

République Tunisienne

Ministère de l'Enseignement Supérieur, de la
Recherche Scientifique

Université Tunis EL Manar



MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du
Diplôme de Mastère de Recherche
TICV

Spécialité : PCN

Réalisé par

Ismail Bezzine

**Implémentation Radio logicielle d'une transmission
adaptative de contenus multimédia hiérarchiques**

Président

Examineur

Encadrant

M. Amin Zibi

M. Yannis Pousset

M. Clency Perrine

M. Hervé Boeglen

Année Universitaire : 2015/2016

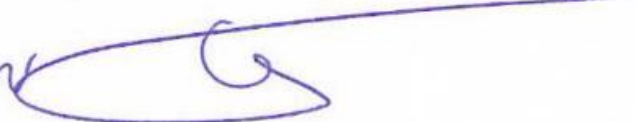
Signature des encadrants



Y. Pousset



H. BOE'G UEN



C. PERRINE



Cachet du laboratoire

UNIVERSITE DE POITIERS

UFR Sciences-SP2MI

LABORATOIRE XLIM-SIC

Boulevard Marie et Pierre Curie

Téléport 2 - BP 30179

86962 FUTUROSCOPE CHASSENEUIL CEDEX

Tél.(33)5 49 49 65 67- Fax (33)5 49 49 65 68

Dédicace

Je dédie ce travail à :

*Ma famille, pour leur soutien, pour leurs sacrifices et pour
m'aider à
avancer dans la vie.*

Mes amis, qui n'ont pas cessé de m'encourager.

*Mes professeurs, qui doivent saisir dans ce travail la
hauteur d'un savoir bien acquis.*

Remerciements

Je tiens à remercier toute personne qui m'a aidée à réaliser ma mémoire de mastère M2 dans de bonnes conditions de travail et de collaboration et n'a cessé de me servir tout au long de cette période.

Mes premiers profonds remerciements sont adressés tout d'abord à mes encadrant M. Yannis Pousset, M. Hervé Boeglen, et M. Clency Perrine. Le soutien continu et l'encouragement qu'ils m'ont apportés tout au long de mon stage m'ont permis d'aller jusqu'au bout. Je tiens aussi à les remercier pour les remarques qu'ils m'ont fait durant mon stage et qui m'ont sans doute aidé à m'améliorer.

Je remercie également mon encadrant, Mr Amin Zribi d'avoir accepté de m'encadrer et de m'avoir guidé durant ce stage. Je le remercie aussi pour sa rigueur, ses encouragements et son implication constante tout au long de ce travail.

Je tiens à remercier très sincèrement tous les membres du laboratoire RESYST de l'université de Poitiers, thésards, permanents, secrétaires pour leur accueil chaleureux et leur bonne humeur. Je leur souhaite à tous une bonne continuation dans leurs projets.

Sommaire

Remerciements	3
La liste des Figures.....	7
La Liste des tableaux	8
Liste des acronymes	9
Introduction générale.....	10
Chapitre 1	13
<i>La norme IEEE 802.11a et les systèmes MIMO</i>	13
Introduction	14
1.1 Présentation du standard IEEE 802.11a et de la technologie OFDM	14
1.1.1 Le concept de la technique OFDM :	14
1.1.2 La norme IEEE 802.11a	16
1.2. La couche Physique IEEE 802 .11a OFDM (OFDM Phy)	16
1.2.1 OFDM Phy	16
1.2.3 Les méthodes d'estimation du canal	24
1.3 La technique MIMO « Multiple Input Multiple Output ».....	25
1.3.1 Historique et définition.....	25
1.3.2 Modélisation du canal MIMO	26
1.3.3 Les récepteurs MIMO	27
1.3.4 Systèmes MIMO en boucle ouverte « <i>Open Loop MIMO</i> » (OL-MIMO) :	28
1.3.5 Systèmes MIMO en boucle fermée « <i>Closed Loop MIMO</i> » (CL-MIMO) :	29
1.3.6 Le précodage linéaire	30
Conclusion.....	36
Chapitre 2	37
Implémentation de La radio logicielle	37
Introduction	38
2.1 La chaine MIMO 2*2-OFDM précodée.....	38

2.1.1 Le fichier à transmettre	40
2.1.2 Le codeur Source : JPEG Wireless « JPWL »	40
2.1.3 Le multiplexage des données binaire « MUX »	42
2.1.4 Le précodeur CBP[18]	43
2.1.4 Le préambule WiMax (IEEE 802.16e)	48
2.1.5 La trame précodée	49
2.1.6 Le bloc « du virtuel au réel »	50
2.2 Implémentation de la radio-logicielle	50
2.2.1 Introduction à la radio-logicielle	50
2.2.2 Présentation de la SDR	51
2.2.3 Traitement du signal reçus par le X310	52
Conclusion	55
Chapitre 3	56
Validation de la radio-logicielle adaptative	56
Introduction	57
3.1 Canal de transmission	57
3.2 Le cas non adaptatif : Allocation égale de puissance (EPA)	58
3.3 Le cas adaptatif : Allocation Inégale de Puissance	61
3.3.1 TEB cible = $10 - 3$	61
3.3.1 TEB cible = $10 - 6$	65
3.4 Comparaison et validation des résultats	68
Conclusion	69
Conclusion générale	70
Annexe A	71
Annexe B	72
Références et Bibliographie	73

La liste des Figures

Figure 1: Schéma de la modulation OFDM	15
Figure 2: La chaîne d'émission de la chaîne SISO	16
Figure 3: La chaîne de réception de la chaîne SISO	17
Figure 4: Le format du champ de données	18
Figure 5: La structure du champ de SERVICE	18
Figure 6: Un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel	21
Figure 7: La structure complète d'une trame OFDM	22
Figure 8: La structure du champ de SIGNAL	24
Figure 9: Le canal MIMO	26
Figure 10: Exemple de code LST	28
Figure 11: Exemple du code ALAMOUTI [16]	29
Figure 12: Le schéma-bloc du système MIMO après la transformation en canal réel	32
Figure 13: le schéma du fonctionnement du précodeur diagonal	34
Figure 14: Le Schéma de fonctionnement des précodeurs non-diagonaux	36
Figure 15: La chaîne MIMO2*2-OFDM précodée complète	39
Figure 16: Le processus de transmission de l'image Lena.ppm	42
Figure 17: Les différents champs des différentes couches de qualité	42
Figure 18: La méthode de l'allocation successive de puissance du précodeur CBP	46
Figure 19: La variation des coefficients de précodage en fonction de l'ordre de modulation M et du RSB pour un TEB cible donné	47
Figure 20: Le préambule MIMO	48
Figure 21: Les longues séquences d'apprentissage WiMax (IEEE 802.16e)	49
Figure 22: Trame OFDM précodée dans le domaine temporel	49
Figure 23: Schéma général de la radio- logicielle	51
Figure 24: Ettus USRP X310	51
Figure 25: Chaîne de transmission globale en utilisant le GNURADIO	52
Figure 26: Les différentes estimations de canal en utilisant différents estimateurs	54
Figure 27: un exemple de l'estimation de la réponse fréquentielle d'un canal avec l'estimateur LS	54

La Liste des tableaux

Tableau 1: Les différents débits et les paramètres correspondants	20
Tableau 5: TEB cible avant correction RCPC en fonction du TEB cible souhaité.....	44

Liste des acronymes

SISO : Single Input Single Output

MIMO : Multiple Input Multiple Output

OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

RS : Reed-Solomon

RCPC : Rate-compatible punctured convolutional codes

BPSK : Binary phase-shift keying

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

QAM : Quadrature amplitude modulation

RSB : Rapport Signal à Bruit

BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien (**AWGN** : Additive white Gaussian noise)

IIS : Interférence Inter-Symbole (**ISI** : Inter-Symbol Interference)

PHY : couche physique

MMSE : Erreur Quadratique Moyenne Minimale

ZF : Zero Forcing (Forçage à Zéro)

ML : Maximum Likelihood » (Maximum de Vraisemblance)

OL-MIMO : Open-Loop MIMO (MIMO en boucle ouverte)

LST : Layered Space-Time

TEB : Taux d'erreur binaire

CST : Codage Spatio-Temporel

STTC : Space-Time Treillis Code

STBC : Space-Time Block Code

OSM : Orthogonalized Spatial Multiplexing

UPA : Unequal Puissance Allocation (allocation de puissance inégale)

SVD : décomposition en valeurs singulières

iid : indépendants et identiquement distribués

EPA : Equal Power Allocation

CBP : Contents-based Precoder

Introduction générale

Cette dernière décennie a été marquée par un essor sans précédent des applications mobiles et des services Web d'échange et de partage d'images grâce au développement accru des appareils photographiques numériques et des smartphones permettant de prendre des photos en haute qualité. Nous vivons actuellement une ère où l'image est devenue indispensable dans notre quotidien. Les images sont généralement d'une grande taille ce qui nécessite beaucoup de ressources radio pour les transmettre et les diffuser alors que ces dernières sont, par nature, limitées. En communication sans fil, la transmission dépend fortement du canal de propagation. A cause de plusieurs phénomènes engendrés par ce canal, le signal radio subit des atténuations et des distorsions et ainsi la qualité du signal radio est fortement détériorée ce qui aggrave la capacité de la transmission. Ces phénomènes peuvent être de nature temporelles liés à la non stationnarité du canal dans le temps surtout dans des milieux de propagation qui subissent des mouvements permanents. En outre, dans les milieux urbains et suburbains et même dans des milieux internes, l'onde de signal transmise prend des chemins différents avant d'arriver au récepteur à cause des obstacles et des phénomènes physiques liés au canal de transmission. On parle donc des « multi-trajets » ou « les trajets multiples » qui conduisent au phénomène de retard de propagation entraînant la superposition d'ondes en réception. Ces ondes peuvent être constructives ou destructives, conduisant ainsi à des plages de fréquences favorables ou inexploitable, on parle ainsi de la sélectivité en fréquence ou de la diversité fréquentielle. Ce phénomène de la sélectivité en fréquence rend la décision et l'extraction de données difficile à la réception donc la probabilité d'erreur va augmenter et ainsi la qualité de la transmission sera dégradée. Plusieurs recherches ont été menées dans le but d'exploiter ces diversités temporelles et fréquentielles afin d'améliorer la qualité de la transmission. Pour faire face à cette problématique, des nouvelles technologies ont été développées afin de mieux exploiter les ressources spectrales disponibles, telle que la technologie « OFDM » (*Orthogonal frequency-division multiplexing*) qui est largement utilisée au sein des réseaux sans fils de nouvelles générations telles que la Long Term Evolution (LTE)[33], et par les standards WiFi tels que le IEEE 802.11a[27] et IEEE 802.16e (WiMax)[34]. Cette technique sert à diviser le spectre de fréquence de canal en plusieurs sous-bandes de taille inférieure à la bande de cohérence du canal (au-dessous de laquelle le canal est considéré stationnaire) permettant ainsi de minimiser l'effet des évanouissements fréquentiels.

Les données multimédia et spécialement l'image sont très sensibles aux erreurs de transmission engendrées par les effets du canal de propagation. Ainsi pour une transmission d'image sur un canal sans fil, la qualité de transmission en termes de taux d'erreur binaire (TEB) est le critère le plus important à respecter. Pour un schéma classique de transmission avec une seule antenne émettrice et une seule antenne réceptrice «SISO » (*Single Input Single Output*), les technologies utilisées ne permettent pas un gain très important en termes de qualité de service. Afin d'améliorer la qualité de la transmission des images et des fichiers multimédia on fait appel à la technologie « MIMO » [30] (*Multiple Input Multiple Output*) qui consiste à multiplier les antennes à l'émission et à la réception.

Avant de passer à l'implémentation d'une nouvelle technologie, les chercheurs testent son fonctionnement avec des expériences grâce, généralement, à des outils de simulations. Le problème que la simulation ne donne pas des résultats parfaitement similaires à ceux qu'on aura après l'implémentation ce qui oblige les chercheurs à refaire le travail en essayant de rapprocher au maximum les conditions de la simulation aux conditions réelles. Ce problème nous fait perdre du temps et même de ressources, donc on a besoin d'une nouvelle technologie qui nous permet de se mettre dans des conditions réelles et d'avoir des résultats parfaitement similaires à ceux trouvés après l'implémentation. Cette solution a été proposée par J.Mitola [36] en 1992 : La radio-logicielle (*Software-defined Radio*) qui est un récepteur et éventuellement émetteur radio réalisé principalement par logiciel et dans une moindre mesure par matériel.

Le but ultime de ce projet de fin d'étude est de mettre en œuvre une plateforme radio logicielle « SDR » (*software-defined radio*) MIMO adaptative dédiée à l'évaluation de stratégies de transmission d'images et de vidéo. En effet, l'équipe RESYST du laboratoire XLIM, au sein de laquelle ce projet a été réalisé, a besoin d'un système d'expérimentation pour tester les stratégies de la transmission d'images et de vidéo d'un contexte multi-antennaire. Une chaîne de transmission SISO OFDM selon la norme IEEE 802.11a a été développée par l'équipe. Notre objectif dans ce stage est de proposer et d'implémenter une radio logicielle selon une chaîne de transmission MIMO intégrant la technologie OFDM suivant le standard Wifi IEEE 802.11a à partir de la chaîne SISO déjà développée. Cette chaîne est implémentée en utilisant le langage informatique C++ et la bibliothèque de traitement de signal et de communication numérique IT++ [31].

Ce rapport est constitué de trois chapitres. Dans le premier chapitre nous allons donner dans un premier lieu un état de l'art sur la technologie OFDM et la norme Wifi IEEE 802.11a. Ensuite, on présentera la chaîne SISO OFDM suivant la norme IEEE 802.11a ainsi que les différentes techniques d'estimation de canal utilisées dans le contexte d'une transmission SISO OFDM et enfin on présentera la technologie MIMO et les différentes étapes permettant de migrer d'une chaîne SISO vers une chaîne MIMO. Dans le deuxième chapitre, on présentera la chaîne MIMO OFDM adaptative ainsi que ses différents blocs. Ensuite, on présentera l'implémentation de la radio logicielle ainsi que les équipements et les logiciels utilisés. Dans le dernier chapitre, on présentera les différents résultats des différents scénarios permettant de valider notre SDR.

Chapitre 1

*La norme IEEE 802.11a et
les systèmes MIMO*

Introduction

Dans ce chapitre, on va tout d'abord présenter la technique OFDM et la norme IEEE 802.11a [25] ainsi que la chaîne OFDM PHY implémentée dans ce projet. Enfin, on va présenter la technologie MIMO [30] ainsi que les différentes techniques permettant de mettre une place une chaîne de transmission multi-antennaire.

1.1 Présentation du standard IEEE 802.11a et de la technologie OFDM

1.1.1 Le concept de la technique OFDM :

La technique OFDM « Orthogonal frequency-division multiplexing » est une technique très utilisée dans les communications sans-fil. Elle permet d'atteindre des débits très élevés et de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. La technique OFDM consiste à répartir le signal à transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses ou sous-canaux. Le concept de l'OFDM est similaire à la transmission d'un signal numérique en le divisant en plusieurs blocs qui vont être transmis simultanément sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs) indépendants et qui utilisent des fréquences différentes. En effet, l'OFDM divise le flux de données à transmettre en plusieurs flux et les module sur différentes sous-porteuses. Dans les systèmes de transmission classiques à une seule porteuse, les données sont envoyées en série sur le canal en les modulant sur la seule porteuse avec un débit de transmission de R symboles par seconde, donc la durée d'un symbole de données est égale à $T_s = 1/R$. Dans un canal à trajets multiples, le temps de cohérence est significatif en le comparant à la durée d'un symbole ce qui crée une interférence entre les symboles appelée « Interférence inter-symbole » « ISI » (Inter-Symbol Interférence). En présence de l'ISI, l'égalisation des données devient très difficile et nécessite des algorithmes très compliqués.

L'idée basique de l'OFDM est de diviser la bande passante W en N sous-bandes étroites de largeur $\Delta f = W/N$ chacune. La durée d'un symbole de données modulé sur N sous-porteuses devient donc égale à $T_s = N/R$. L'utilisation de la transmission sur N sous-porteuses au lieu d'une seule porteuse rend la durée d'un symbole très supérieur au maximum des retards (étalement temporel) dus aux trajets multiples, $T_s \gg T_{coh}$. En choisissant N suffisamment grande, on aura des sous-bandes dont la largeur est très petite par rapport à la bande de cohérence, $\Delta f \ll B_{coh}$. Cette condition est nécessaire pour ne pas avoir un canal sélectif en fréquence et ainsi on peut considérer que la fonction de transfert du canal est quasiment constante. Cette condition définit aussi la limite inférieure dans le choix du nombre des sous-bandes N pour une bande passante donnée. L'augmentation de N réduit l'interférence inter-symboles ISI et simplifie l'égalisation

des données du côté du récepteur mais en revanche l'augmentation de N augmente aussi la durée du symbole T_s . L'augmentation de T_s dégrade les performances du système dans un canal variable dans le temps. Cette dégradation est due au fait que le temps de cohérence du canal T_{coh} soit inférieur à T_s ce qui provoque une variation significative de la réponse fréquentielle du canal durant la transmission d'un seul symbole OFDM. En conséquence, le temps de cohérence T_{coh} définit la limite supérieure de nombre des sous-bandes N . En respectant les deux conditions discutées précédemment, N peut être choisi dans la plage définie par l'équation suivante :

$$\frac{W}{B_{coh}} \ll N \ll R * T_{coh} \quad (1.1)$$

L'avantage de l'OFDM par rapport aux autres techniques de modulation multi-porteuses est sa grande efficacité spectrale. L'orthogonalité des porteuses assure que ses fréquences soient les plus proches possibles donc une meilleure efficacité spectrale et garantit que les symboles envoyés sur chacune de ces porteuses soient retrouvés facilement au niveau du récepteur. Cette orthogonalité est assurée grâce à l'inverse de la transformée de Fourier rapide « **IFFT** » [21]. La figure 4 résume l'opération de la modulation des symboles sur les différentes sous-porteuses à l'aide de l'IFFT.

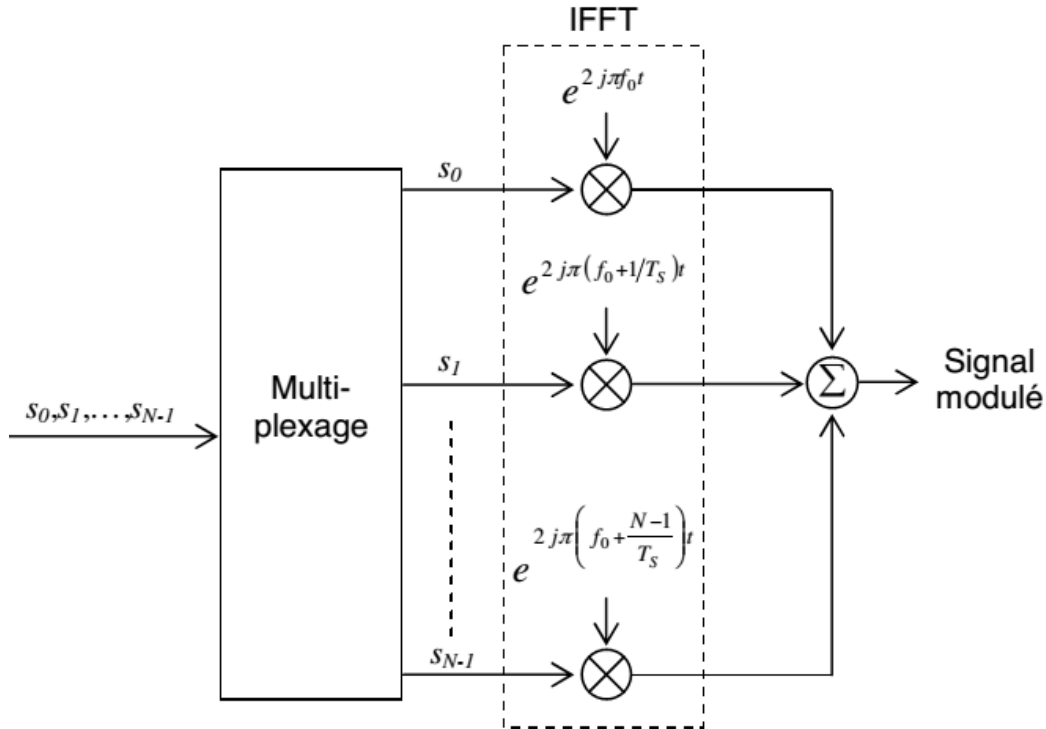


Figure 1: Schéma de la modulation OFDM

Tous les blocs et les champs de la technologie OFDM vont être décrits dans la section de la couche physique OFDM (OFDM Phy).

1.1.2 La norme IEEE 802.11a

La norme IEEE 802.11a est une norme liée au groupe de normes IEEE 802.11 (Wi-Fi) permettant une transmission de données par liaison sans fil à des débits allant jusqu'à 54 Mbits/s. Cette norme fait partie de la famille de normes relatives au réseau **WLAN** « *Wireless Local Area Network* » [22] dont le rôle est de définir les couches physiques « **PHY** » et liaison de données « **MAC** » du modèle OSI [9]. La norme définit un nombre N égal à 64 sous-porteuses pour la technologie OFDM dont 52 sous-porteuses sont réservées aux symboles du signal à transmettre et les 12 sous-porteuses restantes sont mises à zéro. Les 64 sous-porteuses occupent une bande de fréquence de largeur 20 MHz. La norme IEEE 802.11a permet d'atteindre un débit égal à 54 Mbits/s qui peut être réduit à 48, 36, 24, 18, 9 ou 6 Mbits/s selon la qualité du signal, du canal de transmission et de la modulation utilisée. Les sous-porteuses sont modulées soit par une modulation avec changement de phase (BPSK ou QPSK), soit par une modulation d'amplitude en quadrature (16-QAM ou 64-QAM).

1.2. La couche Physique IEEE 802.11a OFDM (OFDM Phy)

1.2.1 OFDM Phy

La couche Physique OFDM Phy est composée de certains blocs qui ont des fonctions spécifiques dans la chaîne de transmission. Tous ces blocs ont été mis en œuvre en suivant le standard IEEE 802.11a.

