

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du grade de **DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Communications et réseaux sans-fil

Par : BENDIMERAD Mohammed Yassine

Sujet

**Étude et prototypage des systèmes et réseaux de communications
sans fil nouvelles générations
MIMO-MCCDMA**

Soutenue publiquement, en avril 2016, devant le jury composé de :

BOUACHA Abdelhafid	MCA	Univ. Tlemcen	Président
BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
DEBBAT Fatima	MCA	Univ. Mascara	Co- Directeur de thèse
BENSLIMANE Sidi Mohammed	Professeur	Univ. Sidi Bel Abbés	Examineur
BENTOUTOU Youcef	Directeur de Recherches	C.D.S Oran	Examineur
HADJ ABDERRAMANE Lahcène	Directeur de Recherches	C.D.S Oran	Examineur
CHIKH Mohammed Amine	Professeur	Univ. Tlemcen	Membre invité

Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux,

À qui je dois tout,

Remerciements

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de thèse mené au sein de l'équipe « Traitement Numérique pour Communications et Réseaux Sans Fil » du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen LTT de la Faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen ayant pour thème : « Etude et prototypage des systèmes et réseaux de communications sans fil nouvelles générations MIMO-MCCDMA » sous la direction du Professeur BENDIMERAD Fethi Tarik.

Je saisis cette occasion pour exprimer ma gratitude et mes vifs remerciements à mes éminents encadreurs, Monsieur BENDIMERAD Fethi Tarik, Professeur à l'université de Tlemcen et Madame DEBBAT Fatima, Maître de Conférences à l'université de Mascara, pour leurs précieux aides, soutiens et conseils ainsi que pour la confiance qu'ils m'ont accordée, chose qui m'a incité à multiplier mes efforts pour être à la hauteur.

J'exprime une profonde reconnaissance à Monsieur BOUACHA Abdelhafid, Maître de Conférences à l'université de Tlemcen de me faire l'honneur de présider le Jury de ce travail de thèse. Je remercie les membres de Jury : Monsieur BENSLIMANE Sidi Mohammed, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbès, Messieurs BENTOUTOU Youcef et HADJ ABDERRAHMANE Lahcène, Directeurs de Recherches au Centre de Développement des Satellites C.D.S. d'Oran qui ont accepté de juger ce travail par leurs précieuses critiques et remarques. Un remerciement particulier est adressé à notre honorable invité, Monsieur le Professeur CHIKH Mohammed Amine, Doyen de la Faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen qui a accepté notre invitation à la soutenance de thèse.

J'exprime toute ma sympathie aux membres du laboratoire LTT avec qui j'ai passé des moments agréables.

Résumé

Les systèmes de télécommunications sans fil présentent une croissance sans cesse, la couche physique prend une place importante dans cette croissance vue la position importante qu'elle occupe à proximité du canal de transmission. Même si l'ensemble des éléments constituant cette couche physique sont en cours de nouvelles recherches pour des éventuelles améliorations, la forme d'onde générée par la couche physique détient une place particulière parmi ces derniers. Le multiplexage fréquentiel orthogonal constitue l'une des formes d'ondes essentielles intégrées aux nouveaux systèmes de transmission sans fil. La technologie multi antennes est une autre technique prometteuse pour les nouveaux systèmes de télécommunications où apparaît la diversité temporelle et spatiale comme de nouvelles dimensions assurant une transmission efficace. Cette thèse combine ces deux nouvelles techniques dans un contexte d'accès multiple réalisé par le codage CDMA pour réaliser une chaîne de transmission globale qui tire profit de l'ensemble des avantages de ces différentes techniques.

Abstract

Wireless telecommunication systems have known an enormous development in the last decade, the physical layer takes a great place in that due to the important position that it occupies in the vicinity of the transmission channel. Although all the elements constituting the physical layer are under new research for possible improvement, the waveform generated by the physical layer holds a special place among them. The multi-antennas technology is another promising technique for new telecommunication systems where appears the temporal and spatial diversities as new dimensions ensuring efficient transmission. This thesis combines two new techniques, OFDM and MIMO, in a multiple-access environment realized by a CDMA coding to achieve a complete transmission chain that takes profit from all the advantages of these different techniques.

ملخص

ان أجهزة الاتصال اللاسلكية تشهد تطور مستمر حاليا. تحتل الطبقة المادية مرتبة هامة ضمن هذا التطور نظرا لوضعيتها الهامة بجانب قناة الارسال. على الرغم من ان جل العناصر المكونة لهذه الطبقة الفيزيائية هي في ضمن سياق بحوث جديدة لغرض الوصول الي تحسينات معتبرة فان شكل الموجة التي تولدها هاته الطبقة تحتل مرتبة خاصة. ان تقنية المضاعفة المتعامدة في المجال الترددي تشكل احدي الموجات الهامة المدمجة في أجهزة الارسال اللاسلكي الحديثة. من جهة اخرى تقنية تعدد الهوائيات تعتبر كوسيلة اخرى واعدة لهاته الأجهزة اين يظهر التنوع الزمني والمكاني كأبعاد جديدة لضمان ارسال فعال. هذه الاطروحة تعمل على ادماج هاتان التقنيتان الجديتان في سياق تعدد المستعملين المشكل بتقنية الترميز و ذلك لإنجاز سلسلة ارسال نوعية التي تستنبط فائدتها من إيجابيات مختلف هاته التقنيات.

Listes des acronymes et abréviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AM/AM	Amplitude/amplitude
AM/PM	Amplitude/Phase
ANFR	Agence Nationale des Fréquences
ARQ	Automatic Repeated Request
BF	Basse fréquence
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CDG	CDMA Development Group
CEPT	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
CF	Crest Factor
CP	Cyclic Prefix
COST	Cooperation in Science and technology
DAB	Digital Audio Broadcasting
DSA	Dynamic Spectrum Access
DVB	Digital Video Broadcasting
ECC	code correcteur d'erreurs
ETSI	European Telecommunications Standard Institute
FCC	Federal Communications Commission
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FW	Frequency Word
HF	Haute Fréquence
HPA	High Power Amplifier
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IBO	Input Back off
ICI	Inter Carrier Interference
IEEE	Institute of electrical and electronics engineers
IES	Interférences entre symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier transform
IONCAP	Inospheric Communications Analysis Program
ISI	Inter Symbol Interference

LBT	Listen Before Talk
LLC	Layer Link Control
LOS	Line of Sight
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input single Output
OBO	Output Back Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OG	Optique Géométrique
OOB	Output Of-Band
OSI	Open Systems Interconnexion
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PMEPR	Peak to Mean Envelop Power Ratio
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RL	Radio Logicielle
SWR	SoftWare Radio
UIT	Union international des Télécommunications
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TDMA	Time division Multiple Access
TGD	Théorie Géométrique de la Diffraction
TUD	Théorie Uniforme de la Diffraction
WIFI	Wireless Fidelity
WCS	Wireless Communication Systems
ZP	Zero Padding
3GPP	Third generation partnership Project

Tables de Matière

Remerciements	i
Résumé	ii
Acronymes	iii
Introduction	24
1 Contexte des travaux de recherche	26
1.1 Le secteur des Télécommunications	26
1.2 Union International des Télécommunications.....	27
1.2.1 Radiocommunication (UIT-R).....	28
1.2.2 Normalisation des Télécommunications (UIT-T).....	28
1.2.3 Développement (UIT-D).....	28
1.3 La Radiocommunication.....	28
1.3.1 Réglementation.....	29
1.3.2 Paramètres de propagation.....	29
1.3.3 Techniques de prédiction de propagation.....	30
1.3.4 Le spectre radiofréquence.....	31
1.3.5 Gestion du spectre en Algérie.....	32
1.4 La stratégie e-Algérie.....	33
1.5 Avancement technologique pour une gestion dynamique du spectre.....	34
1.6 Le secteur des Radiocommunications Mobiles.....	36
1.6.1 Le modèle OSI.....	36
1.6.1.1 Les différentes couches du modèle OSI.....	38
1.6.2 La normalisation des standards de communication.....	40
1.6.2.1 Organisme IEEE.....	40
1.6.2.2 Institution ETSI.....	41
1.6.2.3 Le projet 3GPP.....	42
1.6.3 Les réseaux cellulaires de téléphonie mobile.....	43
1.6.3.1 Les réseaux de première génération 1G.....	44
1.6.3.2 Les réseaux 2G : GSM, GPRS et EDGE.....	44
1.6.3.3 Les réseaux 2G : GSM, GPRS et EDGE.....	47
1.6.3.4 La future 4G.....	47
1.7 Les réseaux sans fil LAN/MAN.....	48
1.7.1 La norme WLAN IEEE802.11.....	48
1.7.2 La norme WMAN IEEE802.16.....	50

1.8	La convergence des technologies.....	50
1.9	Les réseaux NGN.....	51
1.10	Prototypage de système de communication.....	51
1.10.1	Structures de réalisation.....	52
1.10.2	Élément de base d'architecture.....	52
1.10.2.1	Implémentation sur un matériel ASIC.....	53
1.10.2.2	Implémentation sur processeur programmable (GPP et DSP).....	53
1.10.2.3	Implémentation sur FPGA.....	54
1.10.3	Les objectifs du prototypage.....	54
1.11	Conclusion.....	55
2	Phénomènes régissant le canal de propagation	57
2.1	Aspects physiques de la propagation.....	57
2.1.1	Phénomènes à grande échelle.....	57
2.1.2	Phénomènes à petite échelle.....	58
2.1.3	Bruits radioélectriques.....	60
2.1.4	Les sources de distorsions du signal.....	61
2.2	Caractérisation des canaux.....	63
2.2.1	Évanouissement lent/rapide.....	63
2.2.2	La sélectivité fréquentiel du canal.....	64
2.3	La représentation du canal de Propagation.....	67
2.4	Canaux déterministes.....	68
2.5	Canaux aléatoires.....	69
2.5.1	Hypothèse du canal WSS.....	71
2.5.2	Hypothèse du canal US.....	72
2.6	Techniques de sondage du canal.....	73
2.6.1	Techniques Temporelles.....	76
2.6.2	Techniques Fréquentielles.....	77
2.7	Modèles de canaux de propagation.....	78
2.8	Sélection de Modèle de canal de propagation.....	81
2.8.1	Modèle de canaux SISO.....	81
2.8.2	Modèle de canaux MIMO.....	84
2.8.2.1	Modèle SCM-3GPP.....	84
2.8.2.2	Modèle IEEE 802.11 TGn.....	85
2.8.2.3	Modèle WINNER.....	85
2.9	Conclusion.....	86
3	Techniques de transmission de l'information	89
3.1	L'étalement du spectre.....	89
3.1.1	La technique TH-SS.....	89

3.1.2 La technique FH-SS	89
3.1.3 La technique DS-SS	90
3.2 Techniques d'accès multiples	92
3.2.1 Technique FDMA	92
3.2.2 Technique TDMA	93
3.2.3 Technique CDMA	93
3.2.4 La technique WCDMA	94
3.2.5 La technique OFDMA	94
3.3 Les Codes d'étalement	95
3.3.1 Les Principaux Codes	96
3.4 Les modulations à porteuses multiples	99
3.5 Principe de l'OFDM	101
3.5.1 La notion d'orthogonalité	102
3.5.1.1 L'orthogonalité temporelle	103
3.5.1.2 L'orthogonalité fréquentielle.....	104
3.5.2 Le signal OFDM	104
3.5.3 Insertion de l'intervalle de garde	107
3.5.4 Insertion de sous-porteuse de garde	108
3.6 Techniques combinant modulation MC et étalement du spectre.....	109
3.6.1 Les systèmes MC-DS-CDMA	109
3.6.2 Les systèmes MT-CDMA	110
3.6.3 Les systèmes SS-MC-MA.....	110
3.7 Les systèmes MC-CDMA	111
3.7.1 L'émetteur MC-CDMA	111
3.7.2 Le récepteur MC-CDMA	113
3.8 L'ajout de la dimension spatiale	115
3.9 Les systèmes de communications MIMO	117
3.9.1 Capacité des canaux MIMO	119
3.9.1.1 Capacité du canal SISO	120
3.9.1.2 Capacité du canal SIMO	120
3.9.1.3 Capacité du canal MIMO.....	121
3.9.2 La diversité dans le contexte MIMO Codes espace-temps	122
3.9.3 Le codage espace-temps en bloc.....	123
3.9.3.1 Code temps-espace d'Alamouti.....	125
3.10 La combinaison MIMO-OFDM.....	128
3.11 Les systèmes STBC-MC-CDMA.....	131
3.12 Conclusion.....	133

4 Implémentation de la couche physique 137

4.1 L'environnement SIMULINK.....	138
4.2 La couche PHY-OFDM du standard 802	138
4.3 Structure de système 802.11	139
4.4 Système émetteur	139

4.5 Définition du modèle	141
4.6 La norme WMAN 802.16	141
4.7 Simplifications et Hypothèses	144
4.8 Analyse système	144
4.9 Implémentation Simulink	145
4.9.1 Model Simulink	146
4.9.1.1 Bloc paramètres du modèle	146
4.9.1.2 Bloc source de données	146
4.9.1.3 Bloc modulation	148
4.9.1.4 Bloc codage d'Alamouti	153
4.9.1.5 Bloc multiplexage OFDM	156
4.9.1.6 Bloc étalement du spectre.....	158
4.10 Résultats de simulation	162
4.11 Conclusion.....	172
Conclusion générale	175
Bibliographie	177
Liste des publications	183

Tables de Figures

1.1	Spectre Radioélectrique.....	32
1.2	Le modèle OSI	38
1.3	La production de PDU MAC.....	39
1.4	Le progrès des standards 3GPP	44
1.5	Le motif du concept cellulaire.....	45
1.6	L'évolution de la 2G.....	47
1.7	Caractéristiques des processeurs et comparaison.....	55
2.1	Interaction de l'onde électromagnétique avec le milieu de propagation.....	60
2.2	Les sources de distorsions subites par le signal.....	62
2.3	Les sources de distorsions subites par le signal.....	64
2.4	Représentation équivalentes du canal.....	68
2.5	Diagramme de Bello pour la représentation du canal.....	69
2.6	Mesures par impulsions.....	77
2.7	Modèles de canaux de propagations.....	80
2.8	Effet Doppler par modèle de Jackes.....	84
2.9	Réponse impulsionnelle du canal BRAN-A.....	84
2.10	Modèle SCM-MIMO du groupe 3GPP.....	85
3.1	Système de communication utilisant la technique DSSS.....	92
3.2	Méthodes d'accès multiples.....	94
3.3	Représentation de la Trame OFDMA.....	96
3.4	séquence étalée par le code Gold	99
3.5	séquence désétalée au niveau de la réception	99
3.6	séquence modulée en QPSK	100
3.7	Information transmise sur chacune des sous porteuses	102
3.8	Exemple d'orthogonalité	104
3.9	Représentation temporelle du signal OFDM	107
3.10	Représentation de la Densité spectrale de puissance d'un signal OFDM	108
3.11	Ajout du cyclique préfixe.....	109
3.12	Bande de Gard dans une transmission OFDM	110
3.13	Modulateur MC-CDMA pour l'utilisateur d'indice j avec $N_p=L_c$	113
3.14	Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur.....	115

3.15	BER pour MC-CDMA (2 utilisateurs).....	116
3.16	Capacité des systèmes MIMO.....	123
3.17	Principe des codes spatio-temporels en bloc.....	126
3.18	Principe du récepteur à codes spatio-temporels en bloc.....	127
3.19	BER pour les codes STBC.....	129
2.20	Association MIMO-OFDM. Le bloc OFDM s'insère après le codage STBC.....	130
3.21	Symboles OFDM ($N_c=4$) et codage STBC ($N_T=2$).....	131
3.22	Bande de garde dans les systèmes MIMO-OFDM.....	131
3.23	Bande de garde dans les systèmes MIMO-OFDM.....	132
3.24	Synoptique simplifié d'un système MIMO-MC-CDMA.....	133
3.25	BER pour le système MCCDMA-Alamouti.....	134
4.1	Couche physique IEEE 802.16 OFDM	143
4.2	Paramètres du bloc source	148
4.3	Représentation intrinsèque du bloc de modulation	149
4.4	Codeur convolutif avec longueur de contrainte $k=3$	150
4.5	Représentation graphique du signal de sortie du codeur convolutif	150
4.6	Paramètres du bloc codeur convolutif	151
4.7	Paramètres du bloc entrelaceur	152
4.8	Transmission avec entrelacement des données	153
4.9	Paramètres du bloc encodeur OSTBC	155
4.10	Spectre à la sortie du canal multi trajet	155
4.11	Paramètres du bloc modulateur OFDM	158
4.12	Schéma en bloc du modulateur OFDM	159
4.13	Paramètres du bloc générateur de code Hadamard	160
4.14	Système à base d'étalement	161
4.15	Diagramme de l'œil après étalement	161
4.16	Diagramme de l'œil après dé étalement	162
4.17	Diagramme de l'œil après démodulation	162
4.18	Chaine de transmission OFDM.....	163
4.19	Spectre à la sortie du bloc OFDM.....	164
4.20	Spectre à la sortie du canal multi trajet.....	164
4.21	Constellation au niveau du récepteur.....	165
4.22	Chaine de transmission MIMO-OFDM.....	165
4.23	Spectre à la sortie du bloc OFDM pour un degré de diversité de deux.....	166
4.24	Occupation spectrale du canal.....	166
4.25	Caractéristique AM/AM.....	167
4.26	Caractéristique AM/PM.....	168
4.27	Constellation au niveau du récepteur.....	168
4.28	Chaine de transmission MIMO-MCCDMA.....	169

4.29	Spectre des séquences d'étalement.....	170
4.30	Spectre de l'information source.....	170
4.31	Spectre de l'information étalée.....	171
4.32	Spectre de l'information à la sortie du démodulateur OFDM.....	171
4.33	Spectre de l'information à la sortie du modulateur OFDM.....	172
4.34	Spectre à l'entrée de la chaîne réceptrice.....	172
4.35	Spectre après Démodulation OFDM.....	173

Liste des Tableaux

1.1	Textes approuvés pour la période 2009-2012.....	28
1.2	Réglémentations des équipements RFID	33
1.3	Réglémentations des équipements RLAN	34
2.1	CaractérisationB.1 Caractérisation des canaux de propagation	67
2.2	Classification des Techniques de sondage canal	76
2.3	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-A	82
2.4	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-B	82
2.5	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-C	83
2.6	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-D	83
2.7	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-E	83
2.8	Modèles de canaux BRAN	83
2.9	Scénarios typiques mesurés et modélisés dans le cadre du projet WINNER	87
3.1	1 Comparaison des propriétés des codes d'étalement	98
3.2	Classification des Techniques MIMO	119
3.3	Les majeures contributions aux techniques MIMO à diversité	125
4.1	Paramètres globaux de la couche PHY 802.11.....	141
4.2	Paramètres de normalisation	153
4.3	Algorithmes de codage OSTBC	157

Introduction Générale

Une observation sur l'actualité des télécommunications affirme que le monde s'oriente de plus en plus vers un réseau universel et vers une connexion quasi-permanente aux différents services de télécommunications quelque soit les types de données (texte, audio ou vidéo). La finalité est l'accès à l'information et à des services en temps réel en permanence. Par conséquent la multitude des systèmes a saturé littéralement la ressource fréquentielle, ce qui a donné naissance aux recommandations internationales, régionales et nationales pour assurer l'harmonisation et la coexistence des systèmes. Cette interopérabilité nécessite des nouvelles formes d'ondes capables d'affronter les contraintes imposées par cet environnement caractérisé par des transmissions haut-débit, de mobilité, d'efficacité spectrale et de rendement énergétique. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à la base de plusieurs normes de télécommunications telles que l'ADSL, WIFI, DVB, etc., permet de satisfaire en grande partie toutes ces demandes vu les avantages qu'elle présente concernant principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multi-trajets avec évanouissement et l'encombrement spectral optimal. Cependant, les signaux OFDM issus d'une sommation de plusieurs signaux mono-porteuse, présentent de fortes variations de puissance caractérisées par le facteur de crête qui génère des distorsions au passage des composants non linéaires tels que les amplificateurs de puissance et les convertisseur A/N. Ces distorsions qui se manifestent sous forme de remontées en puissance hors-bande et une augmentation du taux d'erreur constituent les inconvénients majeurs qui limitent les performances des communications multiporteuses. Parallèlement à cette approche, les systèmes de télécommunication sans fil, connu sous le nom de systèmes MIMO sont également envisagés et permettent d'améliorer notablement l'efficacité spectrale et/ou l'efficacité en puissance en exploitant la dimension spatiale. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Différentes approches des techniques MIMO, nécessitant plus ou moins une connaissance sur le canal, existent (formation de voies, multiplexage, codage temps-espace), et privilégient soit la robustesse, soit l'efficacité spectrale. Ces techniques MIMO révolutionnent, aujourd'hui le mode des radiocommunications et constituent une forte activité au sein des différentes équipes de recherche nationales et internationales. Comme dans toutes les études système, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés s'avère indispensable. Si dans un contexte classique, la caractérisation et la modélisation du canal peut se limiter au domaine temporel, il est nécessaire pour les systèmes MIMO de considérer la dimension spatiale au même niveau que la dimension temporelle. Une modélisation précise et réaliste, permise par une caractérisation du canal dans le domaine spatial, est d'autant plus importante dans un contexte MIMO, puisque le gain par rapport à un système classique en terme de débit et/ou de performances est largement

tributaire des propriétés spatiale du canal. L'objectif de cette thèse est de combiner ces deux techniques récentes pour en profiter au maximum des avantages qu'elles offrent mutuellement, cela dans un contexte accès multiple assuré par la technique CDMA. La technique CDMA constitue une méthode d'accès où tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquence simultanément et en permanence, comme. Cette technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code ou séquence, unique qui détermine les fréquences et la puissance utilisées.

Le plan de cette thèse se présente ainsi : Le premier chapitre présente le contexte dans lequel s'inscrit ce travail. Nous présenterons les principaux acteurs du secteur des Télécommunications ainsi que l'évolution chronologique des différentes normes reliées à la filiale des radiocommunications. Par la suite nous nous intéressons à l'architecture des systèmes et plus particulièrement aux thèmes reliés au Prototypage des systèmes de communication et à la Radio logicielle. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du canal de propagation, cette modélisation se révèle d'une nécessité importante pour définir les différents phénomènes complexes influant le signal émis. L'ensemble des types de canaux en télécommunications sans fil seront décrit dans cette section. Le troisième chapitre traitera en détail les techniques de transmission multiporteuses de type OFDM, les techniques d'accès multiples utilisant le codage CDMA et la technologie MIMO. Ces techniques seront présentées dans un premier temps chacune à parts, dans le but de détailler les bases théoriques sur lesquelles se fonde chacune de ces trois techniques. À la fin du chapitre une présentation de la forme d'onde, sous laquelle devra se propager l'information en combinant les techniques à étalement du spectre, techniques multiporteuses et techniques de codage spatio-temporel sera effectuée. Le chapitre quatre fait l'objet d'une représentation générale de l'ensemble des blocs essentiels constituant le système de communication proposé, la présence de certains blocs dans la chaîne de communication, qui constitue le système étudié est qualifiée de fondamentale, comme le bloc modulation, le bloc conversion analogique- numérique ou le bloc égalisation. Dans ce chapitre nous ne contenterons pas à la présentation de ces blocs mais nous élargirons l'étude à d'autres éléments de la chaîne de communication. Ce chapitre examine aussin les détails de la mise en œuvre sous Simulink du système de transmission proposé. Les étapes de conception logiciels des différents algorithmes OFDM, MISO / MIMO seront détaillés et expliqués. Cette phase est appelée implémentation Simulink, elle contient l'ensemble des étapes nécessaires pour la réalisation d'une chaîne de communication.

Chapiter1

Contexte des travaux de recherches

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter le contexte dans lequel s'insère ce travail. Le domaine des Télécommunications est le lieu de convergence des différentes technologies et disciplines scientifiques. Les mathématiques est plus particulièrement les mathématiques appliquées sont à la base du développement des théories du traitement du signal, de la cryptologie, de la théorie de l'information et des communications numériques. Les Télécommunications sont considérées comme étant des technologies et des techniques, non pas des sciences fondamentales. Cette étude a été réalisée dans le cadre du développement des futurs systèmes de radiocommunications ; elle traite les différents aspects afférants, de la modélisation de ces systèmes jusqu' à leurs implémentations. Nous présenterons dans ce chapitre les principaux acteurs du secteur des Télécommunications ainsi que l'évolution chronologique des différentes normes liées à la filiale des radiocommunications. Par la suite nous nous intéressons à l'architecture des systèmes et plus particulièrement aux thèmes liés au Prototypage des systèmes de communication et à la Radio logicielle.

1.1 Le secteur des Télécommunications

Une observation sur l'actualité des Télécommunications prévoit que le secteur s'oriente de plus en plus vers un réseau universel autrement dit vers une connexion quasi permanente aux différents services des Télécommunications. La finalité est l'accès à l'information ou à des services en temps réel en permanence. De ce fait, la régulation de ce secteur parait inévitable pour assurer l'harmonisation et la coexistence des systèmes impliqués dans ce processus. Cette interopérabilité nécessite des standards et des protocoles qui évoluent en version successives des avances techniques. Parmi les organismes de normalisa-

tion et de standardisation mondiaux nous citons: UIT¹, ETSI², 3GPP³, IEEE, et ANSI.

Dans le cadre de IUT, des réunions organisées rassemblent des experts pour des commissions d'études du secteur de la normalisation des Télécommunications (IUT-T). Ces commissions élaborent et mettent des normes internationales appelées *Recommandations IUT-T* et dirigent le processus de normalisation du secteur, qui repose sur les contributions et le consensus. Les rapports que présente l'Assemblée mondiale de normalisation des Télécommunications de 2012 organisée à Dubaï donnent un aperçu des principaux résultats obtenus au cours de la période d'étude 2009-2012 [1]. Le tableau suivant donne le bilan pour cette période.

Produit	2009	2010	2011	2012*
Recommandations	137	148	172	86
Amendements	63	46	41	28
Corrigenda	21	8	44	20
Documents techniques et tutoriels	4	8	8	2
Suppléments	13	18	17	9

*Au 14 juin 2012

Tableau 1.1 : Textes approuvés pour la période 2009-2012

1.2 Union International des Télécommunications

L'UIT est l'institution spécialisée des Nations Unies pour les Technologies de l'Information et de la Communication (TIC). Elle attribue dans le monde entier des fréquences radioélectriques et des orbites de satellites, élabore les normes techniques qui assurent l'interconnexion harmonieuse des réseaux et des technologies. L'UIT est organisé en trois grands domaines d'activité qui travaillent, entre autres dans le cadre de conférences et de réunions :

¹ UIT : Union International des Télécommunications

² ETSI : European Telecommunications Standards Institute

³ 3GPP : Third generation partnership Project

1.2.1 Radiocommunication (UIT-R)

L'essor spectaculaire des communications hertziennes, en particulier pour la fourniture de services à large bande, montre combien il est nécessaire d'offrir des solutions mondiales pour répondre aux besoins d'attributions additionnelles de bandes de fréquences et de normes harmonisées destinées à améliorer l'interopérabilité. Ce secteur coordonne ces services hertziens, très divers dont le nombre ne cesse d'augmenter, ainsi que la gestion internationale du spectre des fréquences radioélectriques et des orbites des satellites.

1.2.2 Normalisation des Télécommunications (UIT-T)

Les normes de l'UIT appelées *Recommandations* sont fondamentales pour le fonctionnement des réseaux actuels des TIC. Sans les normes de l'UIT, nous ne pourrions pas lancer le fonctionnement de systèmes sur le plan local comme à l'échelle mondiale. Au cours d'une année type, l'union publie ou révisé au minimum 150 normes traitant aussi bien des fonctions de base des réseaux que des services de prochaine génération.

1.2.3 Développement (UIT-D)

Dans un monde de plus en plus interconnecté, il est dans l'intérêt de chacun d'élargir l'accès aux TIC. L'UIT pilote plusieurs initiatives de premier plan, conformément au mandat qui lui est confié sur le plan international pour réduire la facture numérique. Par ailleurs, l'UIT publie régulièrement les statistiques les plus détaillées et les plus fiables sur les TIC.

1.3 La Radiocommunication

L'évolution quasi exponentielle des normes des Radiocommunications, illustre le besoin croissant de transfère d'informations en tout lieu et à tout instant. Ces besoins grandissants sont pris en compte pour la définition des futurs systèmes de Radiocommunication. La technologie hertzienne apparait comme la solution la plus évidente pour la fourniture de services à large bande aussi en termes de mobilité que du fait de l'absence des couts de déploiement des infrastructures. Malgré cela la pénurie des fréquences reste une problématique majeure [2].

1.3.1 Réglementation

La fréquence radioélectrique choisie pour les transmissions est soumise à une réglementation stricte, du fait des attributions déjà décidées pour ces ressources rares. L'affectation des bandes de fréquences exploitables est révisée tous les quatre ans par UIT et ANFR (Agence Nationale des Fréquences). Il existe des plages de fréquences libres d'emploi réservées aux applications médicales, expérimentales à but scientifique (ISM) qui sont disponibles sans attribution de licence. Leur position dans l'échelle des fréquences varient selon les pays [3]. D'autre part, compte tenu de la demande, l'usage du spectre hertzien peut être soumis à un paiement préalable et la vente aux enchères est possible pour une durée définie. Ce règlement consigne les décisions et recommandations issues des conférences mondiales des Radiocommunications (CMR). Depuis la fin de la télévision analogique et le passage au numérique certaines fréquences ne sont plus utilisées, ces bandes sont prévues pour une mise aux enchères pour les vendre au secteur des téléphonies sans-fil. Cette compétition qui a débuté fin 2013 pourrait être intéressante, puisque les fréquences de ce spectre d'excellence qualité et de longue portée, sont particulièrement convoitées. Avec l'augmentation du nombre d'appareils sans-fil, ces fréquences sont donc plus que nécessaires.

1.3.2 Paramètres de propagation

Différents procédés de modulation, utilisés dans des gammes des fréquences définies, permettent d'offrir des systèmes de communication efficace. La couverture radioélectrique d'un service dépend de la puissance reçue par le récepteur, du débit disponible et de la qualité de service observée. Parmi les autres facteurs techniques impliqués, il faut citer le choix d'antenne, la puissance rayonnée (PIRE), le plan de fréquence utilisé, l'architecture du site, les interférences subies et le bilan de liaison [3]. La taille des antennes nécessaires, la portée possible et le mode de propagation des gammes d'ondes considérées sont liés au choix des fréquences. La fréquence d'une onde radioélectrique peut être définie comme étant le nombre de répétition ou de cycle qu'elle accomplit durant une période déterminée.

Une propagation radio peut prendre un des cas de figures suivants:

Propagation en ligne de vue (LOS) : D'une portée inférieure à 30 Km, limitée généralement par le relief et la courbure terrestre, elle présente les caractéristiques mentionnées en dessous:

- La portée est fonction de la fréquence opérationnelle, la puissance transmise et la hauteur des an-

tennes.

- Offre la possibilité d'une grande capacité de transmission des données.
- La portée limitée réduit les interférences adjacentes et permet la réutilisation des fréquences.

Ondes de surface : Sa portée est supérieure à 50 Km sur terre et à 300 km sur la surface de la mer. Caractérisée par :

- La portée dépend de la fréquence utilisée et de la forme du relief correspondant.
- Requiert une polarisation verticale des antennes.
- Historiquement utilisée pour la transmission de la voix.

Propagation Au-delà de ligne d vue (BLOS) : La portée est envers les 400 Km utilisant une incidence NVIS (Near Vertical Incidence Skywave).

- Utilisée comme une alternative des communications satellites lorsqu'elles sont indisponibles.
- nécessite une polarisation horizontale des antennes.
- La fréquence limite est proclamée à 10 MHz.
- Cette fréquence utilisée dépend des conditions ionosphériques et du cycle solaire.

Communication de longue portée : La portée est au-delà des 4000 Km.

- La portée dépend des antennes, niveau de puissance et des conditions atmosphériques.
- Souvent requiert des antennes directionnelles.

1.3.3 Techniques de prédiction de propagation

Étant donné les variables affectant la propagation des ondes suivent un cycle répétitive, leurs prédictions seront possibles ; techniques permettant la détermination effective de la fréquence optimale de transmission (FOT) [4]. Plusieurs programme de prédiction de propagation sont à notre portée, deux d'entre eux sont largement utilisés : IONCAP (Inospheric Communications Analysis Program) et VOACAP (Voice Of American Coverage Analysis Program), qui représentent la performance du system à un temps donné de la journée comme une fonction de la fréquence pour un trajet de propagation donné

[4]. Un autre système impliqué dans la mesure de cette performance est celui du Chirpsounder, caractérisé par une prédiction immédiate et automatisée ; il repose sur la transmission de signaux tests qui vont balayer le spectre des fréquences ; une fois analysés à la réception ce dernier expose les gammes de fréquences pour une propagation optimale. En addition les systèmes de communications modernes utilisent des techniques dites LQA (Link Quality Analysis), dans ce cas les deux éléments communicants coopèrent de façon automatique pour aboutir à une estimation du canal sur lequel la communication doit être entreprise. Lors de l'établissement d'une communication les données LQA permettent de sélectionner la meilleure fréquence sur laquelle il faut se synchroniser.

1.3.4 Le spectre radiofréquence

Les ondes radioélectriques sont des ondes électromagnétiques, ayant par convention internationale une fréquence inférieure à 3000 GHz et se propageant dans l'espace sans guide artificiel. À l'intérieur de cet intervalle de fréquences, leur utilisation à des fins de communication doit faire l'objet d'une réglementation internationale. En fait aujourd'hui seules les bandes comprises entre 9 KHz et 400 GHz font l'objet d'une attribution au plan international. Ces deux fréquences extrêmes peuvent être considérées comme étant les limites du spectre radioélectrique utilisable, bien qu'en fait il n'existe que très peu d'applications au-delà des 50 GHz, excepté la Radioastronomie. L'attribution du spectre au niveau internationale est plus ou moins grossière, et elle se raffine au fur et à mesure qu'on se rapproche du niveau national, donc l'état est le seul maître de la gestion des fréquences sur son territoire. Selon le tableau d'attribution des bandes de fréquences, l'espace mondial est segmenté en régions précisant l'association de ces régions à des bandes de fréquences destinées à des services particuliers. L'UIT compte trois régions groupant parfois deux à trois continents. La figure suivante représente la répartition des différentes bandes de fréquence selon une échelle croissante en fréquence d'une part et d'autre part décroissante en longueur d'onde.

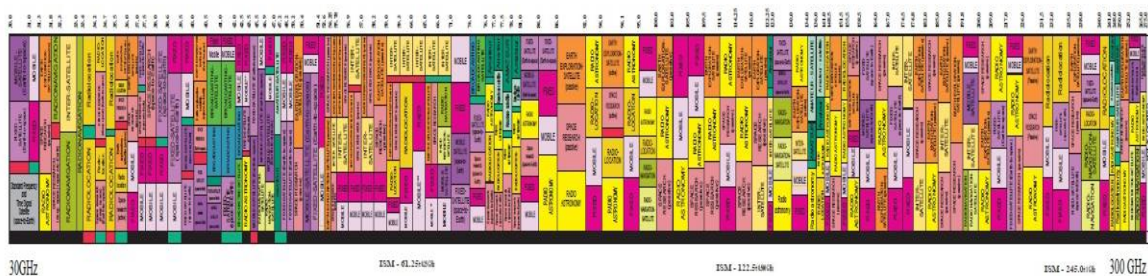


Figure 1.1 : Spectre Radioélectrique

1.3.5 Gestion du spectre en Algérie

Les fréquences radioélectriques appartiennent au domaine public de l'Etat. Celui-ci a confié à l'Agence Nationale des Fréquences (ANF), créée par décret exécutif N°02-97 du 02 mars 2002 dans le cadre de la réforme du secteur de la poste et des télécommunications, des missions de gestion, de planification et de contrôle du spectre des fréquences radioélectriques. L'ANF est un établissement Public à caractère Industriel et Commercial (EPIC) doté de la personnalité morale et de l'autonomie financière. L'Agence nationale des Fréquences compte 171 agents, au siège et 84 répartis sur les directions régionales. Cette agence est placée sous la tutelle du Ministère chargé des Télécommunications. La loi n°2000-03 du 5 jourada El oula 1421 correspondant au 5 aout 2000 fixe les règles générales relatives à la poste et aux Télécommunications. Cette loi a pour objectifs de développer et fournir des services de postes et de Télécommunication de qualité, assurés dans des conditions objectives, transparentes et non discriminatoires dans un environnement concurrentiel tout en garantissant l'intérêt générale [5]. Une licence peut être délivrée à toute personne physique ou morale adjudicataire d'un appel à la concurrence qui s'engage à respecter les conditions fixées dans le cahier des charges. La documentation complète se trouve sur le journal officiel de la République Algérienne n°48. Cependant il faut noter la non présence d'un document officiel réglant de façon précise et technique l'attribution de bandes de fréquences. Cependant, deux fiches d'information relatives à ANF, une définissant les conditions d'utilisation des réseaux locaux radioélectriques (RLAN) dans les bandes de fréquences des 2.4 GHz et 5 GHz [5][6], l'autre réglant l'utilisation des équipements d'identification par radiofréquences (RFID) [6][7]. Ces deux fiches sont présentées sur les figures suivantes.

Bandes de fréquences (MHz)	Canalisation (KHz)	Puissance maximale PIRE (mW)
433.05-434.79	200	100
870-876	200	100
880-885	200	100
915-921	200	100
925-926	200	100
2400-2483.5	200	100

Tableau 1.2 : Réglementations des équipements RFID

Bande de Fréquences	PIRE (mW)	
	Indoor	Out-door
2400-2483.5 MHz	100	28
510-5250 MHz	200	200
5250-5350 MHz	200	1000
5470-5670 MHz	200	1000

Tableau 1.3 Réglementations des équipements RLAN

Sur ces règlements il convient de préciser que selon l'Agence Nationale des Fréquences, les équipements RFID doivent être équipés de la fonction LBT (Listen Before Talk), et que pour les RLAN dans la bande des 5 GHz, ces équipements doivent être dotés de la fonction de sélection dynamique des fréquences (DFS).

1.4 La stratégie e-Algérie

Les technologies de l'information et de la communication sont devenues un puissant levier du développement économique et social. Elles sont la source d'innovations continues au cœur de la croissance des économies et créent des opportunités nouvelles de développement. Il est donc indéniable que l'intégration de notre développement dans un contexte de mondialisation s'avère nécessaire afin d'éviter une fracture irrémédiable avec les économies mondiales [7][8]. Les TIC sont initialement liés au développement économique, le passage à une économie numérique fondée sur la connaissance, favorisée par l'existence de biens et de services nouveaux sera un puissant facteur de croissance, de compétitivité et de création d'emplois [8][9]. C'est dans cette perspective qu'un plan multisectoriel appelé « Stratégie E-Algérie » a été développé pour définir les objectifs à atteindre et les actions à mettre en œuvre [8]. Ce plan s'articule autour de treize axes majeurs, pour chacun des axes, un état des lieux a été suivi d'une définition d'objectifs majeurs et spécifiques à atteindre au cours des cinq prochaines années ainsi qu'une liste d'actions pour leur mise en œuvre.

- Accélération de l'usage des TIC dans les administrations publiques.
- Accélération de l'usage des TIC au niveau des entreprises.
- Développement des mécanismes et des mesures incitatives permettant l'accès des ménages et des

petites entreprises aux équipements et aux réseaux des TIC.

- L'impulsion du développement de l'économie fondée sur le savoir.
- Renforcement de l'infrastructure des Télécommunications Haut débit.
- Le développement des compétences humaines.
- Renforcement de la recherche et de l'innovation
- Mise à niveau du cadre juridique national (Législatif et Réglementaire).
- Information et Communication.
- Valorisation de la coopération internationale.
- Mécanisme d'évaluation et de suivi.
- Les mesures organisationnelles
- Moyens financiers.

Ce programme national a été élaboré en concertation avec les institutions et administrations ainsi qu'avec les opérateurs publics et privés agissant dans le domaine des TIC. La communauté scientifique et universitaire a été également mise à contribution pour enrichir les réflexions et éclairer la vision des différents acteurs [8].

1.5 Avancement technologique pour une gestion dynamique du spectre

L'intérêt de la gestion du spectre était toujours considérée comme une suppression des interférences RF entre utilisateurs. Un objectif plus approprié de cette gestion aujourd'hui et pour le futur, consiste à assurer que ces interférences ne provoquent pas de pertes de communications entre utilisateurs. Les techniques de communications modernes sont déjà avancées sur ce stade, ce qui a permis de rendre la communication possible en présence d'interférences considérables [9]. Ces technologies qui permettent cette coexistence d'utilisateurs, mettent en jeu les paramètres suivants :

- Des techniques de codage pour corriger les effets de bruit et les erreurs aléatoires.
- Des protocoles modernes qui permettent de régénérer l'information perdue, et si nécessaire une retransmission de cette même information, pour recouvrir l'information corrompue, tout en assurant

une interruption imperceptible du service.

- Une égalisation adaptative et une rejection des interférences : L'efficacité spectrale est assurée par une égalisation de canal qui permet de compenser la dispersion temporel. La rejection des interférences est une autre technique qui peut être utilisée sur les deux extrémités du canal dans le but d'augmenter la capacité du canal. Des antennes adaptatives peuvent assurer cette rejection.

Ces technologies se sont émergées depuis que les principes des interférences des communications libres se sont établis dans la loi et dans les régulations. Malgré ces restrictions, ces technologies vont permettre d'utiliser d'avantage le spectre radioélectrique, et vont offrir plus de dynamique et de flexibilité lors du partage du spectre [9]. Nous citons :

- Protocole de gestion automatique du spectre : Les systèmes radios peuvent désormais admettre les conditions du spectre électromagnétique en les équipant par des outils de décision incluant des automates d'élimination d'interférences et de sélection de canaux. Le partage du spectre peut donc être implémenté sur le système ou sur le réseau toute en gardant une certaines efficacité et sécurité du système. Les versions de cette technologie sont souvent présentes sur les systèmes LTE-Advanced pour la gestion des ressources radio.
- Les systèmes radio adaptatifs : Les systèmes radio adaptatifs ne faillirent pas en présence d'interférences, mais ils vont modifier leur fonctionnement dans le but d'atteindre une performance maximale. Ils considèrent les interférences comme un facteur présent lors de la communication, plutôt qu'une probabilité à exclure. Les systèmes Wi-Fi et Bluetooth sont le meilleur exemple de ces systèmes.
- Accès dynamique au spectre (DSA) : Les systèmes DSA localisent les portions du spectre non utilisées, et vont configurer les utilisateurs à être opérationnels sur ces bandes de fréquence. Ils assurent une non interférence avec les autres utilisateurs par une analyse et un scan permanent de l'environnement ambiant. En d'autres termes, ces utilisateurs secondaires vont se permettre d'utiliser les fréquences des utilisateurs primaires lorsque ces derniers sont inactifs.
- White Space Radios : Ces systèmes partagent la technique précédemment déclarée, qui rend les bandes inutilisées du spectre valables. Cette technique se sert d'une base de données sur laquelle l'utilisation du spectre est définie, de ce fait le caractère d'analyse et de détection des autres utilisateurs peut être évité dans ce cas-là, ce qui implique une suppression de la probabilité d'erreur sur les utilisateurs actifs. Cependant cette technique manque du caractère dynamique des systèmes

DSA. Les bases de données dites FCC sont un exemple des bases de validation pour le partage des canaux libres nommés « white space channel ».

- Technologie des antennes intelligentes : les systèmes multi antennes MIMO ont permis l'utilisation de la diversité spatiale par l'exploitation de l'effet multi trajets. Ceci a un caractère bénéfique en zones urbaines où la multitude des multi trajets peuvent induire à une augmentation linéaire de la capacité en fonction du nombre d'antennes utilisé. Cette technologie utilisée en Wi-Fi, est prévue pour la 4G des systèmes cellulaires.

1.6 Le secteur des Radiocommunications Mobiles

La diversité des bandes de fréquences appartenant au spectre radiofréquence en terme d'interaction avec l'environnement a donné naissance à une large gamme de services assurés par le secteur des Télécommunications allant des applications terrestres jusqu'au satellitaires. Dans notre contexte de travail deux champs d'applications nous intéressent : la téléphonie mobile et les réseaux locaux sans-fils. En effet le sujet de cette Thèse abordera un Prototypage d'un system adoptant une architecture spécifique et implémentant les techniques avancées des communications modernes dans le but d'avoir un démonstrateur ayant pour standard de communication celui approuvé pour les réseaux locaux ou bien selon les futurs standards de téléphonie. Dans cette partie ces deux secteurs appartenant à la Radiocommunication mobile seront discutés ainsi que les différents organismes donnant naissances à ces standards de communication. Mais commençons tout d'abord par la présentation du schéma général réunissant l'ensemble des systèmes de communication.

1.6.1 Le modèle OSI

Les constructeurs de systèmes destinés aux secteurs des Télécommunications et de l'informatique ont proposé des architectures réseaux propres à leurs équipements, le cas d'IBM qui a proposé le SNA⁴ et DEC pour le DNA⁵. Ces architectures ont pour inconvénient le caractère propriétaire, ce qui rend leur interconnexion difficile à moins d'un accord entre constructeurs. Aussi, pour éviter la multiplication des solutions d'interconnexion d'architectures hétérogènes, l'ISO⁶, organisme dépendant de l'ONU a développé un modèle de référence OSI⁷. Ce modèle décrit les concepts utilisés et la démarche suivie pour nor-

⁴ SNA : *Systems network architecture*

⁵ DNA : *Digital Network Architecture*

⁶ ISO : *International Standards Organisation*

⁷ OSI : *Open Systems Interconnexion*

maliser l'interconnexion des systèmes ouverts⁸. Au moment de la conception de ce modèle, la prise en compte de l'hétérogénéité des équipements était fondamentale. En effet, ce modèle devait permettre l'interconnexion avec des systèmes hétérogènes pour des raisons historiques et économiques. Il ne devait en outre pas favoriser un fournisseur particulier ; d'autre part il devait permettre de s'adapter à l'évolution des flux d'informations à traiter sans remettre en questions les investissements antérieurs. Cette prise en compte de l'hétérogénéité nécessite donc l'adoption de règles communes de communication et de coopération entre les équipements, c'est-à-dire que ce modèle devrait logiquement mener à une normalisation internationale des protocoles. Un modèle OSI n'est pas une véritable architecture de réseau, car il ne précise pas réellement les services et les protocoles à utiliser pour chacune de ses couches. Il décrit plutôt ce que doivent les différentes couches. Néanmoins l'OSI a écrit ses propres normes pour chaque couche, et ceci de manière indépendante du modèle (comme le fait tout constructeur). Les premiers travaux sur le modèle OSI datent de 1977. Ils ont été basés sur l'expérience acquise en matière de grands réseaux et de réseaux privés plus petits. La figure suivante présente la hiérarchie de ce modèle.

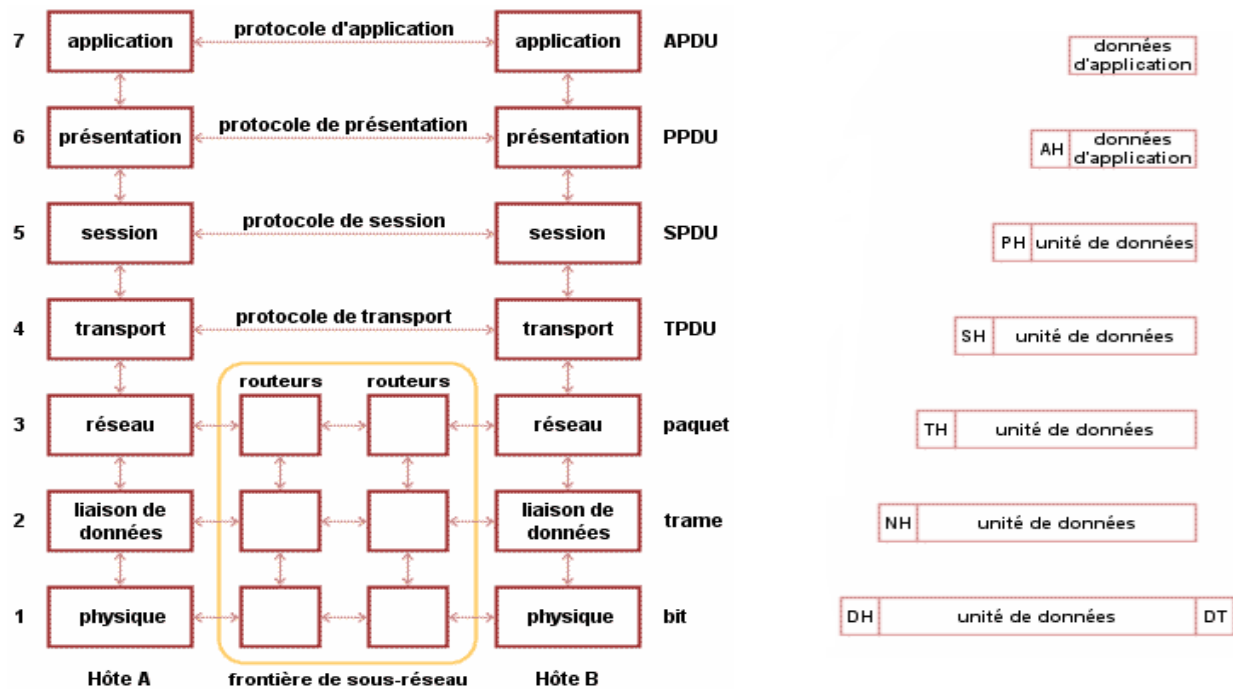


Figure 1.2 : Le modèle OSI

1.6.1.1 Les différentes couches du modèle OSI

⁸ Un réseau est composé de systèmes ouverts lorsque la suppression d'un système ne modifie pas le comportement global du réseau.

Le traitement des communications est effectué à travers différents sous-systèmes, l'ensemble des sous-systèmes de même rang N, constitue la couche (N) du modèle OSI. Chaque couche exerce une fonction spécifique, c'est-à-dire qu'une fonction ne peut être dupliquée sur plusieurs couches. Les éléments actifs d'un sous-système sont appelés entités, cette entité qui a pour but de réaliser un service peut être logicielle (programme) ou matérielle (puce au silicium) [10]. Une couche n est fournisseur de service pour la couche N+1 et utilisateur de service de la couche N-1 l'accès aux services s'effectue en des points d'accès appelé SAP⁹ qui est identifié par une adresse unique. Deux couches communiquent à travers une interface. Cette interface est matérialisée par des IDU¹⁰. Un IDU comprend des éléments de contrôles ICI¹¹ et de données de service SDU¹², à titre d'exemple un IDU peut comporter un ensemble de données telles la longueur SDU et les paramètres décrivant le type de service utilisé. La description d'une interface se présente généralement sous la forme d'une spécification d'un ensemble de commandes (exprimées parfois en langage C) [10]. Pour transmettre un SDU une couche peut devoir le découper en plusieurs morceaux, chaque tronçon reçoit un en-tête, de ce fait on obtient alors un PDU qui comporte donc un en-tête et une portion des SDU. le cheminement logique pour la production de PDU MAC est présenté ici.

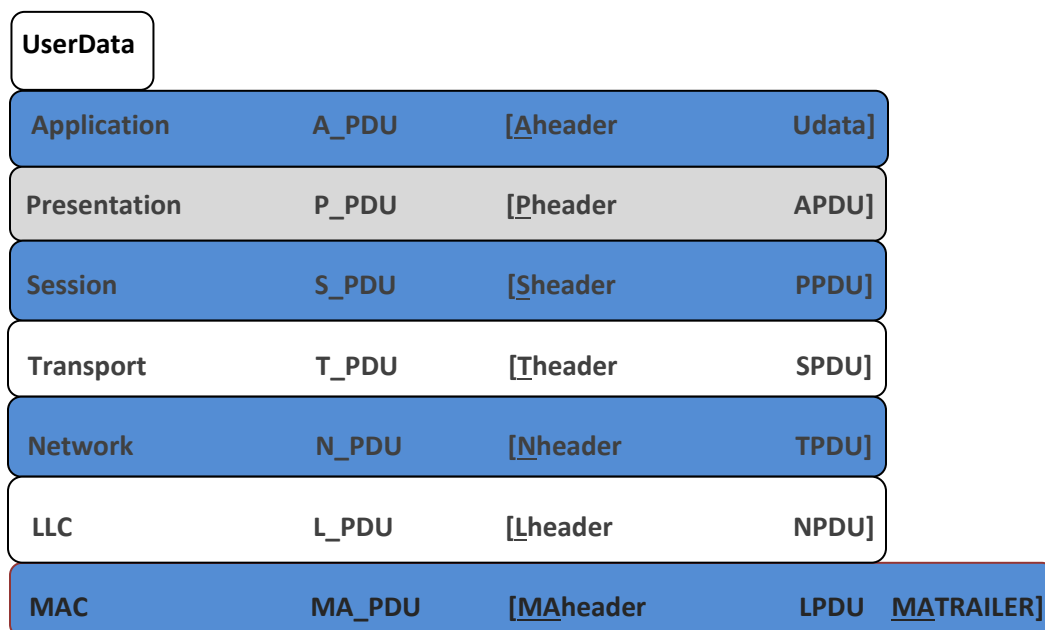


Figure 1.3 : La production de PDU MAC

L'unité de donnée au niveau de la sous couche MAC prend la forme :

⁹ SAP: Service Access point

¹⁰IDU: Interface Data unit

¹¹ICI: Interface Control Information

¹²SDU: Service Data Unit

[MAheader-Lheader-Nheader-Theader-Sheader-Pheader-Aheader-UData-MAtrailer].

