

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique
Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes des Télécommunications**

Implémentation d'un système OFDM avec estimation least squares(LS) sur module NI-USRP 2920

Présenté par :

HANNACHI Sihem

LOUNIS Abdel Hamid

Sous la direction de :

DR. GHADJATI Mohamed

Juillet 2021

Remerciements

Tout d'abord, nous tenons à remercier Allah, le tout puissant et le Miséricordieux de nous avoir donnés la santé, le courage, la volonté et la Patience, sans lui, nous n'aurons pu accomplir ce travail.

Nous remercions notre enseignant le docteur GHADJATI Mohamed pour leur encadrement, qui a su diriger ce travail avec efficacité et rigueur tout en nous laissant libre dans nos choix et nos travaux

Un très grand merci à nos très chers parents, pour leurs soutiens, leurs encouragements, leurs sacrifices, eux qui nous ont guidées vers le chemin de la réussite.

Merci aux membres du jury de nous d'avoir d'examiner ce travail.

Merci à tous ceux qui, de quelque manière que ce soit, par un conseil, une idée, un coup de main ou tout simplement leur amitié, nous ont aidées à réaliser ce travail.

Enfin, un remerciement spécial à moi-même.

Résumé

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, en deuxième partie une étude d'estimation de canal OFDM sera faite avec la représentation de l'estimateur LS et MMSE et les avantages et les inconvénients de chacun d'eux.

L'objectif de ce mémoire est de réaliser une implémentation d'estimateur de canal 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, en première étape une simulation sous Labview sera réalisé et les résultat avant l'égaliseur seront comparés avec celle après l'égalisation, en deuxième étape une implémentation sur la carte USRP-2920 et les résultats de l'expérience seront comparés à celle de simulation OFDM sous Labview sans l'utilisation des USRP-2920.

Abstrac

The LTE network brings an improvement in the speed and quality of voice and data transmission, thanks to the use data of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), which allows on the one hand to combat the physical phenomena and disturbances due to the multipath channel, and on the other hand to improve the spectral efficiency and the capacity of the system. For this, a theoretical study will be made on the OFDM technique used in downlink, in the second part a study of OFDM channel estimation will be done with the representation of the LS and MMSE estimator and the advantages and disadvantages of each of them.

The goal of this thesis is to realize an implementation of OFDM channel estimator on a hardware platform, using Labview software and USRP which will represent the hardware platform, and which will platform, and which will take care of the transmission and the reception of the signal, in first stage a simulation under Labview will be carried out and the results before the equalizer will be compared with that after equalization, in the second step an implementation on the USRP-2920 board and the results of the experiment will be the results of the experiment will be compared with the results of the OFDM simulation under Labview without the use of the USRP- 2920.

ملخص

توفر شبكة LTE معدلا محسنا للبيانات وجودة الصوت من خلال استخدام OFDM والذي يسمح أولا بمكافحة الظواهر الفيزيائية والاضطرابات الناجمة عن القناة المتعددة المسارات وتانيا بتحسين الكفاءة الطيفية وقدرة النظام. من اجل ذلك، سيتم اجراء دراسة نظرية حول تقنية OFDM المستخدمة في ارسال البيانات باتجاه المستخدم. في الجزء الثاني، سيتم إجراء دراسة تقدير قناة OFDM. مع تمثيل مقدر LS و MMSE ومزايا و عيوب كل منهما.

الهدف من هذه الأطروحة هو تحقيق تطبيق مقدر قناة OFDM على منصة للأجهزة باستخدام برنامج Labview وجهاز USRP الذي سيمثل منصة الأجهزة، حيث سيقوم بارسال واستقبال الإشارة، في مرحلة أولى سيتم اجراء محاكاة ضمن برنامج LabVIEW، حيث سيتم مقارنة نتائج التجربة قبل المعادل وبعده، في مرحلة ثانية سيتم تطبيق عملي على جهاز USRP-2920 وسيتم مقارنة النتائج مع النتائج المتحصل عليها من تجربة المحاكاة على برنامج LabVIEW بدون استخدام جهاز USRP-2920

Sommaire

| | |
|--|----------|
| Remerciements | i |
| Résumé | ii |
| Abstrac | ii |
| ملخص | iii |
| Sommaire | iv |
| Liste des figures | viii |
| Liste des tableaux | x |
| Liste des abréviations | xi |
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre 1 : Généralités sur l’OFDM..... | 2 |
| 1.1 Introduction | 2 |
| 1.2 Présentation de l’OFDM..... | 2 |
| 1.2.1 Principe de l’OFDM..... | 2 |
| 1.3 Modulation de phase et d’amplitude | 3 |
| 1.3.1 Modulation d’amplitude d’impulsion (MPAM)..... | 5 |
| 1.3.2 Modulation de Phase Shift Keying (M-PSK)..... | 8 |
| 1.3.3 Modulation d’amplitude en quadrature MQAM | 9 |
| 1.4 Modulation de fréquence | 11 |
| 1.5 Modulation multi-porteuse | 12 |
| 1.5.1 Mise en œuvre discrète de Multi-porteuse | 13 |
| 1.5.1.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing | 13 |
| 1.5.1.2 Représentation matricielle du OFDM..... | 14 |
| 1.6 Démodulateur cohérent et non cohérent | 16 |
| 1.6.1 Démodulateur cohérent | 16 |
| 1.6.2 Démodulateur non cohérent | 17 |
| 1.7 Les canaux de transmission | 18 |

| | | |
|--|---|-----------|
| 1.7.1 | AWGN | 18 |
| 1.7.2 | Modèle de canal à multi-trajets | 18 |
| 1.7.2.1 | Canal de Rayleigh..... | 19 |
| 1.7.2.2 | Canal de Rice..... | 19 |
| 1.7.3 | Évanouissement (fading)..... | 20 |
| 1.7.3.1 | Évanouissements plats..... | 20 |
| 1.7.3.2 | Évanouissements sélectifs en fréquence..... | 20 |
| 1.7.4 | Modèle de canal MIMO | 20 |
| 1.8 | Conclusion | 22 |
| Chapitre 2 : Les principes de l'estimation du canal | | 23 |
| 2.1 | Introduction | 23 |
| 2.2 | L'estimation de canal..... | 23 |
| 2.3 | Techniques d'estimation..... | 24 |
| 2.3.1 | Les pilotes | 24 |
| 2.3.2 | Structure pilote | 25 |
| 2.3.2.1 | Type de bloc | 25 |
| 2.3.2.2 | Type de peigne..... | 26 |
| 2.3.2.3 | Type de treillis | 27 |
| 2.4 | Estimation de canal à base des symboles d'apprentissage | 28 |
| 2.4.1 | Estimation LS | 29 |
| 2.4.2 | Estimateur MMSE..... | 30 |
| 2.5 | L'interpolation | 33 |
| 2.5.1 | Interpolation linéaire | 33 |
| 2.5.2 | Interpolation du second ordre..... | 34 |
| 2.5.3 | Interpolation par splines cubiques..... | 34 |
| 2.6 | Égalisation | 34 |
| 2.7 | MSE..... | 35 |

| | | |
|---|--|-----------|
| 2.8 | BER | 35 |
| 2.9 | conclusion..... | 35 |
| Chapitre 3 : Carte USRP 2920 | | 37 |
| 3.1 | Introduction | 37 |
| 3.2 | Principes fondamentaux de la radio logicielle et des systèmes de communication numérique | 38 |
| 3.3 | Carte USRP 2920..... | 39 |
| 3.4 | Rôle de l'ordinateur dans la SDR..... | 40 |
| 3.5 | Installation de logiciel | 40 |
| 3.5.1 | Environnement de développement : NI LabVIEW | 41 |
| 3.5.2 | Pilote matériel : NI-USRP | 41 |
| 3.6 | Pilote LabVIEW NI-USRP..... | 41 |
| 3.6.1 | Programmes d'exemple de NI-USRP | 41 |
| 3.6.2 | Fichiers d'aide de NI-USRP..... | 42 |
| 3.6.2.1 | Aide contextuelle..... | 42 |
| 3.6.2.2 | Aide détaillée (LabVIEW Help)..... | 43 |
| 3.7 | Palette de fonctions de NI-USRP | 43 |
| 3.7.1 | Nœud de propriété niUSRP | 44 |
| 3.8 | Les huit fonctions les plus utilisées de NI-USRP..... | 44 |
| 3.8.1 | niUSRP Open Rx Session | 45 |
| 3.8.2 | niUSRP Configure signal..... | 46 |
| 3.8.3 | niUSRP Initiate | 46 |
| 3.8.4 | niUSRP Open Tx Session | 47 |
| 3.8.5 | niUSRP Fetch Rx Data (Polymorphic) | 47 |
| 3.8.6 | niUSRP Write Tx Data (Polymorphic) | 48 |
| 3.8.7 | niUSRP Abort | 49 |
| 3.8.8 | niUSRP Close Session | 49 |

| | | |
|---|--|-----------|
| 3.9 | Types de données de lecture et d'écriture de NI-USRP | 50 |
| 3.10 | Conclusion | 50 |
| Chapitre 4 : Implémentation et résultats | | 51 |
| 4.1 | Introduction | 51 |
| 4.2 | Implémentation OFDM | 51 |
| 4.2.1 | Matérielles pour réalisation | 51 |
| 4.2.2 | Estimateur LS sur la chaine OFDM sous LabVIEW | 52 |
| 4.2.2.1 | Réalisation de la chaine d'émission..... | 52 |
| 4.2.2.2 | Processus d'émission..... | 54 |
| 4.2.2.3 | Résultats..... | 54 |
| 4.2.2.4 | Réalisation de la chaine de réception..... | 57 |
| 4.2.2.5 | Processus de réception..... | 58 |
| 4.2.2.6 | Résultats..... | 58 |
| 4.2.3 | La chaine OFDM-USRP sous LabVIEW..... | 60 |
| 4.2.3.1 | processus d'émission | 62 |
| 4.2.3.2 | Résultats..... | 62 |
| 4.2.3.3 | Processus de réception..... | 65 |
| 4.2.3.4 | Résultats..... | 65 |
| 4.3 | Conclusion | 67 |
| Conclusion générale | | 68 |
| Bibliographie | | 70 |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure 1.1. Modulateur d'amplitude et phase..... | 5 |
| Figure 1.2. Démodulateur d'amplitude/phase (cohérente : $\phi=\phi_0$)..... | 6 |
| Figure 1.3. Codage de Gray pour MPAM | 7 |
| Figure 1.4. Régions de décisions pour MPAM | 7 |
| Figure 1.5. Démodulateur cohérent pour M-PAM | 7 |
| Figure 1.6. Codage de gray pour M-PSK. | 9 |
| Figure 1.7. Régions de décision pour MPSK | 10 |
| Figure 1.8. Démodulateur cohérent pour BPSK..... | 10 |
| Figure 1.9. Constellation de 4-QAM et 16-QAM | 11 |
| Figure 1.10. OFDM avec la mise en œuvre IFFT/FFT | 13 |
| Figure 1.11. Modèle équivalent en temps discret pour la démodulation cohérente FSK..... | 17 |
| Figure 1.12. Modèle équivalent en temps discret pour la démodulation non cohérent fondé sur la loi carré pour la démodulation cohérent /non cohérent de signal FSK | 17 |
| Figure 1.13. Canal de Rayleigh | 19 |
| Figure 1.14. Canal de Rice | 19 |
| Figure 1.15. Schéma d'un système de transmission MIMO | 21 |
| Figure 2.1. Deux motifs possibles de disposition des pilotes..... | 25 |
| Figure 2.2. Dispositif pilote de type bloc | 25 |
| Figure 2.3. Dispositif pilote de type peigne | 27 |
| Figure 2.4. Dispositif pilote de type treillis..... | 28 |
| Figure 2.5. Estimation du canal MMSE | 30 |
| Figure 2.6. Interpolation linéaire | 34 |
| Figure 3.1. Panneau frontal de l'USRP | 38 |
| Figure 3.2. Schéma fonctionnel d'un système de communication numérique..... | 39 |
| Figure 3.3. Schéma fonctionnel de l'USRP | 40 |
| Figure 3.4. L'aide contextuelle de LabVIEW | 42 |
| Figure 3.5. Aide détaillée de LabVIEW | 43 |
| Figure 3.6. Palette NI-USRP dans LabVIEW | 44 |
| Figure 3.7. Nœud de propriété du niUSRP | 44 |
| Figure 3.8. Huit fonctions les plus utilisées de NI-USRP | 45 |
| Figure 3.9. Pins de contrôle du bloc niUSRP Open Rx Session VI..... | 45 |
| Figure 3.10. Pins de contrôle du bloc niUSRP Configure Signal VI. | 46 |

| | |
|--|----|
| Figure 3.11. Pins de contrôle du bloc niUSRP Initiate VI | 46 |
| Figure 3.12. Pins de contrôle du bloc niUSRP Open Tx Session VI | 47 |
| Figure 3.13. Pins de contrôle du bloc niUSRP Fetch Rx Data VI..... | 48 |
| Figure 3.14. Pins de contrôle du bloc niUSRP Write Tx Data VI | 48 |
| Figure 3.15. Pins de contrôle du bloc niUSRP Abort VI | 49 |
| Figure 3.16. Pins de contrôle du bloc niUSRP Close Session VI. | 49 |
| Figure 3.17. Types de données de lecture et d'écriture de NI USRP | 50 |
| Figure 4.1. Structure de la chaîne d'émission | 53 |
| Figure 4.2. IQ rate | 55 |
| Figure 4.3. IQ Impairments | 55 |
| Figure 4.4. Diagramme de constellation..... | 56 |
| Figure 4.5. Représentation spectrale du signal OFDM | 56 |
| Figure 4.6. Structure de la chaîne de réception | 57 |
| Figure 4.7. Constellation avant l'égaliseur..... | 59 |
| Figure 4.8. Constellation après l'égaliseur | 59 |
| Figure 4.9. Représentation spectrale du signal OFDM | 60 |
| Figure 4.10. Structure de la chaîne d'émission OFDM-USRP | 61 |
| Figure 4.11. Paramètres d'émission | 62 |
| Figure 4.12. Diagramme de constellation..... | 63 |
| Figure 4.13. Représentation spectrale du signal OFDM | 63 |
| Figure 4.14. Structure de la chaîne de réception OFDM-USRP | 64 |
| Figure 4.15. Constellation avant l'égaliseur..... | 65 |
| Figure 4.16. Constellation après l'égaliseur | 66 |
| Figure 4.17. Représentation spectrale du signal OFDM | 67 |

Liste des tableaux

| | |
|---|----|
| Tableau 4-1. Paramètres primordiaux pour la simulation OFDM | 52 |
|---|----|

Liste des abréviations

| | |
|-------------|--|
| ASK | Amplitude Shift Keying |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BER | Bit Error Rate |
| CP | Préfixe cyclique |
| CSI | Interpolation par splines cubiques |
| DAC | Digital-to-analog converter |
| DCR | Direct-conversion receiver |
| DDC | Digital down conversion |
| DUD | Digital up conversion |
| DFT | Discrete Fourier Transform |
| FFT | Fast Fourier Transform |
| FSK | Frequency Shift Keying |
| FPGA | Field Programmable Gate Arrays |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| ICI | Inter-Carrier Interference |
| IDFT | Inverse Discrete Fourier Transform |
| LS | Moindres carrés |
| LI | Interpolation linéaire |
| MMSE | quadratique erreur moyenne minimale |
| MSE | Mean squar error |
| MPAM | Pulse Amplitude Modulation |
| MPSK | Phase Shift Keying |
| MQAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| PSK | Phase Shift Keying |
| QAM | Quadratique Amplitude Modulation |
| USRP | Universal Software Radio Periphera |

| | |
|------------|-------------------------------|
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SOI | Interpolation du second ordre |
| SDR | Software Defined Radio |
| TEB | Taux d'Erreur Binaire |

Introduction générale

Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'internet, de la transmission sans fil au téléphone cellulaire, les progrès établis sont spectaculaires.

Dans les systèmes de communications sans fil, l'environnement situé entre une antenne d'émission et une antenne de réception peut perturber le signal. En effet, le signal reçu est une somme de plusieurs versions retardées du signal émis. On dit alors que le signal est émis dans un canal multi-trajet. Ce type de canal engendre des évanouissements en fréquence, c'est à dire des trous dans le spectre, pouvant être destructeur pour le signal. Une solution pour lutter contre ces phénomènes est d'utiliser une modulation multi-porteuses. Le principe est de diviser la bande fréquentielle du signal en sous canaux étroits, chacun portant une partie de l'information. Ainsi, si un évanouissement fréquentiel dû au canal affecte qu'une partie de l'information, le reste est transmis sans perturbation.

On s'intéresse également aux techniques d'estimation des caractéristiques du canal de transmission à l'aide de symboles pilotes. On retrouve dans la littérature spécialisée, d'une part les estimateurs utilisant des blocs de pilotes qui peuvent être basées sur l'algorithme à moindres carrés et l'algorithme linéaire à erreur quadratique moyenne minimale, et d'autre part les estimateurs utilisant trois types de structures pilotes et sont examinés selon la disposition des pilotes qui incluent les algorithmes précédents avec différentes techniques d'interpolation. On peut aussi retrouver d'autres dispositifs type des pilotes qui sont une combinaison entre les deux méthodes de dispositifs cités précédemment, et qui utilise les deux algorithmes d'estimation LS, LMMSE combinés avec différentes techniques d'interpolation. On va donner un aperçu général des méthodes qui seront utilisées.

Le but de ce mémoire, est de réaliser une implémentation d'un système OFDM sur une plateforme matérielle, pour cet objectif, le SRD, ou la radio définie par logiciel, qui un logiciel contenant une multitude des applications radio, 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, puis versées dans la plateforme matérielle qui sera représentée par la carte USRP 2920, ensemble faisant partie de la gamme des SRD. Les USRP se chargeront de l'émission et la réception des données.

Chapitre 1

Généralités sur l'OFDM

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon brève les différentes modulations numériques et leurs principales caractéristiques les plus utilisées, on va aussi présenter les principes de base de l'OFDM, son implantation à l'aide de la transformation de Fourier ainsi que sa capacité à lutter contre les canaux à multi-trajets. Puis on a introduit les différents modèles de canaux de transmission

1.2 Présentation de l'OFDM

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard grâce notamment aux travaux de Chang [1].

Jusqu'à-là, les techniques de télécommunications sans fil se résument généralement à un signal envoyé en utilisant une porteuse, puis capté par une antenne pour en récupérer l'information. Bien sûr, des développements technologiques ont amélioré cette forme de télécommunications, mais la base du principe, soit l'utilisation d'une porteuse, n'a pas changé en plusieurs décennies[2].

1.2.1 Principe de l'OFDM

L'OFDM consiste à diviser un flux de symboles à la cadence $\frac{1}{T_s}$ en N flux de symboles à la cadence $\frac{1}{NT}$. N symboles sont ainsi transmis en parallèle sur une durée NT . La bande passante est donc divisée en N sous bandes dont la transmittance est presque constante, ce qui explique la robustesse de cette modulation en présence de canaux sélectifs en fréquence [3].

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_u (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM (selon le

compromis robustesse / débit). L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence. Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type BPSK, QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente [2].

1.3 Modulation de phase et d'amplitude

En modulation d'amplitude et de phase, le flux de bits d'information est encodé dans l'amplitude et/ou la phase du signal transmis. Plus précisément, sur un intervalle de temps de T_s , $K = \log_2 M$ bits sont encodés dans l'amplitude et/ou la phase du signal transmis $s(t)$, $0 \leq t < T_s$. Le signal transmis au cours de cette période est :

$$s(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.1)$$

Peut-être écrit en termes de représentation de l'espace de signal comme :

$$s(t) = s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t) \quad (1.2)$$

Avec les fonctions de base :

$$\phi_1 = g(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_0) \quad (1.3)$$

Et

$$\phi_2 = -g(t) \sin(2\pi f_c t + \phi_0) \quad (1.4)$$

Où $g(t)$ est une impulsion de mise en forme. Pour envoyer le message sur l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$, nous définissons $s_i(t) = s_{i1}g(t)$ et $s_Q(t) = s_{i2}g(t)$. Ces composantes du signal en phase et en quadrature sont des signaux en bande de base dont les caractéristiques spectrales sont déterminées par la forme d'impulsion $g(t)$. En particulier, leur bande passante B est égale à la bande passante de $g(t)$, et le signal transmis $s(t)$ est un signal de bande passante avec la fréquence centrale f_c et la bande passante $2B$. Dans la pratique, on prend

$B = kg/T_s$ où kg dépend de la forme de l'impulsion : pour les impulsions rectangulaires $K_g = 0.5$ et pour les impulsions cosinus d'élévation $0.5 \leq K_g \leq 1$. Ainsi, pour les impulsions rectangulaires, la largeur de bande de $g(t)$ est de $0.5/T_s$ et la largeur de bande de $s(t)$ est de $1/T_s$. Comme la forme d'impulsion $g(t)$ est fixe, la constellation de signaux pour l'amplitude et la modulation de phase est définie sur la base du point de constellation : $(s_{i1}, s_{i2}) \in \mathfrak{R}^2, i = 1, \dots, M$. La représentation complexe de la bande de base de $s(t)$ est :

$$s(t) = \Re \left\{ x(t) \exp^{j\phi_0} \exp^{j(2\pi f_c t)} \right\} \quad (1.5)$$

Où $x(t) = s_I(t) + js_Q(t) = (s_{i1} + js_{i2})g(t)$. Le point de constellation est $s_i = (s_{i1}, s_{i2})$ est appelé le symbole associé aux $\log_2 2M$ bit et T_s ceci est appelé le temps symbole. Le débit binaire de cette modulation est de K bits par symbole ou $R = \log_2 M / T_s$ bits par seconde. Il existe trois principaux types de modulation amplitude/phase :

- Modulation d'amplitude d'impulsion (MPAM) : informations codées en amplitude uniquement.
- Saisie du décalage de phase (MPSK) : information encodée en phase uniquement.
- Modulation d'amplitude en quadrature (MQAM) : informations codées en amplitude et en phase.