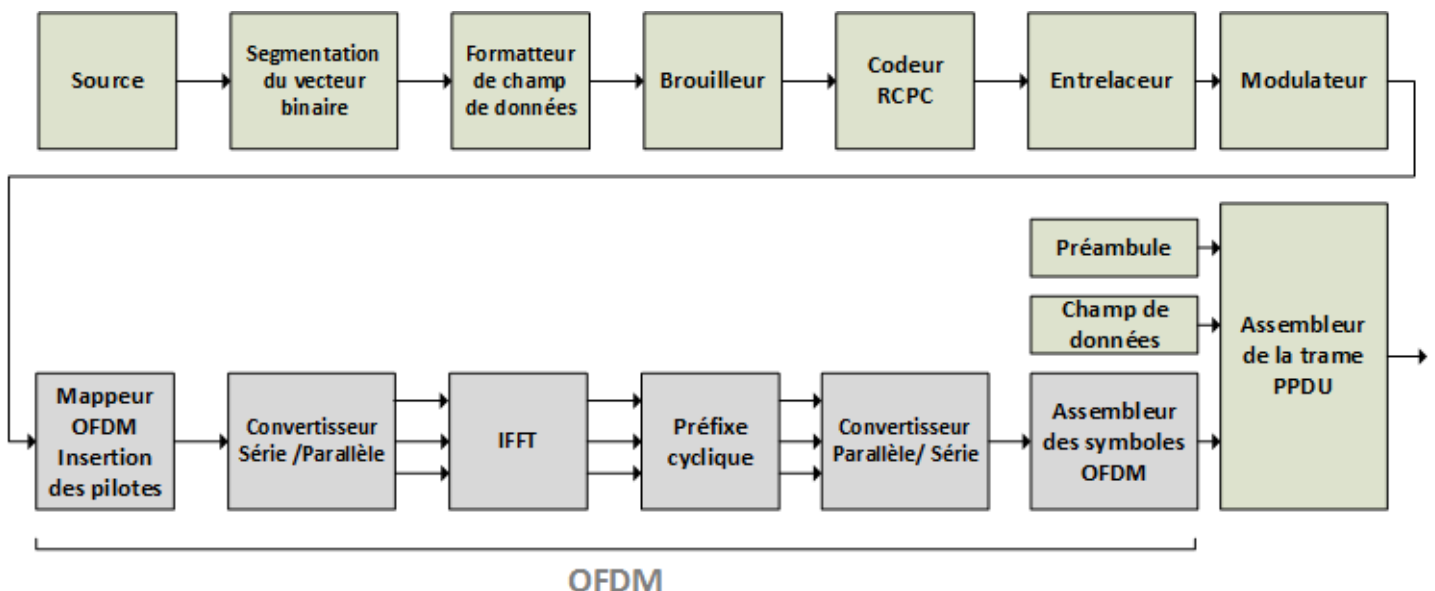


Figure 2: La chaîne d'émission de la chaîne SISO

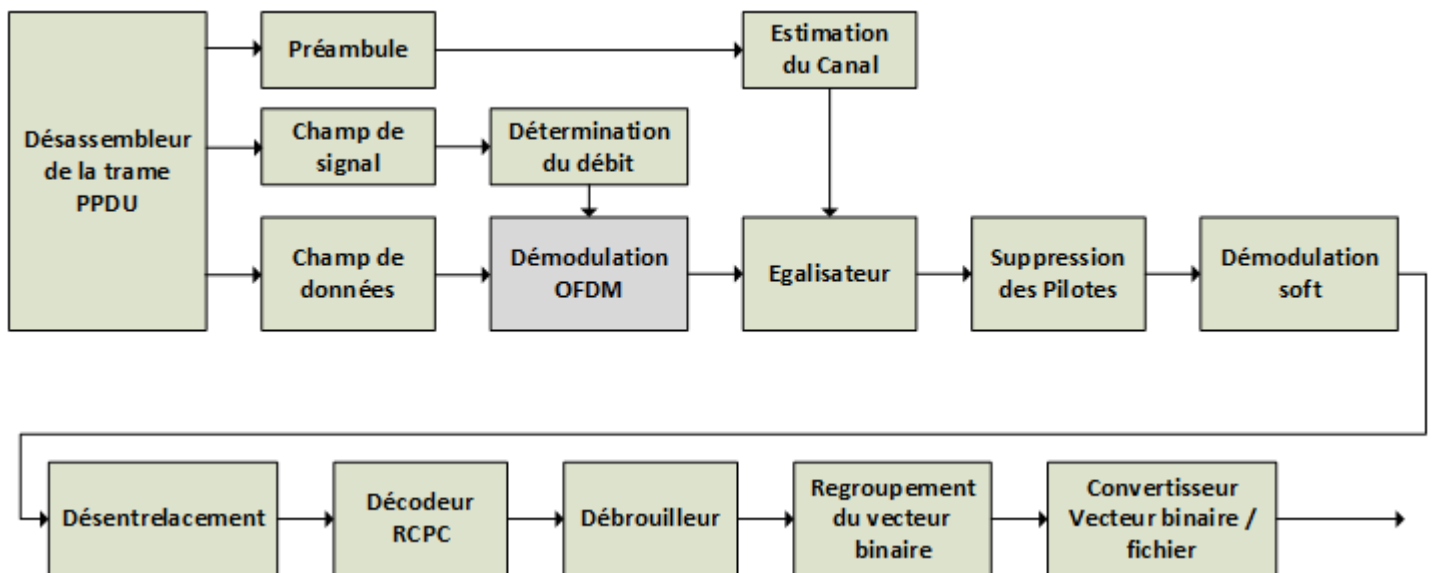


Figure 3: La chaîne de réception de la chaîne SISO

1.2.2.1 Convertisseur des fichiers en vecteur binaire :

Ce bloc assure la conversion de n'importe quel fichier en un vecteur binaire. Ce bloc est implémenté comme suit : il lit le fichier octet par octet et il place chaque bit de ces octets dans un vecteur binaire. Après cette phase de conversion on aura un vecteur binaire qui contient la représentation binaire du fichier. Ce vecteur binaire représente les données binaires d'entrée pour notre chaîne de transmission et il va passer par les différents blocs représentant la norme WIFI 802.11 a incluant la technique OFDM.

1.2.2.2 Segmentation du vecteur binaire :

Dans la plupart des cas, la taille du vecteur binaire qui contient les données binaires pour n'importe quel fichier est très grande. La norme IEEE 802.11a fixe la taille maximale des données dans la trame PPDU à 4095 octets. Si la taille des données est supérieure à 4095 octets, la segmentation du vecteur binaire est requise. Cette valeur imposée par le standard définit le nombre maximal d'octets qui peuvent être échangés entre la couche physique et la couche MAC. Elle détermine aussi le nombre maximal d'octets qui peuvent être transmis avant d'ajouter un nouveau préambule et champ Signal pour faire une nouvelle estimation du canal de transmission. Dans le récepteur, le bloc « regroupement du vecteur binaire » fait l'opération inverse. Il regroupe les données reçues pour former un vecteur binaire qui contient la représentation binaire du fichier transmis.

1.2.2.3 Formateur de champ de données

Ce bloc met les données binaires segmentées en un format de champ de données bien déterminé. Ce champ données est composé d'un champ de service, de données binaires issues du bloc de la segmentation « PSDU », champ de bits d'extrémité « Tail bits » et un champ de « PAD bits ». La figure (15) représente le format du champ de données à la sortie de ce bloc.



Figure 4: Le format du champ de données

SERVICE :

Ce champ contient 16 bits qui sont numérotés de 0 à 15. Les bits de 0 à 6 sont mis à zéro et ils sont utilisés pour synchroniser le débrouilleur dans le récepteur. Les 9 bits restants sont réservés pour une future utilisation et ils sont mis à zéro. La figure (16) montre la structure de ce champ de Service.

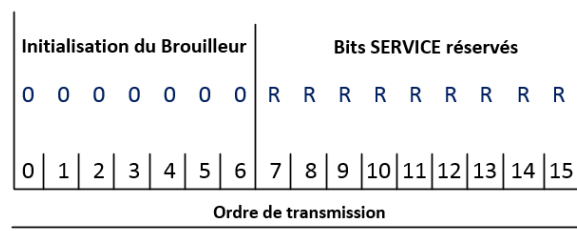


Figure 5: La structure du champ de SERVICE

PSDU

Le PSDU est l'unité de données du protocole PLCP. Il contient les données binaires à transmettre par l'émetteur ou les données binaires reçues par le récepteur.

Tail bits

Les « Tail » bits sont 6 bits, ils sont nécessaires pour retourner le codeur convolutif à son état initial. Ces bits ne doivent pas être brouillés.

PAD bits

Le nombre de bits dans le champ de données doit être un multiple du nombre de bits codés dans un symbole OFDM « NCBPS ». Pour ce faire, on ajoute des bits pour avoir un nombre de bits multiple de nombre de bits de données dans un symbole OFDM « NDBPS ». Tous ces bits ajoutés sont mis à zéro et ils sont traités comme le reste de bits dans le champ de données.

1.2.2.4 Le Brouilleur

Les données binaires peuvent contenir des longues séquences de « 0 » ou de « 1 » qui peuvent poser des problèmes de synchronisation à la réception. Le brouilleur randomise les données binaires et supprime les longues séquences de « 0 » et de « 1 » pour faciliter la synchronisation au niveau du récepteur. Le brouilleur assure aussi la dispersion de la puissance spectrale des données brouillées ce qui permet de minimiser le facteur de crête (peak-to-average power ratio) « **PARP** ».

1.2.2.5 Le codeur

Les données brouillées passent à travers un codeur convolutif qui ajoute de la redondance permettant de corriger les erreurs binaires au niveau du récepteur. Le standard IEEE 802.11a utilise un codeur convolutif standard de rendement $R=1/2$.

On peut avoir un débit plus important en utilisant la stratégie de « poinçonnage ». Le poinçonnage est une technique par laquelle certains bits codés sont enlevés ou poinçonnés pour réduire la redondance ce qui permet d'atteindre un débit plus élevé.

Le codeur convolutif poinçonné à rendement compatible (Rate-Compatible Punctured Convolutional encoder) (**RCPC**) utilise cette technique de poinçonnage. Ce code permet d'atteindre des débits plus élevés en poinçonnant périodiquement certains bits du code original ce qui nous donne deux différents rendements $3/4$ et $2/3$ selon le nombre des bits poinçonnés.

Au niveau du récepteur, les bits enlevés peuvent être remplacés par des zéros. Cette opération permet d'utiliser le même décodeur de Viterbi [28], qui est recommandé par la norme, comme dans le cas avec un code non poinçonné.

1.2.2.6 L'entrelaceur

L'entrelacement de code est une technique très utilisée dans les systèmes de communication pour lutter contre le groupement des erreurs ou les rafales d'erreurs (burst error) dues au phénomène de fading dans les canaux sans fil.

L'entrelaceur organise la séquence binaire en changeant la position des bits voisins de sorte qu'ils deviennent espacés. A la réception le désentrelaceur réorganise la séquence de bit reçue pour avoir la séquence de bits originale. Grâce au bloc de l'entrelacement, le bruit corrélé qui s'introduit dans le canal de transmission semble être statistiquement indépendant au niveau du récepteur ainsi on aura une meilleure correction des erreurs de transmissions. L'entrelacement est très important dans la chaîne de transmission OFDM PHY puisque le codeur convolutif n'est pas efficace contre les rafales d'erreurs (burst error).

L'entrelaceur implémenté dans le standard est un entrelaceur en bloc c'est-à-dire que les bits codés vont être entrelacés bloc par bloc. Un bloc correspond au nombre de bits codés dans un symbole OFDM (**NCBPS**). Ce paramètre dépend de l'ordre de transmission comme il va être expliqué dans le prochain paragraphe.

1.2.2.7 La modulation

Le standard IEEE 802.11a définit quatre schémas de modulation qui sont : BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Le type de la modulation avec le rendement du codeur RCPC définissent le débit de la transmission. Le standard associe les quatre types de modulation avec l'un des trois rendements du codeur RCPC ($R=1/2$, $R=2/3$, et $R=3/4$) pour donner le débit comme indiqué dans le tableau 1. Selon le débit utilisé, le standard impose des paramètres à respecter dans

l'implémentation de la chaîne de transmission. Dans les applications réelles, des algorithmes pour la détermination du meilleur débit sont développés selon l'état du canal de transmission. Dans notre implémentation, le débit désiré va être une entrée par l'utilisateur et tous les autres paramètres vont être fixés selon ce débit comme indiqué dans le tableau 1.

Débit (Mbps)	Modulation	Rendement R	Bits codés par sous-porteuse (N_{BPSC})	Bits codés par symbole OFDM (N_{CBPS})	Bits de données codés par symbole OFDM (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Tableau 1: Les différents débits et les paramètres correspondants

Le débit donné par ce tableau est calculé par l'équation suivante :

$$\text{Débit} = R * N_{BPSC} * N_{sp} * \frac{1}{t_{OFDM}} \quad (1.3)$$

avec

- N_{sp} : Le nombre des sous-porteuses de données utiles qui est égal à 48 dans un symbole OFDM.
- t_{OFDM} : La durée d'un symbole OFDM = 4 μ s

Dans ce bloc, les bits codés et entrelacés vont être divisés en groupe de N_{BPSC} (bits codés par sous-porteuse) bits et ils vont être convertis en une représentation complexe selon les constellations définies par les types de modulation utilisés.

A la réception, on utilise un démodulateur « soft » qui calcule « Log-Likelihood Ratio » « **LLR** » du signal reçu.

1.2.2.8 Les Blocs OFDM

a. Mappeur OFDM et insertion des pilotes

Un symbole OFDM dans la norme 802.11a contient 64 sous-porteuses : 48 sous-porteuses pour les données, 4 pour les pilotes et 12 sous-porteuses à zéro. Le centre d'un symbole OFDM appelé « DC » ou « NULL » est l'une des sous porteuse non utilisée et qui est mise à zéro. L'indexation utilisée pour un symbole OFDM est de -32 à 31. Ce bloc prend les données complexes issues du modulateur et les divise en bloc de $N_{SD} = 48$ nombres complexes qui vont être modulés ensuite sur les 48 sous porteuses des données. La figure suivante montre

l'allocation des sous-porteuses dans le domaine fréquentiel, les indices des sous-porteuses réservées aux données sont de -26 à 26 tout en sautant les sous-porteuses d'indices -21, -7, 0, 7 et 21. Les quatre sous-porteuses d'indices -21, -7, 7 et 21 sont les sous-porteuses réservées aux pilotes alors que la sous-porteuse d'indice 0 est la sous-porteuse DC. Les autres sous-porteuses de -32 à -27 et de 27 à 31 sont des sous-porteuses de garde qui sont mises à zéro.

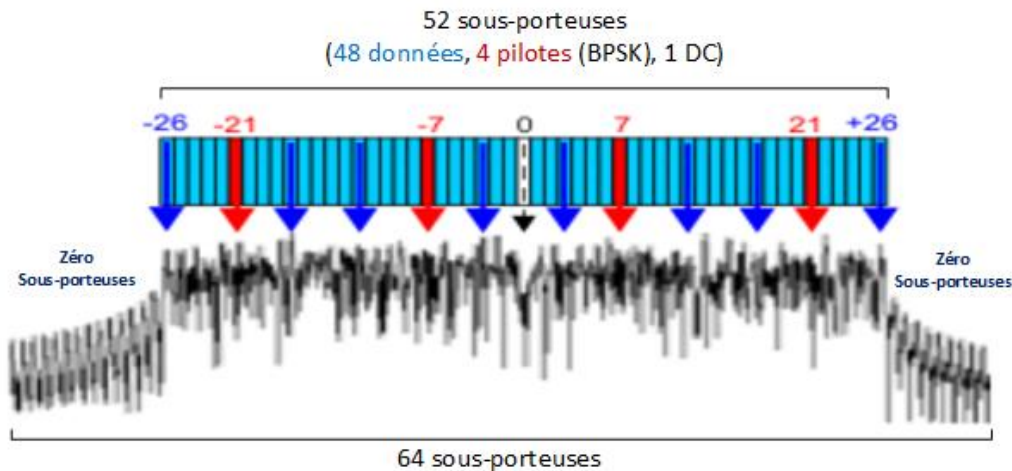


Figure 6: Un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel

Les sous-porteuses des pilotes sont connues au niveau du récepteur. Les pilotes sont construits en insérant les valeurs suivantes $\{1, 1, 1, -1\}$ dans les positions indiquées précédemment.

Les pilotes sont utilisés au niveau du récepteur pour détecter le décalage de phase résiduel (*residual frequency offset*).

b. IFFT

Comme on a mentionné précédemment, un système OFDM est implémenté en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Le bloc précédent traite les symboles complexes dans le domaine fréquentiel. Le bloc IFFT convertit le signal dans le domaine temporel, il prend comme entrée un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel et le transforme dans le domaine temporel. Pour suivre la convention utilisée dans le standard, on doit réarranger les sous-canaux (sous-porteuses): les sous-canaux de 1 à 31 représentent les entrées de 1 à 31 de l'IFFT alors que les sous-canaux de -32 à -1 sont les entrées de 32 à 63 et le sous-canal DC est l'entrée 0.

$N_{fft} = 64$: est le nombre de sous-canaux (sous-porteuses) dans un symbole OFDM.

c. Insertion du Préfixe cyclique

Pour surmonter le problème de l'interférence inter-symboles ISI, l'OFDM utilise ce qu'on appelle le préfixe cyclique « CP » (*Cyclic Prefix*). Ce préfixe cyclique est exactement la dernière partie d'un symbole OFDM, après transformation dans le domaine temporel par l'IFFT, ajoutée au début de ce symbole afin d'éviter l'interférence avec le symbole précédent. La durée du préfixe cyclique, appelée intervalle de garde " T_G ", doit être très supérieure à l'étalement des

retards τ_{max} : $T_G \gg \tau_{max}$ pour que l'ISI soit complètement évitée. Cet intervalle agit comme un espace de garde entre les symboles OFDM successifs et il est donné par l'équation suivante :

$$T_G = \frac{T_{FFT}}{4} \quad (2.11)$$

Donc, le préfixe cyclique n'est que la copie des 16 derniers échantillons du symbole OFDM dans le domaine temporel.

d. Assembleur de symboles OFDM

Ce dernier bloc des blocs OFDM est utilisé pour concaténer les symboles OFDM consécutifs en créant un petit chevauchement entre eux. Cette lisse transition entre les symboles OFDM consécutifs est réalisée en ajoutant une copie du premier échantillon du symbole OFDM courant dans le domaine temporel (avant d'ajouter le préfixe cyclique) au début celui-là pour obtenir un symbole OFDM de 81 échantillons. Le symbole résultant va être multiplié par la fonction de fenêtrage suivante :

$$W[k] = \begin{cases} 0.5 & k = 1 \\ 1 & 2 \leq k \leq 80 \\ 0.5 & k = 81 \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec k indique l'indice de l'échantillon dans le domaine temporel.

Le premier et le dernier échantillon de chaque symbole OFDM sont réduits de moitié. Le dernier échantillon de symbole OFDM précédent et le premier échantillon de symbole suivant sont additionnés afin de créer une lisse transition entre les symboles successifs.

1.2.2.9 Constructeur de la trame PPDU

La construction de la trame PPDU est la dernière étape avant la transmission. Ce bloc concatène les différents champs de la trame OFDM qui sont le préambule, le champ de signal et le champ de données. Pour avoir une lisse transition entre ces champs on procède par la même manière décrite dans le p précédent. La structure complète d'une trame OFDM est décrite par la figure (25) :

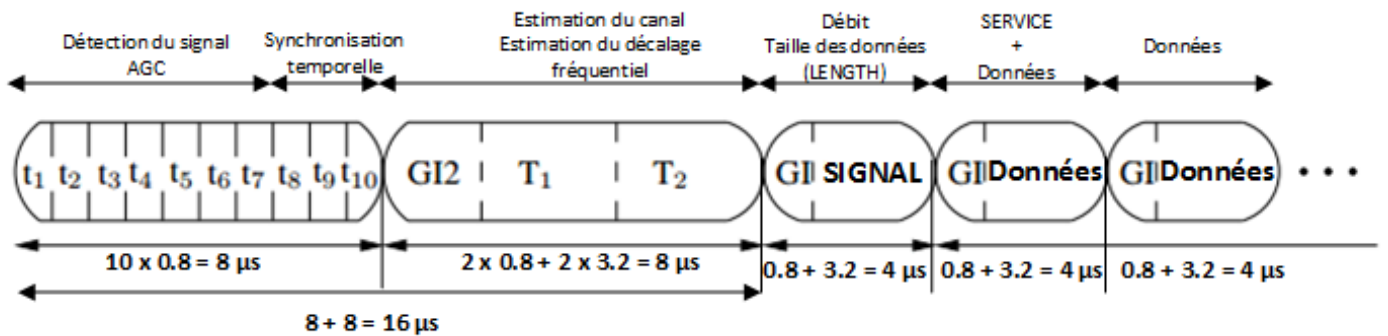


Figure 7: La structure complète d'une trame OFDM

a. Préambule PLCP

Le préambule PLCP est constitué de deux parties :

- Une courte séquence d'apprentissage (Short Training Sequence) équivalente à deux symboles OFDM. Elle contient 10 symboles courts représentés par t_1 à t_{10} .
- Deux longues séquences d'apprentissage (Long training sequence) équivalentes à deux symboles OFDM, ces deux séquences sont représentées par T1 et T2.

Le préambule est constitué de quatre symboles OFDM donc la durée totale du préambule est égale à quatre fois la durée d'un symbole OFDM ($4 \times 4 \mu s = 16 \mu s$).

La courte séquence d'apprentissage (Short Training Sequence) :

Un symbole OFDM représentant la courte séquence d'apprentissage est donné par la séquence S suivante :

$$S = \sqrt{\frac{13}{6}} * \{0,0,0,0,0,0,0,0,1 + j, 0,0,0, -1 - j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0, -1 - j, 0,0,0, -1 - j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0,0,0,0, -1 - j, 0,0,0, -1 - j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0,1 + j, 0,0,0,0,0,0\} \quad (2.13)$$

Cette séquence est prolongée périodiquement pour avoir 161 échantillons et elle est ensuite multipliée par la fonction de fenêtrage suivante :

$$W[k] = \begin{cases} 0.5 & k = 1 \\ 1 & 1 \leq k \leq 159 \\ 0.5 & k = 161 \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec k indique l'indice de l'échantillon dans le domaine temporel.

La durée de chaque symbole court est égale à $0.8 \mu s$, donc la durée de la courte séquence d'apprentissage est égale à $10 * 0.8 \mu s = 8 \mu s$ qui est équivalente à la durée de deux symboles OFDM. Pour la courte séquence d'apprentissage on n'utilise pas un préfixe cyclique.

La longue séquence d'apprentissage (Short Training Sequence) :

Le symbole OFDM représentant la longue séquence d'apprentissage est donné par la séquence L suivante :

$$L = \{0,0,0,0,0,0,1,1, -1, -1,1,1, -1,1, -1,1,1,1,1,1, -1, -1,1,1, -1,1, -1,1,1,1,1,0, 1, -1, -1,1,1, -1,1, -1,1, -1, -1, -1, -1, -1,1,1, -1, -1,1, -1,1, -1,1,1,1,0,0,0,0\} \quad (2.25)$$

Cette séquence L est modulée et prolongée périodiquement pour avoir 161 échantillons et elle est ensuite multipliée par la fonction de fenêtrage donnée par (2.19). La longue séquence d'apprentissage est constitué de deux longs symboles T1 et T2, de durée $3.2 \mu s$ chacun, avec un préfixe cyclique ajouté au début de la séquence de durée $T_{GI2} = 1.6 \mu s$ qui est deux fois la durée T_{GI} du préfixe cyclique du symbole OFDM de données. Ce préfixe est donné pour les deux symboles constituant la longue séquence d'apprentissage au lieu d'ajouter un préfixe pour chaque symbole comme dans le cas dans le champ des données.