La couche N d'un système gère les échanges avec une couche externe homologue. L'ensemble des règles utilisées est appelé *Protocole* de la couche N, les entités analogue entre différentes machines sont nommées Processus pair. L'OSI distingue les notions de service et de protocole. Un service est un ensemble de primitives¹³ fournit par une couche à sa voisine supérieure. Il décrit les opérations que la couche peut réaliser pour le compte de son utilisateur. Cependant le service ne comporte aucune indication sur la manière dont ces opérations sont réalisées. En revanche le protocole décrit l'organisation et les règles (format des messages, des paquets...) utilisés par des entités paires pour réaliser un service [10].

Les couches protocolaires dites *hautes* sont les couches Application, Présentation et Session. Elles correspondent aux communications des applications (messagerie) avec le système d'exploitation : traduction du message en octets, cryptage, compression établissement des connexions distantes. Pour valoriser notre prototype, des applications doivent être développées pour garder un caractère réellement démonstrateur (visualisation des erreurs de transmission...). En suite c'est le rôle aux couches *intermédiaires* : Couches Transport et Réseaux, la première assure un transfert de données transparent entre entités de Session en les déchargeant complètement des détails d'exécution d'un transfert de bout en bout (de données) fiable et d'un bon rapport *qualité/prix*. Cette couche optimise l'utilisation des services réseau disponibles afin d'assurer au moindre cout les performances requises par chacune des entités de session. La deuxième de ces couches intermédiaires est la couche réseau, celle-ci se préoccupe du routage des données (les T-SDU) et adapte ses P-SDU à la taille maximale des paquets supportée par le niveau MAC (segmentation). Ces couches ne nous concernent pas directement et on parlera plutôt des couches basses : la couche Liaison de données (DLL) et Physique PHY. Ces essentiellement dans ces deux dernières couches que se situe les travaux de cette thèse.

La couche physique se charge de l'adaptation du message au support de communication. Elle fournit les moyens fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation des connexions physiques destinées à la transmission de bits entre deux entités de liaison de données. En outre, cette couche doit normaliser les caractéristiques électriques (représentation d'un bit par une tension...) et mécaniques (forme des connecteurs, de la topologie...). C'est dans cette couche que se trouvent toutes les techniques de communications qu'elles soient de type modulation, codage canal ou autre. Une connexion physique peut mettre en jeu plusieurs systèmes intermédiaires, relayant chacun la transmission des bits dans la couche physique. Cette couche se scinde en deux sous niveaux, le PMD (Physical Medium Dependant) pour la description du

¹³ Commande échangée entre deux couches adjacentes.

média utilisé (câbles...). L'unité d'information typique de cette couche est le bit. La couche liaison de données DLL de sa part réunie deux sous niveaux, la sous couche MAC¹⁴ qui organise les trains binaires sous forme de trame et la sous couche LLC¹⁵ qui fournit des services avec ou sans connexion pour assurer des fonctions de contrôle de flux (régulation des transferts de trame pour éviter une saturation au récepteur) et de correction d'erreur (retransmission des trames non reçues ou erronées). Le rôle de cette couche est un rôle de relai : elle va transformer la couche physique en une liaison a priori exempte d'erreurs de transmission pour la couche réseau ; elle fractionne les données d'entrée de l'émetteur en trames, transmet ces trames en séquences et gère les trames d'acquiescement renvoyées par le récepteur.

1.6.2 La normalisation des standards de communication

La normalisation des standards de communications ne constituent guère une redondance aux organismes de régulation du spectre radioélectrique déjà mentionnés au début de ce chapitre. Ces standards de communication peuvent être qualifiés de techniques de communications ayant pour champs d'application ce spectre radioélectrique. Ces techniques de communications ne sont standardisées ni par ces organismes ni par les opérateurs directement. En lieu et place, ce sont des instances scientifiques qui se chargent d'élaborer des scénarios, des spécifications donnant naissance à des standards qui seront approuvés par les autorités. Ces organismes souvent en concurrence coexistent sur le plan international, régional voir même local. Nous citons l'IEEE¹⁶ sur le plan international et l'ETSI¹⁷.

1.6.2.1 Organisme IEEE

IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), association dédiée à l'innovation et à l'excellence technologique dans un cadre de bénéfice humanitaire. Cet organisme est considéré comme étant le plus grand groupement technique professionnel au monde, fondé pour servir les ingénieurs et chercheurs du domaine électrique, électronique et des sciences et technologies qui contribuent à la civilisation moderne. L'IEEE prononcé I3E réunie un grand nombre de chercheurs, scientifiques, et partenaires professionnels entre autres des informaticiens, des développeurs software, des physiciens, des Docteurs en médecine et beaucoup d'autres à l'addition des ingénieurs électriques et électroniques. À travers ses larges publications, conférences, standards technologiques et ses activités professionnelles et éducatives l'IEEE s'est donné la voix des progrès atteints sur plusieurs secteurs : aéronautique, Télécommunications, Biomé-

¹⁴ MAC : *Medium Access Control*

¹⁵ LLC : *Layer Link Control*

¹⁶ IEEE : *Institute of electrical and electronics engineers*

¹⁷ ETSI : *European Telecommunications Standard Institute*.

dical, Énergie... [11]. La filiale « IEEE Standards Association » est un corps organisationnel au sein de l'IEEE reconnu à l'échelle mondiale pour le développement de standards consensus par l'engagement de différents acteurs. L'IEEE-SA compte un portfolio de plus de 900 standards active et plus de 500 standards en mise au point par des groupes de travail.

1.6.2.2 Institution ETSI

L'ETSI pour « European Telecommunications Standards Institute » produit des standards pour les ICT (Information and Communications Technologies) nous citons parmi eux : les technologies filaires, mobiles, le Broadcast et Internet. Cette organisation indépendante installée sur le Park technique de l'université Sophia Antipolis en sud de France est officiellement reconnue par l'Union Européen (EU) comme étant une organisation Européenne pour le développement de nouveaux standards. L'ETSI rassemble environ 700 organisations membres, établis sur 62 pays. Cet institue conduit ses travaux à travers des comités techniques, qui donnent naissance à des standards et des spécifications sous la direction de l'assemblée générale qui supervise ces travaux. La standardisation fait partie intégrale des buts de l'Union Européen à atteindre, de ce fait la compétitivité des entreprises a été encouragée. L'ETSI a contribué de manière significative dans la législative européenne par la production de standards harmonisés à l'application de la directive Européenne. Il a notamment contribué dans le projet *e-Accessibility* du groupe EC/EFTA avec plus de 50 spécifications sur l'*e-Accessibility* et *e-Inclusion*. Le succès considérable de l'ETSI était sans doute GSMTM introduit comme une technologie numérique remplaçant les communications analogiques en Europe. Ce standard a pu atteindre le chiffre de deux milliards d'utilisateurs à travers le monde entier répartis sur 200 états. Il est à la base de la troisième génération du mobile développée par l'ETSI sous partenariat fondé par le groupe 3GPP¹⁸. D'autres projets du groupe ETSI par leurs succès, ont pu stimuler le marché des Télécommunications en Europe et au-delà tel : TETRA, SIM card, xDSL, DVB, DAB, DECTTM, EuroISDN, etc. Pour plus de clarté sur ces projets et sur l'institut ETSI le lecteur pourra se référencier vers le site officiel de l'ETSI. Actuellement l'ETSI mène des travaux de standardisation sur les NGN (Next Generation Networks) et est à l'épicentre du développement de l'IMS LTE (long System évolution) et SAE (System Architecture Equipement) à travers le comité technique TISPAN et en partenariat avec le 3GPP. La contribution à l'échelle mondiale du groupe ETSI peut être résumée en ce qui suit : 3GPP, EMTEL¹⁹, MESA²⁰, ICANN²¹, GSC.

¹⁸ 3GPP : 3rd Generation Partnership Project

¹⁹ EMTEL : Emergency Telecommunication

²⁰ Mobility for Emergency & Safety Application

²¹ Internet policy & Structure

1.6.2.3 Le projet 3GPP

Le projet 3GPP réunit six organisations spécialisées en développement de standards de Télécommunication connues sous le nom de partenaires organisationnels : ARIB, ATIS, CCSA, TTA, TTC. Ces organisations consacrent des membres sous un environnement stable pour la production des rapports et des spécifications qui définissent les technologies 3GPP. Ce Projet compte quatre Groupes de spécification technique (TSG) :

- Radio Access Network (RAN).
- Service & Systems aspects (SA).
- Core Network & Terminals (CT).
- GSM EDGE RAN (GERAN).

Chaque groupe de spécification est constitué d'un ensemble de groupes de recherche qui se réunissent quatre à six fois par an. Un groupe de spécification, se consacre à un domaine particulier et y est responsable pour la délivrance des rapports et spécifications contenant ses propres références. Les technologies issues des groupes de travail du 3GPP, sont constamment évoluées à travers les générations commercialisées des systèmes cellulaires/mobiles. Par l'accomplissement des spécifications sur le LTE et le *Packed core*, le 3GPP est devenu le point focal des systèmes mobiles au-delà de la 3G. Le groupe 3GPP travaille sur plusieurs réalisations en parallèle cela signifie que pendant l'accomplissement d'une réalisation, le groupe de travail peut initier d'autres réalisations pour des futurs standards. Ceci même s'il complexifie le travail des groupes, assure que le progrès du 3GPP soit continu et stable. La stabilité du produit s'explique par la compatibilité assurée par les standards développés par le 3GPP, ce qui rend l'équipement de l'utilisateur opérationnel lors du passage d'une génération à une autre. Un exemple courant de cette tâche prioritaire pour ces groupes de travail est la compatibilité établie entre le LTE et LTE-Advanced ce qui rend possible l'utilisation du terminal LTE-A sur une cellule LTE et vice versa. Une autre préoccupation des groupes de travail du 3GPP est l'habilité des systèmes à un déploiement et un développement rapide. Un aperçu sur ce développement dans la dernière décennie est donné sur la figure suivante.

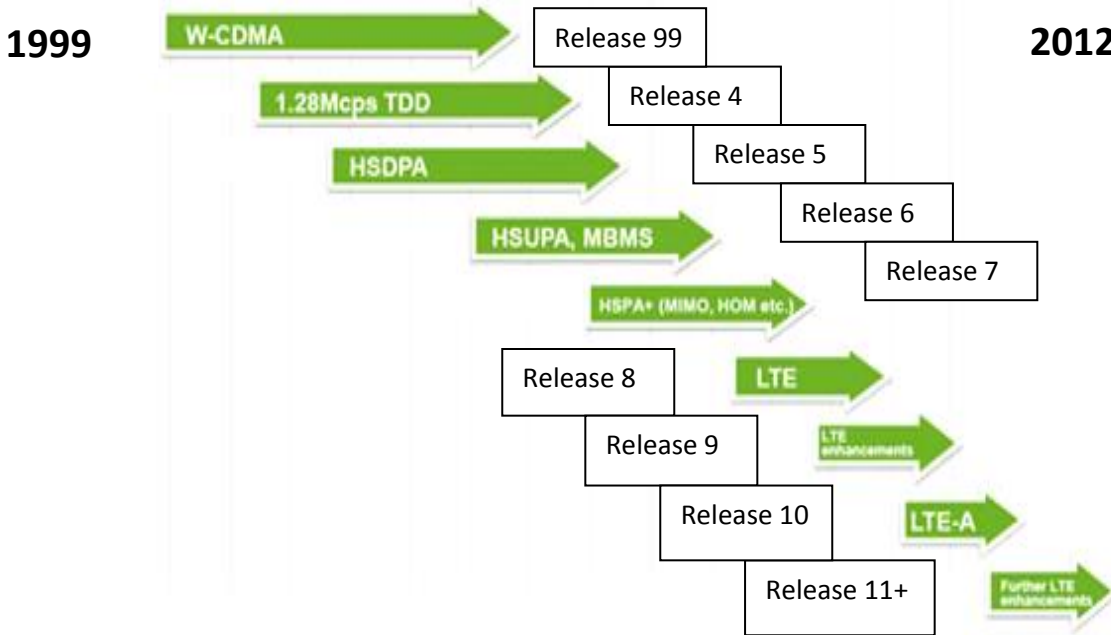


Figure 1.4 : Le progrès des standards 3GPP

1.6.3 Les réseaux cellulaires de téléphonie mobile

Un des problèmes à la fois majeur et traditionnel qu'affrontent les concepteurs des systèmes radio mobiles, est la gestion des conflits entre utilisateurs sur une zone couverte, en prenant en considération les obligations imposées par les gouvernements sur les allocations du spectre. C'était une étape d'évolution logique d'aller vers le concept cellulaire [12]. Le principe de ces réseaux cellulaires est de mailler un territoire avec des antennes, reliant idéalement un terminal en permanence. La cellule est donc la maille élémentaire avec en son centre la station de base. Le concept cellulaire est considéré comme un apport important pour la résolution du problème de congestion spectrale et de capacité de transmission. Il offre une grande capacité pour une allocation spectrale limitée sans changement technologique important [12]. Le concept cellulaire fait partie des systèmes de communication sans fil WCS²². La figure suivante représente

²² WCS : Wireless Communication Systems

un motif sur lequel des fréquences différentes sont utilisées. Ces fréquences peuvent être réutilisées à une distance déterminée de ce motif.

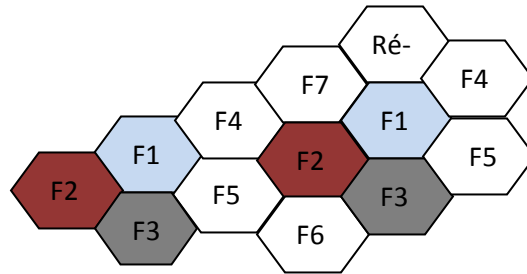


Figure : 1.5 Le motif du concept cellulaire

1.6.3.1 Les réseaux de première génération 1G

Les systèmes cellulaires mobiles n'étaient commercialisés que vers les années 1980, par le déploiement du réseau cellulaire 1G dans les pays les plus développés. Ce réseau dit de première génération se caractérise par l'adoption d'une technique de transmission analogique. Une modulation fréquentielle de type FM est utilisée pour la transmission de la voix sur la bande 800-900 MHz et une technique d'accès multiple par répartition en fréquence FDMA est adoptée pour séparer les utilisateurs les uns des autres. Les problématiques de poids, d'encombrement, et d'autonomie étaient pénalisantes pour une application mobile pour ces systèmes analogiques. Cette première génération marquait le début d'une révolution du sans-fil alors que sur ces entrefaites, beaucoup de compagnies ont stoppé leurs investissements en secteurs des communications cellulaires, convaincues par le fait que la téléphonie mobile ne peut atteindre une clientèle large à un tel coût.

1.6.3.2 Les réseaux 2G « GSM, GPRS et EDGE »

La définition de la norme GSM remonte au début des années 80. À l'origine en conscience par les opérateurs que le marché du radiotéléphone en Europe était morcelé du fait de la multiplicité des systèmes analogiques, la conséquence était l'impossibilité pour l'utilisateur d'utiliser son terminal ailleurs que dans son réseau d'origine. De ce constat est né le concept de système de radiotéléphonie européen permettant d'abolir les frontières du réseau et de constituer un véritable marché européen pour les équipements

d'infrastructure et de terminaux. En 1982 le CEPT²³ décide alors de constituer le Groupe Spécial Mobile dont est issu le nom GSM avec pour mission de développer un standard paneuropéen pour les communications mobiles (EFORT, 2008) [13]. Cependant, il est important de noter que le GSM n'est pas seul sur le secteur des réseaux utilisant le concept cellulaire, il compte d'autres réseaux compétitifs notamment le CDMA. Le standard GSM apporte des avantages tant pour les utilisateurs par la possibilité de l'itinérance et du changement de porteuses sans avoir à remplacer le terminal, que pour les opérateurs. Comparé aux systèmes analogiques, le GSM qui s'appuie sur des techniques numériques, permet de rendre les bandes des canaux plus étroites, chose due aux algorithmes de compression de voix, aux codes détecteur et correcteur d'erreur, et aux algorithmes de cryptages pour assurer la protection et la sécurité contre des intercepteurs (Oancea, 2011) [14]. La partie majoritaire des travaux de standardisation des systèmes GSM jusqu'au printemps 2000, était menée au sein de l'ETSI par son groupe spécial mobile SMG et ses comités techniques. Actuellement l'évolution a changé de vollet, et y est sous la direction du groupe 3GPP.

La nécessité d'un développement continu des spécifications GSM, était anticipé avant même que ces travaux de spécifications commençaient, qui par conséquent étaient partagés en deux phases. Ces deux approches étaient définies pour assurer que les spécifications soient conformes à la diversité des fournisseurs des produits GSM, tant au niveau des terminaux mobiles qu'au niveau des infrastructures du réseau GSM. (Timo Halonen, 2003) [15]. Les deux phases du GSM ont fourni une base solide pour l'évolution des systèmes GSM vers les exigences de la troisième génération 3G, qui étaient connues sous l'acronyme *Phase 2+ Items*. Au cœur du réseau, cette évolution a conduit à l'introduction du GPRS²⁴, désigné spécialement pour accéder à une connectivité Internet et utilisant un mode de transmission en paquets. Pour les perspectives des utilisateurs, en plus de la qualité de la voix qui s'est améliorée, cette évolution consistait à un progrès considérable celui de la possibilité de fournir simultanément des services de voix et de données. La liste suivante donne une vue générale sur les travaux accomplis tout au long de cette évolution (Timo Halonen, 2003) [15] :

- Nouveaux services reliés au développement de la transmission des données tel que le HSCSD (High Speed Circuit Switched Data), GPRS et EDGE.
- Travaux en rapport avec la transmission de la voix, EFR (Enhanced Full Rate speech codec),

²³ CEPT : Conférence Européenne des Postes et Télécommunications

²⁴ GPRS: General Packed Radio system.

AMR (Adaptive Multi Rate Codec) et TFO (Tandem free Operation of speech codec).

- Travaux sur le positionnement de la station mobile, nous citons les travaux sur le temps d'arrivée sur la voix montante (TOA) et sur les méthodes dites E-OTD²⁵ basée sur des mesures faites au sein de la cellule du réseau et une méthode assistée par la technologie GPS²⁶.
- Travaux sur les bandes de fréquences, tels que GSM400, 700 et 850 Mhz et sur le GSM multi-bande.
- Travaux sur les applications des plateformes (le module SIM) et sur le CAMEL (Customised Application For Mobile Network Enhanced Logic).

Pour une analyse détaillée de ces travaux menés durant la deuxième génération des réseaux mobiles, le lecteur pourra se référer au livre « GSM,GPRS and EDGE Performances » de l'auteur Timo Halonen.

La standardisation de l'EDGE était la pierre angulaire pour réunir les deux majeurs standards sur la même voie d'évolution. C'est deux standards qui s'appuient sur la technique d'accès multiples TDMA sont le GSM spécifié par l'ETSI et l'IS-136 spécifié par (TIA/EIA). L'essor du développement de l'EDGE revient à 1997, quand l'ETSI mène une étude sur l'amélioration de la vitesse de transmission des données. La première phase de standardisation inclue ECSD²⁷ basé sur HSCSD, puis le service EGPRS basé sur le GPRS. Il faut noter en cette fin de la deuxième génération que l'EDGE faisait partie du projet GERAN dirigé par le 3GPP et UWCC²⁸ pour assurer plus de synergie entre les systèmes GSM et TDMA en futur.

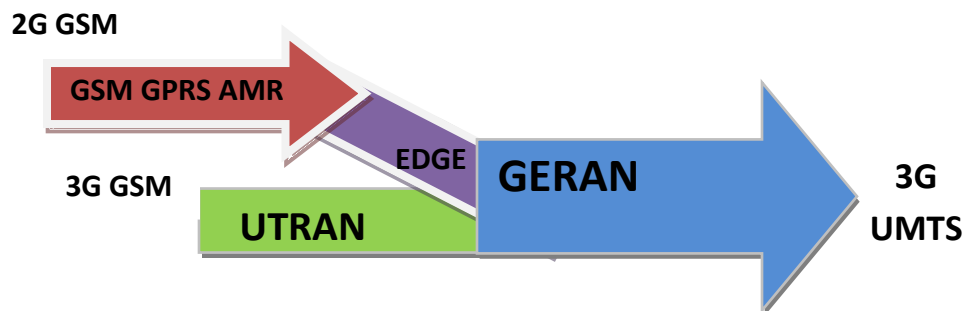


Figure 1.6 : L'évolution de la 2G (Timo Halonen, 2003)

²⁵ E-OTD :Enhanced Observed Time Difference

²⁶ GPS : Global Positioning System

²⁷ ECSD : Enhanced Circuit Switched Data

²⁸ UWCC :Universal wireless communication consortium

1.6.3.3 Les réseaux 3G « UMTS, cdma2000 et HSDPA »

L'union internationale des télécommunications a lancé un programme nommé programme IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000), qui par une collaboration avec des organismes industriels et d'autres de standardisation, travaillait à fournir une plateforme de définition pour la troisième génération des systèmes mobiles. Plusieurs technologies radio ont été acceptées par UIT, comme une partie du programme IMT-2000. Parmi les standards acceptés, deux figure comme étant les plus importants dans l'évolution vers les 3G. Ces standards distincts l'un de l'autre sont : UMTS 3G Multi-radio et le cdma2000. Le forum UMTS, association avec plus de 250 organisations membres approuvée par l'association GSM et 3G Americas ; focalise sur le succès commerciale des services UMTS. En parallèle le CDG²⁹ est une organisation équivalente et rivale de la précédente visant au succès de l'évolution et de la commercialisation du cdma2000. L'UMTS multi-radio comprend deux réseaux d'accès radio 3G : GERAN et UTRAN qui sont basés respectivement sur deux différentes technologies radio, celle du GSM/EDGE et WCDMA. De plus le groupe 3GPP à travailler pour qu'une certaine intégrité entre UTRAN et GERAN puissent être accomplis, de sorte qu'ils apparaissent sous un même réseau celui de l'UMTS multi-radio (Timo Halonen, 2003) [15]. Un facteur important dans l'évolution de la troisième génération était le support des technologies radio, sur le spectre licencié. Dans ce contexte les deux technologies UMTS 3G multi-radio et cdma2000 avaient des allocations fréquentielles. Ces bandes allouées sont plus larges que celle du GSM, on les retrouve autour de 1.8GHz et 2.1GHz.

Pour la spécification WCDMA Rel'5, l'évolution majeure était le concept HSDPA (High Speed Downlink Packet Access). Il introduit une station de base (Node B en terminologie 3GPP) focalisée sur les paquets de la voie descendante et utilisant des techniques, telles que les modulations à grands ordres et des requêtes à caractère hybride, automatique et répétée ARQ³⁰ dans le but d'améliorer les performances des paquets de données. Les statistiques dévoilent un rendement dépassant les 100% par comparaison à la spécification Rel'99. Le HSUPA est considéré comme l'équivalent du HSDPA dans le sens montant (Release 6).

1.6.3.4 La norme 4G

Le HSOPA est une proposition du 3GPP LTE, on appelle parfois cette norme le *Super 3G*. C'est une extension de la Rel'8 qui pourrait correspondre à la Rel'9 de l'UMTS. La différence fondamentale du

²⁹ CDG : CDMA Development Group

³⁰ ARQ : Automatic Repeated Request

HSOPA avec les deux techniques précédentes provient de l'interface radio qui est totalement modifiée pour passer à l'OFDMA. Cette interface était bien incompatible avec les versions précédentes HSDPA et HSUPA, il y a bien un début de changement de génération. Les débits sont de 50 Mbit/s dans le sens montant et de 100 Mbit/s dans le sens descendant. Un objectif était tracé pour cette norme, c'est de permettre les Handovers verticaux avec d'autres catégories des réseaux sans fil, dont WiMAX. Pour cela, le HSOPA utilise le protocole TCP/IP, et les interconnexions pourront se faire au travers du protocole IP. L'adoption de l'OFDMA permet une flexibilité beaucoup plus grande qu'avec le CDMA de la 3G, l'efficacité spectrale est bien meilleure (Pujolle, 2008) [16].

LTE (Long Term Évolution) provient du 3GPP et concerne les évolutions à long terme de la 4G, c'est-à-dire des technologies radio mobile utilisant l'OFDMA. L'UMB (Ultra Mobile Broadband) provient du 3GPP2 et a pour but de succéder au cdma2000. L'interface radio provient également de l'OFDMA. Dans ces deux évolutions à long termes, les interfaces sont associées à des antennes intelligentes et directives. L'idée était de suivre les développements effectués par la gamme des Wi-xx, qui associe plusieurs tailles de cellules et des Handovers verticaux. Nous aurons donc des solutions tout à fait semblables à l'environnement Wi-xx avec des tailles de cellules plus ou moins grandes (Pujolle, 2008) [16]. Cette génération est considérée comme le début de l'ère des convergences des réseaux cellulaires et des réseaux LAN/MAN.

1.7 Les réseaux sans fil LAN/MAN

Les réseaux sans-fil sont des évolutions des réseaux filaires classiques, proposant des solutions faciles à mettre en place et beaucoup moins coûteuses. Pour chaque réseau filaire, il existe son équivalent sans-fil. Pour être avantageux dans le sens de constituer une alternative, les réseaux sans-fil doivent au moins avoir les performances sur plusieurs plans, des réseaux filaires tout en surmontant les contraintes nouvelles imposées par ce nouvel environnement, qui est l'environnement hertzien. Les débits, la sécurité du réseau et la qualité des services peuvent constituer l'élément de succès de ces réseaux.

1.7.1 La norme WLAN IEEE802.11

Ces dernières années, l'offre d'accès WiFi s'est développée considérablement. Le premier standard WiFi offrait des débits de l'ordre du Mbit/s. Il définissait une technique d'accès CSMA/CA³¹ qui visait à privilégier la fiabilité de la transmission des données dans des environnements difficiles en sacri-

³¹ CSMA/CA : Carrier sense multiple access with collision avoidance

fiant une partie importante de la bande passante disponible au profit de ces mécanismes de vérification. Cette partie consacrée aux mécanismes internes de régulation qualifiée d'overhead représentait 40 à 50% du débit total. La norme initiale a connu et connaît encore des évolutions, qui correspondent à l'ensemble de la famille IEEE802.11. La norme 802.11a (1999) travaille dans la bande 5.15-5.35GHz et spécifie 8 canaux d'une largeur de 20MHz. Elle offre des débits théoriques 54 Mbit/s (25Mbit/s en pratique). Elle utilise une technique de modulation de type OFDM répartissant le signal sur 52 sous-porteuses avec une modulation 64 QAM par porteuse. La puissance émise est de 200mW maximum pour une portée de 20 à 30 m. La norme 802.11b (1999), incompatible avec la précédente, utilise une fréquence porteuse plus basse de 2.4GHz à 2.487 GHz. Les canaux ont une largeur de 22Mhz, espacés de 5MHz. Elle permet des débits théoriques de 11Mbit/s. Elle utilise comme la norme d'origine le CSMA/CA. Les modulations choisis sont la BPSK, la QPSK avec étalement de spectre DSSS ou la modulation CCK³² selon le débit. Les débits réels sont donc limités à environ 6.5Mbit/s. la portée est de 30m en intérieur, 100m en extérieur. La puissance varie entre 10 et 100mW. La norme 802.11g (2003), compatible avec la précédente, représente une amélioration significative. Les débits maximum théoriques sont de 54Mbit/s et de 25Mbit/s en pratique pour une portée identique. Elle utilise la technique de modulation OFDM. Le développement rapide du besoin de transmission vidéo nécessite de revoir les limitations des standards et de proposer de nouvelles solutions. La vidéo présente des exigences en termes de qualité de service, faible latence et stabilité du flux. Les réseaux déjà cités ne le permettent pas. En effet ils ne disposent à l'origine d'aucun mécanisme susceptible de garantir cette qualité de service pour certaines applications. De plus, le mécanisme d'accès aléatoire utilisé pour écouter les stations qui cherche à se connecter à elles tout en évitant les collisions, a pour conséquences de faire chuter les performances. Les nouvelles normes Wifi visent essentiellement à améliorer la qualité de service. C'est le cas de la norme 802.11e qui introduit des modifications sur la couche liaison, deux dispositifs sont prévus. L'EDCA³³ définit quatre niveaux de priorités pour améliorer les transmissions. Le HCCA³⁴ est un mode d'accès avec contrôle centralisé garantissant la régularité et la durée de transmission. La norme IEEE802.11n annoncée pour mi-2007, semble plus prometteuse avec des débits théoriques de 540Mbit/s et une portée de 90m. Comme pour le WiMAX, cette norme utilise les technologies MIMO et OFDM. Elle semble pouvoir être compatible avec les 802.11b et g (Coll, 2007) [17]. À la fin, il convient de noter que le réseau concurrent de la norme 802.11 dans la catégorie des réseaux LAN, est le réseau HyperLAN proposé par l'UTSI.

³² CCK : *complementary code keying*

³³ EDCA : *Enhanced distributed channel access*

³⁴ HCCA : *Hybrid controlled channel access*

1.7.2 La norme WMAN IEEE802.16

Les réseaux hertziens WMAN visent à remplacer les modems ADSL que l'on trouve sur les réseaux téléphoniques fixes, pour donner à l'utilisateur final des débits du même ordre de grandeur que l'ADSL, jusqu'à plusieurs mégabits par seconde. Ces réseaux forment ce que l'on appelle la boucle locale radio. Plusieurs normes sont proposées suivant la fréquence utilisée. Un consortium s'est mis en place pour développer les applications de cette norme sous le nom de WiMAX. Deux versions sont commercialisées, l'une fixe dont l'objectif est clairement de remplacer l'ADSL dans les zones rurales. L'autre mobile, permettant d'avoir un modem ADSL dans sa poche et toujours connecté [16].

1.8 La convergence des technologies

La convergence des technologies des réseaux, des services et des équipements terminaux est à la base de l'évolution des offres novatrices et des nouveaux modèles économiques dans le secteur des communications. L'utilisation du terme de convergence traduit le passage de l'architecture traditionnelle « compartimentage vertical » c'est-à-dire d'une situation dans laquelle différents services étaient assurés par des réseaux distincts, à une situation dans laquelle l'accès et l'utilisation des services de communication se font de façon intégrée sur différents réseaux. Ces services étant dispensés de façon interactive à travers des plateformes multiples. La convergence est un phénomène principalement dû à la numérisation du contenu, au passage à des réseaux fondés sur le protocole IP, à la génération de l'accès au haut débit et à l'évolution des moyens de communication multimédias et des systèmes informatiques. Cette convergence s'observe sur différents niveaux : convergence des réseaux qui comprend la convergence fixe-mobile et la convergence des trois écrans (téléphone mobile, télévision et ordinateur) ; la convergence des services conséquence de la convergence des réseaux et des nouveaux appareils mobiles permettant des applications fondées sur l'internet et la prestation de services traditionnels et de nouveaux services à valeur ajoutée à partir de divers dispositifs informatisés. L'autre convergence qui peut être citée est celle de convergence des dispositifs informatiques ; aujourd'hui la plupart des équipements comportent un microprocesseur, un écran, une mémoire, un dispositif d'entrée et une forme ou une autre de connexion à un réseau. Ils sont de plus en plus souvent dotés de fonctions de communication et de plateformes qui facilitent la convergence des services [18].

1.9 Les réseaux NGN

Les réseaux de prochaine génération représentent les bases techniques de la convergence, sous forme d'une plate-forme unique de communication sur laquelle convergent les services auparavant distincts, conjointement avec de nouveaux services et de nouvelles applications. Alors que différents services convergent au niveau de la transmission numérique, la dissociation des couches fonctionnelles (fonctions d'acheminement, de contrôle, de service et d'applications) permet la concurrence et l'innovation à chaque niveau horizontal de la structure du NGN³⁵. Le terme NGN est généralement utilisé pour évoquer le passage à de plus grandes vitesses de transmission à travers les réseaux utilisant le haut débit, la migration du RTPC vers un réseau IP ou une plus grande intégration des services sur un réseau unique ; il traduit plus souvent une vision et un concept de marché. D'un point de vue plus technique, un NGN est défini par l'UIT comme un réseau en mode paquet, en mesure d'assurer des services de télécommunication et de multiples technologies de transport à large bande à qualité de service imposée et dans lequel les fonctions liées aux services sont indépendantes des technologies sous-jacentes liées au transport (Dimitri Ypsilanti, 2008) [18]. Il assure le libre accès des utilisateurs aux réseaux et aux services ou fournisseurs de services concurrents de leur choix. Il prend en charge la mobilité généralisée qui permet la fourniture cohérente et partout à la fois, des services aux utilisateurs.

1.10 Prototypage de système de communication

Le terme prototypage/conception orientée plate-forme est l'application aux SOC³⁶ d'un concept de modèle de référence (Reference Desing) dont le but est de prouver la faisabilité d'un nouveau système par la mise en œuvre de produits commerciaux disponibles. Le prototypage repose sur une implantation exécutable particulière (le Prototype) du système dont on veut valider la fonctionnalité. Son but est d'obtenir rapidement un prototype du système qui soit capable de fonctionner dans des conditions aussi proches que possible de l'implantation finale avant de fabriquer cette dernière sous forme de SOC. Facilité de développement et disponibilité anticipée d'un prototype sont deux éléments clés pour accélérer le plan de développement d'un SOC. Les bénéfices du prototypage rapide sont nombreux : vérification en environnement réel ou ICE (In Circuit Emulation), test d'intégration, preuve de faisabilité d'un concept, développement anticipé de logiciel et définition d'architecture cible. Le terme Prototypage couvre un large panel d'activité et de moyens. Aujourd'hui, et à cause de la complexité croissante des systèmes à concevoir, la rapidité de calcul n'est plus le seul critère de choix d'une plate-forme de prototypage, les fonction-

³⁵ NGN : Next Generation Network

³⁶ SOC : system on chips

nalités telles que les communications entre composants et/ou avec les interfaces externes, la flexibilité offerte par la plate-forme de prototypage rajoutent des critères de choix pour l'architecture de la plate-forme à utiliser [19].

1.10.1 Structures de réalisation

Les structures matérielles se décomposent en catégories selon la nature de l'opération de transposition de fréquence et le nombre de blocs qu'elle utilise. Cependant ces architectures doivent répondre aux paramètres techniques fixés par la norme. Le développement rapide des communications sans-fil et l'émergence de nouveaux standards, ont sollicité la demande pour des récepteurs radio multimodes à faible coût, ce qui rend le critère d'adaptabilité au multistandard, l'un des principaux critères pour le choix définitif d'une architecture. L'architecture Hétérodyne est la plus classique des architectures, le principe consiste à la transposition de la bande du signal RF reçue autour d'une fréquence intermédiaire fixe. Si la transposition se fait en une seule étape, le récepteur est hétérodyne, si elle nécessite plusieurs étapes, le récepteur est alors appelé superhétérodyne. Cette architecture est la plus utilisée sur les mobiles de 2G grâce à ses bonnes performances en termes de sélectivité et de sensibilité, mais elle est consommatrice et incompatible aux applications multistandards [20]. Une architecture Homodyne est caractérisée par le fait qu'après le filtrage radiofréquence et l'amplification à faible bruit, le signal utile est directement transposé autour de la fréquence nulle grâce à une fréquence égale à celle du canal sélectionné. Cette architecture est qualifiée de « Zero-IF ». La troisième architecture est celle dite à fréquence intermédiaire faible, c'est une solution intermédiaire entre les deux précédemment citées. Son principe consiste à transposer le signal RF en une fréquence intermédiaire très faible de l'ordre de deux ou trois fois la largeur de la bande utile. La partie analogique est similaire à celle de l'architecture homodyne. L'architecture à faible IF offre de réelles potentialités grâce à son haut niveau d'intégration, cependant elle se trouve plus efficace pour les standards à bandes étroite que pour les standards à large bande [20].

1.10.2 Élément de base d'architecture

L'implémentation d'un prototype sur une plateforme, nécessite la présence obligatoire d'un ou de plusieurs éléments de bases, ces éléments servent à l'architecture de ce prototype, différents types de processeurs peuvent être cités dans ce contexte. Un processeur est un composant intégré (Technologie CMOS) où une partie du composant est susceptible d'exécuter des instructions selon un programme préétabli sur des données numériques. Le programme est généralement enregistré dans des mémoires numériques. L'architecture du composant est celle qui détermine d'emblée et de manière définitive les princi-

pales caractéristiques du processeur en particulier la rapidité d'exécution des instructions. Nous rappelons dans ce qui suit les plus essentiels qui rentrent dans le cadre de cette thèse.

1.10.2.1 Implémentation sur un matériel ASIC

Cette approche peut être retenue pour les applications fortement contraintes ou destinées au grand public. Elle conduit aux meilleures performances en termes de consommation, de vitesse et de surface de silicium. Cependant, le coût de développement d'un ASIC³⁷ est très élevé car sa réalisation est spécifique à l'application et les étapes de description et d'optimisation sont longues à tous les niveaux de la conception (de l'algorithme à l'implémentation physique). De plus un ASIC est figé et n'est donc pas réutilisable pour une autre application ce qui limite fortement son intérêt dans le domaine d'applications où les normes et les standards sont évolutifs et conduisent fréquemment à des mises à jour. C'est pourquoi, les algorithmes sont de moins en moins implantés sous forme d'ASIC et utilisent souvent une architecture programmable à laquelle sont adjointes des blocs ASICs pour les traitements très coûteux [21].

1.10.2.2 Implémentation sur processeur programmable (GPP et DSP)

La puissance de calcul et la flexibilité sont les objectifs premiers du GPP qui sont atteints grâce à une fréquence de fonctionnement élevée, cependant le GPP n'est pas adapté aux applications embarquées du traitement du signal pour deux principales raisons : sa dissipation d'énergie est généralement élevée et il est peu adapté au temps réel. Ces processeurs généralistes peuvent être jugés de flexibles, ergonomiques et leurs coûts sont raisonnables, mais ils posent d'évidents problèmes de performances [21].

Les DSP³⁸ comme leurs nom l'indique sont des processeurs dédiés au traitement des signaux numériques. Il allie la flexibilité d'un processeur programmable et les performances attendues pour le traitement du signal temps réel. Les architectures parallélisées telles que les VLIWs permettent d'accroître fortement la puissance de calcul au détriment de la consommation par rapport aux solutions matérielles et la facilité de programmation par rapport à la solution GPP [21].

³⁷ ASIC : *Application Specific integrated circuit*

³⁸ DSP : *Digital signal Processor*

1.10.2.3 Implémentation sur FPGA

Une approche alternative réside dans l'utilisation de circuits reconfigurables. Ceux-ci proposent un compromis intéressant entre les flexibilités du processeur et les performances de la logique câblée. Les FPGA circuits reconfigurables à granularité fine sont les plus utilisés d'entre eux. Ces circuits reprogrammables datent d'une vingtaine d'années. Les FPGA sont devenus des éléments incontournables des flots de conception de circuits numériques complexes, leur apport au niveau de la phase de prototypage des systèmes en cours de conception est indéniable. Les derniers modèles de FPGA [ALTERA][Xilinx] affichent des capacités de plusieurs millions de portes logiques équivalentes, de quoi envisager la réalisation de systèmes avec une complexité conséquente. La figure suivante présente ces différents composants en termes de caractéristiques [21].

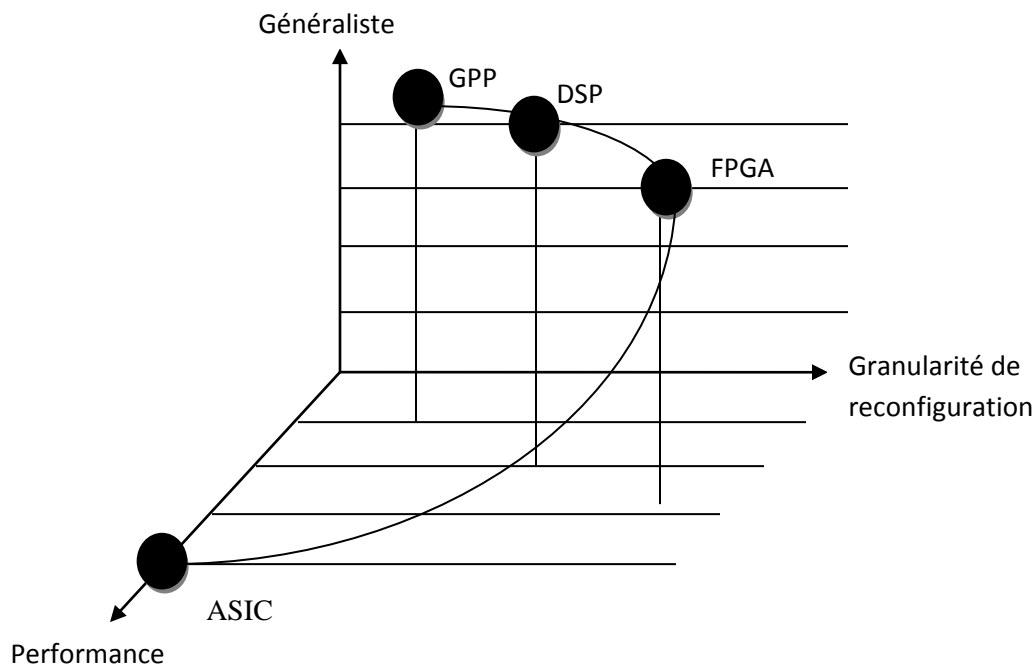


Figure 1.7 caractéristiques des processeurs et comparaison.

1.10.3 Les objectifs du prototypage

Lors de la conception d'un système plusieurs issues apparaissent, et peuvent être répondues par le biais d'un prototypage. Nous focalisons sur les problèmes majeurs confrontés lors des situations de développement les plus typiques sur lesquelles le prototypage est considéré pour les résoudre. Dans ce contexte

nous distinguons parmi les objectifs du prototypage, ceux mentionnés dans ce qui suit (Horst lichter, 1994) [22] : Un prototypage explorateur est utilisé lorsque le problème qui se présente n'est pas clair. Les idées initiales sont utilisées comme une base clarifiant les difficultés. Une importance particulière est mise sur l'exploration d'une variété de modèles pour ne pas rétrécir les idées préliminaires à une approche spécifique (à un problème où le prototypage ne peut éliminer). Le prototypage expérimental focalise sur l'implémentation technique des buts des développeurs. À travers l'expérimentation, l'utilisateur peut donner des avis ou des spécifications additionnelles sur les résultats des développeurs. Dans ce type de prototypage, l'aspect essentiel réside dans la communication fournie entre les développeurs et les utilisateurs sur les problèmes techniques et les questions sur l'ergonomie du logiciel. Un autre but du prototypage est désigné par le terme prototypage évolutionnaire ; ce dernier n'est guère considéré comme un outil de développement d'un projet unique, il est plutôt vu comme un processus continu pour l'adaptation d'une application système aux changements rapides des contraintes organisationnels. Une conséquence directe est distinguée, c'est que le rôle du développeur change : d'une part ils seront considérés initialement comme les protagonistes d'un projet personnel. Après, ils vont devenir des consultants techniques, travaillant continuellement en extrême coopération avec les utilisateurs dans le cadre de perfectionner l'application système.

1.11 Conclusion

Le présent chapitre présente d'une façon concise le contexte de développement de notre étude. L'évolution incessante des besoins de mobilité, de débit et de qualité de service, a impliqué des efforts remarquables en termes de travaux de recherches et d'investigations de nouvelles techniques de communication. Par conséquence, des organismes au niveau mondial, continental et même local ont été considéré nécessaire pour manœuvrer ces travaux vers le formalisme et vers une certaine organisation et structuration des équipes et groupes dans le domaine de recherche des méthodologies de conception cohérentes et optimisées.

L'optimisation nécessaire de la couche physique de transmission passe donc par la définition d'opérations de modulation qui permettent de synthétiser une forme d'onde adaptée au canal de transmission. L'étude et le dimensionnement de telles solutions seront détaillés au chapitre 3. Toutefois, il est nécessaire de connaître le milieu de propagation, donc les perturbations engendrées, afin de permettre une définition plus fine des traitements à mettre en œuvre pour les combattre. Le chapitre suivant fait l'objet de l'étude des phénomènes liés au canal de propagation.

Chapitre 2

Phénomènes Régissant le Canal de Propagation

Dans les systèmes de télécommunication sans fil, l'information est transportée par une onde électromagnétique se propageant à travers un canal de propagation. Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Le canal de propagation hertzien est caractérisé de variable temporellement, par opposition à d'autres canaux de transmission notamment le canal filaire caractérisés d'invariant. Cette caractéristique permet sous certaines conditions de modéliser le canal hertzien par un filtre linéaire variable dans le temps. La modélisation du canal se révèle une nécessité importante pour définir les différents phénomènes complexes influant le signal émis, à une finalité d'introduire des techniques pour combattre ces effets perturbateurs.

2.1 Aspects physiques de la propagation

Entre l'antenne d'émission et de réception, l'onde électromagnétique porteuse de l'information, subie des changements au niveau de la puissance transmise sur différents ordre ou échelle de grandeur. En observant la puissance reçue, on s'aperçoit qu'elle peut varier fortement selon le moment et le lieu d'observation. Donc on peut dire que l'onde EM se diffuse dans le milieu de propagation tout en perdant une partie de son énergie ; cela impose une contrainte en réception qui ne sera possible que si une partie du signal arrive à être captée par l'antenne du terminal récepteur. Les phénomènes se produisant dans le canal de propagation sont communément répartis en phénomènes de deux sortes. Les phénomènes à grande échelle et les phénomènes à petite échelle.

2.1.1 Phénomènes à grande échelle

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage [23]. La première cause de perte de puissance est due à la propagation de l'onde électromagnétique en espace libre, qui s'explique par la dispersion isotope de l'énergie transmise suivant les trois dimensions spatiales.

Les pertes en espaces libres augmentent avec la fréquence et avec la distance. L'effet de masquage est dû à la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Aux fréquences auxquelles opèrent les systèmes de télécommunication, l'onde électromagnétique traverse ces obstacles et subit une atténuation de puissance fonction de la nature du matériau traversé. Dans la littérature anglo-saxonne, cet effet est dit " shadowing".

2.1.2 Phénomènes à petite échelle

Les variations de la puissance à petite échelle, que l'on appelle " évanouissement" sont mesurées sur un intervalle de temps suffisamment court pour négliger une variation des phénomènes à grande échelle. Les variations de puissance observées ont pour origine la présence d'objets dans l'environnement qui engendrent plusieurs répliques du signal transmis pouvant s'additionner de manière constructive ou destructive au niveau du récepteur. Les mécanismes principaux caractérisant l'interaction de l'onde avec son environnement sont :

- a) La Réflexion : Ce phénomène intervient lorsque l'onde rencontre un obstacle dont les dimensions sont grandes comparées à la longueur d'onde. Une partie de l'onde est réfléchiée par cet obstacle avec un angle égal à celui d'arrivée, l'autre partie de l'énergie est absorbée par l'obstacle suivant le phénomène de réfraction.
- b) La Diffraction : Ce phénomène apparaît lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle dont soit les dimensions sont de l'ordre de grandeur de l'onde soit l'obstacle représente des arêtes vives. D'après le principe de "Huyghens" chaque point de l'arrête se comporte comme une source secondaire qui rayonne à nouveau l'onde dans toutes les directions.
- c) La Diffusion : La diffusion est généralement défini par le terme "Scattering", ce phénomène apparaît lorsque le trajet de l'onde est comblé d'obstacles dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou plus petite. Son énergie est dispersée dans toutes les directions.

L'influence d'un obstacle sur le signal est relative à la taille de cet obstacle vis-à-vis de la longueur d'onde du signal, notamment sa composition et sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur et aux autres objets. À titre d'exemple les diffuseurs locaux placés au voisinage de l'émetteur introduisent un étalement temporel et angulaire faible. Ceux au voisinage du récepteur par contre introduisent un grand étalement angulaire et un étalement temporel faible. Les diffuseurs lointains donne lieu généralement à

des trajets à forts étalement temporel. La figure suivante représente les différents phénomènes à l'intérieur du canal de propagation.

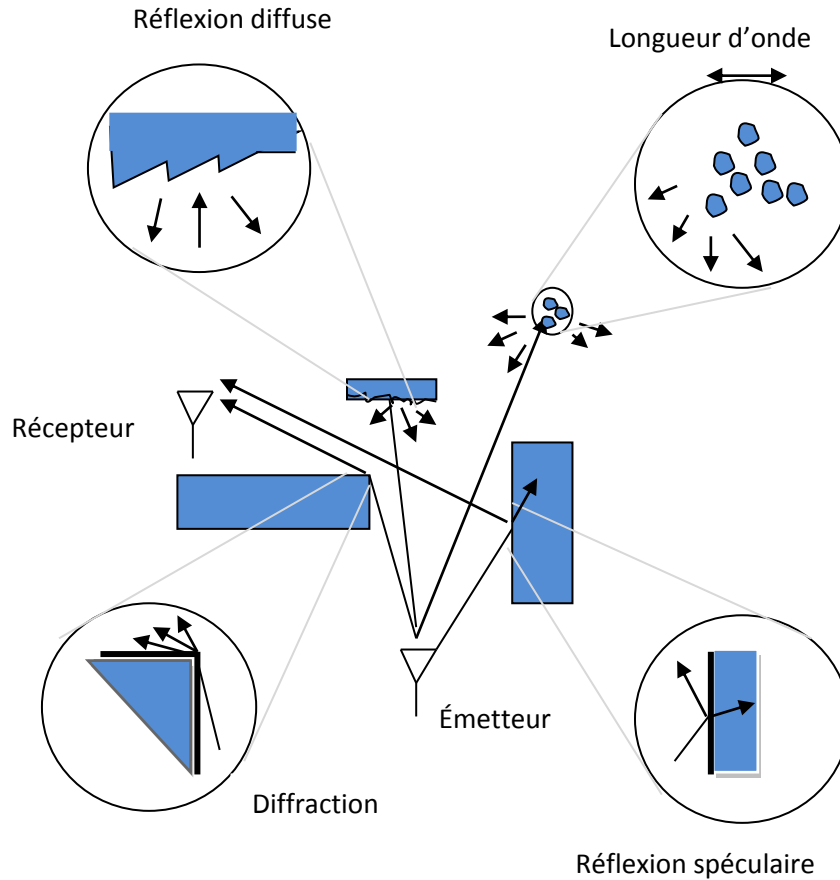


Figure 2.1 : Interaction de l'onde électromagnétique avec le milieu de propagation

La puissance reçue au niveau du récepteur est couramment modéliser en utilisant le modèle suivant :

$$Pr = PeGeGrK \frac{\lambda^2}{r^\beta} \alpha shad. \alpha^2 fading \quad (2.1)$$

Notons que cette équation est valable pour des antennes filaires identiques. Ge et Gr sont respectivement le gain de directivité de l'antenne d'émission et de réception, pour une antenne omnidirectionnelles le gain vaut 1. Les pertes en espace libre sont caractérisées par le terme $K \frac{\lambda^2}{r^\beta}$ où β est un coefficient d'atténuation compris entre 2 et 6 dépendant de l'environnement de propagation. Les termes $\alpha shad$ et $\alpha^2 fading$ sont des variables aléatoires continues. La première décrit la variation de puissance au récepteur due à l'effet grand

échelle. La seconde traduit les variations locales de puissance au récepteur dues aux multitrajets. C'est la richesse des interactions de l'onde électromagnétique avec son milieu qui implique une modélisation probabiliste des évanouissements, qu'ils soient courts ou longs termes. Les grandeurs présentes sur l'équation précédente sont dépendant du temps, cependant l'ordre de grandeur de temps de variation de ces deux effets ne sont comparable généralement : *ashad* varie beaucoup plus lentement que *afading* [24].