Le nombre de bits par symbole $k = \log_2 M$, la constellation de signaux $(s_{i1}, s_{i2}) \in \mathfrak{R}^2, i = 1, \dots, M$ et le choix de la forme d'impulsion $g(t)$ détermine la conception de la modulation numérique.

L'amplitude et la modulation de phase sur une période de symbole donnée peuvent être générées à l'aide de la structure de modulation illustrée à la **Figure 1.1**. Notez que les fonctions de base de cette figure ont une phase ϕ_0 arbitraire associée à l'oscillateur de transmission. La démodulation au cours de chaque période de symboles est effectuée à l'aide de la structure de démodulation de la **Figure 1.2**. Généralement, le récepteur comprend des circuits supplémentaires pour la récupération de la phase porteuse qui correspondent à la phase porteuse ϕ au récepteur e à la phase porteuse ϕ_0 à l'émetteur, ce qui est appelé détection cohérente.

La synchronisation des récepteurs et la récupération de phase porteuse sont des opérations de réception complexes qui peuvent être très difficiles dans des environnements sans fil. Nous supposons une récupération parfaite du porteur dans notre discussion sur MPAM, MPSK et MQAM, et donc définir $\phi = \phi_0 = 0$ pour leur analyse [4].

1.3.1 Modulation d'amplitude d'impulsion (MPAM)

Nous commencerons par examiner la forme la plus simple de modulation linéaire, MPAM unidimensionnel, qui n'a pas de composant de quadrature ($s_{i2} = 0$). Pour MPAM toutes les informations sont encodées dans l'amplitude du signal A_i . Le signal transmis sur un temps de symbole est donné par :

$$s_i(t) = \Re\{A_i g(t) \exp^{j2\pi f_c t}\} = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T_s \square 1/f_c \quad (1.6)$$

Où $A_i = (2_i - 1 - M)d, i = 1, 2, \dots, M$ définit la constellation du signal, paramétrée par la distance d , qui est typiquement une fonction de l'énergie du signal et $g(t)$ est la forme d'impulsion satisfaisant (1.3) et (1.4)

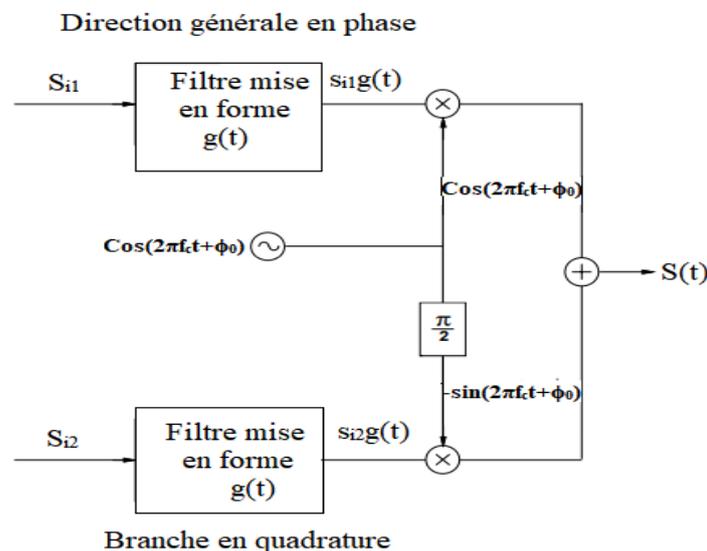


Figure 1.1. Modulateur d'amplitude et phase

La distance minimale entre les points de la constellation est $d_{\min} = \min_{ij} |A_i - A_j| = 2d$. L'amplitude du signal transmis prend sur M des valeurs différentes, ce qui implique que chaque impulsion transporte $k = \log_2 M$ bits par symbole temps T_s . Au cours de chaque période de

symbole, le signal MPAM associé à la constellation de l'énergie, Puisque la forme d'impulsion doit satisfaire (1.3)². Notez que l'énergie n'est pas la même pour chaque signal est $s_i(t), i = 1, \dots, M$

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} A_i^2 g^2(t) \cos(2\pi f_c t) dt = A_i^2 \quad (1.7)$$

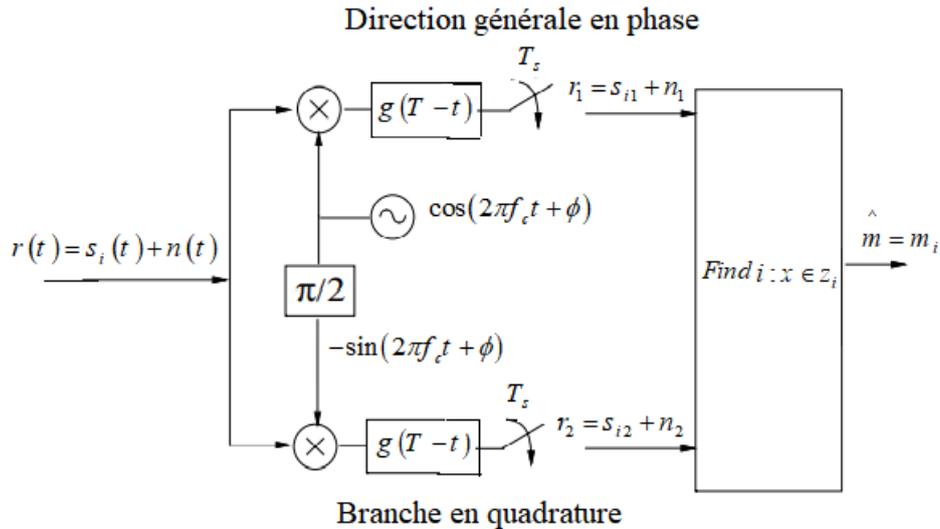


Figure 1.2. Démodulateur d'amplitude/phase (cohérente : $\phi = \phi_0$)

La cartographie de la constellation est généralement effectuée par encodage gris, où les messages associés aux amplitudes de signal qui sont adjacentes les unes aux autres diffèrent par une valeur de bit, comme illustré à la **Figure 1.3**. Avec cette méthode d'encodage, si le bruit fait que le processus de démodulation confonde un symbole avec un symbole adjacent (le type d'erreur le plus probable), cela ne donne qu'une seule erreur de bit dans la séquence des bits K . Les codes gris peuvent être conçus pour MPSK et des constellations MQAM carrées, mais pas rectangulaires [4].

Les régions de décision $Z_i = 1, \dots, M$ associées à l'amplitude d'impulsion $A_i = (2_i - 1 - M)d$ pour $M=4$ et $M=8$ sont présentés à la **Figure 1.4**. Mathématiquement, pour tout M ces régions de décision sont définies par :

$$Z_i = \left\{ \begin{array}{l} (-\infty, A_i + d), i = 1 \\ (A_i - d, A_i + d), 2 \leq i \leq M - 1 \\ (A_i - d, \infty), i = M \end{array} \right\}$$

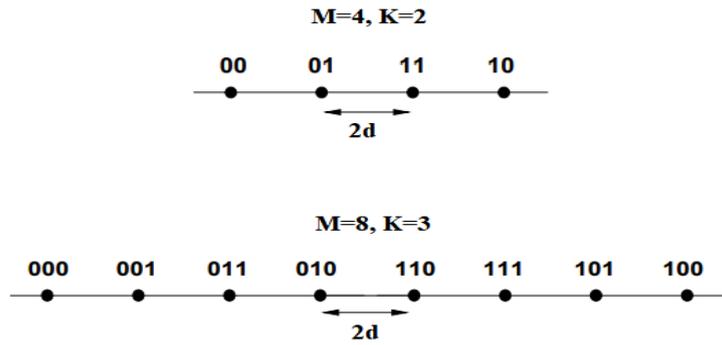


Figure 1.3. Codage de Gray pour MPAM

D'après (1.4) nous voyons que la M-PAM n'a qu'une seule fonction de base :

$$\phi_0 = g(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.8)$$

Ainsi, le démodulateur cohérent de la Figure 1.2 pour le M-PAM se réduit au démodulateur illustré à la Figure 1.5, ou le dispositif multi seuil x a une région de décisions Z_i et affiche la séquence de bits correspondante $\hat{m} = m_i \{b_1, \dots, b_k\}$.

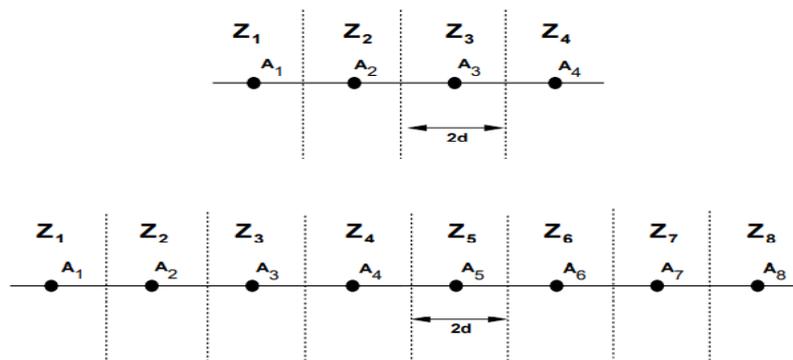


Figure 1.4. Régions de décisions pour MPAM

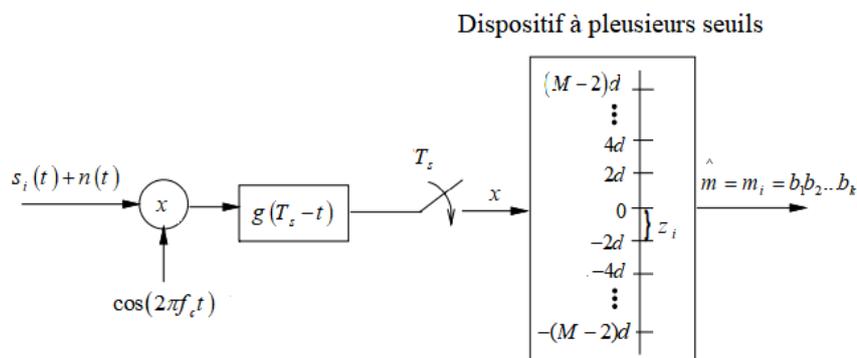


Figure 1.5. Démodulateur cohérent pour M-PAM

1.3.2 Modulation de Phase Shift Keying (M-PSK)

Pour MPSK toutes les informations sont encodées dans la phase du signal transmis. Ainsi, le signal transmis plus d'un temps symbole est donné par :

$$\begin{aligned}
 s_i(t) &= \Re \left\{ A_g(t) \exp^{j2\pi(i-1)/M} \exp^{j2\pi f_c t} \right\}; 0 \leq t \leq T_s \\
 &= A_g(t) \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \\
 &= A_g(t) \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \cos 2\pi f_c t - A_g(t) \sin \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \sin 2\pi f_c t
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

Ainsi, les points ou symboles de la constellation (s_{i1}, s_{i2}) sont donnés par

$$s_{i1} = A \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \text{ et } s_{i2} = A \sin \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \text{ pour } i = 1, \dots, M.$$

La forme d'impulsion $g(t)$ satisfait (1.3) et (1.4), et $\theta_i = \frac{2\pi(i-1)}{M}, i = 1, 2, \dots, M = 2$

Sont les différentes phases des points de la constellation des signaux qui transmettent les bits d'information. La distance minimale entre les points de la constellation est $d_{\min} = 2A \sin(\pi/M)$, où A est typiquement une fonction du signal énergie. 2PSK est souvent appelé binaire PSK ou BPSK, tandis que 4PSK est souvent appelé quadrature phase shift keying (QPSK), et est le même que MQAM avec M = 4 qui est défini ci-dessous.

Tous les signaux transmis possibles $s_i(t)$ ont l'énergie égale :

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt = A^2 \tag{1.10}$$

Notez que pour $g(t) = \sqrt{2/T_s}; 0 \leq t \leq T_s$ c.-à-d. une impulsion rectangulaire, ce signal a une enveloppe constante, contrairement aux autres techniques de modulation d'amplitude MPAM et MQAM. Cependant, les impulsions rectangulaires sont spectralement inefficaces, et formes d'impulsion plus efficaces font MPSK enveloppe non constante. Comme pour MPAM, cartographie de la constellation est généralement fait par encodage gris, où les messages associés aux phases de signal qui sont adjacentes les unes aux autres diffèrent par valeur d'un bit, comme illustré à la **Figure 1.6**. Avec cette méthode de codage, confondre un symbole avec un symbole adjacent ne cause qu'une erreur d'un seul bit.

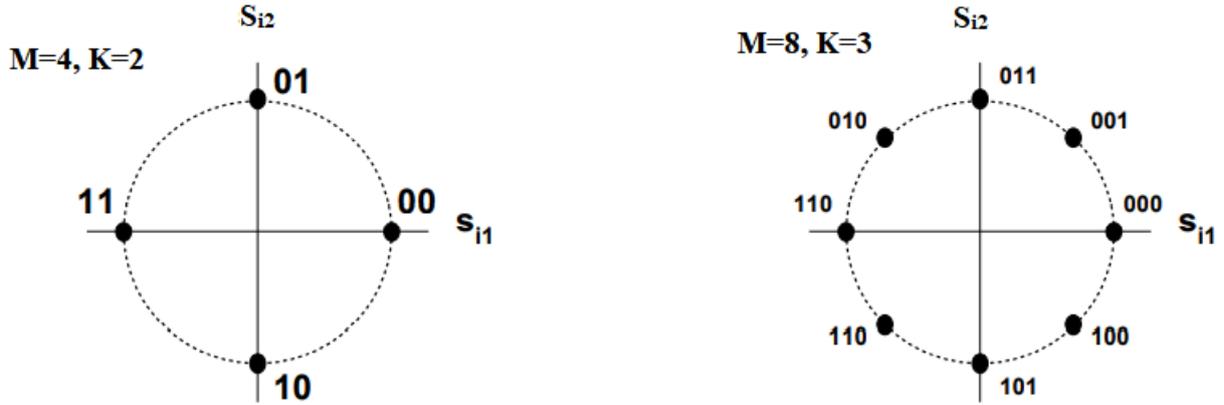


Figure 1.6. Codage de gray pour M-PSK.

La **Figure 1.7** montre les régions de décision $Z_i, i=1, \dots, M$, associées à MPSK pour $M=8$. Si nous représentons $r = re^{j\theta} \in \mathfrak{R}^2$ en coordonnées polaires alors ces régions de décision pour n'importe quel M sont définies par

$$Z_i = \{re^{j\theta} : 2\pi(i-5)/M \leq \theta < 2\pi(i+5)/M\} \quad (1.11)$$

De (1.4) nous voyons que MPSK a à la fois des composants en phase et en quadrature, et donc le démodulateur cohérent est comme montré à la **Figure 1.2**. Pour le cas particulier de BPSK, simplifient à $Z_1 = (r : r > 0)$ et $Z_2 = (r : r \leq 0)$. De plus, BPSK n'a qu'une seule fonction de base $\phi_1(t) = g(t)\cos(2\pi f_c t)$ et comme il n'y a qu'un seul bit transmis par les temps d'expiration des symboles, le temps de bit $T_b = T_s$. Ainsi, Le démodulateur cohérent de la **Figure 1.2** pour BPSK est réduit au démodulateur illustré à la **Figure 1.8** ; où le dispositif de seuil correspond à la moitié positive ou négative de la ligne réelle et affiche la valeur de bit correspondante. Nous avons supposé dans cette figure que le message correspondant à une valeur de bit de 1, $m_1 = 1$, est mappé à un point de constellation de $s_1 = A$ et le message correspondant à une valeur de bit de 0, $m_2 = 0$, est mappé au point de constellation de $s_2 = -A$ [4].

1.3.3 Modulation d'amplitude en quadrature MQAM

Pour MQAM, les bits d'information sont encodés à la fois dans l'amplitude et la phase du signal transmis. Ainsi, alors que les deux MPAM et MPSK ont un degré de liberté dans lequel encoder les bits d'information (amplitude ou phase), MQAM a deux degrés de liberté. En conséquence,

MQAM est plus spectralement et plus efficace que MPAM et MPSK, en ce qu'il peut encoder le nombre de bits par symbole pour une énergie moyenne donnée. Le signal transmis est donné par

$$s_i = \Re \left\{ A_i \exp^{j\theta_i} g(t) \exp^{j2\pi f_c t} \right\} \quad , 0 \leq t \leq T \quad (1.12)$$

$$= A_i \cos(\theta_i) g(t) \cos(2\pi f_c t) - A_i \sin(\theta_i) g(t) \sin(2\pi f_c t)$$

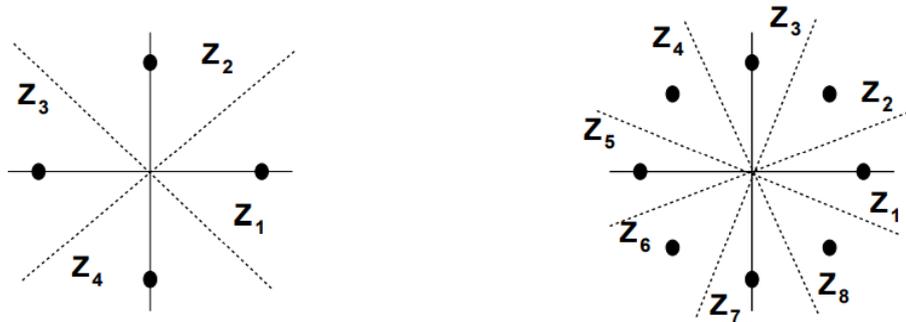


Figure 1.7. Régions de décision pour MPSK

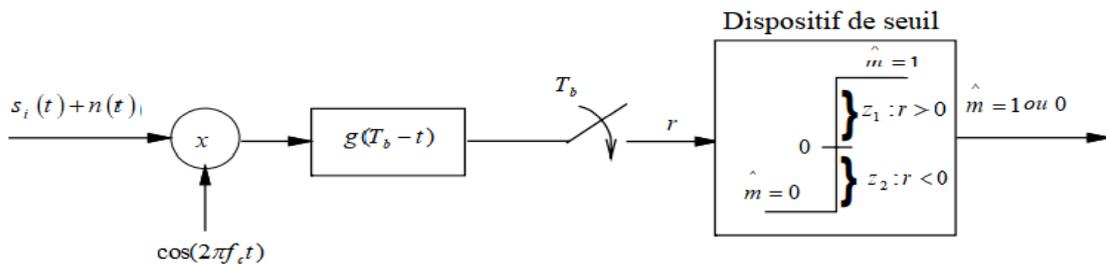


Figure 1.8. Démodulateur cohérent pour BPSK

Où la forme d'impulsion $g(t)$ satisfait (1.3) et (1.4). L'énergie dans $s_i(t)$ est :

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) = A^2 \quad (1.13)$$

identique à celle du MPAM. La distance entre n'importe quelle paire de symboles dans la constellation de signaux est :

$$d_{ij} = \|s_i - s_j\| = \sqrt{(s_{i1} - s_{j1})^2 + (s_{i2} - s_{j2})^2} \quad (1.14)$$

Pour les constellations de signaux carrées, où s_{i1} et s_{i2} prennent des valeurs de $(2i-1-L)d, i=1,2,\dots,L=2^l$, la distance minimale entre les points de signaux se réduit à

$d_{\min} = 2d$, la même que pour MPAM. En fait, MQAM avec des constellations carrées de taille L^2 est équivalent à la modulation MPAM avec des constellations de taille L sur chacune des composantes du signal en phase et en quadrature. Les constellations carrées communes sont 4QAM et 16QAM, qui sont illustrées à la **Figure 1.9** Ces constellations carrées ont $M = 2^{2l} = L^2$ points de constellation, qui sont utilisés pour envoyer $2l$ bits par symbole, ou l bits par dimension. Il peut être montré que la puissance moyenne d'une constellation de signal carré avec l bits par dimension, S_l , est proportionnelle à $4^l / 3$, et il s'ensuit que la puissance moyenne pour un bit de plus par dimension $S_{l+1} \approx 4S_l$. Ainsi, pour les constellations carrées, il faut environ 6 dB de puissance supplémentaire pour envoyer 1 bit/dimension ou 2 bits/symbole tout en maintenant la même distance minimale entre les points de la constellation [4].

Les bons mappings de constellation peuvent être difficiles à trouver pour les signaux QAM, en particulier pour les formes de constellation irrégulières. En particulier, il est difficile de trouver une cartographie de code gris où tous les symboles adjacents diffèrent d'un seul bit. Les régions de décision $Z_i, i=1, \dots, M$, associées à MQAM pour $M = 16$. De (1.5) nous voyons que MQAM a à la fois des composants en phase et en quadrature, et donc le démodulateur cohérent est comme indiqué dans la **Figure 1.2**.

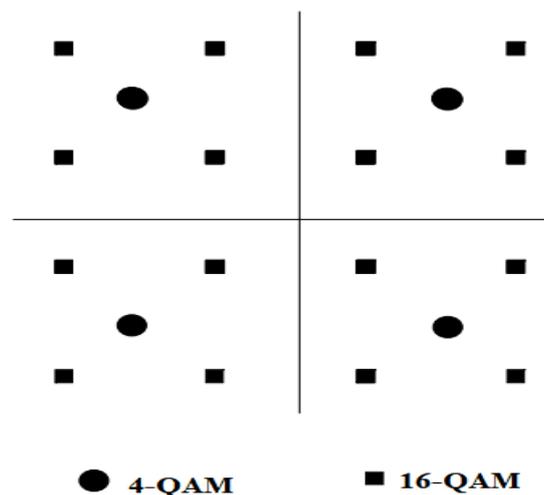


Figure 1.9. Constellation de 4-QAM et 16-QAM

1.4 Modulation de fréquence

Dans le cas de la modulation de fréquence c'est la fréquence instantanée du signal modulé qui peut prendre un certain nombre de valeurs associées aux états possibles de l'information à transmettre. Le signal modulé en M-FSK s'écrira donc sous la forme

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_i) \quad (1.15)$$

i est l'index du message terrestre correspondant aux bits $\log_2 M$ et ϕ_i est la phase associée au carrier. La représentation de l'espace de signal est donc $s_i(t) = \sum_j s_{ij} \phi_j(t)$ où $s_{ij} = A \delta(i-j)$ et $\phi_j(t) = \cos(2\pi f_j t + \phi_j)$, de sorte que les fonctions de base correspondent à des porteurs à des fréquences différentes et qu'une seule de ces fonctions de base est transmise à chaque période de symbole. L'orthogonalité des fonctions de base nécessite une séparation minimale entre différentes fréquences porteuses de $\Delta f = \min_{ij} |f_j - f_i| = 0.5/T_s$.