Cette longue séquence d'apprentissage est utilisée pour estimer le canal au niveau du récepteur. La durée totale de la longue séquence d'apprentissage est donnée par l'équation suivante :

$$T_{LONG} = T_{GI2} + T_1 + T_2 = 1.6 + 3.2 + 3.2 = 8 \mu s \quad (2.16)$$

A la fin, les deux séquences d'apprentissages vont être concaténées pour former le préambule PLCP.

b. Champ de Signal

Le préambule est directement suivi par le champ de SIGNAL. Ce dernier contient des informations très importantes pour le récepteur. A partir de ce champ, le récepteur peut connaître le débit de transmission utilisé par l'émetteur et le nombre d'octets dans le PSDU dans la trame OFDM. Afin d'assurer une transmission très fiable de ce champ va être modulé en BPSK, codé en utilisant un rendement $R=1/2$ et entrelacé sans passer par le brouilleur. Le champ de SIGNAL est composé des sous-champs suivants : Débit (RATE), Longueur (LENGTH), Parité (P), Réservé (R) et Signal Tail (TAIL). Le champ de SIGNAL est composé de 24 bits comme c'est indiqué dans la figure (26) :

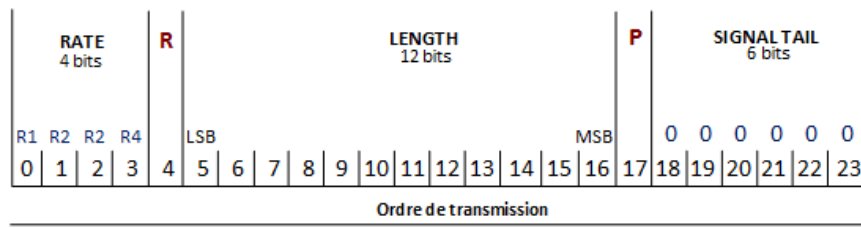


Figure 8: La structure du champ de SIGNAL

Le premier sous-champ est le sous-champ de débit (RATE) qui détermine le débit utilisé pour la transmission des données et donc il renseigne le récepteur sur tous les paramètres liés au débit.

Le LENGTH indique le nombre d'octets dans le PSDU. Les bits de 5 à 16 sont réservés pour le sous-champ LENGTH. Les bits de 18 à 23 sont les bits de sous-champ SIGNAL TAIL et ils sont mis à zéro. Le bit 4 est réservé pour une future utilisation. Le dernier sous-champ dans le champ de signal est le champ parité (Parity) qui est représenté par l'unique bit 17 et il indique la parité des 17 bits précédents (de 0 à 16).

1.2.3 Les méthodes d'estimation du canal

Pour les systèmes de transmission réels, le signal peut être affecté par des évanouissements et des phénomènes de perturbation liés au canal de transmission ce qui modifie ses caractéristiques et rend l'extraction de l'information plus difficile. L'estimation du canal est très importante dans une chaîne de transmission puisque la connaissance de l'impact du canal sur le signal transmis permet de décoder les symboles reçus d'une façon optimale ce qui va augmenter la robustesse du système en termes de diminution de taux d'erreur binaire (TEB).

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes d'estimation du canal de transmission [29]. Pour les systèmes OFDM, on utilise les langues séquences d'apprentissage T1 et T2 ou les symboles pilotes pour faire l'estimation du canal. Les méthodes d'estimation les plus utilisées sont les suivantes :

- La méthode des moindres carrés « *Least squares* » (LS) [Annexe B]: Cette méthode utilise les langues séquences d'apprentissage T1 et T2, qui sont connues au niveau du récepteur, pour estimer le canal de transmission.
- La méthode des moindres carrés modifiée « *Modified Least squares* » (MLS) : utilise les langues séquences d'apprentissage T1 et T2.
- La méthode de minimisation de l'erreur quadratique moyenne « *Minimum mean square error* » (MMSE) : utilise les langues séquences d'apprentissage T1 et T2.
- La méthode de minimisation de l'erreur quadratique moyenne modifiée « *Modified Minimum mean square error* » (MMMSE) : utilise les langues séquences d'apprentissage T1 et T2.
- La méthode de l'interpolation polynomiale de troisième ordre « *Thirdorder polynomial interpolation* » : cette méthode utilise les quatre sous-porteuses pilotes pour estimer le canal.

1.3 La technique MIMO « *Multiple Input Multiple Output* »

1.3.1 Historique et définition

Le développement massif des télécommunications et la diversité en moyens de communications ont posé des problèmes de saturation des ressources physiques vu le grand nombre d'utilisateurs qui exploitent les bandes passantes des canaux radio-mobile. Cette saturation a poussé les scientifiques et les chercheurs à se tourner vers les systèmes multi-antennaires afin de surmonter les problèmes précités. La technique MIMO « *Multiple-Input Multiple-Output* », « Entrées multiples Sorties multiples », est une technique de multiplexage très utilisée dans le réseau mobile et les réseaux sans fil qui permet grâce à la transmission multi-antennaire d'atteindre des débits très élevés et un transfert de données avec une longue portée. Les systèmes multi-antennaires sont apparus pour la première fois grâce au travail de *Jack Winters* en 1984. Ensuite *Telataret Foschini* ont trouvé que la capacité des systèmes multi-antennaires augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices [13]. Depuis ces travaux, plusieurs chercheurs et ingénieurs ont travaillé sur la technique MIMO et plusieurs architectures ont été proposées pour les systèmes multi-antennaires MIMO afin d'améliorer le débit de la transmission et la robustesse. La technique MIMO a été intégrée dans plusieurs standards et

normes de télécommunications tels que la norme Wifi (IEEE 802.11n) [32], Le standard LTE (Long Term Evolution) [33] ou la norme Wimax (IEEE 802.16e) [34].

1.3.2 Modélisation du canal MIMO

On considère un système MIMO $n_T * n_R$ avec n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices tel qu'il est présenté sur la figure 5.

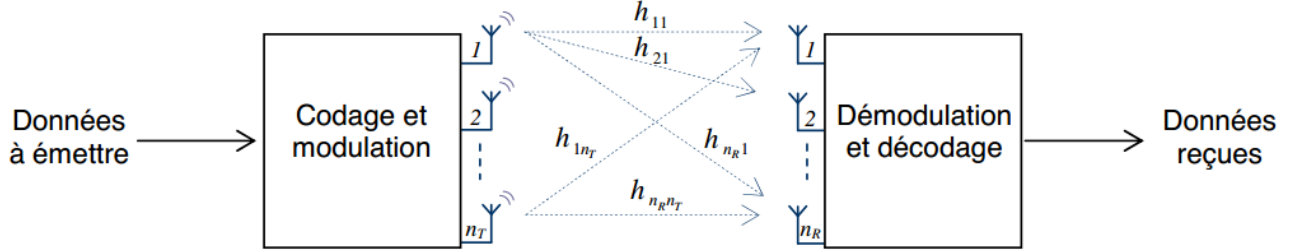


Figure 9: Le canal MIMO

Le canal de transmission entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j est caractérisé par le gain complexe h_{ji} . En réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles transmis simultanément par les antennes émettrices. Le symbole reçu y_j sur l'antenne j s'écrit :

$$y_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} * s_i + n_j \quad (1.17)$$

avec

- s_i :représente le symbole transmis par l'antenne émettrice i .
- n_j :Un échantillon de bruit perturbant le signal avant d'être reçu par l'antenne réceptrice j .

Le problème peut être modélisé sous forme matricielle :

$$y = H * s + n \quad (1.18)$$

Avec

- s : Le vecteur des symboles transmis par les antennes émettrices avec la contrainte de puissance $E[s * s] = P_0$ (la puissance totale transmise est égale à P_0).
- y : le vecteur des symboles reçus par les antennes réceptrices.
- n : Le vecteur de bruit à la réception des symboles.
- H : La matrice du canal qui contient les gains complexes caractérisant la transmission entre les différents couples d'antennes :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{pmatrix}$$

L'estimation de la matrice du canal H , appelé CSI, est importante dans le cas d'un système MIMO en boucle fermée puisque la connaissance du canal de transmission permet d'optimiser significativement la reconstruction du signal au côté du récepteur. La connaissance précise de la matrice du canal permet de connaître l'impact du canal sur les symboles transmis ce qui va aider, en exploitant cette information à la réception, de décoder plus précisément les symboles reçus. La connaissance de la matrice du canal avant l'émission des symboles permet d'optimiser la transmission à l'aide de la méthode de l'allocation inégale de puissance (Unequal Power Allocation) qu'on va expliquer dans les paragraphes suivants. Les systèmes MIMO se divisent en deux familles selon la connaissance de la CSI à l'émission ou/et à la réception : MIMO en boucle fermée et MIMO en boucle ouverte.

1.3.3 Les récepteurs MIMO

Suite à la transmission des signaux sur le canal sans-fil, les antennes réceptrices récupèrent les différentes contributions formées par l'ensemble des signaux émis. Ces contributions vont poser un problème lors de la reconstitution des symboles reçus donc il faut mettre en œuvre une technique pour les séparer. Selon la méthode utilisée pour séparer ces contributions, on peut distinguer quatre principaux types de récepteurs MIMO [10][11][12]:

- **Forçage à Zéro « Zero Forcing » (ZF)** : L'objectif de ce récepteur est d'annuler les contributions des émetteurs interférant. Il repose sur l'inversion de la matrice du canal pour supprimer les interférences entre symboles (IES). Cette méthode dégrade les performances de système par une augmentation du bruit ce qui rend ce récepteur peu performant.
- **Erreur Quadratique Moyenne Minimale (MMSE)** : Ce récepteur diminue l'influence du bruit sur les signaux provenant des différentes antennes émettrices mais il ne permet pas une bonne séparation des différentes contributions.
- **Annulation Successive d'Interférence « Successive Interference Cancellation » (SIC)** : Ce récepteur est conçu principalement pour les systèmes BLAST [13], Il décode en premier lieu l'information du signal le plus fort, il retranche ensuite sa contribution aux autres signaux reçus jusqu'au décodage de tous les symboles transmis. Si une erreur de décision a eu lieu sur le décodage de l'un des premiers signaux, cette erreur va se propager et va influencer le décodage des signaux suivants ce qui rend ce récepteur très sensible à la propagation d'erreur de décision malgré sa grande performance.
- **Maximum de Vraisemblance « Maximum Likelihood » (ML)** : présente les meilleures performances en termes de TEB au prix d'une complexité accrue.

Dans notre chaîne, on va utiliser le récepteur de Maximum de Vraisemblance (ML) compte tenu de ses performances. En supposant que la transmission se fait sur un canal parfaitement

connu à la réception grâce à la (Rx-CSI), le récepteur ML permet de fournir la séquence des symboles estimés \hat{S} à partir de l'ensemble des symboles S de la constellation, telle que :

$$\hat{S} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|y - H * s\|^2 \quad (1.19)$$

Dans le cas de l'équiprobabilité des symboles \hat{S} , cette solution est optimale. L'un des inconvénients du récepteur ML est sa complexité de décodage. Cette dernière croît exponentiellement avec le nombre d'antennes à l'émission. Pour une constellation de modulation de taille M , M^{n_T} de vecteurs possibles sont calculés par le récepteur afin de décoder le bon vecteur de symboles reçu ce qui peut devenir prohibitif dans le cadre d'une constellation de grande taille.

1.3.4 Systèmes MIMO en boucle ouverte «*Open Loop MIMO*» (OL-MIMO) :

Les systèmes MIMO en boucle ouverte (**OL-MIMO**) sont les systèmes qui utilisent la CSI uniquement du côté du récepteur (**Rx-CSI**). Il existe deux principales familles des systèmes MIMO en boucle ouverte :

a. Les systèmes utilisant le multiplexage spatial :

Ce système MIMO en boucle ouverte utilise le multiplexage spatial afin d'augmenter sa capacité en termes de débit et de diminution du taux d'erreur binaire (TEB). Les symboles vont être multiplexés sur les différentes antennes d'émissions. La capacité du système augmente linéairement avec le nombre d'antennes à l'émission, alors que le taux d'erreur binaire diminue d'une manière exponentielle. La première architecture d'un système OL-MIMO est proposée par Foschini [13]. Cette architecture est appelée LST (*LayeredSpace-Time*) dont l'architecture BLAST [13] (*BellsLaboratoryLayeredSpace-Time*) est un exemple connu.

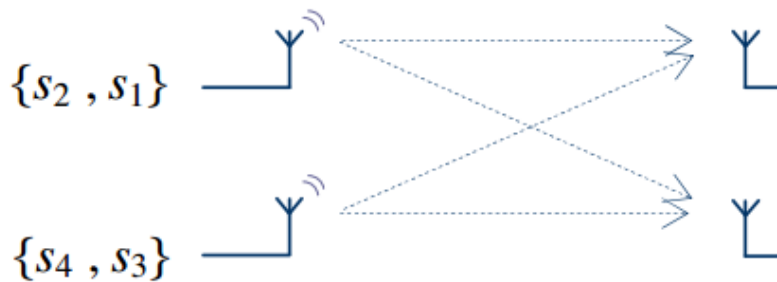


Figure 10: Exemple de code LST

b. Les systèmes utilisant la diversité :

Ce sont des systèmes MIMO en boucle ouverte qui exploitent la notion de diversité en introduisant Le Codage Spatio-Temporel (**CST**) [14]. L'idée est d'exploiter toutes les voies du canal MIMO d'une manière conjointe afin d'augmenter la robustesse de la transmission. Parmi les codes spatio-temporels, on peut distinguer les CST en treillis «*Space-Time Treillis Code*

»(STTC)[15] et les CST en blocs « *Space-Time Block Code* » (STBC)[16] dont le code d'Alamouti est un exemple très connu. Le principe de code spatio-temporel en blocs (STBC) consiste à envoyer le vecteur de symboles en le coupant en des blocs qui vont subir un multiplexage à la fois spatial et temporel. Le code d'Alamouti ne permet pas une augmentation de débit par rapport à un système SISO mais il permet d'atteindre un gain très important en termes de robustesse. L'exemple du code Alamouti est décrit dans la figure 7.

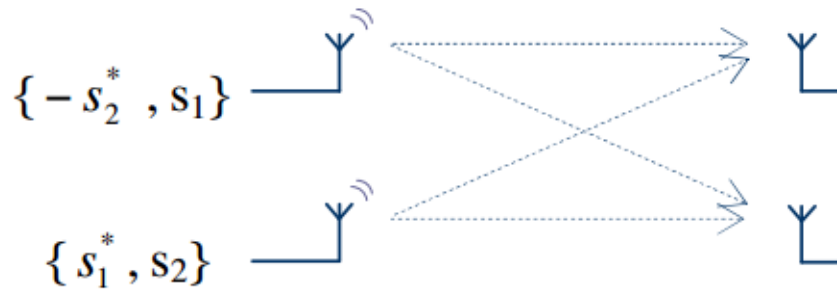


Figure 11: Exemple du code ALAMOUTI [16]

1.3.5 Systèmes MIMO en boucle fermée «Closed Loop MIMO » (CL-MIMO) :

Les systèmes MIMO en boucle fermée (CL-MIMO) sont des systèmes qui disposent d'une voie de retour qui relie le récepteur à l'émetteur. Cette voie sert à envoyer l'estimation du canal du récepteur, qui fait l'estimation. La connaissance du canal à l'émission appelée (Tx-CSI) permet d'optimiser la transmission des données par une prise en compte anticipée du canal. Cette opération est effectuée par des algorithmes très sophistiqués qu'on appelle « précodeurs ». Le précodeur sert à exploiter la connaissance de la CSI afin d'optimiser l'émetteur et le récepteur d'une manière conjointe. Les systèmes MIMO en boucle fermée présentent plusieurs avantages par rapport aux systèmes MIMO en boucle ouverte grâce à l'utilisation des précodeurs :

- Ils permettent une meilleure exploitation de la diversité spatiale par rapport aux codes spatio-temporels (CST).
- Ils permettent d'améliorer les principaux critères de la transmission, c'est à dire la robustesse, le débit ou bien un compromis entre eux.
- La technique de précodage permet de décomposer le canal de transmission MIMO en plusieurs sous-canaux SISO indépendants et parallèles.

Il existe deux familles principales de précodeurs dans la littérature :

- **Les précodeurs linéaires** : Ce sont les précodeurs les plus utilisés dans les systèmes MIMO en boucle fermée. Ils exploitent la connaissance de la CSI du côté de l'émetteur pour répartir la puissance sur les différentes voies afin d'optimiser un ou plusieurs critères donnés comme le TEB, le rapport signal à bruit RSB, l'erreur quadratique, etc... A la réception, le décodage des symboles reçus se fait par un décodeur ML.

- **Les précodeurs OSM « Orthogonalized Spatial Multiplexing »** : Ces précodeurs sont basés sur la technique de multiplexage spatial orthogonal (OSM) [17].

Plusieurs études ont été faites sur l'impact de la connaissance de la CSI à l'émission sur la fiabilité de la transmission [10] [11] [12]. En effet, ces études ont montré que la connaissance de la CSI à l'émission permet d'améliorer la fiabilité de la transmission d'une manière efficace. De plus, l'utilisation de la technique de précodage linéaire dans la chaîne de transmission permet la mise en œuvre de stratégie d'allocation de puissance inégale (UPA). Cette dernière consiste à répartir la puissance d'une manière inégale sur les différentes voies du canal MIMO. Cette allocation est basée sur l'optimisation d'un ou de plusieurs critères tels que le TEB, le RSB, etc...

1.3.6 Le précodage linéaire

Les précodeurs linéaires sont des précodeurs qui exploitent la connaissance de la CSI du côté de l'émetteur afin d'accroître les performances en termes de débit, de robustesse et de qualité de service du système. Cette technique de précodage agit comme un pré-égalisateur avant l'émission des données. Le principe du précodage linéaire repose sur deux opérations :

- **La décomposition du canal MIMO en sous-canaux SISO indépendants** : La matrice H du canal de transmission MIMO subit une décomposition en valeurs singulières (SVD) afin de rendre le canal diagonal. Cette diagonalisation du canal, appelé virtualisation du canal, transforme le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO indépendants virtuels. Ces sous-canaux, appelés aussi voies SISO, vont composer ce qu'on appelle le canal MIMO virtuel de matrice H_v issue de l'opération de la SVD de la matrice H du canal réel.
- **L'optimisation de l'allocation de la puissance sur les différentes voies** : Après la virtualisation du canal MIMO, on aura plusieurs voies SISO pour transmettre les informations. Compte tenu que chacun de ces sous-canaux ait des caractéristiques différentes en termes de RSB, il est inutile de répartir uniformément la puissance sur les différentes voies. Pour répartir la puissance sur les différentes voies, on utilise la technique de l'allocation inégale de puissance « *Unequal Power Allocation* » (UPA) qui consiste à optimiser l'allocation de puissance selon un ou plusieurs critères.

a. La virtualisation du canal

On considère un canal MIMO avec n_T antennes d'émission et n_R antennes de réceptions (MIMO $n_T * n_R$). Un système MIMO $n_T * n_R$ avec un précodage linéaire peut être représenté comme un ensemble de b sous-canaux SISO indépendants, avec $b \leq \min(n_T, n_R)$. Soit s le

vecteur de taille $(b * 1)$ de symboles transmis sur les b voies et y le vecteur de symboles reçus sur les b voies. Le vecteur reçu y peut s'écrire:

$$y = (G * H * F) * s + G * n \quad (1.20)$$

Avec :

- H : la matrice du canal MIMO réel de taille $(n_T * n_R)$ contenant les différents coefficients complexes qui caractérisent les différents couples d'antennes du système MIMO

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{pmatrix}$$

- F : La matrice de précodage de taille $(n_T * b)$
- G : La matrice de décodage de taille $(b * n_R)$
- n : Le vecteur de bruit de taille $(n_R * 1)$

Les symboles sont supposés indépendants et identiquement distribués « *iid* ». On suppose aussi que ces symboles et le bruit n sont totalement décorrélés.

$$E[ss^*] = I_b E[sn^*] = 0 \quad E[nn^*] = R_n \quad (1.21)$$

Avec R_n la matrice de corrélation du bruit n et I_b la matrice identité de taille $(b * b)$.

La somme de puissance allouée pour tous les b sous-canaux doit être égale à la puissance totale P_0 disponible à l'émission. Cette condition est représentée par l'équation suivante :

$$\text{trace}(FF^*) = P_0 \quad (1.22)$$

La virtualisation du canal est basée sur des opérations matricielles et elle repose sur les trois étapes suivantes proposées dans [11] [12] [23] [24] :

1. **Blanchissement du bruit** : cette étape traite le bruit afin de le rendre *iid* et de variance unitaire.
2. **Diagonalisation du canal** : La matrice du canal MIMO réel H subit une décomposition en valeurs singulières SVD. Cette décomposition permet d'obtenir une matrice diagonale qui va représenter les sous-canaux virtuels.
3. **Réduction de la dimension** : La taille de la matrice du canal virtuel H_v est réduite à $(b * b)$. b correspond au nombre de sous-canaux virtuels indépendants.

Afin de séparer les deux fonctions du précodeur, qui sont la diagonalisation du canal et l'optimisation de l'allocation de la puissance, les matrices de précodage et de décodage F et G sont décomposées sous la forme d'un produit de deux matrices :

$$F = F_v * F_d \quad G = G_d * G_v \quad (1.23)$$

Les matrices d'indices v sont issues de l'opération de la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice du canal H , elles servent à diagonaliser le canal et blanchir le bruit et elles permettent d'obtenir la matrice du canal virtuel diagonal H_v . Les matrices d'indice d , servent à optimiser l'allocation de la puissance sur les b voies selon un critère donné. Elles sont appelées la matrice de précodage F_d et la matrice de décodage G_d .

La diagonalisation du canal se fait grâce à l'opération de l'SVD qui est une opération matricielle qui sert à diagonaliser une matrice quelconque. Les éléments de la matrice diagonale obtenue, ne sont que les valeurs singulières de la matrice originale. Dans notre système, l'opération de l'SVD sur la matrice du canal réel H va donner, à l'aide des deux matrices F_v et G_v , la matrice diagonale H_v qui représente la matrice du canal diagonal virtuel. Cette transformation est représentée par la formule suivante :

$$H_v = G_v * H * F_v \quad (1.24)$$

F_v et G_v sont des matrices unitaires, c'est-à-dire qu'elles vérifient bien la condition suivante :

$$F_v * F_v^* = I \quad G_v * G_v^* = I \quad (1.25)$$

Avec F_v^* et G_v^* sont les matrices transconjuguées de F_v et G_v respectivement. Cette condition permet de retrouver la matrice du canal réel H à partir de la matrice du canal diagonal virtuel H_v en suivant la formule suivante :

$$H = G_v^* * H_v * F_v^* \quad (1.26)$$

Le schéma-bloc du système MIMO après la transformation en canal réel est présenté par la figure 8.