2.1.3 Bruits radioélectriques

Le bruit regroupe tous les signaux interférant avec une communication ; ce brouillage provient d'un signal parasite de puissance non négligeable émis à la même fréquence que le signal utile et provoquant la dégradation du rapport signal à bruit ou introduisant des distorsions. Le bruit peut être généré par les perturbations aléatoires du milieu de propagation (bruit externe) ou par les dispositifs électroniques des deux parties communicantes. Le bruit externe prend la nature d'être terrestre ou extra-terrestre tandis que le bruit interne a pour origine le mouvement Brownien des électrons présents sur les dispositifs et modéliser d'après le théorème de la limite centrale par un processus gaussien [10][25]. Dans la présente thèse toutes les contributions du bruit interne et externe seront prises en compte dans une source de bruit située en amont du récepteur. Les bruits composant le bruit interne sont dits "Blancs" et sont modélisés par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle stationnaire, présentant une densité spectrale de puissance bilatérale uniforme :

$$\gamma(f) = \frac{N_0}{2} \quad \forall f \leq 10^{13} \text{ Hz} \quad (2.2)$$

N_0 est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit.

La figure suivante schématise l'ensemble des distorsions agissant sur le signal informationnel.

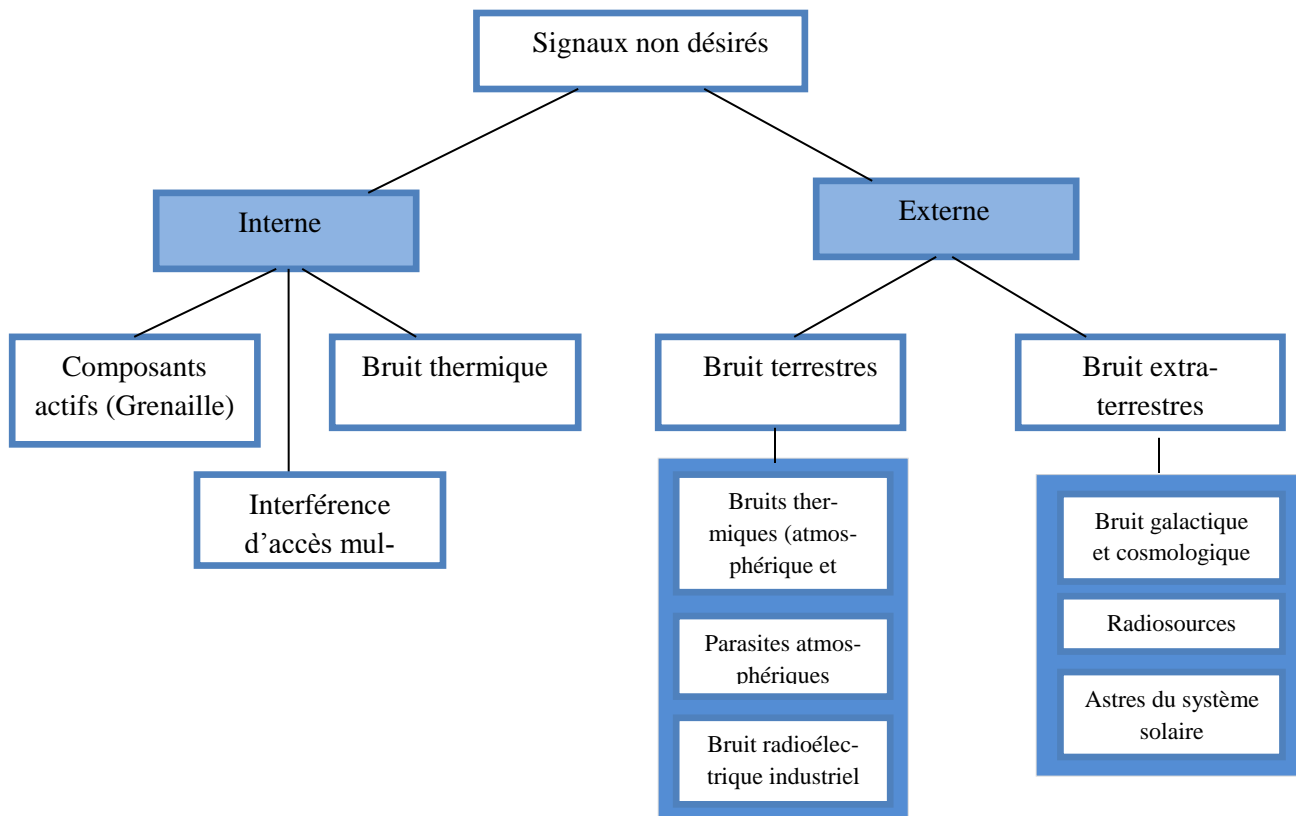


Figure 2.2: les sources de distorsions du signal

2.1.4 Les sources de distorsions du signal

De même que précédemment, on peut séparer les distorsions d'origine interne et les distorsions d'origine externe. Les distorsions du milieu peuvent se présenter comme les atténuations globales de la puissance d'autant plus grandes, que la distance est élevée et la fréquence l'est elle aussi. Pour certaines liaisons la présence de plusieurs trajets de propagation pris par l'onde, la diversité en fréquence, l'inhomogénéité spatiale du milieu et les mouvements présents, provoquent des distorsions fréquentielles, des phénomènes de masquage sélectifs en temps et/ou en espace, ainsi que des variations à petites échelles (effet Doppler entraînant des variations temporelle et spatiale et spatiale sur quelques longueurs d'ondes). Ces distorsions sont en corrélation linéaire avec la puissance d'émission concernée [11][29]. Dans le système proprement dit, on peut séparer les dégradations produites dans l'émetteur de celles produites dans le récepteur ces dégradations sont causée par des problèmes de réalisations pratiques, et sont liés par conséquent aux limites technologiques. Ces différents défauts apparaissent généralement entre la numérisation et le transcodeur couplant le signal électrique au milieu. Nombre de ces défauts peuvent être en partie corrigés par

l'exploitation de l'avantage du numérique. Concernant la partie analogique, les blocs se rapprochant le plus possible des fonctions théoriques sont néanmoins souhaitables puisqu'elles améliorent de toute façon les performances du système.

En émission on retrouve les problèmes de quadrature, de mise en forme du signal et des défauts au niveau de la transposition de fréquence. Les problèmes de quadrature proviennent d'un déséquilibre entre les voies en phase et en quadrature. Les problèmes de transposition de fréquence proviennent des oscillateurs non parfaits (décalage de porteuse et bruit de phase). Le problème de mise en forme provient du fait qu'un filtre de Nyquist théorique ne peut être réalisé pratiquement, ce filtre est bloqué par les limites théoriques notamment en termes de non causalité et d'extension temporelle infinie. L'étage d'amplification peut produire des distorsions non linéaires surtout pour des signaux à grande valeur de puissance de crête sur puissance moyenne [11][29].

En réception, trois principaux problèmes apparaissent : le problème de synchronisation fréquentielle lors de la transposition (récupération de la fréquence et la phase de la porteuse), le problème de synchronisation temporelle lors de l'opération d'échantillonnage et les problèmes de filtrages mal adaptés (passe bande et/ou passe-bas). L'ensemble de ces problèmes peuvent dégrader le rapport signal sur bruit et entraîner des IES¹. Les dispositifs de récupération de la porteuse nécessitent la mise en place de boucle à verrouillage de phase alors que les problèmes de déformation du signal et les défauts sur les instants d'échantillonnage peuvent se régler en numérique par des opérations d'égalisation [29].

En laissant à part les effets non linéaires de l'amplificateur d'émission, l'ensemble des défauts peuvent être modélisé par un filtre linéaire variant dans le temps pour chaque couple d'antennes. Généralement le bruit de phase est modélisé séparément.

¹ IES : *Interférences entre symboles*.

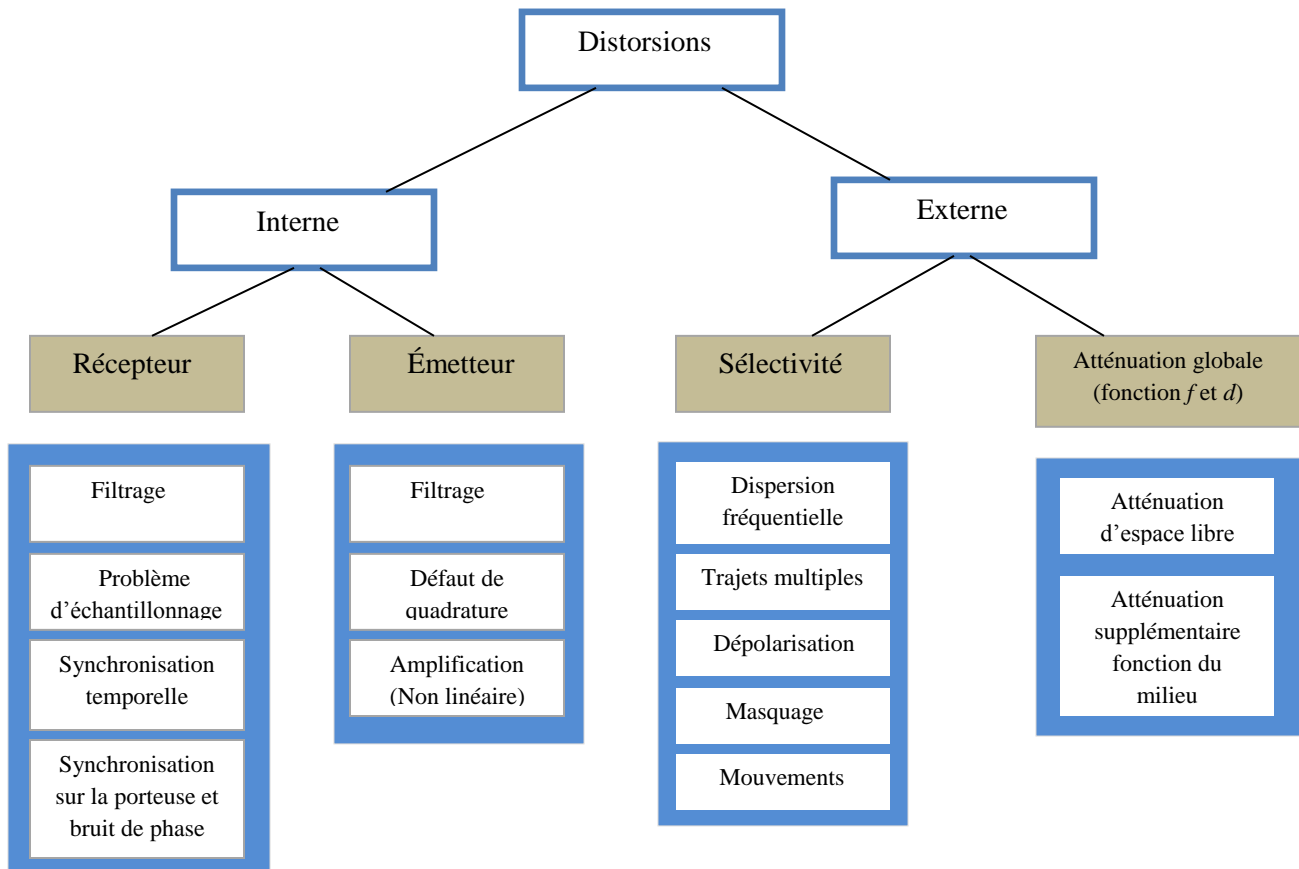


Figure 2.3 : Les sources de distorsions du signal

2.2 Caractérisation des canaux

La propagation du signal à travers le canal sans fil, engendre des variations de l'amplitude ainsi que de la phase. Ces variations dégradent les performances à moins qu'elles soient compensées au récepteur. Les fluctuations du canal sont le fruit de la superposition d'une multitude de phénomènes difficilement mesurables dans leur globalité.

2.2.1 Évanouissement lent/rapide

Ces caractéristiques, désignées sous le terme anglo-saxon par "Fast fading" et "Slow fading" font référence aux effets court terme et permettent une modélisation mathématique du canal et l'évaluation de performances des systèmes opérant dans ces canaux. La classification du canal en évanouissement est

reliée à la notion de temps de cohérence du canal T_c qui est la mesure de la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses impulsionnelles du canal à l'émission d'une fréquence pure sont considérées décorréliées. Le temps de cohérence est inversement proportionnel à l'étalement Doppler Δf_d .

$$T_c \propto \frac{k}{\Delta f_d} \quad (2.3)$$

La constante k dépend de l'environnement. L'étalement est le décalage en fréquence de l'onde reçue à cause du déplacement du récepteur. Un canal est a "Évanouissement rapide" si la durée du symbole transmis T_s est égale ou plus grande que le temps de cohérence du canal. La réalisation du canal change donc d'un symbole à un autre voir même durant le temps symbole². Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée symbole. Autrement dit la réalisation du canal est la même pour plusieurs symboles transmis. Notons que dans ce cas, les évanouissements peuvent être superposés aux effets plus long terme "Shadowing". On parle alors de canal composite. On peut conclure de ce qui vient d'être dit que la caractéristique "Évanouissement" du canal est intrinsèque au système de transmission, et ne caractérise nul le médium de propagation [12][24].

2.2.2 La sélectivité fréquentiel du canal

La sélectivité en fréquence est l'autre paramètre extrêmement important des canaux de propagation. Cette caractéristique est liée à la bande de cohérence du canal B_c (paramètre dual du temps de cohérence). C'est la mesure de la séparation fréquentielle minimale pour laquelle les réponses du canal à deux fréquences pures différentes sont considérées décorréliées. Elle est inversement proportionnelle à l'étalement temporel statistique du canal.

$$B_c \propto \frac{k'}{\tau_r} \quad (2.4)$$

τ_r est la mesure de l'étalement temporel des retards des multi-trajets. Si l'amplitude et la phase de toutes les composantes spectrales d'un signal sont affectées de la même manière par le canal, en d'autres termes si la bande du signal est inférieure ou égale à la bande de cohérence ; celui-ci est considéré comme non sélectif en fréquence, également dénommé " canal plat" dans l'autre cas du canal sélectif en fréquence, les composantes spectrales sont affectées de façon inhomogène par le canal de propagation. Notons que la sélectivité du canal est elle aussi relative aux caractéristiques du système de communication.

² Dans ce cas l'estimation du canal est faite plusieurs fois pendant le temps symbole

Les paramètres principaux permettant la caractérisation du canal sont de l'ordre de cinq :

- Les pertes en puissance.
- La dispersion temporelle-bande de cohérence.
- Le décalage Doppler-le temps de cohérence.
- Le nombre de trajets.
- L'angle moyen ou la dispersion angulaire.

Les pertes de puissance pour une position donnée sont déterminées directement à partir de la moyenne de la fonction de transfert $H(f)$ dans la bande de fréquence mesurée.

$$P_{(dB)} = 10. \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_1^N |H(f)|^2 \right) \quad (2.5)$$

Le paramètre du nombre de trajets correspondant à la présence des trajets multiples est proportionnel à la dispersion des retards. Il dépend de la résolution temporelle et de la dynamique du système de mesure. Si la résolution temporelle est $\Delta\tau$, le nombre maximal de trajets dans une fenêtre d'observation T_f :

$$K_{max} = \left(\frac{T_f}{\Delta\tau} \right) + 1 \quad (2.6)$$

Le nombre de trajets observé est lié à la caractérisation dans le domaine fréquentiel. Si la caractérisation est effectuée dans une bande de fréquence importante (large bande), l'effet de trajets multiples est observé. Par contre, celle effectuée à une seule fréquence ne permet pas d'analyser cet effet. L'autre paramètre important est la caractérisation spatiale du canal. La caractérisation angulaire du canal de propagation est importante quand les techniques d'antennes adaptatives sont employées. Dans le domaine temporel, le récepteur large bande sépare les trajets multiples par leurs retards. Dans le domaine spatial, ces trajets sont distingués par leurs directions d'arrivée.

Quand l'ouverture à 3dB de l'antenne augmente, le signal reçu est la somme de trajets multiples. L'information des directions d'arrivée peut être caractérisée par la distribution angulaire de puissance de trajets multiples $P(\varphi)$, φ représente l'angle azimutal³. La dispersion angulaire caractérisée par l'écart type angulaire φ_{RMS} est calculée par :

³ φ et $P(\varphi)$ sont respectivement la direction d'arrivée et la puissance du k ième trajet.

$$\delta_\theta = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{|F_0|^2}} \tag{2.7}$$

Avec $F_n = \int_0^{2\pi} P(\varphi) \cdot e^{-jn\theta} d\varphi$ est le $n^{\text{ième}}$ coefficient $n^{\text{ième}}$ coefficient complexe du développement en série de Fourier de $P(\varphi)$. Dans le domaine spatial, si φ_{RMS} est faible par rapport à l'ouverture φ_A de l'antenne, toute l'énergie du trajet direct est captée par l'antenne de réception et les trajets multiples ne sont pas séparés. Le canal est dit à bande étroite, par contre, quand φ_{RMS} est supérieur à l'ouverture φ_A le canal est large bande ; dans ce cas les trajets multiples sont distingués.

		<i>Domaine fréquentiel ou retard</i>		<i>Domaine spatial</i>	
		Canal non sélectif en fréquence (canal à bande étroite) $B \ll B_c$	Canal sélectif en fréquence (canal à large bande) $B \gg B_c$	Canal à bande étroite dans le domaine spatial $\varphi_{RMS} \ll \varphi_A$	Canal à large bande dans le domaine spatial $\varphi_{RMS} \gg \varphi_A$
<i>Domaine temporel ou Doppler</i>	Canal à évanouissements lents (canal non sélectif dans le temps) $T_s \ll T_c$	- Canal non dispersif ou canal à évanouissement plat. - En réception, il n'est pas nécessaire de mettre en œuvre un égaliseur.	- Canal dispersif en fréquence ou canal à évanouissement temporel plat	Un seul trajet direct, pas de trajets multiples	Les trajets multiples sont possible séparés
	Canal à évanouissements rapides (canal sélectif dans le temps) $T_s \gg T_c$	- Canal dispersif en temps ou canal à évanouissement fréquentiel plat	- Canal dispersif en temps et en fréquence		

Tableau 2.1 : Caractérisation des canaux de propagation [30]

2.3 La représentation du canal de Propagation

Étant donné que le signal reçu $s(t)$ est une superposition de répliques différemment retardées et atténuées du signal émit $e(t)$, le canal de propagation se comporte donc comme un filtre linéaire⁴. Le canal de propagation est ainsi entièrement représenté par sa réponse impulsionnelle $h(\tau)$.

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau)h(\tau)dt \quad (2.8)$$

Le signal émis étant généralement centré sur une fréquence autre que la fréquence nulle. Ce signal peut être représenté par son équivalent en bande de base (enveloppe complexe) :

$$x(t) = \Re\{\mathfrak{E}_x(t)e^{-j2\pi f_0 t}\} \quad (2.9)$$

On peut montrer qu'il y a deux façons d'exprimer le filtre en bande de base $h_{eq}(\tau)$ équivalent au filtre dans la bande réelle⁵ $h(t)$.

$$h_{eq1}(\tau) = \frac{1}{2\mathfrak{E}_h(\tau)} \quad (2.10)$$

$$h_{eq2}(\tau) = h(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau} \quad (2.11)$$

Les trois représentations suivantes de la figure 2.4 sont donc équivalentes pour observer l'effet du canal sur le signal émis. La fonction $\gamma(t) \equiv \mathfrak{E}_h(t)$ est équivalente à l'enveloppe complexe.

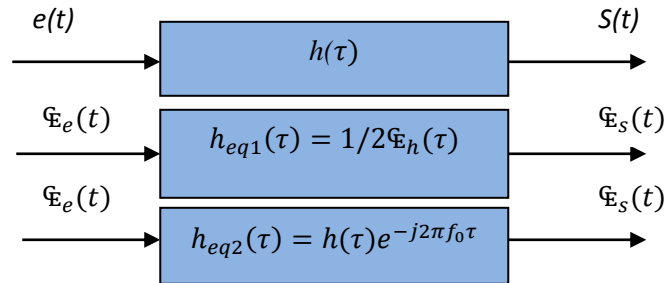


Figure 2.4 : Représentation équivalentes du canal.

⁴ Un filtre linéaire est entièrement décrit par sa réponse fréquentielle en amplitude (gain) et sa réponse en phase

⁵ f_0 est généralement la fréquence centrale de la bande considérée, mais cette condition n'est pas nécessaire.

2.4 Canaux déterministes

La représentation du canal sous la forme d'une réponse impulsionnelle n'est valide que dans le cas d'un canal statique. En pratique l'environnement ou la position des antennes peuvent variés, et le canal sera dépendant en temps. La réponse impulsionnelle déjà fonction du retard, sera d'avantage dépendante du temps $h(t, \tau)$. La représentation du filtre peuvent se présentée dans le domaine temporel ou fréquentiel, ceci conduit à quatre fonctions de transfert qui peuvent être utilisées pour décrire le canal radio d'après [13][26]. Le diagramme suivant a été défini par [26] et repris par [27].

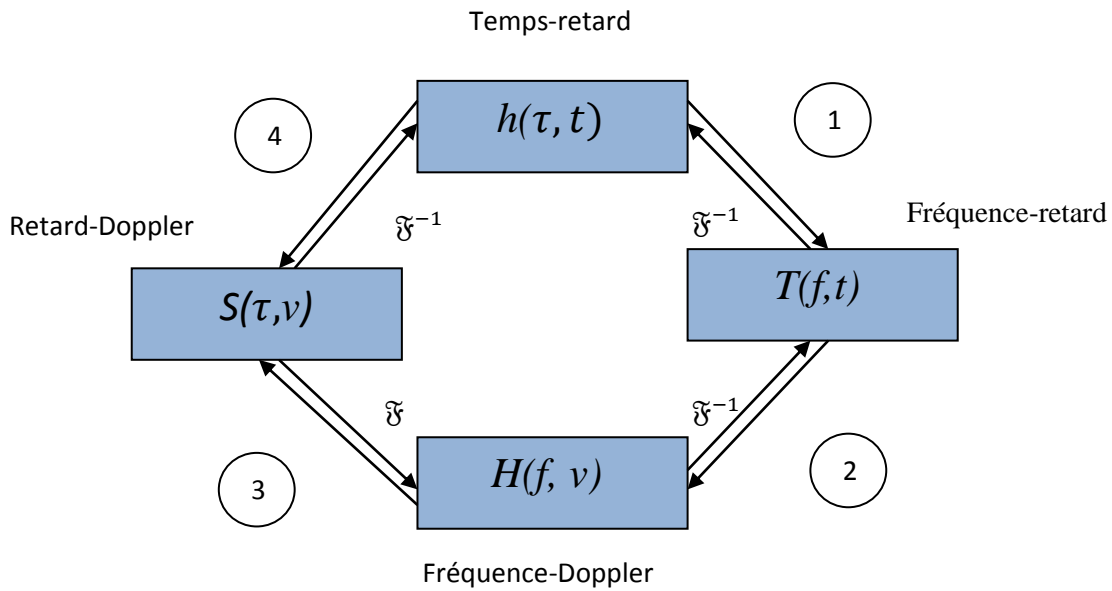


Figure 2.5 : Diagramme de Bello pour la représentation du canal ⁶[27].

La fonction $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle variant dans le temps, qui relie le signal reçu au signal émit suivant l'opération de filtrage suivante :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \tag{2.12}$$

L'équation précédente donne une représentation physique du canal comme un continuum⁷ de diffuseurs fixes [14][27] car présentant un retard constant et scintillants ce qui traduit l'évolution temporelle.

⁶ 1 et 3 : Transformé de Fourier selon $\hat{\omega}$; Transformé inverse selon f .

² et 4 : Transformé de Fourier selon t ; Transformé inverse selon $\hat{\omega}$ (Décalage Doppler)

Tout comme la réponse impulsionnelle dans l'espace temps-retard qui désigne l'étalement des retards, d'autres relations peuvent être définis d'après le diagramme précédant. La réponse bifréquentielle aussi nommée dispersion Doppler, elle relie le spectre du signal reçu $S(f)$ au spectre du signal émis $E(f)$.

$$H(f, \nu) = \iint_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi(\nu t + f\tau)} dt d\tau \quad (2.13)$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.14)$$

Cette équation met en évidence que le spectre du signal de sortie est une superposition des répliques du spectre d'entrée ayant subi un décalage Doppler et un filtrage. Elle permet d'identifier directement des décalages en fréquence et elle est utilisée pour la caractérisation de la sélectivité en fréquence du canal. Deux autres modélisations du canal définit dans [15] [28] et [16][30], consiste à le représenter soit dans l'espace Retard-Doppler ou Fréquence-Temps. La première fonction permet d'observer simultanément la dispersion introduite par le canal dans le domaine temporel et fréquentiel :

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.15)$$

$$s(t) = \iint_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{-j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (2.16)$$

Le signal de sortie est une somme de répliques du signal d'entrée ayant subi un retard et décalage Doppler.

La deuxième approche relie le signal temporel de sortie $s(t)$ au spectre du signal d'entrée $E(f)$ en utilisant la fonction de transfert variant dans le temps.

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.17)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f) T(f, t) e^{j2\pi f t} df \quad (2.18)$$

2.5 Canaux aléatoires

Nous avons présenté précédemment que selon le canal de propagation, qu'il soit variant ou non dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal dépendra seulement du retard $h(\tau)$ ou bien du temps et du retard $h(t, \tau)$. Le signal émis en passe bande s'exprime par son enveloppe complexe :

$$e(t) = \Re\{\mathbb{E}_e(t) e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (2.19)$$

Si le canal de propagation contient k trajets, le signal reçu en passe bande peut s'écrire comme suit [30] :

$$s(t) = \Re\{\mathfrak{E}_s(t)e^{j2\pi f_0 t}\} + n(t) \quad (2.20)$$

Où

$$\mathfrak{E}_s(t) = \sum_{k=1}^k a_k(t) \cdot \mathfrak{E}_{e_k}(t - \tau_k) \cdot e^{j\theta_k(t)} \quad (2.21)$$

a_k , τ_k , θ_k sont respectivement l'amplitude, le retard et la phase du k ième trajet.

$n(t)$ est le bruit additif gaussien.

La réponse impulsionnelle en bande de base du filtre variant au cours du temps s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^k a_k(t) \cdot \delta(t - \tau_k(t)) \cdot e^{j\theta_k(t)} \quad (2.22)$$

Où les variables τ et t correspondent respectivement à l'axe des retards et du temps.

Les signaux émis et reçus en bande de base sont reliés par la relation :

$$\mathfrak{E}_s(t) = h(t, \tau) * \mathfrak{E}_e(t) \quad (2.23)$$

Dans le cas de la caractérisation du canal, le paramètre angle d'arrivée en azimut peut être ajouté afin de tenir compte de la dépendance du canal en fonction des angles d'arrivée sur un réseau d'antennes en réception. La réponse impulsionnelle devient donc dépendante de l'angle [30] :

$$h(t, \tau, \varphi) = \sum_{k=1}^k a_k(t) \cdot \delta(t - \tau_k(t)) \cdot \delta(\varphi - \varphi_k(t)) e^{j\theta_k(t)} \quad (2.24)$$

Notons juste qu'une relation peut être établie entre $h(t, \tau, \varphi)$ et $h(t, \tau)$, par le biais du diagramme de rayonnement complexe de l'antenne $g(\varphi)$:

$$h(t, \tau) = \int_0^{2\pi} h(t, \tau, \varphi) \cdot g(\varphi) \cdot d\varphi \quad (2.25)$$

Les équations définies précédemment sont destinés aux canaux déterministes, ce qui n'est pas le cas de la pratique. Souvent les fluctuations du canal de propagations sont le fruit de la superposition d'une multitude de phénomènes difficilement mesurables dans leur globalité. Dès lors, les variations du canal revêtent un caractère aléatoire, et il n'est plus possible de les traiter de façon déterministe. On caractérise le canal

de propagation de façon statistique. Généralement ces études se limitent à une description du canal en second ordre, par la connaissance des fonctions d'autocorrélation⁸ des fonctions caractérisant le canal.

$$R_h(t, t'; \tau, \tau') = E[h(t, \tau).h^*(t', \tau')] \quad (2.26)$$

$$R_H(f, f'; \nu, \nu') = E[H(f, \nu).H^*(f', \nu')] \quad (2.27)$$

$$R_T(f, f'; t, t') = E[T(f, t).T^*(f', t')] \quad (2.28)$$

$$R_S(\tau, \tau'; \nu, \nu') = E[S(\tau, \nu).S^*(\tau', \nu')] \quad (2.29)$$

La représentation du canal radio aléatoire peut être simplifiée en considérant des hypothèses sur les caractéristiques du canal.

2.5.1 Hypothèse du canal WSS

L'hypothèse WSS (Wide Sense Stationary) consiste à supposer le canal de propagation stationnaire au sens large dans le temps vis-à-vis des variations rapides. Les variations lentes sont considérées négligeables, et les variations rapides stationnaire à l'ordre 2 [17][31]. Cela veut dire que la valeur de l'espérance de la réponse impulsionnelle du canal est invariante dans le temps et une autocorrélation $R_h(t, t'; \tau, \tau')$ qui ne dépend du temps que de la différence des temps $\Delta t = t - t'$. En pratique cela signifie que les statistiques de fluctuation du canal ne change pas sur un court intervalle de temps Δt . En outre, cela implique une décorrélation dans le domaine Doppler [31]. Il est possible d'interpréter la notion WSS de façon à ce que les statistiques d'ordre deux du canal restent les mêmes dans ce temps ; cette interprétation ne signifie pas que la réponse impulsionnelle reste la même dans le temps. Ainsi on peut dire que la condition du WSS implique que si différents diffuseurs donnent des déplacements Doppler, les contributions des différents diffuseurs sont non corrélées [18][32]. Dans le cas des canaux non sélectifs en fréquence, la fonction de transfert $T(t, f)$ devient une fonction à une seule variable $T(t)$. La fonction d'autocorrélation devient :

$$R_h(t, t') = R_h(t, t + \Delta t) = R_h(\Delta t) \quad (2.30)$$

En prenant l'exemple de la double transformé de Fourier entre $R_h(t, t'; \tau, \tau')$ et $R_S(\tau, \tau'; \nu, \nu')$ et en appliquant $\hat{t} = \Delta t = t' - t$:

⁸ $E[.]$ représente l'espérance mathématique et $(.)^*$ l'opération de conjugaison.

$$\begin{aligned}
R_S(\tau, \tau'; \nu, \nu') &= \iint_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, t'; \tau, \tau') \cdot e^{j2\pi(t'\nu' - t\nu)} dt dt' \\
&= \ddot{a}(\nu - \nu') \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\hat{t}; \tau, \tau') \cdot e^{-j2\pi(\hat{t}\nu)} d\hat{t} \\
&= \ddot{a}(\nu - \nu') P_S(\tau, \tau'; \nu)
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Où le terme P_S peut être identifié à une densité spectrale de puissance obtenue à partir de $R_h(\hat{t}; \tau, \tau')$ par application du théorème de *Wiener-Kinchine*. Cette relation indique que le contenu spectral du signal est décorréolé pour différents retard Doppler.

2.5.2 Hypothèse du canal US⁹

Cette hypothèse est nommée également hypothèse à diffuseurs non corrélés, consiste à supposer que les perturbations dues à des diffuseurs, causant des retards différents sont décorréolées et implique la stationnarité en fréquence [31].

$$R_H(f, f'; \nu, \nu') = R_H(f, f + \Delta f; \nu, \nu') = R_H(\dot{U}; \nu, \nu') \tag{2.32}$$

$$R_T(f, f'; t, t') = R_T(f, f + \Delta f; t, t') = R_T(\dot{U}; t, t') \tag{2.33}$$

Si les deux hypothèses sont groupées, le canal est dit WSSUS. Il s'agit de la classe la plus simple des canaux, qui présentent une dispersion décalée à la fois dans le domaine des retards et des décalages Doppler. Les fonctions de caractérisation du canal se simplifient de la manière suivante :

$$R_h(t, t + \hat{t}; \tau, \tau') = \ddot{a}(\tau' - \tau) P_h(\hat{t}; \tau) \tag{2.34}$$

$$R_H(f, f + \dot{U}; \nu, \nu') = \ddot{a}(\nu' - \nu) P_H(\dot{U}; \nu) \tag{2.35}$$

$$R_T(f, f + \dot{U}; t, t + \hat{t}) = R_T(\dot{U}; \hat{t}) \tag{2.36}$$

$$R_S(\tau, \tau'; \nu, \nu') = \ddot{a}(\tau' - \tau) \ddot{a}(\nu - \nu') P_S(\tau, \nu) \tag{2.37}$$

⁹ US : *Uncorrelated Scattering*

2.6 Techniques de sondage du canal

La caractérisation du canal est effectuée par la mesure de la propagation dans l'environnement. Elle apporte les données expérimentales permettant la détermination des paramètres du canal (le temps de cohérence, la bande de cohérence, etc.). Ces paramètres sont très importants pour la prédiction des performances ou des limites d'un système de communication. L'auteur de [19] et [33] fait une étude pratique d'un sondeur de canal minier souterrain large bande. Les sondeurs de canaux peuvent être classés en fonction du type de signal émis de la manière suivante :

1. Techniques de mesure par impulsion directe
2. Technique d'étalement spectrale en utilisant des séquences pseudo-aléatoire PAaléatoire PA ou PRBS¹⁰.
 - Technique de compression d'impulsion ou de corrélation.
 - Technique de corrélation glissante.
 - Technique de mesure par filtre adapté.
 - Technique de mesure par acquisition large bande.
3. Technique utilisant le domaine fréquentiel.

Les deux premières méthodes sont dites dans le domaine temporel. La troisième dans le domaine fréquentiel. Le tableau de la page suivante donne une classification de ces méthodes.

Un sondeur de canal de propagation génère un signal périodique de référence $x(t)$ ¹¹ donné par [20] [34]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{p}(t + kT_{rep}) \quad (2.38)$$

Constitué d'une répétition d'impulsions $P(t)$. Le signal reçu au niveau du récepteur s'écrit :

$$y(t) = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \right) * f(t) * P'(t) + n(t) \quad (2.39)$$

C'est une convolution du signal de référence avec la réponse impulsionnelle du canal, la fonction de filtrage $f(t)$, et l'estimation du signal de référence $p'(t)$; l'ensemble en présence du bruit blanc additif

¹⁰ PRBS : Pseudo Random Binary Sequence

¹¹ Représentation complexe en bande de base

gaussien BBAG $n(t)$. La fonction de filtrage inclue l'ensemble des distorsions linéaires. L'estimation du signal de référence peut être obtenue par filtrage adapté $P'(t) = P^*(t)$ ou par filtrage inverse :

$$P'(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \frac{1}{\mathfrak{F}\{P(t)\}} \right\}, \mathfrak{F}\{P(t)\} \neq 0 \quad (2.40)$$

En réalité l'estimation ne se fait pas directement sur le signal de référence, mais plutôt sur l'impulsion filtrée, caractérisée lors de la phase de calibrage.

$$P(t) = f(t) * \tilde{p}(t) \quad (2.41)$$

La fonction de transfert du sondeur $H_{\text{sondeur}}(f)$ est la transformée de Fourier de la réponse du sondeur lorsque l'émetteur et le récepteur sont reliés l'un à l'autre lors de la phase de calibrage :

$$H_{\text{sondeur}}(f) = \mathfrak{F}\{f(t) * p'(t) * \tilde{p}(t)\} \quad (2.42)$$

Souvent la fonction de transfert devrait être plate dans la bande d'analyse du sondeur, ainsi l'estimation du signal de référence peut être approchée par une Dirac $p'(t) * p(t) \approx \delta(t)$, et le signal en sortie du récepteur devient :

$$y(t) \approx \sum_k h(t, t - kT_{rep}) \quad (2.43)$$

Techniques de mesure de propagation	
Traitement des signaux large bande	Traitement des signaux à bande étroite
Techniques d'impulsions directes	Techniques utilisant des séquences PA : Technique de corrélation
Techniques utilisant des séquences PA : mise en œuvre de filtre adapté	Techniques utilisant des séquences PA : Technique de corrélation glissante
Techniques utilisant des séquences PA : acquisition à large bande	Technique de modulation continue en Fréquence (FMCW ou Chirp)
	Technique à balayage fréquentiel (Mode pas à pas)
Techniques de mesure de propagation	
Domaine Temporel	Domaine Fréquentiel
Techniques d'impulsions directes	Technique de modulation continue en Fréquence (FMCW)
Techniques utilisant des séquences PA : mise en œuvre de filtre adapté	FMCW : Frequency Modulation Continuous Wave
Techniques utilisant des séquences PA : acquisition à large bande	
Techniques utilisant des séquences PA : Technique de corrélation	
Techniques utilisant des séquences PA : Technique de corrélation glissante	Technique à balayage fréquentiel (Mode pas à pas)

Tableau 2.2 : Techniques de mesure de propagation

2.6.1 Techniques Temporelles

Les techniques temporelles, bien que pouvant se présenter sous différentes formes, ont un point en commun : le signal émis est à large bande ; contrairement aux mesures fréquentielles, le récepteur doit traiter simultanément des signaux de fréquences différentes, permettant de recourir le temps de mesure.

L'idée du sondage par "impulsions" était d'émettre un signal radiofréquence impulsionnel, et en réception d'observer les différents échos [21][35]. Le récepteur effectue une démodulation cohérente puis retrouve sur les voies en phase et en quadrature l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle du canal. Le signal émis est sous la forme : $e(t) = \Pi_{\Delta t}(t) \cos(2\pi f_{OL} t)$ avec $\Pi_{\Delta t}(t)$ étant la fonction porte définie par [34] :

$$\Pi_{\Delta t}(t) = \begin{cases} 1 & t \in [-\frac{\Delta t}{2}; \frac{\Delta t}{2}] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La figure suivante (2.6) donne un schéma explicatif de cette méthode :

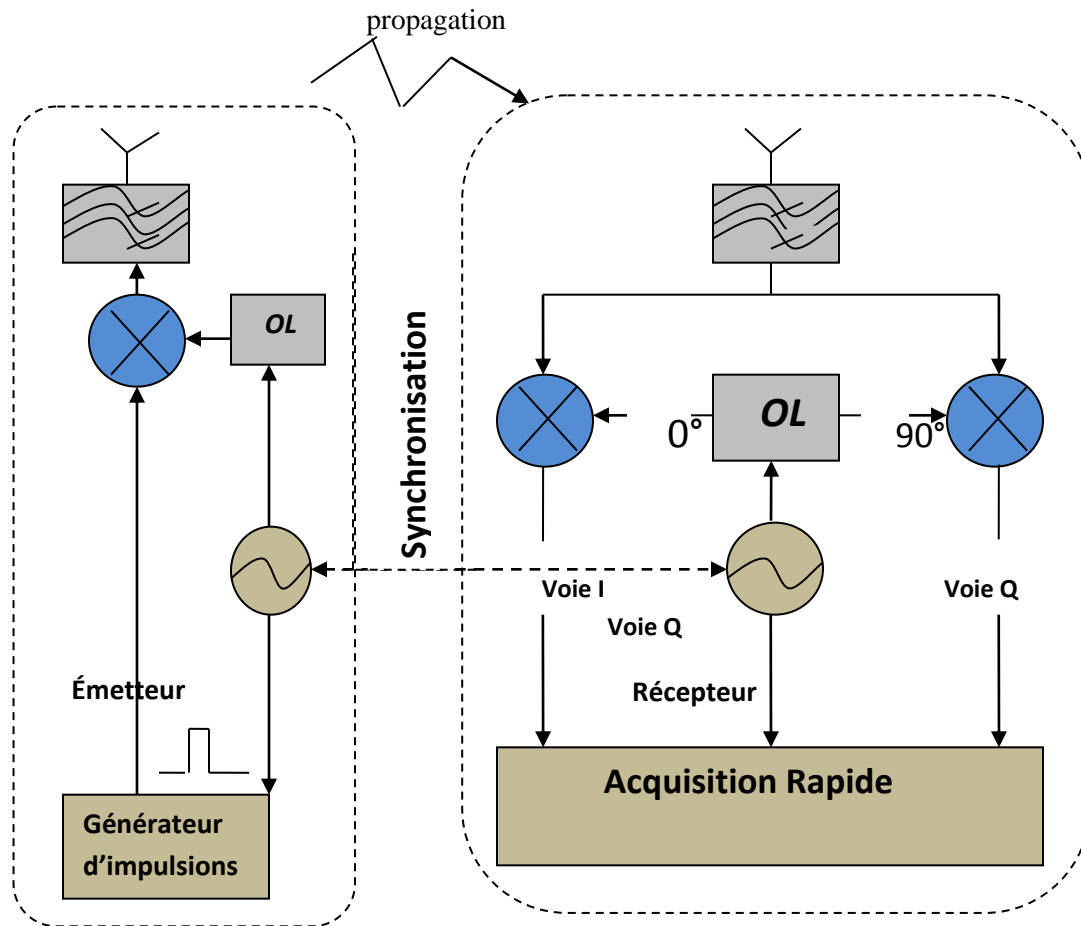


Figure 2.6 : Mesures par impulsions

Cette technique, d'un point de vue pratique nécessite un système d'acquisition rapide, capable d'échantillonner les signaux reçus à au moins deux fois la bande d'analyse. Les autres techniques de sondage temporelles sont étudiées en détail en [34]. La mesure par "filtre adapté" permet d'augmenter le rapport signal sur bruit en réception. Dans ce cas le signal émis $e(t)$ est un code PA à longueur maximale L modulant en phase une porteuse à la fréquence d'étude, grâce aux propriétés d'autocorrélation des codes PA, la mise en œuvre d'un filtre adapté au code en réception, permet de retrouver la réponse impulsionnelle $h(\hat{o}, t)$ du canal de propagation. La réponse impulsionnelle du filtre est définie par :

$$h_{FA}(t) = \begin{cases} \frac{1}{LT_c} c(LT_c - t) & \text{pour } t \in [0, LT_{chip}[\\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La technique de corrélation glissante connue sous le nom de corrélateur de COX, est un procédé astucieux, reposant sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des codes PA à longueur maximale, afin de déterminer la réponse impulsionnelle du canal. Le cœur du système est composé de deux générateurs de codes PA identiques de longueur L . le premier code $c(t)$ est généré à l'émission et transposé à la fréquence d'étude avant d'être émis. Une légère différence de débits entre les codes $c(t)$ et $c'(t)$ permet d'effectuer, au niveau du récepteur, une corrélation glissante entre le code reçu et le code du récepteur. Lorsque les deux codes se trouvent en phase, un pic de corrélation est observé, correspondant à l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle. Le glissement permet de balayer toute la réponse impulsionnelle et donc de caractériser complètement le canal de propagation.

2.6.2 Techniques Fréquentielles

Les techniques de sondage dans le domaine fréquentiel peuvent être basées sur l'utilisation d'un analyseur de réseau VNA¹² pour effectuer des mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes GSM, DCS, ISM. Cette technique très attrayante, en raison de la simplicité de mise en œuvre et des performances élevées en termes de résolution et de dynamique, ne permet pas d'effectuer des mesures sur des canaux à l'extérieur des bâtiments ou variant trop rapidement dans le temps. Ces limitations sont principalement dues à l'outil de mesure. La faible couverture en distance de mesures est due au fait que le VNA est à la fois l'émetteur et le récepteur. Le temps de balayage de l'analyseur est proportionnel au nombre de points d'analyse (longueur de la réponse impulsionnelle) et de la bande analysée. Les limitations des tech-

¹² Vector Network Analyser

niques de mesure fréquentielle peuvent être surmontées grâce à l'utilisation de composants numériques de synthèse de fréquence DDFS¹³ permettant une génération rapide de forme d'onde de type Chirp.

Mesure par balayage de fréquence : cette technique de mesure comme la technique de corrélation glissante évoquée est une technique s'appuyant sur une compression fréquentielle permettant une réduction de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition à mettre en œuvre et une réduction significative de la bande de bruit. Les techniques Chirp emploient des techniques similaires à étalement de spectre par corrélation glissante, basées soit sur le filtrage adapté, soit sur le principe de mélangeur et filtrage passe bas entre le Chirp émis et un chirp généré au niveau du récepteur. Contrairement aux techniques de sondage temporelle et aux techniques Chirp avec filtrage adapté, la méthode utilisant le principe « mélange-filtrage » mesure non pas la réponse impulsionnelle mais sa transformée de Fourier, c'est-à-dire la fonction de transfert variant dans le temps [34].

2.7 Modèles de canaux de propagation

Selon les différents types d'environnements Indoor et Outdoor, plusieurs méthodes de classification des modèles de canaux sont proposées dans la littérature. Une classification possible est celle donnée sur la figure en dessous où on distingue les modèles déterministes, les modèles statistiques et les modèles hybrides créés par programmation et qui sont un mélange des deux modèles précédents.

¹³ *Direct Digital Frequency Synthesis*

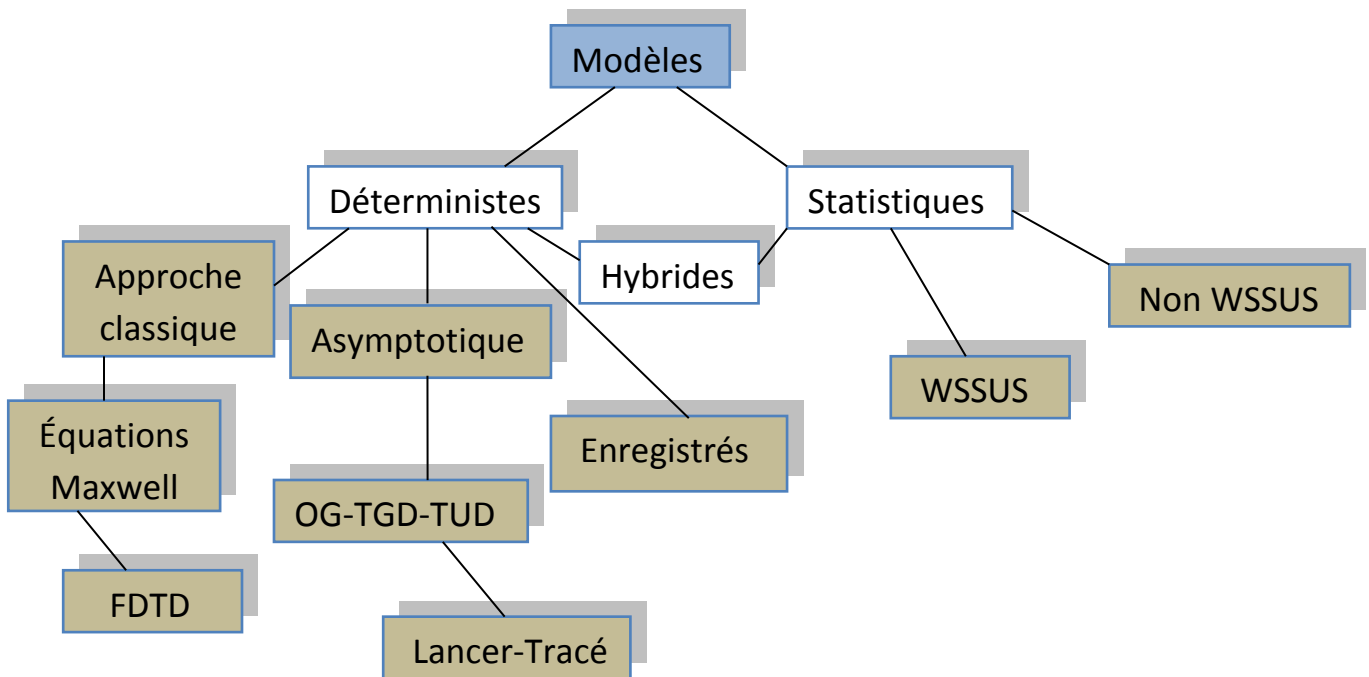


Figure 2.7 : Modèles de canaux de propagations

Les modèles déterministes sont basés sur une description précise de l'environnement de propagation, ces modèles ne sont pas valables que pour des sites où le canal est invariant dans le temps, sauf si le mouvement perturbateur est parfaitement connu. L'approche classique est développée par la théorie de l'électromagnétisme régie par les équations de Maxwell. Une méthode utilisée pour la résolution de ces équations est la méthode des différences finies appliquée en domaine temporel (FDTD¹⁴). Les approches asymptotiques retenues pour conduire à la représentation des champs par des rayons sont l'Optique Géométrique (OG) et la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD) ou la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [22][37]. La technique du lancer de rayons consiste à tracer des rayons directes, réfléchis, transmis ou bien diffusés, de la position du réseau d'antennes d'émission vers la position du réseau d'antennes de réception dans un espace à trois dimensions ; un exemple de ces modèles, le modèle GRIMM développé par France Télécom.

¹⁴ FDTD : Finite Difference Time Domain)

Les modèles statistiques sont obtenus à partir des mesures de réponses du canal. Ils visent à décrire l'évolution des paramètres du canal par des lois statistiques pour obtenir la représentation la plus réaliste possible du canal. Citons par exemple, les lois de Rice ou de Rayleigh qui régissent les variations des amplitudes des trajets ou la loi de poisson qui décrit la variation des retards. La distribution de Rayleigh est utilisée pour modéliser les évanouissements dus aux multi-trajets lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. C'est un des canaux courant en milieux urbains denses, la densité de probabilité de \hat{a} ¹⁵ suit une loi de Rayleigh.

$$P(\hat{a}) = \frac{2\hat{a}}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{\hat{a}^2}{\sigma^2}\right) \quad \hat{a} \geq 0 \quad (2.44)$$

Le modèle de Rice est souvent utilisé pour caractériser un environnement de propagation comprenant une composante spéculaire forte due à une vue directe entre l'émetteur et le récepteur, et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement. La densité de probabilité de l'amplitude du coefficient complexe du canal suit une loi de Rice :

$$P(\hat{a}) = \frac{2(1+k).e^{-k\hat{a}}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(1+k)\hat{a}^2}{\sigma^2}\right) I_0\left(2\hat{a}\sqrt{\frac{k(1+k)}{\sigma^2}}\right) \quad \hat{a} \geq 0 \quad (2.45)$$

K étant le paramètre de Rice correspondant au rapport entre la puissance de la composante spéculaire (LOS) et la puissance moyenne des multi-trajets de composante diffuse. I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0. D'autres types de lois existent dans la littérature, nous citons la loi "Log-normal shadowing", "Nakagami-m"... etc.

Il existe aussi des modèles normalisés qui sont des modèles définis par les organismes de normalisation européens comme ETSI, notamment avec les modèles BRAN, et internationaux comme IUT-R jouant un rôle essentiel dans la gestion du spectre des radiofréquences. Par ailleurs, des modèles ont été définis par des organismes de partenariat entre l'Europe (ETSI) et l'Asie dans le but de standardiser les systèmes de radiocommunication de troisième génération, notamment le 3GPP et 3GPP2 [37]. Ces deux organismes ont unifié leurs efforts dans le domaine de la caractérisation et la modélisation du canal et ont défini un modèle plus complet, celui du SCM qui fournit de façon statistique les paramètres nécessaires à la description des canaux MIMO, comme la puissance, l'amplitude, la phase, les retards, les DoD et DoA de chaque trajet, pour une simulation Indoor et Outdoor. De plus les actions COST¹⁶ sont des actions de recherche

¹⁵ \hat{a} Variable aléatoire reliée à l'amplitude de l'évanouissement du canal.

¹⁶ COST: Cooperation in Science and technology.

non compétitive menées par des pays Européen. Par exemple le modèle COST 273 offre un nouveau modèle de canal MIMO [37].

2.8 Sélection de Modèle de canal de propagation

2.8.1 Modèle de canaux SISO

Plusieurs mesures ont été faites afin de caractériser les environnements. À partir des campagnes de mesures faites par le projet BRAN¹⁷ de l'ETSI, cinq modèles de canaux synthétiques ont été élaborés pour simuler les environnements de propagation [23] [38]. Ces modèles décrivent des évanouissements suivant une loi de Rayleigh. Ces mesures ont montré que les canaux sont généralement NLOS, excepté le canal BRAN-D. le canal BRAN-E est le seul à être caractérisé comme extérieur. Chaque modèle est composé de 18 trajets et la distance entre émetteur et récepteur se situe entre 50 à 150 mètres. Les retards des différents trajets sont représentés sur les tableaux en dessous, comme sont multiples de 10ns, un suréchantillonnage d'un facteur de 5, suivi d'un filtrage passe-bas sur la bande de 100 MHz doit être effectué. Concernant la mobilité, à part le canal BRAN-E, les autres canaux ont une mobilité réduite de 1m/s [24][39]. L'effet Doppler est généré par un modèle de Jackes de fréquence Doppler maximale F_d . Les canaux suivants sont des canaux BRAN-SISO.

