de cette technique utiliser en LTE Up Link est l'introduction de la DFT en émission et de l>IDFT en réception, la construction de la chaine SC-FDMA présenté ci-dessous est réalisée avec l'outil Simulink.

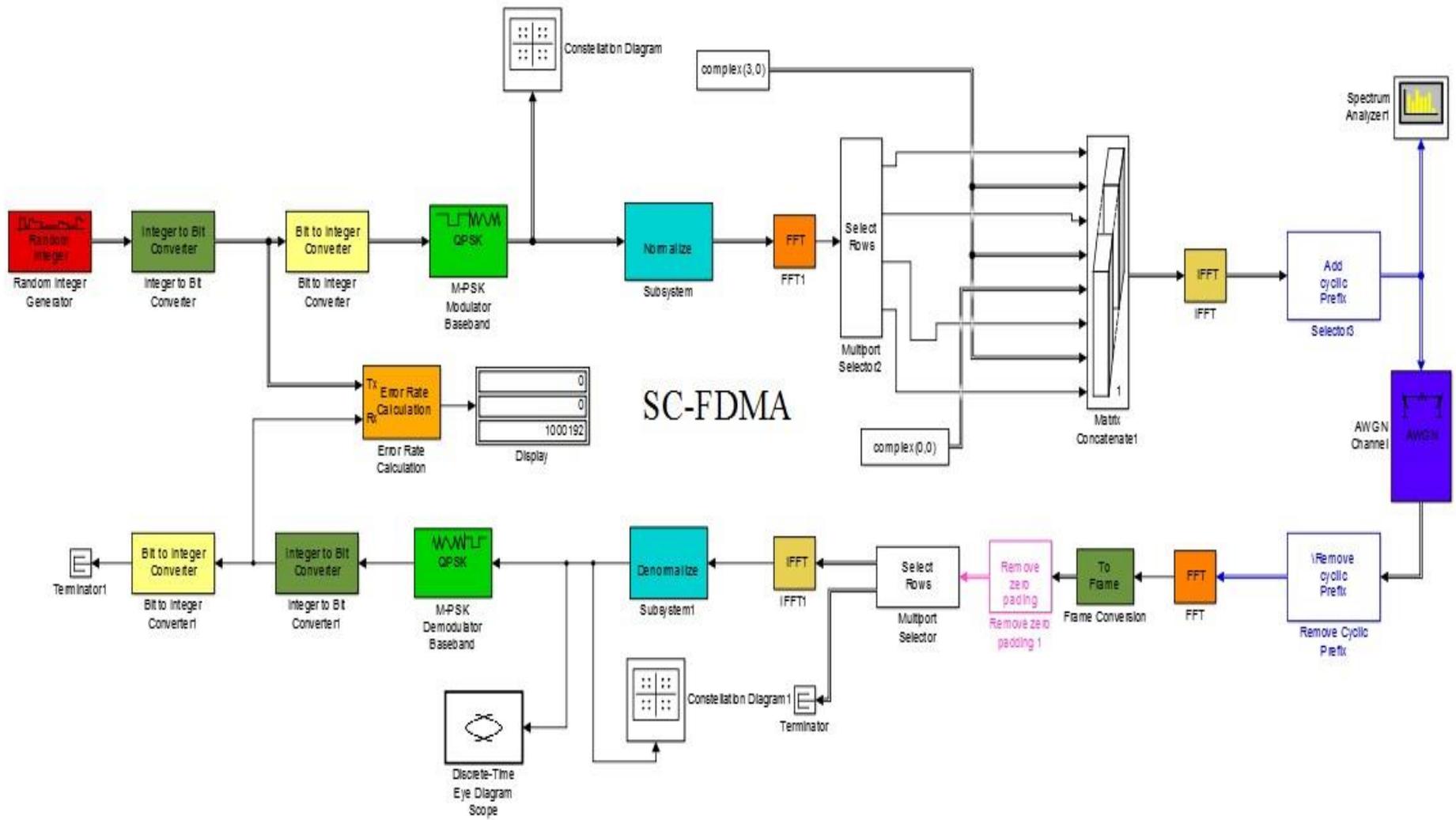


Figure 31 chaine de transmission SC-FDMA

2.5.2.2 Blocs et paramétrages

La chaîne SC-FDMA est très similaire à celle de l'OFDM, la différence entre les deux structures est la présence des blocs, FFT en émission et IFFT en réception, le reste des blocs sont les mêmes que ceux présents dans la technique OFDM présentée précédemment.

Les différentes étapes nécessaires à parcourir de la partie émission et réception, sont présentées dans la chaîne de la figure 31.

Random Integer Generator : génère un nombre aléatoire d'entier suivant les paramètres suivants :

- 4 états d'entiers.
- Bande passante : 5 Mhz.
- 128 entiers par trame.

Ce qui veut dire qu'à la sortie de ce bloc, un vecteur de 128 entiers, est obtenu.

Integer to bit / bit to integer / modulation QPSK / normalisation : ses blocs ont le même principe de fonctionnement et le même paramétrage que dans la chaîne précédente OFDM.

FFT : à l'entrée de ce bloc la taille des données est un vecteur de (128×1) , on applique donc une FFT pour convertir les symboles du domaine temporel au domaine fréquentiel.

IFFT input packing : les 128 symboles fréquentiels reçus à l'entrée sont découpés par 4 et rangé chacun sur une sortie, entre ces 4 sorties, les 3 pilotes sub-carriers et la porteuse centrale sont intégrés, et le tout sera rassemblé dans une matrice de concaténation.

Le bloc IFFT de l'émission : à l'entrée de ce bloc la taille des données est égale à 132, la taille de l'IFFT est fixée à 512.

Le bloc IFFT de la réception : à la sortie du bloc « **Select Rows** », un vecteur de taille 128 est obtenu, la taille de IFFT peut être fixée à 128 ou simplement choisir, « inherit FFT length from input dimensions ».

Remove zero padding : ce bloc sert à enlever les 380 zéros de bourge, ajouté par l'IFFT de la modulation.

Remarque : pour le reste des blocs, le même paramétrage que dans la chaîne OFDM est choisi.

Ce tableau résumé les paramètres primordiaux utilisés :

Paramètres	Spécification
Système	SC-FDMA
Nombre d'entiers généré	128 de 4 états
Modulation	QPSK
Size IFFT	512
Size FFT	128
Bande passante du système	5Mhz
Size Cp	128

Tableau 3 paramètres utilisés pour la simulation SC-FDMA

2.5.2.3 Résultats et interprétation

Diagramme de constellation

La figure suivante représente le diagramme de constellations du signal d'entrée généré par le modulateur QPSK.

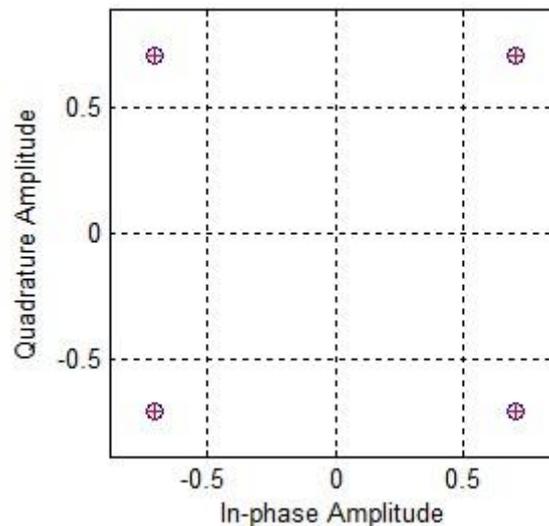


Figure 32 constellations en émission

Lorsque le SNR est très faible, les constellations en réception varient mais pas trop, comme dans le cas de la chaîne OFDM, en augmentant le SNR les constellations deviennent encore plus stables qu'elles étaient.

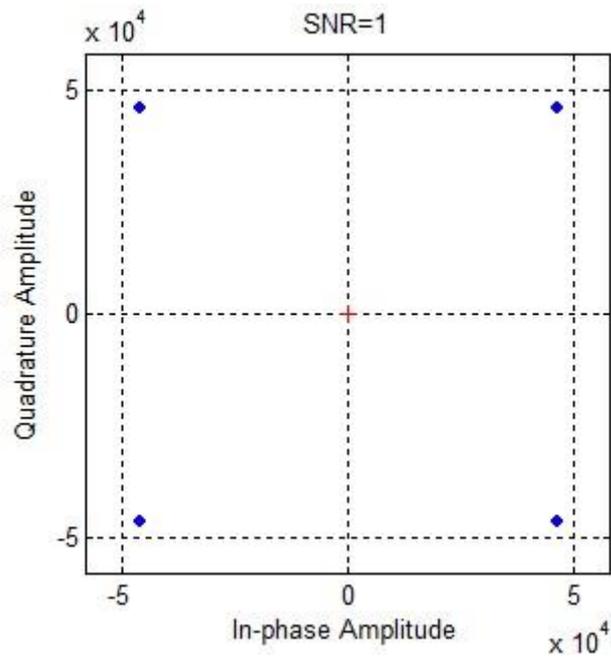


Figure 33 constellations à la réception avec un faible SNR

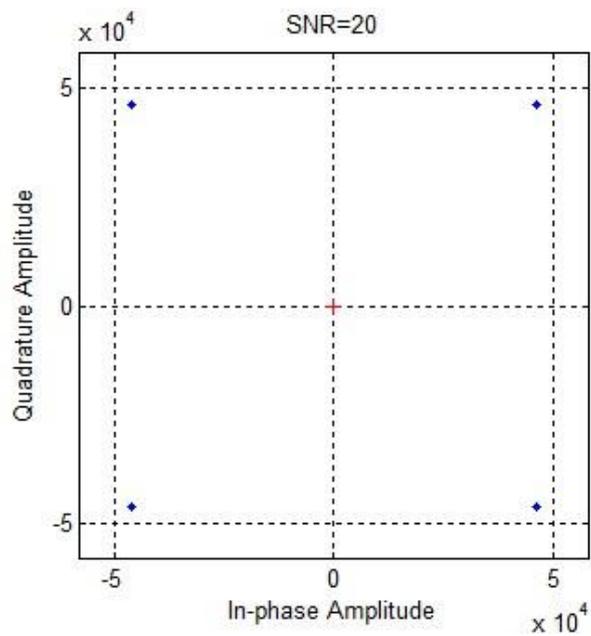


Figure 34 constellation à la réception avec un SNR plus élevé

PSD du signal SC-FDMA

La figure suivante montre la densité de puissance spectrale du signal SC-FDMA.

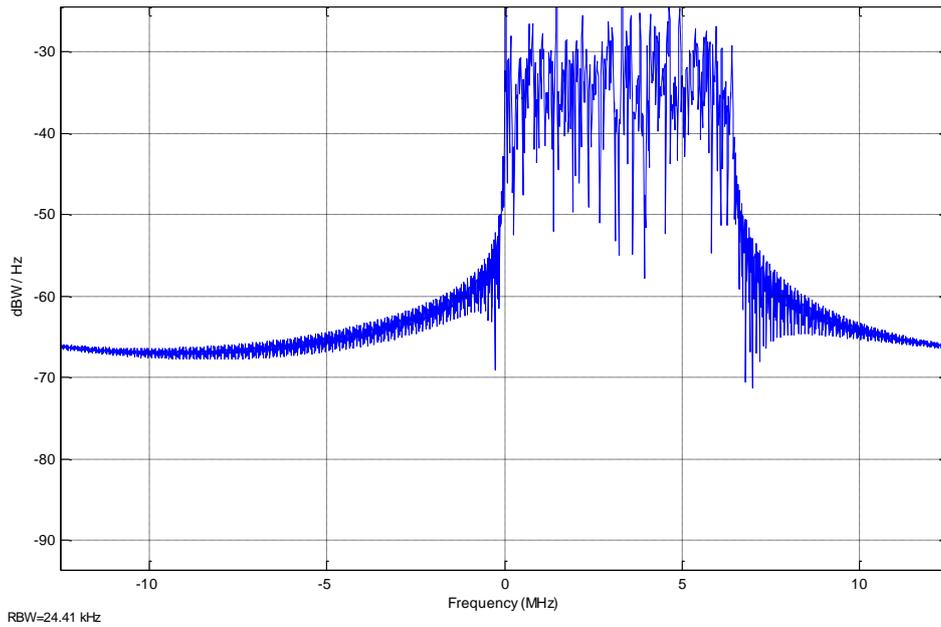


Figure 35 la densité de puissance spectrale du signal SC-FDMA

Diagramme de l'œil

La figure suivante montre le diagramme de l'œil au niveau du récepteur avec un faible SNR, l'œil du diagramme est bien ouvert, les traits du diagramme de l'œil ne sont pas très épais ce qui veut dire que les ISI sont tolérables, mais avec un SNR plus élevé les traits deviennent moins épais et il y a donc moins d'interférences entre les symboles.

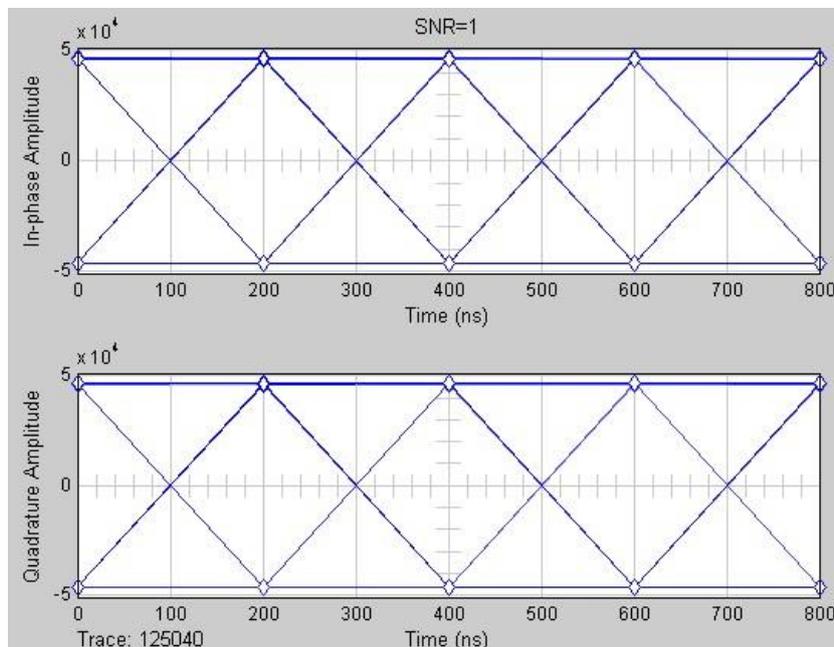


Figure 36 diagramme de l'œil avec un faible SNR

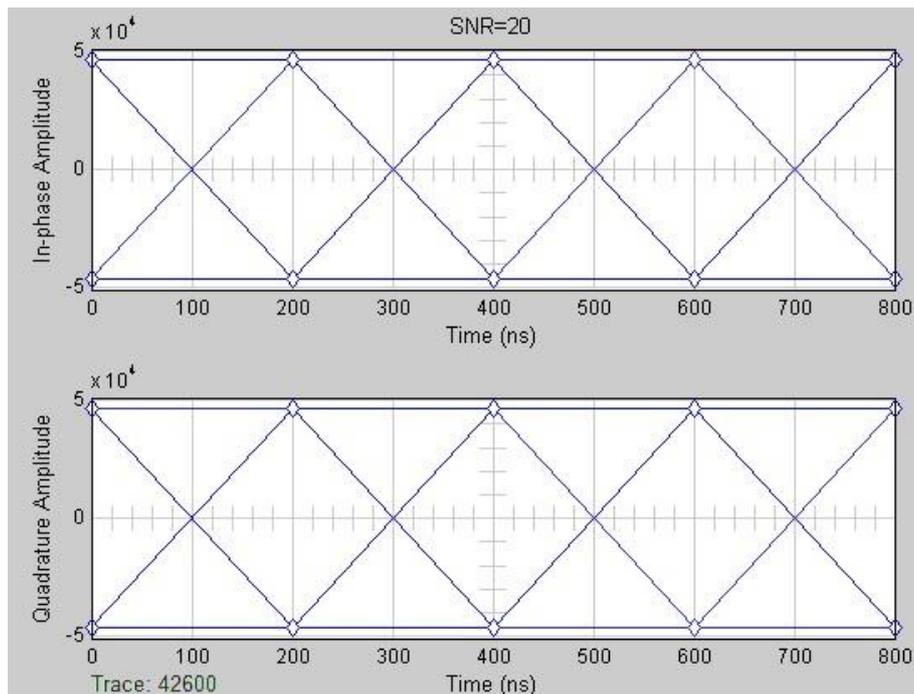
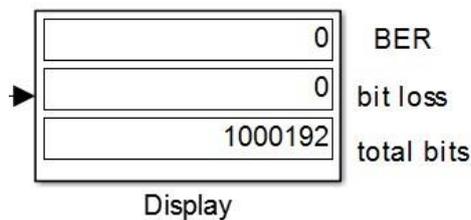


Figure 37 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé

Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire est égal à 0 à n'importe quelle valeur de SNR choisie.



2.5.3 Conclusion

La simulation à travers l'outil Simulink qui a été réalisée a permis de mettre en relief les intérêts d'une modulation et démodulation OFDM et SC-FDMA d'un point de vue taux d'erreur binaire ainsi que les paramètres de transmission primordiaux (choix de constellations, taille de la FFT...)

Chapitre 3 : Canal de transmission et la technique MIMO en LTE

3.1 Introduction

Dans un système de communication sans fil le canal de transmission et le codage canal constituent une grande partie de la conception de ce système, ce sont les deux éléments-clés qui déterminent comment l'information va se propager dans un milieu de propagation donné, et comment la protéger des différents phénomènes physiques qui peuvent lui faire face.

Nous allons donc voir au cours de ce troisième chapitre le codage canal LDPC en LTE, suivi par la technique de transmission MIMO, mais avant cela, nous allons commencer par le canal de transmission et de propagation et les différents phénomènes physiques dans un canal multi-trajets. On terminera ce chapitre par une simulation de la technique MIMO-OFDM.

3.2 Canal de transmission et de propagation

Le canal de transmission désigne le support physique utilisé pour effectuer une transmission et envoyer une information entre une source et un destinataire et c'est lui qui assure le lien entre les deux. La propagation de l'onde électromagnétique dans un milieu sans fil est caractérisée par le canal de propagation.

Dans une transmission, on trouve deux types d'espaces de propagation, celle en espace libre, ou dans un espace multi-trajet, dans ces deux types d'espaces de propagation l'onde électromagnétique ne se comporte pas de la même manière, il est donc important de connaître le milieu de propagation avant d'effectuer la transmission [7].



Figure 38 canal de propagation et canal de transmission

3.2.1 Propagation en espace libre

Dans le cas d'une propagation dans un espace libre ou dans un canal radio idéal, l'onde électromagnétique se propage en ligne directe entre l'émetteur et le récepteur sans qu'il ait d'obstacles, dans ce cas le signal reçu est exactement le même que le signal émis, la puissance reçue s'exprimera par la relation de Friis de la manière suivante avec G_e et G_r qui représente le gain d'émission et le gain de réception respectivement, P_e étant la puissance d'émission, 'd' la distance de propagation et λ la longueur d'onde [7].

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (\text{Watt}) \quad (3.1)$$

Note : cette équation est valable que si l'antenne de réception est dans le champ lointain de l'antenne d'émission.

3.2.2 Propagation dans un canal multi-trajet

Dans un vrai canal de transmission, l'environnement est constitué d'un ensemble d'obstacles qui entoure l'émetteur et le récepteur, ce qui rend impossible une propagation en ligne directe comme dans le cas idéal, le signal émis dans ce cas va subir des dispersions qui vont créer de multiples trajets et des phénomènes physiques visibles à grande et petite échelle [15], le récepteur dans ce cas va recevoir plusieurs répliques du signal transmis avec différentes atténuations, déphasage et retard causé par les chemins différents [7].

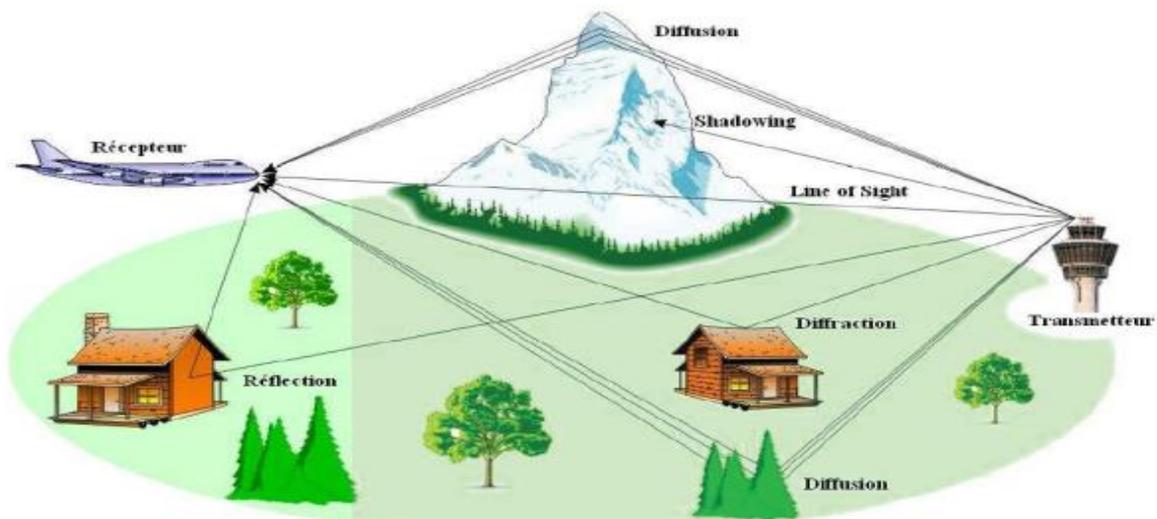


Figure 39 les différents mécanismes de propagations

3.2.2.1 Les phénomènes physiques à grande échelle

L'évanouissement à grande échelle apparaît lorsqu'un mobile se déplace sur une grande distance, la puissance moyenne mesurée dans ce cas est variable, et les deux facteurs principaux qui sont à l'origine de ce phénomène sont les pertes de propagation et l'effet d'ombrage des obstacles tels que les immeubles ou les végétations et montagnes. [25]

Pertes de propagation :

Elles décrivent l'atténuation de la puissance moyenne du signal, autrement dit, c'est le rapport entre la puissance du signal reçu et celle du signal émis. Les pertes de propagation augmentent lorsqu'on augmente en fréquence et elles sont plus faibles en basses fréquences [18].