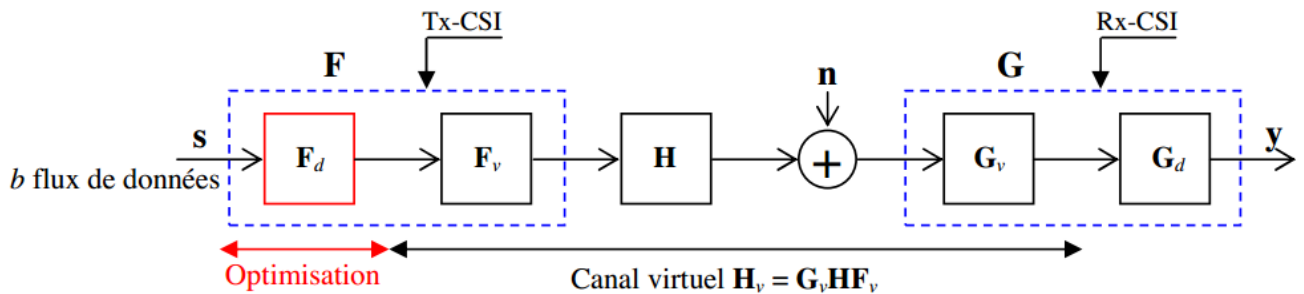


Figure 12: Le schéma-bloc du système MIMO après la transformation en canal réel

Le système MIMO après la transformation en canal réel s'écrit :

$$y = G_d * G_v * H * F_v * F_d * s + G_d * G_v * n = G_d * H_v * F_d * s + G_d * n_v \quad (1.27)$$

Où $n_v = G_v * n$: représente le bruit virtuel.

La matrice H_v issue de l'opération SVD sur la matrice du canal réel H est une matrice diagonale de taille $(b * b)$ dont les éléments sont positifs et rangés par ordre décroissant. Elle s'écrit donc :

$$H_v = \text{diag}(\sigma_i)_{i=1}^b = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & \sigma_{b-1} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sigma_b \end{bmatrix}$$

$\sigma_i^2 |_{i=0..b}$ représentent les RSB des sous-canaux SISO. Le gain total du canal MIMO virtuel σ est égal à la racine carrée de la somme de tous les RSB des b sous-canaux SISO comme décrit par l'équation suivante :

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=0}^b \sigma_i^2} \quad (1.28)$$

La virtualisation du canal est la même pour tous les types des précodeurs puisqu'elle repose sur la technique du SVD qui donne un unique canal diagonal virtuel pour un canal MIMO donnée. La différence entre les précodeurs réside dans l'optimisation de l'allocation de puissance sur les différents sous-canaux SISO qui est réalisé par le biais de la matrice de précodage F_d et la matrice de décodage G_d . Donc, selon les caractéristiques de ces matrices, on peut distinguer entre les différents précodeurs. L'une des caractéristiques les plus importantes pour une matrice est la diagonalité. C'est en fonction de cette caractéristique qu'on va distinguer entre deux familles de précodeurs. Il existe deux types de précodeurs en fonction de la diagonalité ou de la non-diagonalité des matrices de précodage et de décodage : On parle des précodeurs diagonaux et non-diagonaux qu'on va les présenter dans les deux paragraphes suivants. Le précodage permet de simplifier le décodage ML des symboles à la réception. En effet, la transformation du canal MIMO réel en b sous-canaux SISO indépendants permet de réduire la complexité du récepteur ML même dans le cas d'une grande valeur de b ou d'une constellation de grande taille. Des études ont été faites sur l'influence de la matrice de décodage G_d sur le décodage ML. Il a été prouvé dans [24] que la matrice de décodage n'a aucune influence sur le décodage ML ce qui permet de la considérer comme la matrice identité ($G_d = I_b$) afin de simplifier le calcul.

b. Les précodeurs diagonaux :

Comme on a mentionné dans le paragraphe précédent, ces précodeurs présentent des matrices de précodage F_d et de décodage G_d diagonales. Ces deux matrices s'écrivent sous la forme :

$$F_d = \text{diag}(f_i)_{i=1}^b \quad G_d = \text{diag}(g_i)_{i=1}^b \quad (1.29)$$

Les symboles reçus sur chaque sous-canal sont définis tel que :

$$y_i = g_i * \sigma_i * f_i * s_i + g_i * n_{v_i} \quad \text{avec } i=0..b \quad (1.30)$$

Avec : s_i est le symbole transmis sur la i ème antenne émettrice, σ_i est le gain du i ème sous-canal SISO et n_{v_i} est le bruit de i ème sous-canal. Les coefficients g_i de la matrice de décodage sont égales à 1 comme on expliqué auparavant.

Le vecteur de symboles à transmettre va être divisé en bloc de b symboles. Chaque bloc va subir un multiplexage série/parallèle afin de répartir les symboles sur les b différents sous-canaux sur lesquels les symboles vont être transmis. La figure 9 présente le schéma du fonctionnement du précodeur diagonal.

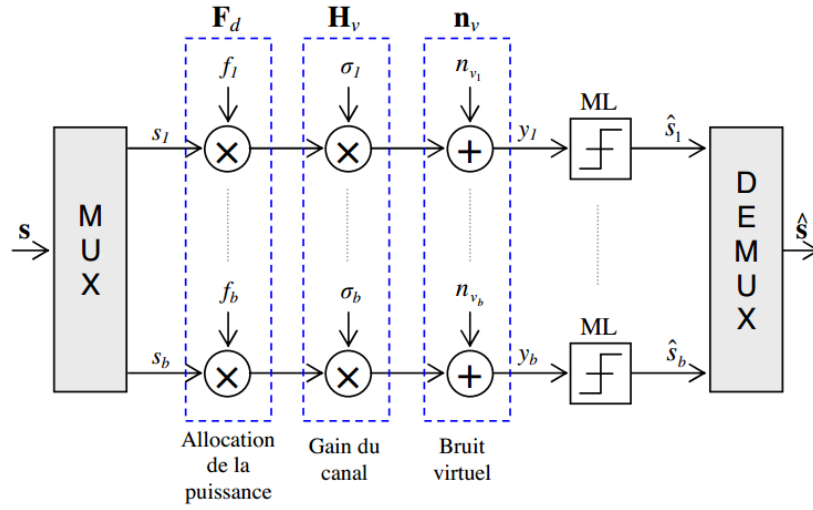


Figure 13: le schéma du fonctionnement du précodeur diagonal

Ce précodeur permet de réduire la complexité de décodage ML en termes de calcul. En effet, comme on peut remarquer sur la figure ci-dessus, le récepteur calcule pour chaque sous-canal et pour une modulation de taille M , M possibilité pour faire la décision et pour bien décoder le symbole. Donc au total, pour les b sous-canaux, le récepteur ML calcule seulement $b * M$ possibilités pour les b symboles transmis sur les différents sous-canaux. Dans le cas dans canal MIMO non précodé, le récepteur ML doit calculer M^b possibilité pour le vecteur de b symboles envoyés par les différentes antennes émettrices. On remarque bien que le précodage permet de réduire significativement la complexité de décodage ML des symboles reçus.

Dans la littérature, il existe plusieurs types de précodeurs diagonaux. Il se diffèrent par la méthode utilisée pour optimiser l'allocation inégale de puissance (UPA) ou/et selon le critère à optimiser.

Le précodeur de « Water-Filling » : Ce précodeur permet d'allouer la puissance d'une manière inégale sur les différents sous-canaux afin de maximiser la capacité du canal MIMO diagonal [25]. En effet, ce précodeur compare le RSB pour chaque voie afin d'estimer si elle permet d'améliorer le critère de maximisation de capacité ou de le dégrader. A la fin il décide de

concentrer toute la puissance que sur un certain nombre de sous-canaux qu'il les juge meilleurs pour transmettre les symboles et pour maximiser la capacité et il sacrifie les autres. Pour des forts RSB $\sigma_i^2 \gg 1$ le précodeur WF répartit uniformément la puissance sur les différents sous-canaux, il fournit ainsi une stratégie d'allocation égale de puissance « *Equal Power Allocation* » (EPA).

Précodeur de la Minimisation de l'erreur quadratique moyenne : MMSE

L'un des critères d'optimisation les plus utilisés en communication numérique est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne [25]. Le précodeur MMSE réalise cette opération grâce à une méthode fiable basée sur l'optimisation de l'allocation de la puissance sur les différentes voies du canal diagonalisé

A l'instar du précodeur WF, le précodeur MMSE peut sacrifier des sous-canaux qu'il juge trop défavorable. Par contre, l'allocation de la puissance est inversement proportionnelle au gain de chaque sous-canal. Contrairement au précodeur WF, le précodeur MMSE alloue plus de puissance aux voies dont le RSB est faible. En effet, il considère que les voies dont le RSB est fort n'ont pas besoin d'une grande puissance pour transmettre les symboles sans erreurs, donc la priorité dans l'allocation de la puissance est donnée pour les voies ayant un RSB faible. Le précodeur MMSE alloue toujours plus de puissance aux sous-canaux défavorisés.

Le précodeur de la Minimisation du taux d'erreur binaire « Minimum Bit Error Rate »: MBER

Ce type de précodeurs minimisant le taux d'erreur binaire TEB a été proposé par Rostaing dans [26]. Le précodeur MBER optimise l'allocation de la puissance sur les sous-canaux SISO dans le but de minimiser le TEB de chacun d'eux et ainsi une optimisation du TEB globale du système. Le précodeur MBER peut sacrifier lui aussi des voies comme le cas des précodeurs WF et MMSE. Pour les voies jugées défavorables, ce précodeur met le coefficient de la matrice de précodage qui lui correspond à zéro ($f_i^2 = 0$).

c. Les précodeurs non-diagonaux

Les précodeurs non-diagonaux sont des précodeurs dont la matrice de précodage F_d n'est pas diagonale ($F_d \neq \text{diag}(f_i)_{i=1}^b$). Le fonctionnement des précodeurs non-diagonaux est illustré sur la figure 11.

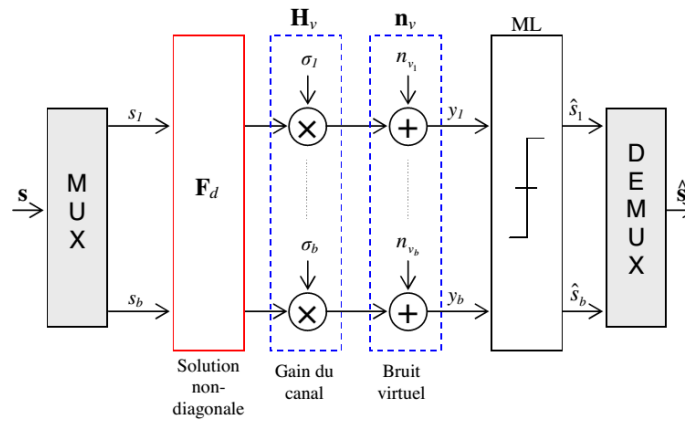


Figure 14: Le Schéma de fonctionnement des précodeurs non-diagonaux

Ces précodeurs avec leur structure non diagonale ne permettent pas de réduire la complexité de décodage ML. Donc Le récepteur ML, pour une constellation de taille M , doit calculer M^b possibilités avant de prendre sa décision finale.

Conclusion

Dans cette partie, On a expliqué les différents aspects de la chaine SISO-OFDM basée sur le standard IEEE 802.11 a. Ainsi que les différents aspects et types de système MIMO. Aussi on a présenté les différents méthodes et facteurs qui permettent de faire la migration de la chaine SISO vers une chaine MIMO.

Chapitre 2

Implémentation de
La radio logicielle

Introduction

Dans cette section, on va présenter la chaîne MIMO-OFDM 2*2 finale ainsi que ses différents blocs. Ensuite, on va présenter l'implémentation de la radio-logicielle, les équipements utilisés ainsi que les différentes méthodes de traitement de signal reçus.

2.1 La chaîne MIMO 2*2-OFDM précodée

Pour implémenter la chaîne MIMO 2*2-OFDM, on a utilisé le langage informatique C++ et la bibliothèque IT++ [31]. Cette dernière est une bibliothèque de classes et de fonctions de mathématique, traitement de signal et de communication numérique. Cette bibliothèque est largement utilisée pour effectuer les recherches dans le domaine de la communication numérique et pour faire les simulations sur les nouvelles technologies. Cette bibliothèque est conçue pour rendre le langage informatique C++ comme un outil de simulation et de test comme Matlab, GNU Octave or SciPy. La bibliothèque IT ++ est développée par des chercheurs de l'ancien département de Théorie de l'information de l'Université de technologie *Chalmers*, *Göteborg*, en *Suède*. Son nom provient du mot « Information Theory » en anglais c'est-à-dire théorie de l'information comme le nom du département. Puisque la bibliothèque est codée en C++, les développeurs ont choisi de rajouter le symbole « ++ » au nom de la bibliothèque pour bien mentionner qu'elle s'agit d'une bibliothèque C++. IT ++ est en cours d'élaboration et largement utilisé par les chercheurs qui travaillent dans le domaine de la communication, à la fois dans l'industrie et dans les universités. L'IT++ permet de définir son propre type de fichier dont l'extension est « .it ». Ce type de fichier permet de stocker les éléments de bases de la communication numérique comme les bits, les trames, les paquets, les vecteurs IQ ainsi que les vecteurs et les matrices. Dans notre chaîne, on va utiliser ce fichier pour sauvegarder les trames envoyées sur les deux sous-canaux de canal MIMO virtuel et pour stocker les différents paramètres du système comme les coefficients de précodage, les constellations et le flux binaire reçu et envoyé afin de les traiter en utilisant l'outil Matlab.

Les différents blocs de la chaîne MIMO2*2-OFDM sont illustrés sur la figure 28.

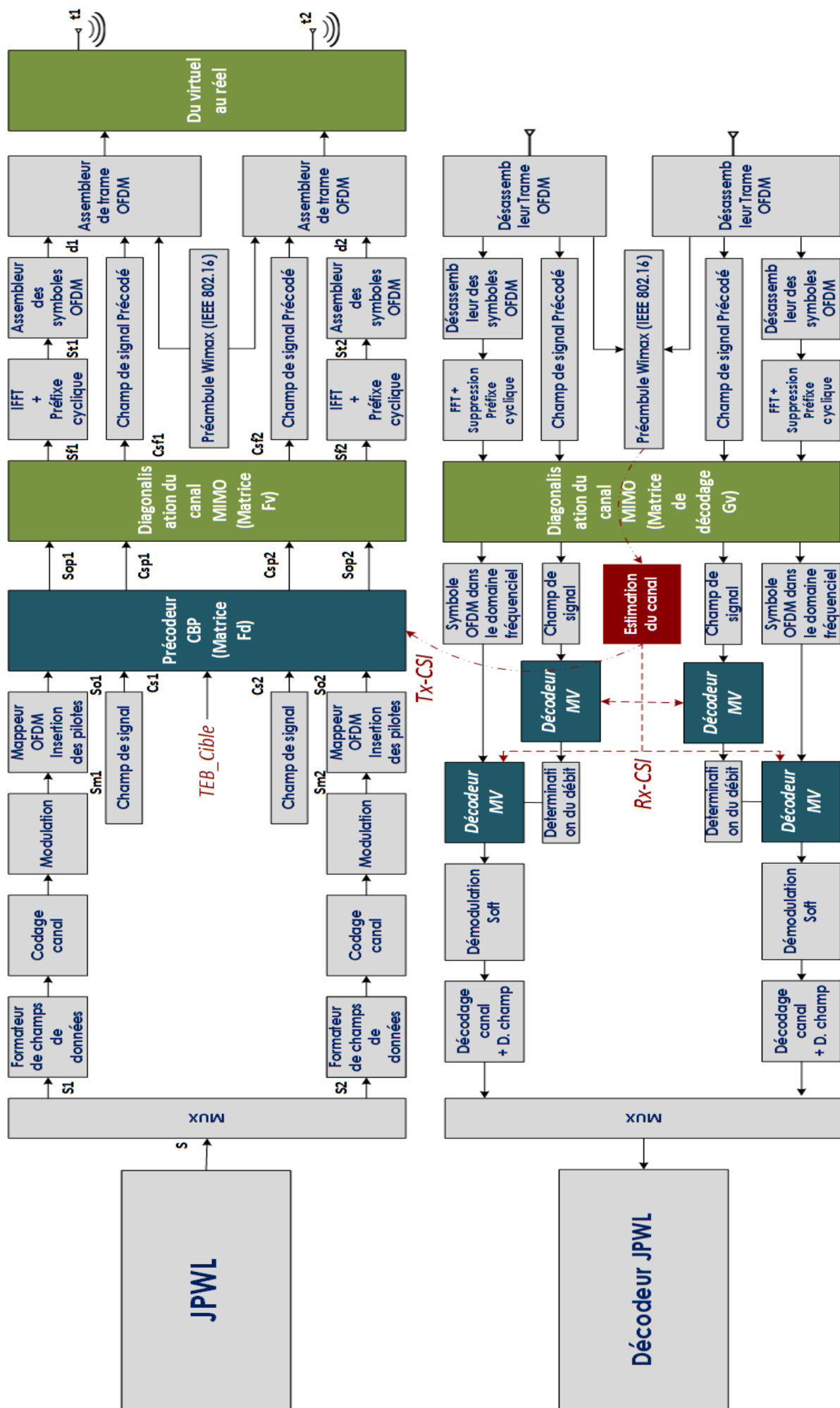


Figure 15: La chaine MIMO2*2-OFDM précodée complète

Pour l'implémentation de cette chaîne MIMO-OFDM 2*2, on a utilisé une nouvelle technique du précodage diagonal appelée « CBP » dont les détails seront fournis dans les paragraphes suivants. Ceci nous permet de transformer le canal MIMO en deux sous-canaux SISO virtuels et indépendants. Cette transformation va nous permettre d'utiliser les mêmes blocs utilisés pour implémenter la chaîne SISO « OFDM Phy » du standard 802.11a. Cependant, certains blocs ont été modifiés pour pouvoir les utiliser dans un contexte MIMO.

Dans cette section, on va s'intéresser à la description des nouveaux blocs ajoutés par rapport à OFDM Phy et des blocs utilisés en SISO mais qui ont été modifiés pour être adaptés à la chaîne MIMO.

2.1.1 Le fichier à transmettre

La radio logicielle qu'on voudrait mettre en place est dédiée à la transmission d'images afin de pouvoir tester les nouvelles technologies développées au sein du laboratoire « RESYST ». Par conséquent, les fichiers qui vont être transmis sur le SDR sont de type image. On a choisi de travailler avec des images « ppm » (*Portable PixMap*) car ce format utilise une simple méthode pour sauvegarder les images et il permet de coder facilement l'image avec les différents codeurs source présentés dans la littérature comme le JPEG, JPEG 2000, JPEG Wireless, PNG, etc... Dans tous les tests qu'on va faire pour valider notre SDR, on va utiliser l'image Lena.ppm comme image de référence.

2.1.2 Le codeur Source : JPEG Wireless « JPWL »

Le JPEG Wireless est le fruit d'un grand travail du comité JPEG afin d'améliorer la robustesse du codeur JPEG 2000 quand il s'agit d'une transmission soumise à d'importantes perturbations. Pour le codeur JPEG 2000, son schéma de robustesse permet uniquement de connaître les erreurs ou de les masquer puis au vu des résultats le codeur se synchronise de nouveau. L'inconvénient le plus important du codeur JPEG 2000 c'est que son efficacité est faible pour les contenus multimédia hiérarchiques. Pour faire face à ce problème le comité JPEG a défini l'extension JPWL (JPEG 2000 – Part 11) dédiée à la transmission des images sur canaux bruités. Cette extension définit trois fonctionnalités très importantes :

- Afin d'assurer une protection maximale des données d'entêtes, qui sont les données les plus importantes pour un fichier image, la nouvelle extension JPWL intègre de Codes Correcteurs d'Erreurs RS avec des rendements variables.
- Elle permet de décrire le degré de sensibilité aux erreurs de codestream avec des outils spécifiques.
- La fonctionnalité la plus importante est que le JPWL permet de localiser les erreurs résiduelles du codestream.

Ces nouvelles fonctionnalités permettent de mettre en place des schémas de protection intelligents tels que des stratégies UEP. Dans ce type de schéma, On attribue une redondance plus importante aux données les plus sensibles afin d'avoir une meilleure robustesse. Le codeur JPWL est le seul standard de compression intégrant des outils spécifiques pour les transmissions d'images sur canal sans fil. Comme notre but ultime dans ce projet est de réaliser une radiologicielle MIMO-OFDM adaptative dédiée à la transmission d'images, l'utilisation du codeur source JPWL va nous permettre de hiérarchiser le contenu de l'image selon l'importance des données à transmettre ce qui améliore largement, grâce au précodeur CBP, la robustesse et la qualité de la transmission.

Le codeur JPWL permet de coder l'image source sous forme de couches de qualité hiérarchiques de différente importance. La norme JPWL spécifie que pour chaque couche de qualité la redondance propre à cette couche est intégrée dans ce qu'on appelle le marqueur EPB. Ces marqueurs prennent place généralement dans les données d'entête de tuile (Tile-part header). La première couche est la couche la plus importante puisqu'elle est la couche de base de l'image source. Cette couche contient les données d'entêtes (main header) et les données d'entêtes de tuile qui sont indispensable pour le décodage de l'image et sans elles il est impossible de reconstruire l'image à partir des couches de qualité émises. Dans notre cas, puisque notre SDR est basé sur une chaine MIMO 2*2, l'image Lena.ppm qui est l'image à transmettre va être codée en deux couches de qualité par le codeur JPWL. La première couche qui est la plus importante va être transmise sur le meilleur sous canal en termes de RSB pour garantir une transmission sans erreurs pour les données des entêtes qui sont, comme on a dit précédemment, indispensable pour le décodage des couches. La deuxième couche qui est la couche d'amélioration de la qualité visuelle de l'image est transmise sur le deuxième sous canal virtuel dont le RSB est le plus faible. Même en absence de la couche d'amélioration, le décodeur JPWL peut décoder l'image grâce à la couche de base qui contient toute les informations nécessaires. La figure suivante décrit le codage de l'image Lena.ppm et la transmission des couches de qualité sur les deux sous-canaux virtuels.