Puisque la modulation de fréquence encode l'information dans la fréquence du signal, le signal transmis $s(t)$ a une enveloppe constante A . Comme le signal est une enveloppe constante, les amplificateurs non linéaires peuvent être utilisés avec une grande efficacité de puissance, et le signal modulé est moins sensible à la distorsion d'amplitude introduite par le canal ou le matériel. De telles discontinuités peuvent augmenter considérablement la bande passante du signal. Ainsi, en pratique, on utilise un modulateur alternatif qui génère un signal modulé en fréquence avec phase continue [4].

1.5 Modulation multi-porteuse

L'idée de base de la modulation multi-porteuse est de diviser le flux binaire transmis en de nombreux sous-flux différents et envoyer ces sous-canaux sur de nombreux sous-canaux différents. Typiquement, les sous-canaux sont orthogonaux sous conditions de propagation idéale. Le débit de données de chacune des sous-chaînes est bien inférieur au débit total de données, et la bande passante des sous-chaînes correspondante est bien inférieure à la bande passante totale du système. Le nombre de substrats est choisi pour s'assurer que chaque sous-canal a une bande passante inférieure à la largeur de bande de cohérence du canal, de sorte que les sous-canaux connaissent une décoloration relativement plate. Ainsi, l'ISI sur chaque sous-canal est petit. Les sous-canaux de la modulation multi-porteuse n'ont pas besoin d'être contigus, de sorte qu'un grand bloc continu de spectre n'est pas nécessaire pour les communications multi-porteuses à haut débit. Dans cette implémentation discrète, appelée multiplexage de division de fréquence orthogonale (OFDM), l'ISI peut être complètement éliminée par l'utilisation d'un préfixe cyclique. La technique multi-porteuse peut être mise en œuvre de multiples façons, y compris le codage vectoriel [5] et le codage OFDM [6], qui sont tous abordés dans ce chapitre. Ces techniques ont des différences subtiles, mais sont toutes

basées sur la même prémisses de briser un canal à large bande en plusieurs canaux parallèles à bande étroite au moyen d'une partition orthogonale de canal.

1.5.1 Mise en œuvre discrète de Multi-porteuse

Bien que la modulation multi porteuse ait été inventée dans les années 1950, la plupart des implémentations de systèmes à l'époque ont trouvé la demande de modulateurs et de démodulateurs séparés pour chaque sous-chaîne tout simplement trop complexe. Cependant, vingt ans plus tard, des implémentations simples et peu coûteuses de la transformée de Fourier discrète (DFT) et de la transformée de Fourier inverse (IDFT) ont été développées. Après avoir examiné les principes de base de la DFT, nous démontrons OFDM, qui utilise la DFT et l'IDFT pour implémenter la modulation multi porteuse [4].

1.5.1.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing

La **Figure 1.10** illustre la mise en œuvre de la modulation multi-porteuse par l'OFDM. Le flux de données d'entrée est modulé par un modulateur QAM, résultant en un flux de symboles complexes $X[0], X[1], \dots, X[N-1]$. Ce flux de symboles est passé par un convertisseur série-parallèle, dont la sortie est un ensemble de N symboles QAM parallèles $X[0], \dots, X[N-1]$ correspondant aux symboles transmis sur chacun des sous-porteuses. Ainsi, la sortie des symboles N du convertisseur série-parallèle sont les composants de fréquence discrets de la sortie du modulateur OFDM $s(t)$.

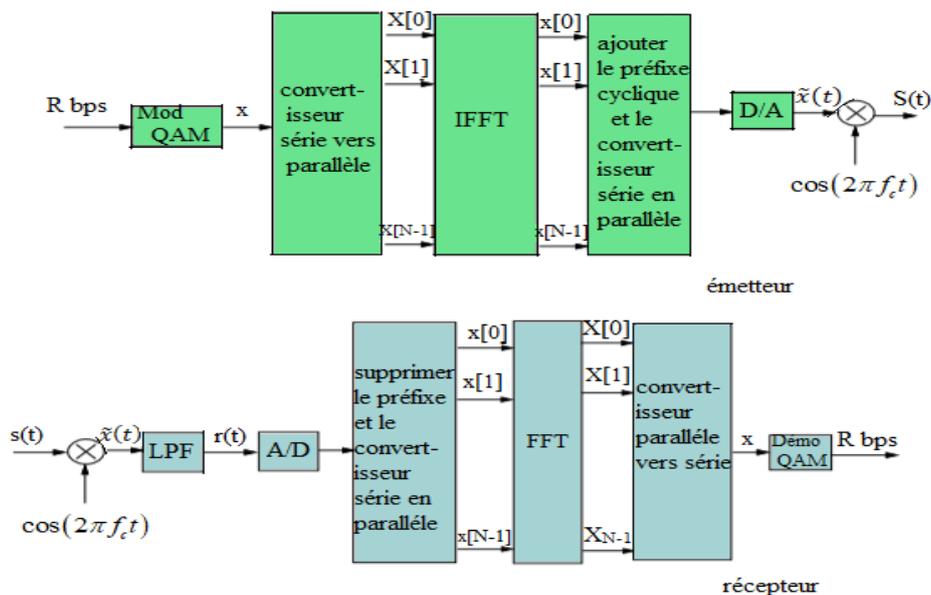


Figure 1.10. OFDM avec la mise en œuvre IFFT/FFT

Afin de générer $s(t)$, ces composants de fréquence sont convertis en échantillons de temps en exécutant une DFT inverse sur ces symboles N, qui est effective implémentée à l'aide de l'algorithme IFFT. L'IFFT donne le symbole OFDM composé de la séquence $x[n] = x[0], \dots, x[N-1]$ de longueur N [4].

1.5.1.2 Représentation matricielle du OFDM

$y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + v[n]$ Une autre analyse de l'OFDM est basée sur une représentation matricielle du système, Considérez un canal temps-discret avec FIR $h[n]$; $0 \leq n \leq \mu$, l'entrée $\tilde{x}[n]$, bruit $v[n]$, et à la sortie $y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + v[n]$ sont les éléments n^{ieme} de ces séquences comme $h_n = h[n]$, $\tilde{x}_n = \tilde{x}[n]$, $v_n = v[n]$, la séquence de sortie de canal peut être exprimée sous forme de matrice en utilisant cette notation comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_\mu & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \\ x_{-1} \\ \vdots \\ h_{-\mu} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{N-1} \\ v_{N-2} \\ \vdots \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Qui peut être écrit sous forme plus compacte :

$$y = Hx + v \quad (1.17)$$

Les symboles reçus $y_{-1} \dots y_{-\mu}$ sont supprimés parce qu'ils ont affectés par ISI dans le bloc de données précédent et ne sont pas nécessaires pour récupérer l'entrée. Le préfixe cyclique est représenté par les derniers symboles de $x[n]$: $x_{-1} = x_{N-1}, x_{-2} = x_{N-2}, \dots, x_{-\mu} = x_{N-\mu}$. On peut ainsi montrer que la représentation matricielle (12.22) est équivalente à la représentation suivante :

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_\mu & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{\mu-2} & \cdots & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & \cdots & h_{\mu-1} & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ x_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{N-1} \\ v_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Ou sous forme plus compacte :

$$y = \tilde{H}x + v \quad (1.19)$$

Le préfixe cyclique inséré permet de décrire le canal comme une matrice de convolution circulaire \tilde{H} sur les N échantillons d'intérêt, comme le montre ce modèle similaire. La matrice \tilde{H} est $N \times N$, il a donc une décomposition de valeur propre [4].

$$\tilde{H} = M \wedge M^H \quad (1.20)$$

Où \wedge est une matrice diagonale de valeurs propres de \tilde{H} et M^H est une matrice unitaire dont les lignes comprennent les vecteurs propres de \tilde{H} .

Il est facile de montrer que l'opération DFT sur $x[n]$ peut être représentée par la multiplication de la matrice. $X = Qx$

Où $X = (X[0], \dots, X[N-1])^T$, $x = (x[0], \dots, x[N-1])^T$, et Q est une matrice $N \times N$ donnée par

$$Q = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \cdots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \cdots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Pour $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$. Depuis :

$$Q^{-1} = Q^H \quad (1.22)$$

La DFT inverse peut être représentée de la même manière que :

$$x = Q^{-1}X = Q^H X \quad (1.23)$$

Soit v un vecteur propre de H avec la valeur propre de λ . Puis :

$$\lambda v = H v \quad (1.24)$$

La matrice unitaire M^H a des lignes qui sont les vecteurs propres de H , i.e. $\lambda_i m_i^T + H m_i^T$ pour $i = 0, 1, \dots, N-1$, où m_i désigne la $i^{\text{ème}}$ ligne de M^H . on peut également montrer par induction que les lignes de la matrice Q de la DFT sont des vecteurs propres de \tilde{H} , ce qui implique que $Q = M^H$ et $Q^H = M$. Donc on a :

$$\begin{aligned} Y &= Q y \\ &= Q [\tilde{H} x + v] \\ &= Q [\tilde{H} Q^H X + v] \\ &= Q [M \wedge M^H Q^H X + v] \\ &= Q M \wedge M^H Q^H X + Q v \\ &= M^H M \wedge M^H M X + Q v \\ &= \wedge X + Q v \end{aligned} \quad (1.25)$$

Ou, Parce que Q est unitaire, $v_Q = Q v$ a la même matrice d'autocorrélation de bruit que v , et est donc encore généralement blanc et gaussien, avec la même puissance de bruit. À la suite de cette analyse matricielle, l'OFDM décompose un canal ISI en sous-canaux orthogonaux N en ajoutant un préfixe cyclique et en utilisant l'IDFT/DFT, et la connaissance de la matrice H du canal n'est pas requise pour cette décomposition [4].

1.6 Démodulateur cohérent et non cohérent

Il ne faudrait pas confondre la nomenclature du type de modulation avec le Principe utilisé dans certains démodulateurs utilisant une reconstitution de la porteuse pour démoduler le signal reçu. Ainsi, on définit également une démodulation cohérente, pour laquelle le récepteur dispose de la fréquence et de la phase instantanées en permanence, et une démodulation incohérente, pour laquelle cette information n'est pas disponible.

1.6.1 Démodulateur cohérent

Il existe plusieurs façons de démoduler un signal FSK cohérent et le démodulateur basé sur l'oscillateur contrôlé par tension est le plus populaire parmi eux. Le démodulateur cohérent pour FSK peut également être mis en œuvre en utilisant un seul créateur, et son modèle

d'équivalent temps discret est illustré à la **Figure 1.11**. Ici, le démodulateur nécessite les informations de phase initiale ($f_1 = f_2 = f$) qui ont été utilisées pour générer le signal FSK cohérent à Signal sur le transmetteur. Si cette information de phase n'est pas connue précisément au récepteur, le démodulateur échoue complètement. Afin d'éviter la récupération de phase porteuse, un démodulateur non-cohérent peut être utilisé pour démoduler un signal cohérent FSK, mais il y a une pénalité de performance de taux d'erreur en le faisant [7].

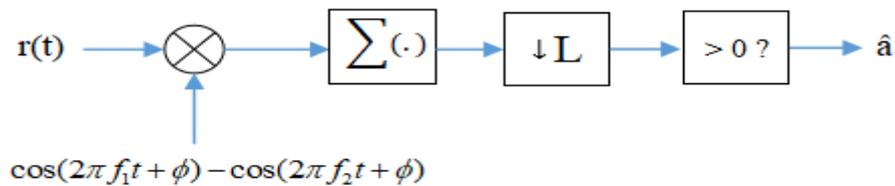


Figure 1.11. Modèle équivalent en temps discret pour la démodulation cohérente FSK

1.6.2 Démodulateur non cohérent

Le démodulateur FSK non réactif ne se soucie pas de l'information de phase initiale utilisée comme émetteur, ce qui évite la nécessité de récupérer la phase porteuse au récepteur. Par conséquent, le démodulateur non-cohérent est plus facile à construire et offre donc une meilleure solution pour des applications pratiques. Le modèle d'équivalent temps discret pour un démodulateur non-cohérent à base de corrélateur/loi carrée est présenté à la **Figure 1.12**. Il peut être utilisé pour démoduler les signaux FSK cohérents et non cohérents [7].

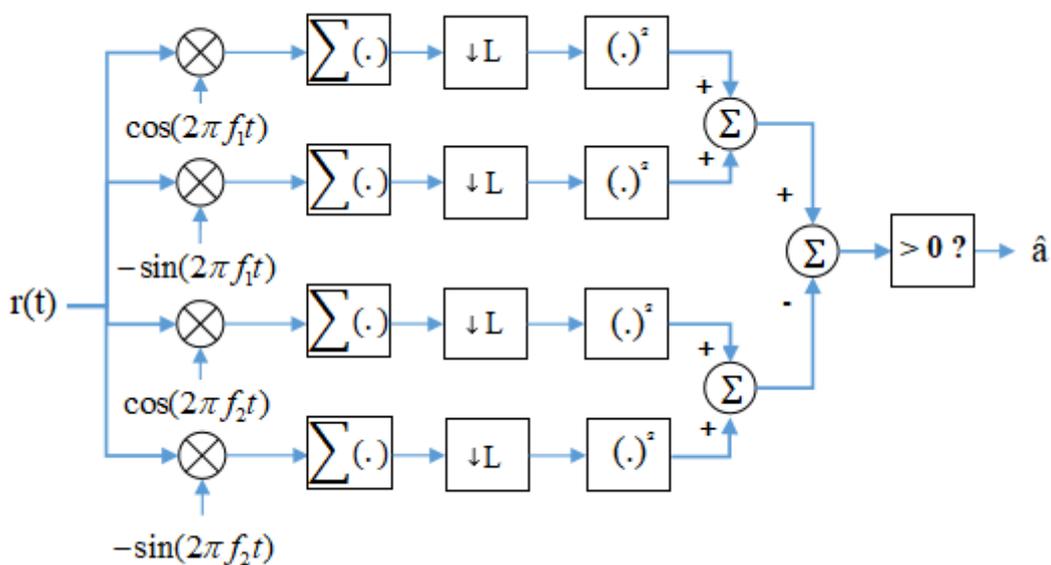


Figure 1.12. Modèle équivalent en temps discret pour la démodulation non cohérent fondé sur la loi carré pour la démodulation cohérent /non cohérent de signal FSK

1.7 Les canaux de transmission

1.7.1 AWGN

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (1.26)$$

Où b représente le canal AWGN caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_b^2 (densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$) :

$$p_{y/x} \left(\frac{y}{x} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp \frac{-(y-x)^2}{2\sigma_b^2} \quad (1.27)$$

Lorsqu'il s'agit d'un bruit $b(t)$ qui s'ajoute au signal étudié $x(t)$, le rapport signal sur bruit est le rapport de la puissance moyenne du signal $y(t)$ et de la puissance moyenne du bruit $b(t)$.

Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal et les analyses qui en sont faites [2].

1.7.2 Modèle de canal à multi-trajets

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c'est-à-dire que la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant N_p trajets multiples s'exprime alors :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} a_n s(t - \tau_n) + b(t) \quad (1.28)$$

Où le bruit AWGN complexe est représenté par $b(t)$, et a_n et τ_n caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet [2].

1.7.2.1 Canal de Rayleigh

Ce canal modélise un canal multi-trajets sans trajets directs la **Figure 1.13** illustre le comportement de ce type de canal.

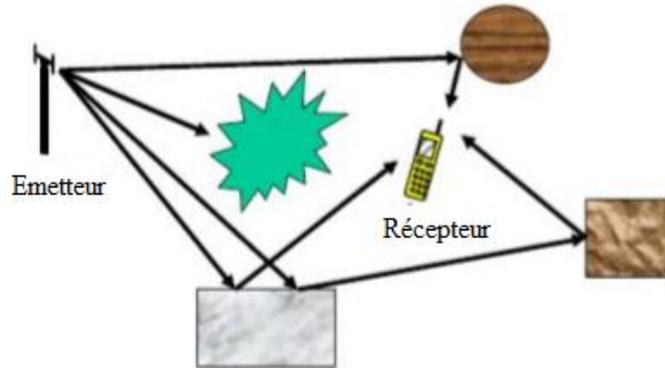


Figure 1.13. Canal de Rayleigh

L'enveloppe du signal $r(t)$ suit une distribution de Rayleigh :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp^{-\frac{r}{2\sigma^2}}; r \geq 0 \quad (1.29)$$

Où r est l'enveloppe du signal et σ^2 sa variance [8].

1.7.2.2 Canal de Rice

C'est un modèle d'un canal multi-trajet avec la présence d'un trajet direct dominant. La **Figure 1.14** illustre ce type de canal.

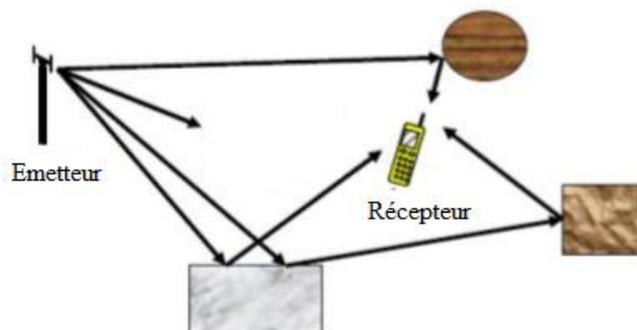


Figure 1.14. Canal de Rice

L'enveloppe du signal $r(t)$ suit une distribution de Rice :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 - A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right); r \geq 0, A \geq 0 \quad (1.30)$$

Avec $I_0(\cdot)$; la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre, A l'amplitude du trajet direct et r l'enveloppe du signal.

La distribution de Rayleigh est un cas particulier de celle de Rice en y faisant $A = 0$ [8].

1.7.3 Évanouissement (fading)

On a quatre types d'évanouissements. Deux sélectifs en fréquence dû à la dispersion temporelle qui comporte les évanouissements plats et les évanouissements sélectifs en fréquence. Les deux autres sont sélectifs en temps dû au décalage Doppler qui comporte les évanouissements lents et les évanouissements rapides [9].

1.7.3.1 Évanouissements plats

Le canal est considéré comme non sélectif en fréquence si la bande de cohérence du canal B_c est supérieure à la bande occupée par le signal B_s , et la dispersion temporelle τ_{RMS} est inférieure à la durée du symbole émis T_s . Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est corrélé et que toutes les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations.

1.7.3.2 Évanouissements sélectifs en fréquence

Le canal est considéré comme sélectif en fréquence lorsque la bande de cohérence du canal B_c est inférieure à la bande occupée par le signal B_s , et la dispersion temporelle τ_{RMS} est supérieure à la durée du symbole émis T_s . Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est décorrélé.

1.7.4 Modèle de canal MIMO

Considérons un système MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs **Figure 1.15**. On suppose ici que le canal de transmission est non-sélectif en temps et en fréquence, ainsi le trajet entre la $m^{ième}$ antenne émettrice et la $n^{ième}$ antenne réceptrice est représenté par le coefficient d'atténuation complexe [2].

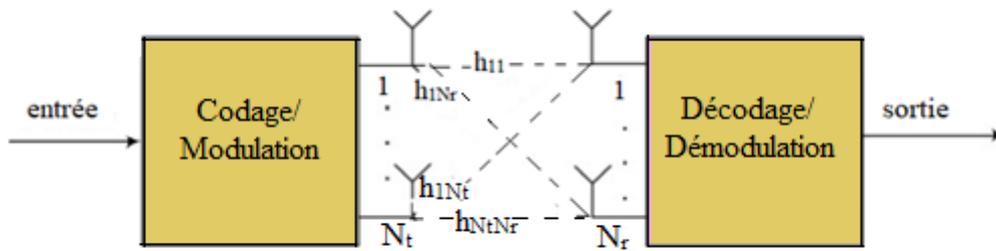


Figure 1.15. Schéma d'un système de transmission MIMO

On appelle $s_m(k)$ le signal transmis sur la $m^{ième}$ antenne à l'instant k ; le symbole reçu sur la $n^{ième}$ s'écrit alors :

$$y_n = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} s_m(k) + b_n(k) \quad (1.31)$$

Où b_n représente un bruit additif

En considérant l'ensemble des signaux reçus simultanément, cette relation peut s'écrire sous forme matricielle de dimension $N_r \times N_t$:

$$y(k) = H_s(k) + b_{(k)} \quad (1.32)$$

Avec

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Nr1} & \cdots & h_{NrN_t} \end{bmatrix}, y = (y_1 \quad \cdots \quad y_{N_r})^T \quad (1.33)$$

Par la suite on supposera que :

- Les symboles transmis sont de puissance unitaire.
- Le bruit additif est blanc, gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2 .
- Le bruit et les symboles sont décorrélés, c'est-à-dire :

$$E[ss^H] = I_{N_t}; E[sb^H] = 0 \quad (1.34)$$

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les éléments nécessaires pour la description d'un système de communication OFDM, et Les notions de base de la communication numérique, en partant des éléments d'un système de transmission. Nous avons également examiné les techniques de base de modulation numérique telles qu'ASK PSK et FSK et multi-porteuse, et Les différents modèles mathématiques des canaux de transmission.

Chapitre 2

Les principes de l'estimation du canal

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons l'estimation basée sur les techniques LS (pour Least Squares ou moindres carrés) et MMSE (pour minimum mean square error ou erreur quadratique moyenne minimale). La technique MMSE offre les meilleures performances par rapport à la technique LS, mais au détriment d'une augmentation de la complexité.

Les techniques LS et MMSE sont des techniques supervisées, c.-à-d. basées sur l'insertion périodique des signaux dits pilotes soit au niveau de toutes les sous porteuses (type bloc), ou bien à l'intérieur d'un même symbole OFDM (type peigne).

