

Remerciements

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever ce mémoire dans les meilleures conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de loin comme de près à ce travail.

Au moment où j'apporte les dernières retouches à mon travail, j'exprime mes reconnaissances et mes remerciements à Monsieur F.T. BENDIMERAD, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID pour la confiance qu'il m'a témoigné et pour tous les renseignements et les conseils précieux qu'il m'a apporté avec précision, célérité et attention, ainsi que pour sa disponibilité tout au long de mon projet.

Je ne sais pas comment remercier notre encadreur Monsieur S.M.BAHRI, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, et notre Co-encadreur Monsieur A.BENMOSTEFA, doctorant dans notre laboratoire LTT, d'avoir accepté le suivi de mon projet et de s'être impliqué pleinement dans ce travail de recherche. Merci du fond du coeur pour leur confiance, leur patience et leur pédagogie. Merci pour tout ce qu'il a pu m'apporter, professionnellement et humainement parlant. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Je suis sensible à l'honneur que nous a fait Monsieur DJENNAS Sidi Ahmed, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID et Monsieur BOURSSALI Riyad, Professeur à l'université de Tlemcen, et Monsieur BOUACHA Abdelhafiden acceptant de juger ce travail et d'en être les examinateurs.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à me donner une formation solide tout au long de mes années d'études.

Dédicaces

Avec l'aide de Allah tout puissant, on a pu achever ce modeste travail que je dédie :

Aux êtres les plus chères au monde, mon père et ma mère, en témoignage de l'amour, du respect et de la gratitude que je leur porte.

A mes plus chères Soeurs *Shahrazed* et *Khaoula*.

Encore, à mon chère frère *Abdelkarim*.

En fin mes collègues, mes amis, et tous qui me connaissent.

Tarek

Dédicaces

Au nom de Dieu je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents

Toujours soucieux de ma réussite, en témoignage de l'amour, du respect et de la gratitude que leur porte jamais je ne les remercierai assez de m'avoir donné le meilleur d'eux même.

Mes très chers frères, et mes très chères Soeurs
pour tous les moments de joie et de peine que nous avons
partagés ensemble, qu'ils trouvent ici l'expression des nobles
sentiments que je leur porte.

A tous mes collègues, et mes amis ...

S. Ibrahim

Table des matières

<i>Introduction Générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : Généralités sur les transmissions numériques

1. <i>Introduction</i>	2
2. <i>Chaîne de transmission numérique</i>	2
3. <i>Canaux de transmission</i>	5
3.1. <i>Définition du canal</i> :.....	5
3.2. <i>Propriété d'un canal radio</i> :.....	5
3.2.1 <i>Bruit additif</i> :.....	5
3.2.2 <i>L'évanouissement</i> :.....	6
3.2.4 <i>Trajets multiples</i> :.....	7
3.3. <i>Types et modèles de canaux</i> :.....	8
3.3.1 <i>Canal avec bruit blanc gaussien aditif</i> :.....	8
3.3.2 <i>Canal avec évanouissement</i> :.....	9
3.3.3 <i>Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)</i> :.....	9
4. <i>Diversité et Sélectivité</i>	9
3.3.1 <i>Les éléments qui définissent la sélectivité</i> :.....	9
4.2 <i>Notion de sélectivité</i> :.....	10
4.3 <i>Notion de diversité</i>	11
4.3.1 <i>Généralité</i> :.....	11
4.3.2 <i>Types de diversité</i> :.....	12
5. <i>Conclusion</i>	15

Chapitre 2 : La technique MC-CDMA

1. <i>Introduction</i>	16
2. <i>Techniques de multiplexage</i>	16
2.1. <i>Les méthodes d'accès</i> :.....	16
2.1.1. <i>Accès multiple par répartition de code (CDMA)</i> :.....	16
2.1.2. <i>Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)</i> :.....	17
2.1.3. <i>Accès Multiple à Répartition dans le Temps (TDMA)</i> :.....	17

2.2.	<i>Transmission multi-porteuse OFDM :</i>	18
2.2.1.	<i>Définition :</i>	18
2.2.3.	<i>Avantages et inconvénients de l'OFDM :</i>	23
2.3.	<i>Technique d'étalement de spectre DS-CDMA :</i>	24
2.3.1.	<i>Principe de base de la DS-CDMA</i>	25
2.3.2.	<i>Avantages et désavantages de DS-CDMA</i>	28
2.4.	<i>Technique MC-CDMA :</i>	28
2.4.1.	<i>Définition :</i>	28
2.4.2.	<i>Structure du signal</i>	29
2.4.3.	<i>Signal de la voie descendante (Downlink Signal) ;</i>	31
2.4.4.	<i>Signal de la voie montante (Uplink Signal)</i>	32
2.4.5.	<i>Techniques d'étalement :</i>	33
3.	<i>Conclusion</i>	34

Chapitre III: Les systèmes multi-antennaires

1.	<i>Introduction</i>	35
2.	<i>Principe de la technique MIMO</i>	35
3.	<i>Modèle de système</i>	36
4.	<i>MIMO à Codes spatio-temporels</i>	38
a.	<i>Introduction</i>	38
b.	<i>Les différents types de codes :</i>	39
i.	<i>Codage spatio-temporel en treillis</i>	39
ii.	<i>Codes spatio-temporels par blocs</i>	40
5.	<i>Multiplexage spatial</i>	42
6.	<i>Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO</i>	44
a.	<i>Critère de forçage à zéro</i>	44
b.	<i>Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)</i>	45
c.	<i>Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI) :</i>	45
d.	<i>Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV) :</i>	46
7.	<i>Conclusion</i>	46

Chapitre 4 : Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

1	<i>Introduction</i>	47
2.	<i>Simulation des performances du système MIMO N*M</i>	48

<i>3. Simulation des performances du système combiné MIMO-OFDM.....</i>	<i>52</i>
<i>4. Simulation des performances du système MIMO MC-CDMA.....</i>	<i>54</i>
<i>5. La simulation de la comparaison entre les trois méthodes MIMO, MIMO-OFDM et MIMO-MCCDMA.....</i>	<i>56</i>
<i>6 Simulation de la comparaison entre le système MIMO-MCCDMA STBC/ALAMOUTI 2X2 et MIMO-MCCDMA/VBLAST</i>	<i>58</i>
<i>7. Conclusion</i>	<i>60</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>62</i>

Table des Figures

Chapitre I : Généralités sur les transmissions numériques

Figure I.1 : Une chaîne de transmission sans fil	4
Figure I.2 : Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien	8
Figure I.3 : Modèle d'un canal avec évanouissement	9
Figure I.4 : Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien	9
Figure I.5 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence	10
Figure I.6 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence	11
Figure I.7 : le même signal transmis sur plusieurs intervalles de temps.	12
Figure I.8 : Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité	14

Chapitre II : La technique MC_CDMA

Figure II.1 : Méthodes d'accès	17
Figure II.2 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse	18
Figure II.3 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses	20
Figure II.4 : Un système de transmission OFDM.	21
Figure II.5 : Un système OFDM simplifié	22
Figure II.6 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.	23
Figure II.7 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement	24
Figure II.8 : Principe de DS-CDMA	26
Figure II.9 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur	29
Figure II.10 : Transmission multi-porteuse avec étalement	30
Figure II.11 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante	32

Chapitre III : Systèmes multi-antennaires

Figure III.1: Principe du MIMO	36
Figure III.2: Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices	37
Figure III.3 : Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception	39
Figure III.4 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T=2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	39
Figure III.5: Système de transmission spatio-temporel par couches	42