L'effet d'ombrage :

L'ombrage est dû aux différents trajets de propagation que le signal peut prendre lors de sa transmission dans un environnement diversifié, autrement dit, c'est la puissance moyenne du signal reçu sur une grande surface, et il est suivant une distribution logarithmique normale [18].

3.2.2.2 Les phénomènes physique à petite échelle

Ce phénomène revient principalement aux différents obstacles et objets présents dans un canal de transmission, de ce fait plusieurs répliques du signal apparaissent et qui s'ajoutent d'une manière constructive ou destructive. L'onde électromagnétique dans ce cas est affectée par des phénomènes physiques qui sont : la réflexion, la réfraction, la diffusion, la diffraction [25].

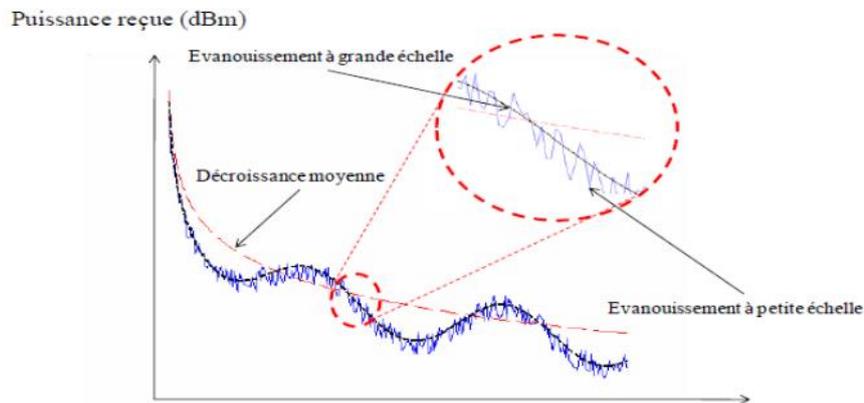


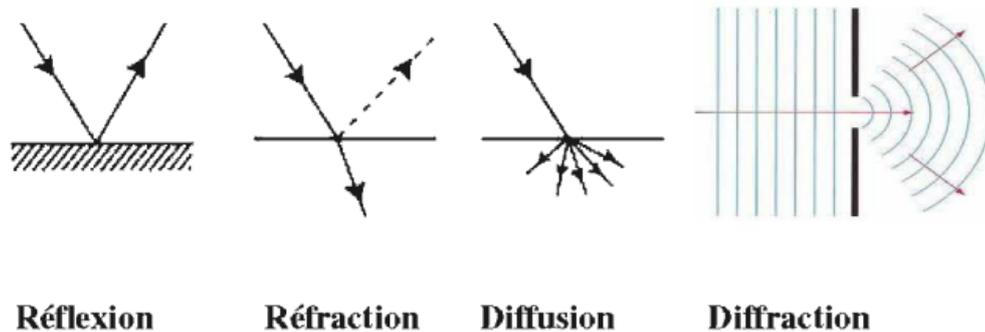
Figure 40 évanouissement a petite et grande échelle

La réflexion : se traduit par un changement de direction du signal émis lorsque ce dernier rencontre un obstacle dans son chemin, qui possède une dimension plus grande que la longueur d'onde du signal. L'obstacle ou l'objet rencontré peut être un immeuble, la terre ou autres [18].

La diffraction : c'est un phénomène qui se produit lorsqu'un signal se trouve face à un obstacle qui possède une surface irrégulière ayant une faible ouverture où un iris, une fois le signal traverse cet obstacle il sera diffusé dans plusieurs directions, c'est une technique utilisée dans le cas où il n'y aurait pas de visibilité directe entre la source et le récepteur et qu'on aimerait que le signal prenne d'autres trajets [18].

La réfraction : ce phénomène physique prend lieu lorsque le signal passe d'un milieu à un autre où l'indice de réfraction du nouveau milieu est différent de l'ancien, dans ce cas le signal va dévier de sa direction de propagation [18].

La diffusion : c'est un phénomène qui se manifeste lorsque l'obstacle rencontré par l'onde électromagnétique possède une surface plus petite que la longueur d'onde du signal transmis, ce genre d'obstacle prend le nom de diffuseur comme par exemple des lampadaires ou des panneaux de signalisation. Dans le cas où le signal rencontrerait ce genre d'obstacle, il sera forcé à dévier du chemin direct [18].



3.2.3 Canal sélectif en fréquence

Le canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il possède une largeur de bande de cohérence plus faible que la largeur de bande du signal, cette bande de cohérence représente l'espace fréquentiel le plus minime qui peut exister entre deux composants spectraux dé-corrélés. Le signal sera donc déformé durant la transmission, la sélectivité augmente aussi par l'effet des trajets multiples que peut prendre un signal dans un canal multi-trajet, ce qui peut conduire à des interférences inter-symboles ISI [26].

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}}$$

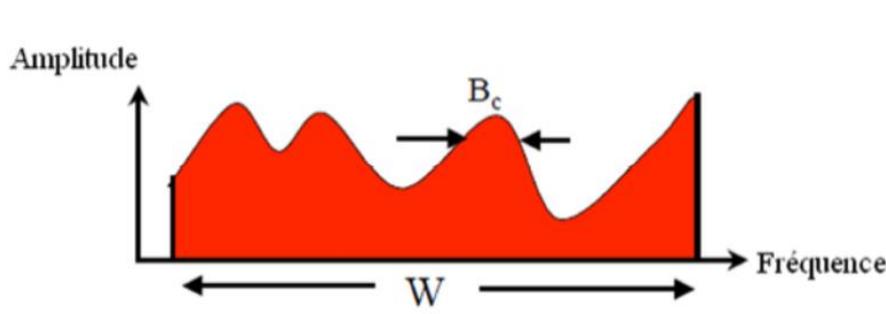


Figure 41 canal sélectif en fréquence

3.4 Codage canal en LTE

Avant de parler du codage canal en LTE, il va falloir entamer la chaîne de transmission numérique et ses différents blocs.

3.4.1 chaîne de transmission numérique

Une chaîne de transmission numérique, sert principalement à transférer l'information d'une source vers un destinataire, à travers les différents blocs qui composent la partie émission et réception. Une chaîne de transmission numérique basique se compose principalement de deux grandes parties, la partie émission et la partie réception, les blocs de la deuxième partie représentent souvent les opérations inverses de la première partie.

Dans une chaîne de transmission on trouve le codeur et le décodeur source qui sert principalement à diminuer la taille de l'information à envoyer par la technique de compression

et de décompression, tandis que le codeur et le décodeur canal, sont quant à eux utiliser pour rajouter de la redondance à l'information, autrement dit, on ajoute des bits qui vont servir à protéger l'information avant de la transmettre sur le canal de transmission, Le modulateur et le démodulateur servent à transformer l'information numérique en un signal continue ou bien l'inverse [27].

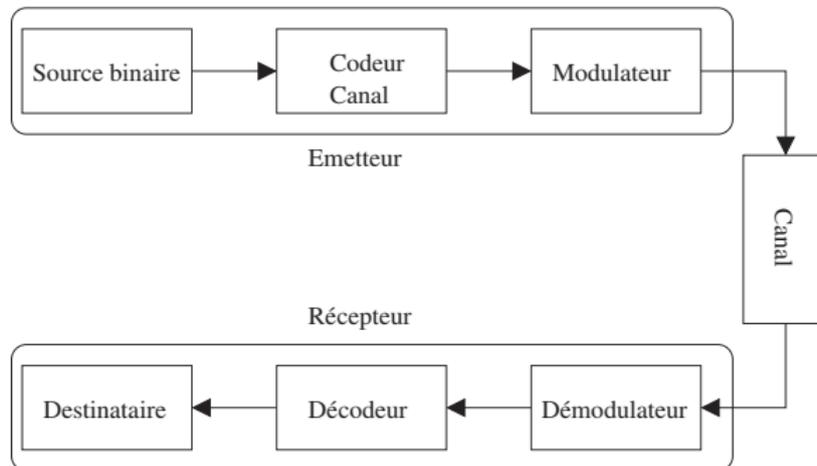


Figure 42 chaîne de transmission numérique

3.4.2 Principe de base d'un codage canal

Le codage canal est un codage détecteur / correcteur d'erreurs, il sert à introduire de la redondance à l'information, dans le but de la protéger des différentes sources de perturbations, il est réalisé à partir d'un code en bloc de taille N , le code sera linéaire si la fonction de codage est aussi linéaire.

Un codeur permet de générer un mot code de N bits à partir d'un mot d'informations de K bits, ce qui donne $N-K = M$ bits de redondance. La figure suivante illustre un schéma simplifié d'un codeur canal, avec \underline{x} mot code de taille N et \underline{c} le mot d'information de taille K [28].

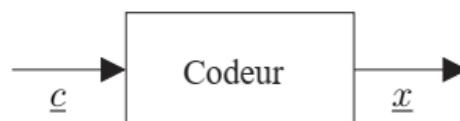


Figure 43 schéma simplifié d'un codeur canal

Le codage correspond à l'opération matricielle suivante : $\underline{x} = \underline{c} \times \mathbf{G}$ avec \mathbf{G} matrice génératrice du code, si par exemple, on aimerait transmettre un mot d'information \underline{c} d'une taille $k = 4$, en utilisant la matrice génératrice suivante, on pourrait déduire le mot code en utilisant la relation précédente.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{c} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad \text{avec} \quad \underline{x} = \underline{c} \times \mathbf{G}$$

$$\underline{x} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

Le rendement de codage R est le rapport entre le nombre de bits d'information et du mot code transmis $R = \frac{k}{N}$, dans l'exemple précédant $R = \frac{4}{7}$ [28].

3.4.3 Codage LDPC

3.4.3.1 Bref historique

Les LDPC (Low Density Parity Check) sont des codes qui ont été découverts en 1962 par Gallager, mais qui n'ont pas été exploités dans le temps à cause de leur complexité de codage de décodage et des moyens matériels de l'époque, ils ont été abandonnés jusqu'à ce que Tanner en 1981 leur donne une nouvelle interprétation graphique [29], ensuite Mackay les ait redécouverts en 1995. Les industriels ont commencé à exploiter les codes LDPC et pour la première fois ce code a été normalisé en 2004 dans un contexte de diffusion par satellite DVB-S2, et aussi dans le standard IEEE 802.16e (Wimax Mobile), IEEE 802.11n (Wifi), 3GPP LTE (4G) [28].

3.4.3.2 Définition d'un code LDPC

Un code LDPC est un code qui se caractérise par sa matrice de contrôle de parité qu'on nomme H de taille $N \times M$, de faible densité, ainsi le nombre de 1 dans une matrice H est faible devant le nombre de 0, une matrice de parité H définit un code en bloc avec un nombre de bits d'information $K = N - M$.

Si par exemple, on considère la matrice de parité H suivante :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Cette matrice de contrôle de parité permet de générer un mot code $\underline{x} = [x_0, \dots, x_7]$, et les équations de parités qui lui sont associées sont [28]:

$$\begin{aligned}
x_0 + x_4 &= 0 \\
x_1 + x_4 + x_5 &= 0 \\
x_2 + x_5 + x_6 &= 0 \\
x_3 + x_6 + x_7 &= 0
\end{aligned} \tag{3.2}$$

3.4.3.3 Représentation graphique

On peut aussi représenter un code LDPC graphiquement, qu'on appelle graphe de Tanner ou graphe factoriel, il est composé de deux types de nœuds, les nœuds de données qui seront représentés par des cercles et les nœuds fonctionnels ou nœuds de contrôle de parité qui seront représentés par des carrées, les deux nœuds peuvent être reliés par une branche, lorsqu'il s'agit d'un bit du mot de code transmis, le nœud de données sera représenté par un cercle blanc, mais lorsqu'il s'agit d'un bit du mot de code qui n'est pas transmis, le nœud de donné sera représenté par un cercle plein noir qu'on appellera nœud poinçonné, ou nœud caché.

La liaison entre un nœud de donné et un nœud de contrôle est réalisée seulement si l'élément qui correspond au croisement de la j 'ème ligne et i 'ème colonne de la matrice de parité n'est pas nulle.

Le graphe de la matrice H de contrôle de parité précédente est représenté dans la figure suivante avec \underline{x} vecteur du mot de code transmis et x_6 représente le bit poinçonné [28].

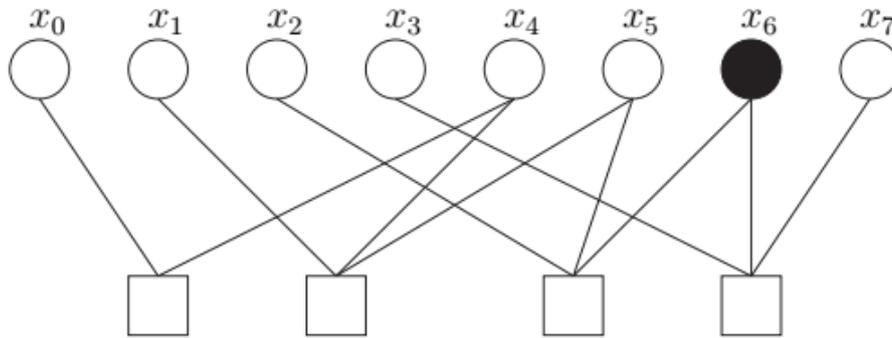


Figure 44 graphe de Tanner

3.4.3.4 Les codes LDPC régulier et irrégulier

On trouve deux types de codes LDPC, les réguliers, ceux dont le nombre de '1' par ligne et par colonne est constant, et les codes LDPC irréguliers, ceux dont le nombre de '1' par ligne et/ou par colonne n'est pas régulier dans une matrice de contrôle de parité.

Dans le cas d'un code LDPC irrégulier, on peut spécifier l'irrégularité d'un code à travers ces

deux polynômes suivants :

$$\lambda(x) = \sum_{i \geq 1} \lambda_i x^{i-1} \quad , \quad \rho(x) = \sum_{i \geq 2} \rho_i x^{i-1} \tag{3.3}$$

λ_i Et ρ_i Représente le nombre de branches connecté aux nœuds de données et de contrôles respectivement de degré i par rapport au nombre total de branches, le degré représente le nombre de branches connecté à un nœud. L'irrégularité peut aussi être spécifiée par ces deux autres polynômes :

$$\tilde{\lambda}(x) = \sum_{i \geq 1} \tilde{\lambda}_i x^{i-1} \quad , \quad \tilde{\rho}(x) = \sum_{i \geq 2} \tilde{\rho}_i x^{i-1} . \tag{3.4}$$

Ou $\tilde{\lambda}_i$ et $\tilde{\rho}_i$ représente respectivement le nombre des nœuds de mêmes degrés (plutôt que le nombre des branches) connectés aux nœuds de données et de contrôles de degrés i par rapport au nombre total de noeuds.

Si par exemple, on reprend la représentation de la figure précédente les distributions de degrés sera égale à [28] :

$$\begin{aligned} \tilde{\lambda}(x) &= \frac{5}{8} + \frac{3}{8}x \\ \tilde{\rho}(x) &= \frac{1}{4}x + \frac{3}{4}x^2 \end{aligned} \quad \text{Ou bien :} \quad \begin{aligned} \lambda(x) &= \frac{5}{11} + \frac{6}{11}x \\ \rho(x) &= \frac{2}{11}x + \frac{9}{11}x^2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.4.3.5 Le cycle dans un code LDPC

La notion du cycle dans un code LDPC est introduite lorsqu'il existe dans un graphe un chemin pour quitter et revenir au même nœud sans passer par les mêmes branches, un graphe sans cycle est appelé un arbre. La longueur du cycle est déterminée par le nombre de branches traversé, la figure suivante illustre des cycles de longueurs différentes [28] :

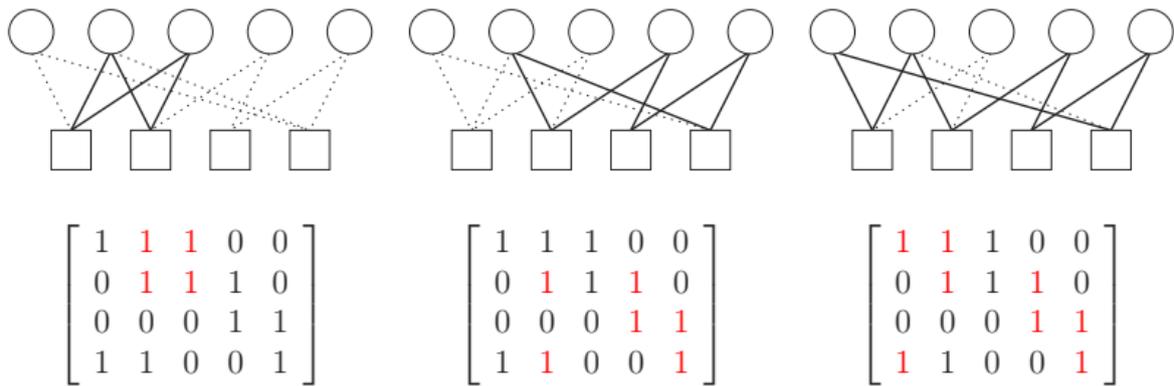


Figure 45 exemple de cycle de longueur 4, 6,8

3.5 Technique MIMO en LTE

La technique MIMO fait partie des innovations de LTE, elle est utilisée principalement dans les réseaux mobiles sans fil, et dans les milieux de propagation à trajet multiple, il s'agit d'utiliser N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception, et d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches [23]. Les systèmes de transmission traditionnelle opéraient dans les domaines temporel et fréquentiel, et utilisait le codage canal pour combattre l'effet dispersif du canal multi-trajets, mais l'utilisation du système MIMO permet d'introduire une troisième dimension qui est l'espace, ce qui lui permet d'augmenter la capacité du canal [30].

3.5.1 L'intérêt de la technologie MIMO

Le but principal de l'implémentation de la technique MIMO dans les émetteurs et récepteur est l'augmentation du débit en LTE ainsi que la portée du réseau, et d'améliorer l'efficacité spectrale [1] sans avoir besoin d'augmenter ni la bande passante de l'antenne du système traditionnel, ni la puissance du signal à l'émission, la technique MIMO est utilisée principalement dans la voie descendante, car elle reste difficile à implémenter dans un UE, à cause du coût élevé et aussi par rapport à la consommation d'énergie qui est importante [24].

3.5.2 Les modes de transmission

3.5.2.1 SISO Single Input Single Output

S'il s'agit d'un système de transmission traditionnel c'est-à-dire une seule antenne à l'émission et à la réception dans ce cas ce système s'appelle SISO, sa capacité est la suivante [31] :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bps} \quad (3.6)$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on aura :

$$C = W \cdot \log_2(1 + \rho) \quad (3.7)$$

P : la puissance du signal utile en watt.

W : la bande passante donnée en Hz.

N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit en W/Hz.

ρ : le rapport signal sur bruit.

3.5.2.2 MISO Multiple Input Single Output

Lorsque le système comprend plusieurs antennes à l'émission et une seule antenne à la réception pour intercepter les signaux émis, il se nomme MISO, on dit alors que c'est une technique de diversité spatiale en émission.

La capacité du canal MISO est donnée par [31]:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (3.8)$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on aura :

$$C = W \cdot \log_2(1 + \rho) \quad (3.9)$$

Avec :

N_t : le nombre d'antennes émettrices.

P_i : la puissance émise sur chaque antenne.

3.5.2.3 SIMO Single Input Multiple Output

Lorsqu'on utilise une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, le système se nomme SIMO, il est utilisé pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. sa capacité est donné par [31] :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (3.10)$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on aura :

$$C = W \cdot \log_2(1 + N_r^2 \rho) \quad (3.11)$$

Avec N_r le nombre d'antennes réceptrices.

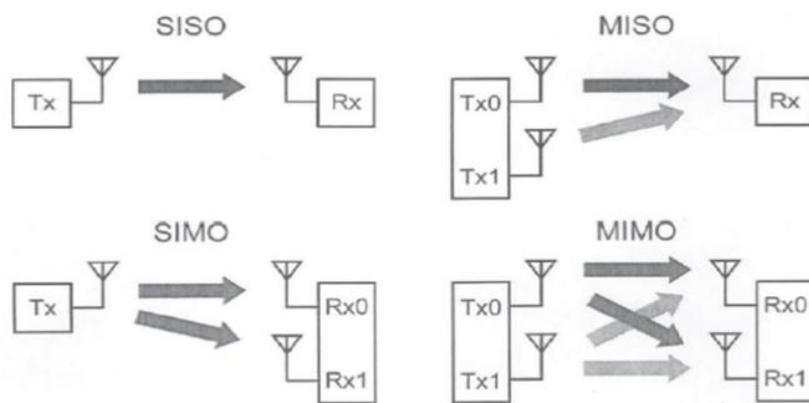


Figure 46 les système SISO, MIMO, MISO, SIMO

3.5.3 Capacité du canal MIMO

Un canal de transmission dans un système de communication du type MIMO qui contient un nombre N_T d'antennes émettrices, et un nombre N_R d'antennes réceptrice sont représenté par la figure suivante, où les éléments « h_{ij} » représentent le trajet entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j . Les antennes de réception reçoivent la somme des contributions des antennes émettrices à laquelle s'ajoutent un gain complexe dû aux trajets multiples et un bruit. L'étude de la capacité d'un canal MIMO se divise en deux catégories, la capacité dans le cas d'un canal déterministe ou dans un canal aléatoire, que nous allons voir par la suite [30].