Retards (ns)	0	10	20	30	40	50	60	70	80
Amplitude (dB)	0.0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9
Retards (ns)	90	110	140	170	200	240	290	340	390
Amplitude (dB)	-7.8	-4.7	-7.3	-9.9	-12.5	-13.7	-18.0	-22.4	-26.7

Tableau 2.3 : Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-A

Retards (ns)	0	10	20	30	50	80	110	140	180
Amplitude (dB)	-2.6	-3.0	-3.5	-3.9	0.0	-1.3	-2.6	-3.9	-3.4
Retards (ns)	230	280	330	380	430	490	560	640	730
Amplitude (dB)	-5.6	-7.7	-9.9	-12.1	-14.3	-15.4	-18.4	-20.7	-24.6

Tableau 2.4 : Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-B

¹⁷ Une largeur de bande de 20Mhz a été allouée sur une fréquence porteuse de 5.2GHz.

Retards (ns)	0	10	20	30	50	80	110	140	180
Amplitude (dB)	-3.3	-3.6	-3.9	-4.2	0.0	-0.9	-1.7	-2.6	-1.5
Retards (ns)	230	280	330	400	490	600	730	880	1050
Amplitude (dB)	-3.0	-4.4	-5.9	-5.3	-7.9	-9.4	-13.2	-16.3	-21.2

Tableau 2.5 : Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-C

Retards (ns)	0	10	20	30	50	80	110	140	180
Amplitude (dB)	0.0	-10	-10.3	-10.6	-6.4	-7.2	-8.1	-9.0	-7.9
Retards (ns)	230	280	330	400	490	600	730	880	1050
Amplitude (dB)	-9.4	-10.	-12.3	-11.7	-14.3	-15.8	-19.6	-22.7	-27.6

Tableau 2.6 : Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-D

Retards (ns)	0	10	20	40	70	100	140	190	240
Amplitude (dB)	-4.9	-5.1	-5.2	-0.8	-1.3	-1.9	-0.3	-1.2	-2.1
Retards (ns)	320	430	560	710	880	1070	1280	1510	1760
Amplitude (dB)	-0.0	-1.9	-2.8	-5.4	-7.3	-10.6	-13.4	-17.4	-20.9

Tableau 2.7 : Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN-E

Canal	Nb de trajets	Étalement des retards	Visibilité	Caractéristique	Environnement
A	18	50ns	NLOS	Rayleigh	Intérieur (bureau, zone ouverte)
B	18	100ns	NLOS	Rayleigh	Intérieur (bureau, zone fermée)
C	18	150ns	NLOS	Rayleigh	Idem B, avec points d'accès différents.
D	18	140ns	LOS	Rice	Idem c, avec trajet direct
E	18	250ns	NLOS	Rayleigh	Zone ouverte étendue (hall)

Tableau 2.8 : Modèles de canaux BRAN

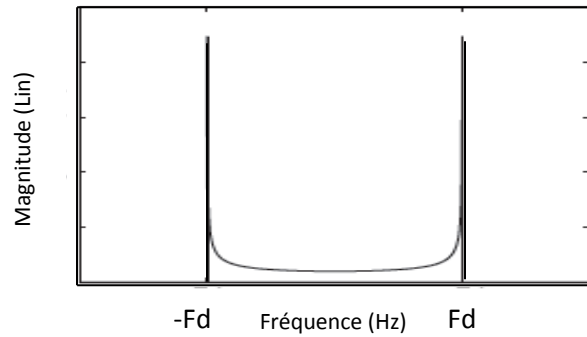


Figure 2.8: Effet Doppler par modèle de Jackes

Si nous prenons l'exemple du canal BRAN-A, il correspond à un environnement intérieur de type bureau, possédant 18 trajets avec un temps maximale d'excursion égale à 390 nano seconde ce qui fait une bande de cohérence $B_{coh} = 2.56\text{MHz}$ et un gain de diversité fréquentielle égale à 8. Dans un tel environnement, la vitesse du mobile est fixée à 3m/s, ce qui fait une fréquence Doppler maximale $F_d = 52\text{MHz}$ et un temps de cohérence $T_{coh} = 19.2$ micro seconde, ce qui implique une invariance temporelle du canal sur un nombre important de symbole transmis [38]. La réponse impulsionnelle de ce canal est donnée sur la figure suivante :

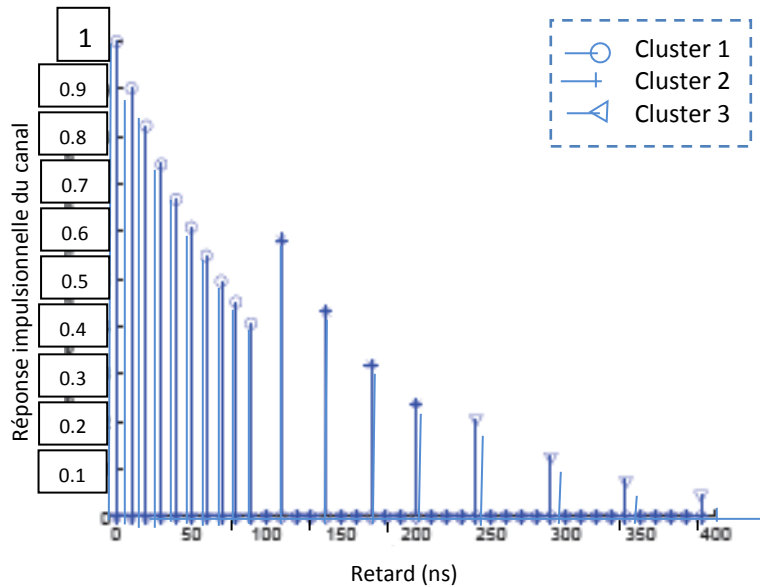


Figure 2.9 : Réponse impulsionnelle du canal BRAN-A

2.8.2 Modèles de canaux MIMO

2.8.2.1 Modèle SCM-3GPP

Un autre modèle de canaux de propagation est celui du 3GPP-SCM, développé pour faciliter le développement et l'évaluation des nouveaux systèmes MIMO fonctionnant sur une bande de 5MHz autour d'une fréquence porteuse de 2GHz. Il s'agit d'un modèle de canal à réponse impulsionnelle double-directionnelle [25] [40] indépendant du choix des antennes. Ceci signifie que les caractéristiques, les géométries et les orientations des antennes peuvent être modifiées sans pour autant modifier les paramètres caractéristiques du canal de propagation. La structure du modèle et la méthodologie de simulation sont les mêmes pour les trois types d'environnement mesurés (macrocellulaire urbain, macrocellulaire suburbain et microcellulaire urbain) et ne diffèrent que par les paramètres des lois statistiques. La réponse impulsionnelle du canal est décrite par 6 clusters dont les retards et les puissances sont générés de façon stochastiques à partir des lois statistiques. Chaque Cluster est représenté par 20 sous trajets ayant le même retard mais des angles de départ et d'arrivée différents. Dans ce modèle les diffuseurs sont supposés fixes, ce qui implique que seule la phase des sous-trajets varie lors du déplacement des antennes mobiles [40].

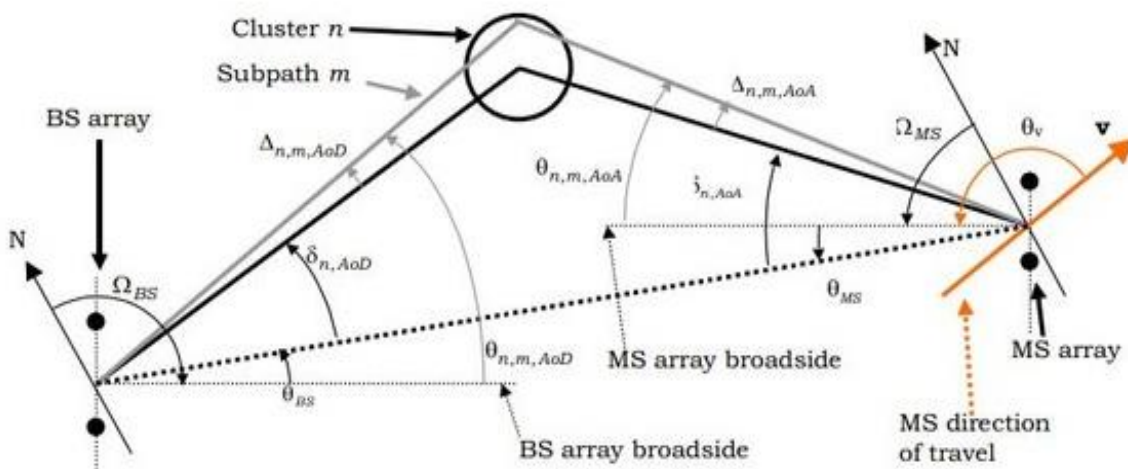


Figure 2.10 Modèle SCM-MIMO du groupe 3GPP

2.8.2.2 Modèle IEEE 802.11 TGn

Le modèle IEEE 802.11 TGn a été développé pour les canaux WLAN MIMO pour les fréquences de 2GHz et 5GHz. Ce modèle compte six environnements de type « Indoor » en LOS et NLOS. Ce modèle est considéré comme étant un modèle physique utilisant une approche stochastique non-géométrique. La réponse impulsionnelle directionnelle est décrite par une somme de Clusters. Chaque Cluster se compose de 18 trajets appelés « Taps » séparés d'au moins 10ns. À chaque trajet est associé un spectre de puissance directionnel (en azimut et en élévation) généré selon une distribution de Laplace, avec un étalement angulaire variant entre 20° à 40°. Le nombre de clusters ainsi que l'étalement des retards sont déduits à partir des résultats de mesures, et variant respectivement entre 2 et 6 Clusters et entre 0 et 150ns [40].

2.8.2.3 Modèle WINNER

Le modèle de WINNER¹⁸ résulte d'une suite d'extensions de modèles de canaux (SCM pour les environnements « outdoor » et TGn pour les environnements « Indoor »). Il est considéré dans la littérature comme étant le modèle de canal le plus abouti. Ce canal est né de la volonté de disposer d'un modèle de canal géométrique-stochastique MIMO représentatif d'un grand nombre d'environnements « Indoor » et « outdoor » pour des largeurs de bandes supérieures à 20 MHz. Dix-huit scénarios typiques ont été étudiés (mesurés et modélisés) pour des fréquences comprises entre 2 et 6 GHz et une bande passante qui peut atteindre 100MHz.

Scénarios	Correspondance
A1	« Indoor office »
A2	« Indoor to Outdoor »
B1	« Urban micro-cell »
B2	« Bad Urban micro-cell »
B3	« Indoor hotspot »
B4	« Outdoor to Indoor »
B5a HOTSPOT METROPOL	« LOS Stationary feeder, rooftop to rooftop »
B5b HOTSPOT METROPOL	« LOS Stat. feeder, street-level to street-level »
B5c HOTSPOT METROPOL	« LOS Stat. feeder, below-rooftop to street-level »

¹⁸ *Wireless World Initiative New Radio*

Scénarios	Correspondance
B5d HOTSPOT METROPOL	« NLOS stat.feeder, above rooftop to street-level»
B5f	«Feeder link BS-> FRS(Fixed Relay Station) »
C1	«Suburban macro-cell»
C2	«Urban macro-cell»
C3	«Bad urban macro-cell»
C4	«Urban macro outdoor to indoor»
D1	«Rural macro-cell»
D2(a)	«moving networks» Vmax=5Km/h
D2(b)	«moving networks» Vmax=350Km/h

Tableau 2.9 : Scénarios typiques mesurés et modélisés dans le cadre du projet WINNER

2.9 Conclusion

L'état de l'art réalisé dans ce chapitre a permis de rappeler brièvement les principaux phénomènes physiques qui siègent dans le canal de propagation radio mobile, qui sont à l'origine des dégradations de la transmission. Les techniques de communication numérique permettent de corriger les erreurs qui surviennent dans les paquets transmis, comme par exemple les codes correcteurs et détecteurs d'erreurs. Toutefois, le développement de ces techniques dépend de la connaissance à priori des paramètres (Premier et Second ordre) caractéristiques du canal. Il est donc important d'appréhender le plus fidèlement possible le comportement du canal afin d'extraire toutes les informations permettant d'évaluer les limites des techniques existantes et établir des stratégies de transmission numériques. Le chapitre prochain fera l'étude de ces techniques introduites lors de la transmission de l'information dans le but que le signal informatif soit préserver le plus possible jusqu'à son arriver au destinataire final.

Chapitre 3

Techniques de Transmission de L'information

L Application des techniques de transmission multiporteuses et des techniques à entrées sorties multiples dans un large éventail de communications sans fils à haut débit sur des canaux à évanouissement est devenu de plus en plus populaire ces dernières années. En comparaison avec la transmission large bande mono porteuse, l'avantage majeur des transmissions multiporteuses est la robustesse contre les phénomènes de sélectivité en fréquence, d'interférences à bande étroite et d'interférences entre symboles (ISI). La technologie MIMO utilise de multiples antennes à la fois en émission et en réception, cette technique engendre une performance considérable sur la capacité du système de transmission tout en réduisant la sélectivité spatiale. Le développement des systèmes de communication à porteuses multiples intégrant la technologie MIMO sur des canaux sans fil, nécessite des modèles de canaux réalistes bien définis. Comme ces nouveaux systèmes de communication sont attendus pour assurer des services multimédia nécessitant des débits différents ; ils nécessitent un schéma de transmission multicadence capable pour un fonctionnement efficace. Outre les futures systèmes cellulaires, les systèmes dits UWB comptent aussi sur les techniques de transmission multiporteuses qui fournissent des bases favorables à un schéma de transmission multicadence efficace. Ce chapitre traitera en détail les techniques de transmission multiporteuses, les techniques d'accès multiples utilisant le codage et la technologie MIMO.

3.1 L'étalement du spectre

Depuis les années 1940, les techniques d'étalement du spectre sont utilisées pour les applications militaires. Ces techniques fournissent une excellente immunité aux interférences et permettent à la transmission d'être cachée dans le bruit de fond. Récemment, les systèmes à étalement de spectre ont été adaptés pour des applications civiles et plus particulièrement dans les systèmes de téléphonie sans fil. Dans la chaîne de transmission des données, le bloc étalement du spectre se trouve après le bloc codage canal ; le bloc reconstitution du signal est le bloc inverse du bloc étalement du spectre, il permet la transformation d'un signal large bande en signal bande étroite et donne en sortie, les bites probablement émis. Le principe de l'étalement du spectre [41] consiste à répartir l'énergie du signal à émettre sur une bande de fréquence plus large que celle réellement nécessaire à la transmission du signal utile. Vu l'équation 3.1 donnant la capacité maximale atteignable par un système dans le cas d'un canal SISO gaussien :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{N \cdot B} \right) \quad (3.1)$$

L'étalement du spectre permet une augmentation systématique de la capacité du système à une puissance d'émission constante. D'autre part l'étalement du spectre offre la possibilité d'un accès multiutilisateur. Dans ce qui suit nous développons les principales techniques d'étalement du spectre.

3.1.1 La technique TH-SS

Dans cette technique, les différents terminaux réalisent des sauts temporels pour la transmission des données toute en bénéficiant de la totalité de la bande, pendant l'impulsion allouée. L'information est portée par des impulsions courtes dont la position dans le temps désigne le bit transmis. Ces positions ne sont pas périodiques mais prennent le caractère aléatoire [42].

3.1.2 La technique FH-SS

Une séquence (PN) pseudo-noise générée par le modulateur est utilisée en conjonction avec une modulation M-aire (FSK) pour changer la fréquence porteuse du signal FSK de manière pseudo-aléatoire à une cadence définie R. Le signal transmis occupe plusieurs fréquence en temps ; chacune pendant un laps de temps $T=1/R$. La technique FHSS divise la bande passante en N canaux et réalisent les sauts parmi ces canaux selon la séquence PN. À chaque saut de fréquence le générateur PN alimente le syn-

thétiseur de fréquence par le mot fréquence FW^1 (séquence de n chips) qui indique une des 2^n fréquences possibles. L'émetteur et le récepteur suivent le même ordonnancement des sauts de fréquence. La bande de transmission est déterminée par les deux sauts extrêmes (Min et Max) et par la bande de fréquence réservée à chaque saut. Pour un saut donné la bande instantanément occupée est identique à une bande conventionnelle M-FSK, qui reste typiquement plus petite que la bande W_{ss} , de ce fait le signal FSSS est considéré comme étant un signal à bande étroite ; la totalité de puissance de transmission est concentrée sur un seul canal. Moyennant sur un grand nombre de sauts le spectre du signal FH/M-FSK occupe l'ensemble de la bande étalée [43]. Du fait que la bande du système FHSS dépend seulement sur la plage de calibrage, il peut réaliser des sauts de fréquences sur une bande plus large que celle du système DSSS. D'autre part, puisque les sauts résultent généralement en discontinuité progressive, une démodulation non cohérente est nécessaire au niveau de la réception.

3.1.3 La technique DS-SS

La technique DSSS est un type de modulation appliqué aux signaux numériques. Elle augmente la largeur de bande du signal à une valeur beaucoup plus grande que nécessaire pour la transmission de l'information [26][44]. Les codes d'étalement qui sont à l'origine indépendant du signal informatif, sont utilisés dans le but d'une expansion de la bande. Les deux éléments émetteur et récepteur s'accordent sur le code d'étalement utilisé qui sera considéré comme un secret partagé entre eux. Un code d'étalement est généralement une séquence de bits de valeur 1 et -1 (polaire) ou 1 et 0 (non polaire), qui a des propriétés analogues à celles du bruit. Typiquement les codes d'étalement sont des codes pseudo-aléatoire, des codes Walsh-Hadamard ou Gold. La figure suivante montre une chaîne de communication simple dans le cadre de la technique DSSS [27][45].

- Processus de transmission : dans une première étape l'émetteur encode le message original en utilisant un code correcteur d'erreurs (ECC) pour améliorer la fiabilité de la communication ; dans un deuxième temps la technique DSSS est utilisée pour étaler le message codé en suite binaire appelé chips. Un convertisseur numérique/analogique est utilisé ensuite pour transformer la suite binaire en un signal analogique carré désignant le signal en bande de base. Ce même signal est multiplié par un signal Cosinus à une fréquence donnée d'où en résulte le signal RF qui est appliqué à l'antenne pour être transmis sur le canal sans fil [45].

¹ FW : *Frequency Word*

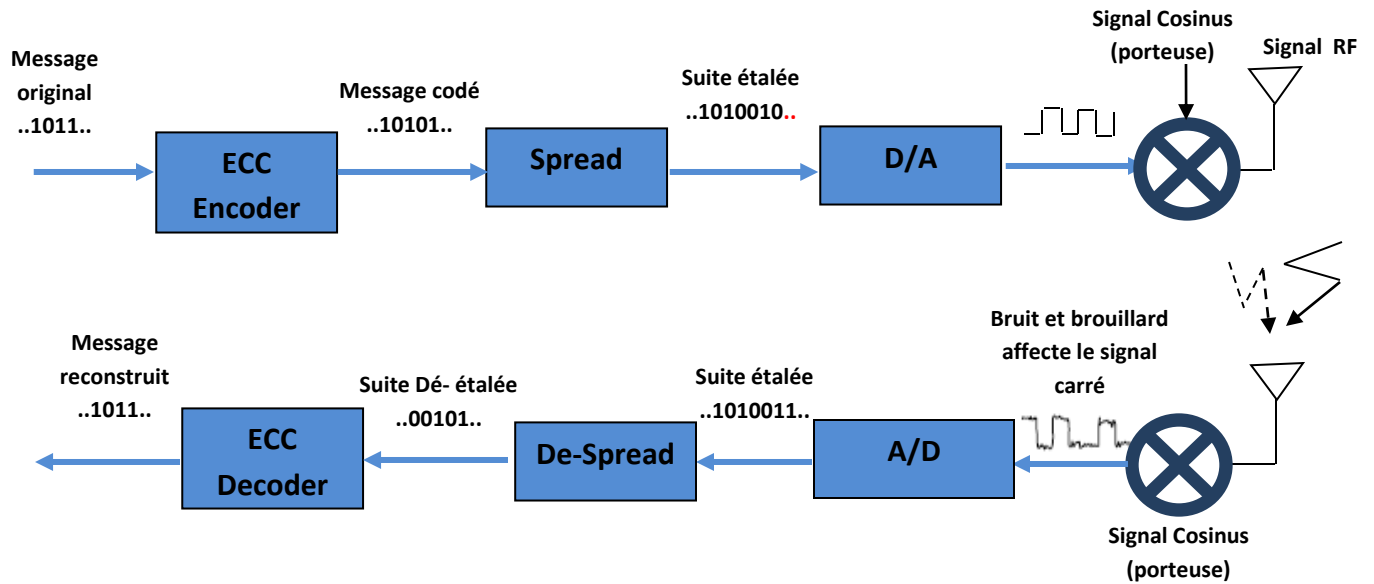


Figure 3.1 : Système de communication utilisant la technique DSSS

- Processus de réception : après avoir détecté le signal par son antenne, le récepteur réalise les mêmes étapes précédemment évoquées dans un ordre inverse. Dans une première étape le récepteur récupère le signal en bande de base en multipliant par un cosinus similaire à celui utilisé en émission ; il utilise ensuite un convertisseur A/D et un détecteur pour la transformation du signal de bande de base en une suite binaire. Dans l'étape qui suit la technique DSSS est utilisée pour le dé-étalement des chips. Dernièrement l'opération de décodage est effectuée pour reconstituer le message d'origine.
- Processus d'étalement et de dé-étalement : l'opération d'étalement et son inverse représentent les fonctions les plus importantes dans un système DSSS. Dans le premier cas l'émetteur multiplie chaque bit du message original par un code d'étalement, de ce fait nous aurons un message étalé [45]. À titre d'exemple, pour un message original de la forme 01 et pour un code d'étalement -1+1+1-1, l'émetteur convertie le message 01 en forme polaire (-1+1) et multiplie les deux entités -1 et +1 par le code d'étalement. Le message étalé aura la forme +1-1-1+1-1+1+1-1. Il faut noter qu'il est nécessaire de comprendre la notion de corrélation pour l'explication du fonctionnement de dé-étalement. Étant donné deux codes d'étalement : $f = f_1, \dots, f_k$ et $g = g_1, \dots, g_k$, où f_i et g_i sont évalués à -1 ou +1 pour l'indice i compris entre $1 \leq i \leq k$, la corrélation de f et g est égale à :

$$f.g = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k f_i g_i \tag{3.2}$$

À noter que la corrélation de deux codes d'étalement identiques est égale à 1. Dans la phase de dé-étalement, le récepteur utilise une réplique locale du code d'étalement et la synchronise avec le message reçu. Le récepteur corréle le message reçu avec la réplique pour générer en sortie une suite désétalée. Supposant à titre d'exemple le message reçu : $+1-1-1+1-1+1-1$, et la réplique locale du code d'étalement : $-1+1+1-1$. Le récepteur aligne $-1+1+1-1$ avec les quatre premiers chips du message reçu (i.e. $+1-1-1+1$) et les corréle pour l'obtention du bit -1 (i.e. 0 pour 0 pour la forme non polaire).

- Synchronisation : pour les systèmes DSSS, le récepteur doit identifier le commencement du message envoyé par l'émetteur à partir du message reçu. En règle générale l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur un code connu comme code Barker qui présente de bonne propriété d'autocorrélation (i.e. la valeur de corrélation entre un code est sa valeur décalé est faible). L'émetteur transmet le code juste avant l'information étalée. Le récepteur corréle le signal reçu avec le code à l'aide d'une méthode à fenêtre glissante. La position où la corrélation est maximale indique le début du message [45]. La technique DSSS permet une reconstitution efficace du message transmis, toute en distribuant l'énergie du bruit sur l'ensemble de la bande passante.

3.2 Techniques d'accès multiples

Une caractéristique très intéressante de l'étalement du spectre réside dans la possibilité de superposer un ensemble de signaux. Par conséquent, la restriction des ressources spectrales et l'accroissement du nombre d'utilisateurs font que les utilisateurs sont amenés à se partager la même ressource. Ainsi l'accès multiple permet d'étudier comment partager ces accès aux ressources.

3.2.1 Technique FDMA

La technique d'accès multiple à division fréquentielle, représente la technique la plus utilisée dans les réseaux de première génération. Avec cette méthode, le spectre est divisé en plusieurs canaux radio avec une largeur de bande fixée. Quand un utilisateur désire effectuer un appel, un des canaux est alors exclusivement alloué à cet utilisateur pendant toute la durée de la communication. Un canal de garde se situe entre chacun de ces canaux pour éviter l'intermodulation [28][46]. Cette technique s'applique principalement aux signaux analogiques.

3.2.2 Technique TDMA

La technique d'accès multiple à division de temps, est surtout utilisée dans les systèmes de deuxième génération. Par cette technique, une même bande de fréquence est partagée par un certain nombre d'utilisateurs qui se voient attribués un intervalle (appelé Slot ou IT) de temps unique. L'ensemble des IT forme une trame. Dans le cas de la norme européenne GSM, chaque canal de 200 KHz est divisé en huit tranches de temps, tandis que selon la norme américaine IS-136, chaque canal de 30 KHz est divisé en trois tranches de temps. Ces systèmes permettent d'avoir, dans les conditions réelles d'utilisation, une capacité en terme de nombre d'utilisateurs 3 fois supérieure à celle des systèmes à base de FDMA.

3.2.3 Technique CDMA

La technique CDMA constitue une méthode d'accès où tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquence simultanément et tout le temps, comme le montre la figure 3.2. La technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code, ou séquence, unique qui détermine les fréquences et la puissance utilisées. Le signal contenant l'information de l'émetteur est modulé avec la séquence qui lui est attribuée, ensuite le récepteur recherche la séquence en question. En isolant toutes les autres utilisateurs (qui apparaissent comme bruit), le signal original de l'utilisateur peut alors être extrait [46].

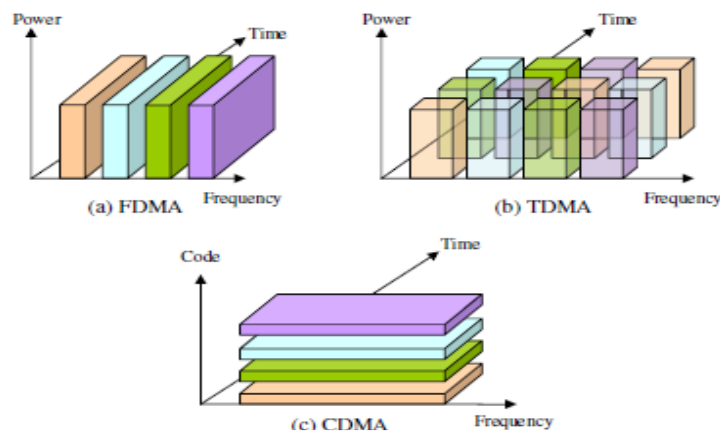


Figure 3.2 : Méthodes d'accès multiples

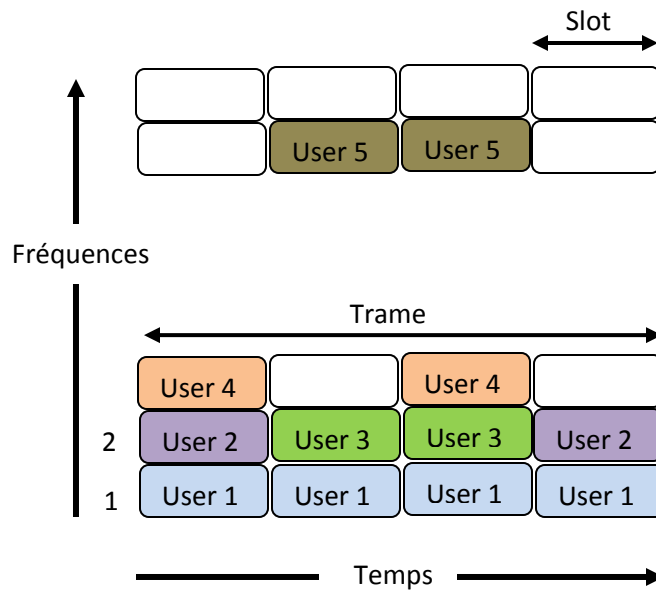


Figure 3.3 : Représentation de la Trame OFDMA

3.3 Les Codes d'étalement

Dans les systèmes CDMA, afin de restituer correctement les informations numériques relatives à chaque utilisateur, il est important que les signaux des différents usagers soient les plus décorrélés possible les uns des autres. Pour cela un degré de liberté à notre disposition est de choisir judicieusement les codes qui seront attribués aux différents utilisateurs en fonction des caractéristiques de la communication. Ainsi en présence d'une communication synchrone sur un canal BBAG non sélectif, les performances peuvent être atteintes par l'utilisation des codes orthogonaux. En revanche, en présence d'un canal sélectif en fréquence ou en temps, l'utilisation d'autres codes permet de se rapprocher des performances optimales [47]. Les codes d'étalement peuvent prendre plusieurs formes, à un tel point qu'un choix conforme devient une tâche embarrassante, avant une présentation des codes d'étalement les plus commodes, nous décrivons rapidement les critères de choix de ces codes.

L'évaluation des fonctions de corrélations des codes est déterminante pour la construction des systèmes CDMA ou MC-CDMA. En réception, c'est l'opération de corrélation entre le signal étalé reçu et une réplique du code utilisé à l'émission qui permet d'obtenir une estimation des données d'origine. Pour des applications synchrones comme la voie descendante des réseaux radio mobiles, on utilise des codes orthogonaux présentant une fonction d'intercorrélation nulle pour un décalage nul, ce qui permet de minimiser

les interférences entre les utilisateurs. En revanche pour les applications asynchrones, les fonctions d'intercorrélation doivent être minimales pour tous les décalages [29][48].

L'utilisation des techniques multiporteuses est une solution adaptée pour la transmission de signaux sur des canaux présentant des trajets multiples. Cependant, l'amplitude du signal MC-CDMA, constitué de la somme de sinusoides présente de forte fluctuation. Le PAPR (Peak to Average power Ratio) permet d'estimer le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal généré. L'amplitude des fluctuations peut également être évaluée par le facteur de crête défini par :

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (3.4)$$

De même, une autre entité, l'échelle dynamique, est proposée pour mesurer l'écart entre l'enveloppe complexe maximale et l'enveloppe complexe minimale d'un signal. Même si ces deux critères sont étroitement liés, la minimisation du PAPR n'entraîne pas obligatoirement une minimisation de l'échelle dynamique. En pratique on cherche pour un amplificateur donné à émettre un signal avec une puissance de sortie maximale sans que celui-ci ne subisse des distorsions se traduisant par une augmentation de l'intermodulation conduisant à une dégradation du système. Plusieurs solutions peuvent remédier à ce problème. On peut citer les techniques de filtrage, de sélection de séquences à faible facteur de crête ou encore de codage. Pratiquement dans le cas d'un signal à porteuses multiples ayant une grande dynamique, on utilise un certain « back-off » recule par rapport au point de compression de l'amplificateur, ce qui bien sur diminue la puissance du signal émis. Ce recul est d'autant plus important que le PAPR du signal généré soit élevé [48]. On comprend dès lors tout l'intérêt de recherche pour les systèmes MC-CDMA où les codes d'étalement offrent une faible valeur du PAPR.

3.3.1 Les Principaux Codes

Dans la littérature une large gamme de codes existe présentant une variété de propriétés selon le contexte de la communication, ces codes sont jugés différemment [47]. Dans le cadre d'une émission continue où un flot continu d'information est transmis, les fonctions de corrélations périodiques sont utilisées ; d'autre part si la nature de la communication révèle le caractère de non continuité où des silences de durée aléatoire séparent les éléments du message, les fonctions de corrélation aperiodiques entrent en question. La périodicité se définit par le fait que le code est répété périodiquement soit avec ou non changement de signe. Certains de ces codes tel que les codes à longueurs maximales, les codes Gold ou encore les codes Walsh-Hadamard sont couramment utilisés dans les systèmes de communications ; d'autres moins connus sont

choisis ou ignorés grâce à des propriétés plus ou moins spécifiques, nous citons les codes : zadoff-Chu, Barker, Goutelard, Séquences Huffman, séquences No, séquences Bent et d'autres.

	Autocorrélation périodique paire $\hat{e}_{sci}(k)$		Intercorrélation périodique paire $\hat{e}_{sci,scj}(k)$		Longueur de la séquence L_c	Nombre de séquences N_{seq}
	$K=0$	$K \neq 0$	$K=0$	$K \neq 0$		
	Séquence à longueur maximale	63	1	≥ 7.25		
Codes de Gold	63	17	17		63	65
Goldes orthogonaux	64	X	0	X	64	64
« Small set » Kasami	63	17	17		63	8
« Large Set » Kasami	63	17	17		63	520
Walsh-Hadamard	64	X	0	X	64	64
Golay	64	X	0	X	64	64
Zadoff-Chu	63	0	8.18		67	66

Tableau 3.1 : comparaison des propriétés des codes d'étalement

Dans un contexte de communication synchrone, il est intéressant de noter que les propriétés d'orthogonalité des codes Gold orthogonaux, Walsh-Hadamard et de Golay constituent un avantage indéniable pour la conception des systèmes de communications numériques tel-que les systèmes DS-CDMA ou MC-CDMA. Les séquences à longueur maximale ont de bonnes propriétés de corrélations mais leur nombre est limité comparé aux codes de Zadoff-Chu [47]. Quant à elle, la famille des codes de Kasami offre un ensemble de séquences beaucoup plus important que celle des codes de Gold tout en possédant des propriétés de corrélation semblables.

² Indice indiquant le décalage entre les chips du code

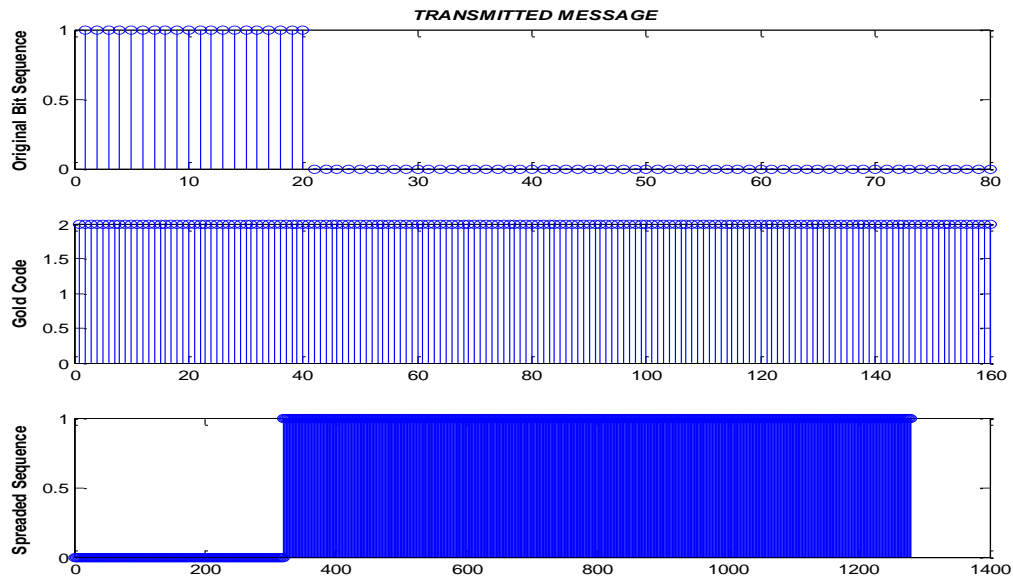


Figure 3.4 : séquence étlée par le code Gold

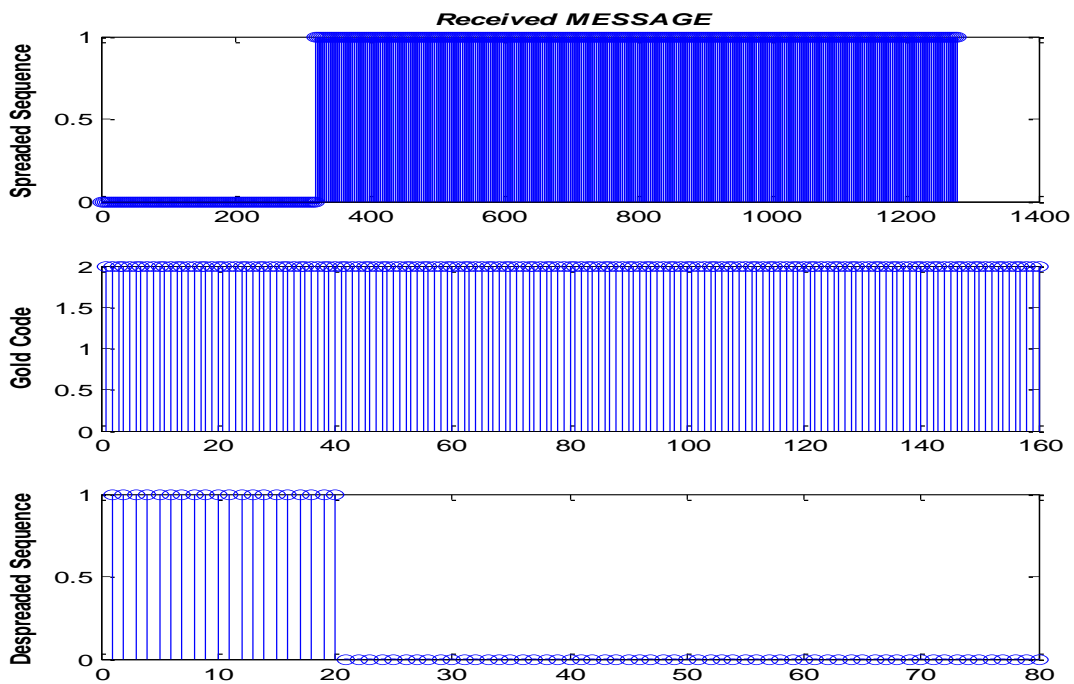


Figure 3.5 : séquence désétlée au niveau de la réception

3.4 Les modulations à porteuses multiples

Si la technique d'étalement du spectre trouve son application dans le développement des réseaux cellulaires 3G, les nouvelles générations de réseaux locaux sans-fil hauts débits reposent, quant à elles, principalement sur l'utilisation des modulations à porteuses multiples associées à du codage correcteur d'erreurs. La transmission de débits toujours plus élevés sur des canaux sélectifs en fréquence reste de nos jours un véritable défi. Les modulations à porteuses multiples peuvent constituer un bon moyen d'atteindre les débits souhaités sur ce type de canaux. Basées sur l'émission simultanée des données utiles sur un ensemble de sous-porteuses modulées à bas débit (Multiplexage FDM³), elles permettent, en augmentant pour chacune des porteuses la durée des symboles au-delà de la réponse impulsionnelle du canal, de minimiser l'IES. Le canal sélectif en fréquence peut être considéré ainsi comme non-sélectif vis-à-vis de chacune des sous-porteuses [49].

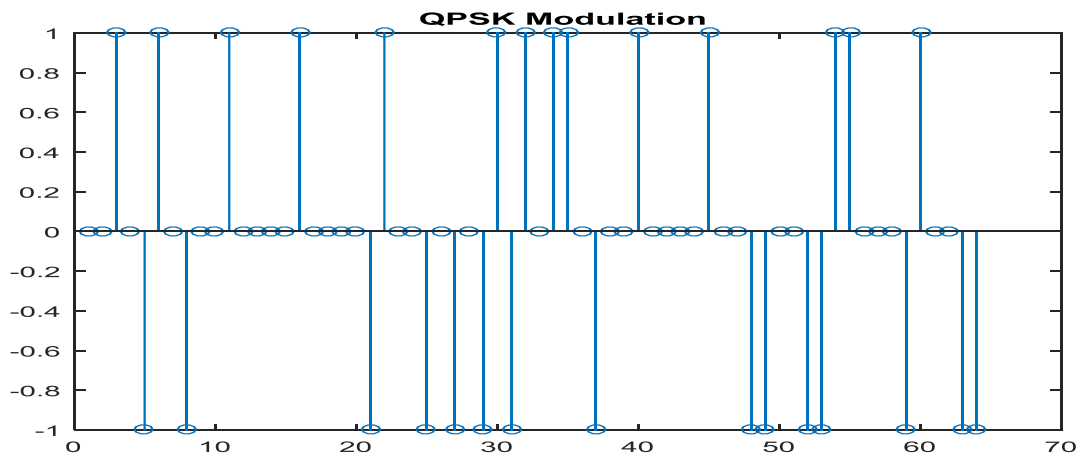


Figure 3.6 : séquence modulée en QPSK

Cependant un des inconvénients majeurs était les spectres des différentes porteuses qui étaient nécessairement disjoints, ce qui diminuait fortement l'efficacité spectrale. Pour réduire la bande de fréquence occupée, le spectre des sous-porteuses doivent se recouvrir tout en essayant de réduire ou d'annuler l'interférence entre sous-porteuses⁴. Pour compenser cette perte, une optimisation de la bande occupée est introduite par un recouvrement partiel des spectres des différentes sous-porteuses. Des conditions

³ FDM : Frequency division multiplex

⁴ ICI : inter carrier interference

d'orthogonalité entre les sous-porteuses en été mise en évidence conduisant à un possible recouvrement de leurs spectres respectifs. Ceci peut être obtenu en utilisant des fonctions modulées issues d'une base de fonctions orthogonale (ex. la fonction porte $\tau(t)$ égale à 1 sur un intervalle $[0, T_s]$ et 0 autrement). L'écart minimal entre porteuse dépendant fortement du choix de la forme d'onde, est typiquement égale à $1/T_s$ dans le cas de la fonction porte. L'utilisation de cette base de fonctions définit un multiplex fréquentiel de sous-porteuses orthogonale, le plus souvent désigné sous l'abréviation OFDM. Néanmoins ces seuls critères ne permettent pas de maintenir l'orthogonalité entre sous-porteuses lors de la propagation sur un canal à trajets multiples où de l'IES apparait en réception. Pour éliminer cette interférence sans toutefois augmenter la durée symbole T_s ou de manière équivalente le nombre de sous-porteuses, une solution consiste à sacrifier délibérément une partie de l'énergie émise pour précéder chaque symbole d'un intervalle de garde Δ de durée T_Δ choisie supérieur ou égale à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal. De cette façon, la partie utile de durée T_s de chaque symbole OFDM ne se trouve pas affectée en réception d'IES puisque celle-ci est absorbée par l'intervalle de garde [30] [50]. Notons que comme l'intervalle entre les sous-porteuses est toujours égale à $1/T_s$ alors que la durée d'un symbole OFDM est maintenant égale à $T_s + T_\Delta$, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est perdue par l'insertion de l'intervalle de garde. Celle-ci sera restaurée en réception après la suppression de Δ . Cette insertion induit une perte de puissance égale à $10 \log_{10}(T_s / (T_s + T_\Delta))$ et une perte en efficacité spectrale égale à $T_s / (T_s + T_\Delta)$. Pour ne pas avoir recours à l'intervalle de garde tout en limitant l'IES, des fonctions différentes de la fonction porte : ex. la fonction IOTA⁵ ont été étudiées. Ces fonctions doivent d'une part être bien localisées en temps et en fréquences, et d'autre part elles doivent être orthogonales [49].

Toutefois, pour bénéficier pleinement des diversités temporelles et fréquentielle offertes par le canal avec la technique OFDM, il est nécessaire de lui adjoindre un codage correcteur d'erreur conjointement avec des techniques d'entrelacement. L'association résultante est appelée « COFDM⁶ ». Dès lors, les informations transmises sur des porteuses éloignées sur l'axe fréquentiel ou temporel sont liées entre elles par un codage introduisant une redondance et assurant au récepteur la possibilité de reconstruire les informations perdues lors de la transmission. En outre pour le bon fonctionnement du codage de canal, celui-ci est associé à des processus d'entrelacement des données selon ces deux axes afin d'assurer une indépendance statistique entre les processus affectant les échantillons successifs présentés à l'entrée du décodeur.

⁵ *Isotropic Orthogonal Transform Algorithm*

⁶ *Coded-OFDM*

3.5 Principe de l'OFDM

Dans le cas d'une propagation sur un canal à trajets multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise sont reçues avec des amplitudes et des retards différents. Il en résulte de l'interférence entre les symboles (ISI). Les techniques de modulation classiques transmettant sur de tels canaux sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes lorsque la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal. Il existe donc un compromis à trouver entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la liaison liée à l'interférence entre symboles. Les modulations à portuses multiples apportent une solution intéressante à l'optimisation de ce compromis [31][51].

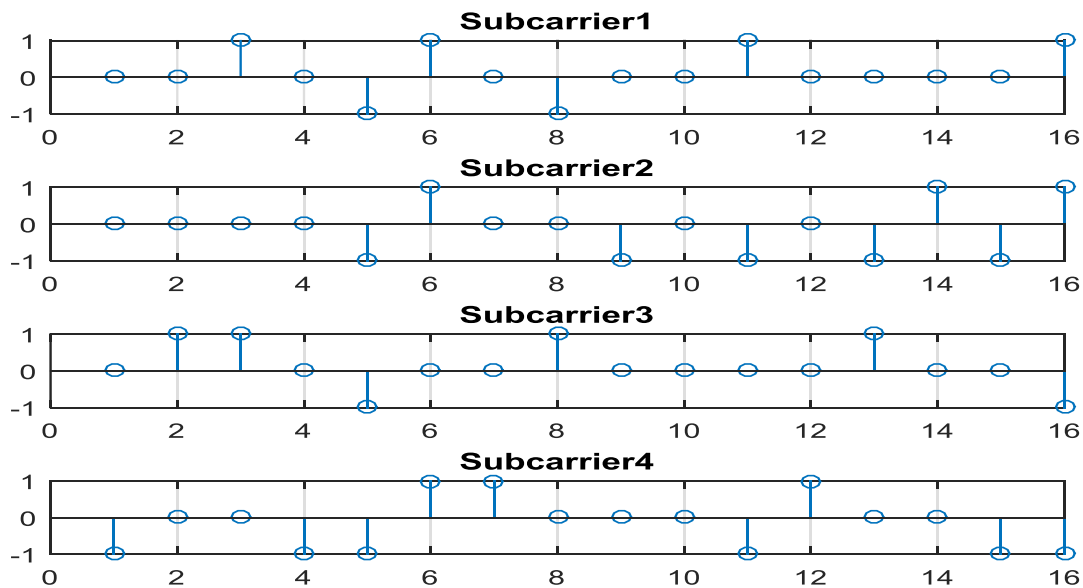


Figure 3.7 : Information transmise sur chacune des sous-porteuses

Le principe des modulations à portuse multiples repose sur le parallélisme en fréquence de l'information à transmettre. Ainsi, les N données qui étaient auparavant transmises consécutivement à un débit élevé de $1/T_d$, vont être transmise simultanément sur N sous-canaux fréquentiels élémentaires ou sous porteuses modulés à bas débits $1/T_s$. Ainsi, chacune des N données sont transmises par un symbole de durée T_s au lieu de $T_d = T_s/N$. La durée du symbole est donc multipliée par un facteur N dont le bon dimensionnement doit permettre de minimiser l'ISI tout en conservant le débit de la modulation mono-porteuse

initiale. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_s . Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande est suffisamment étroite pour pouvoir considérer le canal localement plat. Les modulations multiporteuses profitent ainsi d'une réduction de la complexité de l'étage d'égalisation en réception.

3.5.1 La notion d'orthogonalité

La minimisation de l'ISI s'accompagne malheureusement d'un nouveau terme d'interférence, l'interférence entre porteuse ICI⁷. Elle résulte de la difficulté à séparer parfaitement les informations transmises simultanément sur différentes sous-porteuses. La solution préconisée pour les premiers systèmes FDM, était d'augmenter l'espacement entre les bandes occupées par chacune d'entre elles. Cette solution n'est cependant pas optimale en terme d'occupation spectrale et conduit souvent à une occupation d'une bande deux fois plus importante que dans le cas d'un système mono-porteuse. Il est possible de maintenir une haute efficacité spectrale en formant un multiplex fréquentiel de telle sorte que les spectres des sous-porteuses se recouvrent en assurant que celle-ci forment une base de fonctions orthogonales. Les contraintes d'orthogonalité sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel [51].

Soit un ensemble f_k de fréquences tel que :

$$f_k = f_0 + k\Delta_f \quad \forall k \in [0, \dots, N-1] \quad (3.5)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse d'origine, Δ_f l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N le nombre de sous-porteuses. Une base de signaux élémentaire $\phi_{j,k}(t)$ se définit par :

$$\phi_{j,k}(t) = g(t - jT_s)e^{2\pi i f_k t} \quad (3.6)$$

Où $j \in \mathbb{Z}$ et $g(t)$ est une fonction quelconque définie sur $[0, T_s]$ [appelée fonction de mise en forme]. Ces signaux élémentaires forment une base orthogonale si le produit scalaire de deux signaux élémentaire $\phi_{j,k}(t)$ et $\phi_{j',k'}(t)$ est égale :

$$\langle \phi_{j,k}(t), \phi_{j',k'}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_{j,k}(t)\phi_{j',k'}^*(t) dt = E_\phi \cdot \mathfrak{N}_{j,j'} \cdot \mathfrak{N}_{k,k'} \quad (3.7)$$

E_ϕ est l'énergie de la fonction ϕ et $\mathfrak{N}_{l,m}$ désigne le symbole de Kronecker :

⁷ Inter Carrier Interference

$$\kappa_{l,m} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = m \\ 0 & \text{si } l \neq m \end{cases} \quad (3.8)$$

Suivant le choix de $g(t)$ et de Δ_f , le résultat du produit scalaire de l'équation précédente entraîne une orthogonalité des fonctions $\vartheta_{j,k}(t)$ en temps (indice j) et en fréquence (indice k).

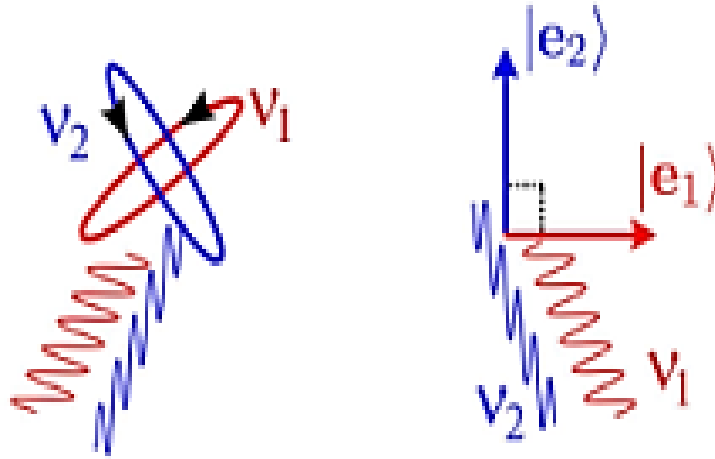


Figure 3.8 : Exemple d'orthogonalité

3.5.1.1 L'orthogonalité temporelle

Elle se traduit par des contraintes sur le choix de la fonction de mise en forme $g(t)$. Les travaux de R.W.Chang [53] ont permis de démontrer que ces dernières se traduisent par des conditions sur le module et l'argument de $g(t)$. Une liste détaillée présentant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications est donnée par [32][52]. Parmi les nombreuses possibilités, la fonction porte s'avère être la plus fréquemment employée pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle consiste à un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM.

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq Ts \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.9)$$

3.5.1.2 L'orthogonalité fréquentielle

Comme on peut le remarquer auparavant, le choix de Δ_f est important pour obtenir un recouvrement optimal des sous-porteuses. Cet écart minimal entre deux sous-porteuses consécutives dépend fortement du choix de la fonction. L'équation précédente définissant l'orthogonalité des fonctions élémentaires $\varphi_{j,k}(t)$ doit absolument être vérifiée quelles que soit les deux sous-porteuses consécutives k et $k+1$. Ainsi on obtient :

$$\langle \varphi_{j,k}(t), \varphi_{j,k+1}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_{j,k}(t) \varphi_{j,k+1}^*(t) dt = 0 \quad \forall k \quad (3.10)$$

Soit, pour la fonction porte :

$$\langle \varphi_{j,k}(t), \varphi_{j,k+1}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t - jTs) e^{2\delta i f_k t} \Pi(t - jTs) e^{-2\delta i f_{k+1} t} dt = 0 \quad \forall k$$

$$\langle \varphi_{j,k}(t), \varphi_{j,k+1}(t) \rangle = \frac{e^{-2\delta i \Delta f Ts} \sin(\pi \Delta f Ts)}{\delta \Delta f} = 0 \quad (3.11)$$

Cette dernière égalité est vérifiée si $\pi \Delta f Ts = p\pi$, ou encore :

$$\Delta f = p/Ts \quad (3.12)$$

Avec $p \in \mathbb{Z}^*$.