Chapitre IV : Généralités sur les transmissions numériques

Figure IV.1: schéma générale d'un système MIMO	48
Figure IV.2: Simulation de la Capacités de systèmes MIMO à 2 et 3 et 4 antennes et comparaison avec le canal SISO.....	49
Figure IV.3 : Comparaison entre les courbes TEB des systèmes SISO, SIMO(MRC), MISO (ZF) et MIMO (ZF)	50
Figure IV.4 : Comparaison entre les courbes TEB des systèmes SISO, SIMO(MRC), MISO (MMSE) et MIMO(MMSE).....	51
Figure IV.5 Comparaison entre les courbes TEB des systèmes MIMO(ZF) et MIMO(MMSE).....	52
Figure IV.6: Emetteur MIMO-OFDM.....	53
Figure IV.7: Récepteur MIMO-OFDM	53
Figure IV.8 : Comparaison entre les courbes TEB des systèmes SISO, SIMO(MRC), MISO (ZF) et MIMO (ZF)	54
Figure IV.9 : Emetteur MIMO- MCCDMA.....	55
Figure IV.10: Récepteur MIMO- MCCDMA	55
Figure IV.11: Comparaison entre les courbes TEB des deux systèmes combinés MIMO-MCCDMA(ZF) et MIMO- MCCDMA (MMSE).....	56
Figure IV.12: Comparaison entre les courbes TEB des différents systèmes MIMO/ZF, MIMO-OFDM/ZF et MIMO-MCCDM/ZF.....	57
Figure IV.13: Comparaison entre les courbes TEB des différents systèmes MIMO/MMSE, MIMO-OFDM/MMSE et MIMO-MCCDM/MMSE.....	58
Figure IV.14 : comparaison entre MIMO MCCDMA/STBC/ZF et MIMO MCCDMA/VBLAST/ZF.....	59

FigureIV-15 : comparaison entre MIMO MCCDMA/STBC/MMSE et MIMO-
MCCDMA/VBLAST/MMSE.....60

Abréviation

BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Direct Sequence
DSP	Digital Signal Processor
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
ICI	Inter-Channel Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier DS-CDMA
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
ZF	Zero Forcing

Introduction générale

L'optimisation de nouvelles techniques de transmission offrant à la fois robustesse et forte efficacité spectrale est primordiale pour le développement des futurs réseaux cellulaires de radiocommunications. A l'instar du succès rencontré ces dernières années par les techniques de modulations multiporteuses OFDM et CDMA (Code Division Multiple Access), les techniques innovantes de transmission MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA) s'affirment aujourd'hui comme des solutions candidatant à fort potentiel pour la quatrième génération de réseaux cellulaires [1]. En tirant parti de la robustesse et de l'efficacité spectrale des modulations multiporteuses d'une part et de la souplesse dans le partage des ressources radio du CDMA d'autre part, les techniques MC-CDMA devraient permettre d'améliorer notablement la capacité de ces futurs réseaux [2]. Parallèlement, une autre voie prometteuse consiste à exploiter la diversité spatiale en utilisant des systèmes d'antennes multiples MIMO (Multiple Input, Multiple Output).

La technologie MIMO présente une solution prometteuse pour augmenter l'efficacité spectrale et en transmettant les données à travers un réseau multi-antennes en émission et en réception. En effet, elle offre un débit important et une bonne qualité de transmission grâce à la diversité spatiale. Cependant, une source importante de dégradation des performances dans les systèmes MIMO est la sélectivité fréquentielle du canal. Les techniques basées sur l'OFDM sont des solutions prometteuses pour combattre cette sélectivité. En effet, la modulation OFDM transforme un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux non sélectifs en fréquences.

Le présent PFE est pour objectif d'étudier, détailler et simuler ces dernières techniques citées ci-dessus et proposer un système plus optimisé MIMO-MCCDMA qui fait combiner tous ces techniques et obtenir enfin un système qui gagne l'avantage de chaque'un des ces techniques.

Pour cela, notre projet PFE est organisé en quatre chapitres. Le premier comporte des généralités sur le canal radio mobile et une vue générale sur l'OFDM. La MC-CDMA est étudiée dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre est consacré pour l'étude des systèmes multi-antennes MIMO ainsi le détail de leurs algorithmes. Le quatrième chapitre est réservé pour les simulations des différents systèmes MIMO avec les modulations OFDM et MC-CDMA, encore des comparaisons entre eux sont faites. Et à la fin nous donnons résumé pour les quatre chapitres dans la conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur les transmissions numériques

1. Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons un rappel des fonctionnements des systèmes de communication numérique et des généralités qui permettent de servir à la bonne conception de la transmission numérique.

La propagation de l'onde électromagnétique assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « *canal de propagation* ». Il est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement. Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence. Certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature à titre d'exemple les techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal.

Dans ce chapitre, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. A la fin du chapitre, nous allons présenter les différentes techniques de diversité et de sélectivité pour lutter contre les évanouissements et les distorsions provoqués par les canaux de transmission.

2. Chaîne de transmission numérique

Le but d'un système de communication à distance est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [32] est représenté sur la **Figure I.1**. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « *canal de propagation* ».

L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la **Figure I.1**, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant d'écrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission.

Notons que ces fonctions peuvent traiter l'information de façon individuelle ou collective qui dépend de la conception appliquée.

Pour réaliser une transmission numérique [44], le message à transmettre doit être mis en forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis convertie sur des éléments binaires.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le cout de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée de sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps définit le débit binaire $D = 1/T_b$ bit/s ou T_b est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur.

Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique pour des transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « *codage de canal* » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information.

Des éléments binaires ajoutés sont appelés « *Redondance* ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus, lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « *Modulation* ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1 \dots, M$ de durée $T_s = n.T_b$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée par la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M}$$

Un élément supplémentaire, le filtrage, qui assure la mise en forme définitive du signal avant l'émission, compte tenu du codage ou de la modulation utilisée et des contraintes du canal.

Il est exploité pour limiter sa bande de fréquence, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférence.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes permet de transformer les signaux analogiques en des ondes électromagnétiques. Le signal émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui seront présenté ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

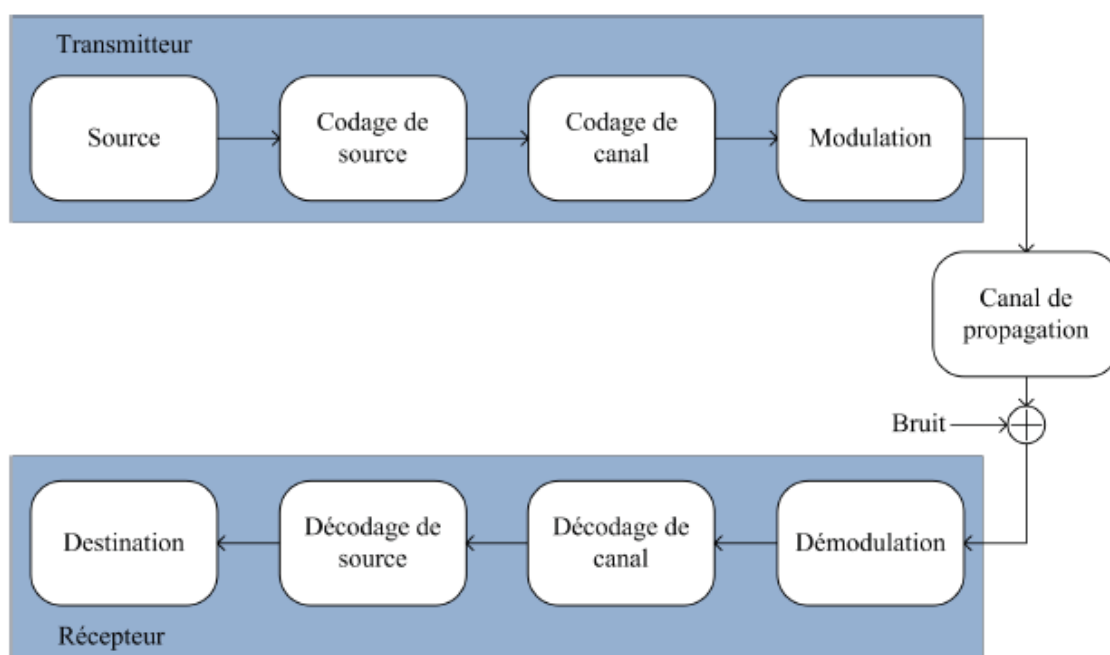


Figure 1.1 : Une chaîne de transmission numérique.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (*moteur, ligne à haute tension, etc. . .*) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multiutilisateurs. Le bruit thermique (*bruit interne*) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à

moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance mono-latérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation.

Le démodulateur extrait l'information de la porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

3. Canaux de transmission

3.1. Définition du canal :

En communication, un canal est un medium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal de la source vers la destination.

Quelque soit le mode de transmission, il y a toujours des perturbations aléatoires non prévisibles, qui affectent le signal transmis avant d'atteindre la réception.

3.2. Propriété d'un canal radio :

Les systèmes de transmissions numériques sont limités en performances et en capacité à cause de deux facteurs liés au canal de transmission [22] :

3.2.1 Bruit additif :

Le bruit est un signal parasite, aléatoire et non désiré se superposant aux signaux utiles. C'est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la transmission.