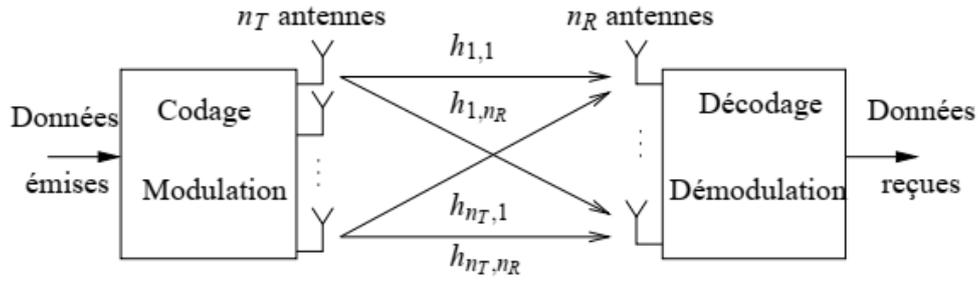


Figure 47 système MIMO NR / NT

3.5.3.1 La capacité dans le cas d'un canal déterministe

Considérons le même système illustré dans la figure précédente mais dans le cas où il serait à bande étroite et invariant dans le temps, dans de telles conditions le canal est représenté par une matrice déterministe H , on représentera le vecteur des échantillons transmis sur l'une des antennes émettrices par X , Y étant donné le vecteur des échantillons reçu, la relation d'entrée sortie s'écrit donc sous la forme matricielle suivante [30] :

$$Y = \sqrt{\frac{E_x}{N_T}} H \cdot X + z \quad (3.12)$$

Avec : z le vecteur du bruit gaussien additif et E_x l'énergie du signal transmis

Dans le cas déterministe, la capacité d'un canal peut s'écrire de deux façons différentes et qui dépend de l'état du canal à l'émetteur, on distingue deux états soit il est connu ou inconnu à l'émetteur.

Etat du canal connu à l'émetteur : lorsque l'émetteur connaît le canal de transmission, l'équation de la capacité du canal s'écrit de la manière suivante :

$$C = \max Tr(R_{xx}) = N_T \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} H R_{xx} H^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.13)$$

Avec :

$Tr(R_{xx}) = N_T$ lorsque la puissance du signal transmis est égale à 1 sur chaque antenne et E_x l'énergie du signal transmis (Tr dénotant la trace de la matrice).

I_{N_R} est la matrice identité de dimensions N_R .

R_{xx} est la fonction d'autocorrélation du signal transmis.

$$R_{xx} = E \{ x \cdot x^H \} \quad (3.14)$$

Etat du canal inconnu à l'émetteur : lorsque l'émetteur n'a pas d'information sur le canal de transmission, l'équation de la capacité du canal s'écrit de la façon suivante :

$$C = \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} H H^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.15)$$

Dans le cas où la matrice du canal serait orthogonale, la capacité devient maximale. Puis ce que le canal est considéré comme inconnu par rapport à l'émetteur, la puissance de transmission est répartie d'une manière équitable sur l'ensemble des antennes émettrices.

3.5.3.2 La capacité dans le cas d'un canal aléatoire

En général, le canal MIMO est considéré comme aléatoire, dans ce cas la matrice du canal H est aussi aléatoire et la capacité peut être exprimée uniquement par sa moyenne temporelle, le canal est souvent considéré comme ergodique, la capacité du canal s'écrit donc de la manière suivante [30]:

$$C = E \left\{ \max Tr(R_{xx}) = N_T \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} H R_{xx} H^H \right) \right\} \text{ bps/Hz} \quad (3.16)$$

3.5.4 Notion de diversité

Nous avons vu précédemment que les canaux multi trajets, introduisent des phénomènes physiques à grande et à petite échelle qui participe à la dégradation du signal ce qui rend la communication numérique ou la transmission des données complexe et difficile, pour remédier à ce problème, on introduit la notion de diversité, le principe de cette technique et d'envoyer plusieurs répliques du signal sur plusieurs trajets au même temps, avec cette méthode même si un des trajets affaiblit fortement le signal, le récepteur pourra toujours capter un signal exploitable grâce aux autres trajets moins détériorés. On peut citer les types de diversité suivante [32]:

3.5.4.1 Diversité temporel

La diversité temporelle est réalisée lorsqu'on envoie plusieurs répliques du signal à des instants différents et d'une durée symbole T_s à des intervalles supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal T_c .

3.5.4.2 Diversité fréquentiel

Cette diversité s'adapte très bien lorsqu'il s'agit d'un canal sélectif en fréquence, son principe et d'envoyer plusieurs fois le signal sur des porteuses à des fréquences différentes séparé par des plages de fréquences B_s supérieures ou égales à la bande de cohérences du canal B_c .

3.5.4.3 Diversité de polarisation

Le principe reste le même que les deux autres précédentes est de transmettre plusieurs répliques du signal, mais cette fois avec des polarisations différentes, comme l'utilisation de deux

polarisations orthogonales, vertical et horizontal par exemple, il faut que les caractéristiques des deux ondes ne soient pas les mêmes.

3.5.4.4 Diversité spatiale

Pour mettre en œuvre ce type de diversité, il faut réaliser plusieurs antennes à l'émission pour émettre un signal ou des répliques du signal, et/ou plusieurs antennes réceptrices, et qui sont séparées par des distances suffisamment grandes afin de créer des trajets indépendants, la distance qui sépare les antennes est liée à la longueur d'onde de chacune et de sa hauteur.

3.5.5 Les codes spatiaux temporel ou Space Time Block Codes (STBC)

La technique STBC permet de combiner deux types de diversité, la temporelle et celle de l'espace, elle permet d'envoyer deux signaux différents dans le temps sur deux antennes, le canal STBC comprend plusieurs sous-canaux, chaque sous-canal contient un trajet et un affaiblissement indépendant des autres, ceci augmente la diversité du canal et par conséquent le récepteur devient plus robuste [33] [34].

La technique STBC proposée par Alamouti utilise deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices comme illustré dans la figure suivante [30]:

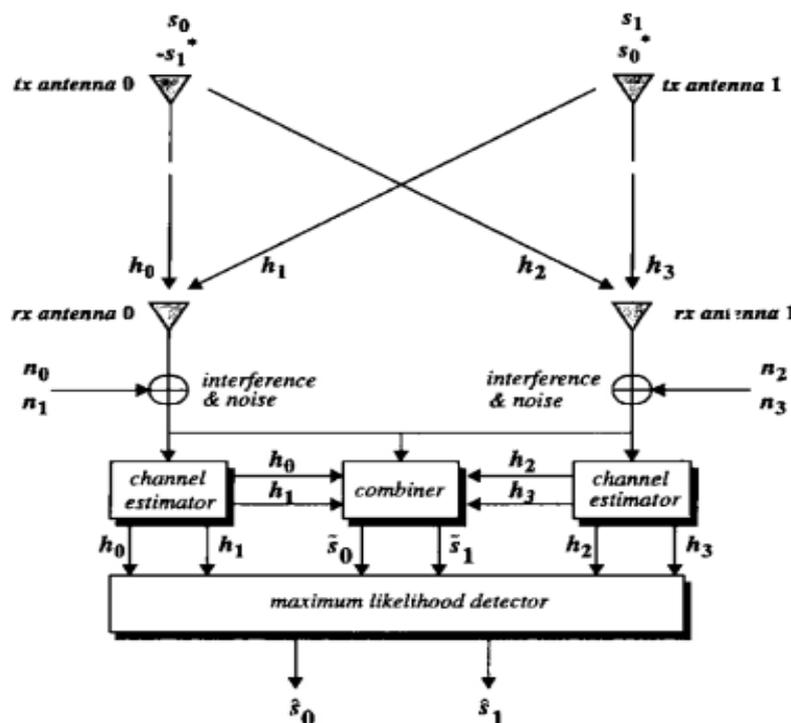


Figure 48 codage STBC

À l'instant t les symboles S_0 et S_1 sont transmis sur l'antenne 0 et l'antenne 1 respectivement.

À l'instant $t+T$ les symboles $-S_1^*$ et le symbole S_0^* sont transmis sur l'antenne 0 et 1 respectivement.

h_0, h_1, h_2, h_3 représente les sous-canaux.

Les équations des signaux reçus à l'instant t et $t+T$ sont comme suite avec r_0 et r_1 les signaux reçus sur l'antenne 0 et r_2 et r_3 les signaux reçus sur l'antenne 1 :

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 S_0 + h_1 S_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0 S_1^* + h_1 S_0^* + n_1 \\ r_2 &= h_2 S_0 + h_3 S_1 + n_2 \\ r_3 &= -h_2 S_1^* + h_3 S_0^* + n_3 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Les symboles sont récupérés après avoir estimé les coefficients du canal MIMO comme dans les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_0 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^* \end{aligned} \quad (3.18)$$

Les valeurs complexent des h_i ne varient pas lors de la transmission des deux symboles consécutifs.

3.5.6 Le multiplexage MIMO

Le multiplexage dans un système MIMO est la clé pour faire augmenter le débit, le principe du multiplexage consiste à diviser l'information ou les données qui arrivent aux antennes émettrices en plusieurs portions de flux secondaire et les envoyer sur les antennes émettrices à une bande de fréquences définies. Dans un système MIMO plus on augmente le nombre d'antennes émettrices est réceptrices plus la capacité du système augmenté, la figure suivante montre un système utilisant un multiplexage spatial [30].

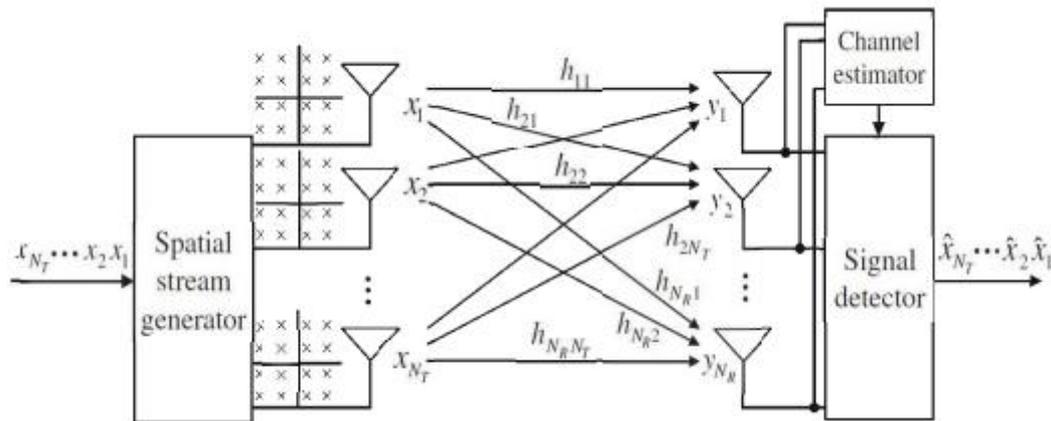


Figure 49 système de multiplexage spatial

3.5.7 Détection des signaux dans un système MIMO

Il existe trois principales techniques de détection dans un système MIMO à multiplexage spatial [35] :

3.5.7.1 Détecteur à filtrage linéaire

Cette technique consiste à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu. Il existe deux types de filtrage [35]:

Le filtrage ZF : c'est une technique qui permet d'annuler les interférences, son principe consiste à appliquer au vecteur d'échantillons reçus, une matrice W_{ZF} appelé le pseudo-inverse de la matrice H :

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (3.19)$$

Le vecteur estimé est \tilde{x}_{ZF} vaut $\tilde{X}_{ZF} = W_{ZF} Y$ (3.20)

$$\tilde{X}_{ZF} = X + W_{ZF} z \quad (3.21)$$

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle amplifie aussi le bruit ce qui dégrade les performances.

Le filtrage MMSE : son principe consiste à appliquer au vecteur d'échantillons reçus, une matrice W_{MMSE} qui permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne au moment d'échantillonnage entre les symboles égalisés et les symboles transmis [35].

$$W_{MMSE} = (H^H H + \sigma_z^2 I_{N_R})^{-1} H^H \quad (3.22)$$

σ_z^2 : La variance du bruit blanc gaussien complexe.

3.5.7.2 Détecteur ML

Le principe du détecteur ML, est de calculer la distance euclidienne entre les vecteurs reçus Y , et le produit de tous les vecteurs de transmission possible, et trouve celui qui minimise cette distance avec la matrice H .

$$\tilde{X}_{ML} = \arg \min \|Y - HX\|^2 \quad (3.23)$$

$$X \in A^M$$

Avec : « A » représente la constellation considéré de taille M .

Le détecteur ML est Optimal en matière de taux d'erreurs, mais sa complexité augmente exponentiellement avec la taille du vecteur Y et l'ordre de modulation.

3.5.8 Technique de formation des faisceaux (beamforming)

Lorsqu'un signal large bande, est reçu par un système MIMO utilisant plusieurs antennes réceptrices, il sera capté par chaque antenne avec différentes phases et avec un certain retard,

le déphasage peut être corrigé dans le cas où la direction d'arrivée serait connue par le récepteur, en utilisant un déphaseur avant de sommer les signaux, dans ce cas on aura un maximum puis ce que les signaux sont en phase, le diagramme de rayonnement ne sera pas modifié mais uniquement la direction du lobe principale, si on traite les amplitudes des signaux avant de les sommer dans ce cas le diagramme de rayonnement sera modifiée aussi [30].

3.5.9 Technique de combinaison

Lorsqu'un signal est émis de plusieurs émetteurs à la fois, à la réception les différents signaux, arrive avec des propriétés et des évanouissements différentes, car chacun d'entre eux a pris un canal différents, le récepteur va donc combiner les différents signaux de telle manière que l'évanouissement du signal reçu est réduit, la majorité des combineurs sont linéaires ce que veut dire que le combiner fera la somme des signaux prévenons des différentes branches du récepteur comme dans la figure suivante [35]:

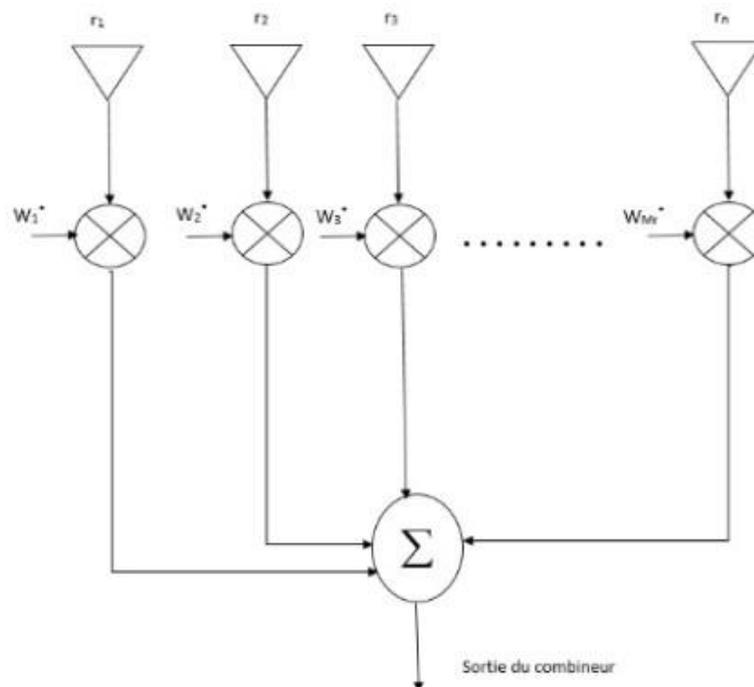


Figure 50 combineur linéaire

Parmi les techniques de combinaison qui existent on trouve :

3.5.9.1 Technique SC

Le principe de cette technique est de choisir parmi tous les signaux indépendants qui arrivent au niveau du récepteur, celui qui possède le maximum de puissance ou le meilleur SNR. Les coefficients de pondération W_n s'écrivent dans cette première technique prend les valeurs suivantes [35]:

$$W_n = \begin{cases} 1 & \text{pour } n = K \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.24)$$

Avec : k la $k^{\text{ième}}$ branche à la quel appartient le signal contenant le meilleur SNR ou le maximum de puissance, et $n \in [1, N_R]$.

3.5.9.2 Technique EGC

L'intérêt de cette technique est d'améliorer la puissance moyenne du signal de sortie, en utilisant cette fois-ci toutes les répliques du signal émis qui arrivent au niveau du récepteur, contrairement à la technique précédente qui n'utiliser qu'un seul signal, sauf que les signaux possèdent différentes phases au niveau du récepteur, pour cela dans la technique EGC, on multiplie chaque signal par un co-phaseur pour annuler les déphasages des signaux. Dans cette technique chaque signal possède le même coefficient de pondération W_n qui s'écrit comme suite :

$$W_n = 1 \quad \forall n \in [1; N_R] \quad (3.25)$$

3.5.9.3 Technique MRC

Dans la technique précédente « EGC », si l'un des signaux qui arrivent au récepteur est trop faible, cela peut entraîner une réduction du signal à la sortie du combiner, pour remédier à ce problème la technique MRC choisit le coefficient W qui représente le vecteur des coefficients de pondération, appeler aussi beamformer, de manière à maximiser le SNR du signal combiné.

3.5.10 Les avantage du MIMO

Parmi les avantages que nous porte cette technique, on peut citer [24] :

- elle permet de combattre l'évanouissement et le différent phénomène qui existe dans un canal multi-trajets.
- Augmenter la capacité de transmission de données.
- Une meilleure couverture.

3.5.11 MIMO-OFDM

A présent, nous avons vu que la technique MIMO est efficace pour faire augmenter le débit ce qui rend le canal MIMO sélectif en fréquence, pour résoudre ce problème, on introduit la modulation OFDM qui a déjà été traité dans le chapitre précédent, cette modulation va permettre au système de transformer le canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux à évanouissement plat, de ce fait le récepteur MIMO devient moins complexe, la combinaison de ces deux techniques permet d'améliorer la vitesse de transmission la robustesse et la portée de la liaison radio [30], nous allons donc voir par la suite une simulation MIMO-OFDM en utilisant la technique de codage spatio-temporel d'Alamouti.

3.5.11 Capacité d'un canal MIMO-OFDM

La capacité d'un canal dans le cas d'un système MIMO-OFDM est égale à la moyenne des capacités à travers chaque sous-porteuse, et le canal à travers chaque sous-porteuse est considéré comme plat, la capacité du canal est donnée par l'expression suivante :

$$C = \frac{1}{N} \sum_{K=1}^N \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{E}{N_T N_0} H H^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.26)$$

3.6 Simulation MIMO-OFDM

Dans cette partie de simulation, une chaîne de transmission MIMO-OFDM avec un codage spatial temporel d'Almouti est réalisée, en utilisant deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices. L'étude des performances d'une telle transmission est faite à travers la densité de puissance spectrale des deux signaux OFDM, les diagrammes de constellations en émission et en réception, le BER en fonction du SNR et le diagramme de l'œil en réception.

3.6.1 Structure de la chaîne MIMO-OFDM

La figure suivante représente la structure de la chaîne de transmission MIMO-OFDM en utilisant deux TX et deux RX, sous l'outil Simulink.

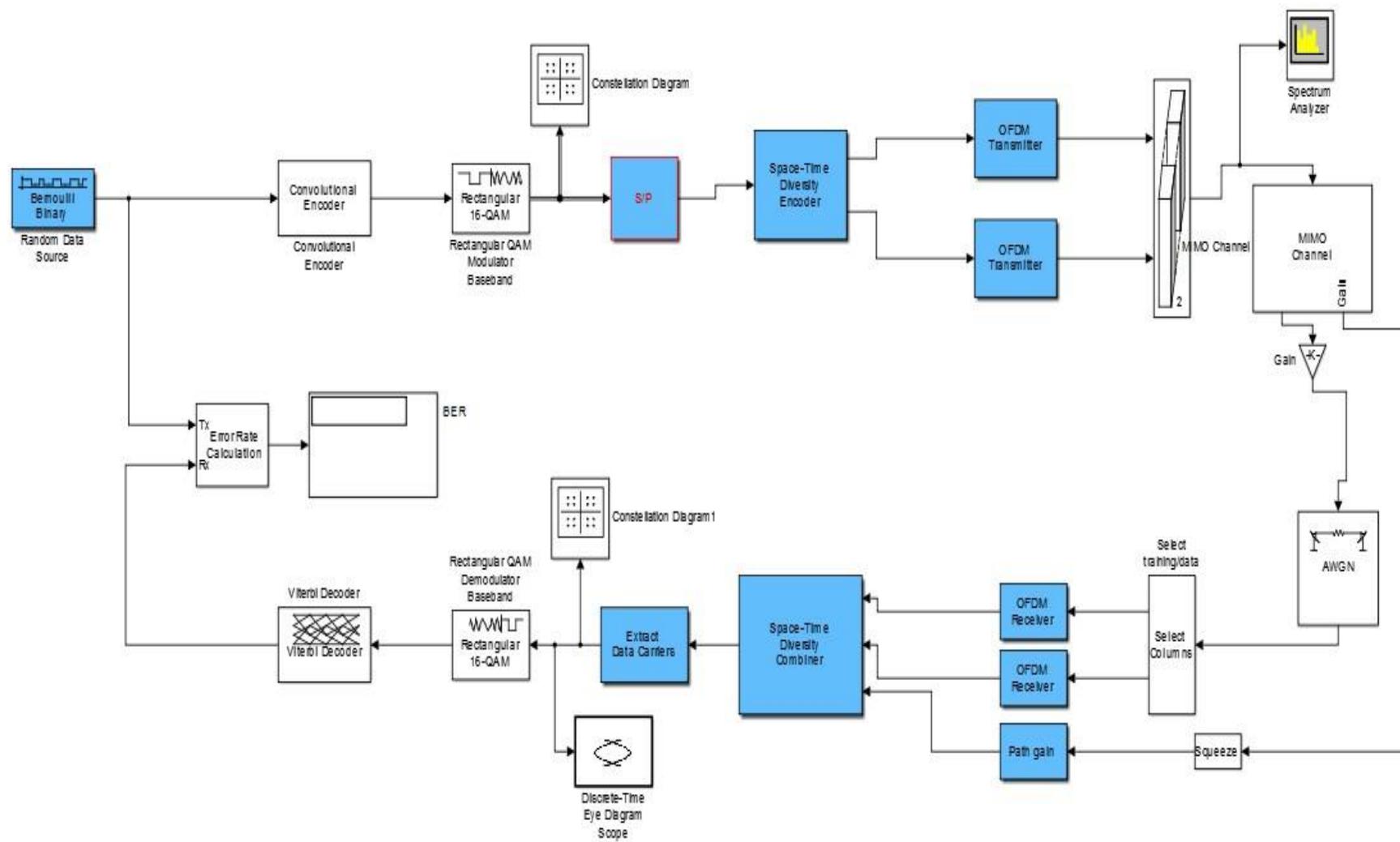


Figure 51 chaîne de transmission MIMO-OFDM 2x2

3.6.2 Blocs et paramétrages

Les principales étapes de la partie émission et réception sont :

Bernouilli binary : ce bloc permet de générer un nombre aléatoire de bits :

- **Samples per frame** : ce paramètre nous permet de déterminer le nombre de bits transportés par trame, nous l'avons fixé à 768.
- **Bande passante** : 3 Mhz.