Finalement, notons que les outils d'évaluation et de comparaison des différents estimateurs sont basés sur les critères MSE (Mean Square Error) et BER (Bit Error Rate). Le premier critère s'intéresse à la comparaison du canal estimé avec le canal réel utilisé, tandis que le deuxième critère mesure la qualité de transmission après l'utilisation de chacun des estimateurs.

2.2 L'estimation de canal

Dans un système OFDM, l'émetteur module la séquence de bits de message en symboles PSK/QAM, convertit les symboles en signaux de domaine temporel à l'aide d'IFFT et les envoie via un canal (sans fil). Le signal reçu est généralement déformé par les caractéristiques du canal. En ce qui concerne les transferts, ils doivent être indexés et compensés dans le récepteur [10-11].

Chaque sous-canal peut être considéré comme un canal indépendant, tant qu'il n'y a pas d'interférence inter-porteuse (ICI), préservant ainsi l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Chaque composant de sous-porteuse du signal reçu peut être décrit comme le produit du signal envoyé et de la réponse de fréquence de canal au niveau de sous-porteuse grâce à l'orthogonalité. En prédisant la réponse du canal pour chaque sous-porteuse, le signal envoyé peut être reconstruit. En général, on peut estimer le canal en utilisant diverses techniques

d'interpolation pour estimer la réponse du canal des sous-porteuses entre les tonalités pilotes à l'aide d'un préambule ou de symboles pilotes connus à la fois de l'émetteur et du récepteur. En général, l'estimation des canaux peut être effectuée à l'aide d'un signal de données ou d'un signal d'entraînement, ou les deux. Afin de choisir la technique d'estimation de canal pour le système OFDM à l'étude, de nombreuses caractéristiques différentes des mises en œuvre, y compris la performance nécessaire, le coût de calcul et la variation de temps du canal, doivent être prises en compte.

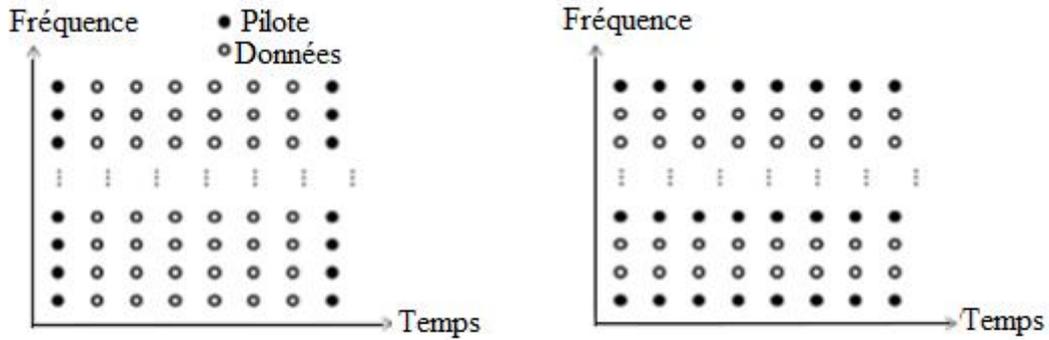
2.3 Techniques d'estimation

Parmi le grand nombre de méthodes d'estimation de canal, on s'intéresse ici aux techniques dites semi-aveugles, effectuées dans le domaine fréquentiel [7].

2.3.1 Les pilotes

On appelle les méthodes semi-aveugles, ou assistées par pilotes celles qui utilisent des porteuses dites "pilote" pour effectuer l'estimation. Les pilotes sont des porteuses dont le gain, la phase et la position dans la trame OFDM sont connus de l'émetteur et du récepteur.

Le motif des pilotes dans la trame OFDM dépend de la sélectivité du canal. Ainsi, pour un canal très sélectif en fréquence mais pas en temps, on utilisera un préambule dans le domaine fréquentiel, où chaque sous porteuse d'un symbole OFDM donné est dédiée à l'estimation. C'est le thème utilisé quand on considère un canal quasi-statique. Pour un canal moyennement sélectif en fréquence, mais très sélectif en temps, on utilisera plutôt un préambule dans le domaine temporel, où certaines fréquences sont exclusivement dédiées à l'estimation de canal. Pour chaque symbole OFDM. La **Figure 2.1** illustre ces deux dispositions: les porteuses Pilotes sont en noir et les porteuses d'information en blanc. on remarque, sur la **Figure 2.1** (b), que si le canal est connu au niveau des Pilotes, une interpolation sera nécessaire pour estimer la réponse fréquentielle du canal sur tout le réseau temps-fréquence. Certaines méthodes d'estimations vont être abordées par la Suite [7].



(a) Prémabule dans le domaine fréquentiel (b) Prémabule dans le domaine temporel

Figure 2.1. Deux motifs possibles de disposition des pilotes

2.3.2 Structure pilote

On a trois types de structures pilotes sont examinés selon la disposition des pilotes: le type de bloc, le type de peigne et le type de treillis [12-13].

2.3.2.1 Type de bloc

La Figure 2.2 illustre un type de dispositif de pilote en bloc. Les signaux OFDM avec des pilotes à tous les sous-porteuse (appelés symboles pilotes dans le présent document) sont transmis périodiquement pour l'estimation des canaux. À l'aide de ces pilotes, une interpolation du domaine temporel est effectuée pour estimer.

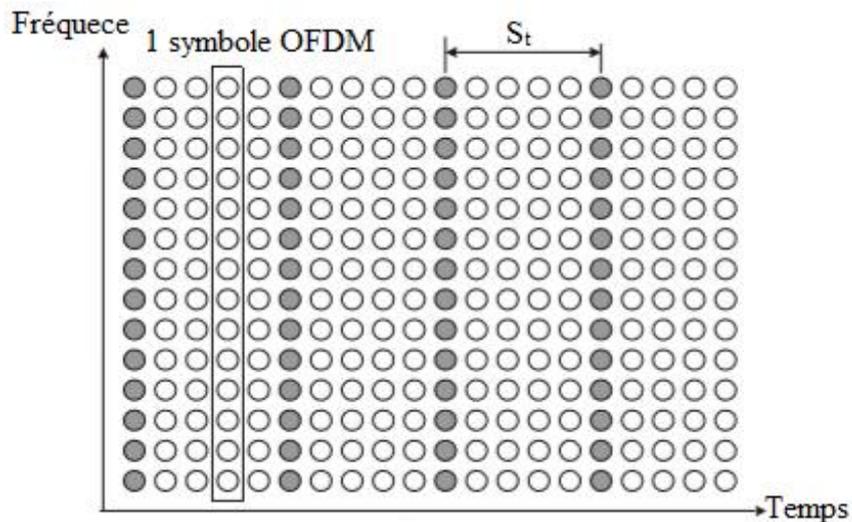


Figure 2.2. Dispositif pilote de type bloc

Le long canal de l'axe du temps. Laissez S_t indiquer la durée de symboles du pilote dans le temps. Afin de suivre les caractéristiques des canaux qui varient dans le temps, les symboles pilotes doivent être placés aussi souvent que le temps de cohérence. Comme le temps de cohérence est donné sous une forme inverse de la fréquence Doppler $f_{Doppler}$ dans le canal, la période du symbole pilote doit satisfaire à l'inégalité suivante:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (2.1)$$

La disposition du pilote de type bloc convient aux canaux à sélection de fréquence, car les tonalités pilotes sont introduites dans tous les sous-porteuse de symboles pilotes avec une période dans le temps. Cependant, pour les canaux qui s'estompent rapidement, la réduction du temps de symbole du pilote peut entraîner une surcharge trop importante pour suivre la variation du canal [17].

2.3.2.2 Type de peigne

La **Figure 2.3** illustre la disposition du pilote de type peigne. Dans ce type, chaque symbole OFDM a des tonalités pilotes sur les sous-porteuse situés périodiquement, qui sont utilisés pour une interpolation de domaine de fréquence pour estimer le long canal de l'axe de fréquence. Que S_f soit la période des tonalités pilotes en fréquence. Les symboles pilotes doivent être placés aussi souvent que la bande passante cohérente afin de suivre les caractéristiques des canaux sélectifs en fréquence. Comme la largeur de bande de cohérence est déterminée par un inverse de la plus grande propagation de retard σ_{max} , la période de symbole pilote doit satisfaire à l'inégalité suivante:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (2.2)$$

Contrairement à la disposition pilote de type bloc, la disposition pilote de type peigne convient aux canaux à évanouissement rapide, mais pas aux canaux sélectifs en fréquence.

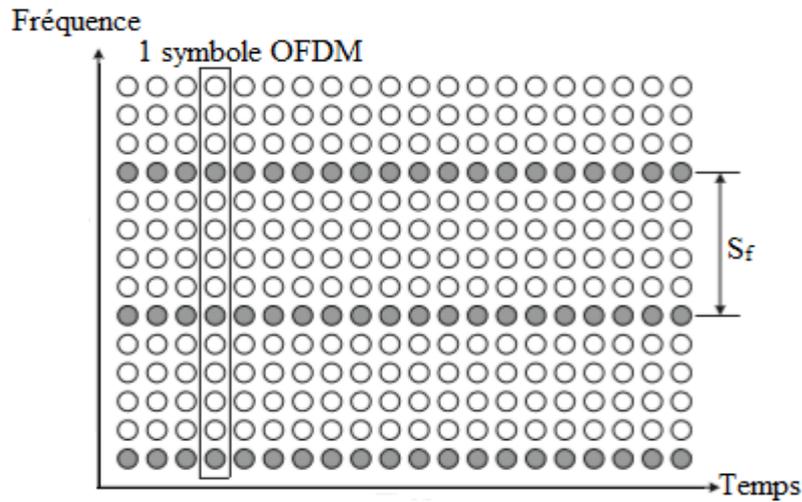


Figure 2.3. Dispositif pilote de type peigne

2.3.2.3 Type de treillis

La **Figure 2.4** illustre la disposition des pilotes de type treillis. Dans ce type, des sons pilotes sont insérés le long des axes de temps et de fréquence avec des périodes données. Les tonalités pilotes dispersées dans les deux axes de temps et de fréquence facilitent les interpolations de temps/domaine de fréquence pour l'estimation de canal. Soit S_t et S_f représentent respectivement les périodes de symboles pilotes dans le temps et la fréquence. Afin de suivre les caractéristiques des canaux à variation temporelle et à sélection de fréquence, la disposition du symbole du pilote doit satisfaire aux équations (2.1) et (2.2), de sorte que:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}}, \text{ and, } S_f \leq \frac{1}{\sigma_{\max}}$$

Où $f_{Doppler}$ et σ_{\max} désignent respectivement l'étalement Doppler et l'étalement du délai maximum.

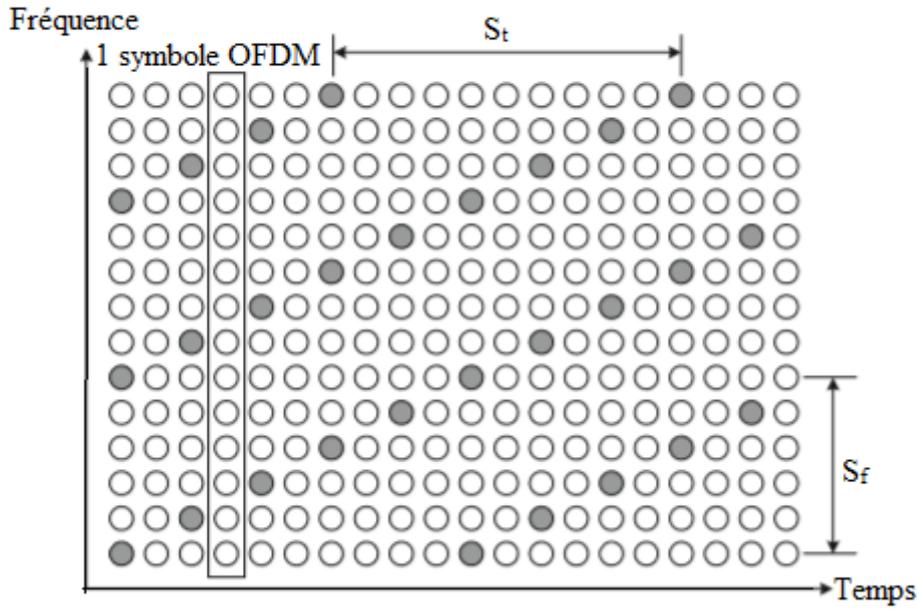


Figure 2.4. Dispositif pilote de type treillis

2.4 Estimation de canal à base des symboles d'apprentissage

Pour l'estimation des canaux, des symboles de formation peuvent être utilisés, et ils fonctionnent généralement bien. Cependant, le coût des symboles de formation tels que le préambule ou les tonalités du pilote qui doivent être fournis en plus des symboles de données réduit leur efficacité de transmission. Les techniques des moindres carrés (LS) et de l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) sont largement utilisées pour l'estimation des canaux lorsque des symboles de formation sont disponibles [14,15,13,16]. Nous supposons que tous les sous-porteuse sont orthogonaux (c.-à-d., sans ICI). Ensuite, les symboles d'entraînement pour les sous-porteuse N peuvent être représentés par la matrice diagonale suivante:

$$X = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[0] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

où $X[k]$ indique une tonalité pilote à la sous-porteuse $k^{ième}$, avec $E\{X[k]\} = 0$ et $\text{var}\{X[k]\} = \sigma_x^2, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Notez que X est donné par une matrice diagonale, puisque nous supposons que tous les sous-porteuse sont orthogonaux. Étant donné que le gain de canal

est $H[k]$ pour chaque sous-porteuse k , le signal d'apprentissage reçu $Y[k]$ peut être représenté comme suit

$$\begin{aligned}
 Y &= \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} \\
 &= XH + Z
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

où H est un vecteur de canal donné par $H = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$ est un vecteur de

bruit donné par $Z = [Z[0], Z[1], \dots, Z[N-1]]^T$ avec $E\{Z[k]\} = 0$ et $\text{var}\{Z[k]\} = \sigma_x^2$,

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Dans la suite de la discussion, laissons \hat{H} désigner l'estimation du canal H .

2.4.1 Estimation LS

La méthode d'estimation du canal par les moindres carrés (LS), minimise la fonction de coût suivante en trouvant l'estimation du canal \hat{H} , défini comme la norme carrée de la différence entre le vecteur du signal reçu Y et le produit du vecteur de signal émis X par une matrice diagonale H dont les coefficients sont à optimiser:

$$\begin{aligned}
 J(\hat{H}) &= \|Y - X\hat{H}\|^2 \\
 &= (Y - X\hat{H})^H (Y - X\hat{H}) \\
 &= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X\hat{H}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Où l'indice H désigne la matrice transposée conjuguée et le chapeau l'estimation.

Posons la dérivée par rapport à de la fonction coût à zéro \hat{H} :

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial \hat{H}} = -2(X^H Y)^* + 2(X^H X\hat{H}) = 0 \tag{2.6}$$

Soit $\hat{H}_{LS} = Y / X$

on a $X^H X\hat{H} = X^H Y$, ce qui donne la solution à l'estimation du canal LS comme suit

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} X^H Y = X^{-1} Y \tag{2.7}$$

On notons que chaque composante de l'estimation du canal \hat{H}_{LS} par $\hat{H}_{LS}[k]$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

Puisque X est supposé être diagonal en raison de la condition sans ICI, LS l'estimation du canal \hat{H}_{LS} peut être écrite pour chaque sous-porteuse comme suit

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

L'erreur quadratique moyenne (MSE) de cet estimateur est donnée par

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E \left\{ (H - \hat{H}_{LS})^H (H - \hat{H}_{LS}) \right\} \\ &= E \left\{ (H - X^{-1}Y)^H (H - X^{-1}Y) \right\} \\ &= E \left\{ (X^{-1}Z)^H (X^{-1}Z) \right\} \\ &= E \left\{ Z^H (XX^H)^{-1} Z \right\} \\ &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Notez que le MSE dans l'équation (2.9) est inversement proportionnel au rapport signal à bruit, $SNR = \sigma_z^2 / \sigma_x^2$, ce qui implique que le MSE peut être sujet à une augmentation du bruit, en particulier lorsque le canal est dans un zéro profond. Toutefois, la méthode LS a été largement utilisée pour l'estimation de canal en raison de sa simplicité [17].

2.4.2 Estimateur MMSE

L'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) minimise l'erreur quadratique moyenne entre le canal réel et estimé

$$J(\hat{H}) = E \left\{ \|e\|^2 \right\} = E \left\{ \|H - \hat{H}\|^2 \right\} \quad (2.10)$$

On Considérons la solution LS de l'équation (2.7), $\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y$ \square \tilde{H} En utilisant la matrice de poids W , définie $\hat{H} \square W\tilde{H}$, qui correspond à l'estimation MMSE. En se référant à la **Figure 2.5**, MSE de l'estimation du canal

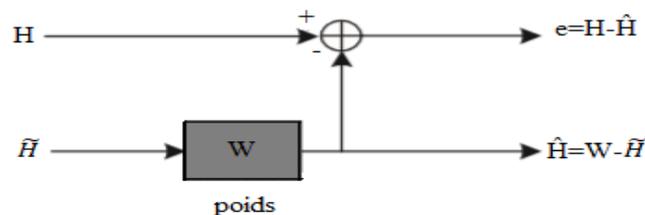


Figure 2.5. Estimation du canal MMSE

Ensuite, la méthode d'estimation du canal MMSE finds une meilleure estimation (linéaire) en termes de W de telle sorte que MSE dans l'équation (2.10) soit minimisée. Le principe d'orthogonalité stipule que le vecteur d'erreur d'estimation $e = H - \hat{H}$ est orthogonal à \tilde{H} , tel que

$$\begin{aligned}
E\{e\tilde{H}^H\} &= E\{(H - \hat{H})\tilde{H}^H\} \\
&= E\{(H - W\tilde{H})\tilde{H}^H\} \\
&= E\{H\tilde{H}^H\} - WE\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\
&= R_{H\tilde{H}} - WR_{\tilde{H}\tilde{H}} = 0
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Théorème :

La transformation linéaire $L[\cdot]$ est l'estimation de l'erreur quadratique moyenne minimale si et seulement si l'erreur $\varepsilon(t)$ est orthogonale à $(\cdot) Y(\xi)$ pour $\xi \in [t_i, t_f]$ [18].

Où R_{AB} est la matrice de corrélation croisée de $N \times N$ matrices A et B c'est-à-dire ($R_{AB} = E[AB^H]$), et \tilde{H} est l'estimation du canal LS donnée par

$$\tilde{H} = X^{-1}Y = H + X^{-1}Z \tag{2.12}$$

En résolvant l'équation (2.11) pour W , on obtient

$$W = R_{H\tilde{H}} R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \tag{2.13}$$

Où $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ est la matrice d'autocorrélation de \tilde{H} donnée par

$$\begin{aligned}
R_{\tilde{H}\tilde{H}} &= E\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\
&= E\{X^{-1}Y(X^{-1}Y)^H\} \\
&= E\{(H + X^{-1}Z)(H + X^{-1}Z)^H\} \\
&= E\{HH^H + X^{-1}ZH^H + HZ^H(X^{-1})^H + X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\
&= E\{HH^H\} + E\{X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\
&= E\{HH^H\} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Et $R_{H\tilde{H}}$ est la matrice de corrélation croisée entre le vecteur de canal réel et le vecteur d'estimation de canal temporaire dans le domaine de fréquence. En utilisant l'équation (2.14), l'estimation du canal MMSE se présente comme suit

$$\begin{aligned}\hat{H} &= W\tilde{H} = R_{H\tilde{H}} R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \tilde{H} \\ &= R_{H\tilde{H}} \left(R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} \tilde{H}\end{aligned}\quad (2.15)$$

Les éléments de $R_{H\tilde{H}}$ et R_{HH} dans l'équation (2.15) sont

$$E\{h_{k,l}\tilde{h}_{k',l'}^*\} = E\{h_{k,l}h_{k',l'}^*\} = r_f[k-k']r_t[l-l']\quad (2.16)$$

Où k et l désignent respectivement l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel) et l'indice du symbole OFDM (domaine temporel). Notons que, la fonction d'autocorrélation est factorisée en deux fonctions séparées, en temps et en fréquence, $r_t[l]$ et $r_f[k]$, respectivement. Cette hypothèse est généralement justifiée dans des situations pratiques car le plus souvent l'étalement par trajets multiples ne dépend que de la description du diffuseur, alors que la variation Doppler de l'évanouissement dépend généralement du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur [19].

Pour dériver l'équation (2.16), on suppose que $\phi(\tau - \Delta t)$ peut être factorisé en

$$\phi(\tau, \Delta t) = Q(\tau)\Phi(\Delta t)\quad (2.17)$$

où $\Phi(\Delta t)$ est une fonction qui décrit la variation Doppler du canal de communication.

Un exemple de $\Phi(\Delta t)$ est $\Phi(\Delta t) = J_0(2\pi\lambda_{\max}\Delta t)$, où λ_{\max} est la fréquence Doppler maximale. Cette expression de $\Phi(\Delta t)$ est bien connue dans la modélisation de la variation Doppler dans les communications terrestres-mobiles [20].

Dans un canal multi-trajets avec un PDP (Power Delay Profile) décrit par une exponentielle décroissante, la corrélation dans le domaine fréquentiel, $r_f[k]$, est donnée par :

$$r_f[k] = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{rms}k\Delta f}\quad (2.18)$$

Où $\Delta f = 1/T_{sub}$ est l'espacement des sous-porteuses pour la longueur d'intervalle FFT de T_{sub}

Parallèlement, pour un canal à évanouissement avec la fréquence Doppler maximale f_{\max} et le spectre de Jake, la corrélation dans le domaine temporel $r_t[l]$ est donnée comme suit

$$r_t[l] = J_0(2\pi f_{\max}lT_{sym})\quad (2.19)$$

MMSE est plus complexe que LS mais donne des meilleures performances par rapport à l'estimateur LS, particulièrement dans le cas de faibles rapports signal sur bruit (SNR).

L'inconvénient principal de cet estimateur est qu'il exige un volume de calcul très important du fait de l'inversion de matrice chaque fois que la matrice X change [17].