Cette équation permet de donner une orthogonalité parfaite entre les différentes sous-porteuses. Cependant pour $p \neq 1$, le recouvrement des sous-porteuses n'est pas optimal. En pratique, nous cherchons à ce que la bande occupée par le signal soit la plus faible possible. Par conséquent, l'écart Δf entre deux sous-porteuses consécutives doit aussi être le plus faible possible ; ainsi :

$$\Delta f = 1/Ts \quad (3.13)$$

Ce calcul fait pour la fonction porte, peut être repris pour l'ensemble des autres fonctions.

3.5.2 Le signal OFDM

Comme nous venons de le voir, le signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta_f$ utilisées pour la transmission en parallèle de N symboles. Ces symboles notés x_k sont des éléments

complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase. Dans le cas où la fonction de mise en forme est une fonction porte, l'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, Ts]$ est donnée par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \Re\{x_k \Pi(t) e^{2\delta i f_k t}\} \quad (3.14)$$

Le facteur $\frac{1}{\sqrt{N}}$ permet de normaliser l'énergie du signal, car nous supposons que cette dernière n'est pas modifiée par l'opération de modulation OFDM.

Admettons f_c la fréquence centrale du signal tel que : $f_c = f_0 + \frac{N}{2Ts}$ cela nous ramène à écrire l'équation précédente :

$$s(t) = \Re\left\{\Pi(t) e^{2\pi i f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{2\pi i t(k - Nn/2)/Ts}\right\} \quad (3.15)$$

Que l'on peut encore écrire :

$$s(t) = \Re\{\Pi(t) s'(t) e^{2\pi i f_c t}\} \quad (3.16)$$

Où $s'(t)$ est l'enveloppe complexe du signal $s(t)$ avant le fenêtrage par la fonction porte. Son spectre étant limité à l'intervalle $[-N/2Ts, N/2Ts]$, le signal $s'(t)$ peut-être échantillonné à une fréquence N/Ts sans qu'il y de repliement de spectre selon le théorème de Shannon. L'expression des échantillons obtenus est :

$$\begin{aligned} s'\left(\frac{nTs}{N}\right) &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{\frac{2\pi i n(k - N/2)}{N}} \\ &= (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{\frac{2\pi i n k}{N}}}_{TFD^{-1}} \\ &= (-1)^n TFD^{-1}\{x_k \sqrt{N}\}_{k=0}^{N-1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Ce résultat met en évidence que le signal OFDM peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (TFD). À la réception, les symboles émis peuvent être retrouvés en appliquant de la même manière une transformée de Fourier discrète directe aux échantillons reçus. Notons que les

algorithmes de transformée de Fourier rapide directe (FFT) et inverse (IFFT) permettent une implémentation efficace des DFT. Le terme $(-1)^n$ résulte de la simplification du terme de décalage en fréquence e^{-imn} . Ce dernier permet de traduire le signal de $[0, N-1/T_s]$ à $[-N/2T_s, N/2T_s]$. Cela est considéré comme un recentrage du spectre autour de la fréquence nulle. En sortie donc de l'IFFT, c'est le signal analytique OFDM en bande de base qui est récupéré [51]. La figure suivante représente respectivement 3 sous-porteuses dans le domaine temporel et le spectre de 7 sous porteuses dans le domaine fréquentiel.

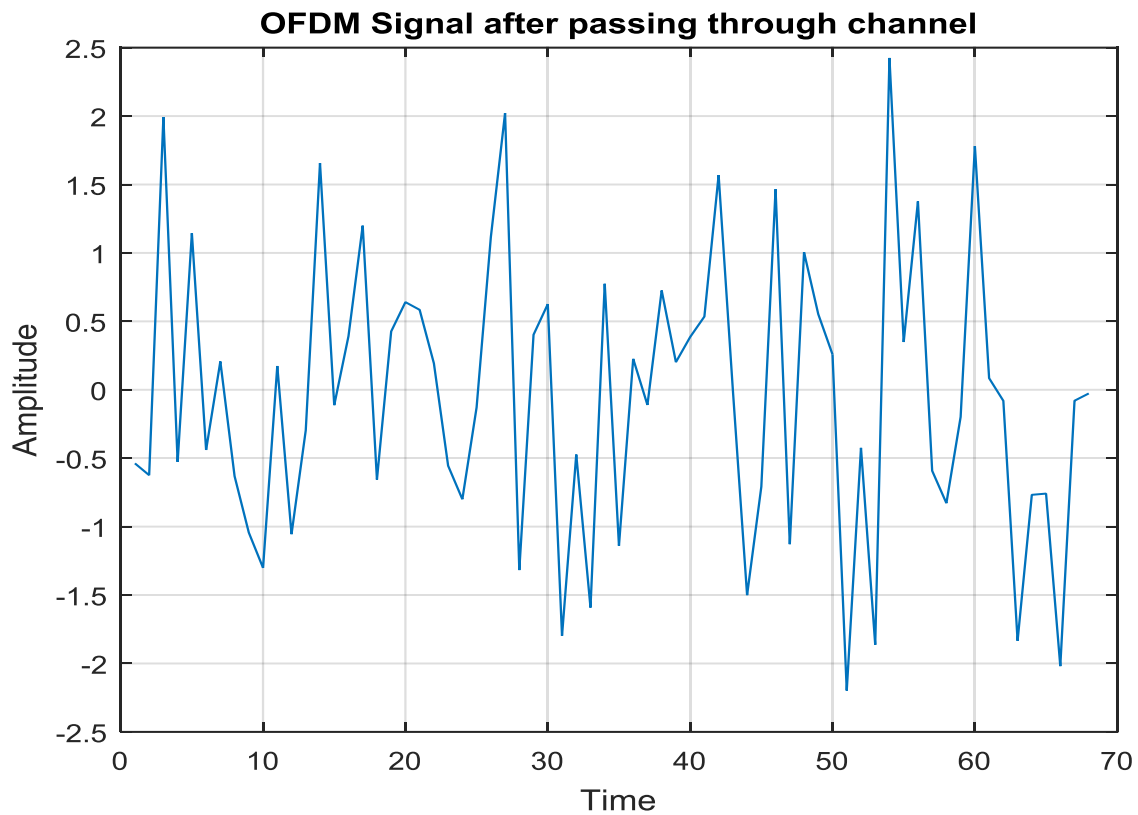


Figure 3.9 : Représentation temporelle du signal OFDM

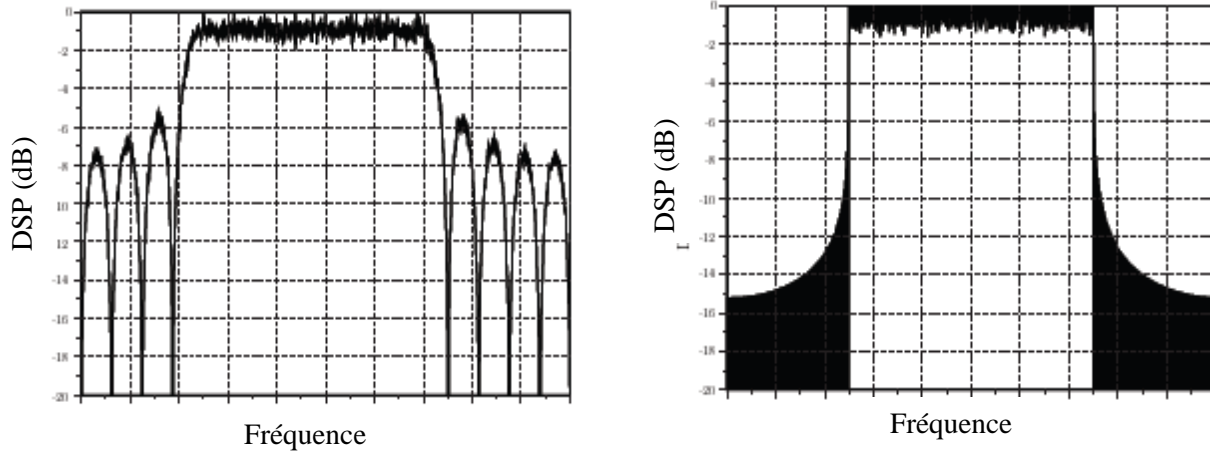


Figure 3.10 : Représentation de la Densité spectrale de puissance d'un signal OFDM

a) $N=8$ sous porteuses

b) $N=256$ sous porteuses

3.5.3 Insertion de l'intervalle de garde

Une méthode simple pour réduire ISI consiste à accroître le nombre N de sou-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant, la durée de chaque symbole OFDM doit rester bien inférieure au temps de cohérence du canal⁸ et donc l'annulation totale de l'ISI par cette méthode n'est pas réalisable. Une solution consiste à sacrifier délibérément une partie de l'énergie émise en insérant entre chaque symbole OFDM un intervalle de garde dont le rôle est d'absorber l'ISI résiduelle. L'intervalle de garde consiste un laps de temps durant lequel aucune donnée utile n'est émise. Sa durée doit être supérieure à l'étalement maximal des retards de la réponse impulsionnelle du canal, la partie utile de durée T_s de chaque symbole OFDM ne sera alors pas affectée par l'ISI. Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égale à $\Delta f = 1/T_s$ alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à $T_s' = T_s + T_\Delta$ entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée T_s sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier. Deux techniques existent permettant de restaurer l'orthogonalité, celle du préfixe cyclique et celle du « Zero-padding ».

⁸ Le temps de cohérence du canal est le temps pendant lequel le canal peut être considéré comme constant.

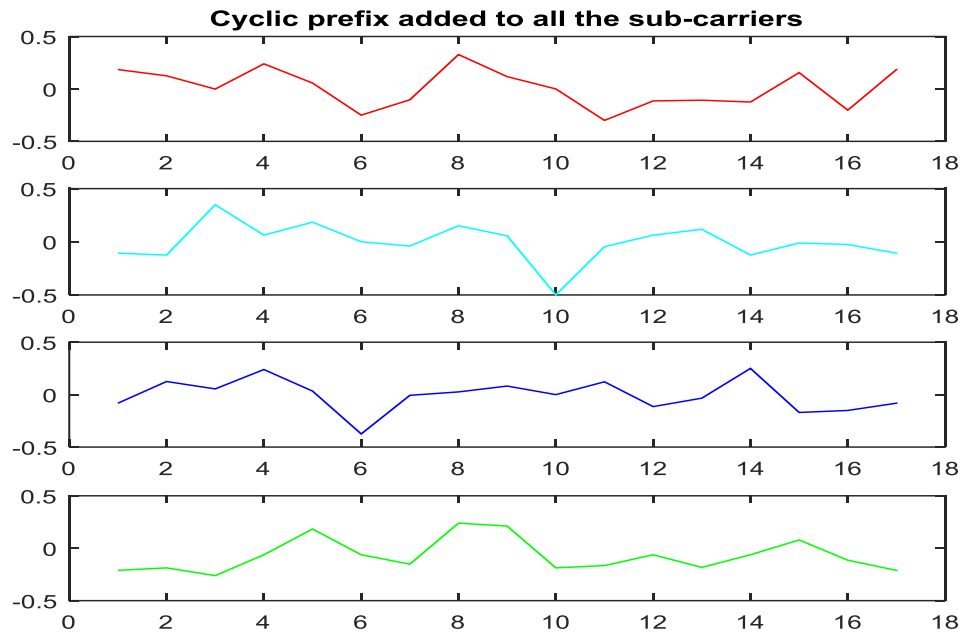


Figure 3.11 : Ajout du cyclique préfixe

3.5.4 Insertion de sous-porteuse de garde

L'utilisation d'une fonction porte comme fonction de mise en forme à l'émission engendre un spectre en sinus cardinal pour chacune des sous-porteuses du signal généré. Le spectre du signal OFDM est donc à bande infinie même s'il présente une forte décroissance sur les bords de la bande. Un filtrage est donc nécessaire à l'émission pour limiter l'occupation spectrale du signal. Ce filtrage s'accompagne d'une distorsion des sous-porteuses localisées en bordure de spectre se traduisant par l'apparition d'ISI. Bien qu'elle soit plus faible que celle produite par les trajets multiples du canal de transmission ; il est souvent nécessaire d'avoir recours à l'extinction de certaines sous-porteuses, appelées sous-porteuses de garde, pour réduire leur impacte et obtenir le spectre désiré. Cette solution consiste simplement à ne rien émettre sur un certain nombre de ces sous-porteuses aux deux extrémités du spectre au prix d'une légère perte d'efficacité spectrale.

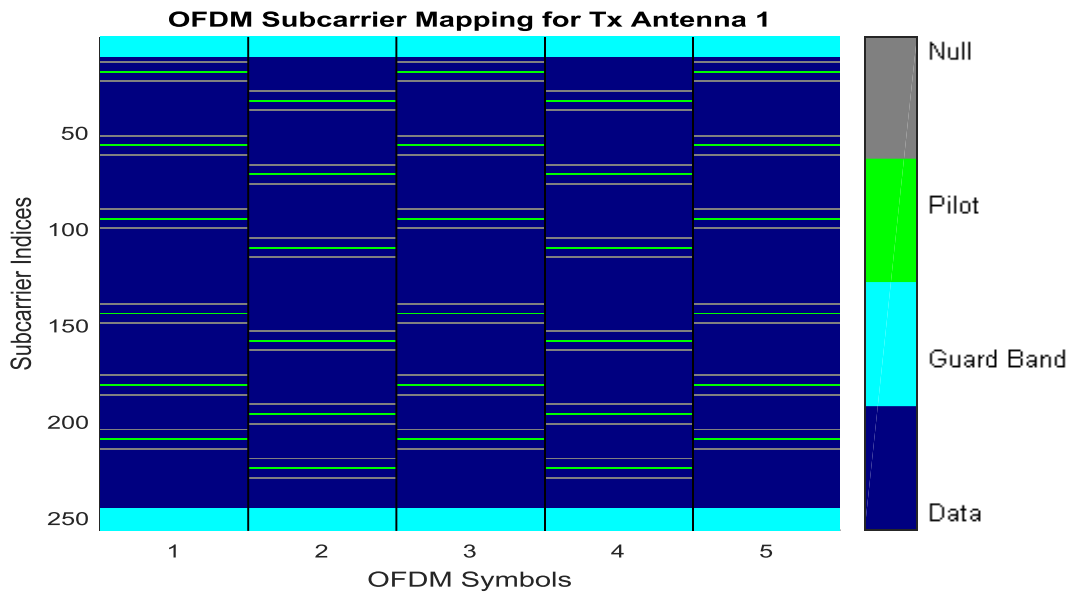


Figure 3.12 : Bande de Gard dans une transmission OFDM

3.6 Techniques combinant modulation MC et étalement du spectre

L'émergence des techniques basées sur les modulations à porteuses multiples ont conduit à de nombreux travaux visant à appliquer leurs principes au cas des futurs réseaux cellulaires. Notons que la technique de modulation retenue devra offrir à la fois une grande robustesse vis-à-vis des trajets multiples, du bruit et des brouilleurs, ainsi qu'une grande efficacité spectrale.

3.6.1 Les systèmes MC-DS-CDMA

Dans le contexte des communications à accès multiples à répartition de codes, deux types fondamentaux de systèmes à étalement de spectre peuvent être envisagés. Le premier schéma effectue l'étalement dans le domaine temporel ; quant au deuxième, il est fréquentiel résultant dans le schéma connu sous la nomination MC-CDMA. Un autre schéma prend son ampleur est celui où l'étalement des données originales non seulement dans le domaine temporel mais aussi dans le domaine fréquentiel. Ainsi chaque utilisateur se voit attribuer deux séquences d'étalement pour cette opération, à savoir une séquence T-domaine et une séquence F-domaine [33][55]. Les modulations à porteuses multiples et à accès multiples par répartition en code à séquence directe est une technique attractive pour les futures systèmes, du fait qu'elle s'adapte d'une façon flexible au changement de taux de transmission. L'avantage des systèmes MC-DS-CDMA

comprend l'immunité au canal à évanouissement, un faible rapport de puissance crête à moyenne comparé aux systèmes OFDM. L'étalement pur temporel et pur fréquentiel ainsi que l'étalement conjoint sont trois procédés des systèmes MC-DS-CDMA. Il a été rapporté que l'étalement conjoint en MC-DS-CDMA surpasse la performance des deux autres méthodes [34][54].

3.6.2 Les systèmes MT-CDMA

Le concept MT-CDMA fut présenté pour la première fois par L.Vanderdrope. La technique consiste à étaler les données qui ont déjà subis l'opération de conversion Série/Parallèle, par l'utilisation d'un code d'étalement temporel. De ce fait le spectre de chacune des sous-porteuses avant l'opération d'étalement satisfait la condition d'orthogonalité avec une séparation fréquentielle minimale entre elles, par conséquent le spectre résultant après cette opération satisfait lui aussi cette condition du point de vue qui devient un peu étroit par rapport au spectre initial [35][56]. Les systèmes MT-CDMA utilisent dans leur schéma des codes d'étalement plus longs que ceux employés pour un système DS-CDMA mono-porteuse, ce qui permet d'une part une augmentation du nombre des utilisateurs et d'autre part de bénéficier des bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion des longs codes.

3.6.3 Les systèmes SS-MC-MA

La présente technique est un schéma FDMA au niveau des sous-porteuses où chaque utilise un code de division pour multiplexage (CDM⁹) sur ses propres sous-porteuses. Ce schéma d'accès multiple combine l'avantage d'une modulation multi-porteuse implémentée sur le principe OFDM et aussi l'étalement du spectre [36] [57]. Cette technique associe l'accès multiple par répartition en code CDMA à l'accès multiple par répartition de fréquence FDMA. Chaque utilisateur profite de l'accès multiple offert par les codes d'étalement pour transmettre sur un sous ensemble spécifique de sous-porteuses. Contrairement au CDMA le multiplexage des signaux des différents utilisateurs se fait dans le domaine des fréquences. En système SS-MC-MA les interférences entre utilisateurs sont théoriquement nulles puisque seuls les données d'un utilisateur partagent le même sous ensemble de sous-porteuses. L'interférence présente est donc une interférence entre données d'un même utilisateur. Un principal intérêt des systèmes SS-MC-MA est que ce soit en Uplink ou en Downlink, chacune des sous-porteuses n'est pas utilisé par l'ensemble des utilisateurs (le cas MC-CDMA) mais par un seul utilisateur. Cela rend l'estimation du canal en voie montante moins

⁹ Code division multiplexing

complexe sous prétexte que le signal reçu ne subit que les distorsions provoquées par le canal d'un seul utilisateur.

3.7 Les systèmes MC-CDMA

Depuis son apparition, le MC-CDMA a fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-CDMA. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-CDMA. En plus des études comparatives, des travaux principalement réalisés sur la liaison descendante ont cherché à optimiser les systèmes MC-CDMA afin d'améliorer leur performances. Ainsi les sensibilités des systèmes MC-CDMA ont été évaluées et de nouvelles techniques de détection ont apparues. Lorsque les codes Walsh-Hadamard sont choisis, il est possible de réaliser la fonction d'étalement et de transformée de Fourier en une seule étape, ce qui permet de réduire la complexité des émetteurs MC-CDMA. Récemment, les combinaisons à des techniques MIMO sont étudiées dans le but d'exploiter au mieux les différentes diversités [58].

3.7.1 L'émetteur MC-CDMA

Le MC-CDMA associe l'étalement du spectre et la modulation à porteuses multiples. Le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Chaque sous-porteuse transmet un élément d'information multiplié par un chip du code propre à cette sous-porteuse. Afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement Δf entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée T_c du chip du code d'étalement. La figure suivante représente le cas particulier d'un modulateur MC-CDMA dans lequel le nombre de sous-porteuses N_p est égale à la longueur L_c du code. Lorsque la longueur du code est égale au nombre de sous-porteuses, la durée T_s d'un symbole MC-CDMA sur chaque sous-porteuse est alors égale à $T_s = T_c = T_d$.

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_d} = \frac{1}{T_c} \quad (3.18)$$

L'expression du signal MC-CDMA pour l'utilisateur j dans le cas où $L_c = N_p$ émis sur l'intervalle $[0, T_c]$ et transmettant un symbole complexe d_j s'écrit de la façon suivante [37] [58] :

$$S_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re\{d_j C_{j,k} \Pi(t) e^{2\pi i f_k t}\} \quad (3.19)$$

Les conditions d'orthogonalité sont vérifiées en sortie du modulateur MC-CDMA. La bande de fréquence B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{N_p+1}{T_s} = \frac{N_p+1}{T_d} \tag{3.20}$$

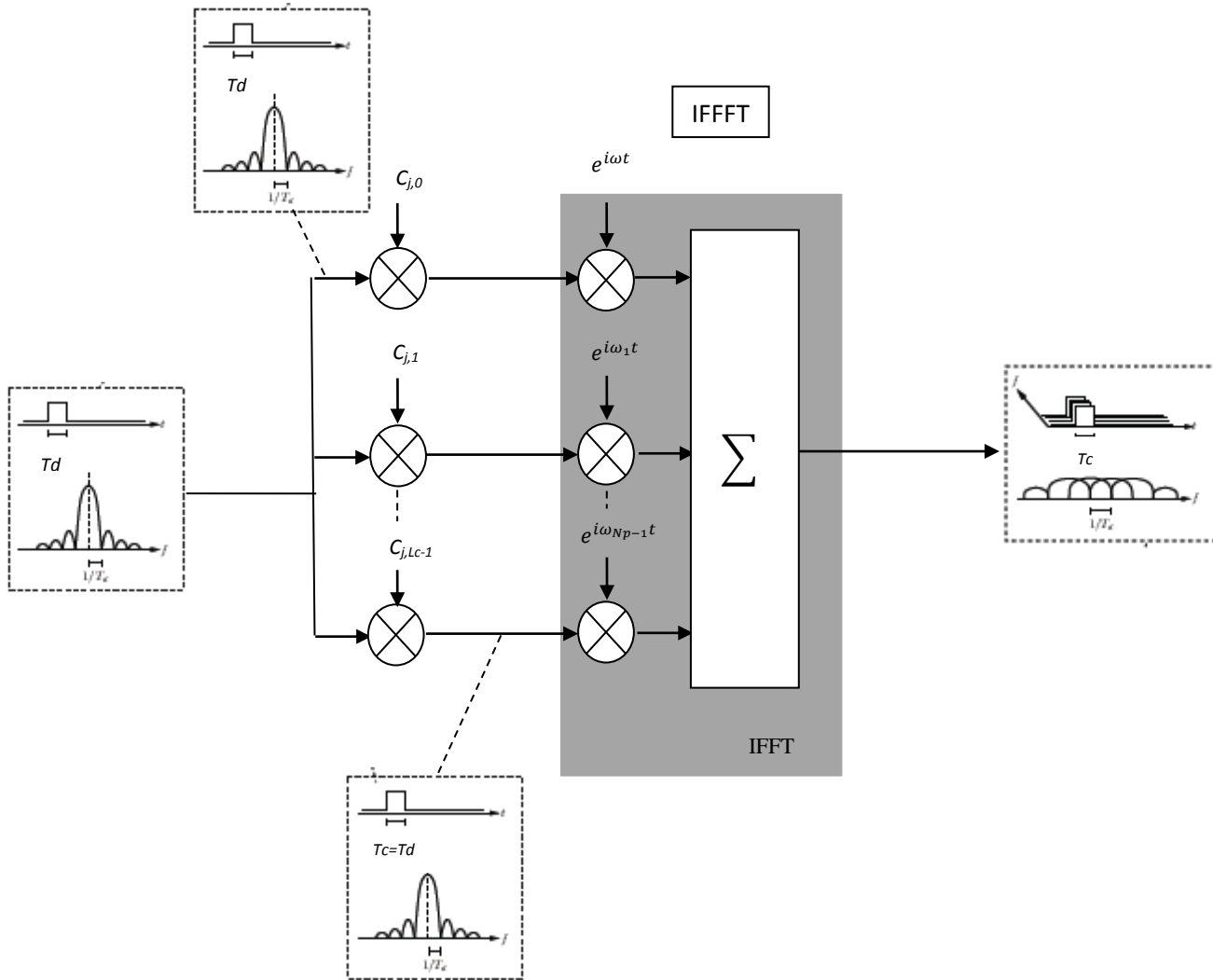


Figure 3.13 : Modulateur MC-CDMA pour l'utilisateur d'indice j avec $N_p=L_c$

L'enveloppe complexe X_j du signal MC-CDMA $S_j(t)$ est décrite par la formule suivante après une opération d'échantillonnage à un rythme $\frac{T_s}{N_p}$:

$$X_j \left(\frac{nTs}{Np} \right) = (-1)^n dj \underbrace{\sum_{k=0}^{Np-1} \frac{C_{j,k}}{\sqrt{Np}} e^{\frac{2\pi i n f_k}{Np}}}_{TFD^{-1}} \quad (3.21)$$

Cette équation, montre clairement que le signal MC-CDMA peut être généré à l'aide d'une transformée de Fourier inverse effectuée sur les chips des codes d'étalement. Cela nous permet de remarquer l'influence des codes d'étalement sur les variations de l'enveloppe complexe du signal MC-CDMA. Afin de limiter ces variations à l'entrée de l'amplificateur RF, il est nécessaire de choisir judicieusement les codes d'étalement utilisés. L'intérêt majeur de cette technique est qu'elle permet un accès multiple à répartition de codes avec un signal émis présentant toutes les caractéristiques et les avantages d'un signal OFDM. En outre la diversité fréquentielle du canal est pleinement exploitée, chaque symbole complexe dj étant transmis par l'ensemble des sous-porteuses [58].

3.7.2 Le récepteur MC-CDMA

La figure 3.14 représente le récepteur MC-CDMA relié au $j^{\text{ième}}$ utilisateur. Sur ce schéma, où le traitement de l'accès multiple est dissocié du traitement de la diversité et de l'égalisation de canal, la séparation des utilisateurs se fait dans le domaine fréquentiel puisque le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine. L'expression du signal reçu MC-CDMA en voie descendante est donné par :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{Np}} \sum_{p=0}^{p-1} \sum_{j=0}^{Nu-1} \sum_{k=0}^{Np-1} \Re \{ \hat{a}_p e^{i\hat{\phi}_p(t)}(t) d_j C_{j,k} \Pi(t - \hat{\delta}_p) e^{2\pi i (f_0 + k/Ts)(t - \hat{\delta}_p)} \} + n(t) \quad (3.22)$$

Des techniques d'égalisation plus ou moins complexes associées au traitement de la diversité doivent être mises en œuvre au niveau du récepteur afin d'obtenir une estimation dj correcte.

Le système MC-CDMA décrit est caractérisé par un nombre de sous-porteuses égale à la longueur du code d'étalement. Afin de mieux adapter le signal MC-CDMA aux caractéristiques du canal des modifications de la présente structure sont nécessaires. Les paramètres variables sont principalement la longueur des codes et le nombre de sous-porteuses. La première modification possible consiste à augmenter le nombre de sous-porteuses tout en conservant la longueur des codes et le nombre maximal d'utilisateurs. Comme pour l'OFDM Np est imposé par les caractéristiques du canal. Avec cette modification, la durée Ts du symbole MC-CDMA transmis augmente et la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion de

l'intervalle de garde est réduite du facteur $\alpha = \frac{Np}{Lc}$. De manière à exploiter au mieux la diversité spatiale, il est nécessaire d'utiliser un entrelaceur fréquentiel avant la modulation à porteuses multiples, pour que chaque utilisateur exploite pleinement la diversité fréquentiel du canal.

La deuxième modification est celle où la complexité des récepteurs est réduite par la diminution de la longueur des codes d'étalement, tout en conservant le nombre maximal d'utilisateurs et le nombre de sous-porteuses adapté aux caractéristiques du canal. Les utilisateurs sont répartis en $\alpha = \frac{Np}{Lc}$ groupes, chacun contenant Lc utilisateurs. Un code d'étalement n'est plus attribué à un seul utilisateur mais à $\alpha = \frac{Np}{Lc}$ utilisateur. L'accès multiple est à répartition de fréquence entre les groupes d'utilisateurs et à répartition de codes entre utilisateur d'un même groupe.

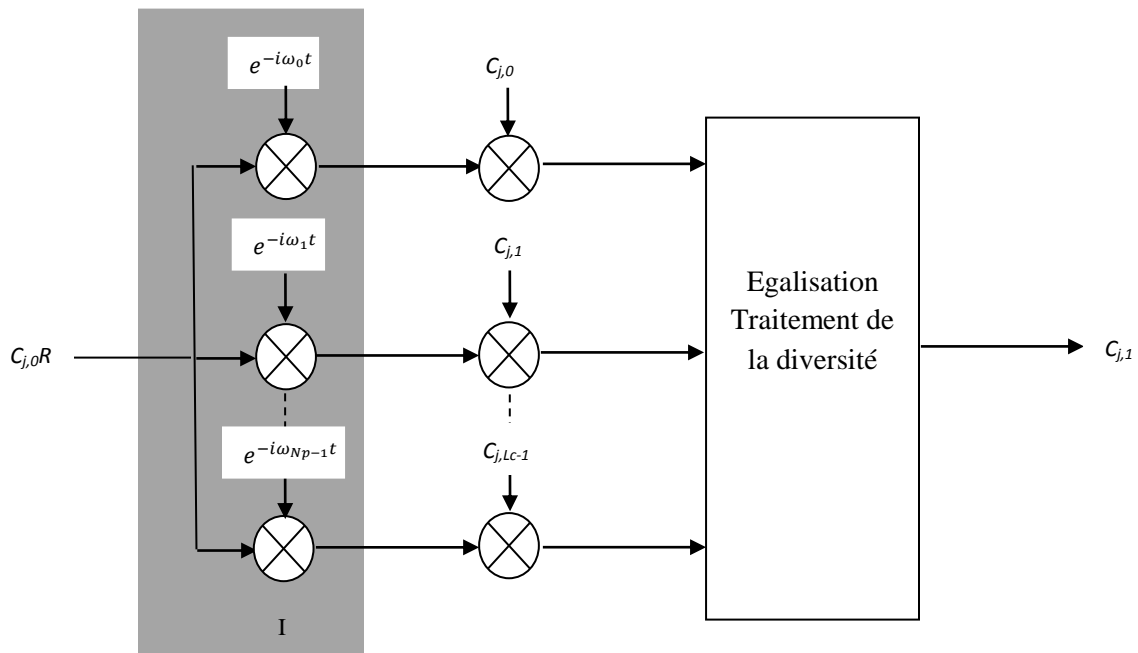


Figure 3.14 : Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur.

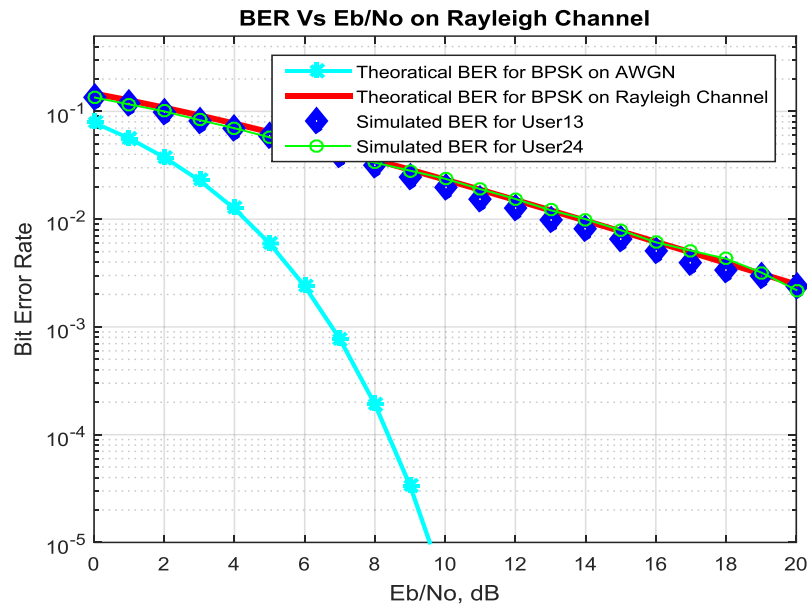


Figure 3.15 : BER pour MC-CDMA (2 utilisateurs)

3.8 L'ajout de la dimension spatiale

Les canaux MIMO ont l'avantage d'avoir dépassé les canaux conventionnels SISO sur plusieurs plans. Nous citons le gain en diversité, le gain en multiplexage et le gain réseau. Pendant les gains réseau et en diversité commun pour les systèmes MIMO, MISO et SIMO le gain en multiplexage est exclusif et représente une caractéristique unique des systèmes MIMO. Le gain réseau (antennes) désigne l'amélioration de recevoir un rapport signal sur bruit résultant d'une combinaison cohérente des signaux informatifs. La combinaison cohérente peut être réalisée par un traitement spatial sur le réseau d'antennes de réception ou par un prétraitement spatial au niveau des antennes émettrices. Formellement le gain réseau caractérise le déplacement horizontal de la probabilité d'erreur par rapport à la courbe de puissance transmise (en échelle logarithmique) en raison du gain en SNR. D'autre part le gain de diversité représente la fiabilité de la liaison par la réception de répliques de l'information grâce à des liens idéalement indépendants. Avec un nombre croissant de répliques indépendantes, la probabilité qu'au moins un signal ne soit affecté par un évanouissement profond augmente, ce qui améliore la qualité et la fiabilité de réception. Un canal MIMO avec N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices offre potentiellement $N_t N_r$ liens décorrélés, et par conséquent un ordre de diversité spatial. Formellement, le gain de diversité caractérise la pente de la pro-

tabilité d'erreur par rapport à la courbe de puissance (en échelle logarithmique) dans un régime à SNR Ford.

Les systèmes MIMO offre un accroissement linéaire du débit par multiplexage spatial, ce qui permet de transmettre d'avantage des données sur la même bande de fréquence fonctionnelle. En générale le nombre de flux de données qui peut être d'une façon fiable véhiculé sur un canal MIMO coïncide avec le minimum du nombre d'antennes utilisé. Essentiellement les critères de conception des systèmes de communication MIMO sont basés sur les gains antérieurs, notamment la diversité spatiale et les gains de multiplexage. En fait actuellement, les perspectives de compréhension de l'omniprésence de l'évanouissement dans les communications sans-fil proviennent de différentes voies. Traditionnellement l'évanouissement est considéré comme une source de hasard qui fait des liaisons sans-fils non fiables. En réponse une tentative naturelle est d'utiliser plusieurs antennes pour compenser les fluctuations aléatoires du signal et d'atteindre un gain de canal stable. Par conséquent la dimension spatiale est donc utilisée. Notons que chaque pair d'antennes fourni un trajet de signal différent (éventuellement indépendant) à partir de l'émetteur jusqu'au récepteur [38][59].

En envoyant des signaux qui transportent la même information sur des voies différentes ; des répliques décorrélées peuvent être reçus pour augmenter ainsi la fiabilité du procédé de réception : un exemple de systèmes MIMO qui révèle de cette catégorie sont les Codes espace-temps [59].

Plusieurs sources en littérature suggèrent que l'évanouissement dans les canaux MIMO peut paraître bénéfique du fait qu'il augmente les degrés de libertés disponibles pour la communication. Essentiellement, si les gains des chemins entre chacune des paires d'antennes émettrice-réceptrice subissent des évanouissements indépendants, la matrice du canal est bien conditionnée avec une grande probabilité, dans ce cas plusieurs canaux spatiaux sont créés. Par conséquent, le débit de données peut être augmenté par la transmission d'informations indépendantes en parallèle à travers les canaux spatiaux disponibles. Ce phénomène de multiplexage sont exploités par les architectures BLAST et V-BLAST [59].

Ce point de vue dichotomique sur le processus d'évanouissement, n'a pas empêché les chercheurs à envisager des systèmes MIMO combinant les deux techniques précédentes à base d'un compromis judicieusement choisi. Plusieurs tentatives ont été faites pour comprendre ce compromis entre la diversité et le multiplexage dans [60][61][62]. Cependant l'image complète de ce compromis a été donnée par Zheng et Tse.

3.9 Les systèmes de communications MIMO

Les systèmes de communications MIMO dépendent essentiellement de la quantité et de la qualité de l'information donnant l'état du canal (CSI¹⁰) disponible au niveau du récepteur (CSI-R) et/ou au niveau de l'émetteur (CSI-T). De toute évidence plus la connaissance du CSI est meilleure, plus le système est performant. La situation la plus étudiée est celle où un CSI parfait est au niveau du récepteur. Le CSI-R est traditionnellement acquis via la transmission d'une séquence d'apprentissage dite symboles pilotes qui permet l'estimation du canal. Il est également possible d'envisager une situation dans laquelle le CSI est connu pour l'émetteur et le récepteur [59]. CSI-T peut être obtenu soit par la technique dite Feedback (retour d'information dédié au canal) lorsque le canal est suffisamment à variation lente ou par l'exploitation de la réciprocité du canal qui permet d'estimer le canal à partir des mesures précédemment reçues. Remarquons que la première solution entraîne une perte en efficacité spectrale due à l'utilisation d'une partie de la bande pour transmettre l'état du canal, alors que la seconde nécessite une transmission full-duplex pour le principe de la réciprocité.

¹⁰ *Channel State Information*

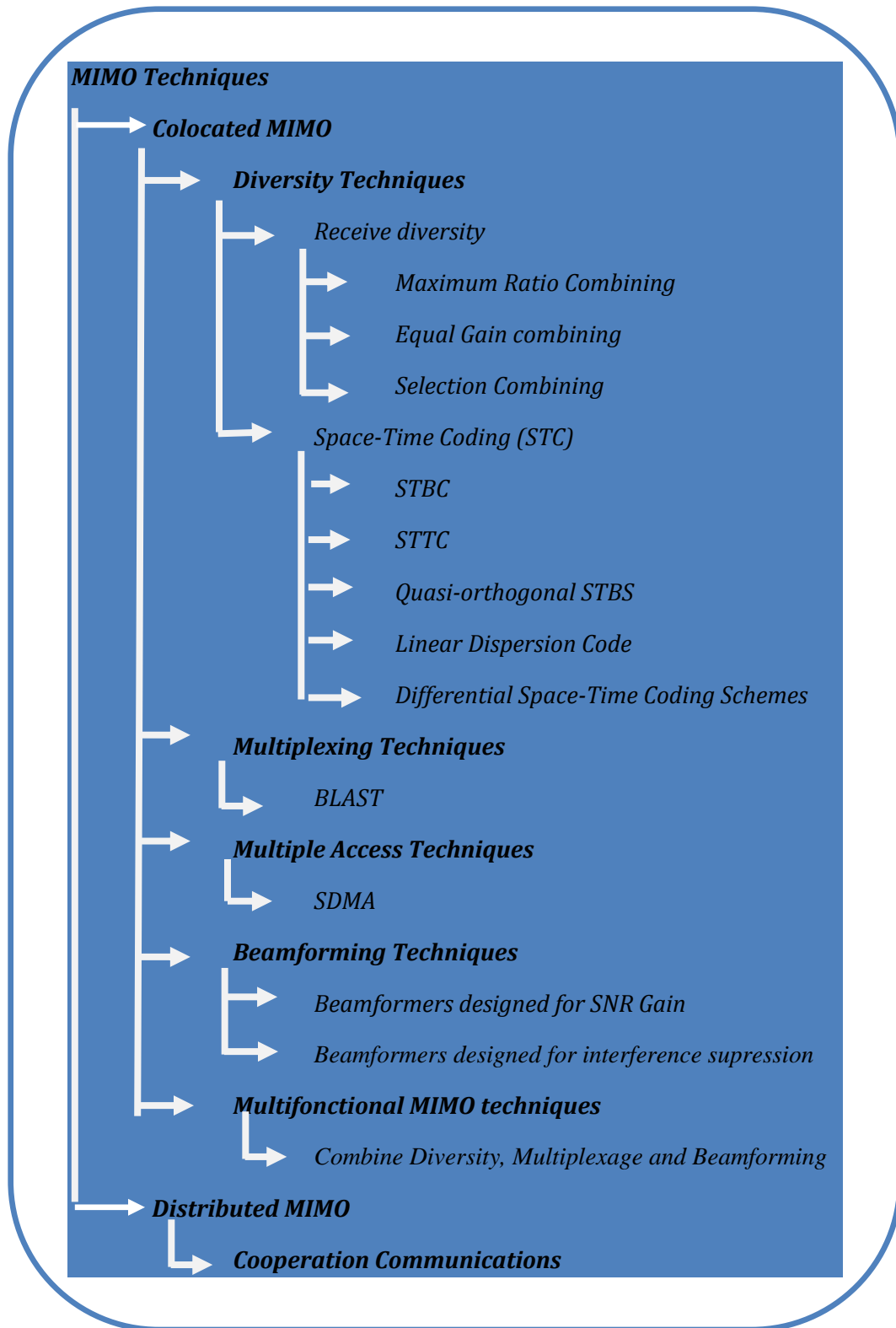


Tableau 3.2 : Classification des Techniques MIMO

Les systèmes MIMO ne nécessitant pas la connaissance du CSI-T peuvent être classés en deux catégories : ceux visant à augmenter la vitesse de transmission et ceux conçus augmenter la fiabilité. Les premiers sont souvent référés au multiplexage spatial et les seconds aux techniques de diversité. D'autre part, lorsque le CSI-T est applicable, la transmission peut être adaptée à chaque réalisation du canal grâce à des techniques de traitement du signal. Une approche à faible complexité et à fort potentiel consiste à l'utilisation d'un émetteur-récepteur MIMO linéaire, composé d'un pré-codeur linéaire au niveau de l'émission et d'un égaliseur linéaire au niveau de la réception. En général l'émetteur et récepteur sont conçus conjointement pour optimiser une fonction de coût globale qui prend en considération les SNR individuels, les erreurs quadratiques moyennes (MSE¹¹) et les taux d'erreurs binaires (BER) des sous-flux dont le nombre est établi à l'avance. En particulier, une solution optimale a été obtenue par la famille de fonctions de coût Schur-Convexe et Schur-Concave.

3.9.1 Capacité des canaux MIMO

Un système MIMO à respectivement N_t , N_r antennes émettrices et réceptrices, peut être modélisé par une matrice \mathbf{H} ($H_{i,j} \in \mathbb{C}^{N_r, N_t}$) dont les coefficients correspondent aux distorsions d'amplitude et de phase sur le trajet allant de l'antenne émettrice j vers l'antenne réceptrice i . \mathbf{H} est la réponse en fréquence $\mathbf{H}(t, f)$ du canal (de la réponse impulsionnelle $h(\hat{o}, t)$) considéré plat sur une bande étroite. Les signaux issus des N_t antennes émettrices se recombinaient sur chacune des N_r antennes réceptrices. Le signal reçu sur l'antenne de réception i est :

$$r_i = \sum_{j=1}^{N_t} H_{i,j} S_j + n_i \quad (3.23)$$

$$r_i \text{ Et } n_i \in \mathbb{C}^{N_r, 1} \quad S_j \in \mathbb{C}^{N_t, 1}$$

La décomposition en valeur singulières de la matrice canal est un outil communément utilisé pour déterminer le nombre équivalent de canaux SISO parallèles. La SVD¹² de \mathbf{H} permet d'obtenir une matrice diagonale $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N_r, N_t}$ définie par :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^T \quad (3.24)$$

$\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_r, N_r}$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_t, N_t}$ des matrices unitaires. \mathbf{D} contient les \mathbf{r} valeurs singulières de \mathbf{H} . \mathbf{r} est le rang de la matrice \mathbf{H} . la matrice diagonale \mathbf{D} est alors utilisée en lieu et place de \mathbf{H} dans un modèle équi-

¹¹ Mean square Error

¹² Singular Values Decomposition

valent où $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{D}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}}$ avec $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{r}$ et $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{n}$ et $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{s}$. Le rang de \mathbf{H} renseigne alors sur le nombre de canaux SISO dans le canal MIMO.

La capacité des systèmes MIMO est un sujet qui a été fortement étudié dans les années passées, et dont nous ne présentons que les résultats principaux afin d'en monter l'intérêt. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités, la puissance d'émission P_0 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition uniforme de puissance est optimale en terme de capacité [63]. Pour les relations de capacité les notions suivantes sont utilisées :

- La puissance est identique sur chaque antenne réceptrice notée σ_b^2
- P_r est définie comme la puissance moyenne reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance P_0 (cas du canal SIMO¹³).
- Le rapport SNR sur chaque antenne réceptrice est $\tilde{a}_r = P_r/\sigma_b^2$ et est indépendant du nombre N_r

3.9.1.1 Capacité du canal SISO

La capacité d'un canal SISO est donnée par [39][63] :

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \tilde{a}_r) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.25)$$

Cette capacité augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \tilde{a}_r$. Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3dB sur \tilde{a}_r ne fournira qu'une augmentation d'un 1 bps/Hz de la capacité.

3.9.1.2 Capacité du canal SIMO

La capacité d'un canal SIMO est donnée par [63] :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \tilde{a}_r N_r^2) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.26)$$

¹³Single Input Multiple Output.

Elle augmente en fonction du logarithme $1 + \tilde{\alpha}_r N_r^2$, soit un peu plus rapidement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

3.9.1.3 Capacité du canal MIMO

Pour un canal MIMO où la puissance sur chaque émetteur est P_0/N_t ¹⁴, la capacité¹⁵ vaut [63]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\tilde{\alpha}_r}{N_t} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T \right] \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.27)$$

Pour le cas particulier où N_r et N_t sont assez grand, l'espérance mathématique de la capacité pour un canal Rayleigh croît proportionnellement à N_r :

$$E[C_{MIMO}] \approx N_r \log_2(\det 1 + \tilde{\alpha}_r) \text{ bps/Hz} \quad (3.28)$$

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant de plus grande puissance de calcul.

¹⁴ La puissance est distribuée uniformément sur chacune des antennes émettrices.

¹⁵ Le terme \mathbf{I} représente la matrice identité

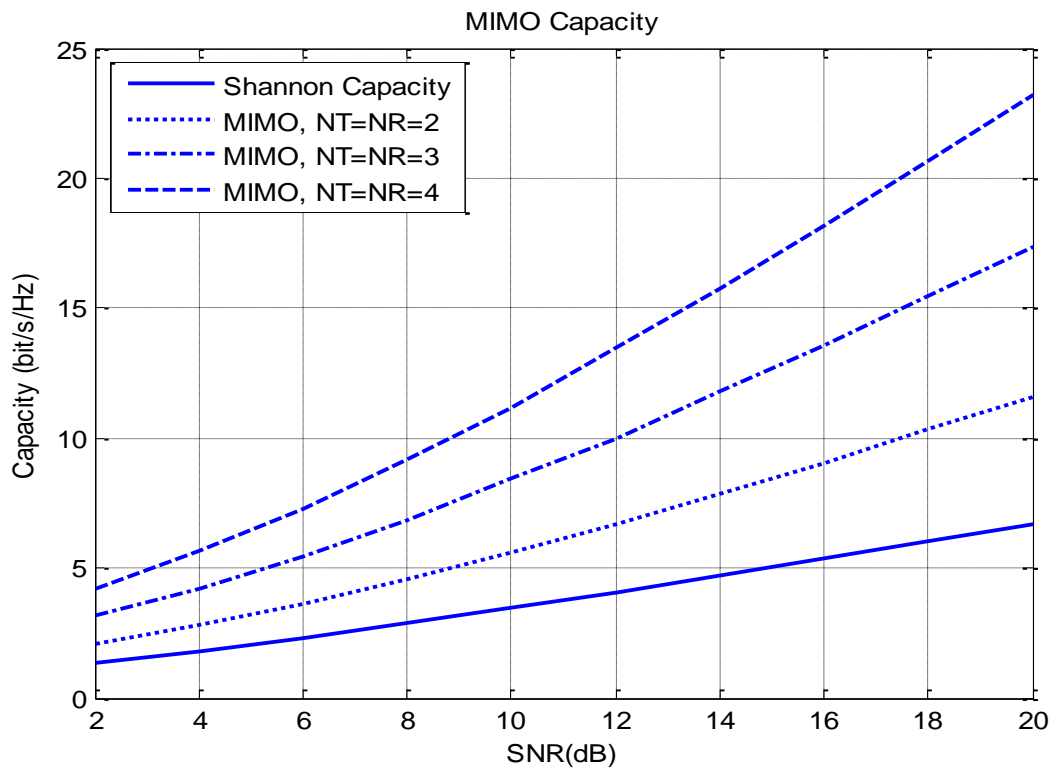


Figure 3.16 : Capacité des systèmes MIMO

3.9.2 La diversité dans le contexte MIMO Codes espace-temps

Les recherches sur les communications en présence d'évanouissement canal représentent un des plus grands défis ces derniers temps. Dans un canal à évanouissement, les atténuations aboutissent souvent à des erreurs de décodage. Un moyen pour surmonter ce problème est de permettre au récepteur d'avoir plusieurs répliques du même signal transmis, tout en assumant qu'au moins certains d'entre eux ne sont pas sérieusement atténués. Cette technique réfère à la diversité, où il est possible d'atteindre un certain gain de diversité en créant des répliques décorrélées (en évanouissement) dans le domaine temporel, fréquentiel ou spatial. La diversité spatiale résulte de l'utilisation d'antennes multiples en émission ou en réception. Celles-ci peuvent être utilisées pour transmettre ou recevoir la même séquence afin d'atteindre la diversité et par conséquent améliorer le TEB. Une simple technique qui ne nécessite pas l'utilisation de la bande fréquentielle consiste à multiplier les antennes au niveau du récepteur. Dans le cas d'un évanouissement plat à bande étroite la stratégie de combinaison optimale en terme de maximiser le SNR est la technique

MRC¹⁶. D'un autre point de vue, l'idée de diversité peut correspondre à la transmission instantanée du même signal informatif sur plusieurs antennes dans la même bande passante [40][64]. Dans ce contexte Alamouti a mis en évidence un schéma de transmission utilisant deux antennes, où l'avantage clé était l'utilisation d'un simple processus linéaire de détection au niveau du récepteur basé sur la technique de détection ML¹⁷. Ces travaux d'Alamouti ont inspiré Tarokh et Al à généraliser ce schéma au plus de deux antennes émettrices. La famille des codes STBC sont capable d'atteindre un gain de diversité équivalent que celui des STTC dans le cas où le même nombre d'antennes sont utilisées tout en assurant un décodage peu complexe. Cependant un désavantage des systèmes STBC en comparaison avec les STTC est celui qu'ils ne fournissent aucun gain de codage. Hochwald a proposé après, le concept d'étalement espace-temps STS¹⁸ pour la voie descendante du WCDMA. Les schémas STBC et STS lorsqu'ils utilisent un nombre d'antennes considérables, ils entraînent une diminution du débit informatif et engendrent par conséquent une perte au niveau de l'efficacité spectrale. Une idée alternative pour la construction de codes STBC Full-Rate pour des schémas de modulation plus complexe et pour un nombre d'antenne plus grand, s'est persuadée des nouveaux codes dits : Quasi orthogonaux STBC. D'autres types de codes ont vu le jour notamment les codes LDC (Linear DispersionCodes)[64].

Une caractéristique commune à l'ensemble des schémas précédents, est l'utilisation d'une détection cohérente qui assume la disponibilité du CSI au niveau du récepteur. En pratique, le CSI de chaque lien entre chaque paire d'antennes est estimé au niveau du récepteur soit aveuglement ou en utilisant des symboles dits : Training symbols. L'estimation du canal invoqué pour l'ensemble des antennes augmente considérablement le coût et la complexité du récepteur. Le tableau suivant représente les contributions essentielles dans le cadre des techniques à diversité.

3.9.3 Le codage espace-temps en bloc

Les codes espace-temps en bloc ou en anglais STBC sont historiquement les premiers codes temps-espace présentés dans la littérature. Le principe des STBS est de diviser les séquences binaires d'entrée constituées de nP bits de manière à former P signaux d'une constellation à $M = 2^m$ états. Des combinaisons linéaires de ces signaux et de leurs conjugués sont ensuite réparties dans une matrice $N_t \times T$ où T est le nombre de temps symbole nécessaire à l'envoi d'un mot code. Le signal MIMO envoyé à l'instant t correspond à la $t^{\text{ème}}$ colonne du mot de code.

¹⁶ *Maximum Ratio Combining*

¹⁷ *Maximum Likelihood.*

¹⁸ *Space Time Spreading*

Un code espace-temps en blocs orthogonaux OSTBC est un STBC tel que son mot de code est une matrice orthogonale. Ces codes ont l'avantage d'avoir un gain de diversité maximal. Historiquement Alamouti a proposé le premier O-STBC pour deux antennes d'émission.