Convolutional encoder : sert à ajouter des bits de redondance à l'information afin de la protéger lors de la transmission. À l'entrée de ce bloc le vecteur de données est égal à 768 et à la sortie il sera égal à 1536, ceci dit que 768 bits de redondance ont été ajoutés à l'information.

Rectangular QAM modulator baseband : le principe de ce bloc est de transformer chaque ensemble de bits en un symbole.

- **M-ary** : c'est une valeur qui détermine le nombre de bits sur chaque sous-porteuse, dans le cas de cette simulation il est égale à $\log_2(16) = 4$ bits par sous-porteuse. à l'entrée de ce bloc la taille des données est égale à un vecteur de 1536, après la modulation il sera égal à 384.

S/P : il sert à l'insertion des sous-porteuses et de la porteuse centrale, dans ce cas, huit sous-porteuses-pilotes et une porteuse centrale sont intégrées pour cela il est nécessaire d'utiliser :

- un convertisseur série /parallèle qui sert à transformer le vecteur de taille 384 à une matrice de (192×2) .
- D'un « select rows » qui va servir à diviser les symboles d'entrer en 8, et ranger chacune sur une sortie, entre chaque sortie une sous-porteuse pilote, et une porteuse centrale sont intégré.
- D'une matrice de concaténation pour rassembler le tout, à la sortie du bloc la taille des données sera égale à (201×2) .

Space time diversity encoder : ce bloc est très important pour une transmission MIMO 2×2 , il contient un encoder OSTBC appelé aussi Alamouti Code dans lequel il est possible de préciser le nombre d'antennes de transmission, dans le cas de cette simulation 2 antennes ont été choisies pour l'émission, on aura donc deux sorties chacune de taille (201×2) .

OFDM transmitter : ce bloc sert à générer un signal OFDM, dans le cas de cette simulation il y a deux blocs de ce type pour pouvoir générer les deux signaux et qui seront connectés avec le bloc précédent qui est OSTBC.

à l'entrée du bloc la matrice de données est d'une taille de (201×2) , de plus deux bandes de gardes de (28×2) et de (27×2) ont été ajoutés pour obtenir donc une matrice de (256×2) , ensuite une FFT de taille égale à 256 et un préfix cyclique de 32 bits sont appliqués, ce qui donne une matrice de taille (288×2) , par la suite une conversion parallèle/série des données est réalisés, pour obtenir à nouveau un vecteur de taille 576. la même chose sera faite pour le deuxième bloc « OFDM transmitter ».

Les deux signaux OFDM seront multiplexés grâce à une matrice de concaténation, et envoyé dans un canal MIMO, la sortie de la matrice de concaténation est égale à une matrice de taille (576×2) .

MIMO Channel : ce bloc représente le canal MIMO dans lequel les signaux vont se propager, le nombre d'antennes émettrices et réceptrices est fixé à 2.

AWGN : ajoute un bruit gaussien additif.

Select commun : ce bloc est constitué d'une entrée et de deux sorties chacune est relié à un récepteur OFDM, à l'entrée la longueur du vecteur de données est égale à (576×2) et au niveau des deux branches de sorties il y aura un vecteur de taille (576×1) .

OFDM Receiver : il contient les opérations inverses du bloc « OFDM transmitter » le signal une fois arrivé à ce bloc il va subir aux opérations suivantes:

Après une conversion série /parallèle, la taille des données sera une matrice de (288×2) , ensuite le cyclique préfixe de 32 bits est enlevé, une FFT est appliqué, les données sont reconstituées en trame, et les bandes de gardes de 55 bits sont enlevées, à la sortie de ce bloc il y aura donc une matrice de taille (201×2) , et les mêmes opérations seront appliquées au deuxième signal dans le deuxième bloc.

Path gain : les deux signaux OFDM générés dans la partie émission étaient transmis sur chacune des deux antennes d'émission, et reçus par les deux antennes de réception ce qui donne aux totales quatre sous-canaux. Ce bloc sert à combiner les signaux reçus par les deux antennes réceptrices pour former un seul signal, les opérations appliquées dans ce bloc sont les mêmes que celles dans le récepteur OFDM avec deux blocs de plus qui sont l'extraction de la porteuse centrale et la reconstitution de la trame des données en échantillons.

Space time diversity combiner : ce bloc se sert de l'estimation du canal pour recombinaison les signaux, une fois l'estimation est faite les signaux sont récupérés en utilisant un décodage d'Alamouti.

Extract data rows : il sert à la reconstitution de la trame source, pour cela il est nécessaire de se baser sur le raisonnement du découpage utilisé dans le bloc « S/P », afin de connaître l'emplacement exact de chaque sous-porteuse, à la sortie de ce bloc un vecteur de taille 384 est obtenu.

Les signaux seront par la suite démodulés par un démodulateur QAM avec le même nombre de bits sur chaque sous-porteuse, pour obtenir un signal de taille égale à 1536, et il reste qu'à enlever les bits de redondance ajoutés par le codeur de convolution en utilisant un décodeur Viterbi, et les bits résultants seront comparés aux bits transmis pour calculer le taux d'erreur binaire.

Le tableau suivant résume les paramètres primordiaux utilisés pour cette simulation :

Paramètres	Spécification
Système	MIMO-OFDM
Nombre de bits généré	768
Modulation	16-QAM
Encoder	OSTBC d'Alamouti
Size IFFT	256
Bande passante du système	3Mhz
Size Cp	32
Combiner	Space Time Combiner
Configuration	Alamouti 2x2

Tableau 4 paramètres utilisés pour la simulation MIMO-OFDM

3.6.3 Résultats et interprétation

Diagramme de constellations

Le diagramme de constellations du signal d'entrée est comme suite :

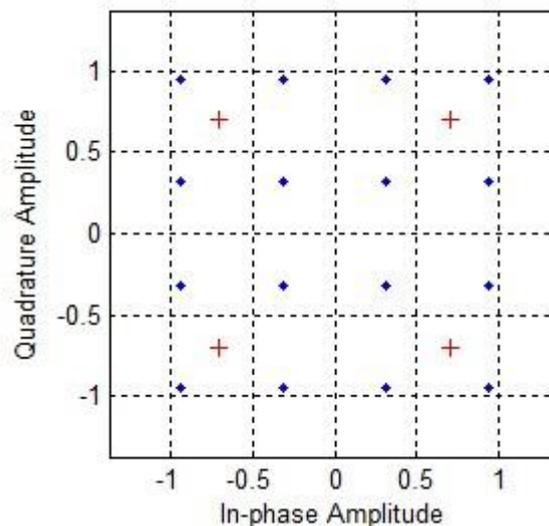


Figure 52 constellations à l'entrée

Les figures suivantes montrent bien que les constellations au niveau du récepteur avec un faible SNR varient à cause du bruit, mais une fois le SNR est augmenter les constellations commencent à devenir de plus en plus stables.

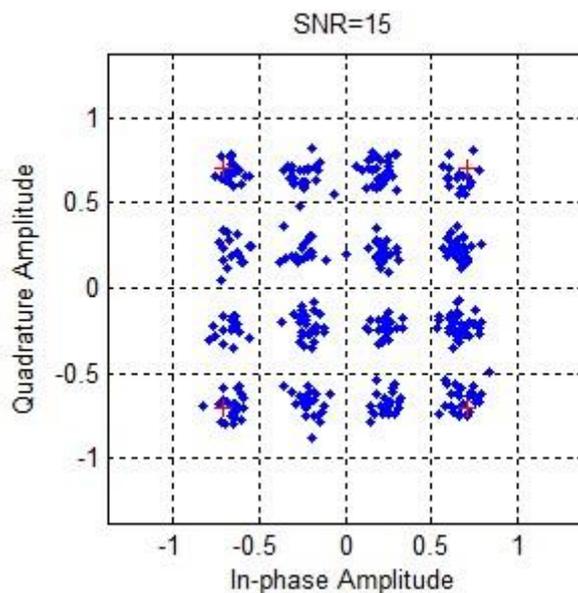


Figure 53 constellations pour un faible SNR

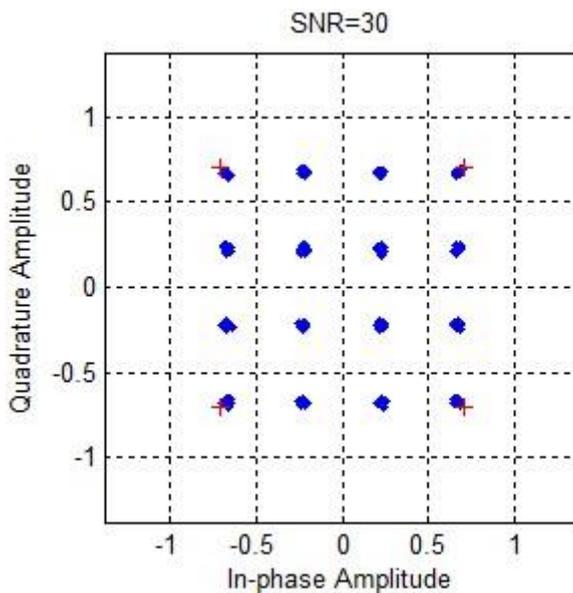


Figure 54 constellations avec un SNR plus élevé

Représentation spectrale des signaux OFDM

La figure suivante montre bien les deux signaux OFDM transmis au niveau des antennes d'émissions, l'un est marqué en bleu et l'autre en rouge :

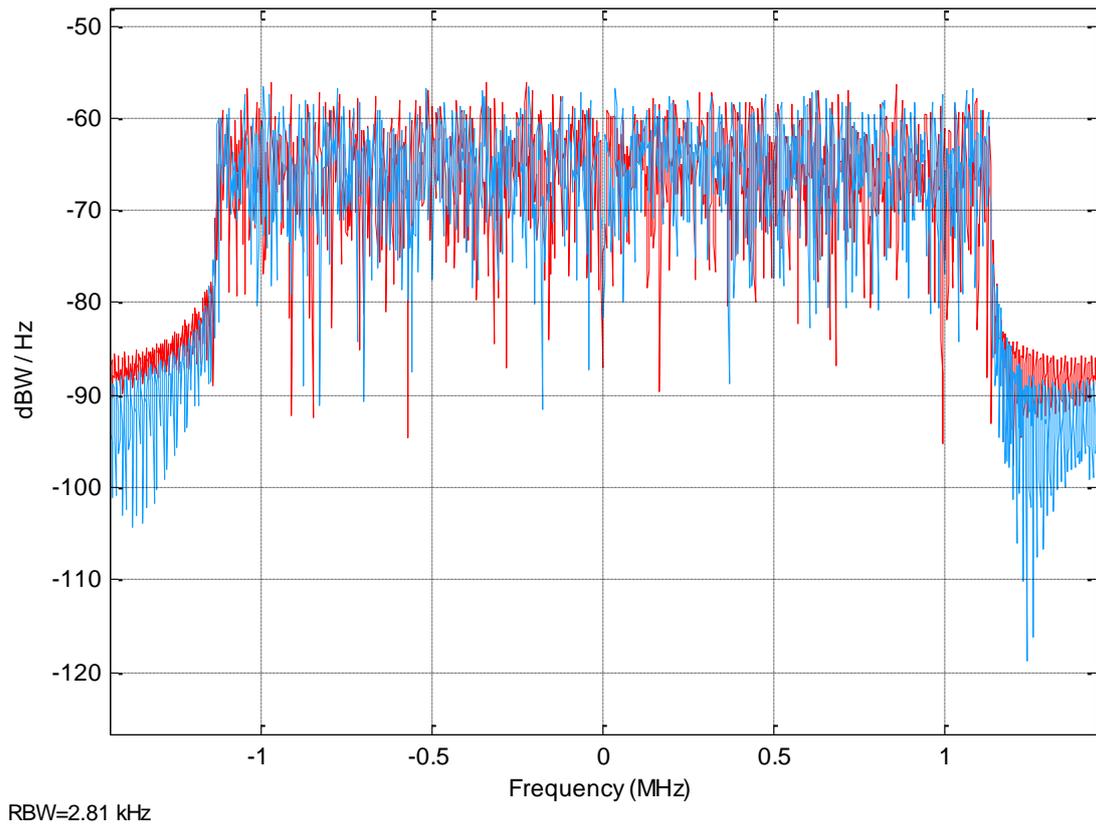


Figure 55 les signaux OFDM de l'émission

Diagramme de l'œil :

Le diagramme de l'œil au niveau du récepteur montre bien que les ISI sont fortes, car l'ouverture de l'œil n'est plus possible, ceci dans le cas d'un faible SNR.

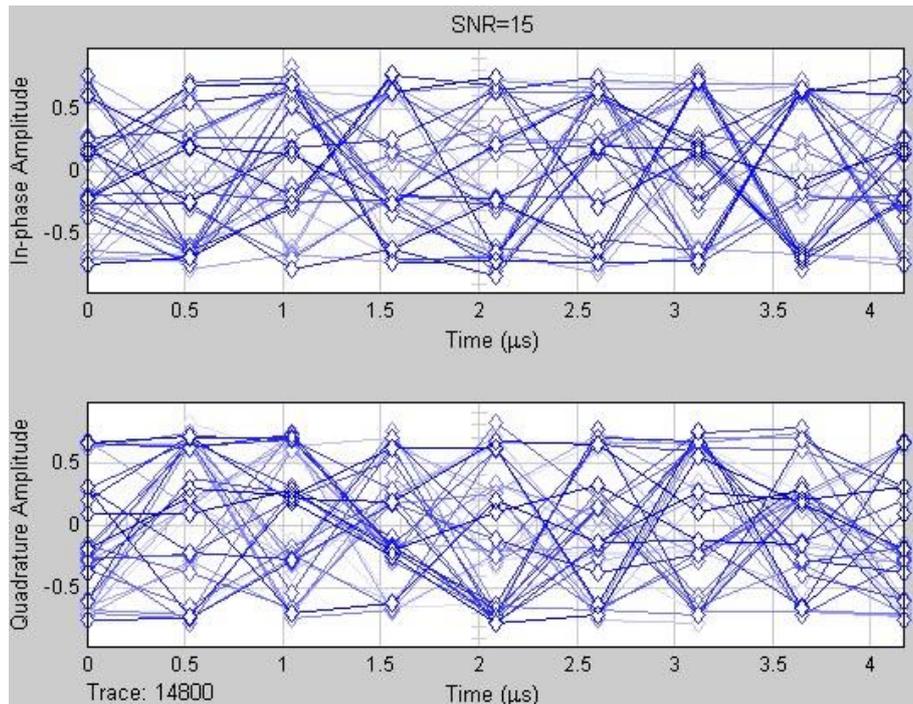


Figure 56 diagramme de l'œil avec un faible SNR

Plus le SNR augmente et plus l'œil du diagramme et l'épaisseur des traits deviennent meilleurs, ceci dit que les ISI commencent à diminuer et deviennent plus faibles, la transmission deviendra meilleure aussi comme dans la figure suivante :

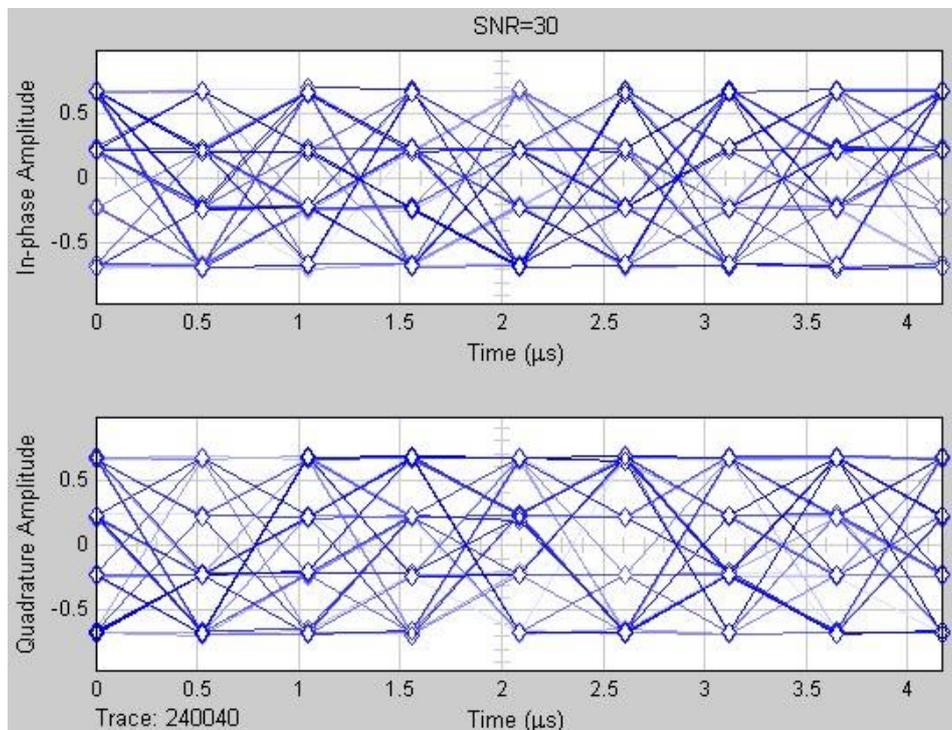


Figure 57 diagramme de l'œil avec un SNR plus élevé

Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire diminue au fur et à mesure qu'on augmente le SNR, lorsque le SNR devient égal à 20 le BER sera égal à 0.

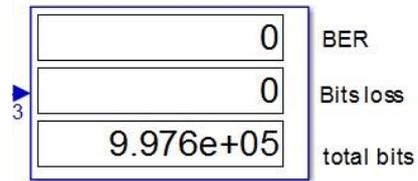


Figure 58 le taux d'erreur binaire

La figure suivante montre la courbe du BER en fonction du SNR.

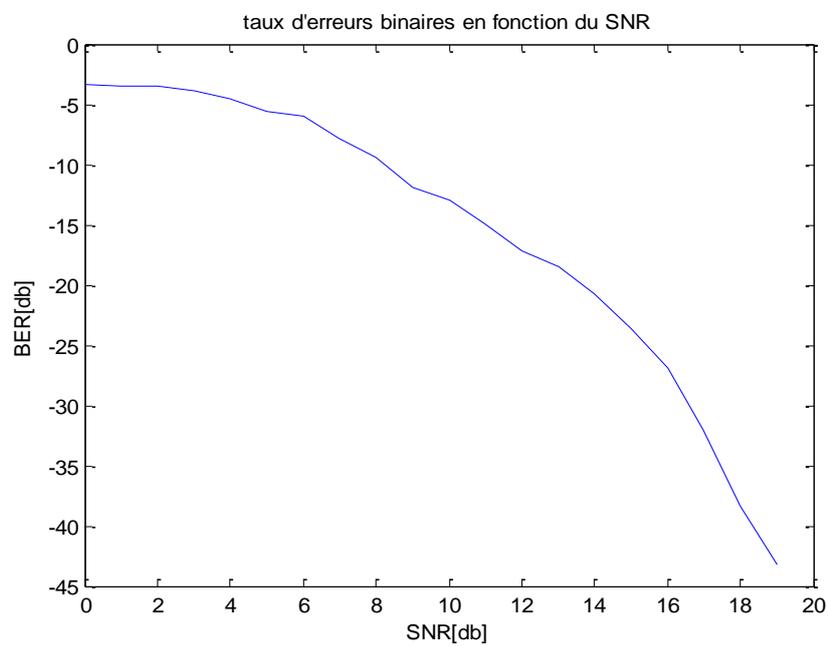


Figure 59 courbe du BER en fonction du SNR

Chapitre 4 : implémentation pratique d'un système OFDM sur carte USRP sous Labview

5.1 Introduction

Les différents systèmes de communication sans fil peuvent être implémentés sur des plateformes matérielles en utilisant des radios logiciel « Software Defined Radio SDR », qui fonctionne à différentes fréquences. Dans ce chapitre, une étude sur l'implémentation d'un système d'émission et de réception de type OFDM sera présentée en utilisant le logiciel LabView qui a été présenté dans le chapitre précédent, et qui va servir à générer le signal OFDM, cette étude nécessite aussi la disposition des USRP pour la transmission et la réception du signal, afin de réaliser une étude comparative entre la simulation et la pratique.

5.2 Radio logicielle SDR

L'émetteur et le récepteur dans une radio traditionnelle sont composés de circuit intégré en utilisant du matériel, ils sont généralement constitués de mélangeurs, filtres, des convertisseurs et des modulateurs et démodulateurs. Par la suite, un nouveau concept est apparu, celui de la radio définie par logiciel ou SDR « Software Defined Radio » [37], proposé par le professeur Joseph Mitola en 1991, et il a ensuite publié un premier article dans lequel il a proposé cette nouvelle technologie Radio à faible coût et à faible consommation d'énergie [38].

La radio définie par logiciel est un émetteur-récepteur Radio qui réduit au maximum la partie matériel dans un appareil de communication sans fil et la remplace par une partie logicielle qui fonctionne sur un ordinateur à usage général, la figure suivante montre la différence entre une radio traditionnelle et une radio définie par logiciel [38] [39].