Ou $T_{sym} = T_{sub} + T_G$ ou T_G est la durée de l'intervalle de garde et $J_0(x)$ est le premier terme de la fonction de Bessel d'ordre 0 Notez que $r_t[0] = J_0(0) = 1$, ce qui implique que la corrélation dans le domaine temporel pour le même symbole OFDM est l'unité.

Pour estimer le canal pour les symboles de données, les sous-porteuses pilotes doivent être interpolées . Les méthodes d'interpolation les plus courantes sont l'interpolation linéaire, l'interpolation polynomiale du second ordre et l'interpolation par spline cubique [21,22,23].

2.5 L'interpolation

Dans l'estimation de canal basée sur le deuxième et troisième cas d'arrangement des pilotes, une technique efficace d'interpolation est nécessaire afin d'estimer le canal aux sous-porteuses de données en utilisant l'information sur le canal aux sous-porteuses pilotes.

La méthode d'estimation LS permet d'obtenir la réponse fréquentielle (bruitée) sur les porteuses pilote. Toutefois, il est nécessaire, dans la plupart des cas, d'effectuer une interpolation pour estimer le canal sur tout le réseau temps-fréquence. Notons d'abord que, l'estimateur LMMSE est un filtre de Wiener, donc un filtre interpolateur par nature. Pour plus de détail sur ce point, le lecteur est invité à se référer au chapitre 7 de la référence [17].

L'interpolation est utilisée pour estimer le canal aux sous-porteuses de données, ou le vecteur $\hat{H}^{(p)}$ de longueur H_p est interpolé pour donner un vecteur \hat{H} de longueur N, ($N_p = N / K_f$). Les méthodes de l'interpolation sont récapitulées dans ce qui suit [24].

2.5.1 Interpolation linéaire

La méthode LI utilisée pour estimer le canal aux sous-porteuses de données entre deux sous-porteuses pilotes \hat{H}_m^p et \hat{H}_{m+1}^p est donnée par

$$\hat{H}_k = \hat{H}_{mkf+l} = \hat{H}_m^p + l \frac{\hat{H}_m^p - \hat{H}_{m+1}^p}{k_f} \quad (2.20)$$

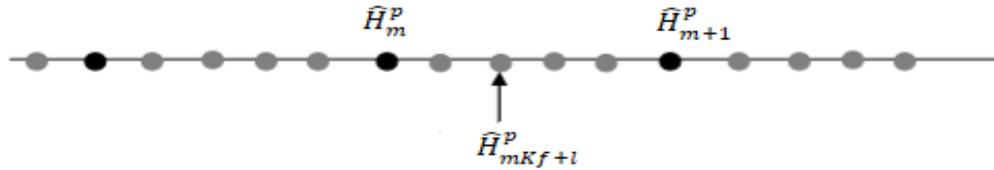


Figure 2.6. Interpolation linéaire

2.5.2 Interpolation du second ordre

La méthode SOI s'exécute mieux que la méthode linéaire. L'estimation du canal aux sous-porteuses de données est obtenue par la combinaison linéaire des trois estimations des sous-porteuses pilotes adjacents. L'estimation par l'interpolation de second ordre est donnée par:

$$\hat{H}_{mkf+l} = c_1 \hat{H}_{m-1}^p + c_0 \hat{H}_m^p + c_{-1} \hat{H}_{m+1}^p \quad (2.21)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} c_1 = \alpha(\alpha - 1) / 2 \\ c_0 = -\alpha(\alpha - 1)(\alpha + 1) \\ c_{-1} = \alpha(\alpha + 1) / 2 \\ \alpha = l / N \end{array} \right.$$

2.5.3 Interpolation par splines cubiques

Dans l'algorithme CSI, la fonction de transfert de chaque sous-porteuse est approchée par un polynôme de troisième ordre par rapport. L'estimation est faite par l'obtention de coefficients de polynômes en utilisant quatre sous-porteuse pilotes adjacentes et leurs dérivés du second ordre.

2.6 Égalisation

Après estimation de la réponse impulsionnelle du canal, nous tournons maintenant notre attention vers l'égalisation des blocs de données reçus. Les sous-porteuses reçues dans le bloc de données OFDM souffrent d'une distorsion sur leur amplitude et d'un décalage en leurs phases. Ceci est due au coefficients complexes multiplicatifs de canal de chaque sous-porteuse. L'égalisation peut être réalisée afin de combattre les effets multiplicatifs introduits par le canal (souvent multi-trajets) sur les sous-porteuses des symboles OFDM. Nous considérons deux méthodes d'égalisation; l'égalisation dans le domaine temporelle et l'égalisation dans le

domaine fréquentiel. Cette opération peut ainsi être réalisée simplement dans le domaine fréquentiel, en multipliant l'échantillon reçu sur chaque sous-porteuse par un scalaire complexe [25].

2.7 MSE

L'erreur quadratique moyenne (MSE) vous indique à quel point une droite de régression est proche d'un ensemble de points. Pour ce faire, il prend les distances entre les points et la droite de régression (ces distances sont les « erreurs ») et les met au carré. L'équerrage est nécessaire pour éliminer tout signe négatif. Cela donne également plus de poids aux différences plus importantes. C'est ce qu'on appelle l'erreur quadratique moyenne car on cherche toujours à trouver la moyenne d'un ensemble d'erreurs. Plus la MSE est faible, meilleures sont les prévisions [26].

2.8 BER

Le BER est un paramètre qui donne une excellente indication des performances d'une liaison de données telle qu'un système radio ou à fibre optique. Le nombre d'erreurs qui se produisent est l'un des paramètres clés de toute liaison de données. Le nombre d'erreurs qui se produisent, le taux d'erreur sur les bits, est un paramètre clé. La connaissance du TEB permet également d'ajuster d'autres caractéristiques de la liaison, telles que la puissance, la largeur de bande, etc, le TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$. afin d'obtenir les performances requises. Le test du taux d'erreur sur les bits (BER) est une méthode puissante pour tester de bout en bout les systèmes de transmission numérique.

Si le BER est trop élevé, les performances du système se dégraderont considérablement. S'il reste dans les limites, le système fonctionnera de manière satisfaisante. Ce signal bruyant devient alors l'entrée du récepteur. Le récepteur démodule le signal, produisant une séquence de bits récupérés [27].

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits total transmis}} \quad (2.22)$$

2.9 conclusion

Nous avons passé en revue dans ce chapitre deux méthodes pour l'estimation de canal à savoir les algorithmes LS et LMMSE. L'estimateur LMMSE s'exécute mieux que l'estimateur basé

sur le critère à moindres carrés (LS) mais sa complexité de calcul est l'un des inconvénients principaux pour des implémentations pratiques, nous avons ensuite présenté les différents types de disposition des symboles pilotes dans la grille temps-fréquence permettant d'estimer le canal de transmission afin de faire l'égalisation.

Chapitre 3

Carte URSP 2920

3.1 Introduction

Les différents systèmes de communication sans fil peuvent être implémentés sur des plateformes matérielles en utilisant une radio logicielle ou SDR, pour Software Defined Radio. Une radio logicielle est un récepteur et éventuellement émetteur radio réalisés principalement par logiciel et dans une moindre mesure par matériel. On peut donner également d'autres définitions pour avoir une idée plus précise sur le SDR. La définition suivante nous a parait suffisante pour fournir une idée claire sur un SDR. La référence est le site internet, radio-amateur-wiki [28].

Un SDR est essentiellement un ordinateur (c.-à-d. software ou logiciel, comme LabVIEW) relié à un terminal RF (c.-à-d. hardware ou matériel, comme la NI-USRP 2920) qui remplit les fonctions habituelles de détection et de transmission de signaux radio.

Le composant physique clé est le convertisseur analogique-numérique (ADC, Analog-to-Digital Converter) qui relie le terminal RF à l'ordinateur. Le traitement de la sortie numérique du ADC est effectué par CPU ou processeur. Cela présente un certain nombre d'avantages:

- Le besoin de matériel spécialisé (un générateur de signaux, par exemple) est considérablement réduit (le logiciel remplace le matériel pour réaliser la plupart des fonctions).
- De nouvelles fonctions peuvent être ajoutées à la radio en modifiant ou en ajoutant au logiciel (Modulation Toolkit de LabVIEW, par exemple, et aussi les dizaines de packages disponible à ajouter).

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 va servir à générer le signal OFDM, cette étude nécessite aussi la disposition des cartes USRP pour la transmission et la réception du signal, afin de réaliser une étude comparative entre la simulation et la pratique. Pratiquement, nous avons besoin de, au moins, deux cartes. L'une pour l'émission et l'autre

pour la reception. Bien évidemment, si on souhaite faire une transmission MIMO 4x4, 8x8. etc, il faut ajouter d'autres cartes.

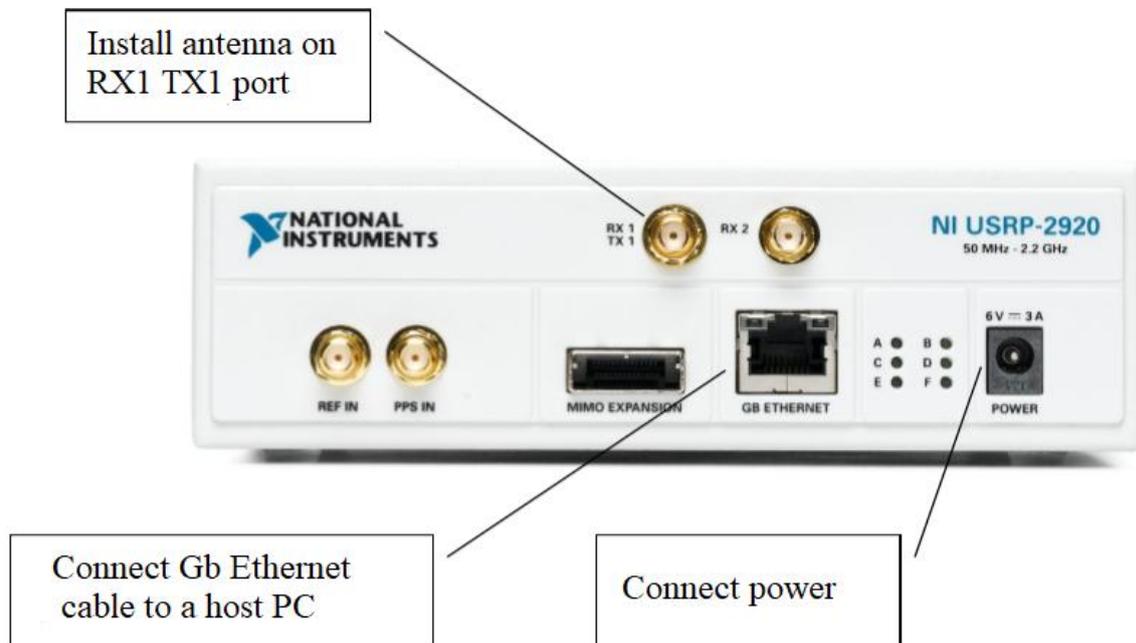


Figure 3.1. Panneau frontal de l'USRP

3.2 Principes fondamentaux de la radio logicielle et des systèmes de communication numérique

Cette section passe en revue les concepts fondamentaux de la radio logicielle. Un système de communication numérique typique comprend un émetteur, un récepteur et un canal de communication. La **Figure 3.2** illustre les composants généraux d'un système de communication numérique. L'émetteur, représenté par les blocs de la rangée supérieure, contient des blocs pour le codage de la source et du canal, la modulation, la simulation des dégradations du signal dans le monde réel et la conversion ascendante. Le récepteur, qui comprend les blocs de la rangée inférieure, comporte des blocs pour la conversion descendante, le filtrage adapté, l'égalisation, la démodulation, le décodage de canal et le décodage de source [29].

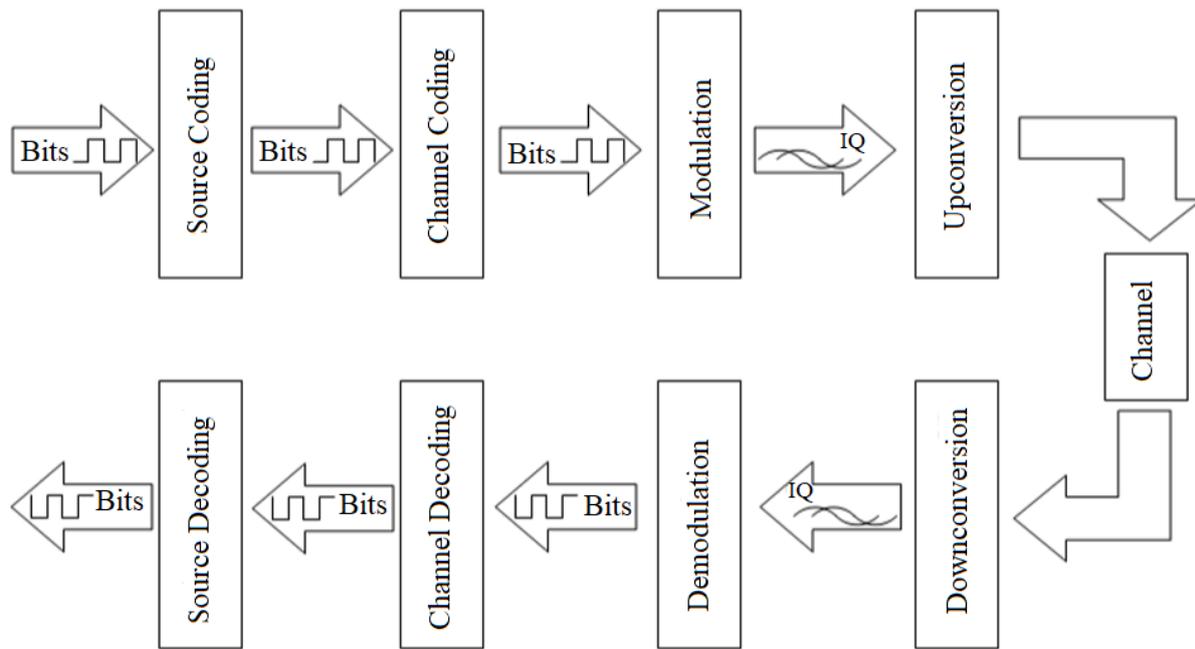


Figure 3.2. Schéma fonctionnel d'un système de communication numérique

3.3 Carte USRP 2920

Le carte NI USRP 2920 (National Instrument Universal Software Radio Peripheral 2920) se connecte à un PC hôte pour agir comme un SDR. Les signaux entrants connectés au connecteur SMA (SubMiniature version A) standard sont mélangés à l'aide d'un récepteur à conversion directe (DCR) en composants I/Q de bande de base, qui sont échantillonnés par un convertisseur analogique-numérique (ADC) à 2 canaux, 100 MS/s et 14 bits.

Les données I/Q numérisées suivent des chemins parallèles à travers un processus de conversion numérique descendante (DDC) qui mélange, filtre et décime le signal d'entrée de 100 MS/s à un taux spécifié par l'utilisateur. Les échantillons convertis, lorsqu'ils sont représentés sous forme de nombres de 32 bits (16 bits chacun pour I et Q), sont transmis à l'ordinateur hôte à une vitesse pouvant atteindre 20 M-échantillons/s via une connexion Gigabit Ethernet standard.

Pour la transmission, les échantillons de signaux I/Q en bande de base sont synthétisés par l'ordinateur hôte et transmis à l'USRP-2920 à une vitesse pouvant atteindre 20 MS/s sur Gigabit Ethernet lorsqu'ils sont représentés avec 32 bits (16 bits chacun pour les composantes I et Q). Le matériel de l'USRP interpole le signal entrant à 400 MS/s à l'aide d'un processus de conversion numérique ascendante (DUC), puis convertit le signal en analogique avec un convertisseur numérique-analogique (CNA) 16 bits à double canal. Le signal analogique résultant est ensuite mélangé à la fréquence porteuse spécifiée.

Un mode 8 bits disponible, dans lequel 16 bits au total sont utilisés pour représenter les valeurs I et Q d'un échantillon converti en aval ou d'un échantillon à convertir en amont, peut permettre un taux de transfert allant jusqu'à 40 MS/s sur la connexion Gigabit Ethernet entre le PC hôte et l'USRP.

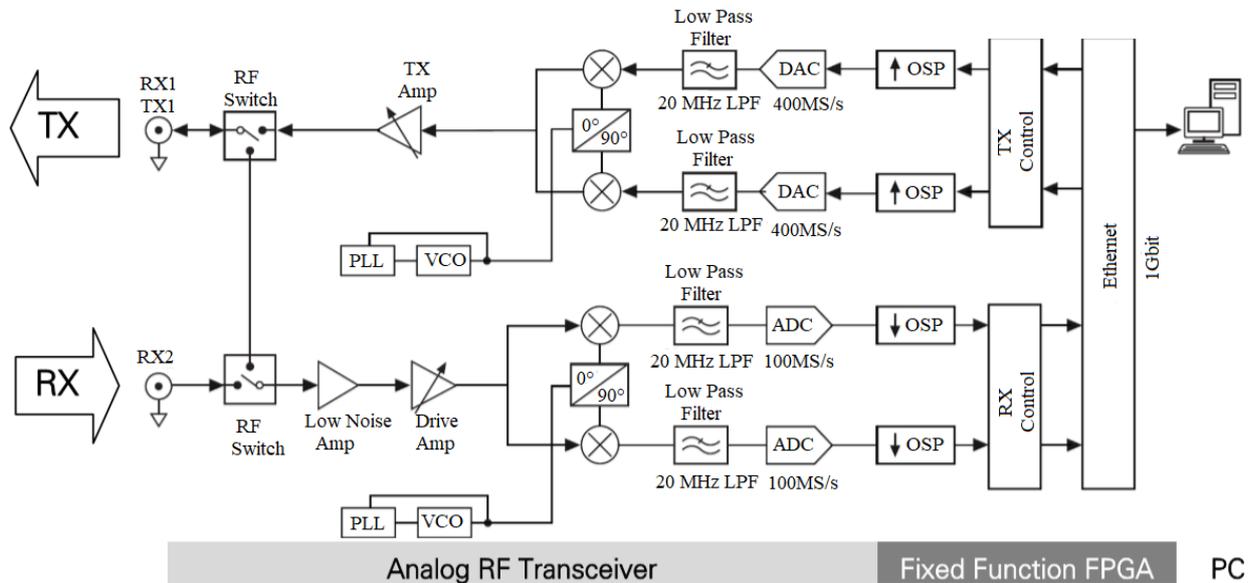


Figure 3.3. Schéma fonctionnel de l'USRP

3.4 Rôle de l'ordinateur dans la SDR

Un système de radio logicielle est un système de communication radio dans lequel certains composants matériels sont mis en œuvre dans un logiciel. Ces composants matériels comprennent des filtres, des amplificateurs, des modulateurs et des démodulateurs. Comme ces composants sont définis dans le logiciel, vous pouvez ajuster un système radio défini par logiciel en fonction des besoins sans apporter de modifications matérielles importantes. Comme les ordinateurs d'aujourd'hui peuvent contenir des processeurs très rapides et des interfaces à haut débit, nous pouvons tirer parti de ces capacités pour notre radio définie par logiciel en les implémentant rapidement sur un ordinateur, à l'aide de LabVIEW.

3.5 Installation de logiciel

Pour acquérir des données à partir de l'USRP, vous devez d'abord installer un environnement de développement logiciel, puis le pilote matériel.

3.5.1 Environnement de développement : NI LabVIEW

L'environnement de développement facilite l'interaction entre l'ordinateur et l'utilisateur pour l'acquisition, le traitement, l'analyse et la présentation des données de mesure. Il s'agit soit d'une application préconstruite avec des fonctionnalités prédéfinies, soit d'un environnement de programmation permettant de créer des applications avec des fonctionnalités personnalisées. Les applications personnalisées sont souvent utilisées pour automatiser plusieurs fonctions d'un appareil, exécuter des algorithmes de traitement du signal et afficher des interfaces utilisateur personnalisées.

Le principal environnement de développement de NI-USRP est NI LabVIEW. LabVIEW est un langage de programmation graphique qui abstrait les complexités de bas niveau de la programmation textuelle en un langage visuel que les scientifiques et les ingénieurs utilisent dans le monde entier pour acquérir, analyser, traiter et présenter des données dans le même environnement.

3.5.2 Pilote matériel : NI-USRP

Le logiciel pilote permet au logiciel d'application d'interagir avec un périphérique. Il simplifie la communication avec le périphérique en faisant abstraction des commandes matérielles de bas niveau et de la programmation au niveau des registres. En général, le logiciel pilote expose une interface de programmation d'application (API) qui est utilisée dans un environnement de programmation pour créer un logiciel d'application.

Le pilote matériel de l'USRP est NI-USRP. Le pilote USRP est fourni avec des exemples de programmes LabVIEW et des fichiers d'aide pour vous aider à démarrer.

3.6 Pilote LabVIEW NI-USRP

Une fois installé, le pilote matériel NI USRP installe automatiquement des programmes d'exemple, des fichiers d'aide et des fonctions.

3.6.1 Programmes d'exemple de NI-USRP

Pour trouver des fichiers d'exemple pour l'utilisation du pilote USRP dans LabVIEW, allez dans le menu Démarrer " Tous les programmes " National Instruments " NI-USRP " Exemples

3.6.2 Fichiers d'aide de NI-USRP

Il existe deux formes d'aide proposées dans l'environnement de développement LabVIEW : L'aide contextuelle et l'aide détaillée.

3.6.2.1 Aide contextuelle

La fenêtre d'aide contextuelle affiche des informations de base sur les objets LabVIEW lorsque vous déplacez le curseur sur chaque objet. Pour basculer l'affichage de la fenêtre d'aide contextuelle, sélectionnez Aide " Afficher l'aide contextuelle ou appuyez sur <Ctrl-H>.

Lorsque vous déplacez le curseur sur les objets de la face avant et du schéma-bloc, la fenêtre d'aide contextuelle affiche l'icône des subVIs des fonctions, des constantes, des contrôles et des indicateurs, avec les fils attachés à chaque borne. Lorsque vous déplacez le curseur sur les options des boîtes de dialogue, la fenêtre d'aide contextuelle affiche la description de ces options.