<i>ANNÉE</i>	<i>AUTHEUR(S)</i>	<i>CONTRIBUTIONS</i>
<i>1998</i>	<i>Tarokh et al. [65]</i>	<i>Proposed a detection algorithm for the Alamouti scheme dispensing with channel estimation.</i>
<i>1999</i>	<i>Tarokh et al. [66]</i>	<i>Proposed a differential encoding/decoding of Alamouti's scheme with PSK constellations.</i>
	<i>Hochwald et al.</i>	<i>Proposed a differential modulation scheme for transmit diversity based on unitary space-time code.</i>
<i>2000</i>	<i>Hughes</i>	<i>Proposed a differential modulation scheme that is based on group codes.</i>
<i>2001</i>	<i>Jafarkhani et al.</i>	<i>Proposed a differential detection scheme for the multiple antenna STBC.</i>
<i>2002</i>	<i>Schober et al</i>	<i>Proposed non-coherent receivers for differential space-time modulation (DSTM)</i>
<i>2003</i>	<i>Hwang et al.</i>	<i>Extended the scheme of Jafarhani to QAM constellations</i>
<i>2004</i>	<i>Nam et al</i>	<i>Extended the scheme of Hwang to four transmit antennas & QAM constellations.</i>
<i>2005</i>	<i>Zhu et al</i>	<i>Proposed a new differential modulation scheme based on quasi-orthogonal STBC, which results in a lower BER and full diversity.</i>
<i>2007</i>	<i>Song et al</i>	<i>Proposed a new class of quasi-orthogonal STBC with simple differential decoding that avoids signal constellation expansion.</i>

Tableau 3.3 : Les majeures contributions aux techniques MIMO à diversité

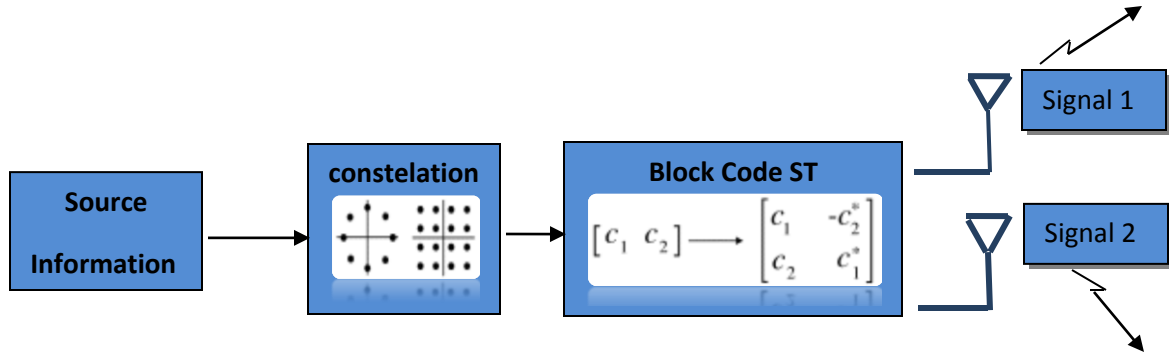


Figure 3.17 : Principe des codes spatio-temporels en bloc

3.9.3.1 Code temps-espace d'Alamouti

Considérons dans cette section une modulation à M états où $M = 2^n$ $n \in \mathbb{N}^*$. À chaque instant, deux paquets de n bits sont utilisés pour générer deux signaux s_1 et s_2 appartenant à \mathbb{C} . Le mot code envoyé en fonction de la paire de signaux (s_1, s_2) s'écrit [41][65] :

$$C = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Cette représentation du mot de code est couramment appelée matrice de codage dans le cas des codes en bloc. Le traitement des signaux modulés s'effectue en deux temps symbole. Au premier temps symbole $t=1$, les signaux s_1 et s_2 sont envoyés respectivement par la première et la deuxième antenne. Au deuxième temps symbole $t=2$, les signaux $-s_2^*$ et s_1^* sont envoyés respectivement par la première et la deuxième antenne. L'orthogonalité est vérifiée car :

$$CC^H = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* & s_2^* \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} = (s_1 s_1^* + s_2 s_2^*) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \cdot \mathbf{I} \quad (3.30)$$

Le décodage des codes d'Alamouti est relativement simple. Nous considérons le cas d'un canal à évanouissement de Rayleigh avec un nombre k d'antenne de réception supérieur à 1. Les coefficients du canal sont connus en réception. Les signaux reçus r_1^k et r_2^k par l'antenne réceptrice d'indice k , respectivement lors du premier et du deuxième temps symbole sont groupés dans la matrice :

$$R^k = [r_1^k, r_2^k] = [h_{k,1}, h_{k,2}] \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_k^1, n_k^2] \quad (3.31)$$

Où $h_{k,k'}$ correspond au coefficient du canal entre la k^{ieme} antenne k^{ieme} antenne émettrice et la $k' ieme$ antenne réceptrice. Et n_k^1, n_k^2 sont les signaux de bruit sur la k^{ieme} antenne de réception respectivement au premier et au deuxième temps symbole [65]. En posant $H = \begin{bmatrix} h_{k,1} & h_{k,2} \\ h_{k,1}^* & h_{k,2}^* \end{bmatrix}$

$$R'^k = \begin{bmatrix} r_1^k \\ r_2^{k*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{k,1} & h_{k,2} \\ h_{k,1}^* & h_{k,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k^1 \\ n_k^2 \end{bmatrix}$$

$$R'^k = H \cdot S + N$$

$$\tilde{r}^k = H^H R'^k = (|h_{k,1}|^2 + |h_{k,2}|^2) S + H^H N \quad (3.32)$$

Le but du décodeur à maximum de vraisemblance est de trouver les symboles estimés les plus probables.

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arg \min_{\hat{s}_1 \in C} \left(\sum_{k=1}^{N_t} |\tilde{r}_1^k - (|h_{k,1}|^2 + |h_{k,2}|^2) \hat{s}_1|^2 \right) \\ \arg \min_{\hat{s}_2 \in C} \left(\sum_{k=1}^{N_t} |\tilde{r}_2^k - (|h_{k,1}|^2 + |h_{k,2}|^2) \hat{s}_2|^2 \right) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Où C représente l'ensemble des points de constellations

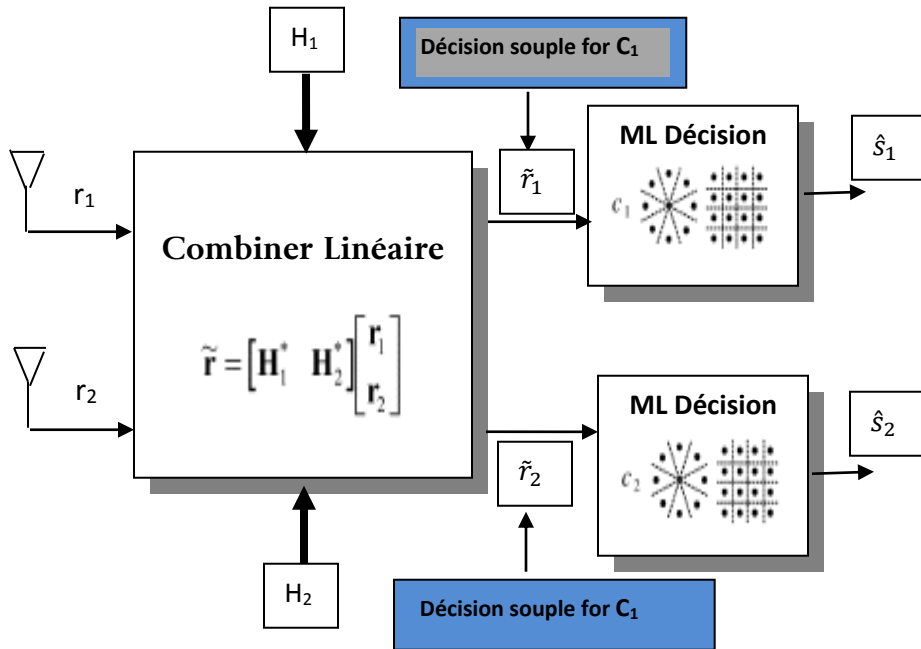


Figure 3.18 : Principe du récepteur à codes spatio-temporels en bloc

Classiquement le rendement d'un STBC est défini par :

$$R_c = \frac{n_s}{T} \quad (3.34)$$

Avec n_s le nombre de signaux modulés en entrée du codeur et T est le nombre de temps symbole utilisés pour la transmission complète d'un mot de code. Dans le cas d'un code d'Alamouti, il y a deux signaux en entrée du codeur (s_1, s_2) et la transmission d'un mot code dure deux temps symbole. Le rendement est donc égal à 1. Pour que le gain de diversité soit maximal, il suffit de montrer que la matrice de différence de mots code soit toujours de rang plein pour tous les mots de code [65] :

$$C = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \text{ et } \hat{C} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 & -\hat{s}_2^* \\ \hat{s}_2 & \hat{s}_1^* \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

La matrice de différence de mots code est alors :

$$B(C, \hat{C}) = \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & -s_2^* + \hat{s}_2^* \\ s_2 - \hat{s}_2 & s_1^* - \hat{s}_1^* \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Et la matrice des distances entre les mots code est : $A(C, \hat{C}) = B(C, \hat{C})B(C, \hat{C})^H$, le déterminant de $A(C, \hat{C})$, $\text{Det}[A(C, \hat{C})] = |s_1 - \hat{s}_1|^2 + |s_2 - \hat{s}_2|^2$ est nul si et seulement si $s_1 = \hat{s}_1$ et $s_2 = \hat{s}_2$.

Ainsi pour $C \neq \hat{C}$ la matrice $B(C, \hat{C})$ est toujours de rang plein, ce qui donne un gain de diversité égale à $2N_r$. Par contre, le code d'Alamouti n'apporte aucun gain de codage car :

$$\forall(C, \hat{C}) \quad G = \min\left(\frac{\text{Det}[A(C, \hat{C})]}{d_u^2}\right) = 1 \quad (3.37)$$

En effet, le déterminant minimal de $A(C, \hat{C})$ pour toute paire (C, \hat{C}) est égal à la distance minimale entre deux points de la constellation utilisée C .

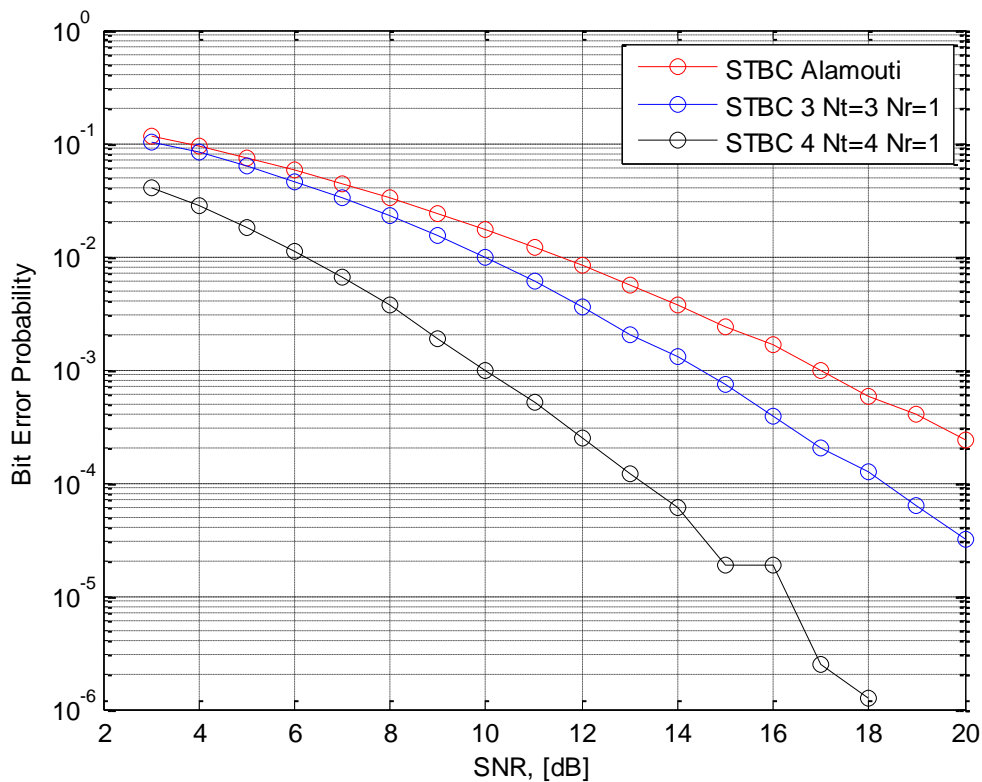


Figure 3.19 : BER pour les codes STBC

3.10 La combinaison MIMO-OFDM

Les codes spatio-temporels vus précédemment tiennent compte de la diversité spatiale, mais ne sont pas conçus pour exploiter celle des canaux sélectifs en fréquence. La solution pour l'exploitation de la diversité fréquentielle dans un contexte MIMO est de recourir à l'OFDM et de le combiner au codage temps-espace. Le choix du code est important puisqu'il détermine directement les performances du système. Dans l'association des systèmes MIMO aux systèmes OFDM, il faut veiller sur la disposition des blocs de codage exploitant la diversité spatiale par rapport aux symboles OFDM exploitant à leur tour la diversité fréquentielle, la figure suivante donne nuance sur ce point précis [66].

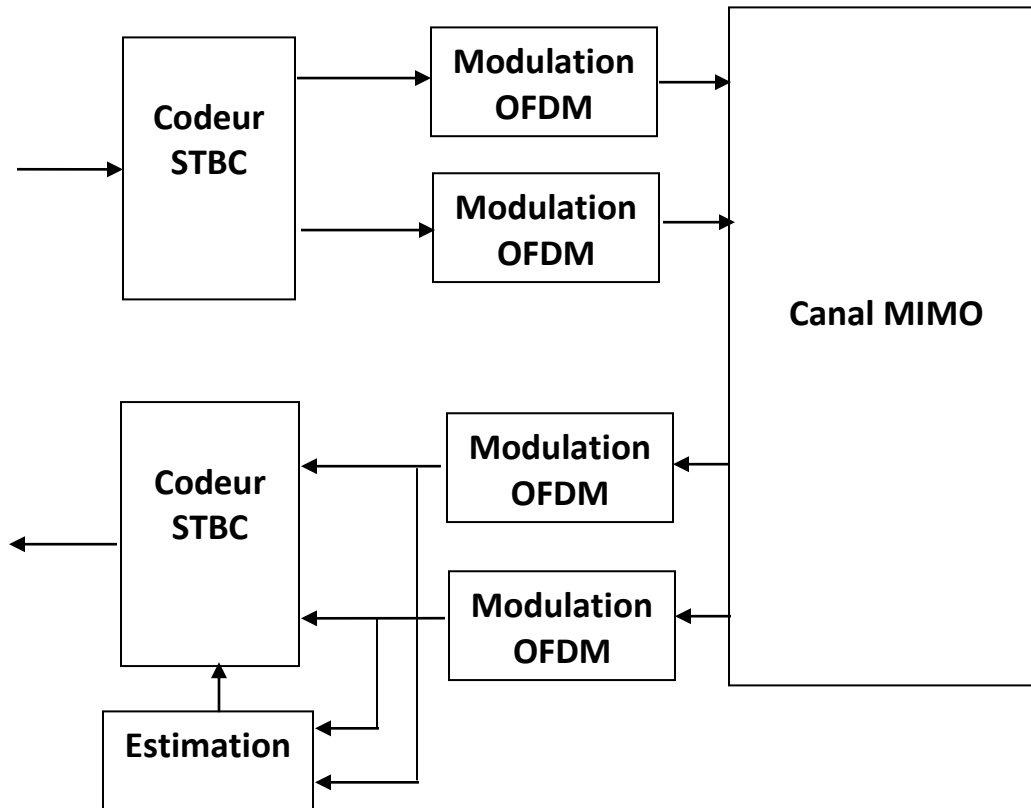


Figure 3.20 : Association MIMO-OFDM. Le bloc OFDM s'insère après le codage STBC.

L'association de ces deux techniques peut être réalisée de plusieurs manières. En effet, le codage STBC peut coder les symboles entrant S soit de manière classique, ou bien tenir compte de la modulation OFDM et coder ces mêmes symboles par blocs de symboles $[S_1, S_2, S_3, \dots]$. Les deux antennes émettrices transmettent à l'instant t les deux symboles OFDM originaux, puis à l'instant $(t+T_s)$ les deux symboles OFDM codés. L'inconvénient des systèmes STBC-OFDM est la contrainte forte imposée sur le canal de propagation : L'invariance dans le temps sur deux symboles OFDM ($2.T_s$). De plus, le codage par bloc sur un grand nombre de symboles ajoute de la latence au système [66].

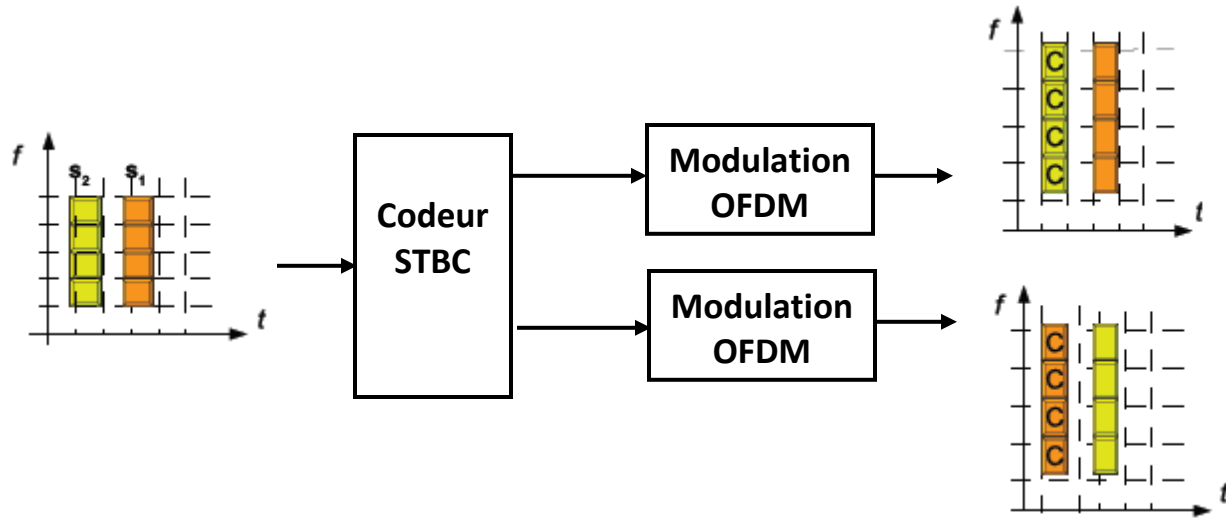


Figure 3.21 : Symboles OFDM ($N_c=4$) et codage STBC ($N_t=2$)

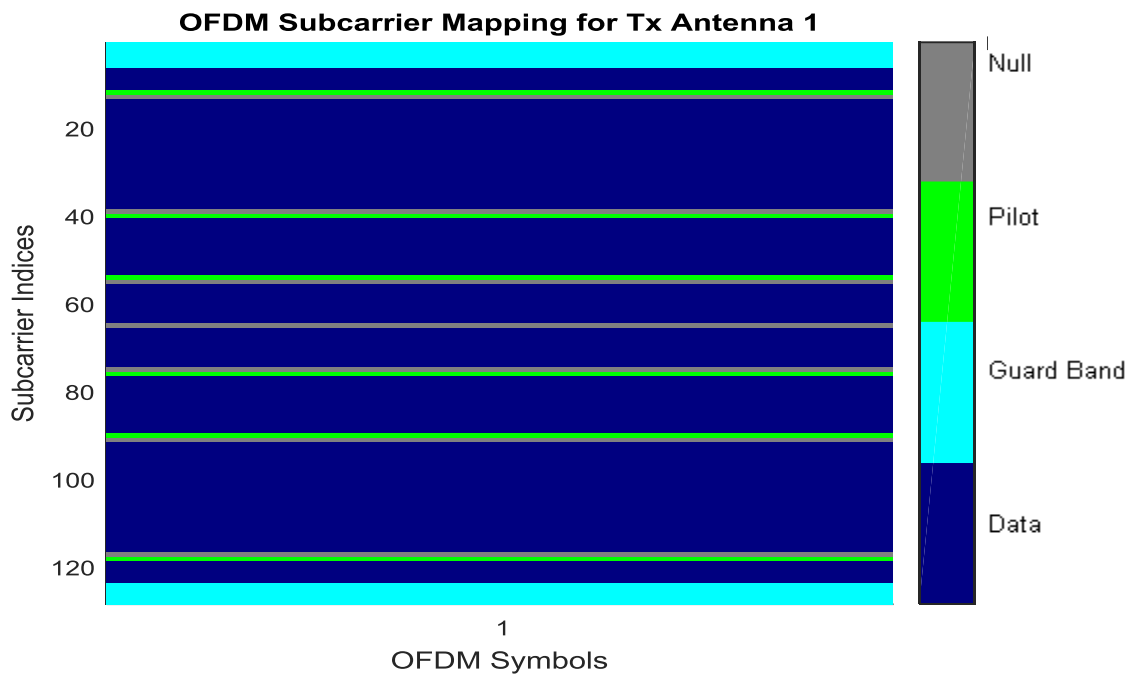


Figure 3.22 : Bande de garde dans les systèmes MIMO-OFDM

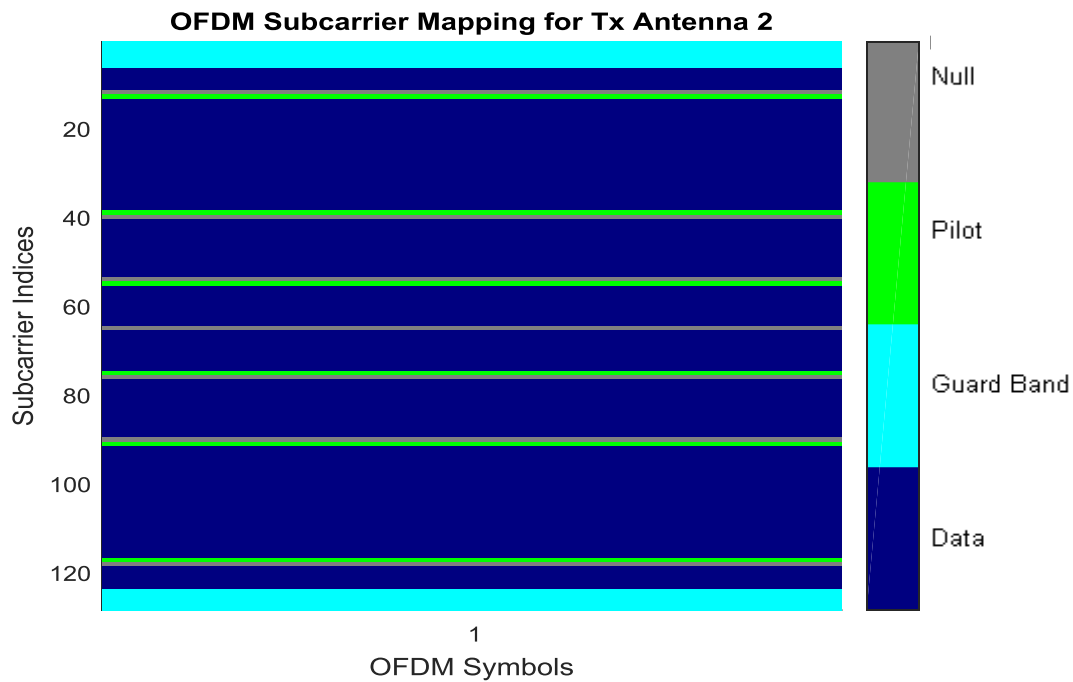


Figure 3.23 : Bande de garde dans les systèmes MIMO-OFDM

3.11 Les systèmes STBC-MC-CDMA

La technique MC-CDMA exploite la diversité fréquentielle, la diversité temporelle et la diversité de codes, apportées par l'accès multiple par répartition de codes. Les codes STBC de leurs part apporte de la diversité spatiale afin d'améliorer la robustesse du signal sans connaissance de l'état du canal à l'émission. L'association des deux techniques MIMO et MC-CDMA permet donc l'exploitation de l'ensemble des diversités qu'elle soit temporelle-fréquentielle-spatiale ou de code. Le MC-CDMA permet de sa part à plusieurs utilisateurs de communiquer sur la même sous-bande au même moment sans interférer grâce à l'utilisation d'un code de longueur L_c . Le codeur STBC doit alors traiter des symboles multiutilisateurs qui de plus sont étalés d'un facteur L_c . Comme nous considérons un système MIMO-MC-CDMA avec codage STBC-OFDM, le codage se fait entre symboles OFDM/MC-CDMA sans tenir compte du contenu des symboles (Mono/multiutilisateurs, étalés/non étalés). Les deux opérations d'étalement et de codage temps-espace peuvent être donc réalisées indépendamment.

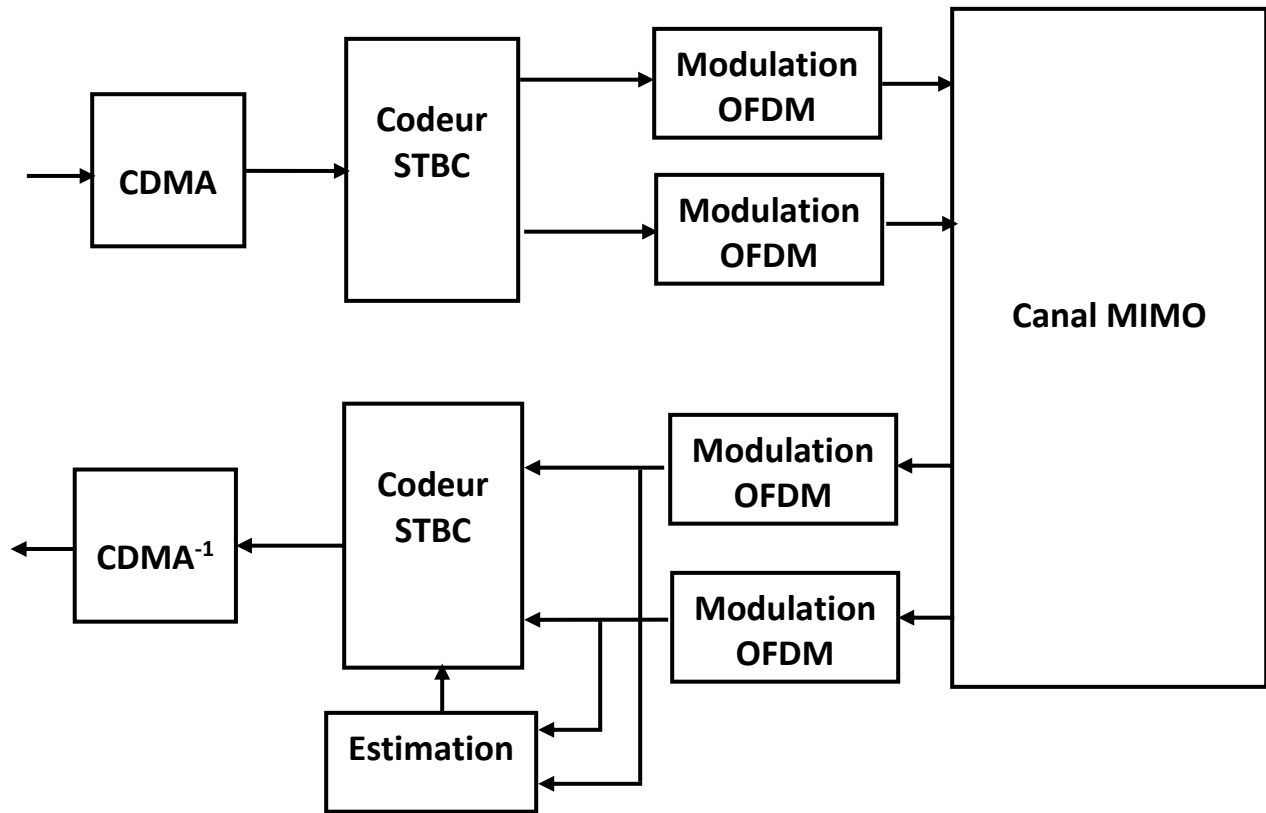


Figure 3.24 : Synoptique simplifié d'un système MIMO-MC-CDMA

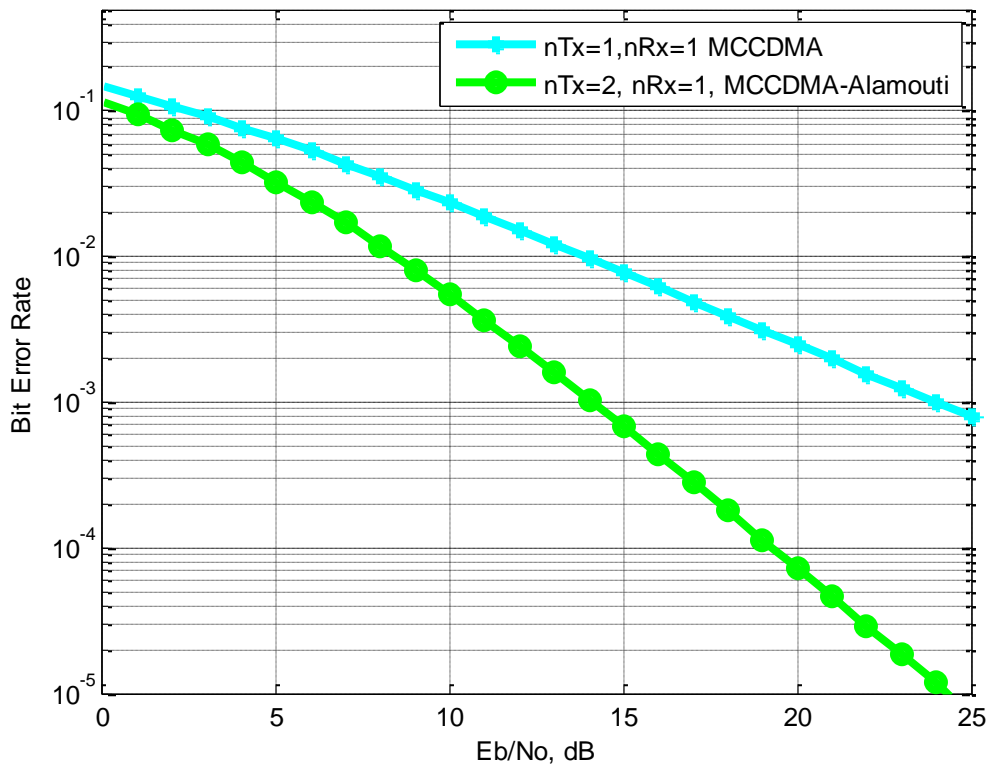


Figure 3.25 : BER pour le système MCCDMA-Alamouti

La figure 3.25 trace le taux d'erreur binaire en fonction du signal à bruit pour une chaîne de transmission MCCDMA d'une part (courbe en bleu) et d'autre part pour la chaîne de transmission MIMO-MCCDMA (courbe en vert) utilisant le codage spatio-temporel d'Alamouti à deux antennes émettrice et une seule antenne réceptrice. La figure montre clairement la contribution des techniques MIMO à travers les codes STBC en termes de taux d'erreur binaire, d'ailleurs en remarque clairement que pour la même valeur du SNR (par exemple 15dB) la courbe verte présente un BER nettement réduit que celle en bleu, de l'ordre de 10^{-1} en BER pour cette valeur d SNR.

3.12 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet précisément, de la présentation de la forme d'onde, sous laquelle devra se propager l'information dans le contexte décrit tout au long de ce chapitre, celui combinant les techniques à étalement du spectre, techniques multiporteuses et techniques de codage spatio-temporel. Les différentes techniques présentes sous ce contexte même si elle partage le point d'être commune en termes de

l'efficacité apportée par cette association, présentent aussi une divergence considérable en termes de sous-spécifications apportées par chacune de ces techniques. Un choix judicieux selon le contexte des travaux de recherches réalisés reste essentiel à focaliser. Le chapitre suivant fera l'étude d'une description complète du système de communication, mettant en œuvre l'association de ces techniques, les chaînes de transmission et de réception seront présentées de façon concrète.

Chapitre 4

IMPLEMENTATION DE LA COUCHE PHYSIQUE

La couche physique fournit les moyens mécaniques, électriques, fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions physiques destinées à la transmission de bits entre deux entités de liaison de données. Cette couche a pour rôle d'assurer la transmission des données sous une forme capable de se propager dans l'air et de résister aux différentes perturbations inhérentes au canal radio mobile. D'un point de vue fonctionnel, la couche physique offre un service de transport sur l'interface air à la couche MAC. Les fonctions réalisées par la couche physique sont le codage canal, qui protège les bits d'informations contre les erreurs de transmission, la modulation qui associe les bits à transmettre à des symboles de modulation capable d'imprimer une onde électromagnétique ; les traitements spatiaux qui précodent les symboles de modulation afin de les transmettre sur plusieurs antennes, la modulation multiporteuses qui associe le signal à transmettre sur chaque antenne à des porteuses multiples selon le principe de l'OFDM pour la voie descendante et du SC-FDMA en voie montante. Les opérations inverses sont effectuées par la couche physique en réception, ainsi que des traitements de lutte contre l'interférence. En outre, la couche physique assure des fonctions n'impliquant pas une transmission de données, mais plutôt nécessaires à son fonctionnement tel que : les mesures radio pour l'estimation canal, la qualité du signal de la cellule servante ; la synchronisation afin d'acquérir et de maintenir la synchronisation en temps et en fréquence avec la porteuse ; la détection cellule et la signalisation d'informations de contrôle. Ce chapitre présentera la couche physique proposée du système de communication mis en valeur sous l'environnement SIMULINK.

4.1 L'environnement SIMULINK

SIMULINK est une plateforme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implantation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal. L'environnement SIMULINK peut modéliser un système, simuler son comportement, décomposer le design avant son implémentation. Avec cette plateforme, il est possible de créer des diagrammes hiérarchiques de blocs pour la modélisation haut niveau d'un système. La simulation permet de s'assurer que le système correspond aux spécifications. La simulation est paramétrée de manière à optimiser les performances. SIMULINK peut modéliser des données simples ou multicanaux, des composants linéaires ou non, des composants numériques analogiques ou mixtes. Il peut modéliser des sources de signaux et les visualiser [50]. Des alternatives à ce logiciel peuvent être trouvées dans la littérature comme le Xcos un logiciel inclus dans SCILAB sous licence libre, ce dernier est un éditeur graphique pour construire des modèles de systèmes dynamiques hybrides. GNU Radio est une autre alternative cette fois ci dans le domaine de la radio-logicielle.

4.2 La couche PHY-OFDM du standard 802

Le but principal de la couche PHY-OFDM consiste à transmettre les unités de données MPDU dirigées par la couche MAC. Cette même couche dite PHY-OFDM est divisée en deux sous éléments : la sous couche physique protocole de convergence (PLCP) et la sous couche PMD. Le PLCP prépare les MPDU pour la transmission, il offre également un service à la couche MAC en lui envoyant les trames entrantes lors de la réception. La sous couche PLCP minimise l'écart de divergence entre la couche MAC et PMD par un Mapping des MPDU selon un format convenable dans des trames pour la transmission via le PMD. Sous la direction du PLC, le PMD assure une transmission réelle d'entités PHY par l'interface air et fournit la modulation et la démodulation des trames. Ces deux sous-couches régissent la transmission et le fonctionnement de réception. La modulation 802.11 PHY-OFDM divise le signal série en groupe de symboles de 1, 2, 4 ou 6 bits en fonction du débit choisi, puis ils sont convertis en nombres complexes représentant des points de constellations en vigueur ; par exemple pour un débit de 24 Mbps, la constellation choisie par le PLCP est 16QAM. Dans le schéma OFDM un grand nombre de sous-canaux orthogonaux à bande étroite transmis en parallèle, divisent la bande disponible. La séparation des sous-porteuses est théoriquement minimale telle qu'il existe une utilisation spectrale compact. L'idée est donc de distribuer le signal sur toutes les porteuses et donc de répartir les symboles d'information. En conséquence si une porteuse sélective s'efface, elle entrainera quelques bits erreurs sur plusieurs blocs symboles et non un grand

nombre d'erreurs sur un seul symbole. Ainsi la codification canal sera en mesure de corriger les données erronées par l'utilisation de l'information correcte présente dans le reste des symboles des fréquences porteuses en repos non affectée par la décorrélation.

4.3 Structure de système 802.11

Le système de communication du standard exécute les tâches suivantes :

1. Une génération de données aléatoires à un débit binaire qui varie au cours de la simulation, le débit de données variable est obtenu par un bloc source périodique pendant une durée qui dépend du débit de données souhaité.
2. Codage, entrelacement, et modulation en utilisant l'un des régimes précis dans la norme : ces opérations font partis du bloc Modulator Bank. En particulier chaque bloc modulateur (dans le MB) effectue les tâches suivantes : un codage convolutif et Puncturing en utilisant les rendements de code $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$. Un entrelacement et dernièrement une modulation BPSK, QPSK, 16QAM and 64 QAM.
3. Transmission OFDM à l'aide de 52 sous-porteuses, 4 pilotes, 64 points FFT et un préfix cyclique de 16 échantillons.
4. Préambule PLCP modélisé comme quatre séquences d'apprentissage ou de formation longue durée.
5. Canal dispersif à évanouissement.
6. Égalisation au niveau de la réception.
7. Décodage de VITERBI.

4.4 Système émetteur

Pour la mise en œuvre et l'implémentation du système, une source de données à débits variables est considérée, les paramètres généraux pour la couche PHY-OFDM sont mentionnés dans le tableau qui suit :

DATA RATE (Mbps)	MODULATION	CODING RATE (R)	CODED BITS PER SUBCARRIER	CODED BITS PER OFDM SYMBOL	DATA BITS PER OFDM SYMBOL
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	1	48	24
9	BPSK	$\frac{3}{4}$	1	48	36
12	QPSK	$\frac{1}{2}$	2	96	48
18	QPSK	$\frac{3}{4}$	2	96	72
24	16QAM	$\frac{1}{2}$	4	192	96
36	16QAM	$\frac{3}{4}$	4	192	144
48	64QAM	$\frac{2}{3}$	6	288	192
56	64QAM	$\frac{3}{4}$	6	288	216

PARAMETERS	VALUE
NOMBRE SOUS PORTEUSES D DONNÉES	48
NOMBRE DE SOUS PORTEUSES PILOTS	4
NUMBER OF FFT SUBCARRIERS	64
CYCLIQUE PREFIXE	16
VITERBI DEPTH:TRADEBACK DEPTH IN VETERBI DECODER	34
DURÉE SYMBOLE OFDM	4e-006
VECTEUR PUNCTURE	[110110]

Tableau 4.1 : Paramètres globaux de la couche PHY 802.11

4.5 Définition du modèle

Le but principal du modèle est de donner une première structure et une trajectoire au projet qui va être mis en œuvre, par la classification en trois domaines des exigences de l'environnement de développement, ces trois domaines sont Applications, Algorithmes et architectures. À partir de l'application qui doit être mis en œuvre, le modèle permet de le connecter à un ou plusieurs algorithmes de traitement de signal. La deuxième étape consiste à modifier les applications en relation avec éventuellement des troubles ou infaisabilité, qui pourrait signifier l'ajout de certaines contraintes. Après cela, le modèle d'architecture montre les solutions possibles pour les algorithmes, de sorte que finalement elle peut conduire à un grand espace de conception. Cette phase est traitée par HW-SW codesign exploration et de l'architecture. Analyser les différents points dans le domaine des architectures, il y a une rétroaction aux algorithmes précédents pour la validation. Après la mise en œuvre, la vérification des résultats est nécessaire, afin de voir si les tests finaux respectent les contraintes initiales et satisfont aux exigences. L'idée est de mettre en œuvre un système sans fil basée sur la norme IEEE 802. En particulier, le projet met l'accent sur le lien physique, par l'insertion d'un système MIMO dans le système OFDM d'origine dans un contexte CDMA afin d'accélérer le débit binaire tout en réduisant la probabilité d'erreurs.

4.6 La norme WMAN 802.16

Dans cette section, une brève description de la couche physique de l'IEEE 802.16 avec MIMO STBC est donnée, compte tenu de la mise en œuvre Matlab-Démo La norme IEEE 802.16 est la norme des télécommunications sur laquelle le WiMAX et le WMAN sont basées. Ils sont les technologies sans fil qui offrent un haut débit pour le système. La figure suivante montre le schéma de la mise en œuvre Simulink de la norme IEEE802.16 qui transmet en utilisant une modulation OFDM et un système MISO 2x1. On note que le travail proposé dans ce travail de thèse, prend comme initiative ce schéma, en particulier la section d'antenne multiple.

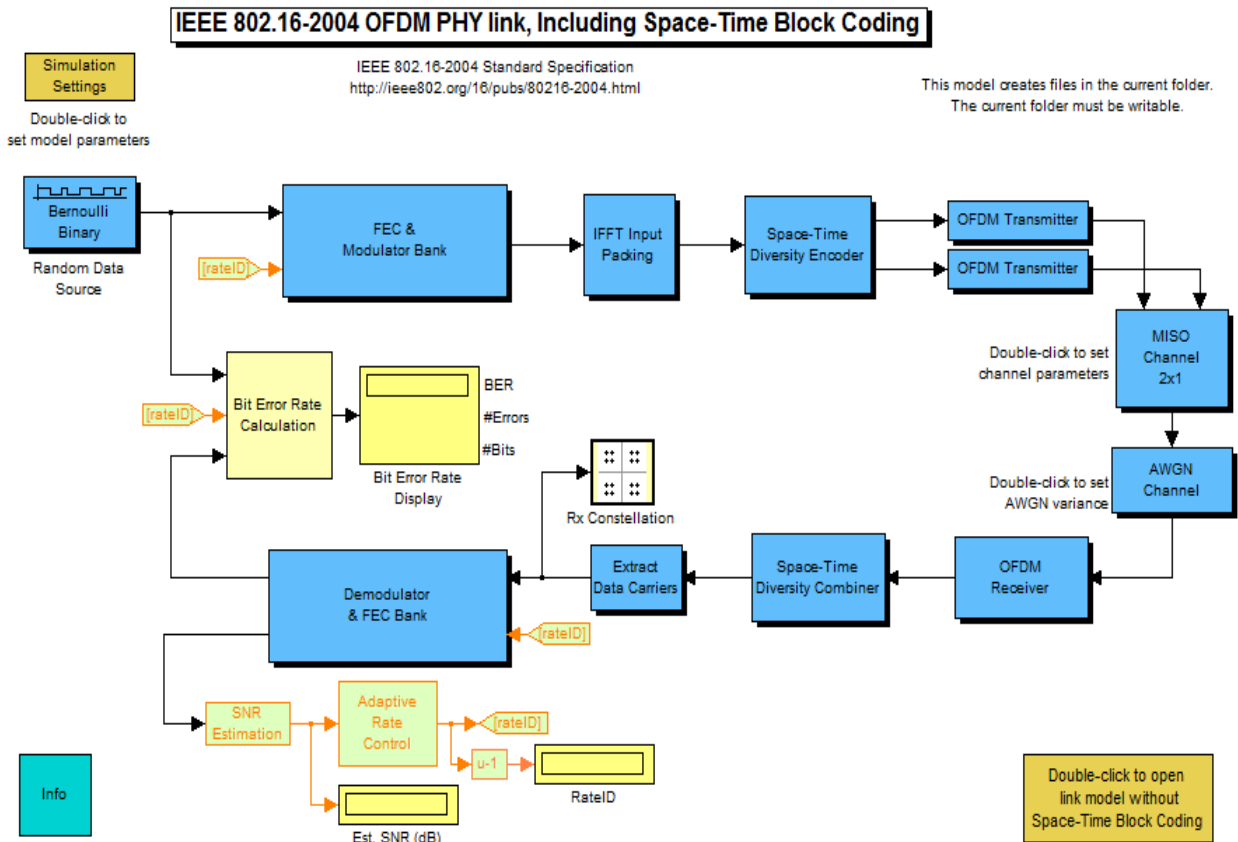


Figure 4.1 : Couche physique IEEE 802.16 OFDM

La Figure montre la couche physique WMAN en Simulink pour la norme IEEE 802.16, où les blocs bleus représentent l'architecture du système de transmission, le voyant vert du système pour gérer les modulations et le FEC (Forward Error Correction), en jaune les écrans (SNR, BER, nombre d'erreurs et bits transmis) et en brun les blocs de réglage. Sur le dessus, il y a la source de données et l'émetteur, à droite le modèle MISO de canal avec un bruit blanc gaussien additif, enfin sur le fond du récepteur. Notez que dans ce modèle, la communication fonctionne en bande de base équivalente, parce que la mise en œuvre radiofréquence (RF) a besoin des environnements de test plus puissants que Matlab Simulink.

La chaîne de transmission est composée par :

- Source aléatoire de données, qui fournit des bits aléatoires à l'entrée qui simule la liaison descendante du système de WMAN. elle génère des rafales constituées d'un certain nombre de symboles OFDM.
- Correcteur d'erreur (FEC), qui est développé par un code à convolution (CC) à l'intérieur d'un code de Reed-Solomon (RS).
- Entrelaceur de données qui associe le codage à un certain nombre de sous-porteuses.
- Bloc de modulation, composé par les régimes de modulation BPSK, QPSK, QAM-16 et 64-QAM.
- Transmission OFDM, utilisant 192 sous-porteuses, 8 pilotes signaux, 256 points de Transformées de Fourier rapide et le préfixe cyclique qui peut être modifié dans la longueur.
- Bloc de codage espace-Temps, qui utilise le système de transmission Alamouti.
- Préambule composé par un symbole OFDM unique. Ce symbole de préambule est transmis des deux antennes.
- Évanouissement de canal MISO, qui suit un comportement de Rice et avec AWGN. Dans ce cas, il est ainsi possible de décoder par STBC.
- Combinateur de diversité, au niveau du récepteur permet la démodulation OFDM et l'estimation canal en utilisant les préambules.

Le système présenté est déjà basé sur les antennes de communication multiples, et en particulier en utilisant le mode multiplexage spatial. À partir de ces systèmes réels et des prototypes mis en œuvre dans les dernières années, nous allons essayer de proposer de nouvelles solutions qui peuvent améliorer les caractéristiques, en particulier réduire le BER et accélérer le débit. Le but du projet décrit dans le présent rapport est de proposer une nouvelle architecture combinant les techniques existantes, en vue d'obtenir une implémentation qui peut être réalisée en matériel. La solution que nous proposons est une combinaison de systèmes OFDM et MIMO. L'idée est d'utiliser le codage STBC Alamouti et les modes de multiplexage spatial afin de les étendre de la théorie aux applications réelles.

4.7 Simplifications et Hypothèses

Dans ce qui suit nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

- La délimitation générique du système doit inclure la modulation orthogonale en appliquant le système de multiples antennes MISO-OFDM / MIMO.
- les modulations qui doivent être mises en œuvre BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, peuvent être singulièrement choisies en fonction des caractéristiques de transmission (SNR, le comportement de canal).
- Canal de Rayleigh, qui indique le modèle d'évanouissement par trajets multiples du canal sans fil. En particulier, le gain variant dans le temps du canal possède une distribution de Rayleigh. Il n'y a pas en ligne de vue, et les caractéristiques de la chaîne ne sont pas en train de changer pendant un cycle STBC (égal à i intervalles de temps, où i est le nombre d'antennes de réception).
- Bruit AWGN, est considéré comme le seul bruit, et est ajouté à la réception au cours de la communication, il suit une distribution normale complexe.
- Non singularité de la matrice complexe de canal (déterminant différent de zéro), qui permet l'inversion.
- La couche physique IEEE 802.16 WMAN Simulink, qui est la norme mise en œuvre sur la base décrite, est à utiliser comme base pour ce projet.
- Synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur.
- Le système ne comprend pas la partie RF car le simulateur n'a pas le pouvoir de traiter la haute fréquence et le signal transmis sur le canal est l'équivalent en bande de base.

4.8 Analyse système

L'analyse des systèmes consiste en une vue d'ensemble des algorithmes qui sont utilisés dans la mise en œuvre de logiciel / matériel. Les tâches accomplies par le modèle de système de communication comprennent :

- La génération de données de bits aléatoires qui consiste en un nombre entier de symboles OFDM.

- Bloc FEC, constitué d'un code Reed-Solomon (RS) externe concaténé avec un code de convolution intérieure (CC).
- l'entrelacement des données.
- Modulation, en utilisant l'une des constellations spécifiées BPSK, QPSK, QAM ou 16-QAM 64.
- Bloc de codage spatio-temporel utilisant un code d'Alamouti. Cette implémentation utilise l'encodeur OSTBC du système Communications Toolbox.
- Multiplexage fréquentiel orthogonal (OFDM) utilisant la transmission FFT 256 points et une longueur de préfixe cyclique variable. Parmi les 256 sous-porteuses, 192 sont pour les données, 8 sont des pilotes, 28 sont laissés bande de garde, 27 sont bande de garde de à droite et 1 est nulle DC.
- Un préambule pour le symbole OFDM de longueur unique qui est utilisée. Pour le modèle STBC, les deux antennes transmettent le même symbole de préambule.
- canal multi-trajets à évanouissement à bruit AWGN.
- Récepteur OFDM suivie d'estimation de canal en utilisant les préambules insérés. Pour le modèle STBC, cela implique une combinaison de diversité.
- Bloc de démodulation à décision dure suivie par dés entrelacement, un décodage de Vterbi, et un décodage de Reed-Solomon.

4.9 Implémentation Simulink

Nous examinons les détails de la mise en œuvre de Simulink pour les algorithmes. Dans les sections suivantes, les étapes de conception de logiciels des différents algorithmes MISO / MIMO sont expliqués. Cette phase est appelée implémentation Simulink, elle contient les étapes suivantes :

Calcul : il traite les implémentations des algorithmes proposés. L'accent est mis sur les opérations de calcul, en utilisant les fonctions Simulink, qui sont basée sur le calcul Matlab.

Communication : les opérations de l'implémentation proposée sont effectuées par des fonctions standards Simulink, en utilisant les fonctions de certains blockset de Communication. Les blocs sont profondément analysés en définissant les connexions et en spécifiant les dimensions. Les

blocs utilisés sont des fonctions Matlab, spécialement des multiplicateurs, additionneurs, soustracteurs, des diviseurs et de mise en forme de matrices, mais aussi des blocs de comparateurs, de modèle de Rayleigh, modulateurs, etc.

Données : dans la première section, il y a plusieurs hypothèses et les paramètres pour les implémentations Simulink, notamment sur la bande passante, la taille des flots (bursts), et le préfixe cyclique. Le système implémenté traite les flots (bursts), où chaque burst est composé par un certain nombre de symboles, qui sont sous forme de vecteur de valeurs complexes (y compris les bandes de garde). Le nombre de symboles par rafale est prédéfinie, et est égal au nombre d'antennes d'émission. Chaque valeur du système est défini dans le domaine complexe, et cela doit être pris en considération dans le choix du bloc (par exemple la fonction Matlab peut effectuer une multiplication complexe, simplement en écrivant $a * b$, mais en utilisant la fonction de base, il est nécessaire de traiter les parties réelle et imaginaire). La précision de ce niveau d'implémentation est la norme Matlab et Simulink, qui utilise des numéros doubles de 64 bits.

Temps : le schéma de démonstration Simulink transmet sur une bande passante précise fixe, qui est liée au débit de transmission des données par une relation inverse. Le système Simulink travaille à une fréquence liée à l'ordinateur utilisé pour les simulations. Chaque instant de temps est équivalent à un échantillon temporel.

4.9.1 Model Simulink

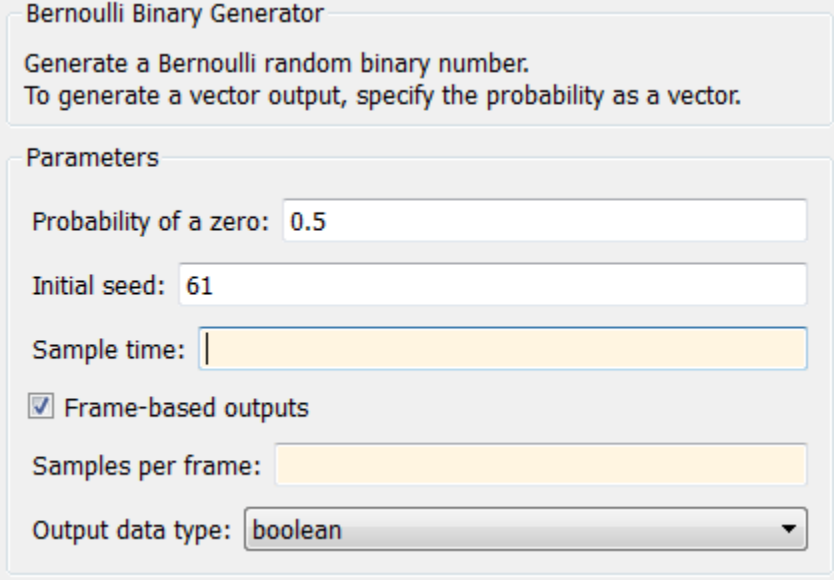
4.9.1.1 Bloc paramètres du modèle

Le bloc de configuration des paramètres du modèle nous permet de choisir et de définir les paramètres du système, tels que la bande passante du canal, le nombre de symboles OFDM par rafale et le facteur de préfixe cyclique. La variation de ces valeurs de paramètres permet d'expérimenter avec les différents profils.