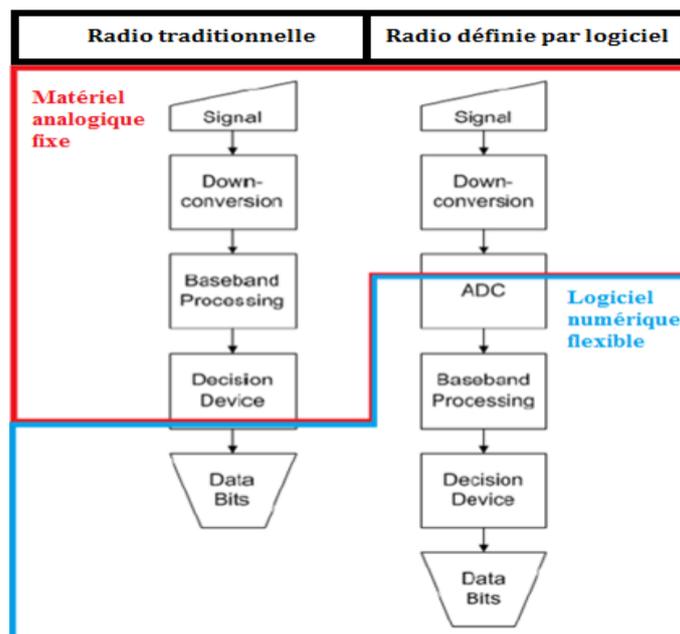


Figure 60 diagramme comparatif entre radio traditionnelles et les SDR

5.2.1 Principe de fonctionnement d'un SDR

La figure 67 représente le bloc-diagramme d'un SDR idéal, le Front-End RF dans la partie réception sert à convertir la fréquence porteuse du signal à une fréquence intermédiaire FI, ou en bande de bases, en émission le RF sert à convertir le signal en bande de bases à une fréquence intermédiaire ensuite à la fréquence porteuse souhaitée. Le convertisseur Analogique Numérique « CAN » et le Convertisseur Numérique Analogique « CNA » sont utilisés pour la conversion du signal sur la bande passante de modulation. Les opérations de filtrage de décimation de démodulation et de décodage peuvent être traitées à l'aide d'un logiciel sur le processeur d'un PC traditionnelle ou bien à l'aide d'un composant électronique programmable FPGA ou d'un composant dédié au traitement du signal ASIC ou bien à l'aide d'un microprocesseur dédié au traitement du signal DSP [38].

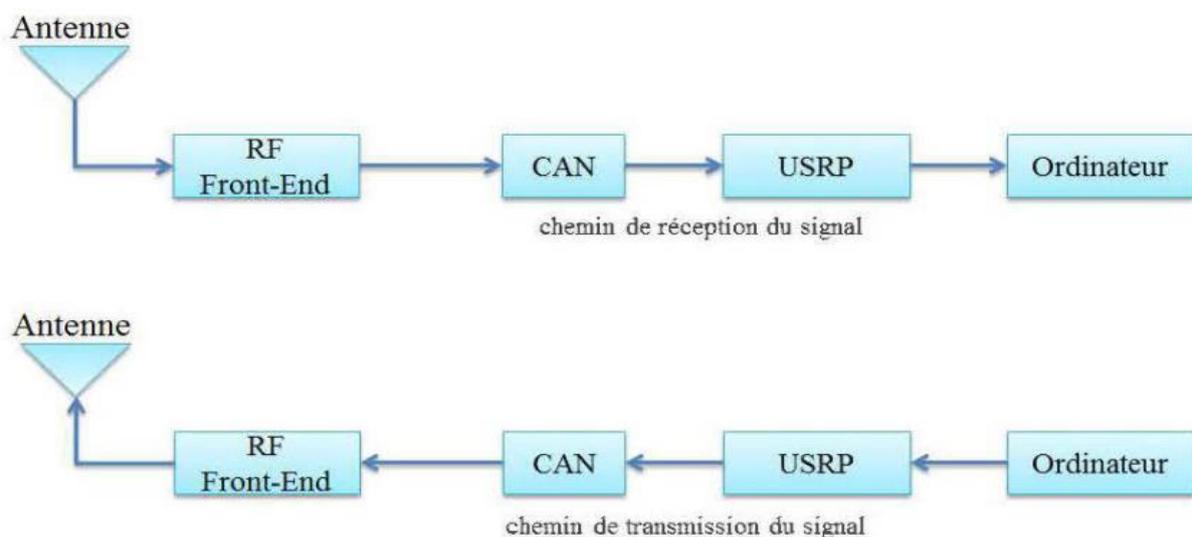


Figure 61 schéma d'un système de communication SDR

5.2.2 Avantages du SDR

L'avantage du SDR est son utilisation variée, c'est-à-dire qu'il peut fonctionner sur différents canaux et modes au même temps, il peut être utilisé en émission aussi bien qu'en réceptions, les avantages principaux du SDR sont [38]:

Multi-bandes

La radio multi-bande peut fonctionner sur deux ou plusieurs bandes successivement ou simultanément.

Multi-canaux

Une Radio multi-canaux peut opérer sur plusieurs fréquences au même temps, et cela dans la même bande ou dans deux ou plusieurs bandes différentes simultanément lorsqu'il s'agit d'une radio multi-bandes. Une radio multi-canaux se trouve par exemple dans une station de base qui communique avec plusieurs utilisateurs par exemple.

Multi-modes

Plusieurs et différentes normes peuvent être traités par une radio multi-modes, parmi les types de normes on trouve (AM, GMSK, FM, CDMA...), ils peuvent être continuellement reprogrammés et fonctionnent au même temps ou successivement.

Multi-bandes passantes

Une radio Multi-bande passante est un autre aspect du multimode, un SDR à la capacité de déterminer la bande passante à l'aide des filtres numérique qui peuvent être modifié, contrairement à la radio traditionnelle qui utilise un filtre analogique filtre pour déterminer la largeur du canal.

5.3 Les USRP

Les USRP (Universal Software Radio Peripheral) représentent une gamme des SDR, ils ont été conçus et vendus par Ettue Research, et la société-mère est National Instrument, ils sont donc utilisables avec le logiciel Labview. Les USRP représentent une plateforme matérielle généralement très utilisée en laboratoires de recherche, et dans les universités, car ils sont peu coûteux, il existe plusieurs modèles des USRP dans le cas de cette recherche, ce sont les USRP 2920 qui sont utilisés, mais en général ils possèdent une architecture similaire. À l'intérieur d'un USRP il y a une carte mère qui permet de fournir ce qui suit [40] :

Un sous-système qui contient les composants de base pour le traitement des signaux en bande de bases, ces composants sont une carte FPGA, des convertisseurs ADC et DAC, un processeur hôte interface, des régulateurs de puissance, et la génération et la synchronisation d'horloge.

Une Carte fille : c'est une interface modulaire utilisée pour les opérations analogiques, les filtrages et d'autres conditionnements du signal.

La bande passante dans un système USRP varie à chaque point de la chaîne du signal, il y a la bande passante analogique, la bande passante du traitement FPGA, la bande passante hôte, la bande passante du système est le minimum de la carte fille, de la bande passante de l'hôte et du traitement FPGA. La bande passante analogique ne doit pas être supérieure à la fréquence d'échantillonnage ADC/DAC de tout périphérique. La figure suivante montre la structure d'un USRP.

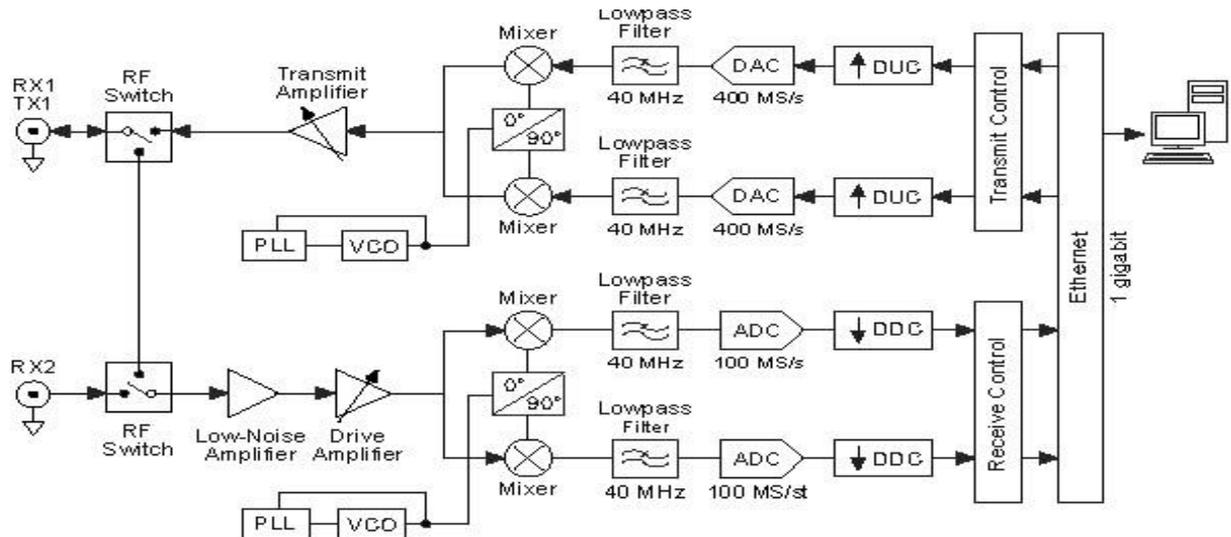


Figure 62 structure générale d'un USRP

5.4 Implémentation OFDM

Cette expérience s'est déroulée selon les étapes suivantes :

1. dans un premier temps, nous avons réalisés une simulation OFDM sous le logiciel Labview. A travers cette simulation on a visualisée le diagramme de constellations, et la densité de puissance spectrale du signal.
2. Par la suite, on a réalisé une deuxième chaine d'émission et de réception OFDM sous le logiciel Labview, tout en gardant les mêmes paramètres que la chaine précédente ,mais cette fois ci, on a rajouté des pilot NI-USRP pour spécifier la configuration matérielle USRP, et envoyer et recevoir des données I/Q en bande de bases correctement formatée. Ceci dit que la transmission s'est faite dans un canal de communication réelle, et nous avons visualisé encore une fois le diagramme de constellations et la densité de puissance spectrale.

5.4.1 Matérielles utilisé

Pour réaliser cette implémentation, il a fallu disposer du matériel suivant :

Hardware

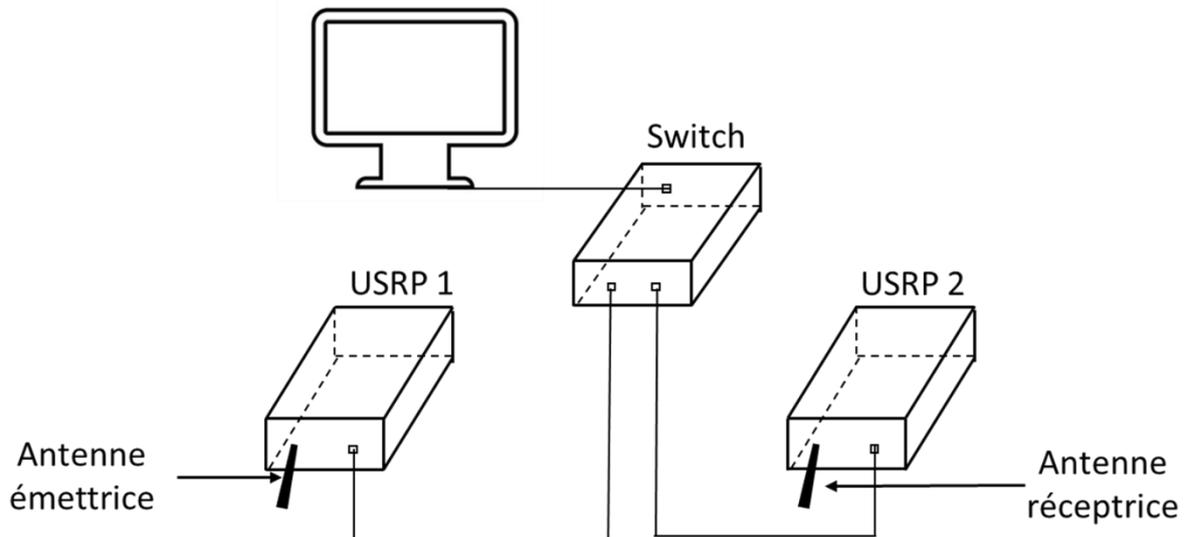
- Deux NI-USRP 2920.
- Deux Adaptateur NI-USRP d'alimentation universelle.
- Trois câbles Ethernet Gigabit (Gb).
- Deux Antennes tribandes omnidirectionnelle Vert400.
- Ordinateur avec un port Ethernet gigabit disponible.
- Un switch TRENDnet de 8port.

Software

- NI-Labview 2018.
- NI-USRP 18.0.

- NI-modulation toolkit18.0

La figure suivante, est un schéma qui décrit d'une manière générale, le branchement et l'emplacement du matériel.



5.4.2 La chaîne OFDM sous Labview

La réalisation de la chaîne OFDM sous la Labview se fait en deux parties séparées, d'abord la chaîne d'émission est réalisée ensuite la chaîne de réception, et la simulation des deux chaînes se fera au même temps pour visualiser les résultats dans chacune des chaînes.

Les résultats de simulation de la chaîne d'émission apparaissent à travers :

- ✓ le diagramme de constellations.
- ✓ La représentation spectrale du signal OFDM.

Les résultats de simulation de la chaîne de réception sont faits à travers la visualisation de :

- ✓ diagramme de constellations avant et après l'égaliseur.
- ✓ La représentation spectrale du signal OFDM.

5.4.3 Réalisation de la chaîne d'émission

Les paramètres primordiaux utilisés pour la simulation OFDM et OFDM + USRP sont les suivants :

Paramètres	Spécification
Système	OFDM et OFDM +USRP
Nombre de bits généré	1250
Modulation	4-QAM
Size IFFT	256
Bande de gardes sur les deux bords	53 zéros
Size Cp	64
Adresse IP de l'USRP émetteur	192.168.10.2
Adresse IP de l'USRP récepteur	192.168.10.3
Fréquence porteuse	1.25 Ghz

Tableau 5 paramètre primordiaux utilisés pour la simulation OFDM et OFDM + USRP

La structure de la chaine d'émission OFDM se présente comme ceci :

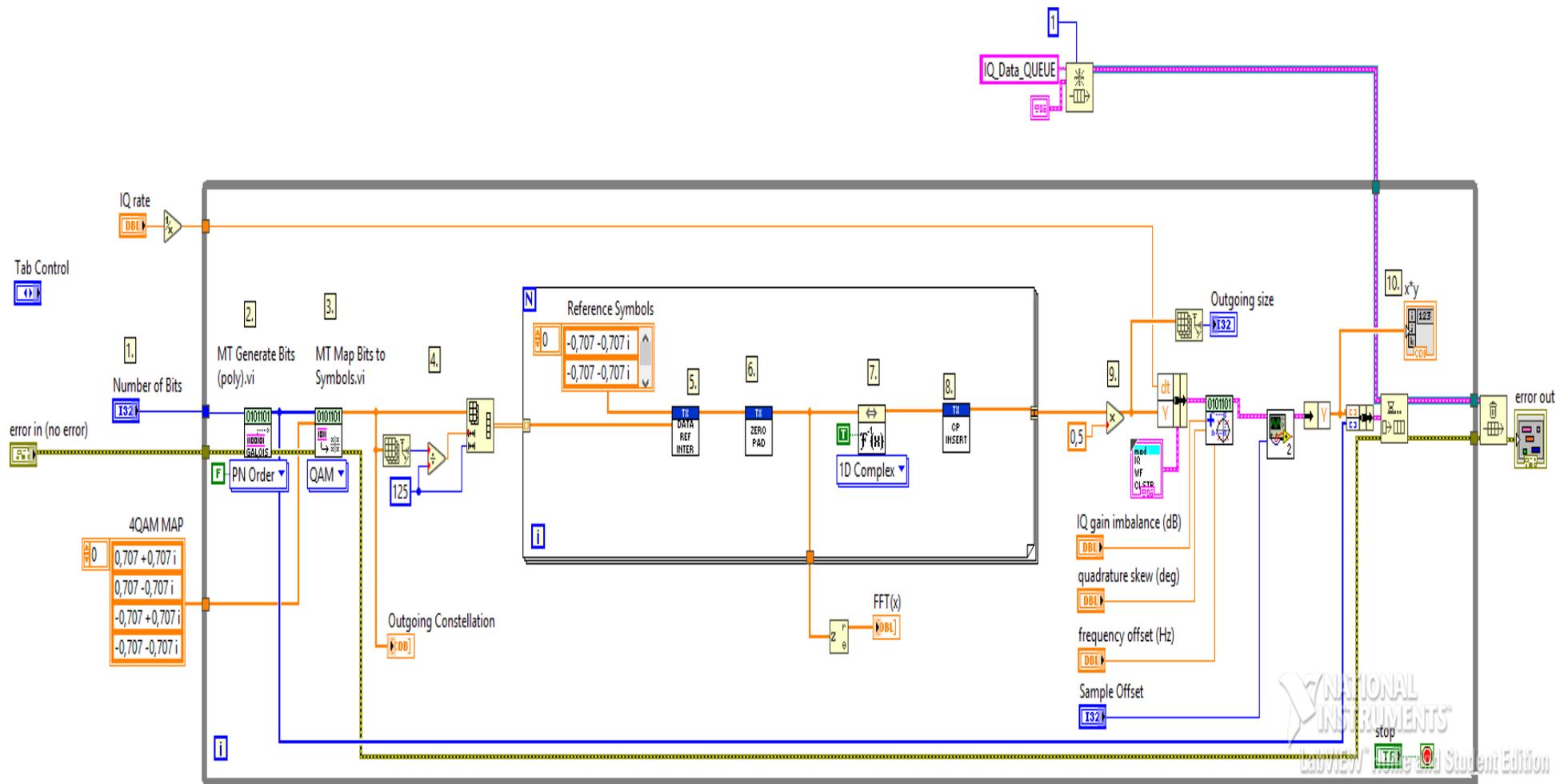


Figure 63 structure de la chaine d'émission

5.4.3.1 Processus d'émission

Le processus d'émission commence par l'étape numéro 1 qui consiste à initialiser le nombre de bits à 1250, ensuite une modulation d'amplitude 4 QAM est utilisée par la suite pour transformer les 1250 bits de données en 625 symboles, la quatrième étape consiste à diviser le tableau de symboles en 5 ensembles de données à 125 symboles, chaque symbole OFDM comporte donc 125 symboles, ensuite 25 symboles de références sont insérés après chaque 6^{ème} symbole de donnée , un symbole OFDM comportera donc 150 bits, la 6^{ème} étape consiste à ajouter les bandes de gardes en insérant 53 zéros sur les bords de la bande passante et un zéro en DC ce qui donne 256 symboles par symbole OFDM, l'étape suivante consiste à introduire une FFT inverse pour faire passer le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel ,la huitième étape est l'insertion d' un préfix cyclique de 64 symboles ce qui donne une forme d'onde dans le domaine temporel de 320 symboles, l'avant-dernière étape consiste à fixer l'amplitude complexe des Cinque domaine temporel de l'onde OFDM inférieure à 1 ,généralement inférieure à 0.7 pour chaque I et Q . Ce qui donne au final une forme d'onde dans le domaine temporel à 1600 symboles pour les 5 symboles OFDM, la dixième et dernière étape est de mettre les données dans une file d'attente afin de les partager avec le récepteur.

5.4.3.2 Résultats

Avant de lancer la simulation, il est nécessaire de choisir des valeurs pour les paramètres suivants :

Le taux IQ : fixé à 5 Mégas échantillons par seconde.

IQ Empariments : c'est des paramètres qui permettent de simuler le signal avec des sources d'erreurs supplémentaires pouvant être rencontrées dans des systèmes de communication réel.

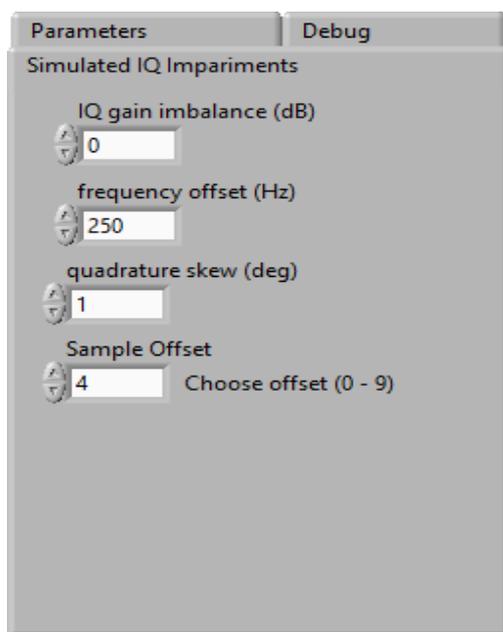


Figure 65 IQ Impairments

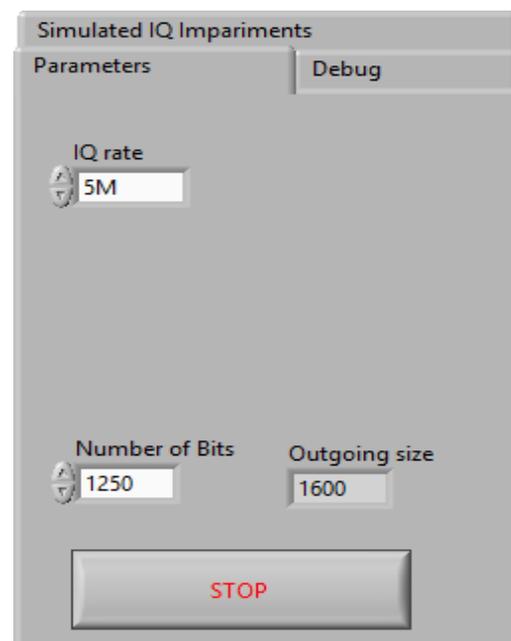


Figure 64 IQ rate

IQ gain imbalance : c'est une valeur qui indique la quantité de déséquilibre de gain de l'amplificateur entre I et Q. Par exemple pour une valeur de -6 db, ceci dit que le signal Q est amplifié deux fois plus que le signal I.