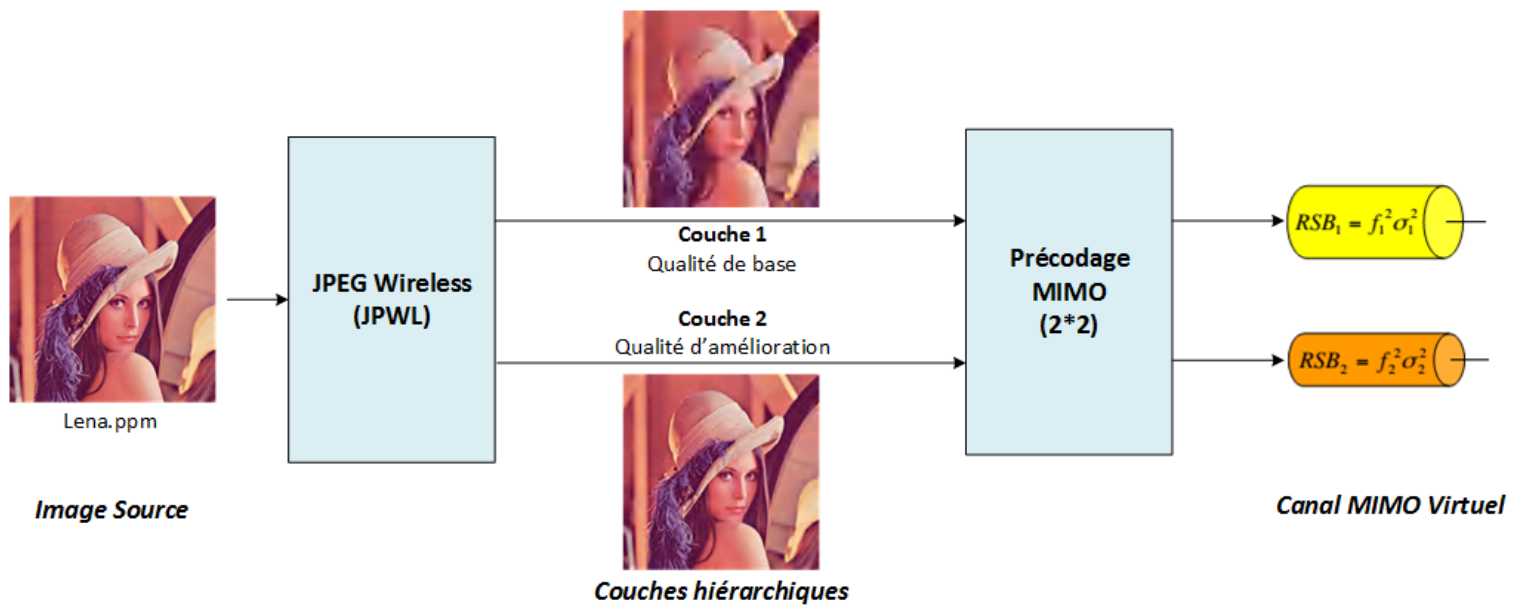


Figure 16: Le processus de transmission de l'image Lena.ppm

Les différents champs de chaque couche de qualités sont présentés par la figure suivante.

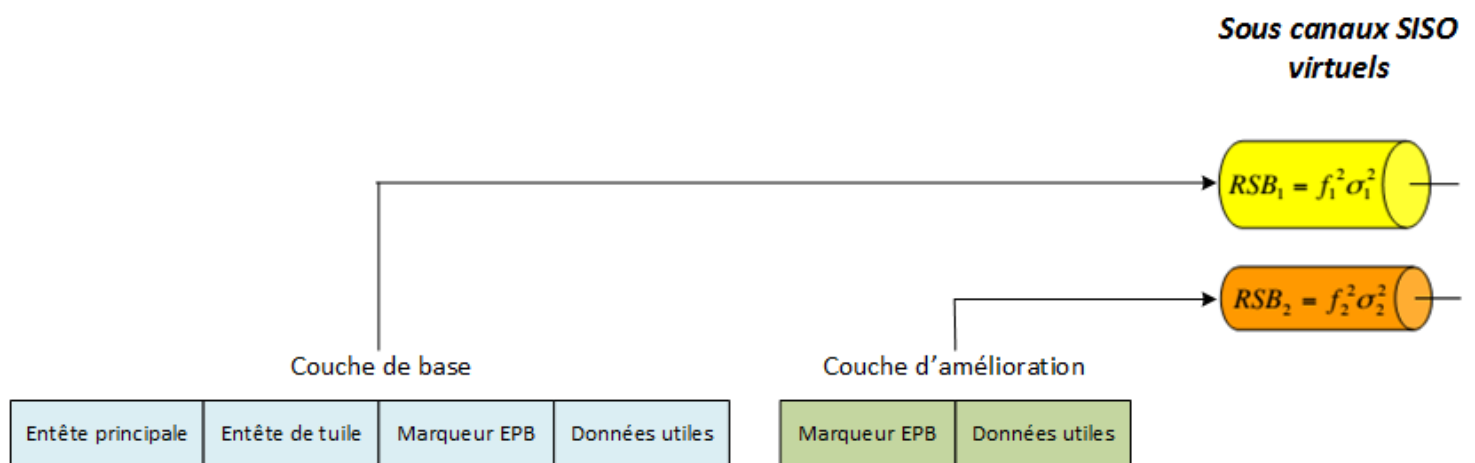


Figure 17: Les différents champs des différentes couches de qualité

2.1.3 Le multiplexage des données binaire « MUX »

Ce bloc sert à répartir les deux couches de qualité de l'image après décodage JPWL sur les deux voies du système MIMO. La répartition se fait d'une façon intelligente puisque la couche de qualité la plus importante va être transmise sur le sous-canal qui a le meilleur RSB. Aussi, la répartition ne se fait pas bit par bit mais en blocs de bits. La taille de chaque bloc est égale au nombre de bits maximal dans une trame OFDM imposé par la norme qui est égal à 4095 octets sauf pour le dernier bloc dont la taille dépend du nombre de bits restants. Pour conclure, le bloc « MUX » reçoit les flux hiérarchisés de la part du codeur JPWL et il multiplexe ces flux sur les différents sous-canaux tout en respectant l'importance de chaque flux.

2.1.4 Le précodeur CBP[18]

Notre chaîne MIMO-OFDM 2*2 est conçue pour transmettre les fichiers multimédia et spécialement les images. Les données multimédia sont dans la grande majorité des cas des données fortement hiérarchisées. En effet, une image est décomposée en plusieurs couches de qualités hiérarchisées c'est-à-dire que les données de la première couche sont plus importantes que celles de la couche d'après et ainsi de suite. Les précodeurs présentés auparavant (Chapitre 1) respectent mal la hiérarchie du contenu à transmettre. Ils tentent d'optimiser l'allocation de puissance sur les différents sous-canaux selon un critère donné sans faire le lien entre les performances sur chaque sous-canal et la qualité de l'image à la reconstruction. Pour des contenus non hiérarchisés, les précodeurs classiques présentent de bonnes performances sur leur critère à optimiser mais ils trouvent des limites pour transmettre les fichiers hiérarchisés.

Il est donc nécessaire de concevoir un précodeur qui respecte la hiérarchie du contenu multimédia à transmettre. Un tel précodeur sera appelé précodeur basé sur le contenu « *Contents-based Precoder* » (CBP) et comme son nom indique il sert à transmettre une image décomposée en couches de qualité hiérarchisées sur les différents sous-canaux SISO qui sont eux-mêmes hiérarchisés en fonction de leurs RSB. Ce précodeur comme les autres précodeurs optimise l'allocation de puissance non seulement en respectant la hiérarchie de contenu mais aussi selon des autres critères liés à la transmission comme le TEB, l'ordre de modulation et même le rendement du code convolutif. Pour transmettre une image d'une manière fiable, il est obligatoire d'avoir un taux d'erreur binaire minimal ce qui permettrait de bien reconstituer l'image à la réception. Pour cela, le précodeur CBP permet de contrôler le TEB globale à l'émission par le biais d'un paramètre donnée par l'utilisateur appelé TEB_c . En effet, l'utilisateur peut donner au précodeur le TEB souhaité à l'émission qu'on appelle le TEBcible, et selon ce dernier le précodeur alloue la puissance sur chaque voie de manière à avoir un TEB qui lui est égale à la réception.

Adaptation du TEB cible au codeur correcteur RCPC :

Dans notre chaîne on a utilisé le codeur RCPC qui a un pouvoir de correction d'erreur dépendant de son rendement R . Ce pouvoir de correction minimise donc le TEB global à la réception. Ainsi, il faut que le TEB cible à l'entrée du précodeur tienne en compte le pouvoir de correction du code RCPC. Pour cela, on va modifier la valeur de TEB cible entrée par l'utilisateur pour qu'elle tienne en compte ce pouvoir de correction du code RCPC. Cette nouvelle valeur de TEB est la valeur de TEB que le précodeur va utiliser pour optimiser l'allocation de puissance. Elle s'agit bien de la valeur de TEB avant la correction par le code RCPC, elle sera appelée « TEB_c^{ac} ». Cette modification se fait par le biais d'une fonction qui calcule le nouveau TEB

TEB_c^{ac} en fonction du rendement de code correcteur d'erreur RCPC et de TEB cible souhaité. Le tableau 5 donne les valeurs de TEB_c^{ac} selon le TEB cible (TEB_c) et le rendement du code R.

TEB_c	TEB_c^{ac} pour R=1/2	TEB_c^{ac} pour R=2/3	TEB_c^{ac} pour R=3/4
10^{-1}	0.2278745	0.195743	0.1689147
10^{-2}	0.142254	0.10554	0.0589678
10^{-3}	0.0766305	0.0475497	0.0183651
10^{-4}	0.0421911	0.0217794	0.0057794
10^{-6}	0.0130992	0.0046552	0.000577148
10^{-9}	0.00231493	$4.63943 \cdot 10^{-4}$	$5.77559 \cdot 10^{-5}$
10^{-15}	$7.31368 \cdot 10^{-5}$	$4.64507 \cdot 10^{-6}$	$1.824617 \cdot 10^{-8}$

Tableau 2: TEB cible avant correction RCPC en fonction du TEB cible souhaité

Pour respecter la hiérarchie de contenu, le précodeur CBP permet d'allouer la puissance sur les deux sous-canaux en fonction de TEB cible mais aussi en fonction de l'ordre de modulation utilisé. L'algorithme d'allocation inégale de puissance sur les deux voies du système et un algorithme d'allocation successive qui met en relation le rapport signal à bruit RSB de chaque sous-canal SISO avec l'ordre de modulation utilisé. La matrice de précodage F_d est une matrice diagonale $F_d = diag(f_i)_{i=1}^2$, puisque le précodeur CBP est diagonal, dont les coefficients sont calculés afin d'obtenir un TEB global à la réception égal au TEB cible.

La probabilité d'erreur binaire $P_{eb,i}$ sur une voie i pour une modulation d'ordre M est déterminée en utilisant l'expression suivante :

$$P_{eb,i} = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \cdot \log_2 M} * erfc \left(\sqrt{\frac{3 \gamma_i}{2(M-1)}} \right) \quad (2.1)$$

Où γ_i est le RSB du sous-canal SISO i pondéré par le coefficient de précodage f_i tel que :

$$\gamma_i = f_i^2 * \sigma_i^2 \quad (2.2)$$

Le but de précodeur CBP est de calculer les coefficients de précodage f_i^2 sur le sous-canal i permettant d'atteindre le TEB cible souhaité. Ce dernier n'est que la probabilité d'erreur binaire sur le sous-canal i donc on peut écrire :

$$TEB_c = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \cdot \log_2 M} * erfc \left(\sqrt{\frac{3 f_i^2 * \sigma_i^2}{2(M-1)}} \right) \quad (2.3)$$

Cette expression permet de calculer les coefficients de précodage f_i pour chaque voie i permettant d'atteindre le TEB cible TEB_c en fonction de l'ordre de modulation M et du RSB de sous-canal $i(\sigma_i^2)$. Les coefficients de précodage f_i^2 s'écrivent donc :

$$f_i^2 = \frac{2(M-1)}{3\sigma_i^2} * \left[\operatorname{erfc}^{-1} \left(1 - \sqrt{\frac{TEB_c \sqrt{M} \log_2 M}{2(\sqrt{M}-1)}} \right) \right]^2 \quad (2.4)$$

Le précodeur CBP utilise une puissance normalisée égale à 1 pour faire le calcul des coefficients de la matrice de précodage F_d . Ces derniers doivent respecter la condition suivante :

$$\operatorname{trace}(F_d) = 1 \Leftrightarrow f_1^2 + f_2^2 = 1 \quad (2.5)$$

A partir de cette formule, on peut définir un modèle de stratégie UPA pour le précodeur CBP. En effet, l'allocation de puissance se fait d'une manière successive selon les étapes suivantes:

- Le précodeur commence par le calcul du coefficient de précodage f_1^2 du premier sous-canal qui est celui qui présente le RSB le plus fort et il est destiné à l'information la plus importante.
- Ensuite, il calcule la puissance restante P_{res} à partir de la formule précédente.
- Après, il calcule le deuxième coefficient de précodage f_2^2 . Ici, on aura deux cas à discuter : le cas où la valeur de f_2^2 est supérieure à la puissance restante et le cas inverse.
 - Dans le premier cas, la somme des valeurs des deux coefficients de précodage va dépasser le 1 ($f_1^2 + f_2^2 \geq 1$). Donc on aura un problème de dépassement de la puissance maximale du système. Pour surmonter ce problème, le précodeur met la valeur du coefficient de précodage du second sous-canal f_2^2 égale à la puissance restante P_{res} . Cette solution est nécessaire pour respecter la contrainte de puissance totale de système mais elle va surement dégrader la qualité de deuxième sous-canal destiné au contexte source le moins important puisque la nouvelle valeur de f_2^2 ne permet pas d'avoir une transmission efficace sur le second sous-canal.
 - Pour le deuxième cas, on n'a pas un problème de dépassement de la puissance totale du système puisque $f_1^2 + f_2^2 \leq 1$ mais par contre on ne va pas utiliser toute la puissance offerte par système. Pour ne pas gaspiller les ressources de système, le reste de puissance non utilisée va être ajouté au sous-canal dont le coefficient de précodage est le plus faible.

Le schéma de la figure 29 illustre la méthode de l'allocation successive de puissance utilisée.

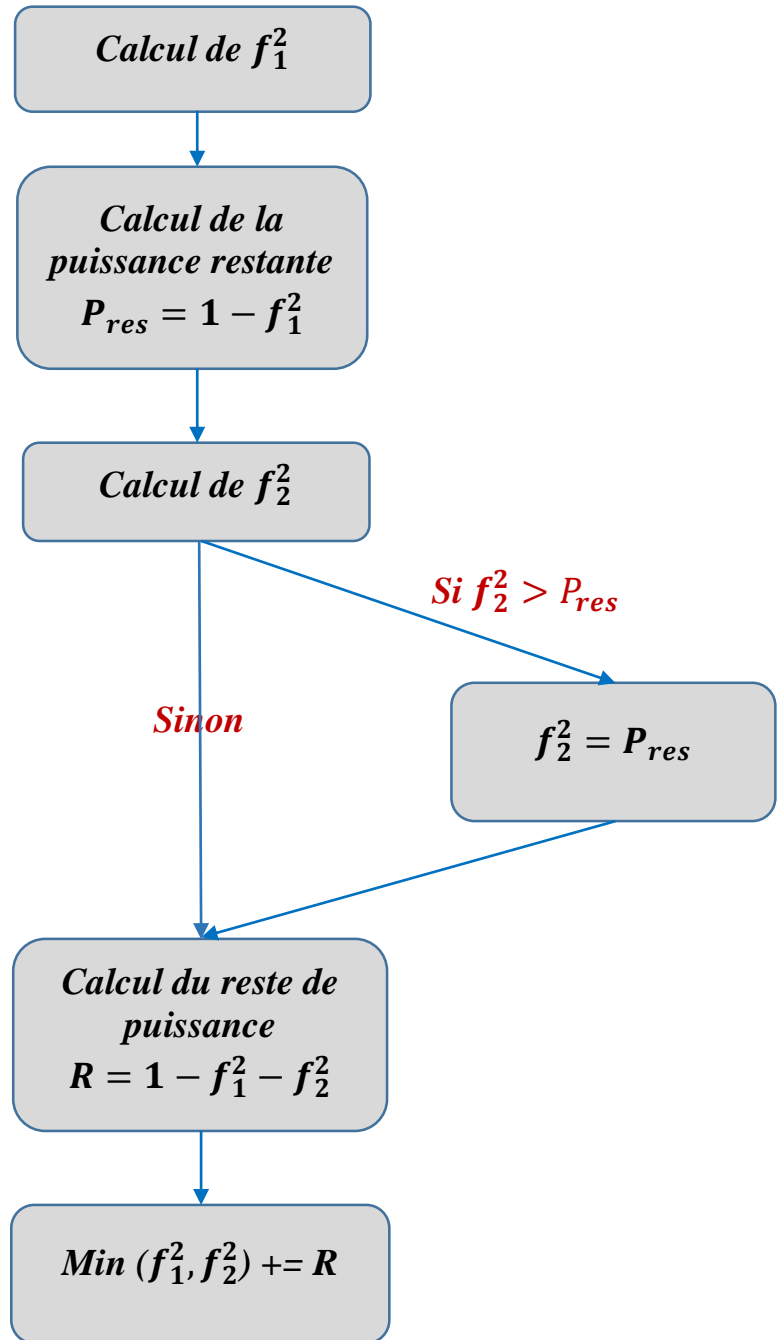


Figure 18: La méthode de l'allocation successive de puissance du précodeur CBP

La variation des coefficients de précodage f_i^2 en fonction de l'ordre de modulation M et du RSB σ_i^2 permettant d'avoir un TEB cible (sans prendre compte de l'effet de correction du code RCPC) est présentée sur la figure 30 [18].

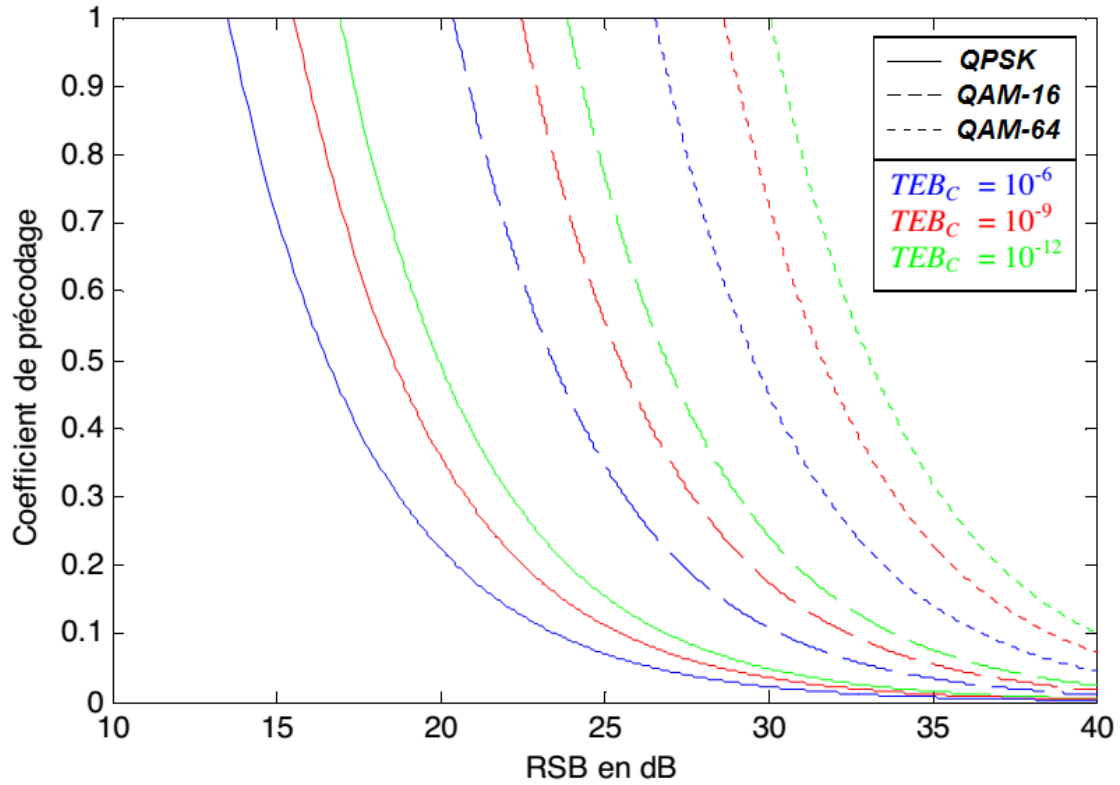


Figure 19: La variation des coefficients de précodage en fonction de l'ordre de modulation M et du RSB pour un TEB cible donné

On peut constater à partir de cette figure que la quantité de puissance nécessaire pour atteindre un TEB cible donné varie en fonction de l'état du canal (RSB). On remarque que le TEB diminue d'une manière exponentielle en fonction du RSB. En effet pour les valeurs de RSB inférieur à 15 dB le coefficient de précodeur est égal à 1 ce que signifie que le précodeur alloue toute la puissance à ce sous-canal puisque la puissance est normalisée pour les coefficients de précodage. Pour des valeurs de RSB supérieur à 40 dB, on n'a pas besoin d'allouer beaucoup de puissance à ce sous-canal car il est considéré comme un canal parfait donc le minimum de puissance suffit pour transmettre les données sans erreur ou avec une erreur négligeable donc le coefficient de précodage associé à ce canal est très faible (très proche à 0). L'augmentation de l'ordre de modulation augmente la probabilité d'erreur binaire à cause de la difficulté de décision au niveau du démodulateur. Par exemple pour une modulation QAM-64 ($M=6$) la courbe du coefficient de précodage en fonction du RSB est décalée par rapport à la courbe d'une modulation QPSK ($M=2$). Ce décalage est lié à l'ordre de modulation puisque le RSB nécessaire pour démoduler correctement les symboles reçus augmente avec l'ordre M de modulation. On remarque aussi que la courbe des coefficients de précodage en fonction du RSB varie en fonction du TEB cible donné. Cette variation est logique car en minimisant le TEB cible la puissance du canal doit être augmentée pour atteindre ce TEB.

Reste à noter que la courbe de la figure 30, représente la variation du TEB cible avant la correction RCPC. C'est-à-dire que l'entrée du précodeur est le TEB cible (TEB_c) saisi par l'utilisateur mais réellement dans notre chaîne c'est le TEB avant la correction RCPC TEB_c^{ac} qui

sera l'entrée du précodeur RCPC. Donc, pour discuter les performances du précodeur pour un TEB cible saisi par l'utilisateur, il faut voir la courbe des coefficients de précodage en fonction du TEB avant la correction RCPC TEB_c^{ac} qui correspond au TEB cible saisi selon le tableau 5.

2.1.4 Le préambule WiMax (IEEE 802.16e)

Le bloc de préambule ne peut pas être utilisé comme c'est proposé dans le standard 802.11a car ce champ est responsable de la synchronisation et de l'estimation du canal. Puisque on est dans un contexte MIMO, les méthodes d'estimations utilisées dans la chaîne SISO n'est plus valide. Une nouvelle méthode d'estimation et un nouveau préambule vont être proposés pour notre chaîne MIMO.

La figure (32) présente le nouveau préambule utilisé :

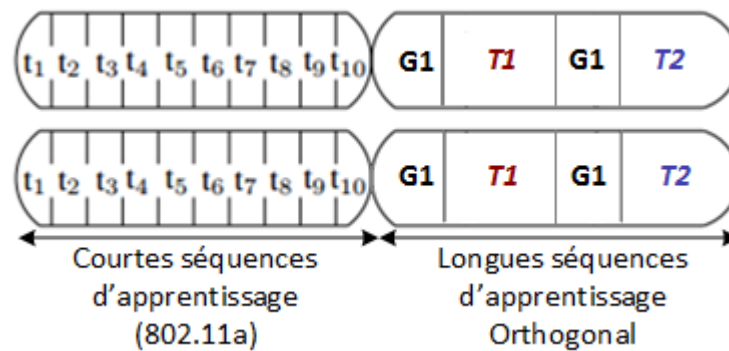


Figure 20: Le préambule MIMO

Comme dans le cas de la chaîne SISO, le préambule est composé de deux champs : la courte séquence d'apprentissage et la longue séquence d'apprentissage

- La courte séquence d'apprentissage est restée la même que dans le cas de la chaîne SISO 802.11a.
- La longue séquence d'apprentissage est utilisée pour l'estimation du canal. Compte tenu qu'on est dans un contexte MIMO, les sous-porteuses des longues séquences doivent alterner entre les deux antennes pour bien estimer chaque canal séparément. Pour cela, on va utiliser le préambule du standard WiMax [20] conçu pour les communications multi-antennaires. La figure 32 montre les longues séquences d'apprentissage utilisées dans le standard WiMax dont la courbe bleue est les sous-porteuses paire utilisée pour estimer le premier canal (c'est le canal parcouru par les signaux des deux antennes émettrices avant d'arriver à la première antenne réceptrice) et la deuxième en vert est l'impair et elle utilisée pour estimer l'autre canal.