4.9.1.2 Bloc source de données

Les données sont aléatoirement générées par le bloc « Bernoulli Binary Generator ». Ce bloc est en charge de la génération de données aléatoires à un débit donné (ex : 54 Mbits/s, le nombre de bits par seconde nécessaire pour ce débit de données est de 216, la durée du symbole OFDM est de 4 microsecondes). Les

données binaires sont créées puis mémorisées dans une mémoire tampon. La sortie de cette mémoire dépend du nombre de symboles OFDM par trame choisi pendant la simulation. Le bloc Bernoulli génère des nombres binaires aléatoires en utilisant une loi de Bernoulli. La loi de Bernoulli de paramètres P produit zéro avec une probabilité P et 1 avec une probabilité $1-P$. la distribution de Bernoulli à une valeur moyenne $1-P$ et une variance $P(1-P)$. Le signal de sortie peut être une matrice à base de trame (Frame-based) ou un vecteur ligne ou colonne à base d'échantillons (Sample-based). Le nombre d'éléments dans « Initial seed » et « Zero probability » deviennent le nombre de colonnes d'une sortie Frame-base et le nombre d'éléments dans une sortie Sample-based.



The image shows a software dialog box titled "Bernoulli Binary Generator". It contains the following text and controls:

- Header: "Bernoulli Binary Generator"
- Instruction: "Generate a Bernoulli random binary number. To generate a vector output, specify the probability as a vector."
- Section: "Parameters"
- Field: "Probability of a zero:" with a text input containing "0.5"
- Field: "Initial seed:" with a text input containing "61"
- Field: "Sample time:" with an empty text input
- Checkbox: "Frame-based outputs" which is checked
- Field: "Samples per frame:" with an empty text input
- Field: "Output data type:" with a dropdown menu showing "boolean"

Figure 4.2 : Paramètres du bloc source

Cette boîte de dialogue contient les paramètres suivants :

- La probabilité de zéro : la probabilité avec laquelle le zéro est produit.
- La valeur initiale pour le générateur de nombres aléatoires.
- Temps d'échantillonnage : la période de chaque vecteur Sample-based ou de chaque ligne de la matrice à base Frame-based.
- Frame-based output : détermine si la sortie est de type Frame-based ou Sample-based.
- Nombre d'échantillons par trame : le nombre d'échantillons dans chaque colonne du signal de sortie.
- Interpréter les paramètres vecteurs autant que 1-D : si cette case est cochée, la sortie est un signal unidimensionnel. Dans le cas contraire le signal est à deux dimensions.

4.9.1.3 Bloc modulation

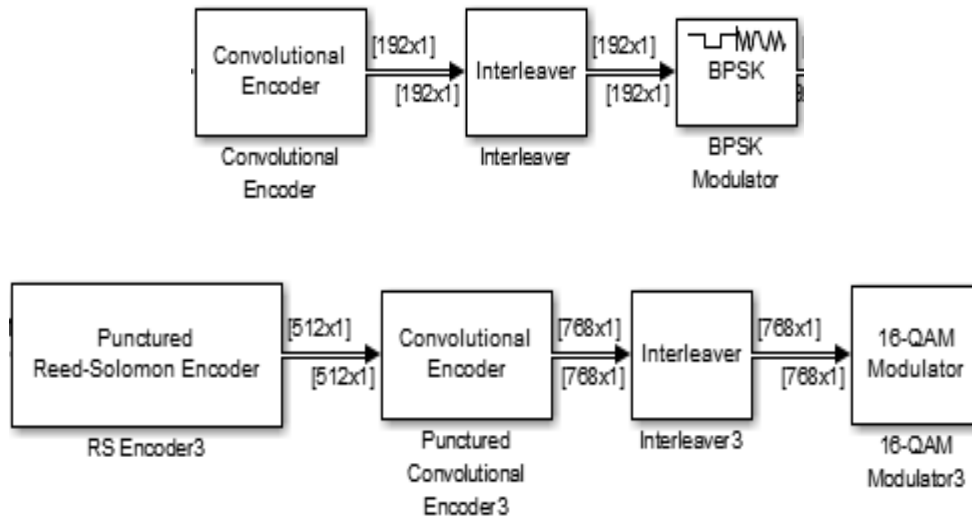


Figure 4.3 Représentation intrinsèque du bloc de modulation.

Le sous-système de modulation est en charge des tâches suivantes : dans un premier traitement de données le codage convolutif est appréhendé puis le bloc perforation(Puncturing) et l'entrelacement des données et en dernier la modulation QAM ou PSK.

Le codage convolutif est un codage correcteur d'erreurs ou plutôt un codage canal, c'est un procédé d'addition d'une redondance à l'information transmise de sorte qu'elle puisse être transmise sur un canal bruyant, et ensuite être vérifiée et corrigée. Les codes convolutif sont généralement définis par trois paramètres : n , k , m où n est le nombre de bits de sortie, k est le nombre de bits d'entrée et m est le nombre de registres de mémoire. Donc ce type de codage ajoute systématiquement de la redondance au message codé au fur et à mesure que les symboles sont envoyés vers le codeur. Le message codé se forme ainsi itérativement en utilisant un registre à décalage. Ce registre est dimensionné pour accueillir les k symboles les plus récents du message et la génération du message codé utilisant n fonctions linéaires algébriques, appelées fonctions génératrices [51]. Un exemple de codeur convolutif est illustré sur la figure 4.4, c'est un ensemble de registres à décalages et d'additions modulo-deux.

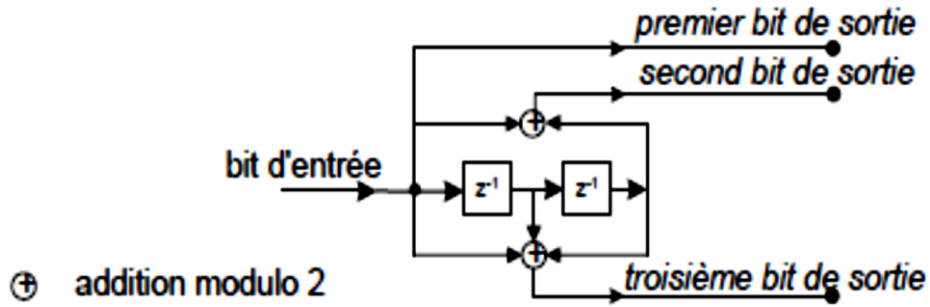


Figure 4.4 : Codeur convolutif avec longueur de contrainte k=3

Ce code génère 3 bits pour chaque bit d’entrée à chaque instant t, le codeur de la figure précédente produit trois bits de sortie en fonction des trois bits d’entrée les plus récents, selon les fonctions algébriques suivante [67] :

$$\text{Premier bit}(t) = \text{bit d'entrée}(t)$$

$$\text{Second bit}(t) = \text{bit d'entrée}(t) \text{ modulo2 bit d'entrée}(t-2)$$

$$\text{Troisième bit}(t) = \text{bit d'entrée}(t) \text{ modulo2 bit d'entrée}(t-1) \text{ modulo2 bit d'entrée}(t-2)$$

Le signal de sortie se forme itérativement en enchainant les n bits de sortie du codeur convolutif comme le montre la figure suivante :

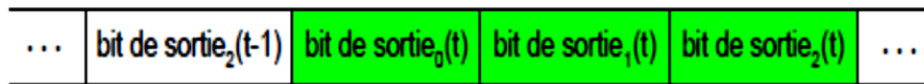


Figure 4.5 : Représentation graphique du signal de sortie du codeur convolutif.

Le block codeur convolutif de la librairie Simulink prend k bits en entrée c’est-à-dire 2^k symboles différents. L’entrée peut être un vecteur à base d’échantillons (Sample-based) pour L=1 ou un vecteur colonne à base de trame (frame-based) pour L un entier positif. Pour définir ce codeur Simulink utilise la structure en treillis. Pour une longueur de contrainte de 7, un polynôme générateur de code de 171 et 133 en octal et pour une connexion de rétroaction de 171 en octal, la structure de treillis s’écrit : poly2trellis (7, [171 133], 171). Les registres de l’encodeur commencent tous à l’état zéro.

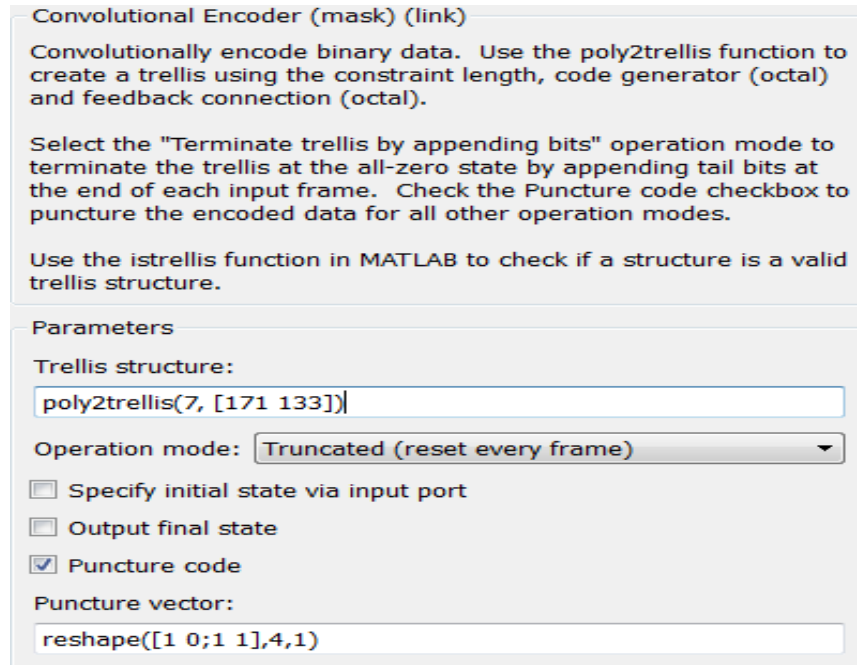


Figure 4.6 : Paramètres du bloc codeur convolutif.

Cette boîte de dialogue de l'encodeur convolutif contient trois paramètres essentiels :

- Structure du treillis : (6 registres à décalage + entrée, [polynôme générateur])
- Le mode de fonctionnement : en mode continu, le bloc conserve les états du codeur à la fin de chaque trame, destinés à être utilisés avec la trame suivante. En mode tronqué (réinitialisation à chaque trame), le bloc traite chaque trame indépendamment. Les états du codeur sont remis tous à zéro au début de chaque trame. Pour le mode « Terminate trellis by appending bits mode » le bloc traite chaque trame indépendamment. Pour chaque trame entrante, des bits supplémentaires sont utilisés pour rendre l'état du codeur à zéro à la fin de cette trame. Le dernier mode est « Reset on nonzero input via port mode » dans ce cas le bloc dispose d'un port d'entrée supplémentaire, marqué Rst.
- Puncture code : la sélection de cette option ouvre le champ au vecteur de perforation.

La perforation est une technique très utile pour générer des taux supplémentaires à partir d'un seul code convolutif. L'idée de base est de ne pas transmettre certains bits en sortie du codeur convolutif ; cela augmenterait le taux du code (rate). Cette augmentation du taux provoque de sa part une diminution de la distance du code qui se rapproche d'avantage de l'optimum. Le récepteur insert des bits fictifs pour rem-

placés les bits poinçonnés dans le récepteur, d'où la nécessité d'un seul codeur/décodeur pour la génération de plusieurs taux de codage différents. Cette technique est spécifiée par le vecteur de perforation binaire, le bit 1 indique que le bit dans la position correspondante du vecteur d'entrée est envoyé au vecteur de sortie, tandis qu'un 0 indique que le bit est éliminé. Pour créer un rendement ou un taux de code de $\frac{3}{4}$ à partir du rendement $\frac{1}{2}$ de longueur de contrainte égale à 7, le vecteur de perforation doit être [1 1 0 1 1 0] ce vecteur indique que les bits dans les positions 1,2,4,5 seront transmis alors que ceux de position 3 et 6 seront éliminés, cet exemple montre que pour 3 bits en entrée 4 seront transmis, donc un taux de $\frac{3}{4}$ alors que pour l'état précédent pour 3 bits en entrée 6 bits étaient produits pour un taux de $\frac{1}{2}$.

L'entrelacement est une technique qui vise à distribuer les bits transmis en temps ou en fréquence ou les deux pour obtenir une distribution souhaitable de bits d'erreur après démodulation. L'ensemble des bits de données codées doivent être entrelacés par un bloc entrelaceur d'une taille qui correspond au nombre de bits dans le symbole OFDM unique (288 sur le tableau précédent). Le bloc d'entrelacement comprend deux étapes de permutation : la première assure que les bits codés adjacents ne sont pas transmis sur des sous-porteuses adjacentes. La deuxième assure que les bits codés adjacents sont constellés ou représentés par le minimum des bits significatifs lors de la constellation. Ainsi de longues séries de bits LSB de faibles fiabilités sont évités.

Interleaver (mask) (link)

Performs block interleaving as per Section 8.3.3.3 of the IEEE 802.16-2004 WirelessMAN-OFDM PHY interface.

Parameters

Number of subchannels: 16

Number of coded bits per subchannel (Ncbps): 768

Number of coded bits per subcarrier (Ncpc): 4

Number of OFDM symbols per burst:

prm80216d.numOFDMSymbols

Figure 4.7 : Paramètres du bloc entrelaceur

Le bloc d'entrelacement a comme tâche de remplir une matrice par les symboles entrants ligne par ligne, puis ensuite les envoyés en sortie colonne par colonne. Le nombre de lignes et de colonnes sont les dimensions de la matrice que le bloc utilise pour l'accomplissement de la tâche d'entrelacement. Le nombre d'éléments du vecteur entrée doit être égale au produit du nombre de lignes et de colonnes.

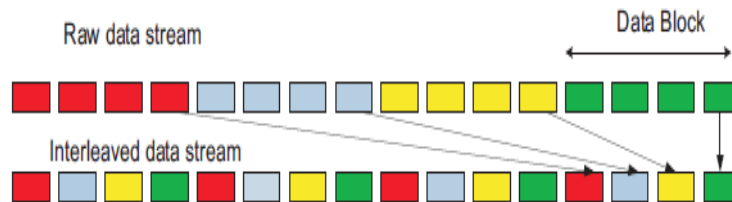


Figure 4.8 : Transmission avec entrelacement des données.

La modulation est le processus par lequel des signaux d'information analogiques ou numériques sont transformés en signaux appropriés pour la transmission à travers le canal. Par conséquent, la modulation numérique permet une transformation de l'information numérique en un signal numérique. Après entrelacement, les bits informatifs codés sont envoyés à l'entrée du modulateur QAM. Pour le cas d'une constellation 64 QAM les bits de données sont divisés en groupes de 6 bits puis convertis en nombre complexes représentant les points de constellation. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé. Le bloc modulateur assure la constellation en se basant sur la façon dont les paramètres de normalisation sont définis. Le tableau suivant présente les conditions de mise à échelle possibles.

Paramètres de normalisation	Condition échelle
Distance entre symboles minimale	les paires de points les plus proches dans la constellation sont séparées par la valeur du paramètre de distance minimale.
Puissance moyenne	la puissance moyenne des symboles de constellation est le paramètre puissance moyenne.
Puissance de crête	La puissance de crête des symboles de constellation est le paramètre puissance de crête.

Tableau 4.2 : Paramètres de normalisation

L'entrée et la sortie de ce bloc sont des signaux discrets dans le temps. Les paramètres de type d'entrée déterminent si le bloc accepte des entiers compris entre 0-M-1, ou des représentations binaires des entiers. Si le type d'entrée est fixé à Integer, le bloc accepte des entiers. L'entrée peut être soit un scalaire soit un vecteur colonne (Frame-based). Dans le cas où le type d'entrée est fixé à bit, le bloc accepte des groupes de k bits (6 dans ce cas) appelés mots binaires. L'entrée peut être soit un vecteur de longueur k ou un vecteur colonne (Frame-based) dont la longueur est un multiple entier de k. le paramètre de commande indique comment le block assigne des points de constellation au mots binaires. Ces affectations s'appliquent indépendamment pour les composantes en phase et en quadrature [52] :

- Si le paramètre est fixé à binaire, le bloc utilise une constellation de codage binaire.
- Si la commande est réglée sur une constellation GRAY et k est pair, le bloc utilise une constellation de Gray codée.
- Si la commande est réglée sur une constellation GRAY et k est impair, le bloc code les constellations de sorte que les paires de points de proximité différent d'un ou de deux bits. La constellation est sous forme de croix.

Le code Gray également appelé code binaire réfléchi, est un type de codage binaire permettant de ne modifier qu'un seul bit à la fois quand un nombre est augmenté d'une unité. Le fait de modifier plusieurs bits lors d'une simple incrémentation peut mener selon le circuit logique à un état transitoire indésirable dû au fait que le chemin logique de chaque bit dispose d'un délai différent. Ainsi lors du passage de la valeur 01 à 10 en binaire naturel, il est possible d'observer l'état transitoire 00 si le bit de droite commute en premier ou 11 si le bit de gauche commute avant. Si le circuit dépendant de cette donnée n'est pas synchrone, l'état transitoire peut perturber les opérations. Ce code permet de contourner cet aléa en forçant la commutation d'un seul bit à la fois, évitant ainsi les états transitoires.

4.9.1.4 Bloc codage d'Alamouti

Le bloc OSTBC combine le signal en entrée (issu des antennes receptrice) et le signal du canal estimé pour extraire l'information sur le symbol encodé utilisant le codeur OSTBC. Le bloc effectue l'opération de combinaison de chaque symbole indépendamment. L'algorithme de combinaison dépend de la structure du code OSTBC.

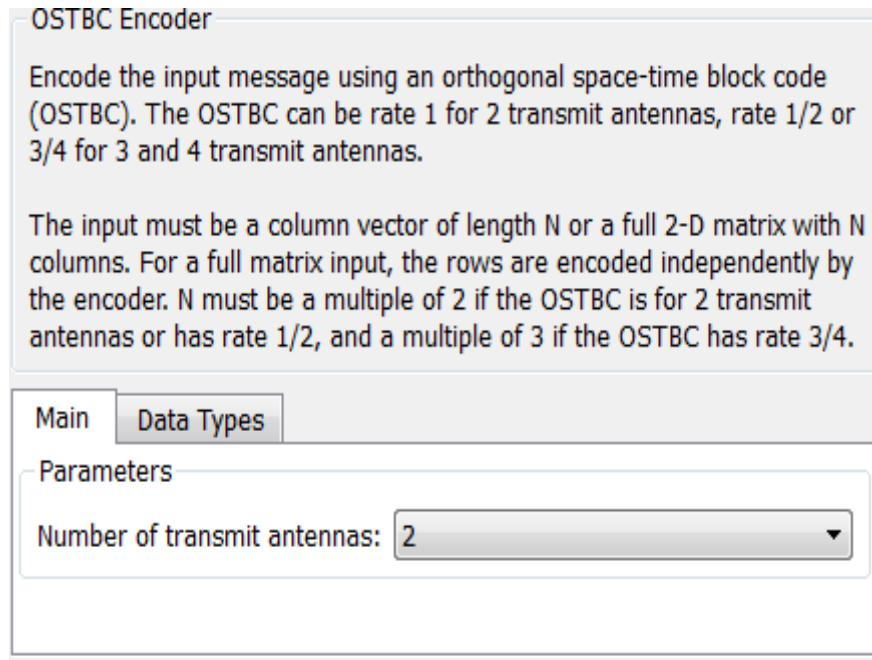


Figure 4.9 : Paramètres du bloc encodeur OSTBC

Le bloc prend en charge les domaines temporel et spatial pour la transmission OSTBC. Il supporte également une dimension en option, sur laquelle le calcul de codage est indépendant. Cette dimension peut être considérée comme le domaine fréquentiel. L'illustration ci-dessous indique les dimensions prises en charge pour les entrées et la sortie du bloc OSTBC.

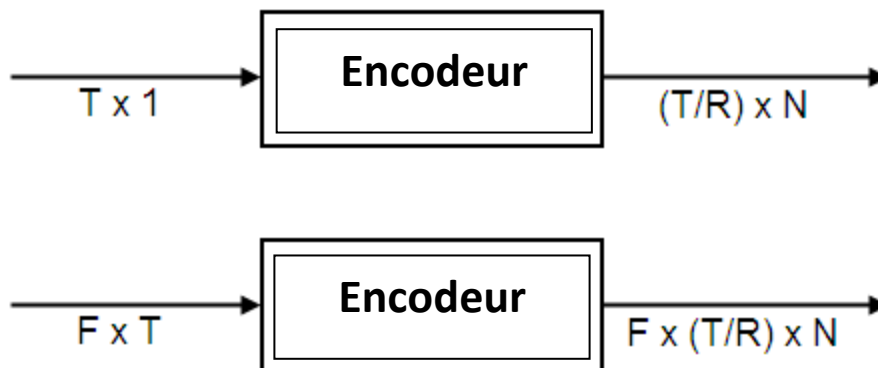


Figure 4.10 Entrées Sorties du codeur OSTBC

Où :

F : représente la dimension fréquentielle (additionnelle) le codeur ne dépend pas de cette dimension.

T : la longueur temporelle du symbole en entrée.

R : Taux du code.

N : Nombre d'antennes émettrices.

Le bloc OSTBC Encoder supporte cinq algorithmes de codage OSTBC différents. En fonction de la sélection de taux et le nombre d'antennes d'émission, le bloc met en œuvre un des algorithmes dans le tableau suivant :

Nb Antenne émettrice	Taux (Rate)	Matrice Code OSTBC
2	1	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$
3	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 \\ 0 & 0 & s_1 \\ 0 & 0 & -s_2^* \end{pmatrix}$
3	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* \\ 0 & s_3^* & -s_2^* \end{pmatrix}$

4	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 \\ 0 & 0 & -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$
4	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3^* & -s_2^* & -s_1 \end{pmatrix}$

Tableau 4.3 Algorithmes de codage OSTBC

4.9.1.5 Bloc multiplexage OFDM

Le bloc OFDM applique la modulation OFDM a un flux de donnés entrants. Le bloc accepte une ou deux entrée tout dépend de l'état du port « Pilot input port ».

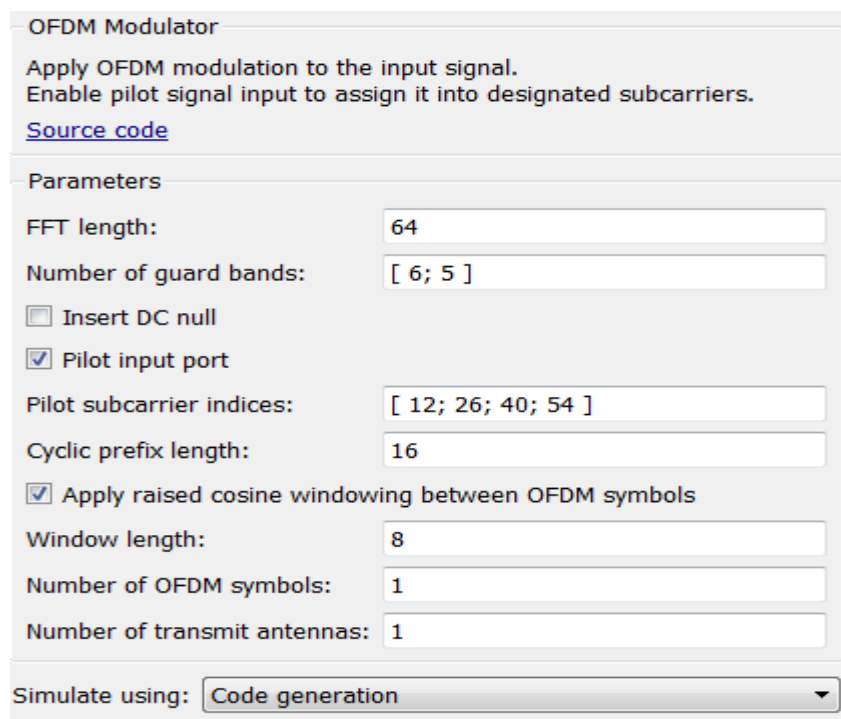
Pilot Input Port	Signal Input	Pilot Input	Signal Output
false	N _{data} -by-N _{sym} -by-N _t	N/A	N _{CPTtotal} +N _{FFT} ×N _{sym} -by-N _t
true		N _{pilot} -by-N _{sym} -by-N _t	

- N_{data} représente le nombre des données des sous porteuses.
- N_{sym} représente le nombre de symboles.

- N_t représente le nombre des antennes émettrices.
- N_{pilot} représente le nombre de symbole pilot.
- N_{cp} représente la longueur du cyclic préfix.
- N_{FFT} représente le nombre de sous porteuses.

La boîte de dialogue du modulateur OFDM contient les paramètres essentiels suivants :

- La longueur FFT équivalente au nombre de sous porteuses. Ce paramètre doit être supérieur ou égale à 8.
- Nombre de bandes de gardes : représente le nombre de sous porteuses utilisées aux deux extrémités de la bande utile.
- Insert DC est une sélection pour insérer zéro sur la sous porteuses DC.
- Pilot Input Port est une sélection pour permettre d'activer le port des données pilotes.
- Pilot subcarrier indices : ce paramètre est valide seulement lorsque le paramètre précédent est sélectionné.



The image shows a software dialog box titled "OFDM Modulator". It contains the following text and controls:

- Header: "OFDM Modulator"
- Instructions: "Apply OFDM modulation to the input signal. Enable pilot signal input to assign it into designated subcarriers." and a link for "Source code".
- Section: "Parameters"
- Parameters:
 - FFT length: 64
 - Number of guard bands: [6; 5]
 - Insert DC null
 - Pilot input port
 - Pilot subcarrier indices: [12; 26; 40; 54]
 - Cyclic prefix length: 16
 - Apply raised cosine windowing between OFDM symbols
 - Window length: 8
 - Number of OFDM symbols: 1
 - Number of transmit antennas: 1
- Simulate using: Code generation (dropdown menu)

Figure 4.11 : Paramètres du bloc modulateur OFDM

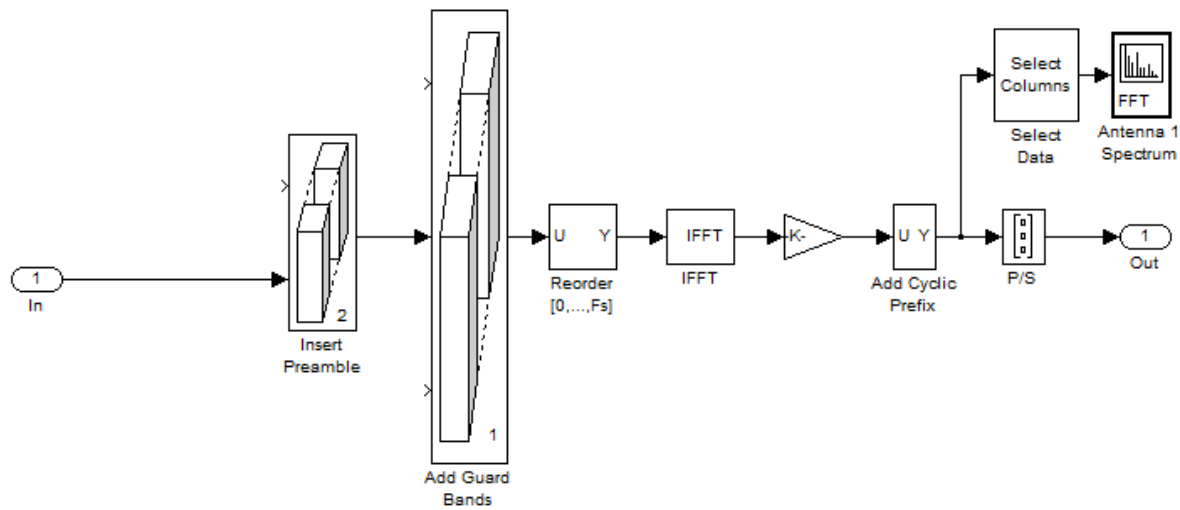


Figure 4.12 : Schéma en bloc du modulateur OFDM

4.9.1.6 Bloc Étalement du spectre

L'étalement consiste à multiplier les données d'entrée par une séquence pseudo-aléatoire ou pseudo-bruit (PN), qui a un débit binaire beaucoup plus élevé que le débit binaire de données. Cela augmente le débit de données tout en ajoutant une redondance dans le système. Le rapport entre le débit binaire de la séquence et le débit de données est connu comme le facteur d'étalement. Lorsque le signal est reçu, l'étalement est éliminé du signal souhaité en le multipliant par la même séquence PN qui est exactement synchronisée avec le signal PN transmis. Quand une telle opération de désétalement est appliquée aux signaux de la source de brouillage, il n'y a aucune contribution supplémentaire à l'utilisateur du niveau de signal d'intérêt.

Le bloc « Hadamard Code Generator » génère un code de Hadamard à partir d'une matrice de Hadamard, dont les lignes forment un ensemble orthogonal de codes. Ces codes orthogonaux peuvent être utilisés pour la diffusion dans les systèmes de communication dans lequel le récepteur est parfaitement synchronisée avec l'émetteur. Dans ces systèmes, l'opération de désétalement est idéale, car les codes sont complètement décorrélés.

Les codes de Hadamard sont les lignes d'une matrice de Hadamard. Les Matrices de Hadamard sont des matrices carrées dont les valeurs sont +1 ou -1, et dont les lignes et les colonnes sont mutuellement orthogonaux. Si N est une puissance non négative de deux, la matrice N par N Hadamard, notée H_N , est défini

de manière récursive :

$$H_1 = [1]$$

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix}$$

Cette matrice doit vérifier la propriété suivante :

$$H_N * H_N^T = I \text{ (Matrice identité)}$$

Hadamard Code Generator (mask) (link)

Generate a Hadamard Code from an orthogonal set of codes.

The code index parameter is an integer scalar in the range [0, N-1] where N is the code length. When incremented by 1, it corresponds to the row index of a Hadamard matrix of size N x N. N must be an integer power of 2.

The output code is in a bipolar format with a {0, 1} to {1, -1} element mapping.

Parameters

Code length:

Code index:

Sample time:

Frame-based outputs

Samples per frame:

Output data type:

Figure 4.13 : Paramètres du bloc générateur de code Hadamard

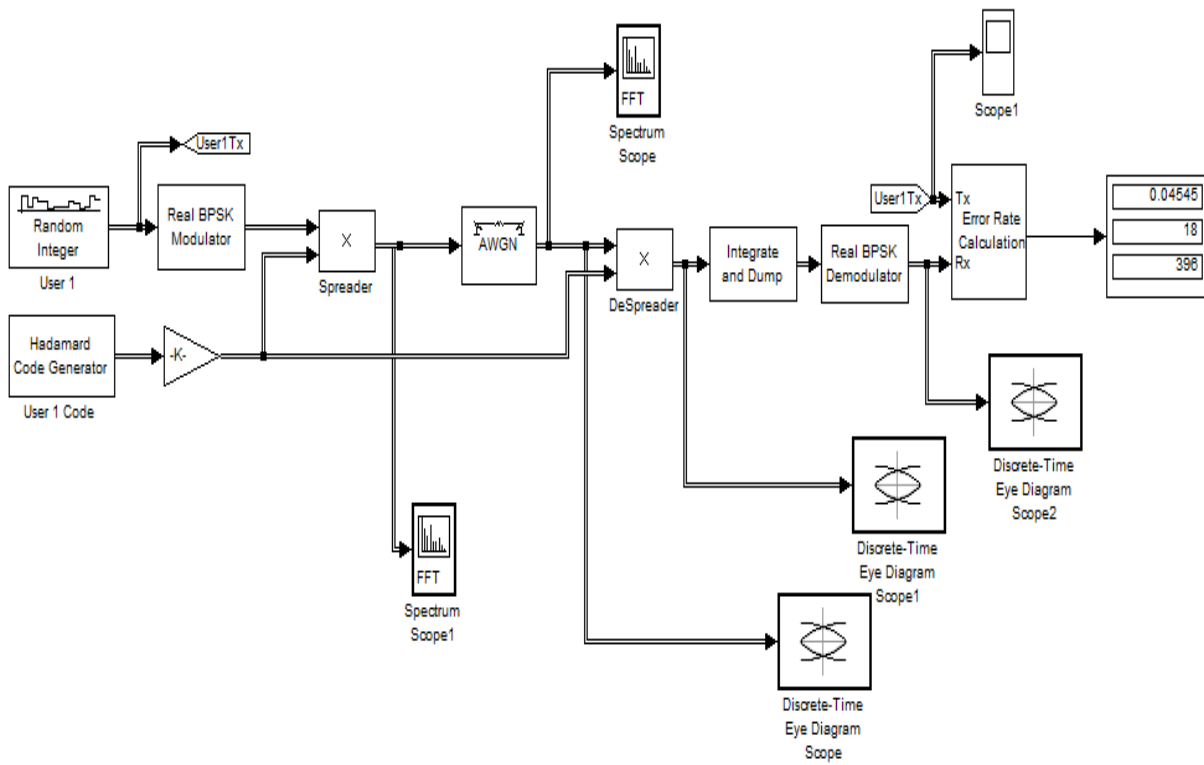


Figure 4.14 : Système à base d'étalement

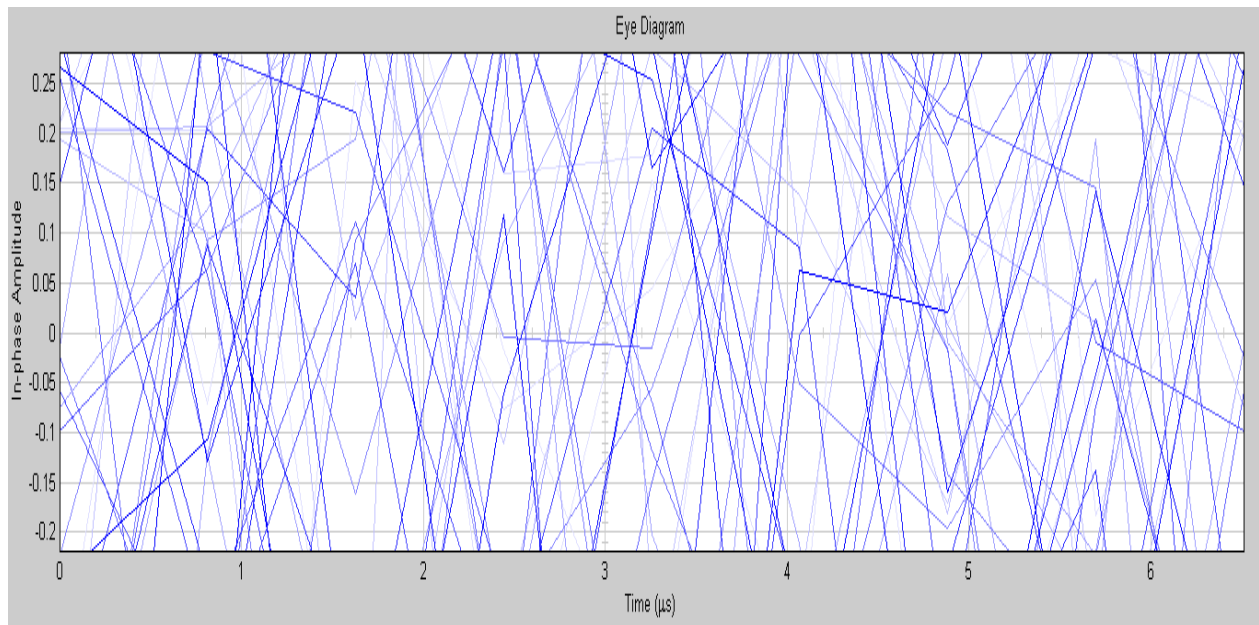


Figure 4.15 : Diagramme de l'œil après étalement

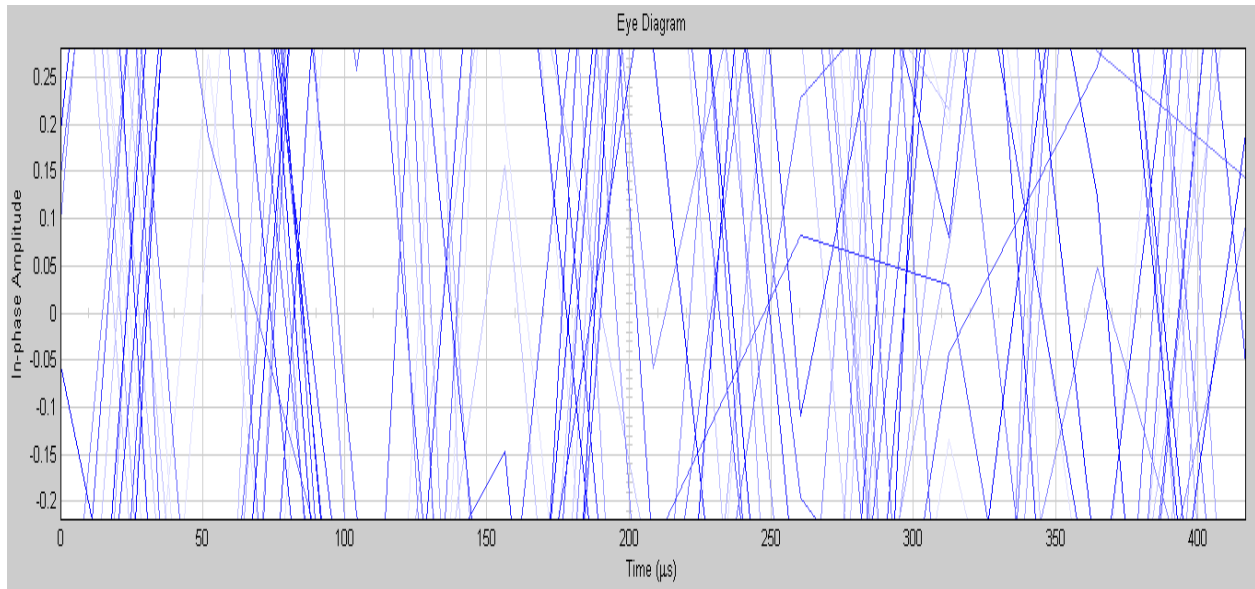


Figure 4.16 : Diagramme de l'œil après dé étalement

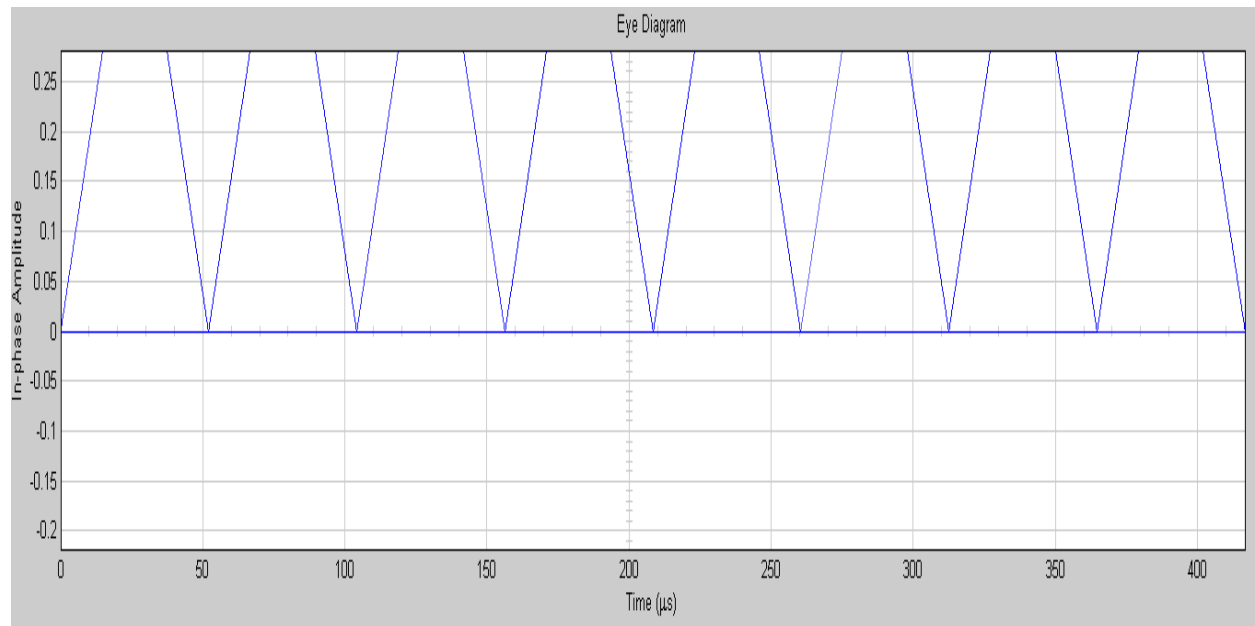


Figure 4.17 : Diagramme de l'œil après démodulation

4.10 Résultats de simulation

Dans cette partie nous présentons les différents résultats de simulation. Dans la première partie seule le système réalisant le multiplexage fréquentiel de type OFDM sera testé. Dans un second temps un bloc effectuant un codage spatio- temporel de type Alamouti est introduit dans le schéma de la couche physique OFDM. La troisième partie traitera le system global.

Le schéma en bloc de la couche physique présentant la chaine de transmission réception OFDM est donnée par la figure suivante :

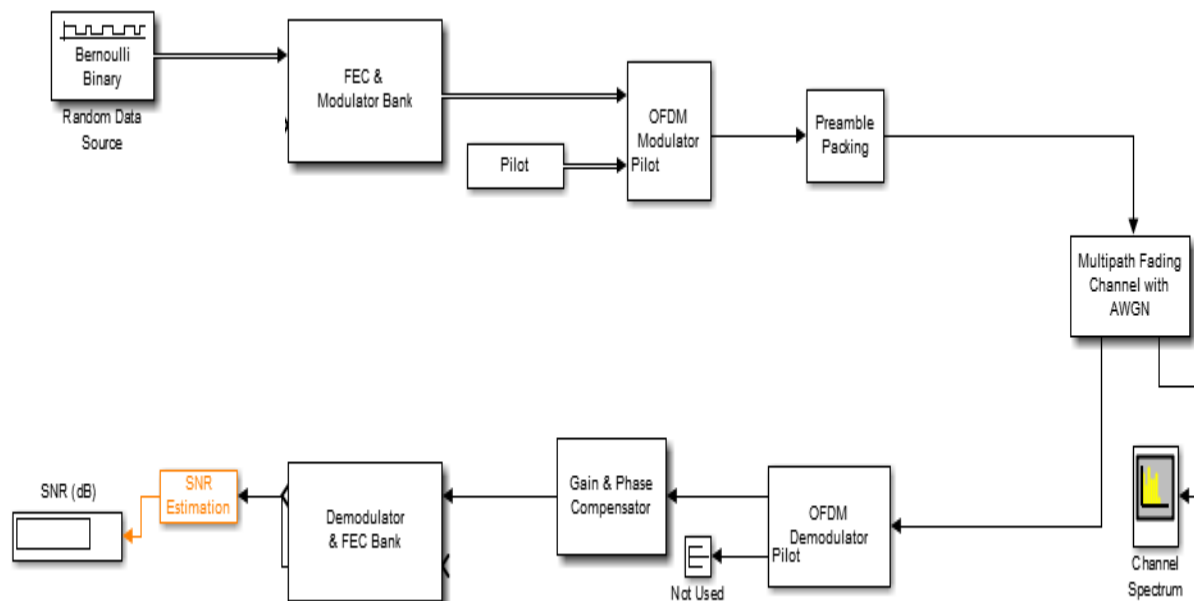


Figure 4.18 : Chaine de transmission OFDM

Le spectre issu du modulateur OFDM est donné par la figure 4.19 :

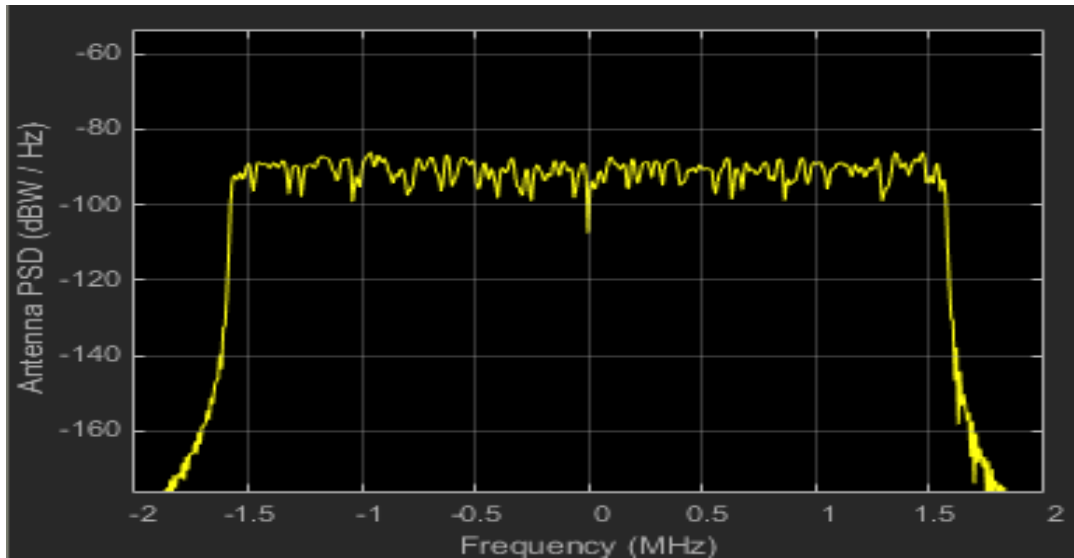


Figure 4.19 : Spectre à la sortie du bloc OFDM

La sortie du canal multi trajet modélisée par le bloc canal à bruit AWGN est donnée par la figure suivante :

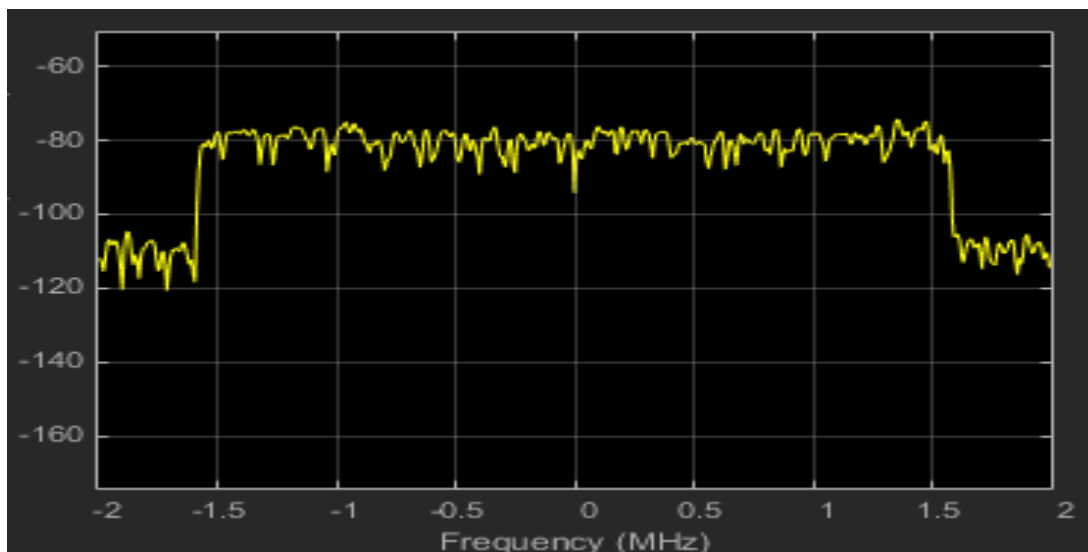


Figure 4.20 : Spectre à la sortie du canal multi trajet

Le spectre à la sortie du canal multi-trajets représente des remontées significatives des fréquences hors-bandes.

La constellation au niveau du récepteur :

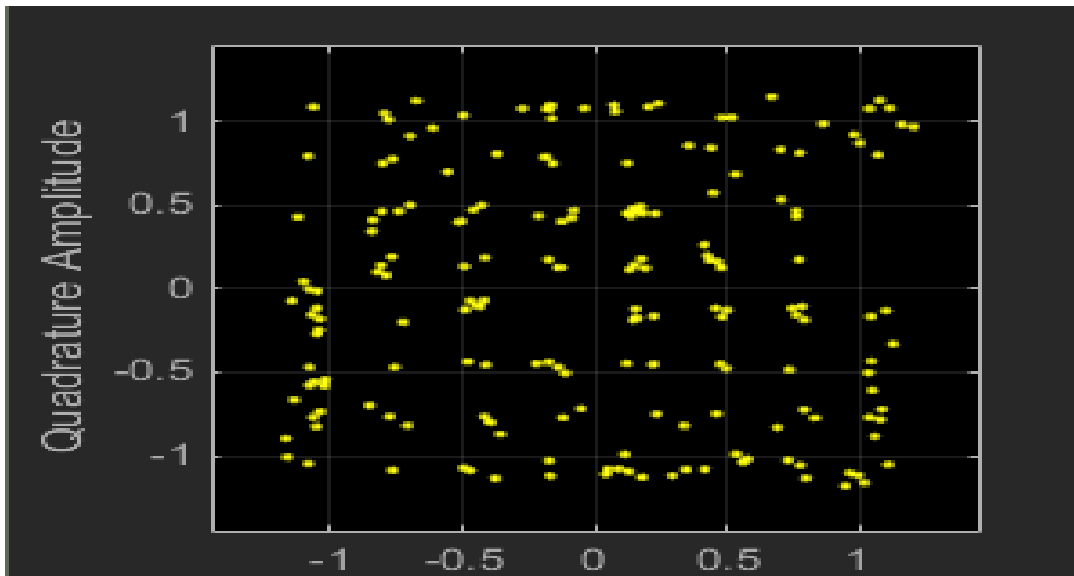


Figure 4.21 : Constellation au niveau du récepteur

Dans la deuxième partie, le bloc réalisant le codage spatio-temporel de type Alamouti est introduit juste avant le modulateur OFDM, par ailleurs les caractéristiques du canal ont été ajustées (canal MIMO) pour être compatibles avec une chaîne de transmission contenant un codage spatio-temporel.