Frequency offset : l'OFDM est très sensible au décalage de fréquences porteuses, ce dernier peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses.

Quadrature Skew : l'inclinaison de la quadrature spécifie l'écart d'angle de 90° entre les signaux en phase I et en quadrature de phase Q. La figure suivante représente l'inclinaison en quadrature.

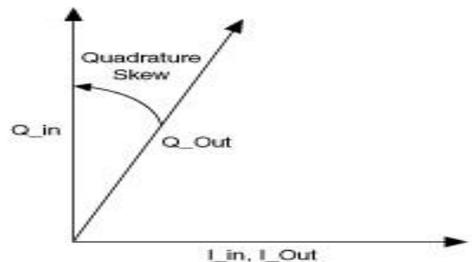


Figure 66 inclinaison en quadrature

Sample offset : c'est un paramètre qui permet d'introduire un décalage de fréquence d'échantillonnage entre l'émetteur et le récepteur, et qui se manifeste par une rotation de la phase dépendante des symboles.

Après avoir lancé la simulation les résultats de la chaîne d'émission apparaissant comme suite :

Diagramme de constellations

La figure suivante représente les constellations à la sortie du modulateur 4QAM.

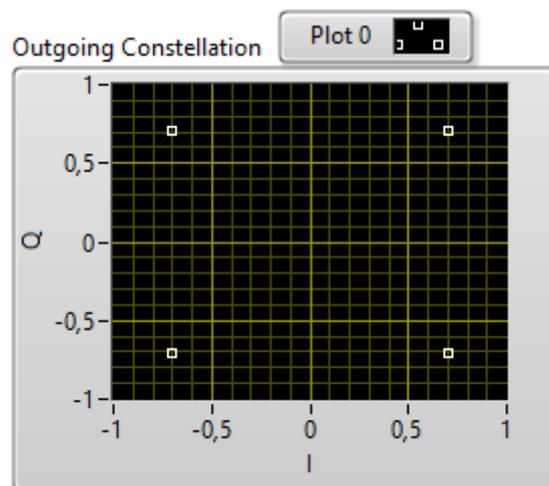


Figure 67 diagramme de constellations

Le spectre en fréquence

La figure suivante représente la forme du spectre en fréquence du signal.

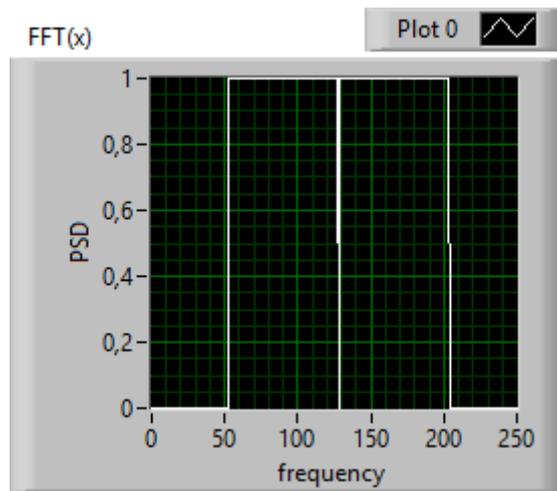


Figure 68 représentation spectrale du signal OFDM

5.4.4 Réalisation de la chaine de réception

La structure de la chaine de réception OFDM sous Labview est comme suite :

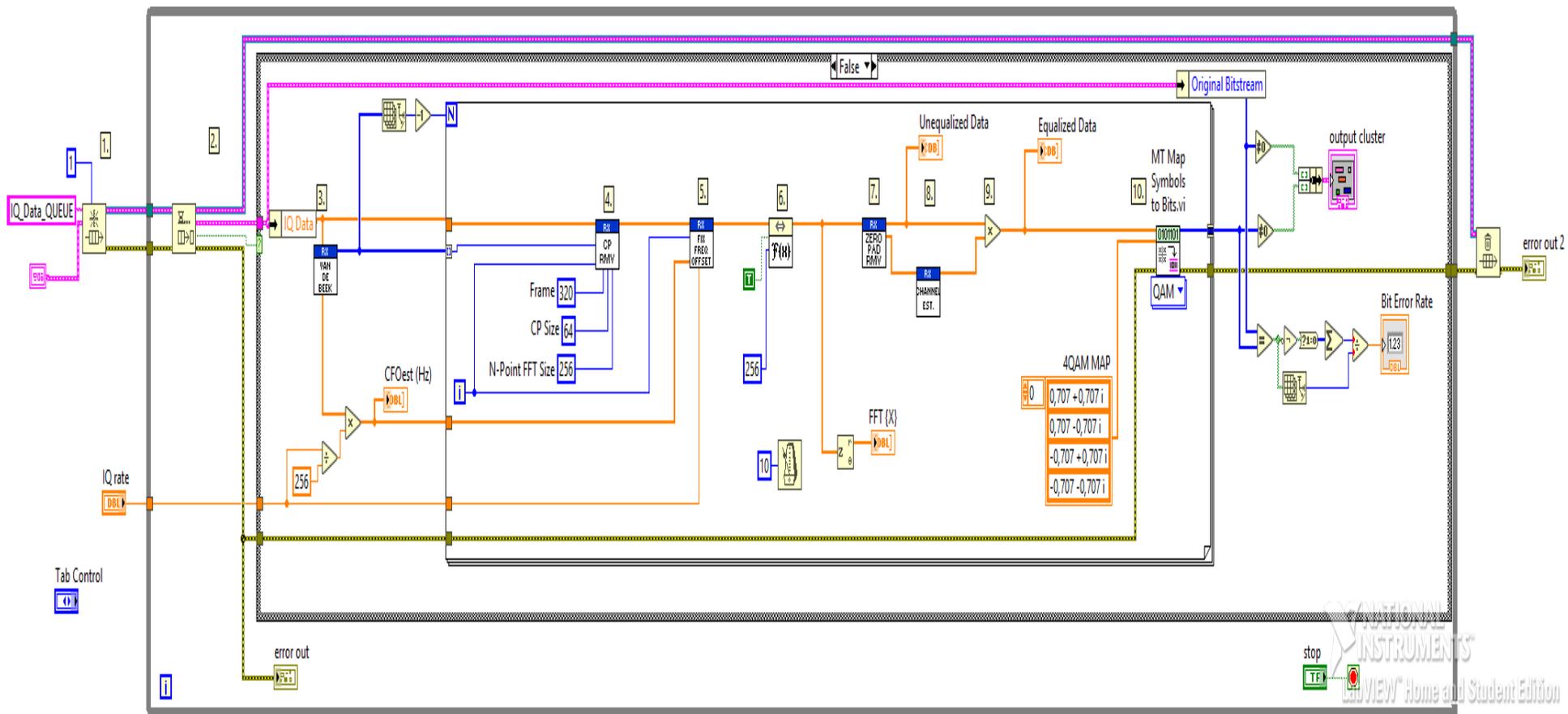


Figure 69 structure de la chaine de réception

5.4.4.1 Processus de réception

Le processus de réception commence par recevoir la file d'attente des données et ensuite initialiser la réception des symboles un par un, la troisième étape consiste à appliquer l'algorithme de Van De Beek qui a pour rôle la détection de l'emplacement du préfixe cyclique à synchroniser et l'estimation du décalage en fréquence, les deux étapes qui suivent consistent à supprimer le préfix cyclique et le décalage en fréquence du signal entrant, ce qui donne un symbole OFDM de longueur égale à 256, ensuite une FFT est appliquée pour que le symbole OFDM passe du domaine temporel au domaine fréquentiel, la septième étape consiste à , enlever les 25 symboles de référence les 53 zéros de remplissages des deux bords ,ce qui donne un symbole OFDM de 125 symboles de données, ensuite calculer les coefficients d'égalisation à l'aide d'un ajustement linéaire pour I et Q en fonction des symboles de références, et appliquer l'égalisation aux symboles de données , la dixième et dernière étape consiste récupérer les bits d'informations du début en convertissons les symboles en bits.

5.4.4.2 Résultats

Il est important de s'assurer que le IQ rate est le même que celui qui a été appliqué dans le programme d'émission qui est 5 Mégas échantillons par seconde, les résultats de la simulation de ce programme est comme suite :

Diagramme de constellation avant l'égalisation

La figure suivante montre les constellations avant d'appliquer un égaliseur qui sert généralement à réduire les IES en supprimant les perturbations du canal sur le signal transmis, ce qui explique le résultat de ces constellations dans la figure 77 qui montre que les constellations ne sont pas bien placées et cela est dû au IES.

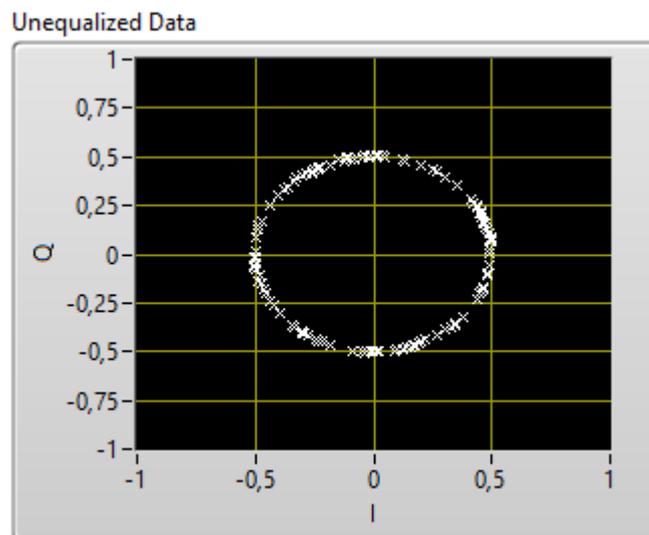


Figure 70 constellations avant égaliseur

Remarque : la rotation des constellations, est due au décalage de fréquence d'échantillonnage qui a été introduit à travers la palette des **IQ Empariments**, présenté précédemment.

Diagramme de constellations après égalisation

Après l'égalisation, les constellations deviennent moins affectées aux IES comme dans les figures suivantes :

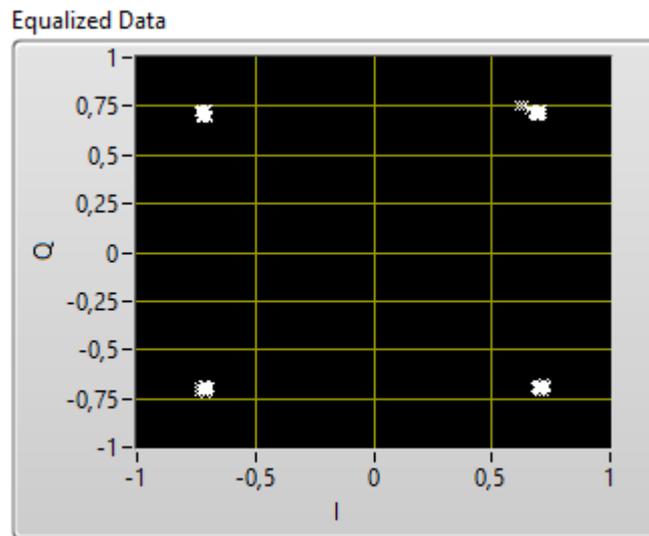


Figure 71 constellations après égaliseur

Le spectre en fréquence

La figure suivante montre le spectre en fréquence du signal d'un symbole OFDM et qui est très similaire à celui qui a été obtenu en émission.

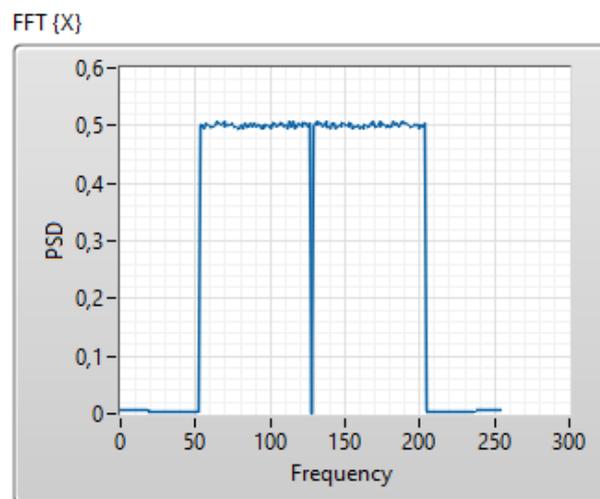


Figure 72 représentation spectrale du signal OFDM

5.4.5 La chaîne OFDM USRP sous Labview

Les résultats de la transmission simulée précédente vont être comparés à une transmission réelle en utilisant deux USRP 2920.

La réalisation de la chaîne de transmission OFDM en utilisant des USRP sous Labview reste la même que la précédente mais en ajoutant quelques programmes qui concernent les USRP.

LabView utilise le pilot NI-USRP pour spécifier la configuration matérielle USRP, et envoyer et recevoir des données I/Q en bande de bases correctement formatées. Comme il a déjà été mentionné précédemment, les deux chaînes d'émission et de réception sont programmées séparément mais vont être simulées simultanément. Les résultats de simulation des deux chaînes se font à travers la visualisation des mêmes paramètres que dans la chaîne OFDM présentée précédemment, et cela dans le but de comparer les résultats dans les deux cas, théorique et pratique.

Les huit fonctions NI-USRP qui ont été utilisées dans cette simulation sont généralement les plus utilisées, ils sont représentés dans la figure suivante :

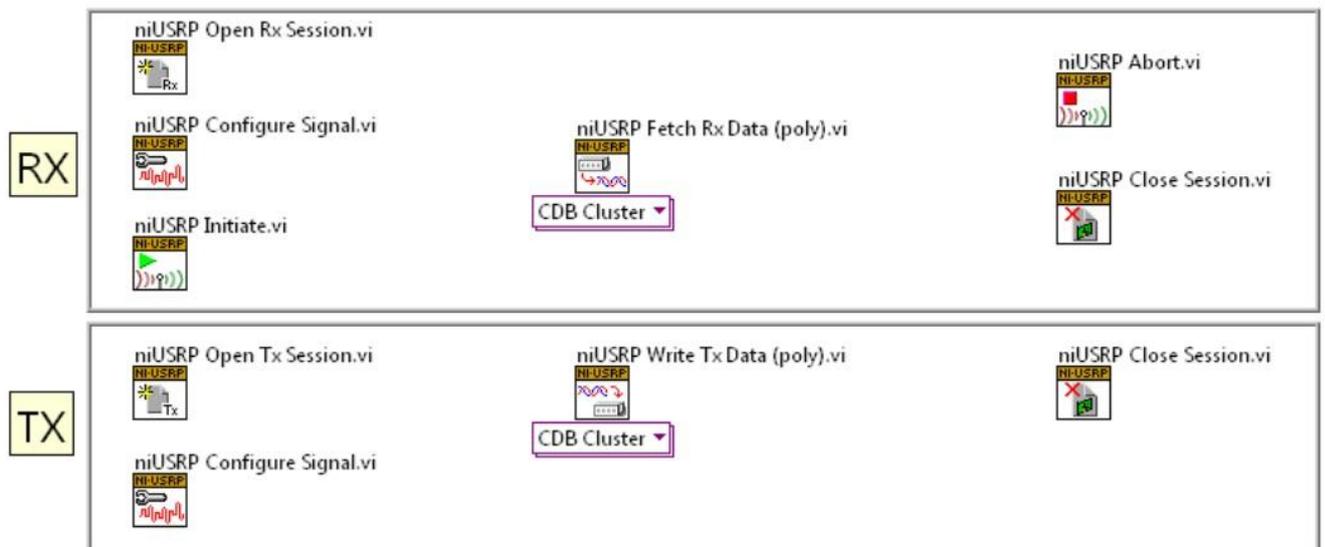


Figure 73 les huit fonctions NI-USRP les plus utilisées

Le rôle de chacune de ces fonctions NI-USRP est comme suite :

niUSRP Open Rx Session.vi : cette session RX ne peut être utilisée qu'en réception, son rôle est de créer une session logicielle avec l'USRP pour recevoir le signal RF. Une session est très nécessaire pour envoyer les données de configuration et récupérer les données IQ de l'USRP.

niUSRP Configure Signal.vi : ce VI peut être utilisé avec une session de réception (RX) ou une session de transmission (TX), il sert à définir le débit IQ des données en échantillons par seconde, la fréquence porteuse, le gain et l'antenne active.

niUSRP Initiate.vi : c'est un VI qui ne peut être utilisé qu'avec une session de réception (Rx), il sert à démarrer la session de réception et indique à l'USRP que toute la configuration est complète et qu'il devrait commencer à recevoir les données IQ.

niUSRP Open Tx Session.vi : elle ne peut être utilisée qu'avec une fonction Tx, ce VI et le premier utiliser pour crée une connexion à l'USRP afin de transmettre le signal RF. Une session est nécessaire pour envoyer les données de configuration et les IQ data à l'USRP.

niUSRP Fetch Rx Data (polymorphic).vi : son rôle et de récupérer les données à partir d'un USRP qui possède une session RX crée par le VI niUSRP Open Rx Session. C'est un VI polymorphe ce qui signifie qu'il existe plusieurs versions du VI, afin de choisir celons le type de données utilisées.

niUSRP Write Tx Data (poly).vi : il permet d'envoyer les donné IQ à l'USRP pour qu'il les transmettent à la fréquence porteuse spécifiée par le VI niUSRP Configure Signal.

niUSRP Abort : c'est un VI qui ne peut être utilisé qu'avec une session Rx, il indique à l'USRP d'arrêter une acquisition en cours.

niUSRP Close Session.vi : son rôle est de fermer la session Rx ou Tx en cours et libérer la mémoire qui été utilisée par cette session. Après avoir fait appel à ce VI il ne sera plus possible de transmettre ni de recevoir les données du USRP jusqu'à ce qu'une nouvelle session est ouverte.

5.4.6 Réalisation de la chaine d'émission

La structure de la chaîne d'émission OFDM + USRP est comme suivant :

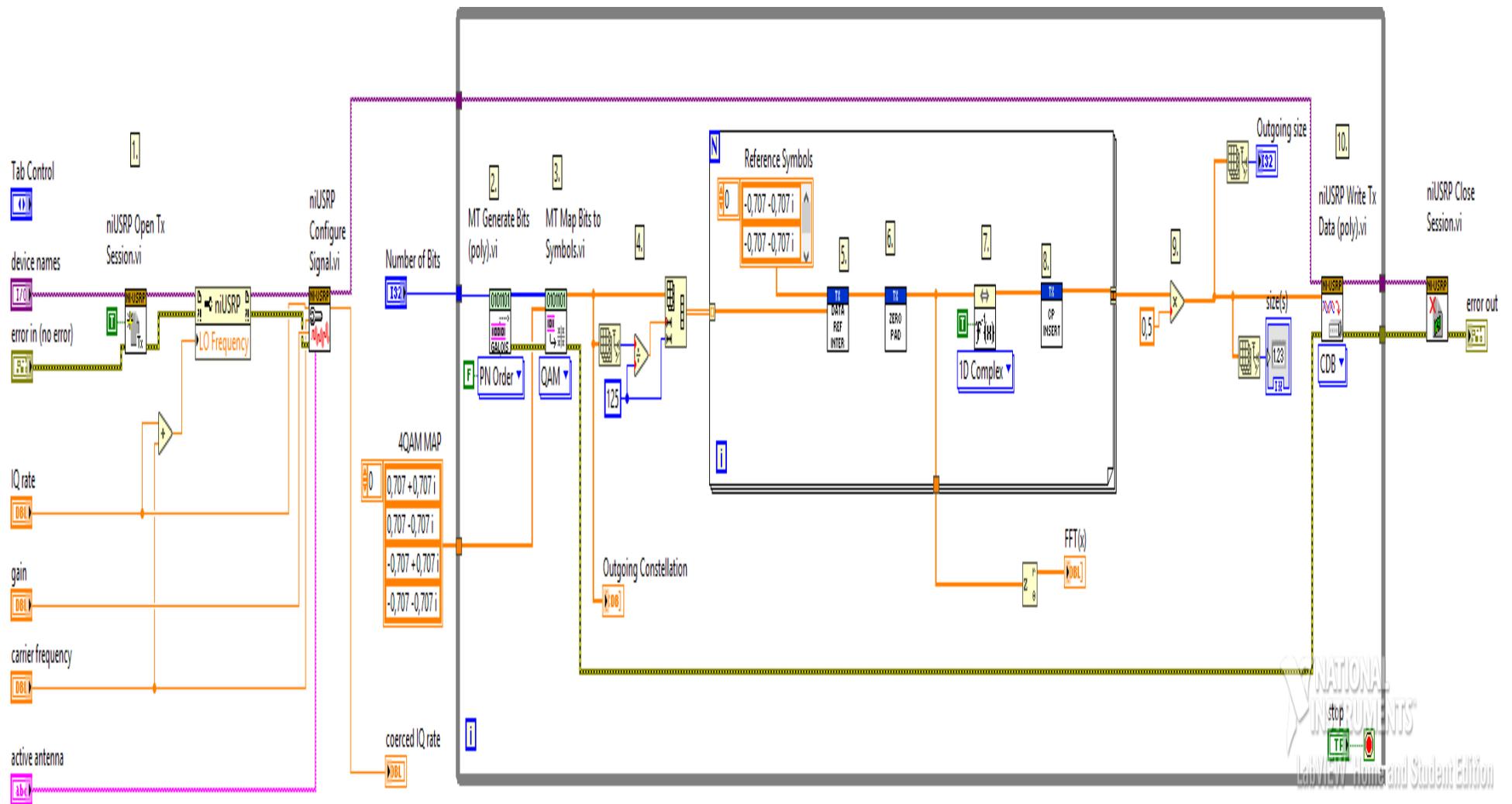


Figure 74 structure de la chaîne d'émission OFDM + USRP

5.4.6.1 Processus d'émission

Le processus d'émission commence par initialiser l'USRP en réglant les paramètres d'émission, ensuite de l'étape 2 à l'étape 9 le même processus d'émission se répète, et la dernière étape consiste à transmettre I et Q en utilisant le niUSRP Write Tx data.vi.