Il est généré par les composantes internes du système de communication et principalement par le bloc radio fréquence du récepteur. Il est modélisé par un bruit blanc gaussien additif (BBGA) à puissance constante.

3.2.2 L'évanouissement :

Un signal émis par une antenne radio se propage soit dans toutes les directions (si l'antenne est omnidirectionnelle), soit dans un ensemble de directions bien précis, si l'antenne est directive. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, des diffusions autour des obstacles se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination.

Comme exemples des obstacles, nous citons les bâtiments, les arbres, les voitures, pour l'environnement d'extérieur, sinon pour l'intérieur, nous citons les meubles, les murs etc.

Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards.

L'évanouissement que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible due à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré.

On peut les regrouper en trois catégories, la perte de puissance en propagation libre, l'ombrage, et l'évanouissement. La première consiste en fait, à la perte de puissance au fur et à mesure que le signal électromagnétique se propage dans l'espace. La seconde quant à elle, est due à la présence d'obstacles fixes dans le chemin de propagation d'un signal radio. Enfin, la troisième catégorie est l'évanouissement proprement dit, qui se compose d'effets combinés de multiples parcours de propagation, de mouvements rapides des unités émettrices et réceptrices, et enfin, des obstacles. La dernière catégorie énoncée est celle qui nous intéresse.

Cet évanouissement décrit les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interférence d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel. La résultante peut grandement varier en amplitude et en phase tout dépendamment de multiples facteurs tels que l'intensité, le délai entre les ondes, etc. La performance du système peut donc être très dégradée par l'évanouissement, mais heureusement, plusieurs techniques peuvent aider à la contrer.

3.2.3 Les types d'évanouissement :

Les multiples versions du signal dû aux interférences constructives et destructives causent des fluctuations rapides du signal sur des petites périodes.

Il existe plusieurs types d'évanouissement définis comme suit :

✓ *Les évanouissements à grande échelle :*

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage [48]. La première cause de perte de puissance est due à la propagation en espace libre de l'onde électromagnétique, qui s'explique par la dispersion isotrope de l'énergie transmis suivant les trois dimensions spatiales. Les pertes en espace libre augmentent avec la fréquence et avec la distance. L'effet de masquage est dû à la présence d'obstacle (*bâtiment, forêt,...*) entre l'émetteur et le récepteur. Aux fréquences auxquelles opèrent les systèmes de télécommunication, l'onde électromagnétique traverse ces obstacles, mais subit une atténuation de puissance en fonction de la nature du matériau traversé.

✓ *Les évanouissements à petite échelle*

Les évanouissements à petite échelle sont causés par la variation de l'amplitude et de la phase suite à des légers changements (de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans le positionnement des entités communicantes.

Ils se manifestent principalement par une dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal.

3.2.4 Trajets multiples :

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour atteindre sa destination dépendant du type d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...). Ces signaux subissent des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction, diffusion [1].

Les trajets multiples causant les évanouissements, sont très utiles pour les cas des MIMO qui les exploitent pour une bonne performance en matière de capacité.

On peut décrire en détail ces phénomènes liés à la propagation des ondes :

- *Réflexion*

Lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde telle que les murs, les bâtiments, le sol, on a donc un phénomène de réflexion.

- Diffraction

Lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable avec la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues (les sommets, les collines et les bâtiments), on a la présence du phénomène de diffraction qui implique une formation d'ondes secondaires derrière le corps obstruant.

- Diffusion

La diffusion intervient lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces ou de petits objets (les bâtiments, les fenêtres, le feuillage) ou par d'autres irrégularités. Dans le canal. Ce phénomène implique un étalement de l'énergie dans toutes les directions.

3.3. Types et modèles de canaux :

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [10] :

3.3.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif :

Le modèle du canal avec bruit blanc gaussien aditif (BBGA) est le plus simple des modèles.

Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne définie comme suite :

$$F(x/\mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2 / 2\sigma^2}$$

Avec x : variable aléatoire ; μ : moyenne ; σ : variance.

Ce canal est décrit par l'équation : $r(t) = s(t) + n(t)$

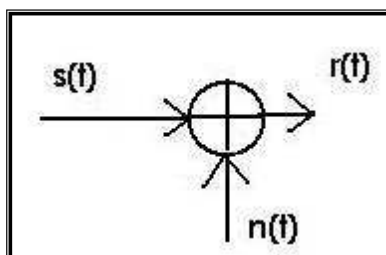


Figure I-2: Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien

3.3.2 Canal avec évanouissement :

Dans ce type de canal, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t)$$

Avec : $r(t)$: signal reçu.

$s(t)$: signal émis.

$h(t, t_d)$: canal de transmission.

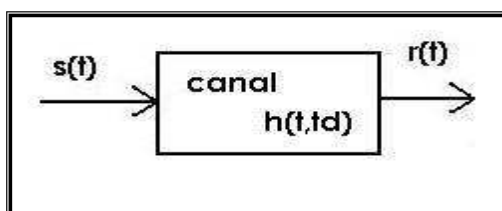


Figure I-3: Modèle d'un canal avec évanouissement

3.3.3 Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh) :

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps) pour lequel on a procédé à une modulation/démodulation OFDM.

Ce modèle est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t)$$

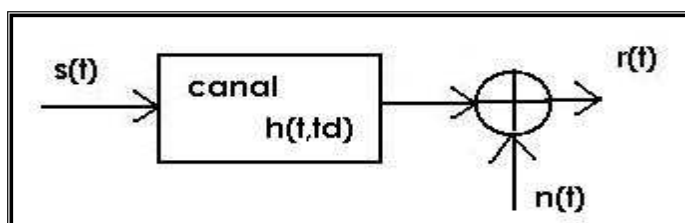


Figure I-4: Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

4. Diversité et Sélectivité

3.3.1 Les éléments qui définissent la sélectivité :

On peut définir ces éléments comme suit :

❖ **La bande de cohérence :** La bande de cohérence (« coherence bandwidth ») (B_c) correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel: $B_c \approx 1/T_m$. Notons T_m est l'étalement temporel.

❖ **Le temps de cohérence :** Le temps de cohérence (« coherence time ») (T_c) du canal, mesurée pour une fréquence donnée et pour une position fixe des antennes, comme étant la durée sur laquelle les caractéristiques de l'enveloppe d'oscillateur du canal peuvent être considérées comme invariantes.

4.2 Notion de sélectivité :

La notion de sélectivité [50] du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal B_s et la bande de cohérence B_c , et du rapport entre la durée d'un symbole T_s et le temps de cohérence T_c . Quatre cas de figures peuvent avoir lieu :

- **$B_s \ll B_c, T_s \gg \sigma_\tau$** : si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal

subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme **non sélectif en fréquence** et à «évanouissements plats».

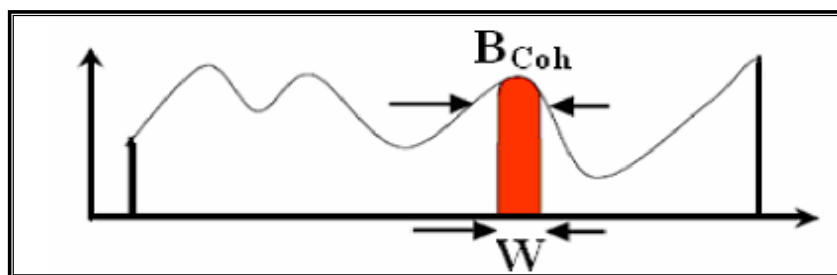


Figure I-5 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

- **$B_s > B_c, T_s < \sigma_\tau$** : si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrélées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit **sélectif en fréquence**. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.

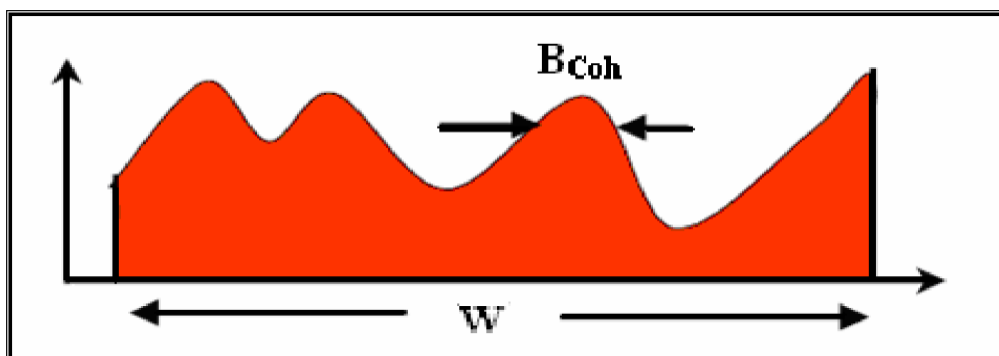


Figure I-6 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

$-T_s < T_c, B_s > B_d$: si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du canal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements lents». Le canal est alors **non-sélectif en temps**. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

$-T_s \gg T_c, B_s \ll B_d$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du canal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements rapide». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors **sélectif en temps**.