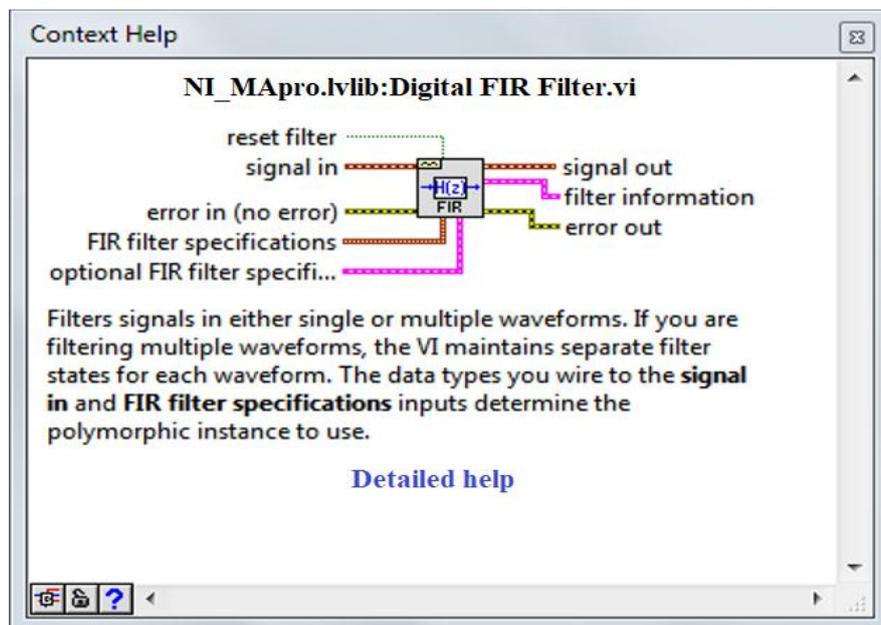


Figure 3.4. L'aide contextuelle de LabVIEW

Si une rubrique d'aide détaillée correspondante existe pour un objet que la fenêtre d'aide contextuelle décrit, un lien bleu d'aide détaillée apparaît dans la fenêtre d'aide contextuelle comme le montrer dans la Figure 3.4. Cliquez sur le lien ou le bouton pour afficher l'aide LabVIEW et obtenir plus d'informations sur l'objet.

3.6.2.2 Aide détaillée (LabVIEW Help)

L'aide LabVIEW est la meilleure source d'informations détaillées sur les caractéristiques et fonctions spécifiques de LabVIEW. Les entrées de l'aide détaillée décomposent les sujets en une section "concepts" avec des descriptions détaillées et une section "comment faire" avec des instructions étape par étape pour utiliser les fonctions LabVIEW.

Vous pouvez accéder à l'aide LabVIEW en sélectionnant Aide " Rechercher l'aide LabVIEW, ou en cliquant sur le lien bleu Aide détaillée dans la fenêtre d'aide contextuelle. Vous pouvez également cliquer avec le bouton droit de la souris sur un objet et sélectionner Aide dans le menu contextuel.

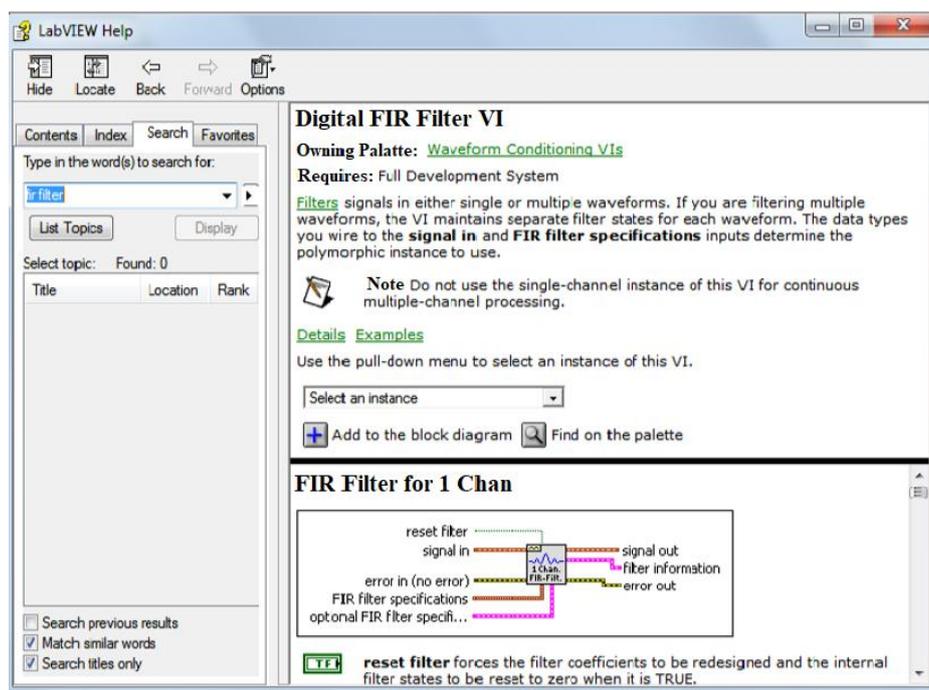


Figure 3.5. Aide détaillée de LabVIEW

3.7 Palette de fonctions de NI-USRP

Pour accéder aux fonctions de NI-USRP dans LabVIEW, naviguez dans le schéma fonctionnel et faites un clic droit sur l'espace blanc vide pour faire apparaître la palette de fonctions. Naviguez ensuite jusqu'à Instrument Drivers " NI-USRP. Les fonctions apparaîtront comme dans la palette ci-dessous. Faites glisser et déposez une fonction sur le schéma fonctionnel pour commencer la programmation.

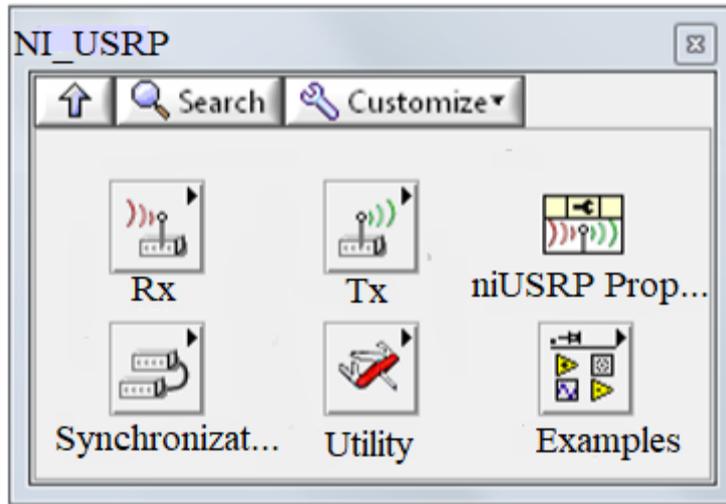


Figure 3.6. Palette NI-USRP dans LabVIEW

3.7.1 Nœud de propriété niUSRP

Utilisez les propriétés de niUSRP pour accéder aux options de configuration avancées des applications du pilote NI-USRP.

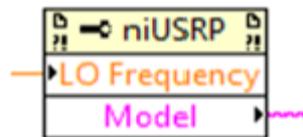


Figure 3.7. Nœud de propriété du niUSRP

3.8 Les huit fonctions les plus utilisées de NI-USRP

La section suivante présente les huit fonctions USRP les plus utilisées pour vous aider à démarrer vos expériences. Elles ont été regroupées en catégories en fonction de leur fonctionnalité. Ces catégories sont les suivantes : Configurer, Lire/Ecrire et Fermer. Ces catégories sont incluses dans la plupart des programmes d'acquisition de données et constituent des modèles de programmation importants à prendre en compte lors de la création d'un nouvel instrument virtuel (VI) LabVIEW.

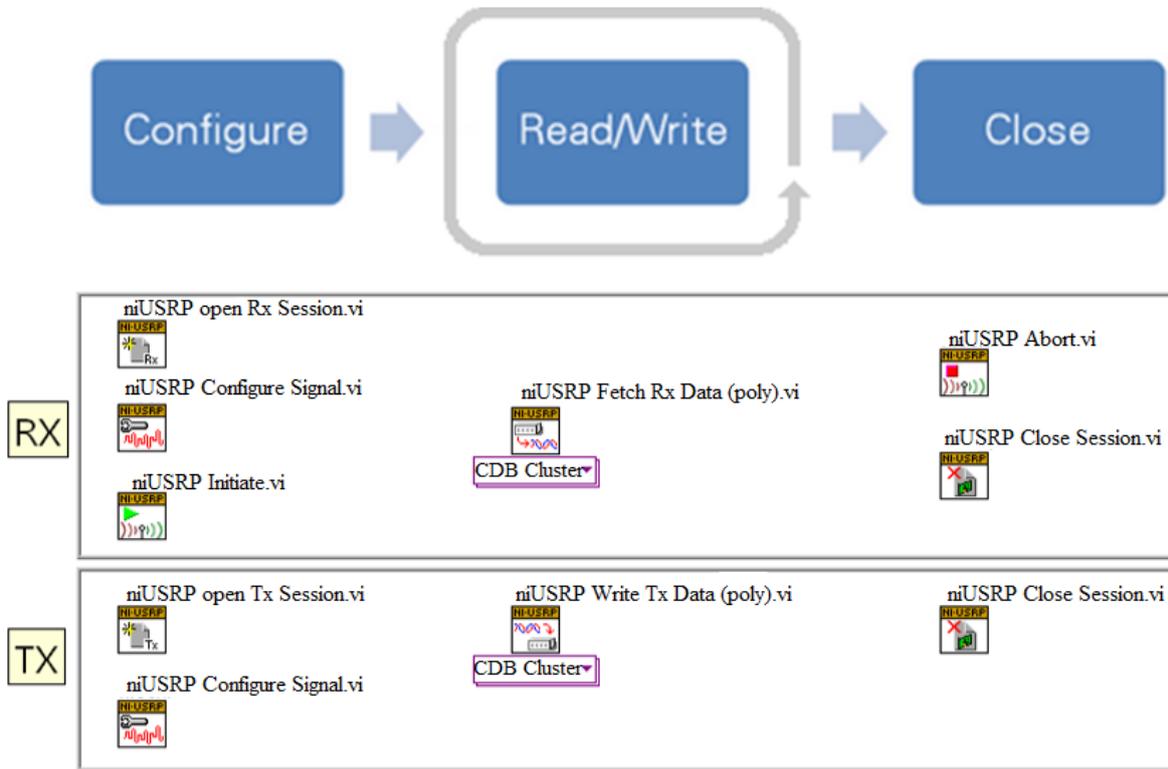


Figure 3.8. Huit fonctions les plus utilisées de NI-USRP

3.8.1 niUSRP Open Rx Session

Le VI niUSRP Open Rx Session est le premier VI qui est utilisé pour créer une session logicielle avec l'USRP pour recevoir un signal RF. Une session est nécessaire pour envoyer des données de configuration et récupérer des données IQ de l'USRP.

Une session Rx ne peut être utilisée qu'avec des fonctions Rx.

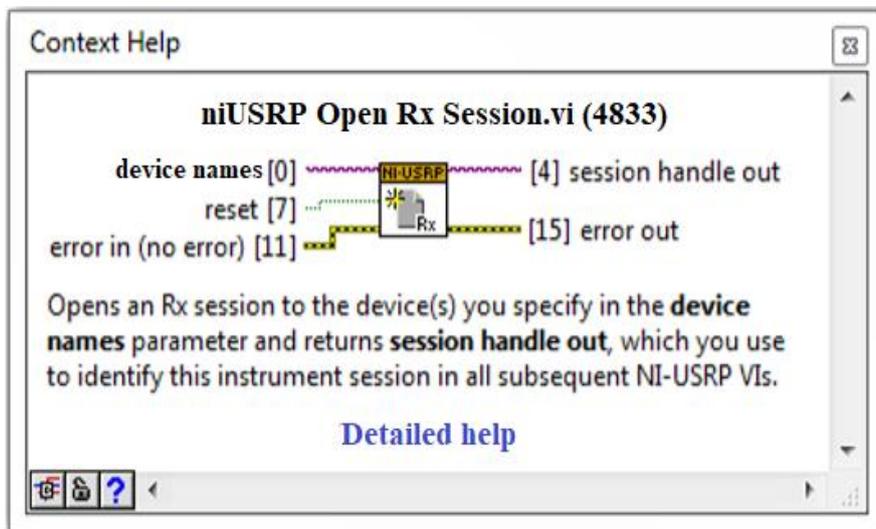


Figure 3.9. Pins de contrôle du bloc niUSRP Open Rx Session VI

3.8.2 niUSRP Configure signal

Le VI niUSRP Configure Signal peut être utilisé avec une session de réception (Rx) ou de transmission (Tx). Il définit le taux IQ, la fréquence porteuse, le gain et l'antenne active. Pour les configurations USRP multiples, la liste des canaux spécifie une USRP spécifique. Tous les taux IQ, fréquences et gains ne sont pas valides. Lisez toujours les valeurs coercitives pour voir si les valeurs demandées et réelles (coercitives) sont différentes.

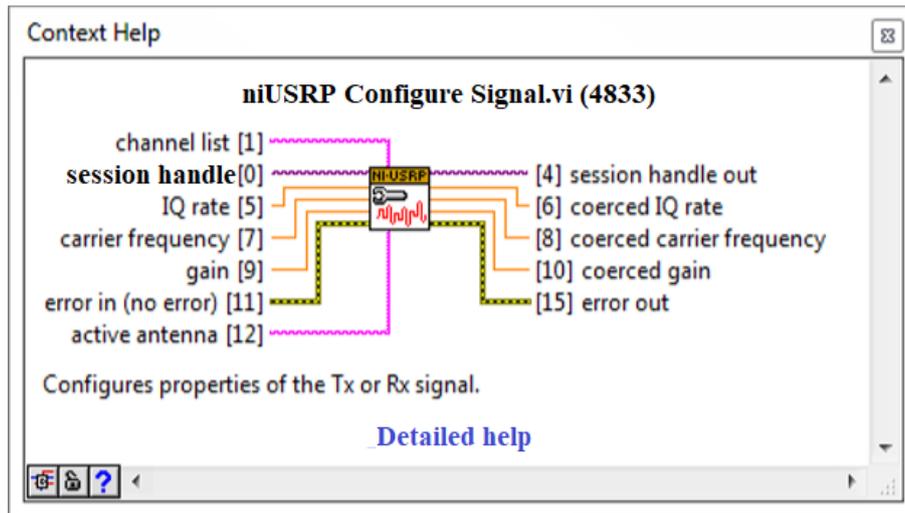


Figure 3.10. Pins de contrôle du bloc niUSRP Configure Signal VI.

3.8.3 niUSRP Initiate

Le VI niUSRP Initiate démarre la session de réception et indique à l'USRP que toute la configuration est terminée et que l'USRP doit commencer à capturer les données IQ (échantillons). Ce VI ne peut être utilisé qu'avec une session Rx.

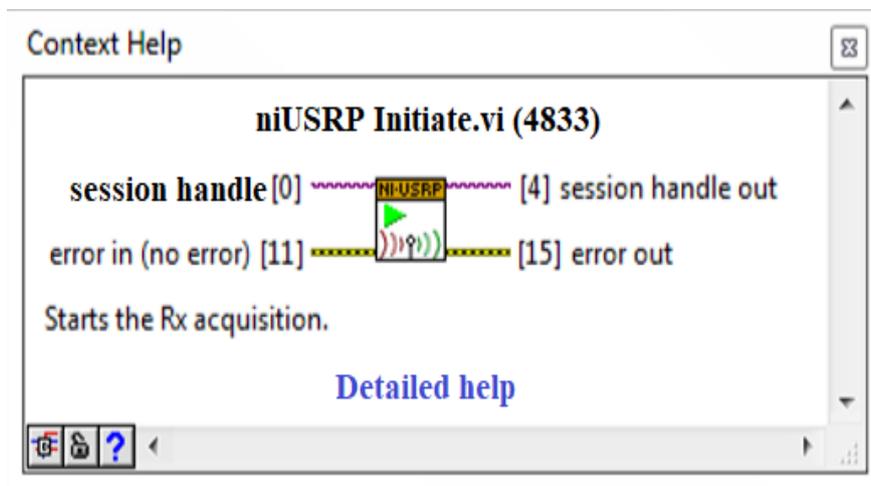


Figure 3.11. Pins de contrôle du bloc niUSRP Initiate VI

3.8.4 niUSRP Open Tx Session

Le VI niUSRP Open Tx Session est le premier VI utilisé pour créer une connexion à l'USRP afin de transmettre un signal RF. Une session est nécessaire pour envoyer des données de configuration et envoyer des données IQ à l'USRP.

Une session Tx ne peut être utilisée qu'avec des fonctions Tx.

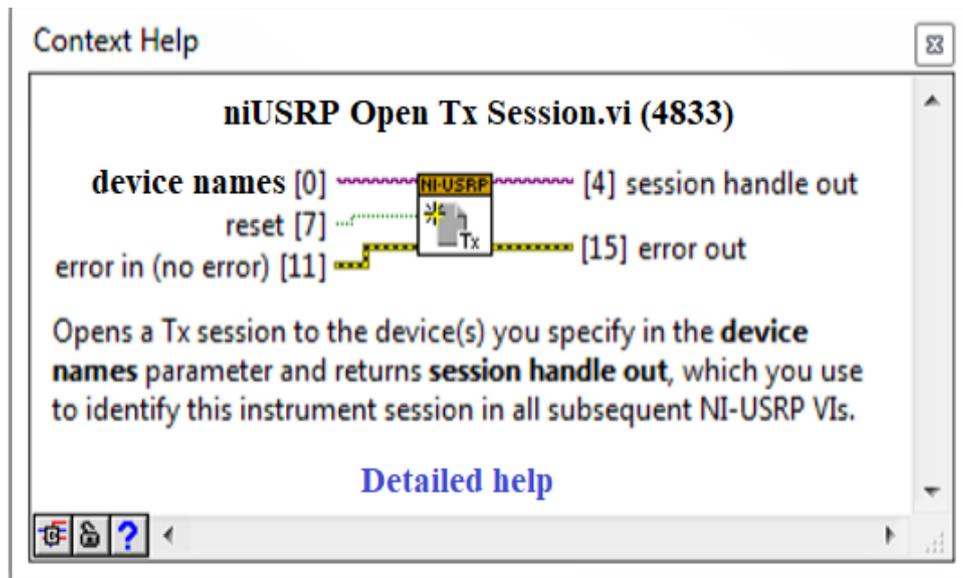


Figure 3.12. Pins de contrôle du bloc niUSRP Open Tx Session VI

3.8.5 niUSRP Fetch Rx Data (Polymorphic)

Le VI niUSRP Fetch Rx Data vous permet de récupérer les données IQ d'une USRP qui a une session Rx créée avec le VI niUSRP Open Rx session . Ces données peuvent ensuite être représentées graphiquement dans le domaine temporel, ou traitées numériquement pour être analysées.

Ce VI est polymorphe, ce qui signifie qu'il existe plusieurs versions (instances) du VI, à choisir en fonction du type de données avec lequel vous souhaitez travailler.

Ce VI ne peut être utilisé qu'avec une session Rx.

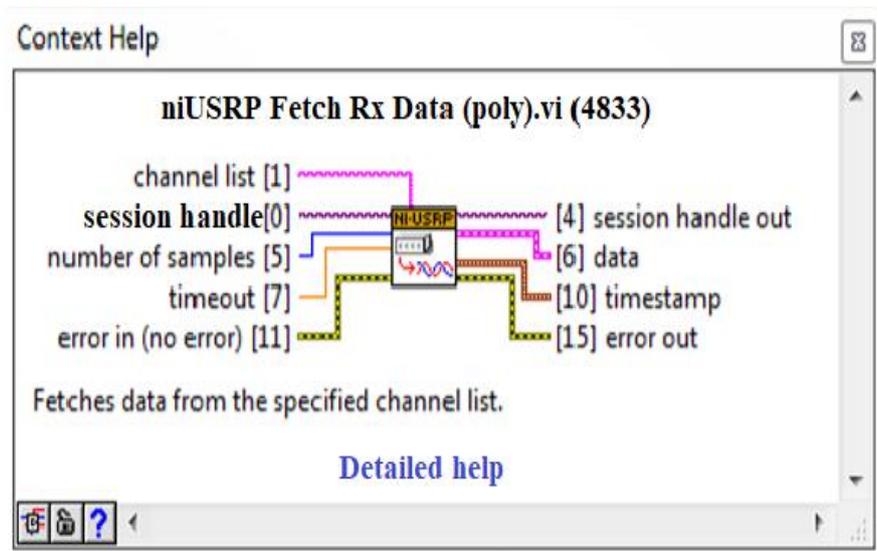


Figure 3.13. Pins de contrôle du bloc niUSRP Fetch Rx Data VI

3.8.6 niUSRP Write Tx Data (Polymorphic)

Le VI niUSRP Write Tx Data vous permet d'envoyer des données IQ à l'USRP afin qu'elle puisse transmettre ces données à la fréquence porteuse spécifiée par le VI niUSRP Configure Signal.

Ce VI est polymorphe, ce qui signifie qu'il existe plusieurs versions (instances) du VI, à choisir en fonction du type de données avec lequel vous souhaitez travailler.

Ce VI ne peut être utilisé qu'avec une session Tx.