5.4.6.2 Résultats

Avant de lancer la simulation, il faut fixer les paramètres suivants :

- ✓ adresse IP de l'USRP qui se chargera de l'émission : 192.168.10.2
- ✓ un débit de 5 MS/s.
- ✓ une fréquence porteuse de 1.25 Gb.
- ✓ nombre de bits à transmettre : 1250 bits.

Après avoir lancé la simulation les résultats de la chaîne d'émission apparaissent comme suite :

Diagramme de constellations

La figure suivante représente les points de constellations à la sortie du modulateur.

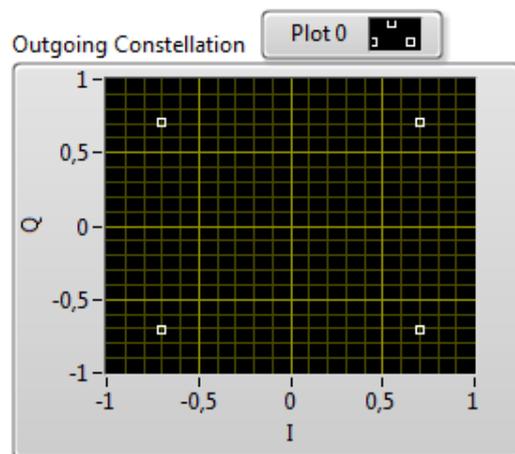


Figure 75 diagramme de constellations

Le spectre en fréquence

La figure suivante représente la forme du spectre en fréquence du signal, il contient les 53 zéros de bourrage sur les bords de la bande passante et la porteuse nul au milieu.

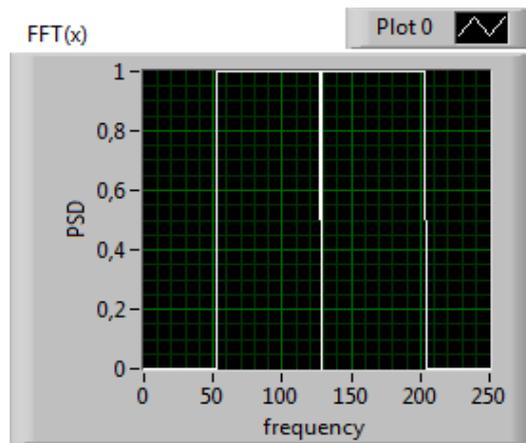


Figure 76 représentation spectrale du signal OFDM

Remarque

Les résultats de la chaîne d'émission en utilisant les USRP sont identiques aux résultats trouvés dans la chaîne d'émission OFDM précédente, ceci dit que notre émission en utilisant les USRP a réussi.

5.4.7 Réalisation de la chaîne de réception

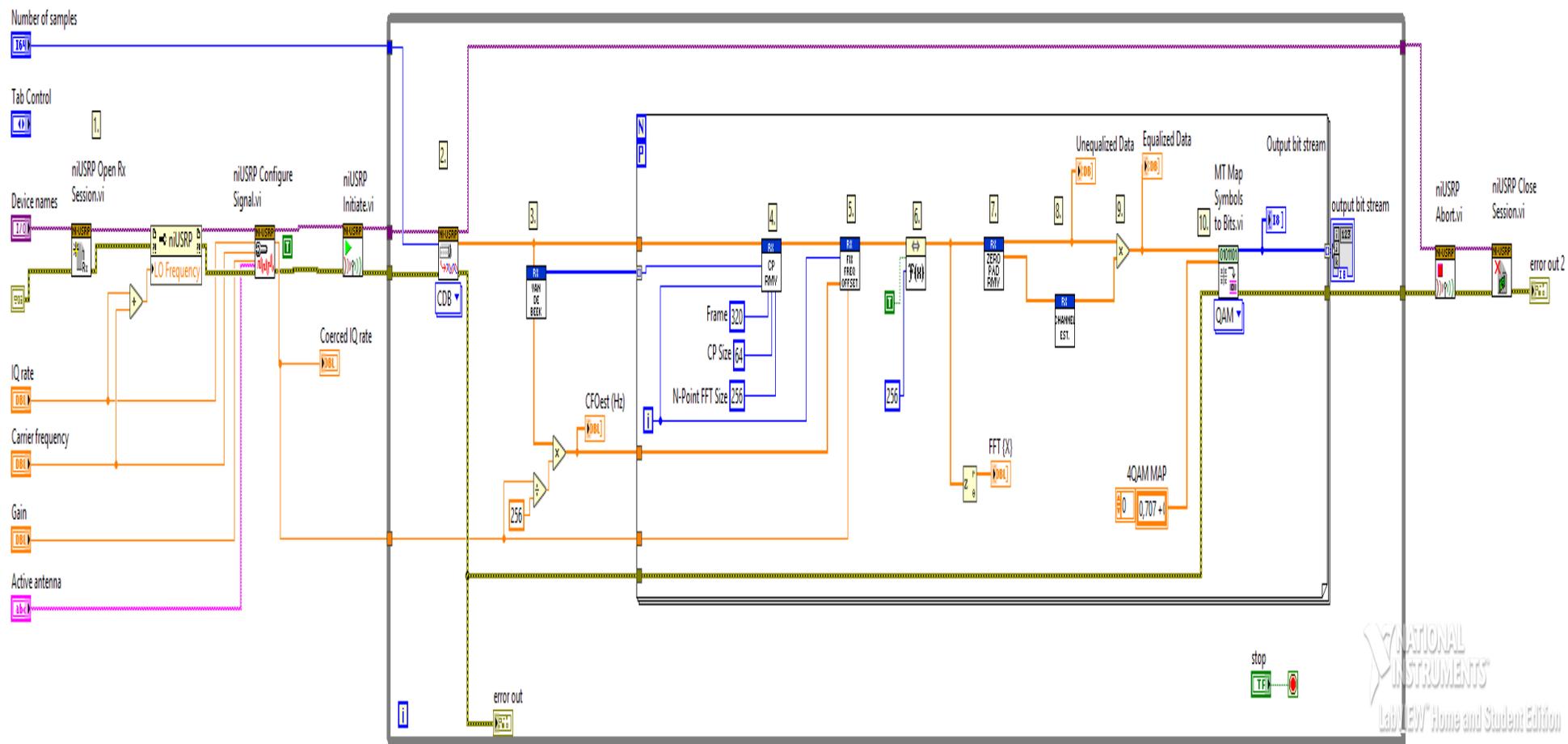


Figure 77 structure de la chaîne de réception OFDM + USRP

5.4.7.1 Processus de réception

Le processus de réception est le même que celui qui a été utilisé dans la chaîne de réception OFDM, la seule différence est l'initialisation de l'USRP en réglant les paramètres de réception, tel que la fréquence porteuse, l'adresse IP de l'USRP ect.

5.4.7.2 Résultats

Avant de lancer la simulation il faut fixer les paramètres suivants :

- ✓ adresse IP de l'USRP qui se chargera de la réception : 192.168.10.3
- ✓ un même débit de 5 MS/s que celui qui a été utilisé précédemment.
- ✓ une même fréquence porteuse de 1.25 Gb.

Après avoir lancé la simulation les résultats suivants apparaissent :

Diagramme de constellations :

Les points de constellations avant d'appliquer l'égaliseur montrent la présence d'interférences entre les symboles qui sont dus à différentes erreurs de transmissions, et ils sont représentés dans la figure suivante :

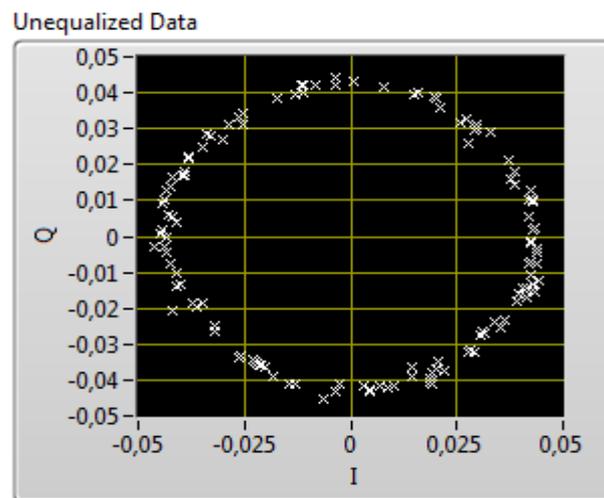


Figure 78 constellations avant égaliseur

La rotation des constellations est due au décalage des instants d'échantillonnages au niveau de l'émetteur et du récepteur, et qui par conséquent introduit un décalage de fréquence d'échantillonnage entre l'émetteur et le récepteur, et qui se manifeste par la rotation de la phase dépendante des symboles.

Après l'application de l'égaliseur les points de constellations montrent que les données deviennent moins affectées aux interférences entre les symboles, comme dans la figure suivante :

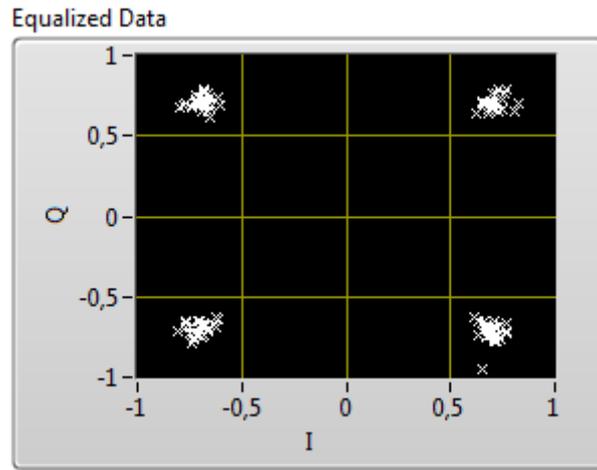


Figure 79 diagramme de constellations après égaliseur

Le spectre en fréquence

Le spectre de fréquence suivant, montre la forme du spectre OFDM, le trait au milieu du spectre appartient à la porteuse nulle introduite.

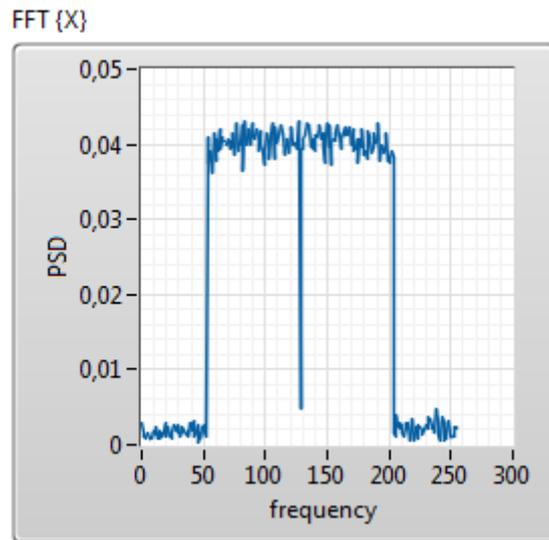


Figure 80 représentation spectrale du signal OFDM

Remarque

Les résultats de la chaîne de réception en utilisant des USRP sont très proches de ceux qui ont été trouvés dans la simulation précédente.

5.5. Conclusion

Après avoir réalisé cette implémentation, on peut dire que le comportement du signal sur ce canal de communication réel est presque le même, que le signal simulé, mais avec plus d'erreurs et d'interférences, et ceci est dû aux sources d'erreurs plus importantes que le signal peut subir lors de sa transmission qui peuvent parvenir de plusieurs et différentes éléments comme le bruit introduit par les USRP, la distance entre ces deux , et sa peut aussi parvenir du canal.

On peut dire aussi que les données ont été transmises avec succès au récepteur.

Conclusion Générale

Le système LTE représente une évolution à long terme de l'UMTS, son apparition est due essentiellement à la croissance fulgurante du trafic des données mobiles dans les réseaux de télécommunications dites de troisième génération, l'intérêt du réseau quatrième génération ou 4G, et de faire face aux exigences de la clientèle des opérateurs, en proposant un plus grand débit, et de nouveaux services, pour cela le réseau LTE a opté pour la modulation multi porteuse OFDM qui présente l'avantage d'être robuste à l'évanouissement généré par le canal radio dans lequel l'onde se propage.

Ce mémoire est organisé en quatre étapes qui représentent les quatre chapitres, dans un premier temps nous avons évoqué le réseau LTE, le LTE-A et le release 11 qui ont été développés pour garantir de meilleures performances, ainsi que la couche physique et MAC en citant les principales fonctions de ces dernières, dans le même chapitre la structure de la trame LTE a été expliquée en détail pour les systèmes utilisant le mode FDD ou TDD.

Dans le deuxième chapitre, une étude détaillée de la modulation OFDM a été faite, en premier lieu, nous avons donné les définitions et les principes basiques de cette modulation ainsi que les avantages et inconvénients de cette dernière, ensuite nous avons présenté les techniques d'accès SC-FDMA et OFDMA utilisés respectivement en voie montante et descendante dans un système LTE. À la fin de ce chapitre une simulation a été réalisée sur la technique OFDM et SC-FDMA. La simulation sous l'outil Simulink que nous avons réalisé a pu mettre en relief les intérêts et les performances de la modulation OFDM et de la SC-FDMA d'un point de vue taux d'erreur binaire, diagrammes de constellations et diagramme de l'œil, et la forme de la DSP du signal, le résultat de ces deux simulations ont bien démontré leur robustesse contre les IES que peut évoquer le canal.

L'un des éléments incontournables dans un système de transmission est le canal de transmission et le codage canal, c'est ce qui a fait l'objet du troisième chapitre dans lequel nous avons défini en premier lieu le canal de transmission et expliqué les différents phénomènes physiques qui peuvent nuire au signal d'information lors de sa propagation dans un canal à trajets multiples comme la réflexion ou l'effet d'ombrage, dans un second lieu nous avons évoqué l'une des techniques qui peuvent protéger le signal de ces perturbations dû au canal, ce sont les codes LDPC utilisés en LTE. La deuxième solution qui peut fortifier la liaison radio est la technique MIMO que nous avons expliquée dans le même chapitre et qui fonctionne très bien dans les canaux à trajets multiples, et grâce à sa technique de multiplexage on peut même faire augmenter le débit, à la fin de ce chapitre nous avons réalisé une simulation MIMO-OFDM sous l'outil Simulink pour mieux visualiser les intérêts et performances de cette technique à travers le tracer du BER en fonction du SNR, le diagramme de l'œil et de constellations et la forme de la DSP du signal.

une présentation globale du logiciel Labview est présentée en annexe, avec lequel étaient réalisés les simulations dans le chapitre quatre, on a commencé par définir ce logiciel développé par la société américaine National Instrument, et qui sert à remplacer n'importe quel instrument de mesure qui peut être trouvé dans un laboratoire de recherche par un programme en utilisant un

langage graphique, ensuite nous avons donné un aperçu sur les étapes nécessaires pour créer un projet sous ce logiciel, ainsi qu'une présentation de ses interfaces et des bibliothèques qu'il peut contenir.

Le but principal de ce mémoire était de réaliser une implémentation OFDM sur une plateforme matérielle et c'est dans le quatrième chapitre que cette partie a été entamée. Dans un premier temps, une simulation OFDM sous le logiciel Labview a été réalisée, il était possible de visualiser à travers cette simulation le spectre en fréquence du signal OFDM ainsi que les constellations en émission et en réception, l'amplitude de la porteuse en phase et le tracé de magnitude et de la phase du signal. Dans un deuxième temps, nous avons utilisé des USRP pour envoyer le même signal OFDM à travers un canal de transmission réel, après avoir réalisé cette implémentation, les résultats obtenus étaient presque similaires aux résultats du signal simulé, on a pu dire alors que le signal a été transmis avec succès au récepteur.

Bibliographie

- [1] H. Zerrouki, D. Betouaf, W. Boumechera, Développement d'un Outil de Dimensionnement et de Planification d'un Réseau 4G-LTE, faculté de technologie tlemcen, 2015.
- [2] G. pojolle, Y. bouguen, R. hardouin, F. wolff, la révolution de l'UMTS LTE et les réseaux 4G, eyerolles, 2012.
- [3] N. Amrani, D. Kohkoh, Système 4G : Étude et simulation de l'interface radio LTE-Advanced dans un environnement monocellulaire et multicellulaires, Faculté Des Sciences et Techniques Fès, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 2013.
- [4] T. Nakamura, LTE Release 12 and Beyond, LTE Africa 2013, 2013.
- [5] Rachida, Alliche, Gheddou, étude d'un standard de communication LTE, université de bejaia, 2016-2017.
- [6] H. Mounira, Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS, université mohamed kheidar biskra, 2014.
- [7] I. Beneddra, K. Mokhdar, F. Bendimerad, M. Benyarou, Etude de l'effet de modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances de l'amplificateur radio fréquence, faculté de technologie tlemcen, 2015.
- [8] G. pojolle, Y. bouguen, E. hadouin, F. wolff, LTE et les réseaux 4G, eyrolles, 2012.
- [9] M. Moussaoui, A. Bennani, A. Loukili, A. Mounir, H. Guennouni, Y. Khamilichi, 3GPP long terme evolution.
- [10] Tounsi, K. Boukendoul, K. Messaoudene, ESTIMATION DE CANAL POUR LA VOIE DESCENDANTE DANS LE RESEAU LTE, université abdarahman mira - bejaia, 2016.
- [11] launacy, Frédéric, les réseaux mobiles 4G et 5G LTE advanced, paris: YD word press developer, 2011.
- [12] Debbah, Mérouane, Introduction au principes de l'OFDM, 3 rue Joliot-Curie 91192 GIF SUR YVETTE CEDEX, France..
- [13] H. Djellab, M. Farhi, S. Helaimia, Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM, UNIVERSITE LARBI TEBESSI - TEBESSA, 2016.
- [14] Launay, Frédéric, Les réseaux de mobiles 4G et 5G, 2011.
- [15] Piskonova, M. Naïm, K. Batani, M. Christian Gargour, TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE, MONTRÉAL, 19 DÉCEMBRE 2003.

- [16] S. Traverso M. Ariaudo, OPTIMISATION CONJOINTE DE MÉTHODES DE LINÉARISATION DE L'ÉMETTEUR POUR DES MODULATIONS MULTI-PORTEUSES, France.
- [17] M. Sayah Moad, N. Aounallah Nacer, O. Belhammou, A. Bassa, Performance d'un Système de Communication OFDM, 2017.
- [18] Manga, P. Georges, ÉTUDE DE PERFORMANCE D'UNE LIAISON SANS FIL OFDM DANS UN CANAL COMPLEXE, Québec, 2012.
- [19] F.Nafaa, D. Schehrazed, T. Chafia, Contribution à l'optimisation d'un réseau LTE : Adaptation du HANDOVER, 2017.
- [20] J. Palicot, Y. Sosthène , Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA.
- [21] A. Abdelhafid, A. Slimane Zohra, Y. Sienpégnou Hippolyte, A Sharif, EVALUATION DES PERFORMANCES DES TECHNIQUES D'ACCÈS OFDMA ET SC-FDMA DANS LA TECHNOLOGIE LTE, tlemcen, Juillet 2012.
- [22] Toskala, H. Harri, Antti, LTE FOR UMTS OFDMA AND SC-FDMA BASED RADIO ACCESS, © 2009 John Wiley & Sons, Ltd.
- [23] A. Mohamed, B. Kafia, M. Karima, ESTIMATION DE CANAL POUR LA VOIE DESCENDANTE DANS LE RESEAU LTE, université de bejaia, 2016.
- [24] A. Alliche, R. Gheddou, Etude d'un standar de communication LTE, université de bejaia, 2017.
- [25] F. Bendimerad, M. Bendimerad, K. Daoud, SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET OFDM POUR LES RESEAUX 5G, faculté de technologie, tlemcen, 2016.
- [26] A. Farrouki Baouni, Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM.
- [27] H. M. M. Bahri, Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [28] E. Boutillon, M. Fossorier, J. Doré, Optimisation conjointe de codes LDPC et de leurs architectures de décodage et mise en œuvre sur FPGA, INSA de Rennes, France, 2007.
- [29] F. Menezla, R. Meliani, LE DECODAGE ITERATIF DES CODES CORRECTEURS D'ERREURS (LES CODES LDPC ET LES TURBO-CODES), Université Djillali Liabès, BP 89, 22000 Sidi Bel-Abbès, Algérie.
- [30] Taleb, H. Ait, MIMO-OFDM POUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL DANS LES MINES SOUTERRAINES, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, AOÛT 2017.

- [31] N. Khamtache, R. Kahina, C. Sekkai, Strategies MIMO (Multiple input Multiple output) dans les réseaux de capteurs sans fil, 28 septembre 2017.
- [32] G. Burel, B. Vrigneau, Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies, l'Université de Bretagne Occidentale, 6 may 2010.
- [33] M. Bahri, H. Belbachir, H. Belkhiter, Simulation des antennes MIMO adaptatives associées avec la technique MC-CDMA, Tlemcen, juin 2015.
- [34] Djiknavorian, Pascal, MIMO pour les nul, édition révisé Janvier 2007, janvier 2006.
- [35] Mokhtar, L. Fergani, N. Boutegui, etude et simulation d'un système de communication MIMO/OFDM, 2015.
- [36] «wikilivre,» 17 juillet 2016. [En ligne]. Available: https://fr.wikibooks.org/wiki/Initiation_Labview. [Accès le 20 février 2019].
- [37] M. Ammar Kouki, M. François Gagnon, N. Amine EL OUNI, IMPLÉMENTATION D'UN SYSTÈME DE LOCALISATION D'INTÉRIEUR BASÉ SUR LES RADIOS LOGICIELLES, MONTRÉAL, LE 8 JUILLET 2014.
- [38] Masri, A. Ahmad, LOCALISATION SUR UNE PLATEFORME RADIO DÉFINIE PAR LOGICIEL, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, DÉCEMBRE 2012.
- [39] M. François Gagnon, M. Claude Thibeault, M. Bouanen, UN SYSTÈME DE COMMUNICATION OFDM À FAIBLE PROBABILITÉ D'INTERCEPTION, MONTRÉAL, LE 11 JUILLET 2013.
- [40] Ettus Research, «About USRP Bandwidths and Sampling Rates,» [En ligne]. Available: https://kb.ettus.com/About_USRP_Bandwidths_and_Sampling_Rates#FPGA_Processing_Bandwidth. [Accès le 2 avril 2019].