4.3 Notion de diversité

4.3.1 Généralité :

La diversité est une technique utilisée pour éliminer l'évanouissement, son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux avec puissance comparable et évanouissement indépendant, donc à la réception il y aurait au moins un ou plusieurs signaux non atténués, et bien sûr sans négliger la probabilité d'avoir une transmission de faible qualité. [48]

Il existe deux principales catégories de diversité : explicite et implicite.

La première transmettant d'une manière ou une autre plusieurs répliques du même message, et la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tel que les multi parcours pour dupliquer le signal envoyé.

4.3.2 Types de diversité :

Il existe plusieurs techniques de diversité, mais voici les principales technique :

4.3.2.1 Diversité temporelle :

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Fig. I.7). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondante. [21] L'ordre de diversité temporelle D_t sur cette trame est approché par l'expression suivante :

$$D_t = \frac{T_s}{T_c}$$

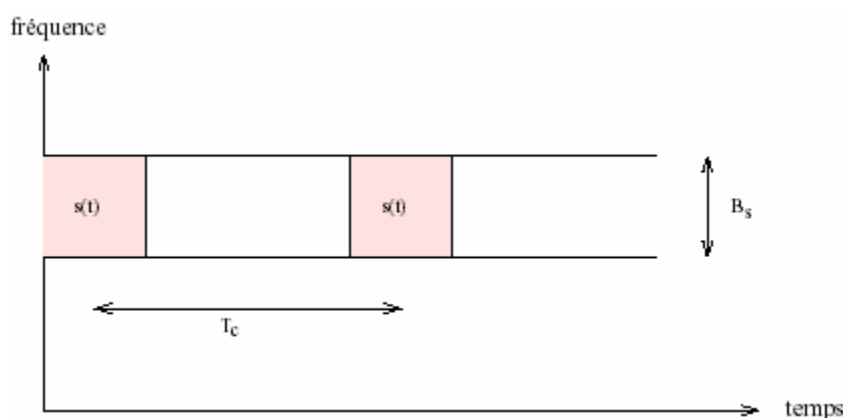


Fig. I.7 : Le même signal transmis sur plusieurs intervalles de temps.

4.3.2.2 Diversité fréquentielle :

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. I.8). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire

pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus. Ainsi, pour un système de largeur de bande B_s l'ordre de diversité fréquentielle D_f est approché par :

$$D_f = \frac{B_s}{B_c}$$

4.3.2.3 Diversité spatiale :

La diversité spatiale est la plus populaire dans le domaine des communications sans fils. Elle est utilisée typiquement lorsque plusieurs antennes servent à l'émission et/ou à la réception. Les antennes sont alors séparées d'une distance propre, assurant ainsi un noncorrélacion entre les signaux. La séparation requise dépend typiquement, de la hauteur des antennes par rapport au sol, de l'environnement de propagation et de la fréquence du signal.

En général, une séparation de quelques longueurs d'onde est suffisante pour obtenir des signaux non corrélés. Dans la diversité spatiale, les répliques des signaux transmis sont fournies au récepteur sous la forme de redondance dans le domaine spatial. Contrairement aux techniques de diversité temporelle et fréquentielle, la diversité spatiale n'introduit aucune perte d'efficacité spectrale. Cette propriété est très intéressante pour les futurs systèmes de communication sans fils haut débit.

En fonction du côté où les antennes multiples sont utilisées (émetteur et/ou récepteur), nous pouvons classifier la diversité spatiale en deux catégories : diversité à l'émetteur et diversité au récepteur [40]. Pour la diversité à la réception, plusieurs antennes sont placées au niveau du récepteur, permettant alors de récupérer des copies indépendantes du signal reçu. Les répliques du signal transmis sont alors proprement combinées pour augmenter le SNR global reçu et atténuer les évanouissements. Concernant la diversité à l'émetteur, plusieurs antennes sont déployées, de façon à ce que le message série à l'émetteur soit étalé pour être émis au travers des différentes antennes. Dans le but d'obtenir les meilleures performances, beaucoup de systèmes combinent deux ou plusieurs techniques de diversités, pour obtenir une diversité multidimensionnelle [39]. Par exemple dans les systèmes cellulaires GSM, un entrelaceur temporel et plusieurs antennes sont utilisées sur les stations de base, pour conjuguer à la fois diversité spatiale et temporelle.

4.3.2.4 Diversité transformée :

Dans ce cas-ci, la diversité spatiale est transformée au niveau du transmetteur en d'autres formes de diversité utilisable par le récepteur. Ceci est surtout utilisé lorsque le canal n'est pas connu du transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal. Ici la diversité spatiale sera transformée soit en diversité fréquentielle (Espace à fréquence) ou en diversité temporelle (Espace à temps) via un codage approprié en émission.

La figure 1.8 donne un résumé pour tout les cas possible de sélectivité et de diversité, ainsi que le fading correspondant.

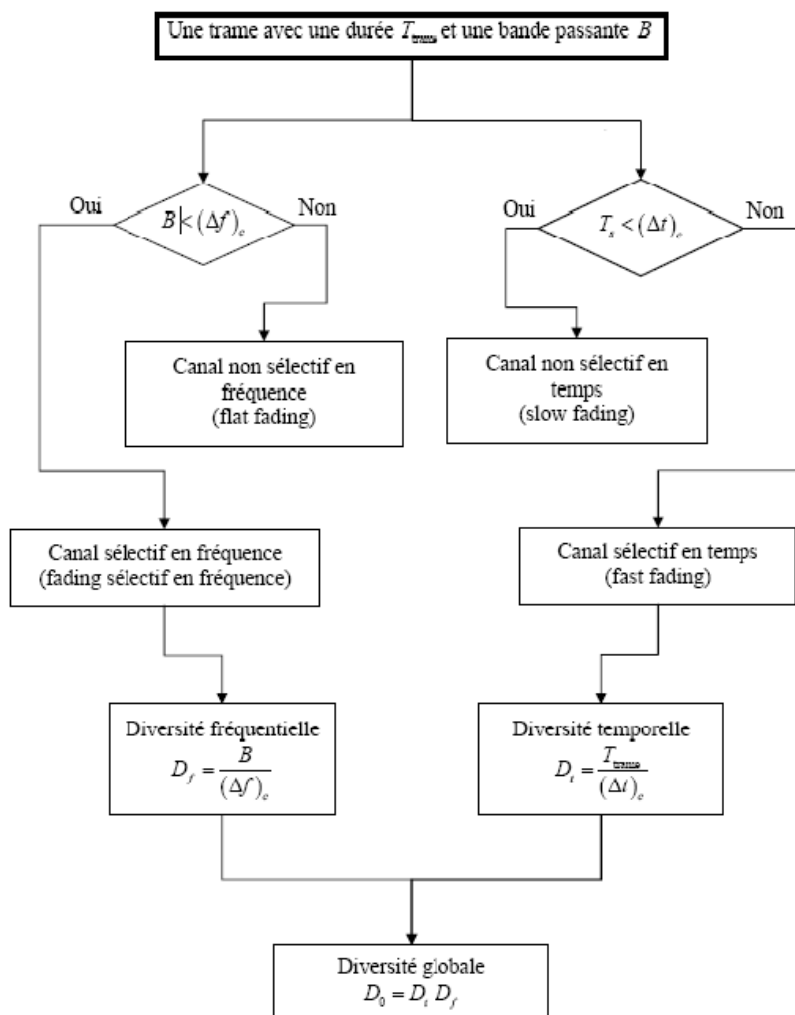


Figure 1.8 : Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité

5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire

Chapitre I : Généralités sur les transmissions numériques

jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elles soient temporelles, spatiales ou encore fréquentielles, et un paragraphe leur a donc été consacré, ainsi qu'aux techniques de combinaison des répliques.