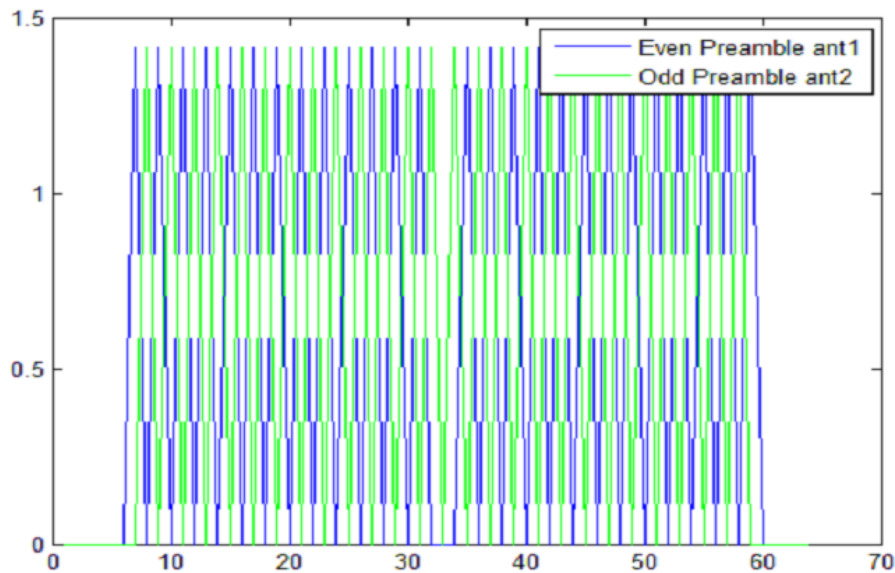


Figure 21: Les longues séquences d'apprentissage WiMax (IEEE 802.16e)

Reste à noter que le préambule n'est pas précodé pour pouvoir estimer le canal réel correctement. Les autres champs de la chaine vont être tous précodés.

2.1.5 La trame précodée

A la sortie de l'assembleur de la trame OFDM, cette dernière est composée des symboles OFDM de données, du champ de signal et du préambule. Seul le préambule qui n'est pas précodé. La figure 33 montre une trame OFDM à transmettre :

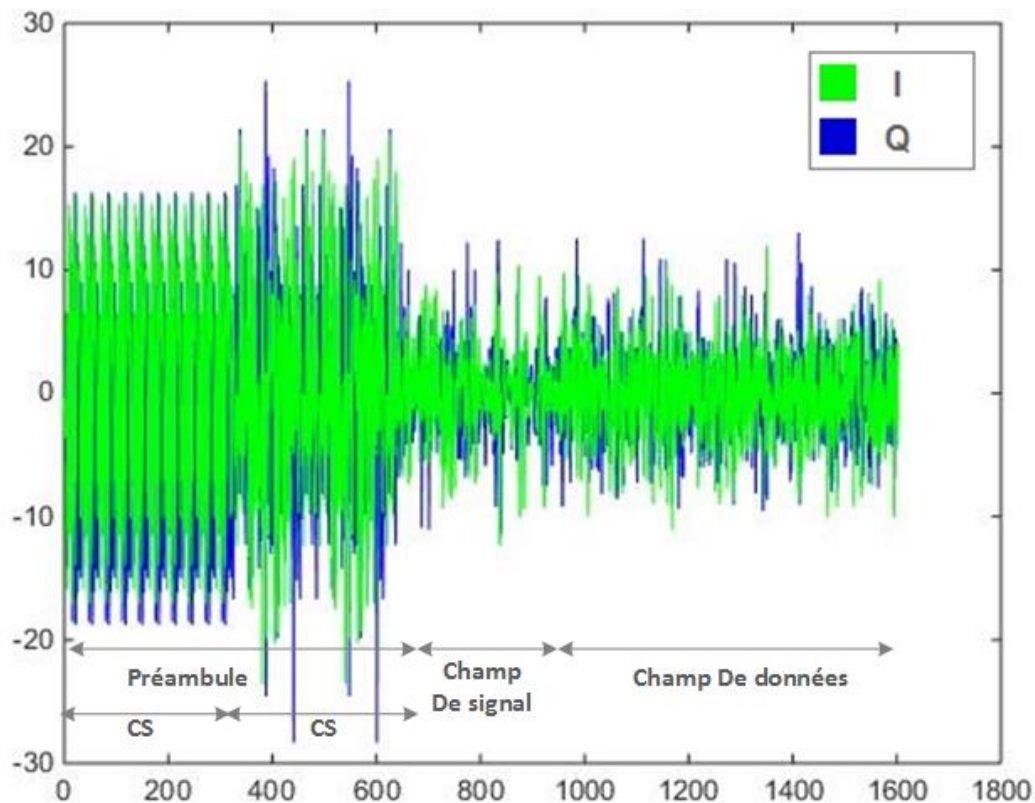


Figure 22: Trame OFDM précodée dans le domaine temporel

On remarque bien que le préambule est plus grand en amplitude que les autres champs. En fait comme on a mentionné auparavant, le préambule n'est pas précodé donc son amplitude ne va pas être multipliée par le coefficient de précodage f_i comme c'est le cas pour le champ de signal et le champ des données.

A la réception on va utiliser un décodeur de maximum de vraisemblance pour décoder les symboles reçus. Les autres blocs sont les blocs qui font les opérations inverses des blocs correspondants à l'émission.

2.1.6 Le bloc « du virtuel au réel »

Après avoir décomposé le canal de la transmission en deux sous-canaux SISO virtuels, et après avoir alloué la puissance nécessaire pour chaque sous-canal par le précodeur. Il est indisponible de revenir au monde réel et d'allouer la puissance à chaque chemin dans le canal de transmission MIMO réel selon la pondération de puissance allouée par le précodeur pour chaque sous-canal virtuel. Le rôle de ce bloc est de calculer la puissance pour chaque éléments de la matrice de canal réel en fonction de la puissance attribuée à chaque sous-canal afin d'avoir les mêmes résultats à la réception.

2.2 *Implémentation de la radio-logicielle*

2.2.1 Introduction à la radio-logicielle

Dans un système de transmission « classique », l'émission et la réception sont assurés par des composants électroniques (oscillateurs, filtres, ...) spécifiques et adaptés au canal de transmission et aux applications auxquelles il est destiné. Il n'est donc souvent pas possible de l'utiliser pour d'autres canaux de transmission / applications sans changer le matériel et donc l'intégralité de l'émetteur et du récepteur pour obtenir une qualité de communication satisfaisante. Une radio logicielle, en anglais Software Radio ou Software Defined Radio (SDR), permet d'implémenter un émetteur et un récepteur principalement par une partie logicielle et dans une moindre mesure par une partie matérielle. La partie logicielle permet d'effectuer tout le traitement du signal (filtrage, démodulation, décodage, ...) afin d'envoyer ou de recevoir des flux numériques. La partie matérielle a pour fonction de convertir ces flux numériques en signaux analogiques pour les transférer ou les récupérer sur le support de transmission. La radio logicielle offre ainsi une universalité et une grande adaptabilité de l'émetteur et du récepteur. En effet, il suffit d'adapter les émetteurs et les récepteurs implémentés dans le logiciel pour fonctionner avec un système différent (en lien avec la partie matériel).

2.2.2 Présentation de la SDR

Pour qu'on puisse mettre en place notre radio-logicielle, on a besoin de choisir le bon équipement qui va jouer le rôle des antennes d'émission et de réception des données dans le SDR afin de réaliser une transmission réelles. Pour notre radio logicielle, on a choisi d'utiliser un équipement très sophistiqué inventé par la multinationale ETTUS qui est le USRP X310. Après avoir choisi le bon équipement qui va jouer le rôle de notre partie hard il est indispensable de faire la liaison entre cet équipement et notre partie soft qui est la chaine MIMO précodée développée avec le langage de programmation C++ et la bibliothèque IT++. Cette liaison est faite grâce à une suite logicielle (software development toolkit) appelée GNU Radio qui sert à faire l'interfaçage entre les parties matérielle et logicielle. Le schéma de notre SDR est présenté dans la figure suivante.

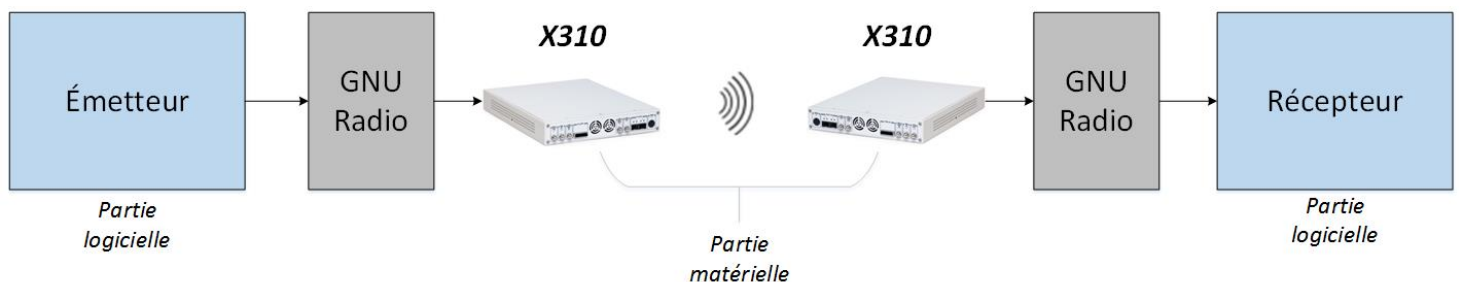


Figure 23: Schéma général de la radio- logicielle

2.2.2.1 Le Ettus USRP X310

L'USRP X310 est un équipement de haute performance qui permet de concevoir et de déployer les systèmes de communications de la nouvelle génération. Son architecture combine deux bandes passantes de 120 Mhz chacune. Il permet aussi via son support logiciel libre de communiquer avec n'importe quelle autre machine un grand nombre des suites logicielles comme le GNU Radio qu'on va l'utiliser dans notre SDR.



Figure 24: Ettus USRP X310

2.2.2.2 Le GNURadio

Le GNURadio est une suite logicielle libre qui va nous permettre de faire la liaison entre les deux parties de la radio logicielle. Le GNU radio est développé par deux langages de programmations qui sont le C++ et le Python. Ce qui est important dans notre cas, et qui nous a poussé à utiliser le GNURadio, c'est que notre partie soft est développée par le langage C++ avec la bibliothèque IT++ donc l'intégration du GNURadio dans notre SDR ne va pas poser des problèmes de compatibilité. Gnu Radio peut être facilement utilisé avec du matériel RF pour établir et recevoir des communications définies par l'utilisateur, ou sans matériel dans le cadre d'une simulation sur ordinateur.



Dans le cadre de l'utilisation de GNURadio, la chaîne de transmission globale est illustrée par la figure suivante.

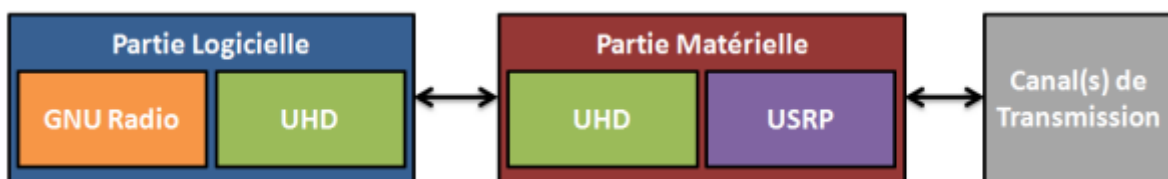


Figure 25: Chaîne de transmission globale en utilisant le GNURADIO

Pour que la communication puisse s'établir entre la partie logicielle et la partie matérielle, toutes deux sont composées d'un UHD « USRP Hardware Driver » permettant la liaison entre la logiciel GNURadio et un USRP « Universal Software Radio Peripheral » qui est le X310 dans notre SDR.

2.2.3 Traitement du signal reçus par le X310

Le signal transmis par les équipements X310 sur le canal de transmission sans fil subit des évanouissements qui diminuent sa capacité et qui modifient certains éléments. Pour pouvoir recevoir les données transmises correctement il est indispensable de mettre en place des algorithmes qui permet de faire la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur ainsi que pour faire l'égalisation des gains entre le signal reçu et le signal émis.

2.2.3.1 La synchronisation

Pour la transmission des trames OFDM il est indispensable de prendre en considération certaines étapes de synchronisation qui sont : la détection du paquet (trame), l'estimation du décalage temporel des symboles STO (Symbol Timing Offset) et l'estimation du déplacement

de la fréquence de porteuse CFO (Carrier Frequency Offset) qui est la différence de fréquence entre l'émetteur et le récepteur et finalement l'estimation du décalage de phase. La synchronisation est faite grâce aux séquences courtes et longues du préambule. Dans la littérature il existe plusieurs méthodes qui nous permettent de synchroniser la communication entre l'émetteur et le récepteur. On a testé toutes les méthodes et on a choisi celle présentée dans [36] pour l'implémenter dans notre SDR puisqu'elle donne les meilleurs résultats. A la réception, on utilise les courtes séquences du préambule pour la détection des trames OFDM et les différents paquets. Cette méthode nous permet de détecter le début de chaque trame OFDM et de connaître la position de chacun de ses champs qui sont le préambule, le champs de signal et le champs de données. On a implémenté un algorithme de synchronisation basé sur l'algorithme proposé par Schmidl and Cox [37]. Cet algorithme consiste à faire l'autocorrélation du signal reçu avec un décalage de 16 échantillons et puis on fait la moyenne sur 144 échantillons. Le résultat est donné par la variable $|R_n|^2$ [37] (la courbe rouge dans la figure 39) qui nous fournit deux principales informations :

- L'index du maximum dans la courbe de $|R_n|^2$ nous permet de détecter le début de la trame OFDM donc en connaissant la taille de chaque champ de la trame on peut facilement le détecter.
- La fréquence résiduelle est déterminée à partir de l'index du maximum dans la courbe

de $|R_n|^2$ selon l'expression suivante : $\tilde{f} = \frac{\angle R_n}{2\pi 16 T_s}$ où T_s est la fréquence d'échantillonnage.

2.2.3.2 Estimation du canal MIMO

Pour pouvoir égaliser les données reçues au niveau du récepteur, on a besoin de connaître le canal de transmission. En effet, l'estimation du canal est l'étape la plus importante à la réception puisque on l'utilise pour décoder les informations reçues et pour adapter la transmission à l'émission grâce au précodage et à l'aspect adaptatif de notre SDR afin d'améliorer la qualité et la robustesse de la communication. Comme on a dit dans la première partie, il existe plusieurs méthodes d'estimations du canal. La figure 39 présente les différents résultats de l'estimation de canal en utilisant les estimateurs les plus connus dans la littérature. On remarque bien que l'estimateur LS donne les meilleurs résultats. Par conséquent, c'est l'estimateur LS qui est implémenté dans notre SDR. La figure 40 présente un exemple de l'estimation de la réponse fréquentielle d'un canal avec l'estimateur LS.

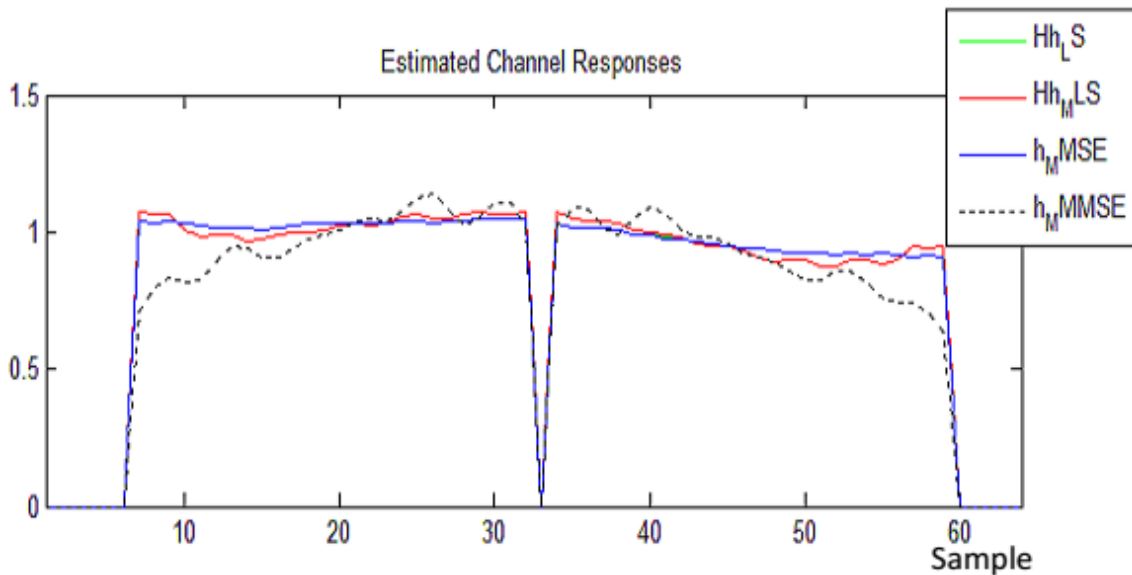


Figure 26: Les différentes estimations de canal en utilisant différents estimateurs

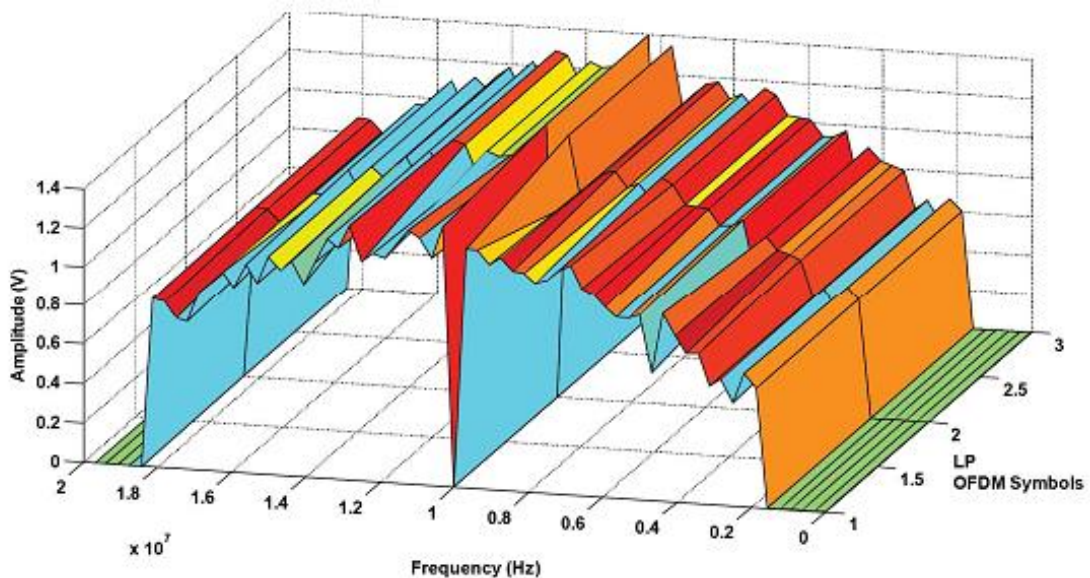


Figure 27: un exemple de l'estimation de la réponse fréquentielle d'un canal avec l'estimateur LS

2.2.3.3 Le contrôle automatique de gain (AGC)

Le signal transmis sur le canal de transmission sans fil subit des évanouissements qui diminuent sa capacité donc le signal reçu va être très atténué par rapport à celui émis. L'idée est d'implémenter un algorithme qui permet de compenser cette atténuation afin de maintenir la même dynamique de signal par rapport à celui émis. On utilise les courtes séquences pour calculer le AGC. En effet, le AGC est calculé à partir de la moyenne d'amplitude ou le maximum d'amplitude de la courte séquence d'apprentissage du préambule. Le AGC est calculé en utilisant l'une des expressions suivantes :

La valeur moyenne:

$$AGC = \frac{\text{La moyenne d'amplitude des séquences courtes transmises}}{\text{a moyenne d'amplitude des séquences courtes reçues}}$$

La valeur maximale:

$$AGC = \frac{\text{Le maximum d'amplitude des séquences courtes transmises}}{\text{Le maximum d'amplitude des séquences courtes reçues}}$$

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la chaine MIMO-OFDM 2*2 en boucle fermée ainsi que ses différents blocs. Ensuite, on a présenté la radio logicielle et l'USRP X310 qui joue le rôle de la partie matérielle ainsi que le GnuRadio qui fait la liaison entre cette partie et la partie logicielle présentée par la chaine MIMO. Enfin, on décrit les différentes méthodes utilisées pour traiter le signal reçus.

Chapitre 3

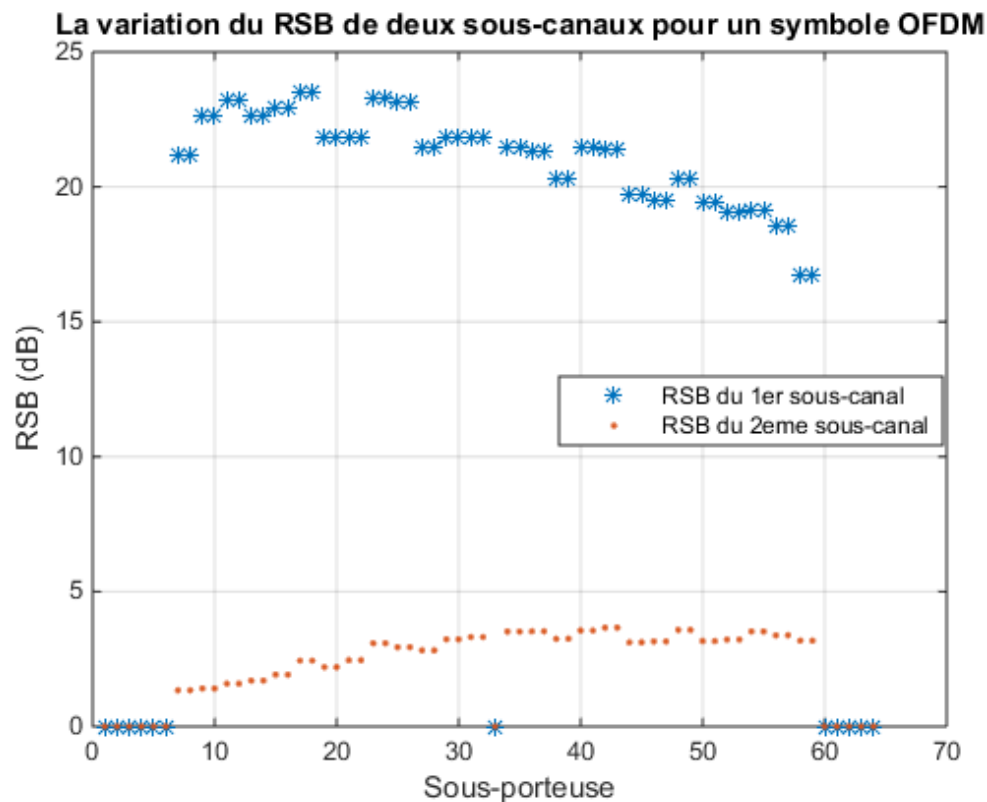
Validation de la
radio-logicielle
adaptative

Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter les différents scénarios et résultats qui nous ont permis à valider notre SDR adaptative. Cette validation est faite sous forme d'une comparaison entre un cas non adaptatif c'est-à-dire une allocation égale de puissance EPA (*Equal Power Allocation*) entre les 2 sous-canaux virtuels et le cas où on va utiliser le précodage permettant d'avoir un schéma d'allocation inégale puissance UPA (*Unequal Power Allocation*).