Annexe 1

Le logiciel LabView

1. Introduction

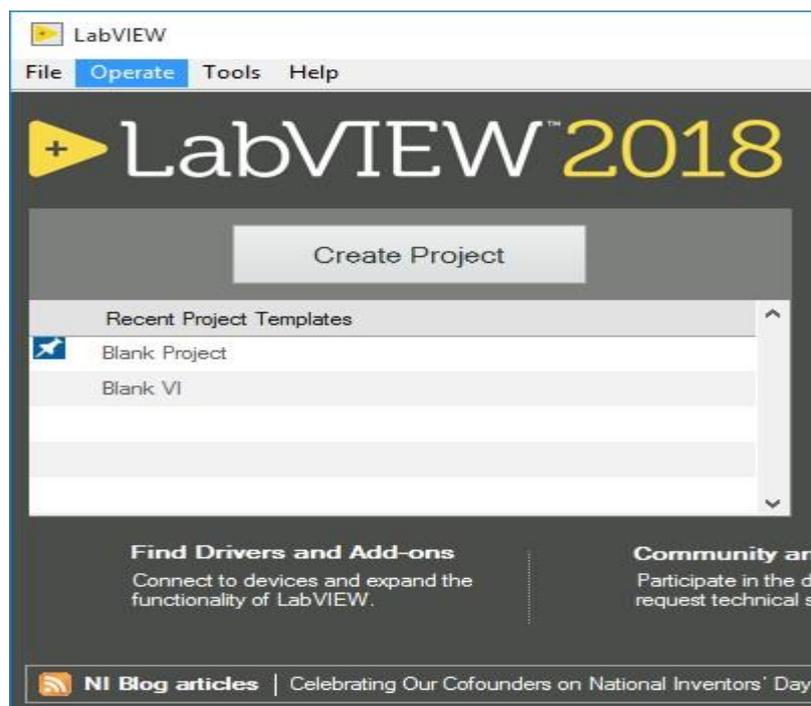
LabView (Laboratory Virtuel Instrument Engineering Workbench), est un logiciel qui a été conçu par la société américaine National Instrument, pour développer des programmes d'applications spécialisées en informatique industrielle et scientifique, il s'appuie sur un langage de programmation graphique, dédié à l'analyse mathématique des mesures, au contrôle et à la présentation des données,

C'est un logiciel dans lequel on manipule des objets graphiques contrairement au logiciel textuel, comme Pascal ou C, ou encore Fortran. LabView nous permet de réaliser graphiquement des modules logiciels qu'on appelle VI pour dire (Virtuel Instrument) au lieu d'écrire un programme textuel, un VI nous permet d'acquérir à des données de fichier ou de cartes électroniques d'entrée/sortie afin de les analyser et les afficher sur des interfaces homme-machine.

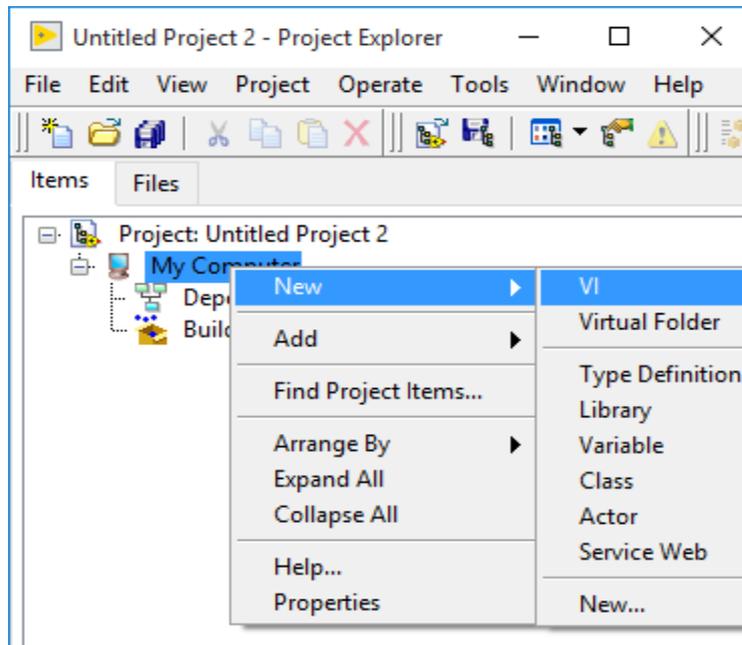
Les instruments de mesure que dispose un laboratoire peuvent être remplacés par un ordinateur, muni d'une carte d'acquisition et du logiciel LabView pour remplacer un voltmètre par exemple ou autres instruments qui peuvent se trouver dans un laboratoire [36].

2. Création d'un projet

Pour créer un nouveau projet, on clique sur « blank Project » ou « projet vide », dans la fenêtre suivante :



En cliquant sur « blank Project » une nouvelle fenêtre apparaît, on met un clic droit sur « my computer » ou « mon ordinateur » et on choisit « new » puis « VI » comme montré dans la figure suivante :



En cliquant bouton droit sur « VI » les deux fenêtres de la face avant et du diagramme apparaissent.

3. Présentations de l'interfaces

Le logiciel Labview utilise un langage Graphique qu'on appelle le langage G, et la représentation de n'importe quelle application sous LabVIEW se fait sous forme de VI, ce dernier est composé de deux grandes parties liées :

La face avant ou front panel : elle représente l'interface utilisateur là où l'on dessine et on place tous les éléments visuels, comme les contrôles d'entrée : bouton, interrupteur, potentiomètre..., elle se présente comme ceci :

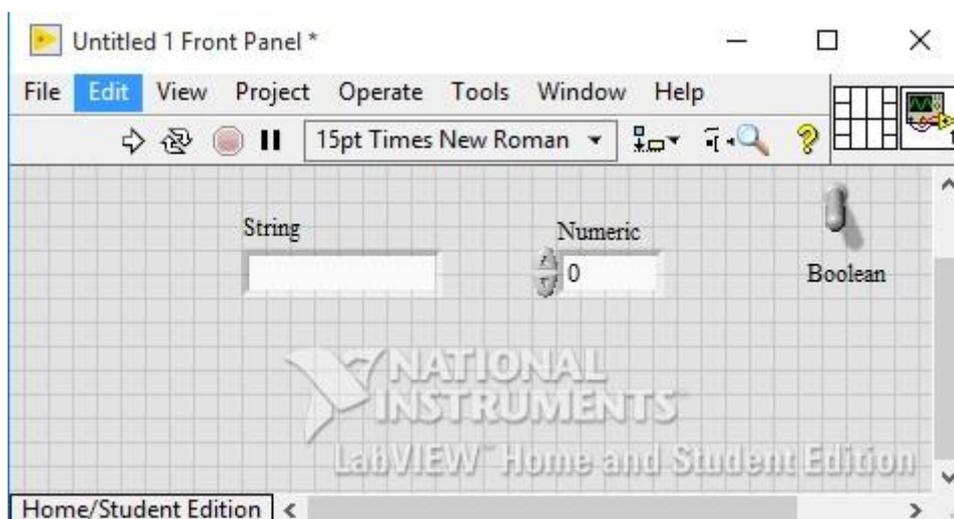


Figure 81 face avant du logiciel LabView

Dans la figure précédente, nous avons placé trois terminaux de contrôle une chaîne de caractères une booléenne et un nombre réel, on peut saisir les données de ces variables depuis la face avant.

Il n'y a pas que ces trois variables qu'on peut utiliser, il existe une multitude d'objets graphiques que l'on peut placer sur cette face grâce à un menu commande qui propose des terminaux classés par types de variable et par type de terminaux (contrôle, indicateur), il suffit d'un clic droit sur la face avant pour afficher le menu commandé illustré dans la figure suivante.

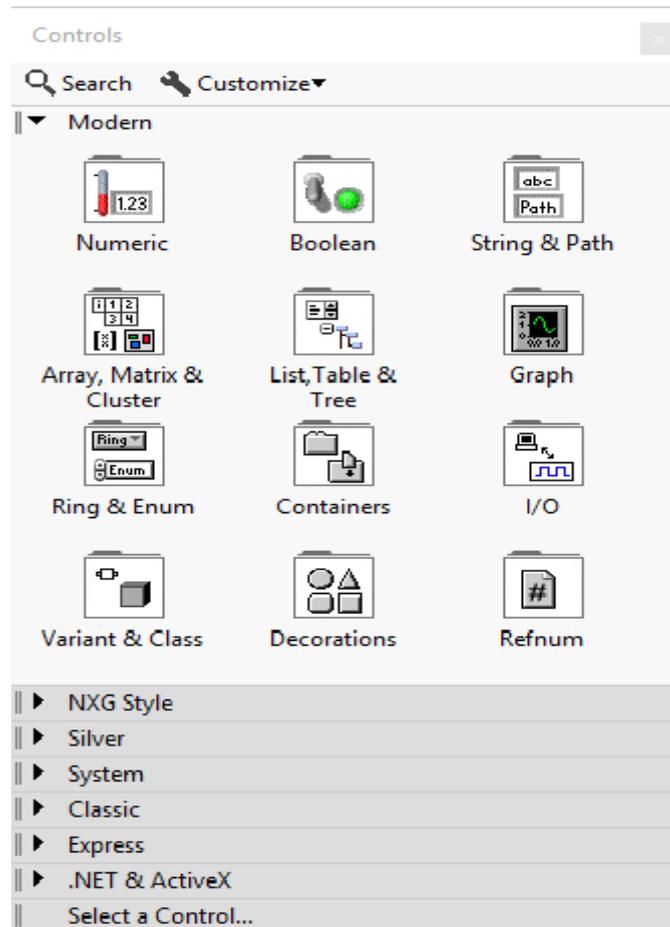


Figure 82 menu commande

Le diagramme (block-diagram)

Ce bloc permet de décrire et afficher le fonctionnement du VI, en utilisant le langage graphique qui permet de décrire le programme dictant le comportement de l'application, il faut savoir que lorsqu'on crée n'importe quel objet dans le front panel ou la face avant, il sera aussi créé dans le bloc-diagramme [36], la figure suivante montre la structure du bloc-diagramme :

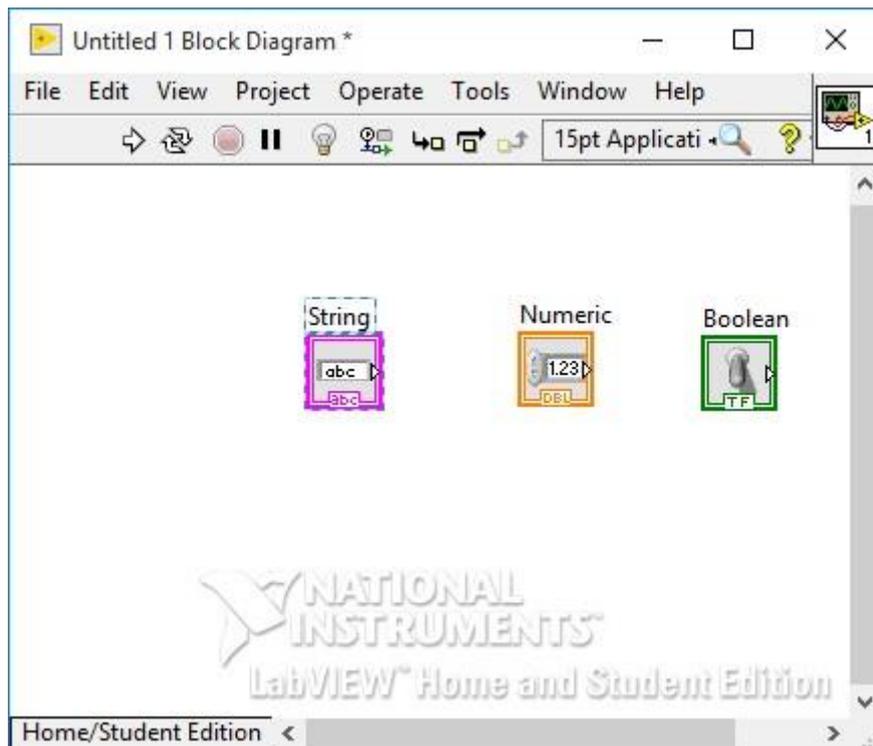


Figure 83 block diagramme

Ce bloc dispose aussi d'un menu qu'on appelle « menue fonctions ». On remarque que les trois variables placées dans ce bloc, la chaîne de caractères, la booléen et la variable double sont les mêmes variables que nous avons placées tout à l'heure dans la face avant et qui représenter les objets graphiques, elles se sont automatiquement insérées lorsqu'on nous les avons placés dans la face avant.

On peut relier entre les variables grâce à l'outil bobine.

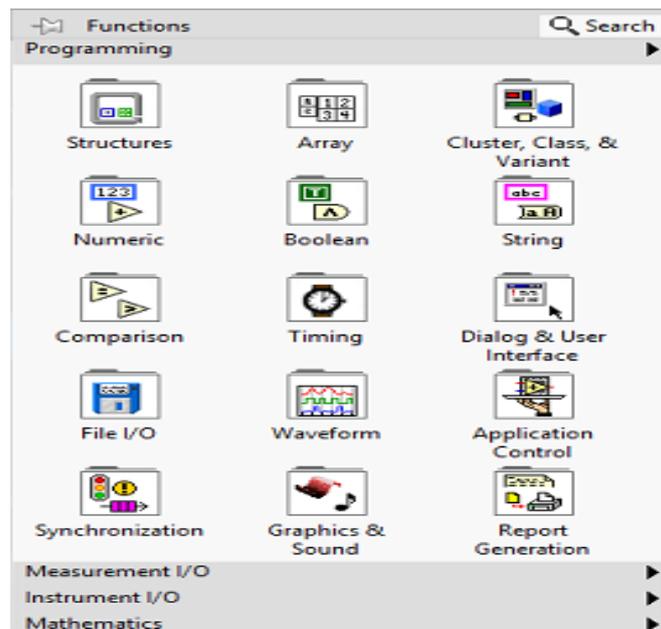


Figure 84 Menu fonctions

4. Les sous-menus commandes et fonctions

Il s'agit des différentes bibliothèques qui existent dans les sous-menus commandes et fonctions voici ci-dessous quelques exemples :

- **Exemple de sous menu du menu commandes**

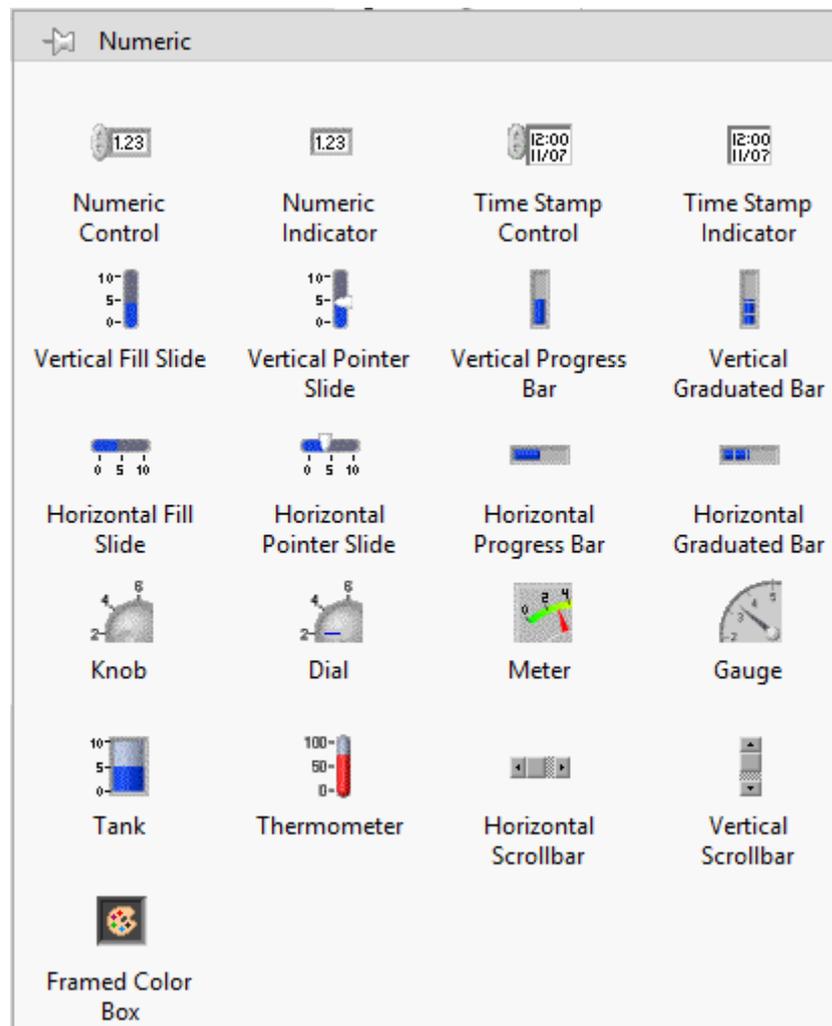


Figure 85 bibliothèque numérique de la face avant

On remarque que la bibliothèque numérique de la face avant contient des indicateurs et des commandes, il existe plein d'autres bibliothèques comme booléennes, string and path, graphe et plein d'autres.

- **Exemple de sous-menu du menu fonctions**

Une bibliothèque numérique de bloc-diagramme contient des opérations arithmétiques, des incréments et décréments, des fonctions courantes, des valeurs constantes, des variables aléatoires etc.

On peut trouver d'autres types de bibliothèque comme : bibliothèque des structures, des booléennes, des waveforme, des graphics & sounds, des applications contrôles, et pleins d'autres encore.

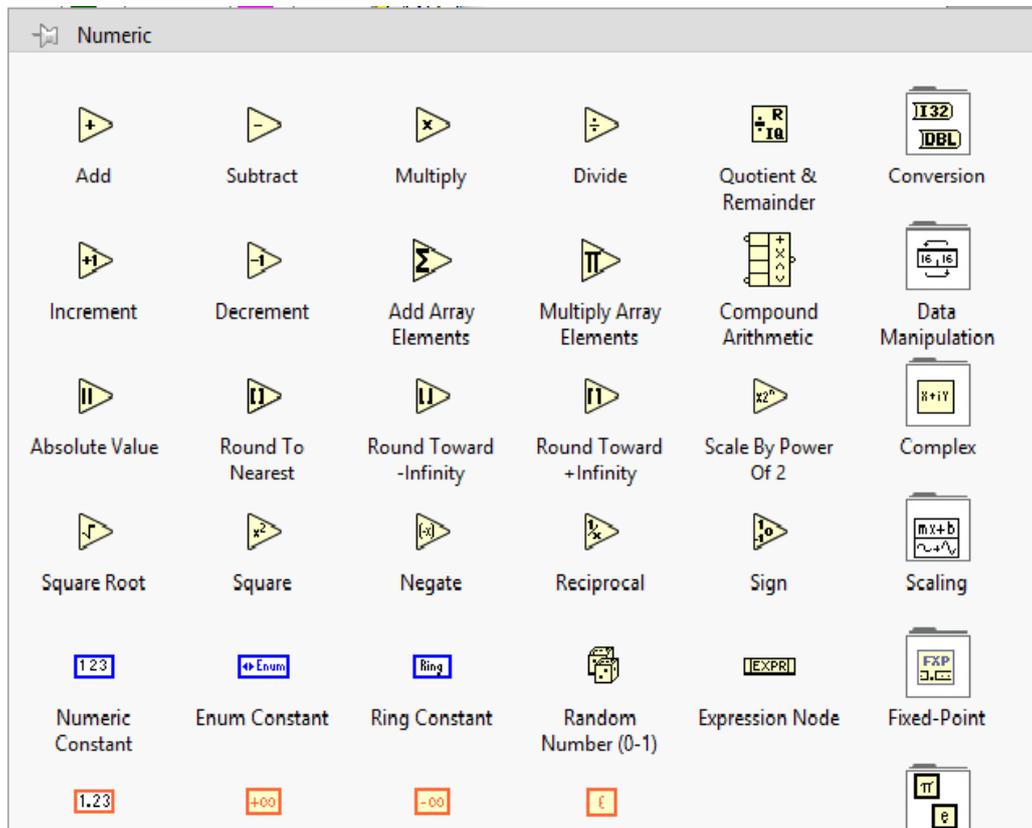
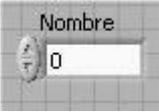
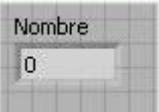
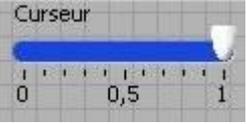
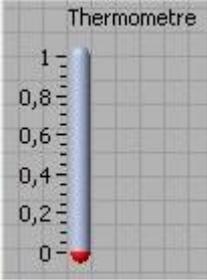
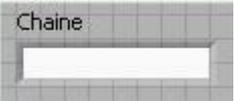
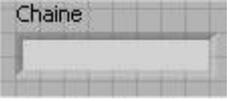


Figure 86 bibliothèque numérique du bloc diagramme

5. Les terminaux et les variables

Le langage G ou graphique utilisé dans LabView fait appel à deux types de terminaux, les terminaux « contrôles » et les terminaux « indicateur », la différence entre les deux est que le premier est accessible à l'écriture alors que le deuxième est utilisé pour l'affichage ou pour la lecture.

Labview possède quatre types de variable, les chaînes de caractères les variables, les booléennes et les réels, dans le tableau suivant on donnera un exemple de terminaux associé aux quatre types de variables.

6. Les fils associer au variables

LabView a attribué un code couleur et une représentation spécifique à chaque fils correspondant à une variable, la représentation est comme suite :

Booléenne



Vert

Chaine de caractère



violet

Nombre réelle



orange

Nombre entier



bleu