Nous allons présenter dans le deuxième chapitre les récepteurs des systèmes CDMA, OFDM et MC-CDMA qui permettant d'améliorer les performances des systèmes MIMO.

Chapitre II

La technique MC_CDMA

1. Introduction

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission d'où son utilisation se diffère d'une application à une autre.

Nous donnons dans ce travail quelques techniques de modulations avancées très utilisées, elles sont combinées avec la technologie MIMO afin d'aboutir à de bonnes performances telle que la MC-CDMA.

La technique MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access), combinant les avantages des modulations à porteuses multiples de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et de l'accès multiple par répartition de codes (CDMA) [1] recueille depuis quelques années beaucoup d'attention pour la voie descendante des futurs réseaux cellulaires sans fils

2. Techniques de multiplexage

2.1. Les méthodes d'accès :

2.1.1. Accès multiple par répartition de code (CDMA) :

La méthode CDMA ou Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC) autorise l'allocation de la totalité de la bande de fréquences de manière simultanée à tous les utilisateurs d'une même cellule. Pour ce faire, un code binaire spécifique est octroyé à chaque utilisateur. Ce dernier se sert de son code pour transmettre l'information qu'il désire communiquer en format binaire d'une manière orthogonale, c'est-à-dire sans interférence entre les signaux ou autres communications.

En CDMA l'usage de codes permet une réutilisation de la même fréquence dans des cellules adjacentes. Cela offre un avantage révolutionnaire à cette méthode par rapport à celles qui la précèdent. Toutefois les codes étant seulement quasi orthogonaux à la réception, un problème d'auto-interférence entre en jeu, qui s'intensifie au fur et à mesure que le nombre de communications simultanées augmente. Excédant le nombre maximal des codes attribués, la surcharge de la cellule affecte en outre tous les utilisateurs par l'interférence provoquée sur leurs canaux, alors que, en comparaison, un seul utilisateur est brouillé en TDMA.

2.1.2. Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) :

La méthode d'accès FDMA ou Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF) repose sur un multiplexage en fréquences. Un tel procédé divise la bande de fréquences en plusieurs sous bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite porteuse ou carrier qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter que le signal d'un seul utilisateur. La méthode FDMA est essentiellement utilisée dans les réseaux analogiques.

2.1.3. Accès Multiple à Répartition dans le Temps (TDMA) :

la technique d'accès TDMA ou Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT) offre la totalité de la bande de fréquences à chaque utilisateur pendant une fraction de temps donnée, dénommée slot (intervalle de temps). L'émetteur de la station mobile stocke les informations avant de les transmettre sur le slot autrement dit dans la fenêtre temporelle qui lui a été réservée. Les différents slots sont regroupés par la suite en trames, le système offrant ainsi plusieurs voies de communication aux différents utilisateurs. La succession des slots dans les trames forme le canal physique de l'utilisateur. Le récepteur enregistre les informations à l'arrivée de chaque slot et reconstitue le signal à la vitesse du support de transmission. Le TDMA s'applique principalement à la transmission des signaux numériques, contrairement au FDMA conçu pour une transmission analogique. Toutefois la combinaison des deux techniques est possible.

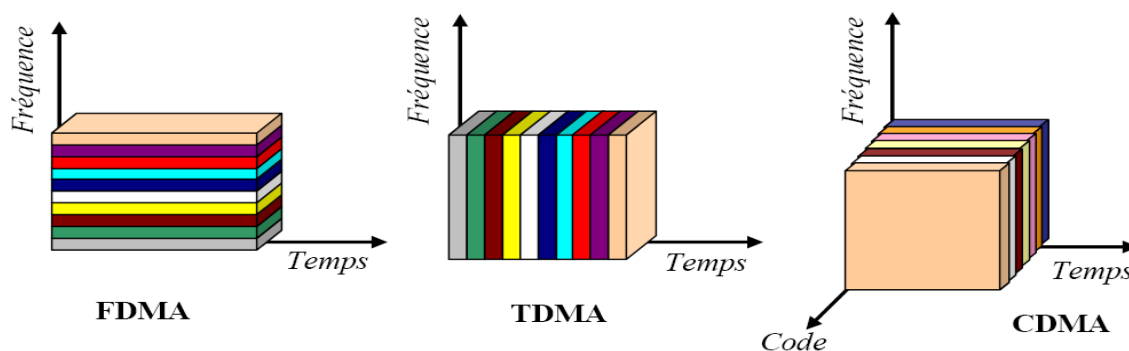


Fig. II.1 Méthodes d'accès

2.2. Transmission multi-porteuse OFDM :

2.2.1. Définition :

Le principe de la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial, l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui va réduire la complexité d'égaliseur. Un exemple de modulation multi-porteuse avec un nombre de sous-porteuses $N_c = 4$ est décrit dans la figure II.2.

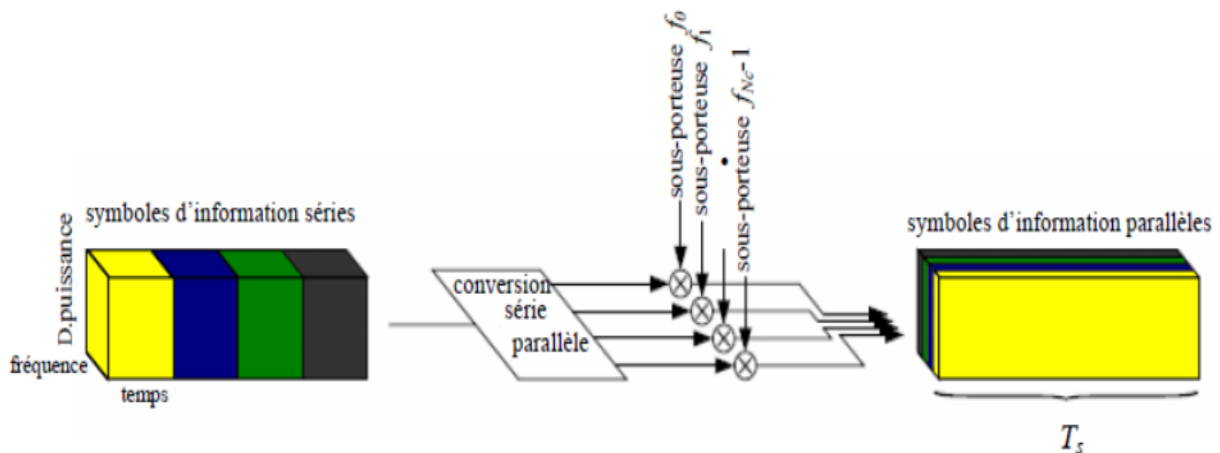


Figure II.2 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse.

A noter que la représentation à trois dimensions temps/fréquence/densité de puissance, dans la figure II.2 est utilisée pour illustrer les principes des systèmes multi-porteurs et les systèmes d'étalement de spectre par la suite.

Un but important de conception pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal tc et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence Bc du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible. Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmet N_c symboles sources de valeurs complexes, $s_n, n = 0, \dots, N_c - 1$ en parallèle dans N_c sous-porteuses

différentes. Les symboles sources sont en générales obtenues après codage de source et de canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (voir figure II.3), la durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s = N_c T_d$$

Où : T_d est la durée d'un symbole d'information. L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par :

$$F_s = \frac{1}{T_s}$$

Les N_c symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec un enveloppe complexe donné par :

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq T_s$$

Où :

$$f_n = \frac{n}{T_s}, n = 0, \dots, N_c - 1$$

La densité spectrale de puissance pour un symbole OFDM avec 16 sous-porteuses en fonction de la fréquence normalisée fT_d est décrite par un trait continu dans la figure II.3 (à noter que cette courbe est décalée vers le centre des fréquences et que tous les symboles sont transmis avec la même puissance).

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuse peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe $x(t)$ à la fréquence $\frac{1}{T_d}$. Elle est donnée par :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, v = 0, \dots, N_c - 1$$

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure II.3.