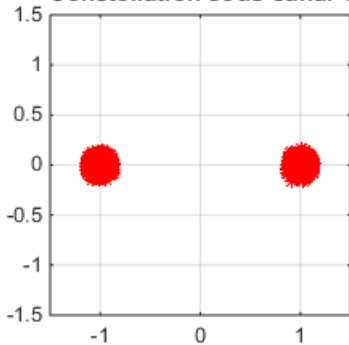
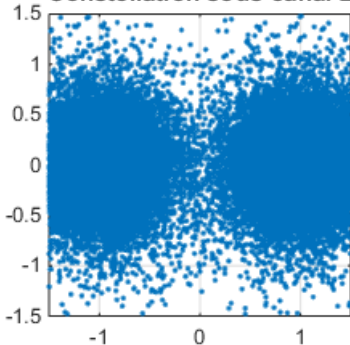

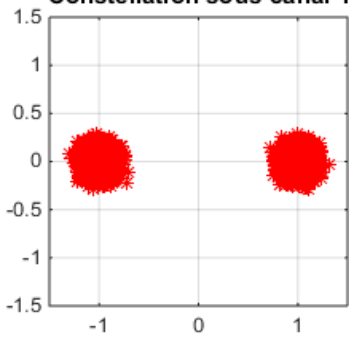
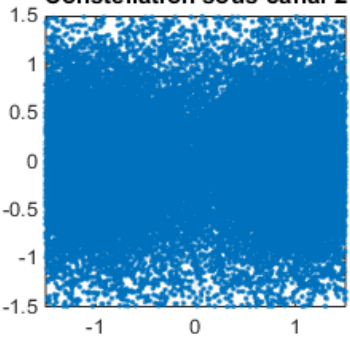

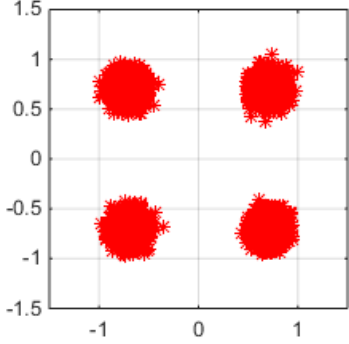
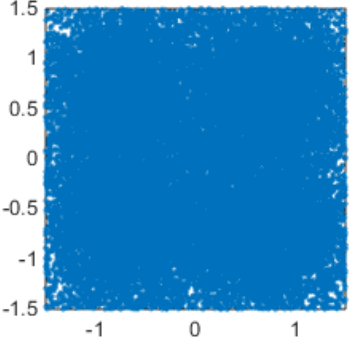
3.1 Canal de transmission


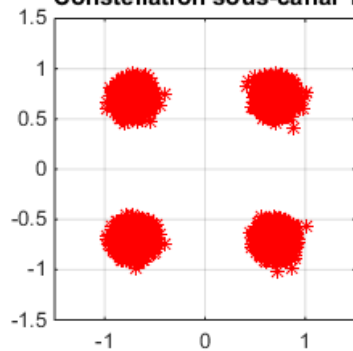
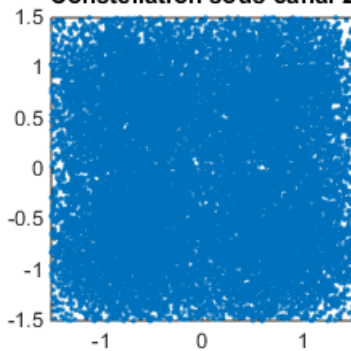

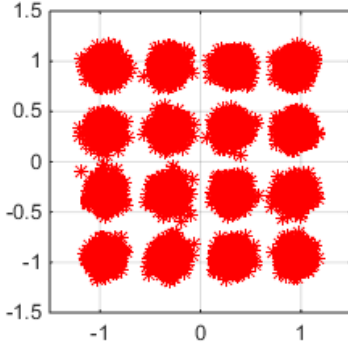
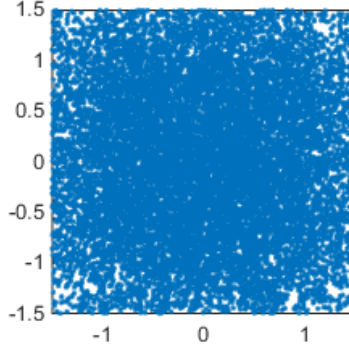

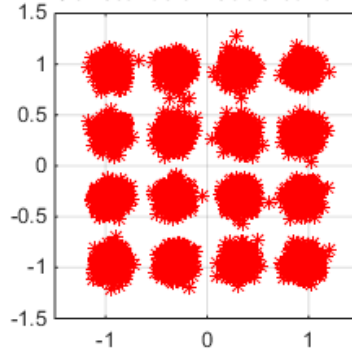
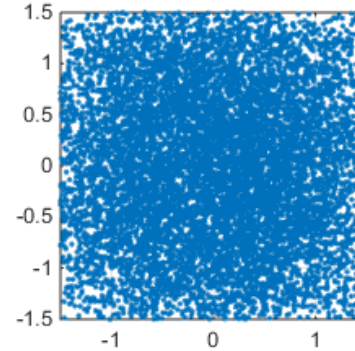
Le canal de transmission est un canal de transmission MIMO 2*2. On considère que le bruit du canal de transmission est un bruit blanc aditif Gaussien de moyenne nulle et de variance égale à 1. L'estimation du canal est faite sur un symbole OFDM c'est-à-dire sur 64 sous porteuses. Le canal virtuel du canal de transmission qu'on a utilisé est caractérisé par une différence de RSB importante entre le premier sous-canal et le deuxième sous-canal. En effet, comme on expliqué dans la première partie le canal virtuel n'est que le rapport signal à bruit de chacun des sous-canaux. D'après la figure suivante qui représente la variation du RSB pour chaque sous-canal virtuel pour un symbole OFDM (64 sous-porteuses) on peut constater que le premier sous canal est le meilleur en termes du rapport signal à bruit.


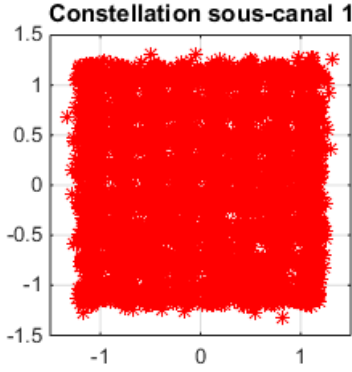
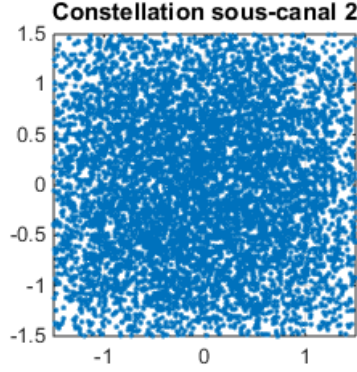


3.2 Le cas non adaptatif : Allocation égale de puissance (EPA)

Cette stratégie permet d'allouer la puissance d'une manière égale entre les deux sous-canaux virtuels, ça revient à dire que la puissance totale va être divisée entre ces deux sous-canaux. Pour chaque débit on va calculer le taux d'erreur binaire global et celui pour chaque sous-canal ainsi que le PSNR de l'image reçue et on va afficher la constellation pour chacun des sous-canaux. Le tableau suivant récapitule tous ces résultats.

Débit	Image reçue	Constellation		
6		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  </div> <div> <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.000252	0	0.000504
9		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  </div> <div> <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.074306	0	0.148613
12		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  </div> <div> <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.074306	0	0.148613

	<table><tr><th>PSNR</th></tr><tr><td>29.378952 dB</td></tr></table>	PSNR	29.378952 dB	<table><tr><th>TEB total</th><th>TEB 1^{er} sous-canal</th><th>TEB sous-canal 2</th></tr><tr><td>0.046501</td><td>0</td><td>0.093001</td></tr></table>	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	0.046501	0	0.093001
PSNR										
29.378952 dB										
TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2								
0.046501	0	0.093001								
18	<div></div> <table><tr><th>PSNR</th></tr><tr><td>29.378952 dB</td></tr></table>	PSNR	29.378952 dB	<div><div><div>Constellation sous-canal 1</div></div><div><div>Constellation sous-canal 2</div></div></div> <table><tr><th>TEB total</th><th>TEB 1^{er} sous-canal</th><th>TEB sous-canal 2</th></tr><tr><td>0.216299</td><td>0</td><td>0.432598</td></tr></table>	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	0.216299	0	0.432598
PSNR										
29.378952 dB										
TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2								
0.216299	0	0.432598								
24	<div></div> <table><tr><th>PSNR</th></tr><tr><td>29.378952 dB</td></tr></table>	PSNR	29.378952 dB	<div><div><div>Constellation sous-canal 1</div></div><div><div>Constellation sous-canal 2</div></div></div> <table><tr><th>TEB total</th><th>TEB 1^{er} sous-canal</th><th>TEB sous-canal 2</th></tr><tr><td>0.243663</td><td>0</td><td>0.487327</td></tr></table>	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	0.243663	0	0.487327
PSNR										
29.378952 dB										
TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2								
0.243663	0	0.487327								
36	<div></div> <table><tr><th>PSNR</th></tr><tr><td>29.378952 dB</td></tr></table>	PSNR	29.378952 dB	<div><div><div>Constellation sous-canal 1</div></div><div><div>Constellation sous-canal 2</div></div></div> <table><tr><th>TEB total</th><th>TEB 1^{er} sous-canal</th><th>TEB sous-canal 2</th></tr><tr><td>0.250394</td><td>0</td><td>0.500788</td></tr></table>	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	0.250394	0	0.500788
PSNR										
29.378952 dB										
TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2								
0.250394	0	0.500788								

48		<div><div><div>Constellation sous-canal 1</div></div><div><div>Constellation sous-canal 2</div></div></div>		
	PSNR	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
	23.271801 dB	0.251222	0.002917	0.499527


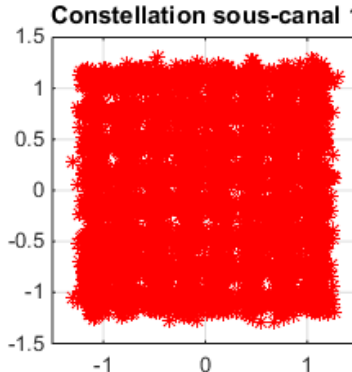
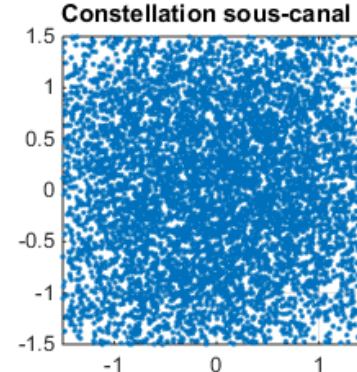
54		<div><div><div>Constellation sous-canal 1</div></div><div><div>Constellation sous-canal 2</div></div></div>		
	PSNR	TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
	19.270214 dB	0.254692	0.007019	0.502364

Tableau 3: Les différents résultats de l'EPA

On remarque bien d'après les résultats obtenus que le TEB total augmente avec l'augmentation du débit et en fait ce résultat est logique puisque en augmentant le débit on augmente l'ordre de modulation ce qui rend le signal plus sensible aux erreurs de transmission.

Pour le premier débit, 6 Mbits, l'image est reçue presque correctement puisque le TEB est de l'ordre de 0.00025 et c'est dû en fait aux erreurs de transmission sur le deuxième sous canal virtuel qui est très faible en termes de RSB par rapport au premier sous-canal. En effet, la puissance allouée au deuxième sous-canal ne permet pas une transmission fiable et sans erreurs.

Pour les débits 9, 12, 18, 24 et 36 Mbits, le TEB du deuxième sous-canal est très élevés (il varie d'un débit à un autre) et par conséquence certains bits du marqueur EPB peuvent être erronés. Comme on a expliqué dans le chapitre précédant, une erreur dans le marqueur EPB empêche le décodeur JPWL à décoder la couche de qualité correspondante. Donc, le décodeur ne peut décoder que la première couche de qualité. Et comme on remarque pour tous ces débits la première couche de qualité est reçue correctement puisque le TEB des données reçues par le premier sous-canal est nul. Par conséquence, l'image décodée sera la même pour tous ces débits ainsi que le PSNR.


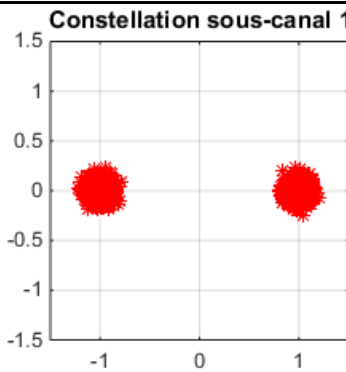
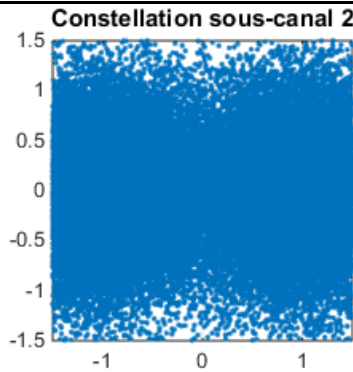
Pour les débits de la modulation 64/QAM, 48 et 54 Mbits, comme les débits précédant le deuxième canal est très faible et ne permet pas une transmission efficace des données. Le cas qui nous intéresse ici c'est le TEB du premier sous-canal qui est non nul ce qui signifie que certains bits de la première couche de qualité sont erronés et par conséquent la qualité de l'image reçue est très dégradée. Avoir un TEB non nul pour le premier sous canal qui présente le meilleur RSB signifie que la puissance du signal alloué au premier sous canal est insuffisante pour avoir une communication fiable via le canal de transmission.


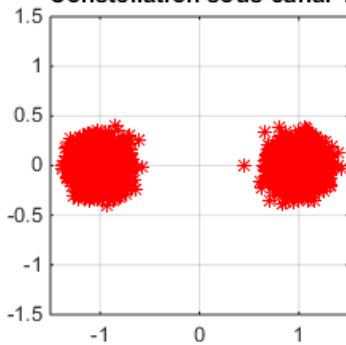
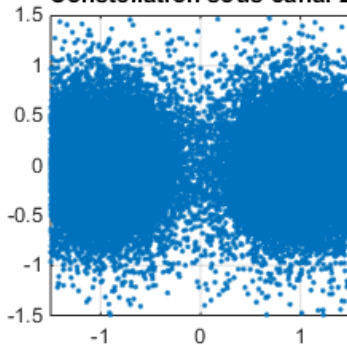
3.3 Le cas adaptatif : Allocation Inégale de Puissance


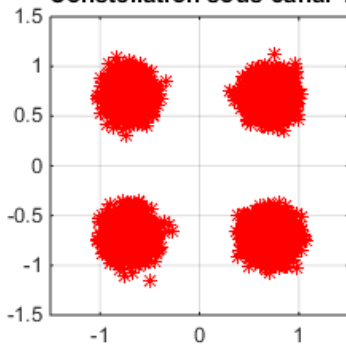
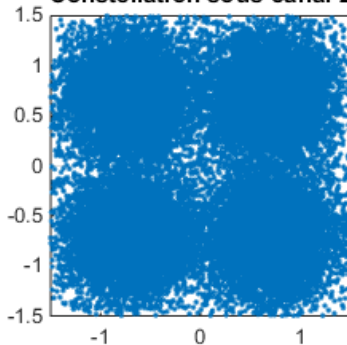
Le schéma d'allocation inégale de puissance est le cas qui nous intéresse le plus dans ce projet puisque notre radio logicielle est adaptative ce qui permet d'améliorer la qualité de la transmission vis-à-vis un système non adaptatif. L'allocation inégale de puissance est faite grâce au précodeur qui, comme on a indiqué dans la première partie, en fonction de TEB cible, de l'ordre de modulation et de l'état du canal va calculer la pondération de la puissance pour chaque sous-canal. Ce qui fait que notre chaîne s'adapte aux différents paramètres de la transmission pour offrir la meilleure qualité et robustesse possible.


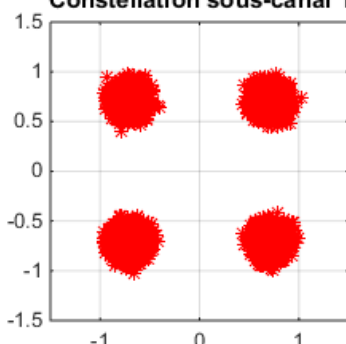
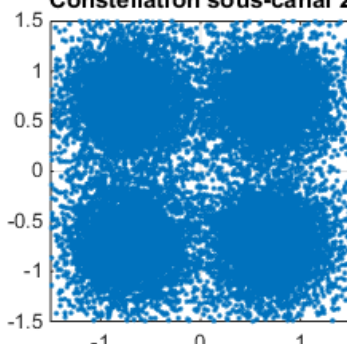
On va utiliser les mêmes conditions utilisées dans le cas non adaptatif pour pouvoir comparer les résultats. On va utiliser deux TEB cible 10^{-3} et 10^{-6} pour faire les tests tout en faisant varier le débit pour chacune de ces valeurs.


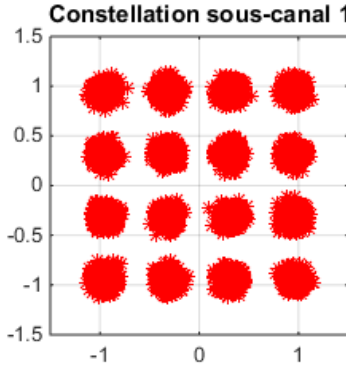
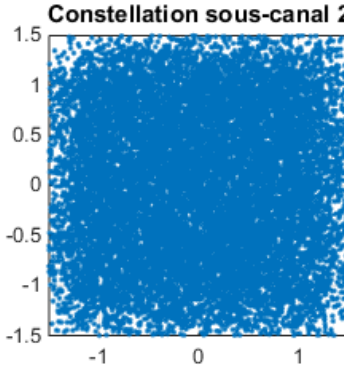
3.3.1 TEB cible = 10^{-3}


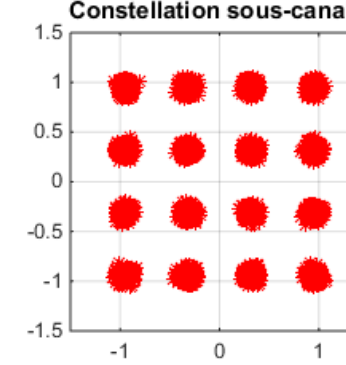
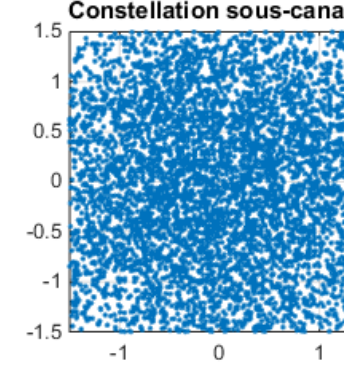
Débit	Image reçue	Constellation		
6		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  </div> <div> <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.000047	0	0.000095


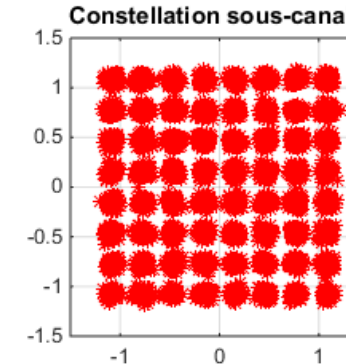
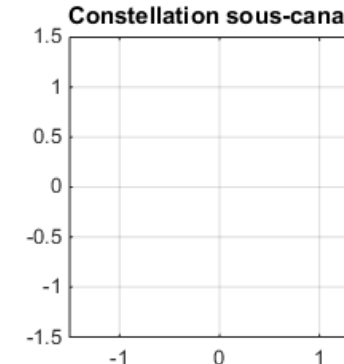
9		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		33.124697 dB		0.000189	0	0.000378	

12		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		+∞		0	0	0	

18		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		30.89372 dB		0.006888	0	0.013777	

24		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.142781	0	0.285561	

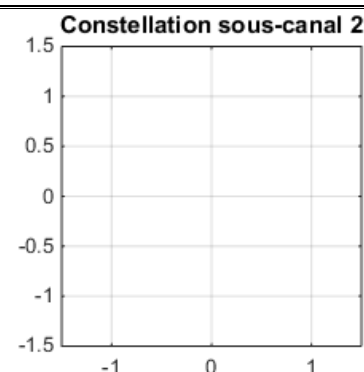
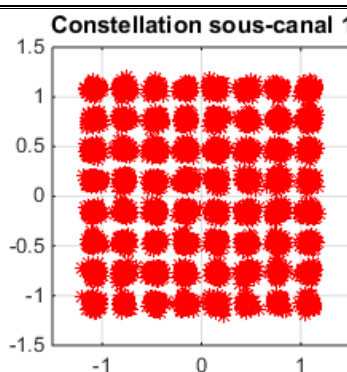
36		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.247998	0	0.495996	

48		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.247998	0	0.495996	



PSNR

29.378952 dB



TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
0.247998	0	0.495996

Tableau 4: Les résultats de l'UPA avec une TEB cible de 10^{-3}

Pour cette valeur de TEB cible, le précodeur essaye d'allouer la puissance pour chaque sous-canal d'une manière efficace qui nous permet d'avoir une communication avec le moindre TEB possible. On remarque que pour une modulation BPSK, c'est-à-dire 6 et 9 Mbits la puissance alloué au premier sous-canal permet d'avoir un TEB nul alors que pour le deuxième sous-canal dont le RSB est le plus faible, la puissance allouée ne permet pas une transmission sans erreurs des données même avec un TEB très faible de l'ordre de 10^{-4} ou 10^{-5} .