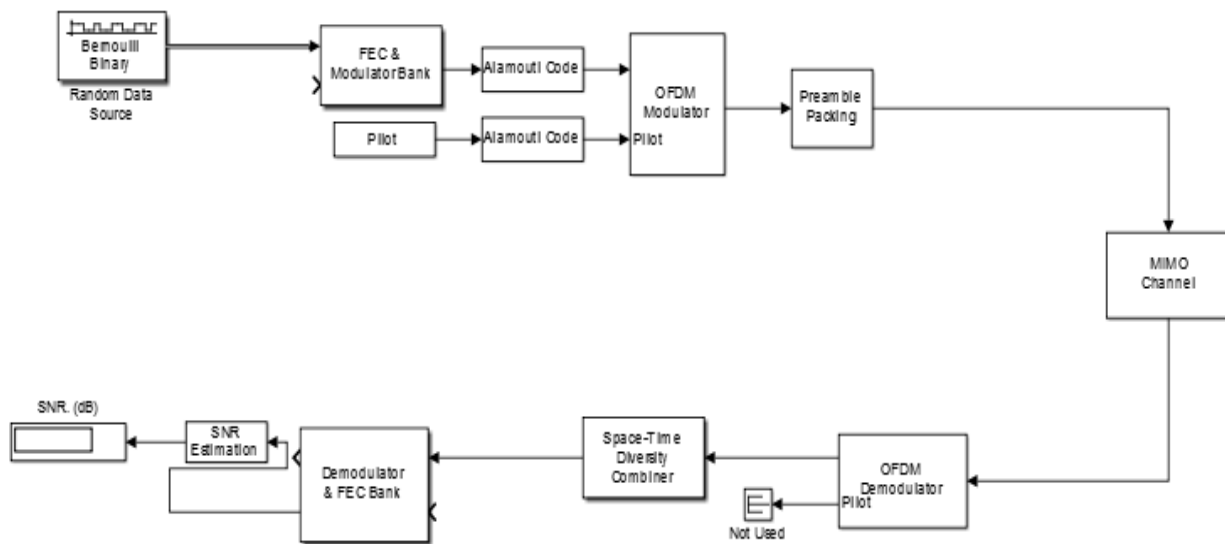


Figure 4.22 : Chaîne de transmission MIMO-OFDM

Le spectre fréquentiel à la sortie du bloc OFDM pour le cas d'un degré de diversité de deux au niveau émission, c'est-à-dire deux antennes émettrices :

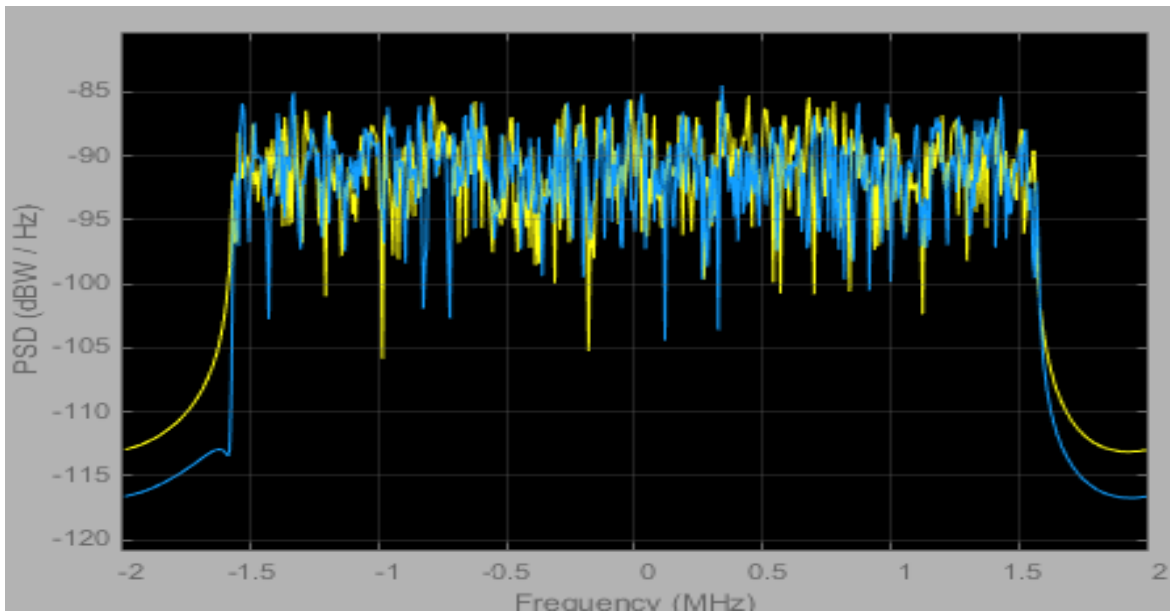


Figure 4.23 : Spectre à la sortie du bloc OFDM pour un degré de diversité de deux

La figure 4.24 montre le taux d'occupation du canal par les spectres des signaux OFDM générés par le bloc modulateur OFDM. L'occupation spectrale est estimée à 99%.

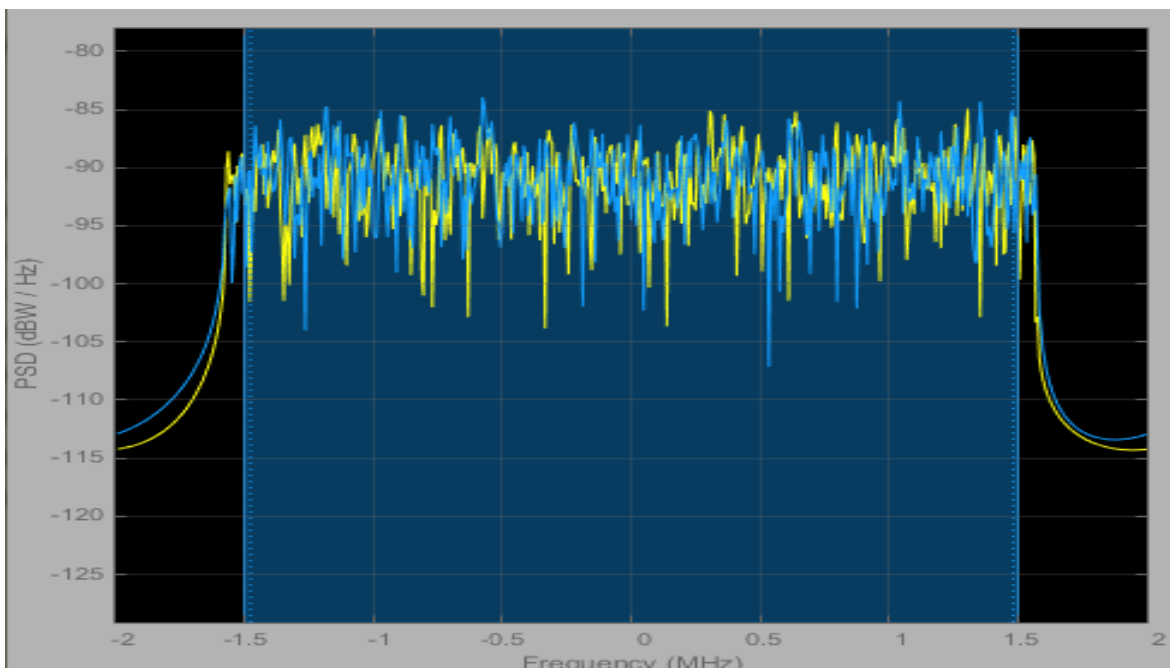


Figure 4.24 : Occupation spectrale du canal

La caractéristique AM/AM a pour but de représenter les variations de la puissance en sortie de l'amplificateur fonction de la puissance injectée à l'entrée. Trois zones peuvent être distinguées. Une zone où l'amplitude du signal sortant est proportionnelle à celui du signal entrant selon un rapport constant appelé gain de l'amplificateur. Dans cette zone les puissances sont faibles et les distorsions sont quasi-inexistantes. L'autre zone extrême est celle de saturation ; zone dans laquelle la puissance de sortie est quasi-constante et ne répond plus aux variations de la puissance d'entrée. La forme du signal initial est quasiment démolie. Entre les deux zones citées une troisième fait son apparition, c'est celle où le rapport de proportionnalité commence à n'être plus valide et les distorsions font leurs premières apparitions [66]. La figure suivante montre cette caractéristique pour la chaîne de transmission considérée.

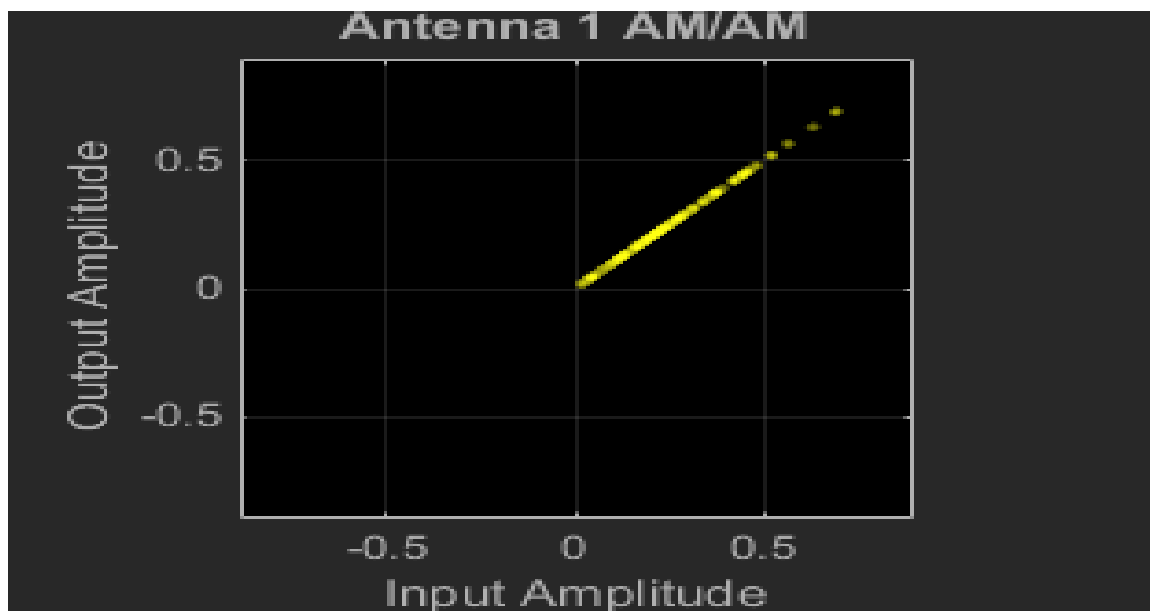


Figure 4.25 : Caractéristique AM/AM

La caractéristique AM/PM est la courbe traduisant le déphasage, en fonction de l'amplitude en entrée, entre la sortie et l'entrée appelée aussi la caractéristique de transfert AM/PM, ou aussi conversion AM/PM.

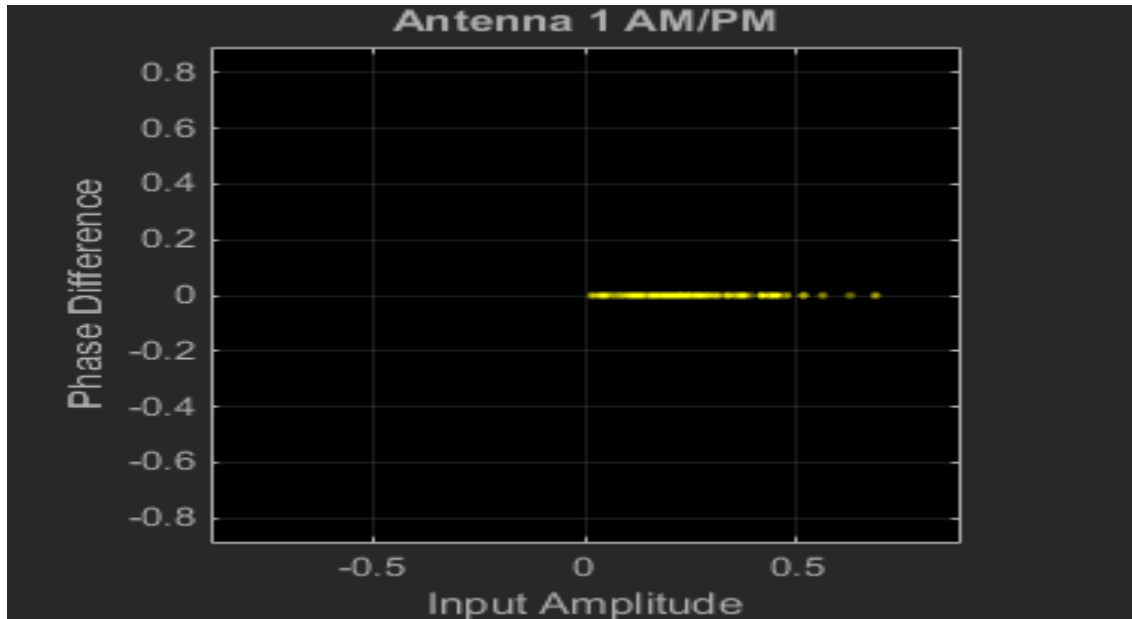


Figure 4.26 : Caractéristique AM/PM

La constellation de sortie est donnée par la figure suivante :

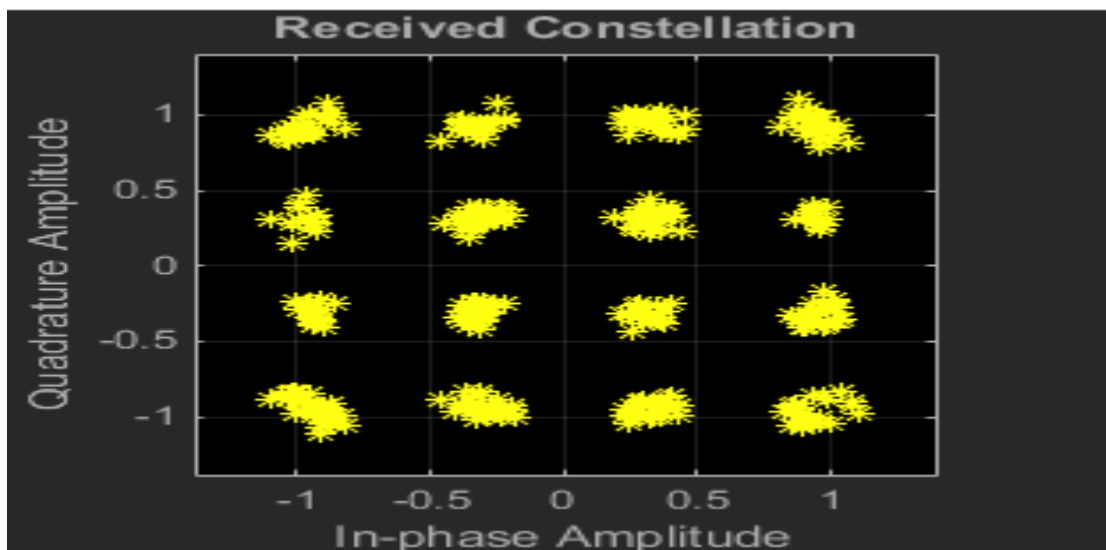


Figure 4.27 : Constellation au niveau du récepteur

On remarque de la figure 4.27 et 4.21 que la constellation pour le système intégrant une diversité spatiale à travers une utilisation d'un codage spatio-temporel est nettement améliorée.

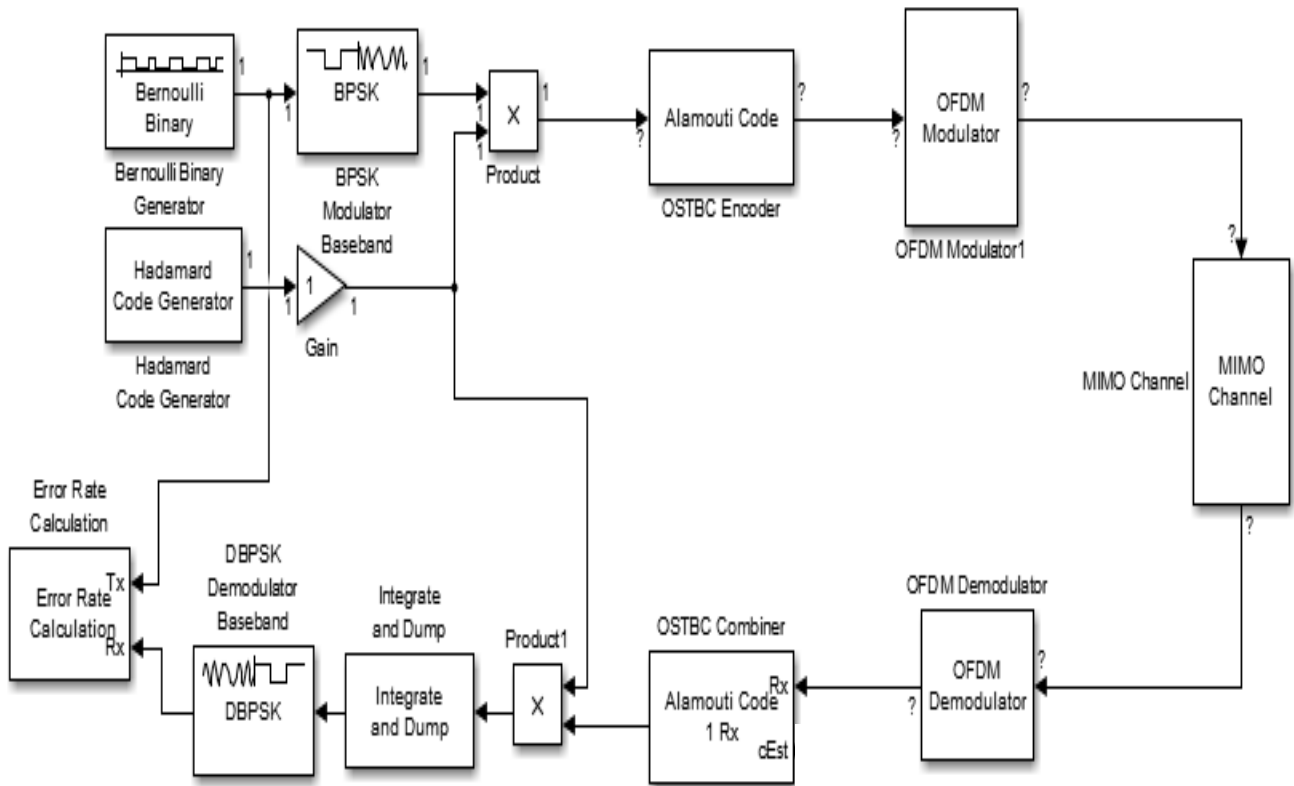


Figure 4.28 : Chaîne de transmission MIMO-MCCDMA

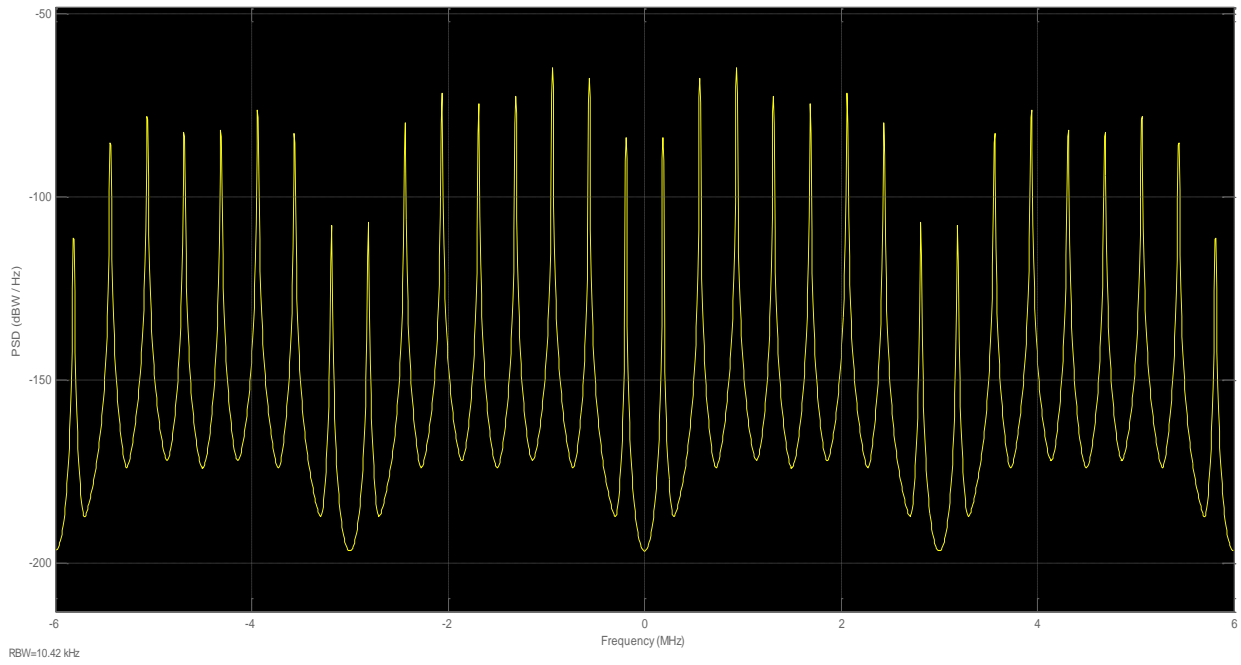


Figure 4.29 : Spectre des séquences d'étalement

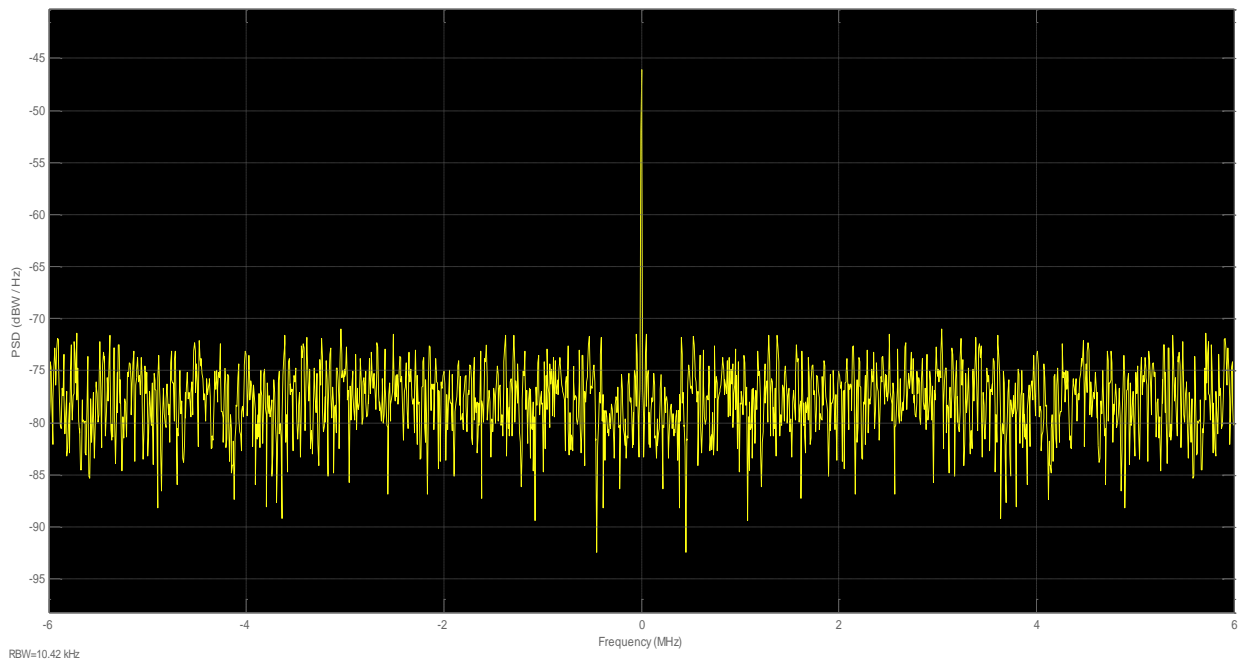


Figure 4.30 : Spectre de l'information source

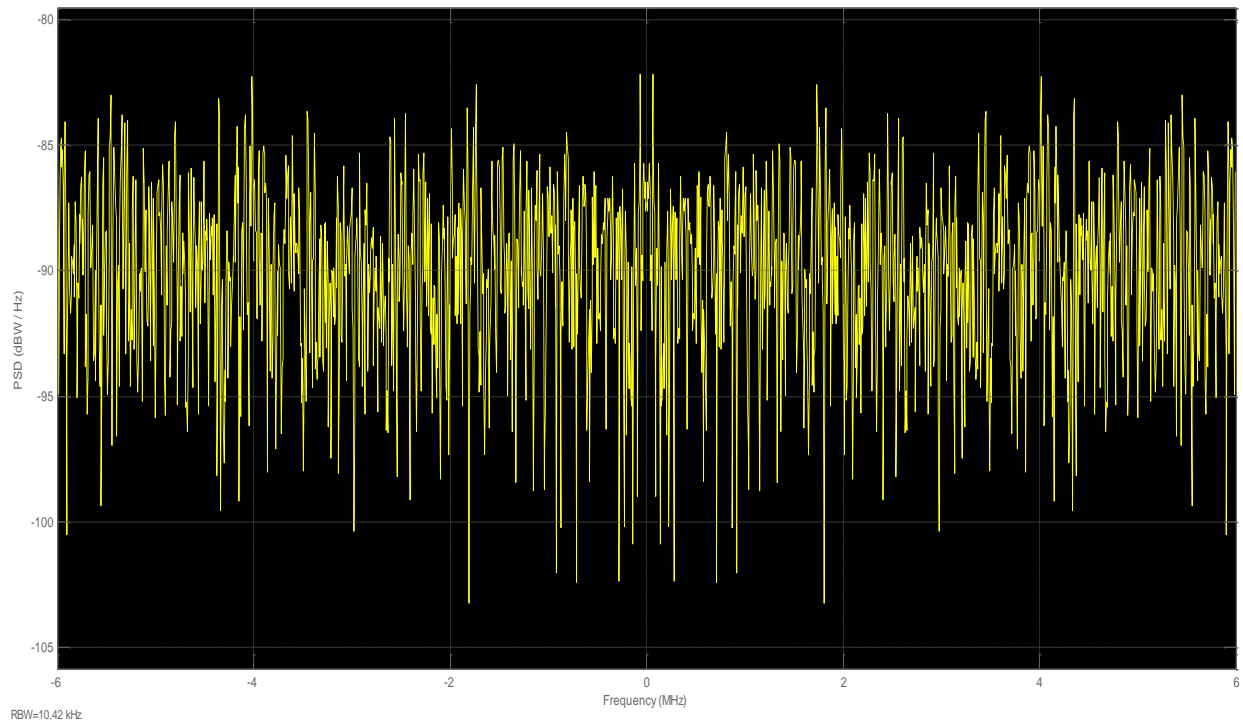


Figure 4.31 : Spectre de l'information étalée

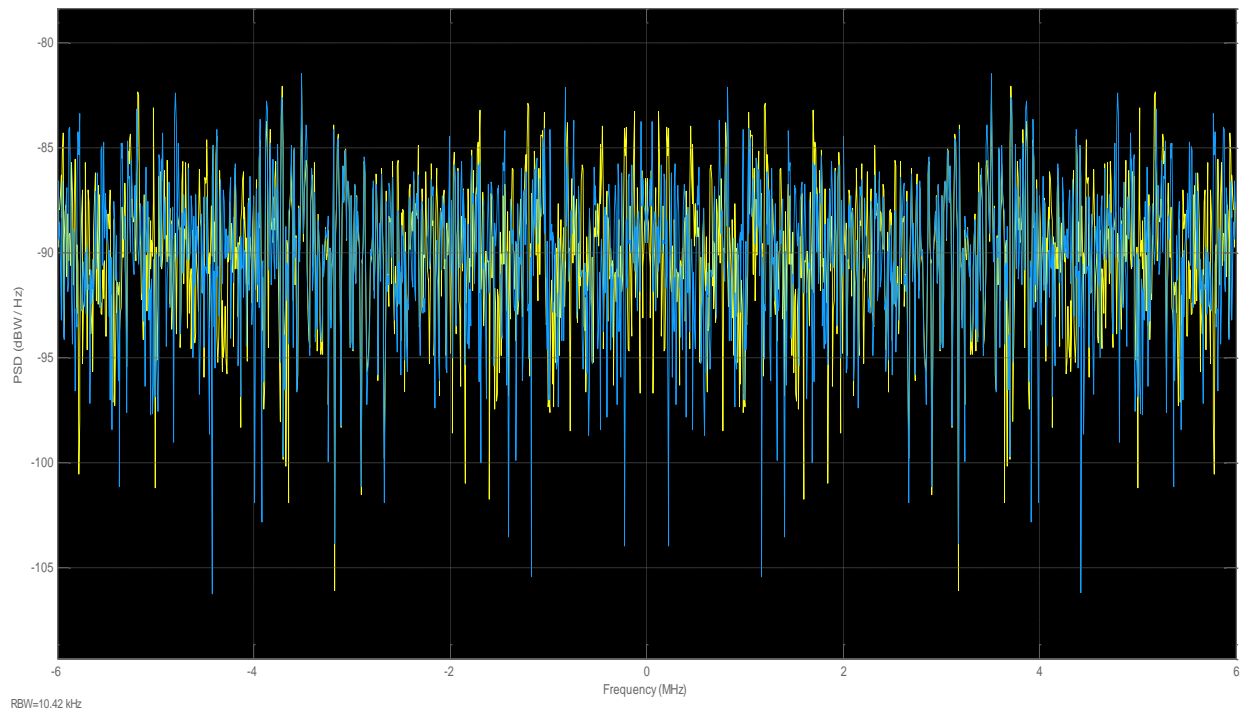


Figure 4.32 : Spectre de l'information après codage spatio-temporel

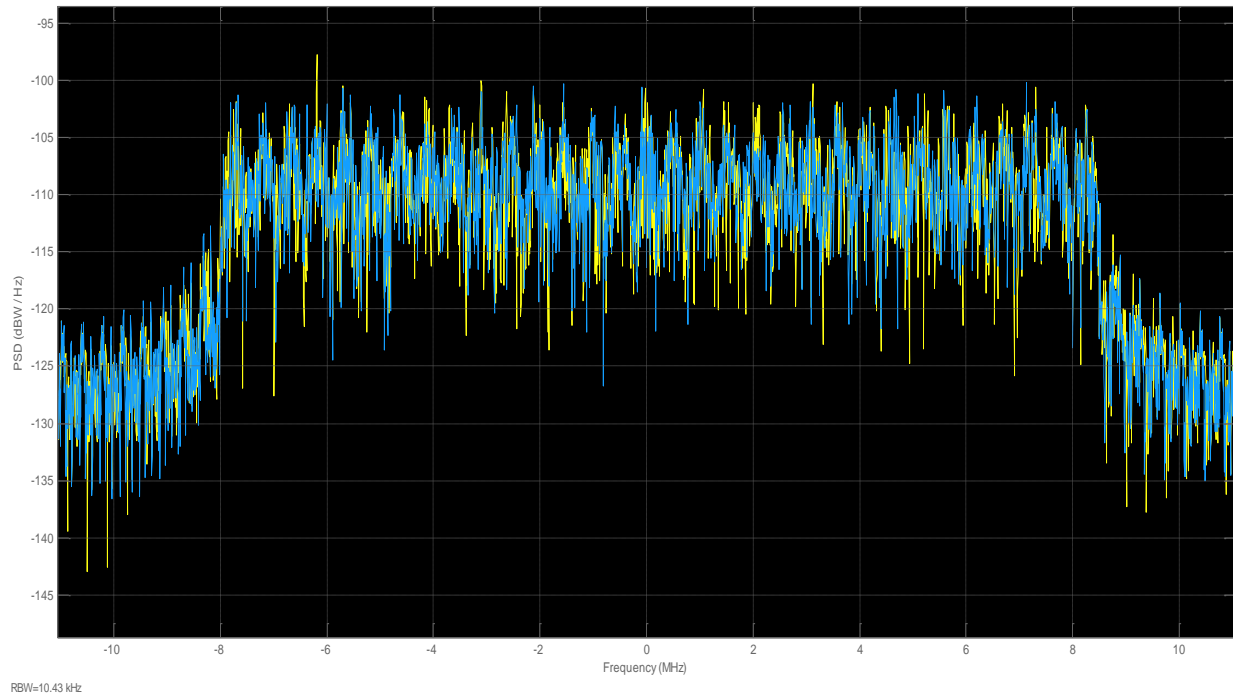


Figure 4.33 : Spectre de l'information à la sortie du modulateur OFDM

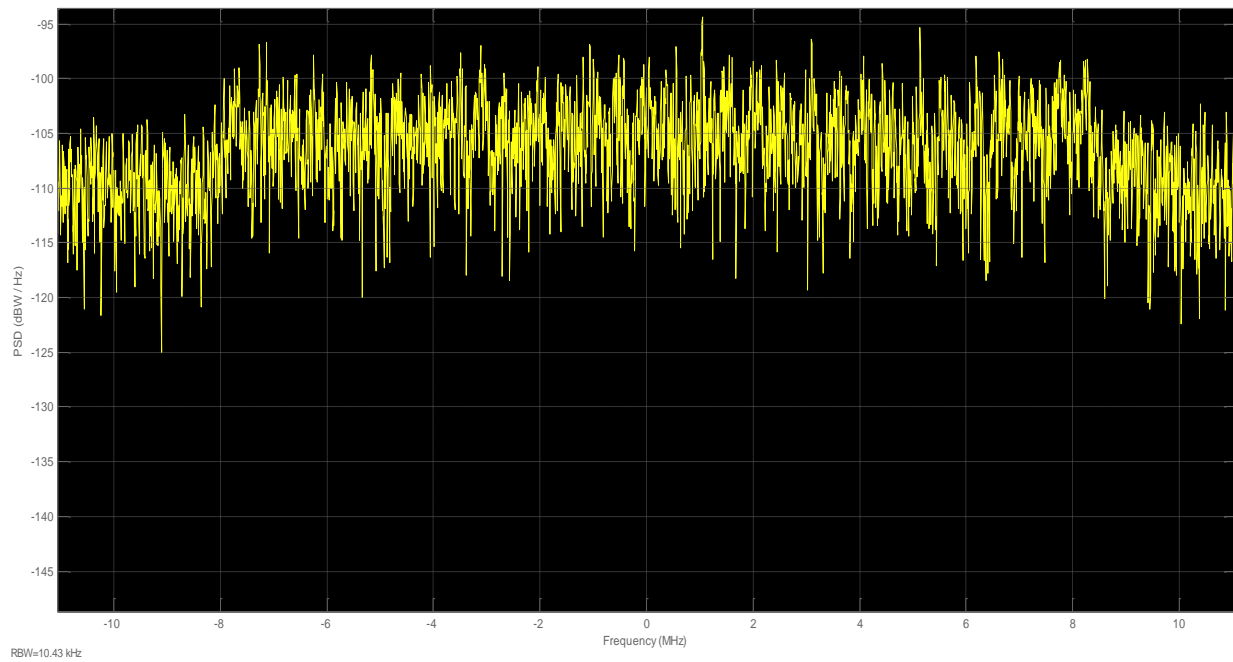


Figure 4.34 : Spectre à l'entrée de la chaîne réceptrice

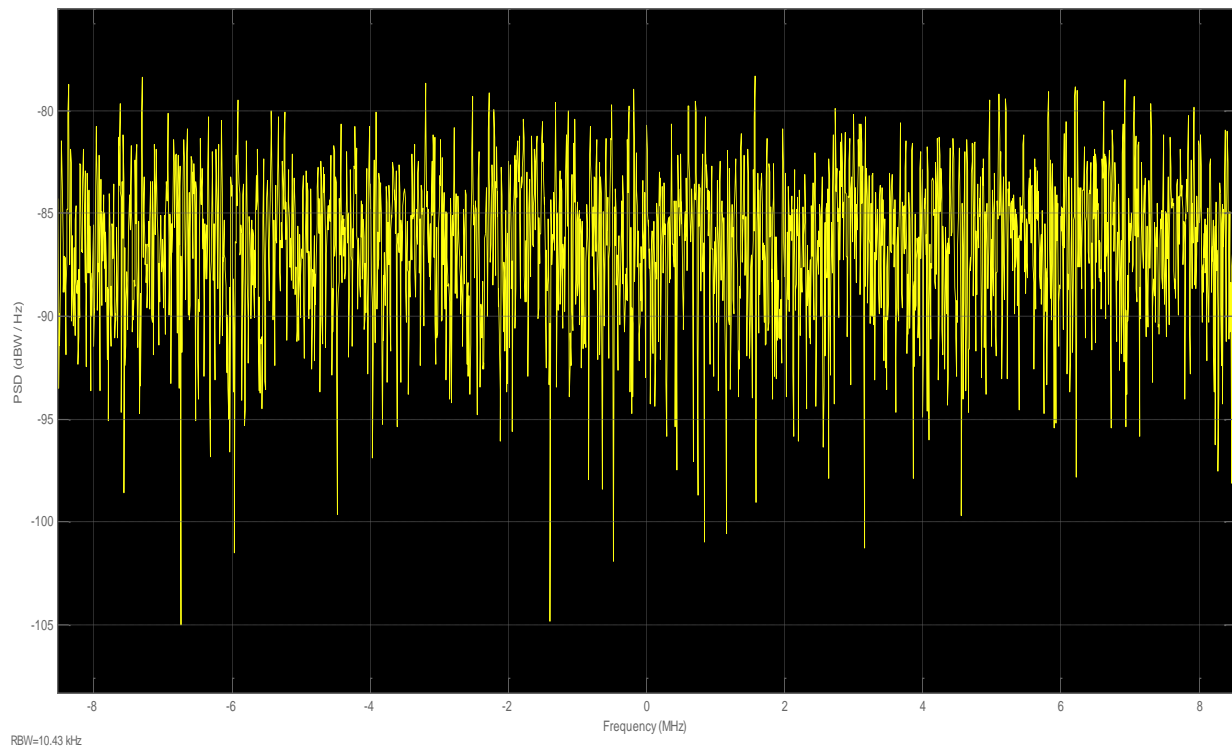


Figure 4.35 : Spectre après Démodulation OFDM

4.11 Conclusion :

Dans ce dernier chapitre l'ensemble des résultats de simulation de la chaîne d'émission- réception ont été présentés. Dans un premier temps la chaîne d'émission réception OFDM a été réalisée, cette chaîne comporte l'ensemble des blocs nécessaires pour aboutir à une communication sans fil réussie réalisant un multiplexage fréquentiel orthogonal. Dans la deuxième partie la technologie multi antennes a été ajoutée à cette chaîne de transmission à travers les deux blocs principaux : Bloc Codage Alamouti et Canal MIMO. Ces derniers nous permettent d'en profiter à la fois des avantages de la diversité spatiale et temporelle, pour parvenir à une communication plus sûre. Dans un dernier temps la technique d'étalement du spectre a été ajoutée aux deux autres techniques. La comparaison des résultats des chaînes mise en épreuve montre clairement l'efficacité de celle à une combinaison de ces différentes techniques ce qui a permis de profiter des avantages de chacune d'elles.

Conclusion Générale

Les travaux de thèse présentés dans ce document ont porté sur la simulation d'une chaîne de transmission MIMO-MC-CDMA qui peut supporter plusieurs antennes d'émission et de réception. Le premier chapitre a présenté le contexte dans lequel s'inscrit ce travail. Nous avons présenté les principaux acteurs du secteur des Télécommunications ainsi que l'évolution chronologique des différentes normes reliées à la filiale des radiocommunications. Le deuxième chapitre était consacré à la modélisation du canal de propagation, cette modélisation se révèle d'une nécessité importante pour définir les différents phénomènes complexes influant le signal émis. Le troisième chapitre a traité en détail les techniques de transmission multiporteuses de type OFDM, les techniques d'accès multiples utilisant le codage CDMA et la technologie MIMO. À la fin du chapitre une présentation de la forme d'onde, sous laquelle devra se propager l'information dans la combinaison des techniques de l'étalement du spectre, des techniques multiporteuses et techniques de codage spatio-temporel a été faite. Le chapitre quatre a fait l'objet d'une représentation générale de l'ensemble des blocs essentiels constituant un système de communication réels, la présence de certains blocs dans la chaîne de communication, qui constitue le système étudié est qualifiée de fondamentale, comme le bloc modulation, le bloc conversion analogique-numérique ou le bloc égalisation. Le dernier chapitre examine les détails de la mise en œuvre Simulink des différentes chaînes de transmission. Dans les sections de ce chapitre, les étapes de conception logiciels des différents algorithmes OFDM, MISO / MIMO ont été expliquées. Cette phase appelée implémentation Simulink, contient l'ensemble des étapes nécessaires pour la réalisation d'une chaîne de communication.

Les techniques multi-antennes MIMO-OFDM sont pressenties pour les futurs systèmes de téléphonie mobile en raison de leur robustesse et de leur efficacité spectrale. Cependant, la complexité de ces systèmes peut devenir pénalisante quand le nombre d'antennes du système augmente, notamment à cause du nombre d'instances de FFT présentes. Les techniques MIMO connaissent un essor important ces dernières années. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité, auquel cas on favorise la robustesse de la liaison. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. L'OFDM est classiquement utilisé dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. L'OFDM utilise un ensemble de sous-porteuses pour transmettre les informations (multiplexage fréquentiel). L'OFDM est implanté efficacement par une transformée de Fourier inverse. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec co-

dage. Le schéma de codage MIMO utilisé dans le système considéré est celui du codage temps-espace en bloc (STBC : Space-Time Block Coding). La combinaison de ce schéma avec l'OFDM peut aboutir à plusieurs schémas : codage temps-espace (ST), codage fréquence espace (SF), ou codage temps-fréquence-espace (STF). Le codage ST consiste à coder des symboles OFDM complets, augmentant à la fois l'hypothèse de stationnarité temporelle du canal et la latence de codage/décodage ; il est donc approprié dans le cas des systèmes « indoor », où le canal varie peu dans le temps.

À la fin de ce travail de thèse, nous avons abouti à un schéma complet d'un système de transmission combinant ces différentes techniques dans un cadre multi-utilisateurs, les résultats présentés notamment en ce qui concerne l'efficacité spectrale et le taux d'erreur binaire, montre clairement que le système implémenté tire profit de des avantages de chacune des techniques proposés. Le schéma en bloc de la chaîne de transmission MIMO-MCCDMA a été implémenté et le but initial de ce travail a été atteint, nous proposons comme perspective pour de les travaux à venir de passer au schéma RTL de cette chaîne de transmission à partir du schéma proposé ; ce schéma RTL nous permet directement de traduire cette chaîne en circuit réel. Nous proposons aussi de traiter d'autres combinaisons avec de nouvelles formes d'ondes qui permettent peut être d'atteindre des résultats encore plus meilleurs tel que la forme d'onde FBMC et la combinaison MIMO-FBMC ou MIMO-FBMC-CDMA.

Bibliographie

- [1] H. Zhao, " IUT News n°9 :Bilan des quatre dernière années", 2012.
- [2] H. Zhao, "*IUT News N°10* " Radio communications résoudre les problèmes du spectre", 2012.
- [3] D. BATTU, "Systèmes numériques à haut débit du réseau d'accès", CERIST, 2013.
- [4] C.Harris, "Radiocommunication in the digital age", H. Technology, vol. 1, 2005.
- [5] ANDF, "Fiche d'information de l'agence nationale des fréquences", 2011.
- [6] ANDF, "fiche d'information de l'agence nationale des fréquences", 2011.
- [7] MPTIC , "programme E-Algérie ministère des postes et de la communication", 2008.
- [8] «Revue Nationale des technologies de l'information et des communications,» *N°10*, 2012.
- [9] P. P.Chu, "FPGA Prototyping by virilog examples", cleveland state university, Weley 2008.
- [10] J.G.Proakis, "Digital communications", 1995.
- [11] J. Guillet, "Caractérisation et modélisation Spatio-temporelle du canal de propagation dans un contexte MIMO", 2004.
- [12] P. Mary, " Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'effet d'évanouissements", Ecole doctorale : EEA L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- [13] P.A.Bello, "Characterization of randomly time-variant linear chanel," IEEE transactions on communication systems, 1963.
- [14] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande", 2005.
- [15] K. Mabrouk, "Conception et réalisation d'un système de Télécommunication MIMO avec formation numériques de faiscaux de réception", 2008.

- [16] V. Yem, "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélations cinq porte pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments", 2005.
- [17] S. M. Lopez, "Contributions au sondage de canal à l'intérieur des bâtiments", 2008.
- [18] J. Ali, "Modélisation et émulation des canaux de propagation des systèmes MIMO", 2004.
- [19] Y. Rissafi, "Caractérisation d'un canal minier sousterrain ultra large bande, Montréal", 2007.
- [20] R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et double directionnel", 2004.
- [21] Y.Lacy, "Echoes in transmission at 450 Mega Cycles from land to car radio units", 1950.
- [22] S. Picol, "conception et réalisation de la partie numérique d'un simulateur matériel pour les canaux de propagation MIMO", 2007.
- [23] Y. Nasser, "Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio", 2006.
- [24] V. L. Nir, "Etude et Optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses", 2004.
- [25] S. Hairoud, "Modélisation dynamique des canaux MIMO pour les transports ferroviaires", 2012.
- [26] A.Goldsmith, "Wireless. Communications", 2005.
- [27] Yao Liu, Peng Ning & Huaiyu Dai, An Liu, "Randomized Differential DSSS: Jamming-Resistant Wireless Broadcast Communication" 2009.
- [28] K. IBRAHIMI, "Gestion des ressources des réseaux mobiles de nouvelle génération par rapport à la mobilité des utilisateurs", École Doctorale 166 Information Structures Systèmes , 2009.
- [29] S. NOBILET & J.F HÉLARD, "Choix des séquences d'étalement pour les systèmes AMRC à porteuses multiples" 2001.
- [30] O. Berder, "Optimisation et Stratégie d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", Laboratoire : LEST - UMR CNRS 6165, 2002.
- [31] E. Guéguen, "Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM", Institut National des Sciences Appliquées de Rennes 14 jan, 2009.

- [32] B. Le Floch, M. Alard & C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex", vol. 83, n°1, Juin 1995.
- [33] H. Hua Wei, Time- and frequency-domain spreading assisted MC DS-CDMA using interference rejection spreading codes for quasi-synchronous communications, School of ECS, University of Southampton, SO17 1BJ, UK, 2004.
- [34] W. Chang, On the performance of Multicarrier DS-CDMA with Imperfect power control and variable spreading factors, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 24, NO. 6, JUNE 2006, 2006.
- [35] R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", Décembre: IEEE communication Magazine, 1997.
- [36] K. FAZEL, "SS-MC-MA Systems with Pilot Symbol Aided Channel Estimation in the Asynchronous Uplink", Vol. 11, No. 6, November-December 2000, 2000.
- [37] S. Nobilet, "Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futurs générations de systèmes de communications hertziennes", 2003.
- [38] L. G. Ordonez, "Performance limits of spatial multiplexing MIMO systems", barcelona universitat politecnica de catalunya, 2009.
- [39] B. RIHAWI, "Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes", l'UNIVERSITÉ DE RENNES I, 2008.
- [40] M. H. El-Hajjar, "Near Capacity MIMO using iterative detection", University of Southampton UK, 20 septembre 2008.
- [41] P. Viland, "Etude et optimisation de nouvelles méthodes de construction de codes espace-temps et en treillis pour constellations PSK et QAM", Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2010.
- [42] B. Prevosto, "La sommation numérique", Mémoire de ENS Louis-Lumière, 2012.
- [43] A. Massiani, "Prototypage d'un système haut débit sur plateorme", rennes, 2005.
- [44] R. C. Joaquin Garcia, "On the design of an FPGA Based OFDM modulator for IEEE 802.11a" Mexico, 2nd international conference on electrical and electronics engineering, 2005.

- [45] R. S. Stankovic, "Some Remarks on Terminology in Spectral Techniques" IEEE TRANSACTIONS ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS, November 1998.
- [46] H. Sébastien Le Nours, "Efficient Implementation of MC-CDMA Transmission System for the downlink", Laboratory for Components and Systems of Telecommunications (LCST) INSA, 2001.
- [47] C. L. GUELLAUT, "Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plateforme hétérogène", 2009.
- [48] M. C. PANAZIO, "Synchronisation de Symbole et de Chip dans le domaine fréquentiel pour les systèmes DS-CDMA et MC-CDMA", Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM), 2003.
- [49] Y. Nasser, "Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de synchronisation en Réception Radio Mobile," 04 octobre INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, 2006.
- [50] Mathworks, "SIMULINK DATA SHEET Documentation," 2012.
- [51] D. Manetti, "contributions au décodage des codes convolutifs utilisés dans les systèmes de communication mobile," université de neuchatel, 2005.
- [52] J. G. Smith, "Odd-Bit Quadrature Amplitude-Shift Keying IEEE Transactions on Communications," Vol. COM-23, March 1975, 1975.
- [53] EFORT, 2008.
- [54] J. Meel., "Spread Spectrum : Introduction", 1999.
- [55] M. Mezzour, "Direct Spread Spectrum/ Time Hopping (TH) performance comparison in multi user AdHoc environment".
- [56] J. Meel, "Spread Spectrum", *sirius communications*, vol. 2, Décembre 1999.
- [57] R. W. Chang et R. A. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", Vols. 1 Com-16, no 4, Août 1968..
- [58] L. DUBREUIL, "Amélioration de l'étalement de spectre par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs", 11 octobre 2005.

- [59] J.-M. Auffray, "systèmes MIMO à porteuses multiples études et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA," vol. 30 juin, n°1 D04-06, 2004.
- [60] R. W. Heath, "Switching between spatial multiplexing and transmit diversity based on constellation distance", Proceedings of the Allerton Conf. Commun. Control, Comput, Oct. 2000.
- [61] R. W. Heath, "Characterization of MIMO channels for spatial multiplexing systems", Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC), vol. 2, pp. 591-595, June 2001.
- [62] O. Oyman, "Characterizing the statistical properties of mutual information in MIMO channels: Insights into diversity-multiplexing tradeo", Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput., Nov. 2002.
- [63] E. Telatar. "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", European Transactions on Telecommunications, vol. 10, num. 6, p. 585-596, 1999.
- [64] M. Lee, "Dual OVSF codes with lower correlations," volume E89-A ,pp 3363-3367, IEICE transactions on fundamentals of electronics communications and computer sciences, 2006.
- [65] P. Kavipriya, "An Effective Data Transmission Using Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) Codes In WCDMA System", International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET) Vol. 2, No. 2, 2013 ISSN 2277 – 4378, 2013.
- [66] M.Y Bendimerad, F. Debbat, and F.T Bendimerad, " Analytical bound for the CCDF of Crest Factor in NC-OFDM Systems", JOURNAL OF COMMUNICATIONS SOFTWARE AND SYSTEMS, VOL. 11, NO. 4, pp180-186, DECEMBER 2015.

Liste des Publications

-Papiers dans des journaux internationaux :

M. Y. BENDIMERAD, F.DEBBAT, and F.T. BENDIMERAD “ Compromise between Guard Interval and Orthogonality in OFDM Transmission” *International Journal of Electronics and Electrical Engineering Vol. 3, No. 2, April 2015.*

M. Y. BENDIMERAD, F.DEBBAT, and F.T. BENDIMERAD “Analytical bound for the CCDF of Crest Factor in NC-OFDM Systems” *Journal of communications software and systems, Vol. 11, No. 4, pp180-186, December 2015.*

M. Y. BENDIMERAD, F.DEBBAT, and F.T. BENDIMERAD “Performance of Physique Layer Data Transmission For Wireless Communications By Orthogonal Codes” *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Paper N° MEDJEC-20151-298.

-Papiers dans des conférences internationales :

M. Y. BENDIMERAD, F.T. BENDIMERAD and S.FEROUANI ” Introduction Of Spatial-Temporal Orthogonal Codes In Wireless Communications Transmission” *International Conference on advanced Networking, Distributed Systems and Applications*, INDS 2014 Bejaia, Algeria.

M. Y. BENDIMERAD, F.DEBBAT and F.T. BENDIMERAD “An overview on the chasing decoding” *The International Conference on advanced communication systems and signal processing*, ICOSIP 2015, Tlemcen Algeria.

Résumé

Les systèmes de télécommunications sans fil présentent une croissance sans cesse, la couche physique prend une place importante dans cette croissance vue son positionnement important qu'elle occupe à proximité du canal de transmission. Même si l'ensemble des éléments constituant cette couche physique sont en cours de nouvelles recherches pour des éventuelles améliorations, la forme d'onde générée par la couche physique détient une place particulière parmi ces derniers. Le multiplexage fréquentiel orthogonal constitue l'une des formes d'ondes essentielles intégrées aux nouveaux systèmes de transmission sans fil. La technologie multi antennes est une autre technique prometteuse pour les nouveaux systèmes de télécommunications où apparaît la diversité temporelle et spatiale comme de nouvelles dimensions assurant une transmission efficace. Cette thèse combine ces deux techniques nouvelles dans un contexte multi-utilisateur réalisé par un codage CDMA pour réaliser une chaîne de transmission globale qui tire profits de l'ensemble des avantages de ces différentes techniques.

Mot Clé : OFDM-MIMO-CDMA-STBC-QAM-Alamouti Coder

Abstract

Wireless telecommunication systems have known an enormous development in the last decade, the physical layer takes a great place in that to the important position that it occupies in the vicinity of the transmission channel. Although all the elements constituting the physical layer are under new research for possible improvements, the waveform generated by the physical layer holds a special place among them. The multi antennas technology is another promising technique for the new telecommunications systems where appears the temporal and spatial diversity as new dimensions ensuring efficient transmission. This thesis combines two new techniques OFDM and MIMO in a multi-user environment realized by a CDMA coding to achieve a complete transmission chain that derives profit from all the advantages of these different techniques.

Keywords: OFDM-MIMO-CDMA-STBC-QAM-Alamouti Coder.

ملخص

ان أجهزة الاتصال اللاسلكية تشهد تطور مستمر حاليا. تحتل الطبقة المادية مرتبة هامة ضمن هذا التطور نظرا لوضعيتها الهامة بجانب قناة الارسال. على الرغم من ان جل العناصر المكونة لهذه الطبقة الفيزيائية هي في ضمن سياق بحوث جديدة لغرض الوصول الي تحسينات معتبرة فان شكل الموجة التي تولدها هاته الطبقة تحتل مرتبة خاصة. ان تقنية المضاعفة المتعامدة في المجال الترددي تشكل احدي الموجات الهامة المدمجة في أجهزة الارسال اللاسلكي الحديثة. من جهة اخرى تقنية تعدد الهوائيات تعتبر كوسيلة اخرى واعدة لهاته الأجهزة اين يظهر التنوع الزمني والمكاني كأبعاد جديدة لضمان ارسال فعال. هذه الاطروحة تعمل على ادماج هاتان التقنيتان الجديدتان في سياق تعدد المستعملين المشكل بتقنية الترميز و ذلك لإنجاز سلسلة ارسال نوعية التي تستنبط فائدتها من إيجابيات مختلف هاته التقنيات.