Quand le nombre de sous-porteuse augmente, la durée d'un symbole OFDM devient plus large par rapport au retard maximal du canal τ_{max} et par conséquent, les ISI diminuent significativement. Cependant pour éviter complètement les Interférences inter symboles (ISI) et les interférences inter canaux (ICI) on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d'une durée :

$$T_g \geq \tau_{max}$$

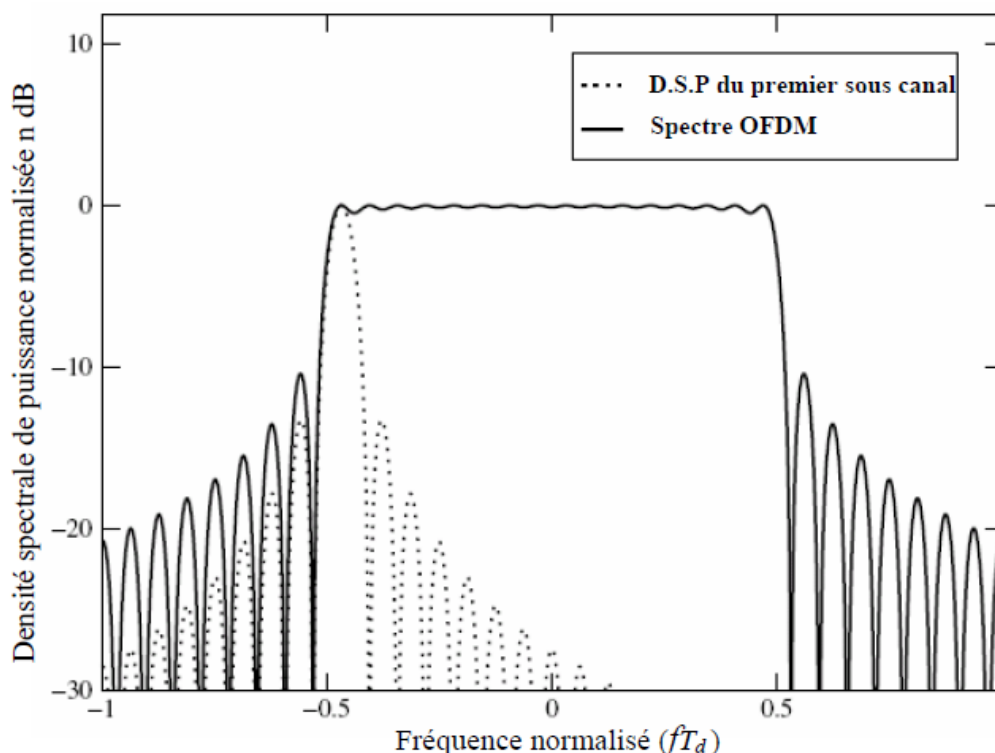


Figure II.3 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses.

La durée d'un OFDM symbole devient :

$$T'_s = T_s + T_g$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de la valeur de L_g doit vérifier :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \right\rceil$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, v = -L_g, \dots, N_c - 1$$

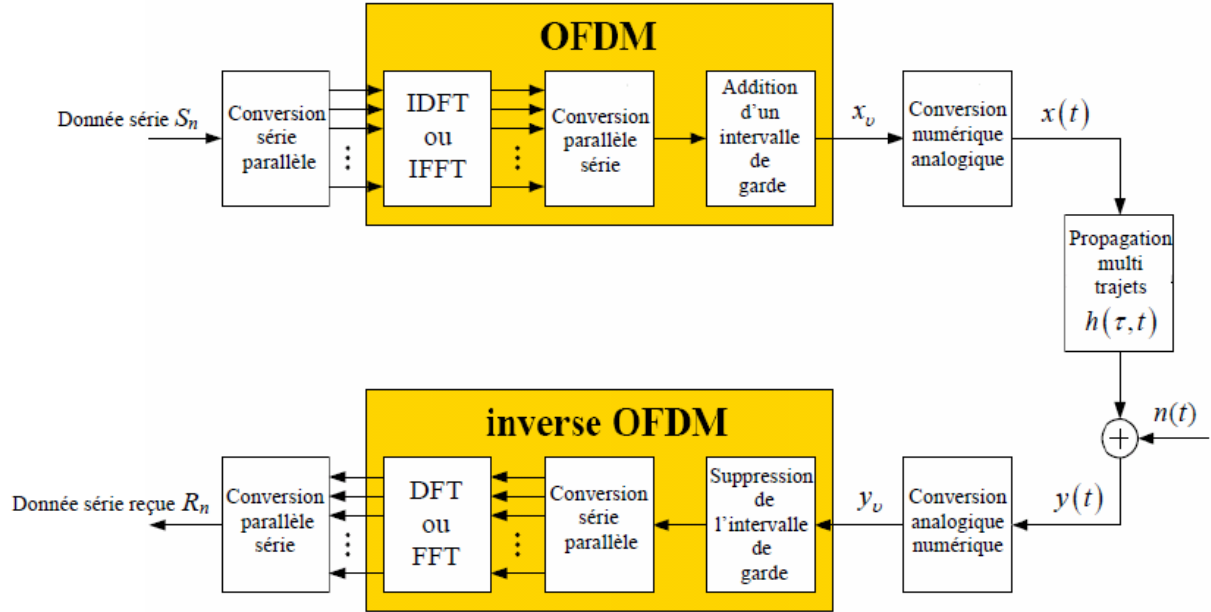


Figure II.4 : Un système de transmission OFDM.

Cette séquence va passer à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde $x(t)$, de durée T'_s , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure II.4). La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$: $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + n(t)$

Le signal reçu $y(t)$ va passer à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence y_v , $v = -L_g, \dots, N_c - 1$, qui est l'échantillonnage du $y(t)$ à la fréquence $\frac{1}{T_d}$. Puisque l'ISI existe seulement dans les L_g premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuse.

La partie des échantillons y_v libre d'ISI $v = 0, \dots, N_c - 1$ est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'DFT. La séquence démodulé R_n est donnée par :

$$R_n = \frac{1}{N_c} \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi n v / N_c}, n = 0, \dots, N_c - 1$$

Puisque les ISI et ICI peuvent être évités par l'insertion de l'intervalle de garde T_g , chaque sous canal peut être considéré séparément. De plus, supposant que le fading par sous canal est plat (flat fading), le symbole R_n peut être donné dans le domaine fréquentiel par :

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1$$

Où : H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit, correspondant au $n^{\text{ième}}$ sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF_s$.

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuse représenté à la figure II.5 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n .

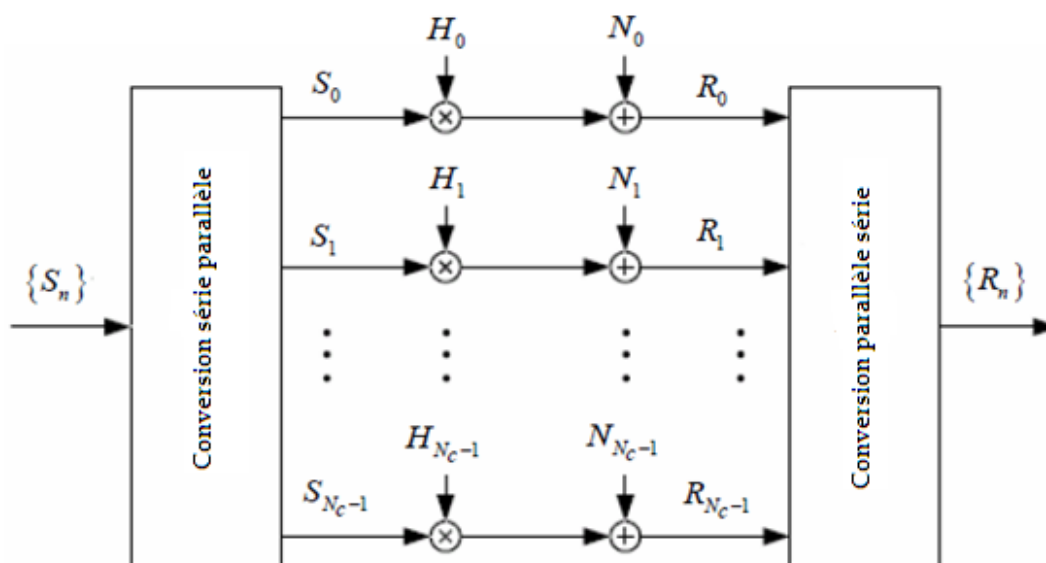


Figure II.5 : Un système OFDM simplifié.

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure II.5 et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par N_s symboles OFDM est illustrée dans la figure II.5.