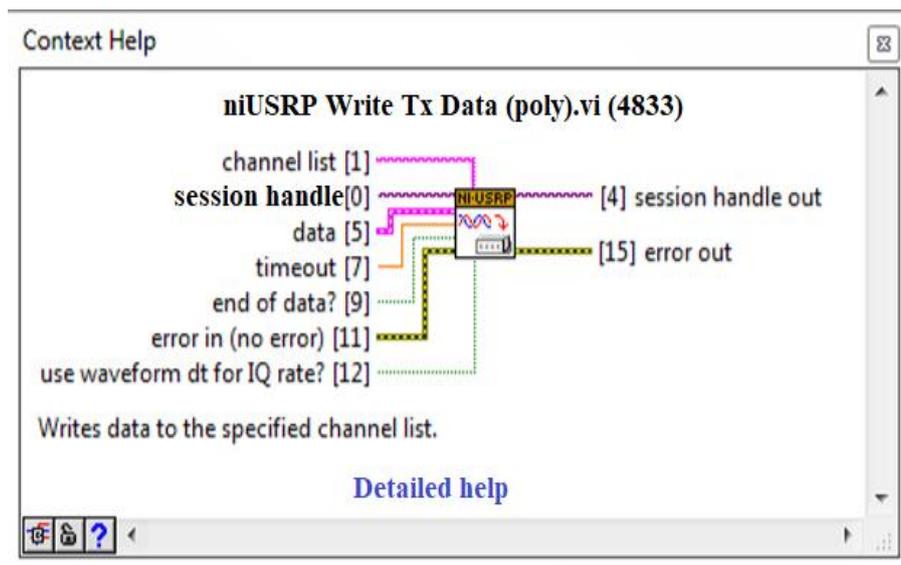


Figure 3.14. Pins de contrôle du bloc niUSRP Write Tx Data VI

3.8.7 niUSRP Abort

Le niUSRP Abort VI indique à l'USRP d'arrêter une acquisition en cours. Ce VI vous permet de modifier les paramètres de configuration sans fermer complètement la session et en créer une nouvelle.

Ce VI ne peut être utilisé qu'avec une session Rx.

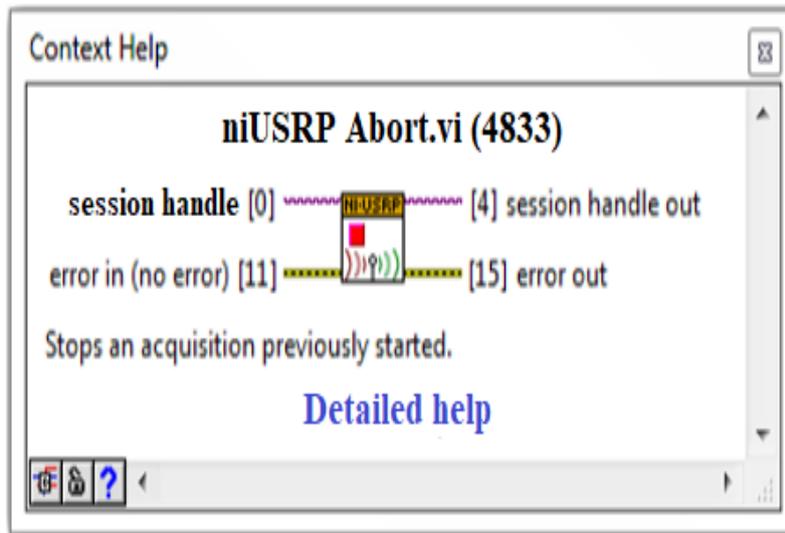


Figure 3.15. Pins de contrôle du bloc niUSRP Abort VI

3.8.8 niUSRP Close Session

Le VI niUSRP Close Session ferme la session Rx ou Tx en cours et libère la mémoire utilisée par cette session. Après avoir appelé ce VI, vous ne pouvez plus transmettre ou recevoir de données de l'USRP jusqu'à ce que vous rouvriez une nouvelle session.

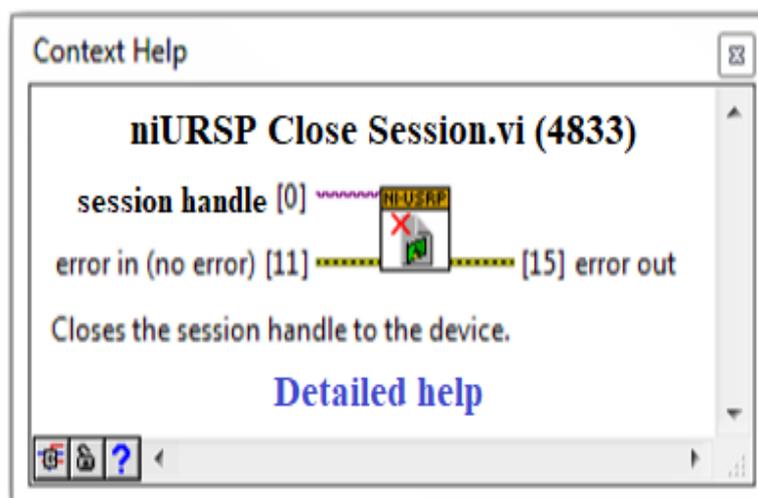


Figure 3.16. Pins de contrôle du bloc niUSRP Close Session VI.

3.9 Types de données de lecture et d'écriture de NI-USRP

Il existe plusieurs instances des VIs Write Tx Data et Fetch Rx Data parmi lesquelles vous pouvez choisir. La Figure 3.14 ci-dessous représente les options d'instances disponibles.

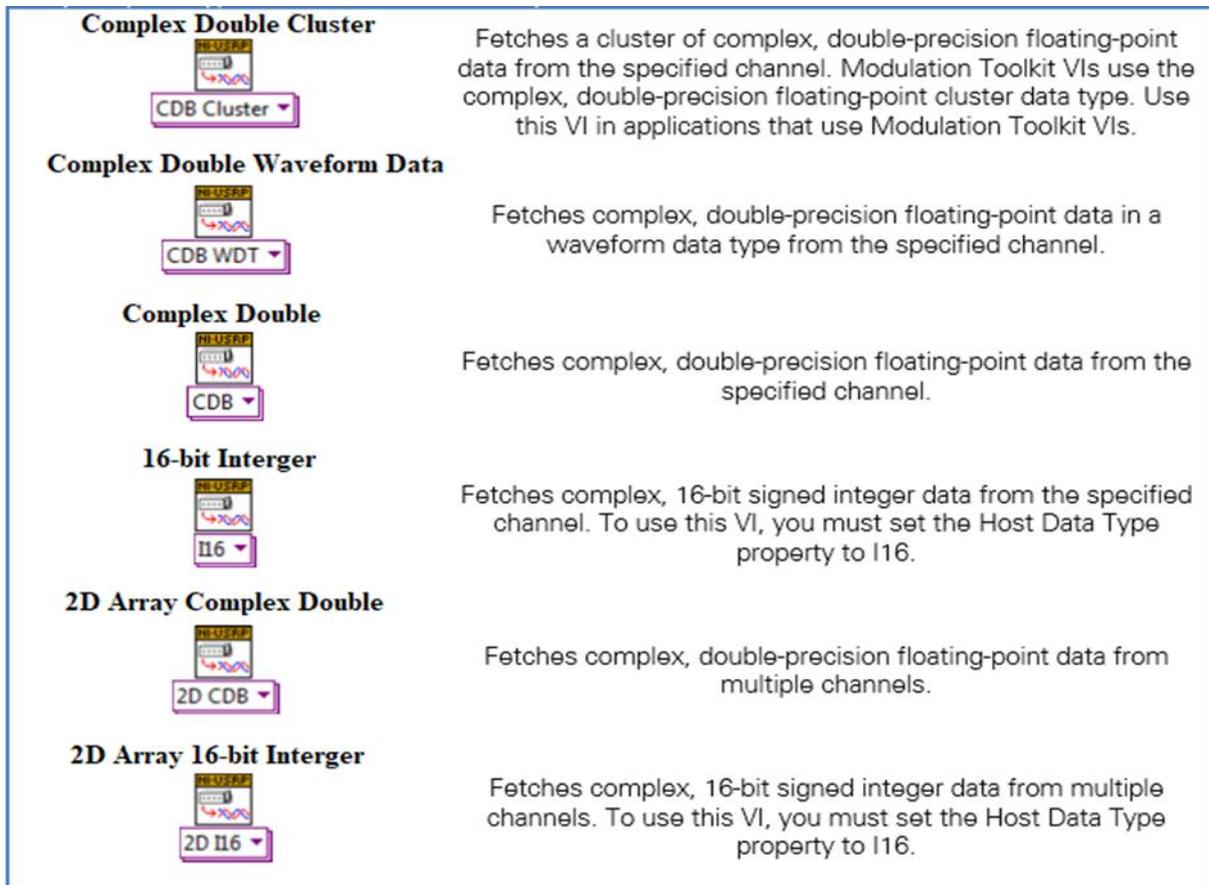


Figure 3.17. Types de données de lecture et d'écriture de NI USRP

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a parlé sur les SDR, après on a détaillé la carte NI-USRP-2920 et le logiciel d'environnement de développement graphique LabVIEW, et voir les 8 fonctions les plus utilisées de NI-USRP.

Chapitre 4

Implémentation et résultats

4.1 Introduction

Les différents systèmes de communication sans fil peuvent être implémentés sur des plateformes logicielles SDR, qui fonctionnent à différentes fréquences. Dans ce chapitre, une étude d'implémentation d'un estimateur LS sur 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.

4.2 Implémentation OFDM

Cette expérience s'est déroulée selon deux étapes :

1. Dans la première étape, nous avons réalisé une simulation OFDM avec estimateur LS sous le logiciel LabVIEW. À travers cette simulation on a visualisé le diagramme de constellations, et la densité de puissance spectrale du signal.
2. Par la suite, on a réalisé une deuxième chaîne d'émission et de réception toujours avec estimateur LS sous le logiciel LabVIEW, tout en gardant les mêmes paramètres que la chaîne précédente, mais cette fois-ci, on a rajouté des pilotes NI-USRP pour spécifier la configuration matérielle USRP, et envoyer et recevoir des données IQ 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 constellation et la densité de puissance spectrale.

4.2.1 Matérielles pour réalisation

Hardware

- Deux NI-USRP 2920.

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

Software

- NI-LabVIEW 2019.
- NI-USRP .
- NI-modulation toolkit.

4.2.2 Estimateur LS sur la chaine OFDM sous LabVIEW

La réalisation de la chaine OFDM sous LabVIEW se fait en deux parties, premièrement la chaine d'émission est réalisée ensuite la chaine de réception, et la simulation des deux chaines se fera au même temps pour visualiser les résultats dans chacune des chaines.

Les résultats de simulation de la chaine d'émission sont faits à travers la visualisation de :

- Diagramme de constellation.
- La représentation spectrale du signal OFDM.

Et pour la chaine de réception :

- Diagramme de constellation avant l'égaliseur.
- Diagramme de constellation après l'égaliseur.
- La représentation spectrale du signal OFDM.

4.2.2.1 Réalisation de la chaine d'émission

Les paramètres primordiaux utilisés pour la simulation OFDM sont les suivantes :

| Paramètres | Spécification |
|-----------------------------------|---------------|
| Système | OFDM |
| Nombre de bits généré | 1250 |
| Modulation | 4-QAM |
| Sise IFFT | 256 |
| Bande de garde sur les deux bords | 53 zéros |
| Sise CP | 64 |

Tableau 4-1. Paramètres primordiaux pour la simulation OFDM

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

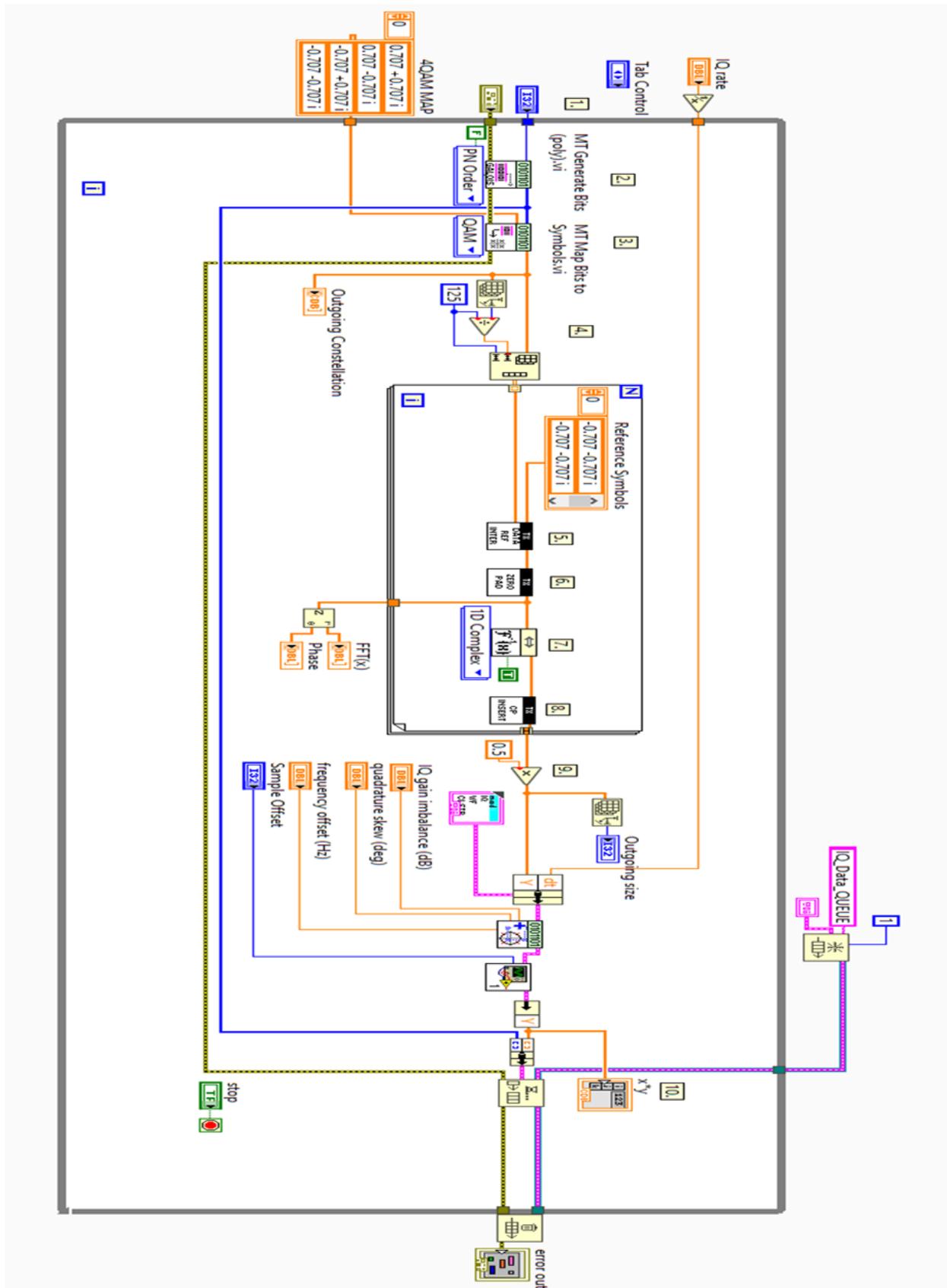


Figure 4.1. Structure de la chaîne d'émission

4.2.2.2 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 (pilots de référence) sont insérés après chaque 6ème symbole de donnée, un symbole OFDM comportera donc 150 symboles, la 6ème 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 cinq domaines temporels 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.

4.2.2.3 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.

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.

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.

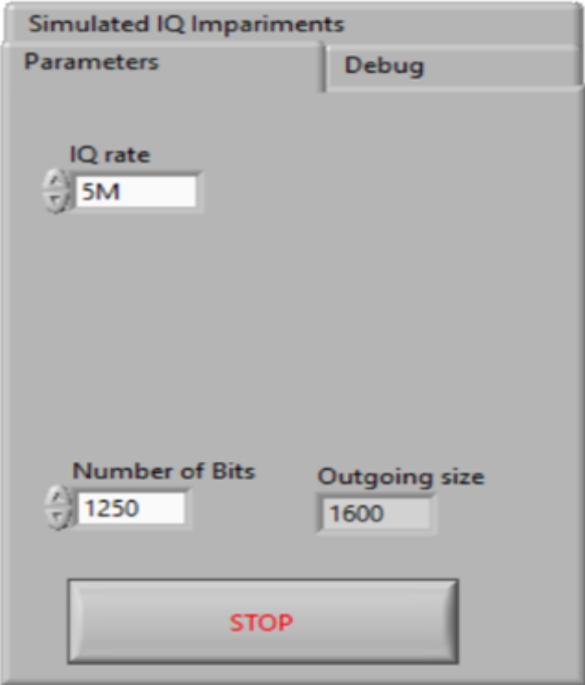


Figure 4.2. IQ rate

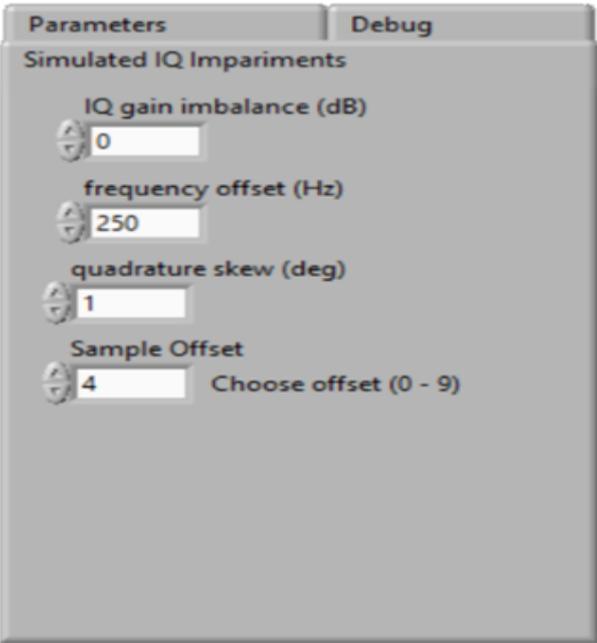


Figure 4.3. IQ Impairments

Après le lancement de simulation les resultats de la chaine d emission apparaissant comme suit:

Diagramme de constellation

La figure suivante represente les constillations a la sortie du modulateur 4-QAM.

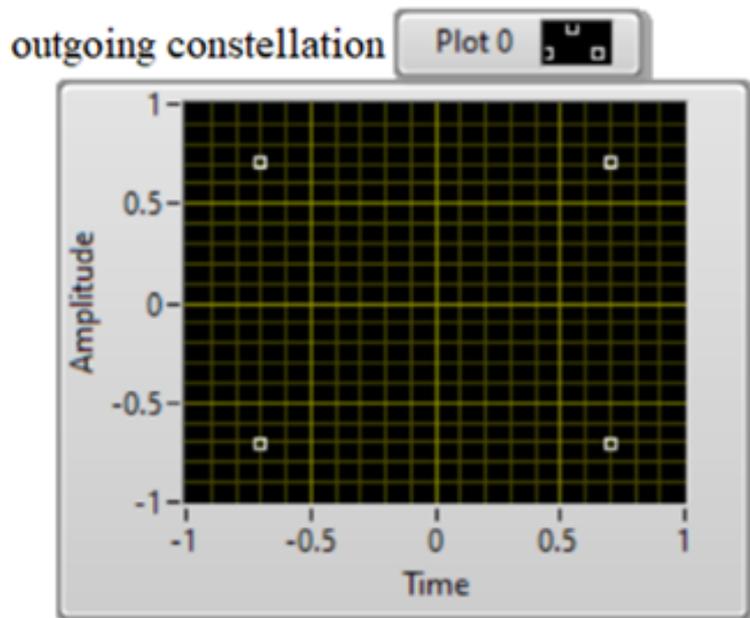


Figure 4.4. Diagramme de constellation

Le spectre en fréquence

La figure suivante represente la forme du spectre du signal

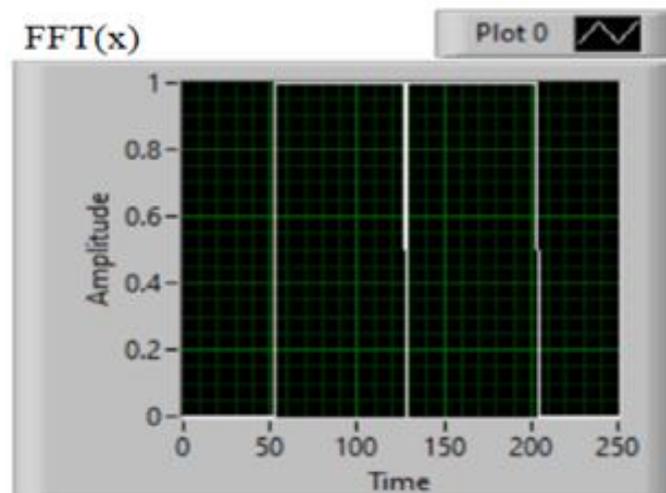


Figure 4.5. Représentation spectrale du signal OFDM

4.2.2.5 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.

4.2.2.6 Résultats

Il est important de s'assurer que le IQ rate est le même que celui qui a été appliquer 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 constellation avant d'appliquer un égaliseur, ce qui implique le resultat de ces constillations dans la figure qui montre que les constillations ne sont pas bien places et cela est du au IES.