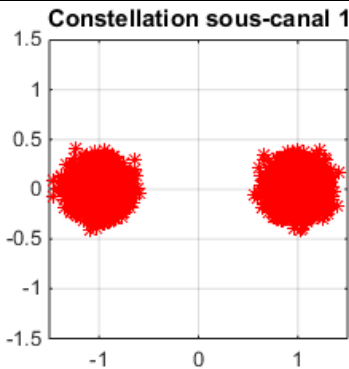
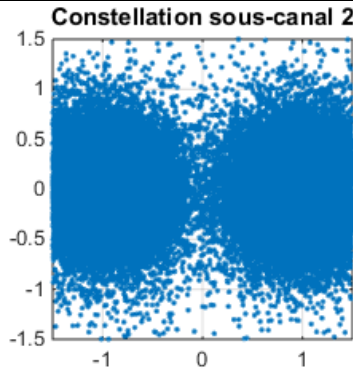

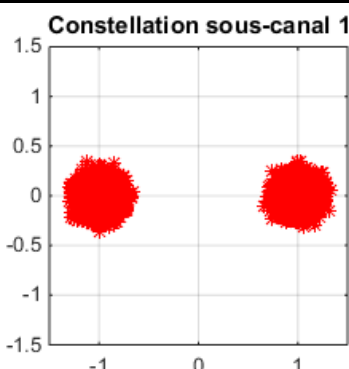
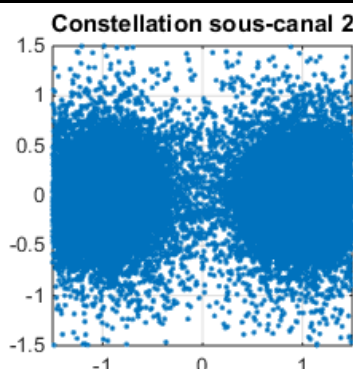

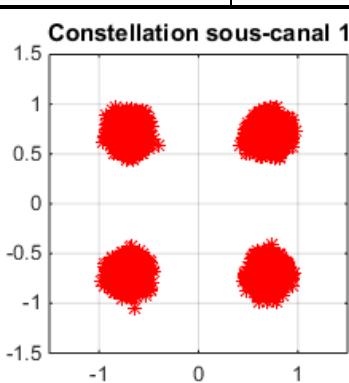
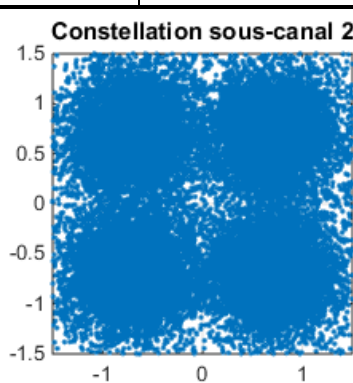
Pour un débit de 12 Mbits, on remarque bien que le TEB binaire global est nul ce qui signifie que la transmission des données sur chaque sous-canal est faite sans erreurs. Par conséquence, on retrouve l'image originale à la réception avec une valeur de PSNR infinie.


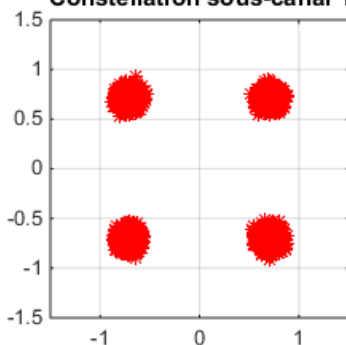
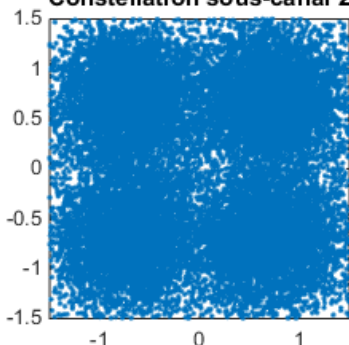
Pour les débits, 18, 24 et 36, la puissance allouée au deuxième sous-canal est faible ce qui engendre un TEB et par conséquence lors de décodage on pourrait avoir des erreurs dans le marqueur EPB de la deuxième couche ce qui rend le décodage de cette couche impossible comme dans le cas de 24 et 36 Mbits.


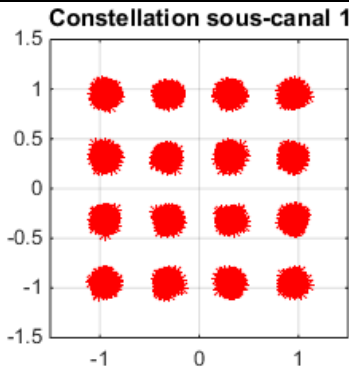
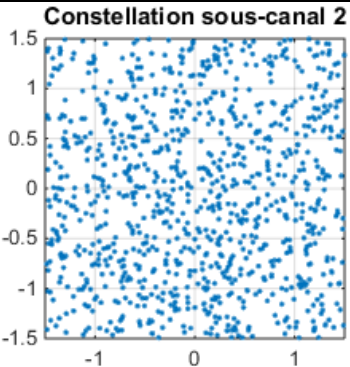
Pour les deux derniers débits de la famille de modulation 64/QAM, on remarque bien l'absence des points dans la courbe de la constellation du deuxième sous-canal ce qui signifie que le précodeur n'a pas alloué de la puissance pour ce sous-canal et il a alloué toute la puissance pour le premier sous-canal pour garantir une transmission fiable de la couche de qualité la plus importante. Dans ce cas le décodage se fait seulement avec la première couche de qualité envoyé sur le premier sous-canal ce qui nous donne une image avec une qualité visuelle dégradée et avec le même PSNR pour les deux débits.

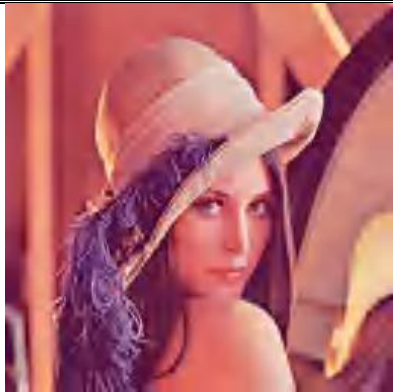
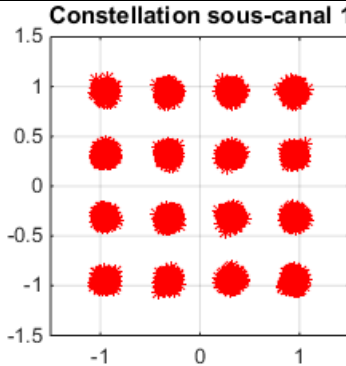
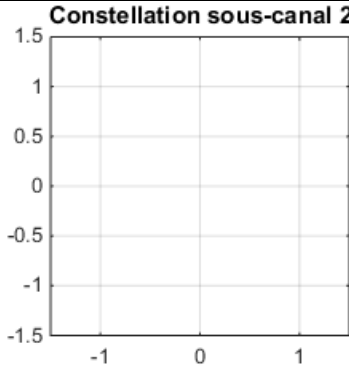
Comme on a dit au début, notre chaîne est adaptative et dispose aussi d'un organe de décision qui à partir de tous les paramètres du système détermine le débit le plus adéquat pour la transmission. Dans ce cas, on remarque bien qu'avec le débit 12 Mbits on aura une transmission de l'image sans erreurs et avec le meilleur PSNR donc forcément l'organe de décision va le choisir pour la transmission.

3.3.1 TEB cible = 10^{-6}

Débit	Image reçue	Constellation		
6		 		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0	0	0
9		 		
		TEB total	TEB 1er sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.000158	0	0.000315
12		 		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0	0	0

18		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.066204	0	0.132409	

24		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.248266	0	0.496532	

36		<div>Constellation sous-canal 1</div> 			<div>Constellation sous-canal 2</div> 		
		PSNR		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2	
		29.378952 dB		0.247998	0	0.495996	


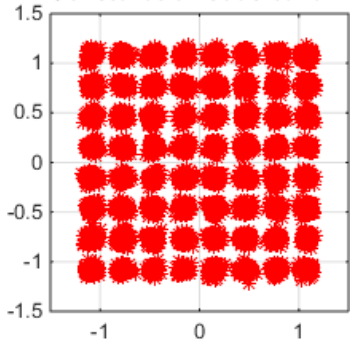
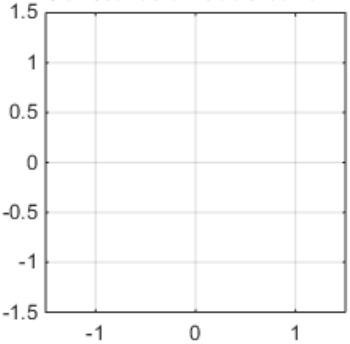
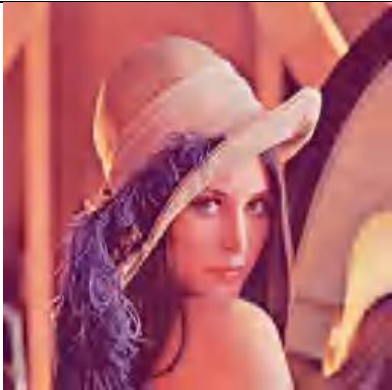
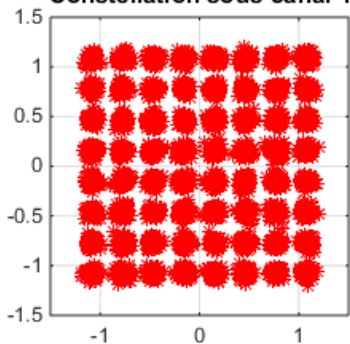
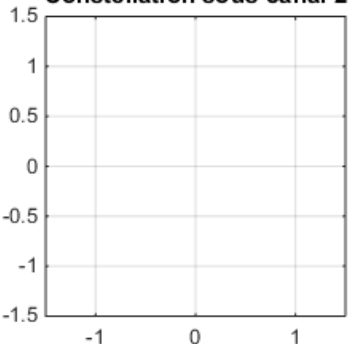
48		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.247998	0	0.495996
54		<div> <div>Constellation sous-canal 1</div>  <div>Constellation sous-canal 2</div>  </div>		
		TEB total	TEB 1 ^{er} sous-canal	TEB sous-canal 2
		0.247998	0	0.495996

Tableau 5: Les résultats de l'UPA avec une TEB cible de 10^{-6}

Avec ce TEB cible, on est plus exigeant au niveau du précodeur. Donc les coefficients de précodage qui sont aussi les pondérations de puissance pour chaque sous-canal vont être calculés en respectant ce TEB cible et l'état du canal de transmission.

Pour 6 et 12 Mbits, on remarque qu'on a une transmission parfaite de l'image avec un TEB global nul ce qui signifie que la puissance allouée à chaque sous-canal ont permis d'avoir une meilleure qualité de transmission. Le PSNR dans ce cas est infini puisque tous les pixels de l'image reçue sont parfaitement les mêmes dans l'image émis.

Pour 9 Mbits, le TEB du deuxième sous-canal est très faible ce qui donne un PSNR de 40.704281 dB et par conséquent la qualité visuelle de l'image ne va pas être dégradé beaucoup. On n'arrive même pas à détecter les erreurs visuellement sur l'image reçue.


Pour les débits 18 et 24 Mbits, le TEB du deuxième sous canal est élevé donc la probabilité d'avoir des erreurs sur les marqueurs EPB de la deuxième couche de qualité est très grande et c'est pour cette raison qu'on le même PSNR pour les deux débits parceque c'est seulement la première couche qui a été décodée par le décodeur JPWL. Pour les autres débits c'est pareil

sauf que dans ce cas le précodeur a alloué toute la puissance au premier sous-canal donc on aura pas de transmission sur le deuxième sous-canal.

Dans ce cas de figure, l'organe de décision va choisir 12 Mbits comme débit pour cette transmission puisqu'il est le débit le plus élevé en le comparant à 6 Mbits qui donne aussi une transmission fiable des données.

3.4 Comparaison et validation des résultats

Dans le tableau suivant, on a essayé de présenter les cas avec les plus importants

6	<i>EPA</i>		<i>UPA (10⁻³)</i>		<i>UPA (10⁻⁶)</i>	
						
	PSNR	31.029745	PSNR	37.573727	PSNR	$+\infty$
	TEB	0.000252	TEB	0.000047	TEB	0
	TEB1	0	TEB1	0	TEB1	0
12	TEB2	0.000504	TEB2	0.000095	TEB2	0
						
	PSNR	29.378952	PSNR	$+\infty$	PSNR	$+\infty$
	TEB	0.046501	TEB	0	TEB	0
	TEB1	0	TEB1	0	TEB1	0




	TEB2	0.093001	TEB2	0	TEB2	0
54						
	PSNR	19.270214	PSNR	29.378952	PSNR	29.378952
	TEB	0.254692	TEB	0.247998	TEB	0.247998
	TEB1	0.007019	TEB1	0	TEB1	0
	TEB2	0.502364	TEB2	0.495996	TEB2	0.495996

Tableau 6: Comparaison entre l'UPA et l'EPA

On remarque que pour chaque débit, les valeurs de TEB et de PSNR dans le cas de l'UPA sont meilleures que celles de l'EPA. En effet ce résultat est logique puisque dans le cas de l'EPA la puissance est répartie entre les deux sous-canaux virtuels d'une manière égale. Cette allocation de puissance ne va pas poser de problèmes dans le cas d'un canal parfait ou un canal avec un RSB très élevé qui n'est pas le cas ici puisque dans le deuxième sous-canal le RSB est très faible. Même pour le premier sous-canal pour des débits très élevés (48 et 54 Mbits) on devrait donner plus de puissance à ce canal pour transmettre la couche de qualité la plus importante sans erreurs de transmission.

En conclusion, la stratégie adaptative qu'on a intégré dans notre SDR grâce au précodeur CBP nous a permis d'avoir une transmission plus fiable que dans le cas d'une puissance de canal allouée d'une manière égale entre les deux sous-canaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait la comparaison entre un modèle de transmission EPA et notre modèle adaptatif en utilisant le précodage afin de valider notre SDR. Les différents tests et résultats obtenus nous ont permis de valider la radio-logicielle et de tester son fonctionnement dans le cas d'une transmission réel sur un canal gaussien.

Conclusion générale

Plusieurs travaux de recherches ont été menés dans le domaine de la transmission des fichiers média et plus particulièrement les images afin d'améliorer les performances du système en terme de débit de transmission et de qualité. Cependant, pour des fichiers images généralement hiérarchisés les critères les plus importants pour évaluer les performances d'un système de transmission sont le taux d'erreur binaire et le PSNR. La plus part des systèmes de communications existants respectent mal la hiérarchie de l'image. Notre travail consiste à concevoir une radio-logicielle MIMO-OFDM 2*2 adaptative pour la transmission d'image permettant d'améliorer la qualité de la transmission en respectant la notion de la hiérarchie de l'image. En partant d'une chaîne SISO OFDM implémentée suivant la norme Wifi IEEE 802.11a, on a conçu dans un premier temps un système MIMO 2*2 précodé permettant d'évaluer les stratégies de la transmission d'image. Grâce à la technique de virtualisation du canal, la chaîne MIMO implémentée est considérée comme étant deux canaux SISO indépendants. L'allocation de la puissance sur ces deux canaux SISO est gouvernée par le précodeur CBP (*Content-Based Precoder*) qui est un précodeur diagonal qui respecte la hiérarchie du contenu à transmettre et il permet d'optimiser l'allocation de puissance en respectant des critères donnés tels que la qualité du canal, le rendement de code utilisé et le taux d'erreur binaire cible. Notre radio-logicielle a été implémentée en deux parties : une partie logicielle gouvernée par la chaîne MIMO OFDM 2*2 en boucle fermée et une partie matérielle en utilisant des équipements très sophistiqués qui sont l'USRP X310. La liaison entre ces deux parties est faite grâce au Gnu Radio.

Dans le dernier chapitre, on a comparé les performances de notre radio logicielle adaptative avec l'utilisation d'un schéma d'allocation inégale de puissance grâce au précodeur CBP à un schéma d'allocation égale de puissance afin de valider le SDR et son bon fonctionnement.

Annexe A

Dans cette annexe on va présenter les deux précodeurs diagonaux les plus utilisés dans la littérature.

Précodeur Water-Filling

La capacité d'un canal MIMO diagonal est donnée par la formule suivante :

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 * \sigma_i^2) \quad (A.1)$$

Les coefficients f_i^2 de la matrice de précodage sont la solution du problème d'optimisation par la méthode de Lagrange [118] sous contrainte que la puissance d'émission soit égale à P_0 . Les coefficients f_i^2 qui permettent de résoudre ce problème sont tels que :

$$f_i^2 = \begin{cases} \Psi - \left(\frac{1}{\sigma_i^2}\right) & \text{si } \Psi > \frac{1}{\sigma_i^2} \text{ pour } i=1, \dots, b \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (A.2)$$

Ψ représente un seuil qui dépend du canal diagonal et elle est définie par :

$$\Psi = \frac{P_0 + \gamma_\Psi}{b_\Psi} \text{ avec } \gamma_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i^2} \quad (A.3)$$

b_Ψ est le nombre de sous-canaux utilisés par le précodeur pour émettre les symboles.

Précodeur de la Minimisation de l'erreur quadratique moyenne : MMSE

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne revient à minimiser le critère suivant :

$$\mathbb{E}[\|y - s\|^2] = \sum_{i=1}^b \mathbb{E}[|(g_i * \sigma_i * f_i - 1) * s_i + g_i * n_{v_i}|^2] \quad (A.4)$$

La minimisation de ce critère est obtenue en définissant les coefficients f_i^2 de la matrice F_d de la manière suivante :

$$f_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_i} (\Psi - \frac{1}{\sigma_i}) & \text{si } \Psi > \frac{1}{\sigma_i} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{pour } i=1, \dots, b \quad (A.5)$$

Comme dans le cas du précodeur WF, b_Ψ étant le nombre des sous-canaux utilisés pour transmettre les symboles définie comme étant le nombre des sous-canaux vérifiant la condition $\sigma > \frac{1}{\Psi}$ avec Ψ est le seuil de précodage définie comme suit :

$$\Psi = \frac{P_0 + \gamma_\Psi}{\beta_\Psi} \text{ avec } \beta_\Psi = \sum_{i=1}^{b_\Psi} \frac{1}{\sigma_i} \quad (A.6)$$

Annexe B

Dans cette annexe, on va présenter l'estimateur de canal LS utilisé dans les deux chaines MIMO et SISO.

La méthode des moindres carrés « Least squares » (LS)

L'estimateur de moindres carrés LS est donnée par :

$$\hat{H}_{LS} = \frac{Y_{64,T_{12}}}{X_{64}} \quad (\text{B.1})$$

avec,

- \hat{H}_{LS} : est l'estimation LS de la réponse du canal
- X_{64} : est la première ou la deuxième longue séquence transmise et elle est déjà connue par le récepteur.
- $Y_{64,T_{12}}$: est la moyenne des deux longues séquences reçues, elle s'écrit :

$$Y_{64,T_{12}} = \frac{Y_{T_1} + Y_{T_2}}{2} \quad (\text{B.2})$$

Où, Y_{T_1} est la première longue séquence d'apprentissage reçue et Y_{T_2} est la deuxième.

Références et Bibliographie

- [1] J.G.Proakis, “*Digital Communications*”, vol. 4th edition. McGrawHill, 2000.
- [2] Joahchim Hagenauer, “Rate-compatible Punctured Code (RCPC codes) and their applications”, *IEEE transactions on communications*, vol 36, NO. 4, 1988.
- [3] C.K.P Clarke, “*Reed-Solomon error correction*”, White paper WHP 031, BBC Research & Developement, 2002.
- [4] Laurent Ros, “*Transmission Numérique de Données*”, vol. 4. 2000.
- [5] P. Guguen, “*Techniques multi-antennes émission - réception - applications aux réseaux domestiques sans fil*” Ph.D. dissertation, Institut National des Sciences appliquées de Rennes, 2003.
- [6] L. Boithias, *Radio Wave Propagation*. McGraw-Hill, 1987.
- [7] S. Benedetto and E.Biglieri, *Principles of digital transmission with wireless applications*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [8] I. E. Telatar, “*Capacity of multi-antenna Gaussian channels*”, European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, 1999.
- [9] Michel Terré, Le Standard 802.11, Couche physique et couche MAC.Version 1.1, Conservatoire National des Arts et Métiers. 2007.
- [10] B. Vrigneau, “*Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies*”, Thèse de doctorat de l’Université deBretagne Occidentale, Nov. 2006.
- [11] O. Berder, “*Optimisation et stratégies d’allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*”, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2002.
- [12] L. Collin, “*Optimisation de systèmes multi-antennes basées sur la distance minimale*”, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2002.
- [13] G. J. Foschini, M. J. Gans, “*On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*”, Wireless Personal Communications, vol.6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [14] A. Stanley, Y. Sun, “*Space-time coding for wireless communications: an overview*”,IEEE Proceedings Communications, vol. 153, no. 4, pp. 509-518, Aug. 2006.

- [15] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, “*Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction*”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [16] S. M. Alamouti, “*A simple diversity technique for wireless communications*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1452-1458, Oct. 1998.
- [17] H. Lee, S. Park, I. Lee, “*Orthogonalized spatial multiplexing for closed-loop MIMO systems*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 55, pp. 1044-1052, 2007.
- [18] Julien ABOT, “*Strategie de codage conjoint pour la transmission d’images dans un systeme MIMO*”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Déc. 2012.
- [19] ITU, “*Information Technology – Digital compression and coding of continuous-tone still images – Requirements and Guidelines*”, CCITT, T.81.
- [20] IEEE Standard for a Local and Metropolitan area networks Part 16: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation (802.11e), 2005.
- [21] DATAPLOT Reference Manual, “INVERSE FFT”, 1997.
- [22] Kaidi Huang, “*On Wireless Local Area Networks*”, Hamilton Institute, National University of Ireland Mayno, Republic of Ireland, Dec 2010.
- [23] J. Letessier, “*Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D*”, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, Nov. 2005.
- [24] L. Collin, O. Berder, P. Rostaing, G. Burel, “*Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems*”, in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 3, pp. 617-627, 2004.
- [25] H. Sampath, P. Stoica, A. Paulraj, “*Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion*”, IEEE Transactions on Communication, vol. 49, no. 12, pp. 2198-2206, Dec. 2001.
- [26] P. Rostaing, O. Berder, L. Collin, G. Burel, “*Minimum BER Diagonal Precoder for MIMO Digital Transmissions*”, Signal Processing, vol. 82, no. 10, pp. 1477-1480, 2002.
- [27] “*Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*”, IEEE Standard 802.11™-2012.
- [28] Laurent Depersin, “*L’algorithme de Viterbi*”, Philips Mobile Phones, Déc. 2005.

- [29] C. Cozzo, B. Hughes, “*Joint channel estimation and data detection in space-time communications*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 8, pp. 1266-1270, Aug. 2003.
- [30] IEEE Communications Magazine, “*MIMO communication systems*”, October 2004.
- [31] “*ITpp Official Document*” - <http://itpp.sourceforge.net/4.3.1/>.
- [32] IEEE Standard for Information Technology Part11. Wireless LAN Medium AccessControl (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment: Enhancementsfor Higher Throughput (802.11n), 2009.
- [33] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker, “*LTE – The UMTS Long Term Evolution – From Theory to Practice*”, John and Wiley Sons, 2009.
- [34] IEEE Standard for a Local and Metropolitan area networks Part16: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation (802.11e), 2005.
- [35] ISO/IEC 15444-11:2007, “*JPEG 2000 Image Coding System – part11: Wireless JPEG 2000*”, May 2007.