On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe :

$$r = Hs + n$$

Où H est la matrice du canal d'ordre $N_c \times N_c$ donnée par :

$$H = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1, N_c-1} \end{pmatrix}$$

Le vecteur n représente le bruit additive, il est donné par :

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T$$

Le vecteur r représente les symboles reçus, il est donné par :

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T$$

Et le vecteur s représente les symboles transmis, il est donné par :

$$s = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T$$

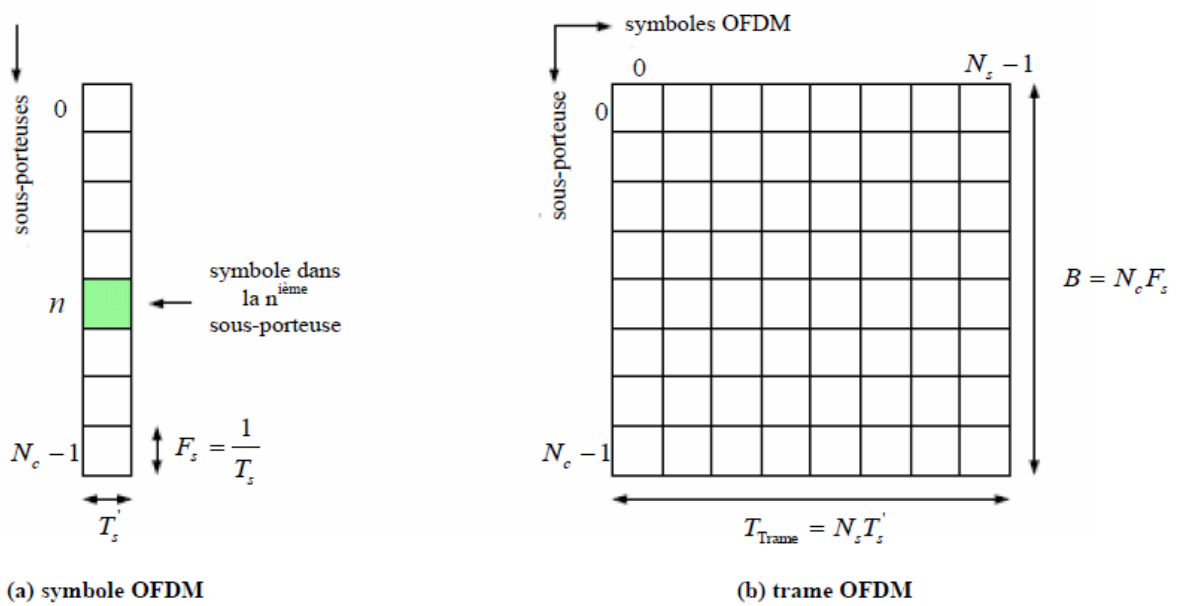


Figure II.6 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.

2.2.3. Avantages et inconvénients de l'OFDM :

Avantages :

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

Inconvénients :

- Les signaux multiporteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

2.3. Technique d'étalement de spectre DS-CDMA :

Dans un système d'étalement de spectre, le signal transmis est étalé sur une large bande de fréquence plus large que la bande minimale exigée pour transmettre l'information (voir figure II.7). L'étalement de la bande est accompli au moyen d'un code qui est indépendant des données. Une réception synchronisée au code d'émission est utilisée pour dé-étaler et récupérer les données.

Il existe deux concepts fondamentaux pour l'étalement de spectre avec accès multiple : la DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) et la FH-CDMA (Frequency Hopping Code Division Multiple Access). Dans cette section, nous étalons uniquement la technique DS-CDMA.

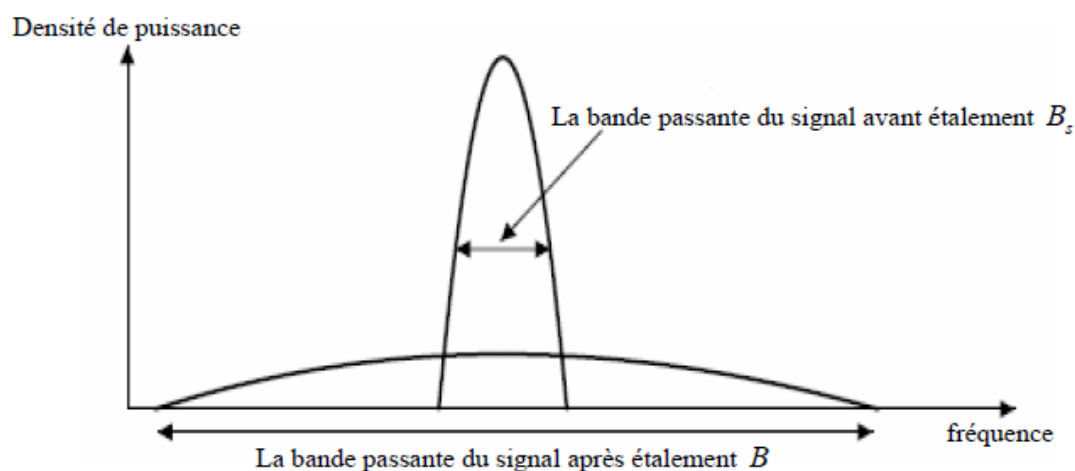


Figure II.7 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement

2.3.1. Principe de base de la DS-CDMA

Le principe général de la DS-CDMA consiste à étaler la bande passante B_s d'un signal d'information sur une large bande B tel que $B \gg B_s$. Le gain de traitement (processing gain) est donné par :

$$P_G = \frac{B}{B_s}$$

L'augmentation du gain de traitement P_G nécessite une diminution de la densité de puissance du signal d'information. Si la bande passante est très large, le signal peut être transmis comme un bruit (comme dans le cas des systèmes ultra large bande UWB).

Pour l'opération d'étalement de spectre dans la DS-CDMA, on peut utiliser le code PN (bruit pseudo-aléatoire) avec de bonnes propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. Le code PN est formé par un ensemble de *chips* qui sont multipliés par les données associées à un utilisateur (voir figure II.8). Pour récupérer le signal transmis à la réception, on doit répéter la même opération d'étalement avec le même code. Dans le cas d'un environnement multi-utilisateur, les signaux des différents utilisateurs sont distingués par les différents codes PN. Deux codes de deux utilisateurs différents devront être orthogonaux (décorrélés) et chaque code de chaque utilisateur devra être normalisé. C'est-à-dire :

$$\int_0^T [c^i(t)] dt = 1$$

La fonction d'inter-corrélation est définie par :

$$R_{c^i c^j}(\tau) = \int_0^T c^i(t) c^j(t - \tau) dt$$

Où :

$c^i(t), c^j(t)$ sont les codes successifs de $i^{\text{ième}}$ et $j^{\text{ième}}$ utilisateur.

$R_{c^i c^j}(\tau)$ représente la fonction d'auto-corrélation, qui doit être minimale.

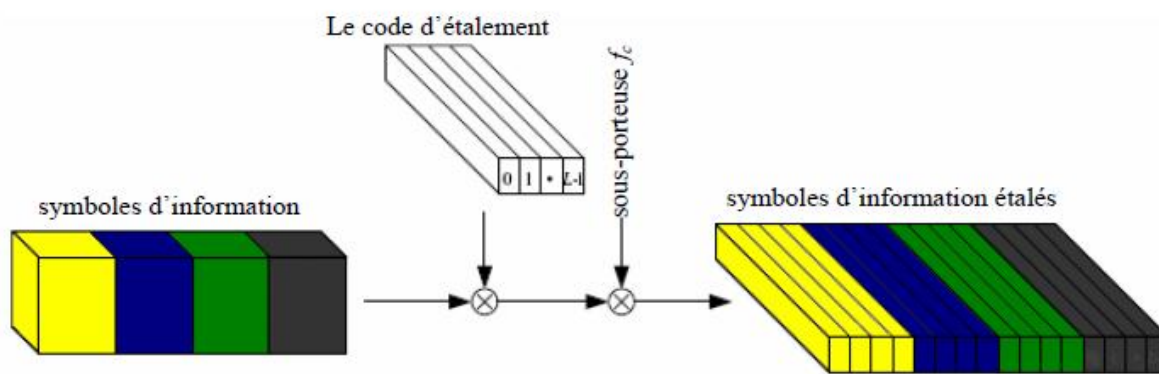


Figure II.8 : Principe de DS-SS-SS-SS.