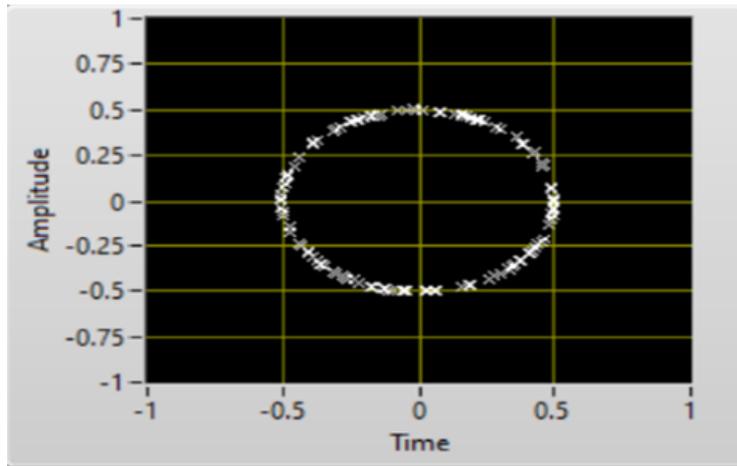


Figure 4.7. Constellation avant l'égaliseur

Diagramme de constellation après l'égalisation

Après l'application de l'égaliseur qui sert à réduire les IES en supprimant les perturbations de canal sur le signal transmis, les constellations deviennent moins affectées au IES comme indique la figure suivante:

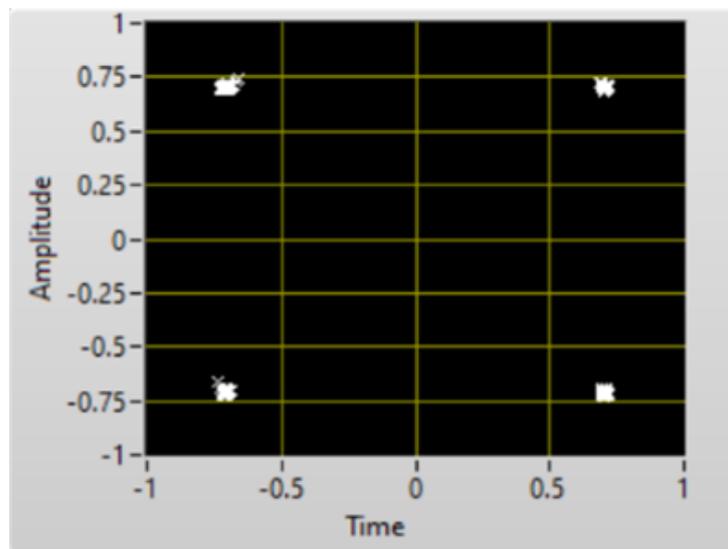


Figure 4.8. Constellation après l'égaliseur

Le spectre en fréquence

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

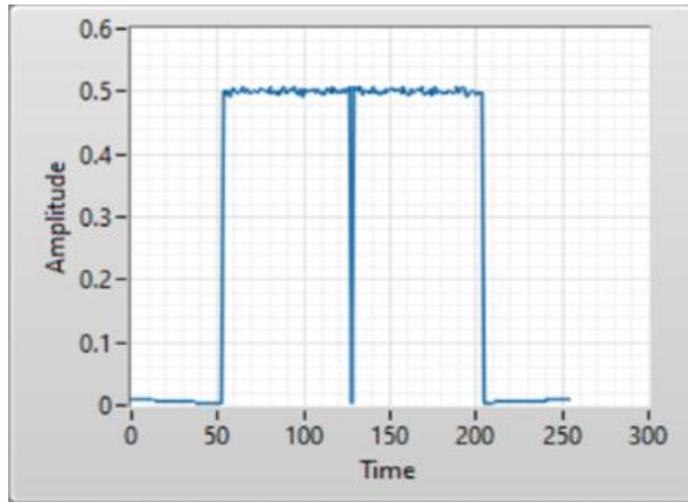


Figure 4.9. Représentation spectrale du signal OFDM

4.2.3 La chaine OFDM-USRP sous LabVIEW

La structure de la chaine d'émission OFDM-USRP est comme suivant:

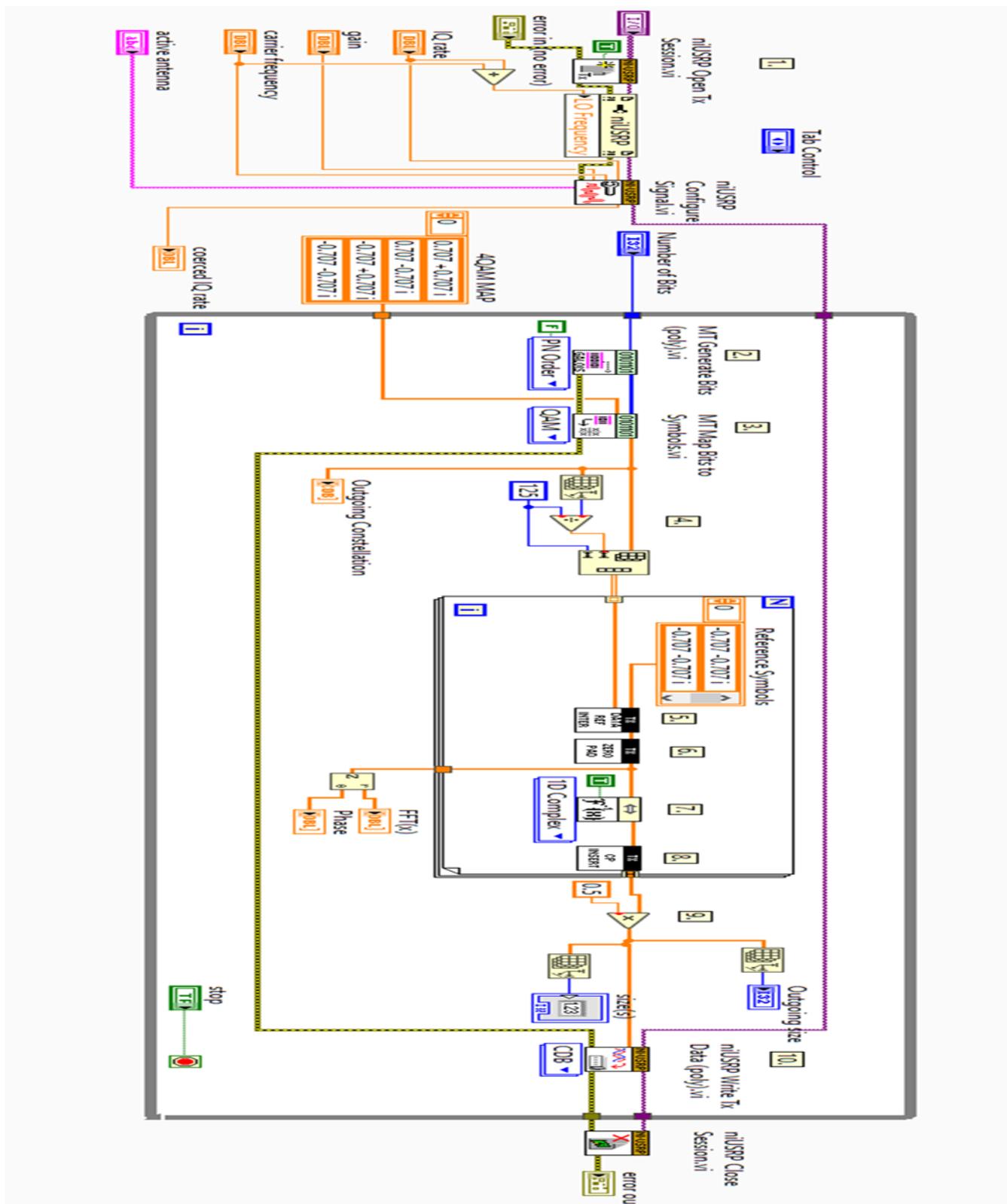


Figure 4.10. Structure de la chaîne d'émission OFDM-USRP

4.2.3.1 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.

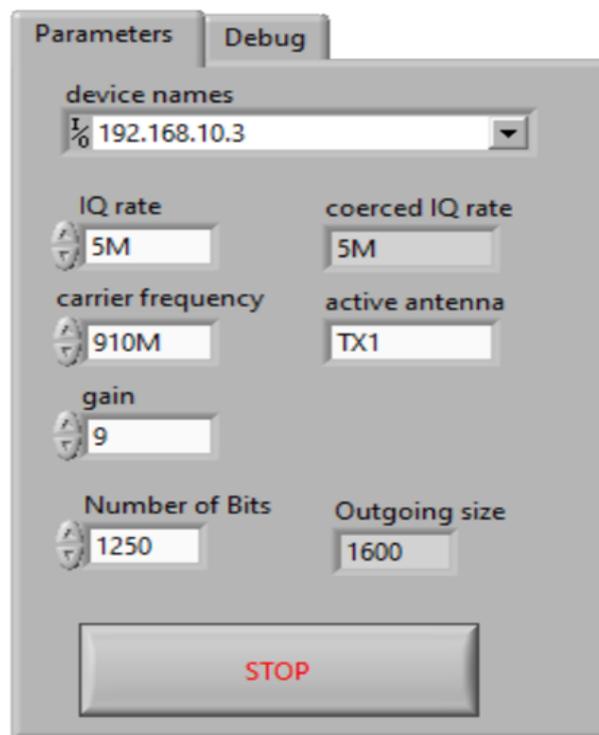


Figure 4.11. Paramètres d'émission

4.2.3.2 Résultats

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

- Changement de l'adresse IP de la carte réseau de l'ordinateur du mode dynamique vert le mode statique puis lui donné l'adresse 192.168.10.2
- adresse IP de l'USRP qui se chargera de l'émission: 192.168.10.3
- un débit de 5 MS/s.
- une fréquence porteuse de 910 M.
- nombre de bits à transmettre: 1250 bits.

Après le lancement de simulation les résultats de la chaîne d'émission apparaissent comme suite:

Diagramme de constellation

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

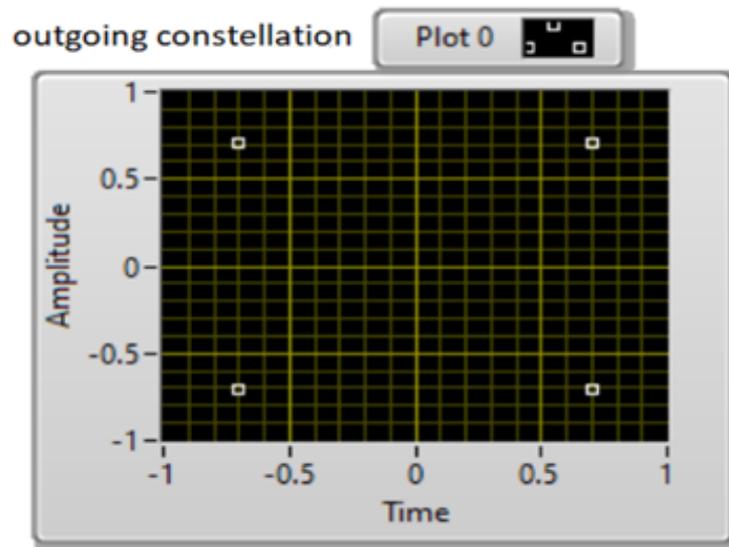


Figure 4.12. Diagramme de constellation

Le spectre en fréquence

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

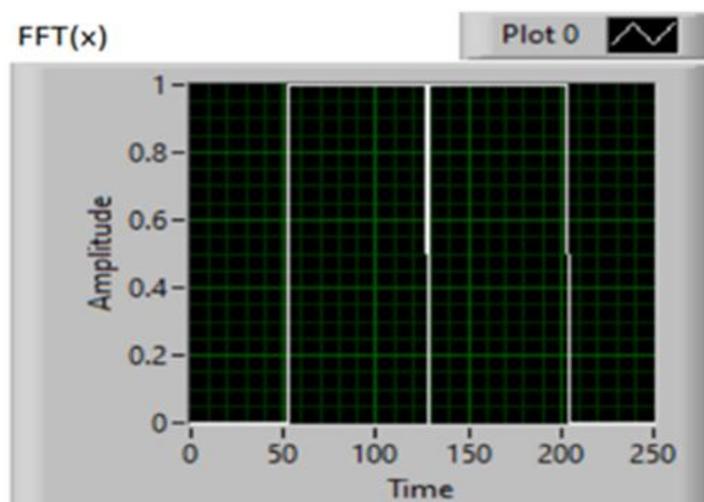


Figure 4.13. Représentation spectrale du signal OFDM

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.

4.2.3.3 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 etc.

4.2.3.4 Résultats

Avant de lancer le programme 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 910 M.

Après avoir lancer la simulation les résultats suivants apparaît:

Diagramme de constellations

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

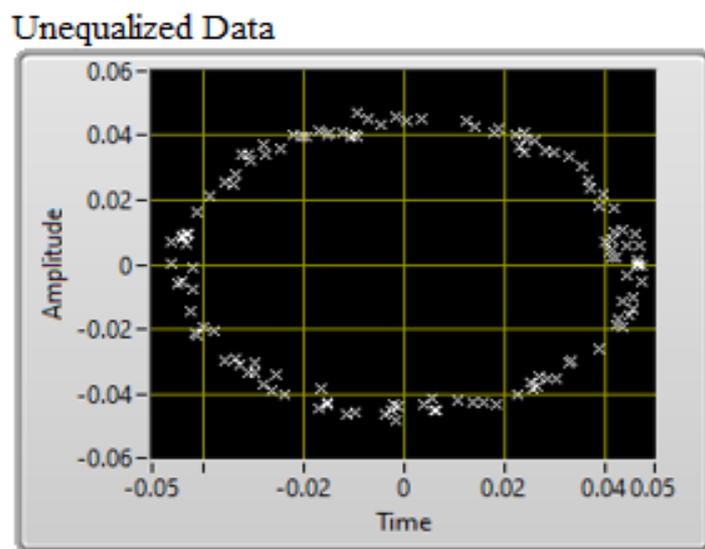


Figure 4.15. Constellation avant l'égaliseur

La rotation des constellations est dû 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:

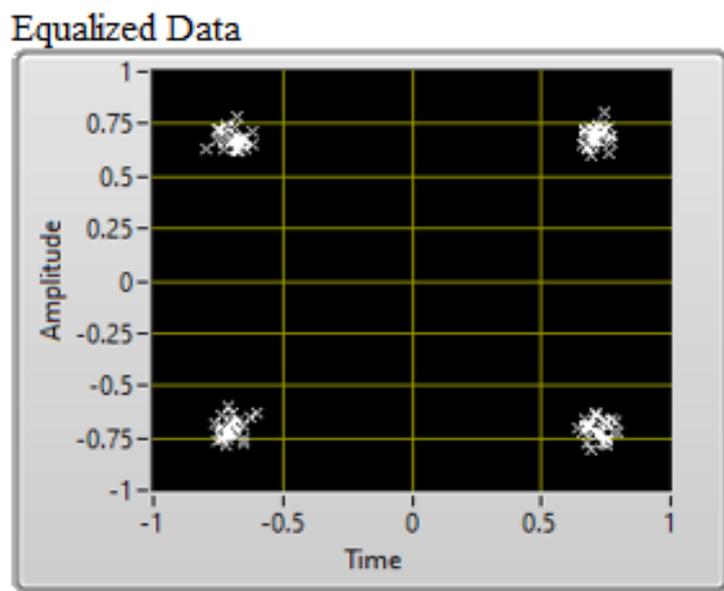


Figure 4.16. Constellation après l'égaliseur

Le spectre en fréquence

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

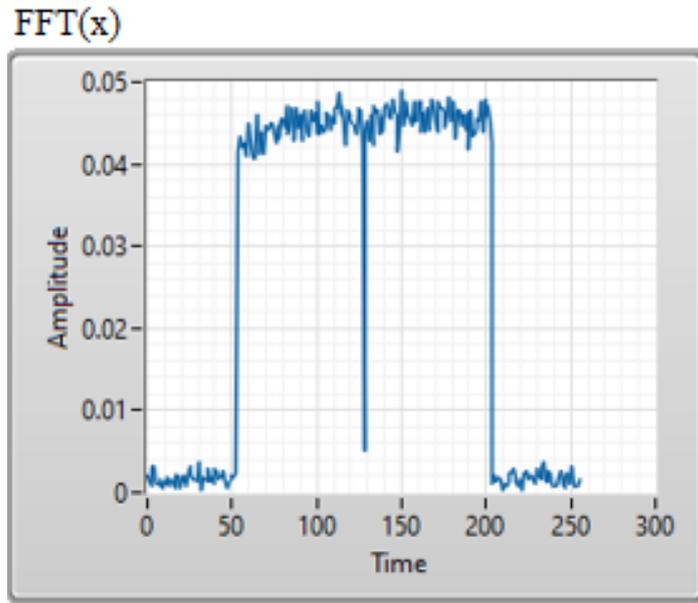


Figure 4.17. Représentation spectrale du signal OFDM

4.3 Conclusion

Après avoir réalisé cette implémentation, on peut dire qu'avant d'appliqué l'égaliseur les constellations ne sont pas bien places et cela est dû au IES, au contraire et après voir le diagramme de constellation après l'égaliseur et le comparé avec le diagramme après modulation à la chaine d'émission les symboles sont bien places.

On peut dire aussi 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 différents éléments comme le bruit introduit par la USRP, la distance entre ces deux antennes, 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 la présentation de l'OFDM, Modulation de phase et d'amplitude, modulation de fréquence et modulation multi porteuses qui nous entrant au détail de l'OFDM, les démodulateurs cohérent et non-cohérent sont très importants aussi à notre étude, dans le même chapitre différentes canaux de transmission sont étudiés comme AWGN, Rayleigh et Rice.

Dans le deuxième chapitre, une étude détaillée sur l'estimation de canal de transmission, et les estimateurs les plus utilisés LS et MMSE qui s'exécute mieux que l'estimateur basé sur le critère à moindres carrés (LS) mais sa complexité de calcul est l'un des inconvénients principaux pour des implémentations pratiques, à la fin de ce chapitre on a présenté les différents types des dispositions des symboles pilotes permettant d'estimer le canal de transmission pour faire l'égalisation.

L'élément principale pour l'implémentation pratique des systèmes de communications est les cartes SDR, et en particulier la carte NI-USRP-2920, c'est ce qui a fait l'objet du troisième chapitre dans lequel nous avons défini en premier la carte NI-USRP-2920, le logiciel d'environnement de développement graphique LabVIEW et à la fin les fonctions les plus utilisées de NI-USRP.

Le but principal de ce mémoire était de réaliser une implémentation d'estimateur de canal OFDM sur une plateforme matérielle et c'est dans le quatrième chapitre que cette partie a été entamée. Dans une première partie, 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, et dans la partie réception on visualise les constellations avant l'égaliseur et après l'égaliseur et on a remarqué le rôle très important de l'estimateur au chaîne de transmission OFDM, en deuxième partie, nous avons utilisé l' USRP pour envoyer le même signal OFDM à travers un canal de transmission réel, après avoir réalisé cette implémentation, les résultats obtenus sont presque le même, que les résultats de simulation sous Labview, mais avec plus d'erreurs et d'interférences, mais à cause du manque de la deuxième carte USRP-2920 la réception de signale est interrompe puisque on utilise les deux antennes de la même carte.

En autre vue on a réalisé une plateforme solide avec le logiciel Labview et la carte USRP-2920 qui facilite au future de travaillés avec des estimateurs plus compliqués et aussi l'estimation des canal MIMO-OFDM a condition d'existence d'autres cartes USRP-2920.

Bibliographie

- [1] R. W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi Channel data transmission. Bell Systems Technical Journal, 45:1775–1796, December 1966
- [2] BAKIR HADJALI . Exploitation de l'association des techniques MIMO OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fi 2012
- [3] sylvain tertois réduction des effets des non-linéarités dans une modulation multi porteuse a l'aide de réseaux de neurones (chapitre 1) thèse de doctorat soutenue le 12 décembre 2003 à de rennes 1
- [4] Andrea Goldsmith. « Wireless Communications », Cambridge University Press 2005.
- [5] S. Kasturia, J. Aslanis, and J. Cioffi. Vector coding for partial response channels. IEEE Trans. on Info. Theory, Vol. 36, pp. 741-762, July 1990
- [6] L.J. Cimini, “Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 33, No. 7, pp. 665–675, July 1985.
- [7] Mathuranathan Viswanathan Digital Modulations using Matlab ,Build Simulation Models from Scratch June 2017
- [8] R.W .Changet R.A .Gibby," A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme' .IEEE Transactions on Communication Technology, Vol.16, No.4, pp .529-540, août1968.
- [9] T. S. Rappaport, Wireless communications: principles and practice: Prentice Hall PTR, 2002

- [10] Cimini, L.J. (1985) Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, 33(7), 665–675.
- [11] van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. (July 1995) On channel estimation in OFDM systems. *IEEE VTC'95*, vol. 2, pp. 815–819.
- [12] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A. (2002) Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. On Broadcasting*, 48(3), 223–229.
- [13] van Nee, R. and Prasad, R. (2000) *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers.
- [14] Tufvesson, F. and Maseng, T. (May 1997) Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems. *IEEE VTC'97*, vol. 3, pp. 1639–1643
- [15] Heiskala, J. and Terry, J. (2002) *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, SAMS.
- [16] Lau, H.K. and Cheung, S.W. (May 1994) A pilot symbol-aided technique used for digital signals in multipath environments. *IEEE ICC'94*, vol. 2, pp. 1126–1130.
- [17] *MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB^{R+}*, Copyright c 2010 John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop, # 02-01, Singapore 129809
- [18] *Signal Detection and Estimation-Second Edition-Mourad Barkat*
- [19] Discrete-time model for digital communications over a frequency-selective Rician fading WSSUS channel .K.-W. Yi p T.-S. Ng
- [20] PARSONS, J.D.: 'The mobile radio propagation channel' (Pen- tech, London, 1992)
- [21] van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. (July 1995) On channel estimation in OFDM systems. *IEEE VTC'95*, vol. 2, pp. 815–819
- [22] Hsieh, M. and Wei, C. (1998) Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *IEEE Trans. Consumer Electron.*, 44(1), 217–228.
- [23] Yang, W. Y., Cao, W., Chung, T. S., and Morris, J. (2005) *Applied Numerical Methods Using MATLAB*, John Wiley & Sons, Inc., New York.

- [24] BERROU (C.), LE FLOCH (B.) et ALARD (M.) Coded orthogonal frequency division multiplex. Proceedings of the IEEE, vol. 83, no6,p. 982-996
- [25] F. W. Y. Bouguen, E. Hardouin, LTE et les réseaux 4G. Edition Eyrolles, 2013
- [26] C.Chouquet Laboratoire de Statistique et Probabilités - Université Paul Sabatier – Toulouse, M1 IMAT, Année 2009-2010
- [27] International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA) ISSN
Bit-Error-Rate (BER) Simulation Using MATLAB Irfan Ali M.Tech. Scholar, Jagan Nath University, Jaipur (India)
- [28] Site d'Internet : <https://www.amateur-radio-wiki.net/software-defined-radio-sdr/>.
- [29] UNE INTRODUCTION À LA RADIO DÉFINIE PAR LOGICIEL ; avec NI LabVIEW et NI USRP, Version 1.1 -Q4 2013.