➤ Structure du signal transmis

Le principe de la DS-SS-SS-SS est d'étalement les symboles d'information par la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$ de longueur L , où :

$$c^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c)$$

est le code associé au $k^{\text{ième}}$ utilisateur, avec $k = 0, \dots, K - 1$, où K est le nombre total d'utilisateur actif. L'impulsion rectangulaire P_{T_c} est donnée par :

$$P_{T_c} = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

T_c est la durée du chip, et les $C_l^{(k)}$ sont les chips spécifiques de la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$. Après étalement, le signal $x^{(k)}(t)$ de l'utilisateur k devient :

$$x^{(k)}(t) = d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c), \quad 0 \leq t \leq T_d$$

où : $T_d = LT_c$ est la durée d'un symbole d'information et $d^{(k)}$ le symbole transmis par l'utilisateur k . Le signal global transmis $x(t)$ des K utilisateurs sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x^{(k)}(t)$$

Le choix approprié des codes est un problème crucial dans la DS-CDMA, puisque l'interférence d'accès multiple dépend fortement de la fonction d'inter-corrélation des séquences utilisées. Pour réduire au minimum l'interférence d'accès multiple, les valeurs des fonctions d'inter-corrélation devraient être aussi petites que possible.

➤ Structure du signal reçu

Le signal reçu $y(t)$, obtenu à la sortie du canal radio (qui a une réponse impulsionnelle $h(t)$) peut être exprimé par :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) = r(t) + n(t)$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} r^{(k)}(t) + n(t)$$

Où :

$r^{(k)}(t)$ est le signal reçu du $k^{ième}$ utilisateur, dont : $r^{(k)}(t) = x^{(k)}(t) \otimes h(t)$

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

En réception, la réponse impulsionnelle du filtre adapté (MF : Matched Filter) $h_{MF}^{(k)}(t)$ du $k^{ième}$ utilisateur est donnée par :

$$h_{MF}^{(k)}(t) = c^{(k)*}(-t) \otimes h^*(-t)$$

Le signal $z^{(k)}(t)$ après filtrage adapté au $k^{ième}$ utilisateur peut être écrit sous la forme :

$$z^{(k)}(t) = y(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t)$$

$$= r^{(k)}(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} r^{(g)}(t) \otimes h_{MF}^{(g)}(t) + n(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t)$$

Après échantillonnage à l'instant $t=0$, la variable de décision $\rho^{(k)}$ de $k^{ième}$ utilisateur sera :

$$\rho^{(k)} = z^{(k)}(0)$$

$$= \int_0^{T_d + \tau_{max}} r^{(k)}(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} \int_0^{T_d + \tau_{max}} r^{(g)}(\tau) h_{MF}^{(g)}(\tau) d\tau + \int_0^{T_d + \tau_{max}} n(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau$$

A la fin de la réception, une quantification sur $\rho^{(k)}$ est effectuée pour obtenir le symbole d'information estimé $\hat{d}^{(k)}$. Le premier terme dans la dernière équation est la partie désirée du signal du $k^{ième}$ utilisateur, tandis que le deuxième terme correspond à l'interférence

d'accès multiple et le troisième représente le bruit additif. Il convient de noter qu'en raison de l'interférence d'accès multiple, l'évaluation des bits d'information pourrait être erronée avec une certaine probabilité même dans le cas d'un haut SNR, menant à la connaissance de l'erreur dans les courbes de Taux d'erreur en bit BER (Bit Error Rate) du système DS-CDMA.

2.3.2. Avantages et désavantages de DS-CDMA

Avantages

- Une faible DSP du signal émis.
- La confidentialité (faible probabilité d'interception).
- Une robustesse vis-à-vis des brouilleurs.
- L'augmentation du nombre d'utilisateurs dépend seulement du nombre de codes utilisés et non pas de la capacité du canal Radio qui reste limitée et rare.

Désavantages

- La bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- Complexité élevée des émetteurs et des récepteurs.
- L'interférence d'accès multiples (MAI).

2.4. Technique MC-CDMA :

2.4.1. Définition :

La technique associant les modulations multi-porteuses de type OFDM et la technique d'accès à répartition de codes CDMA a été exposée pour la première fois par Yee, Linnartz et Fettweis en 1993 et par Fazel et Papke lors de la même conférence [13]. La technique MC-CDMA [24] réalise un étalement des données dans le domaine fréquentiel. Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a fait l'objet de nombreuses analyses techniques notamment par Hara ou Kaiser [16]. Sa supériorité par rapport aux autres techniques combinant la technique d'accès CDMA avec la modulation OFDM a été démontrée sur liaison descendante, où l'étalement des données se fait sur les différentes sous-porteuses grâce à une séquence d'étalement de type Walsh-Hadamard permettant de tirer parti de la diversité fréquentielle du canal.

Les techniques d'étalement de spectre et de modulation à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. On peut notamment citer pour l'étalement de spectre la confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal

émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI.

Afin d'exploiter les avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples, ce qui a donné naissance à plusieurs techniques, parmi celles ci la MC-CDMA.

Dans ce paragraphe analysons les différents concepts de la MC-CDMA, la structure du signal, le codage, ...etc.

2.4.2. Structure du signal

Le signal de base MC-CDMA est généré par une concaténation série de la DS-CDMA classique et l'OFDM. Le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Plus précisément, chaque chip de la séquence d'étalement directe d'un symbole d'information module une sous-porteuse différente (voir figure II.9). Donc, avec MC-CDMA les chips d'étalement d'un symbole d'information sont transmis en parallèle sur différentes sous porteuses, en contraste avec la transmission série DS-CDMA. On note par K le nombre d'utilisateurs simultanément actifs dans un système MC-CDMA radio mobile.

La figure II.10 montre l'étalement du spectre multi-porteur d'un symbole d'information de valeur complexe $d(k)$ associé à l'utilisateur k . Le débit des symboles d'information séries est $1/T_d$.

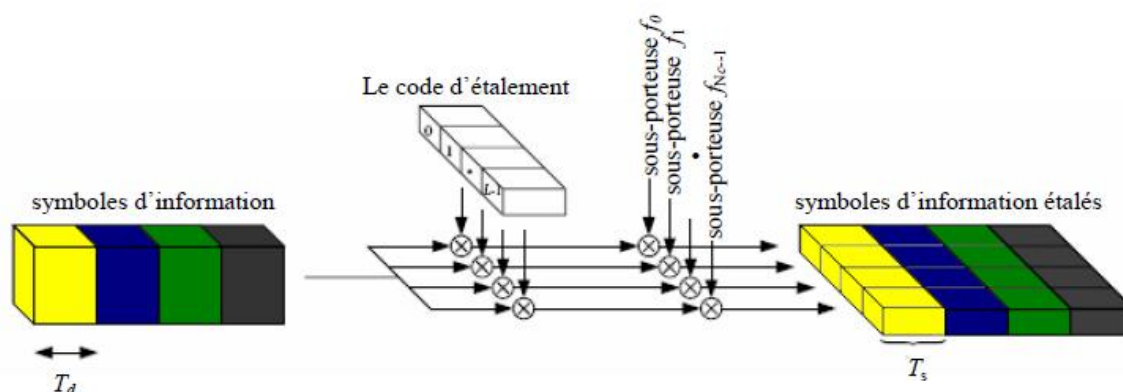


Figure II.9 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur.

Dans l'émetteur, la valeur complexe d'un symbole d'information $d^{(k)}$ est multipliée par le code spécifique à l'utilisateur k , qui est donnée par :

$$c^{(k)} = (C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{L-1}^{(k)})^T$$

Où L et les $C_l^{(k)}$ sont la longueur et les chips du code d'étalement.

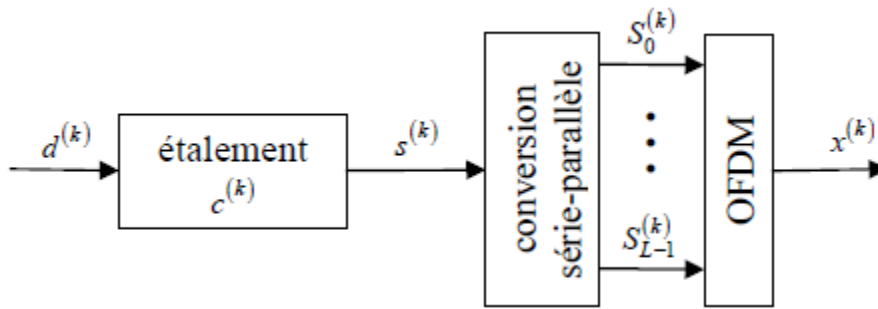


Figure II.10 : Transmission multi-porteuse avec étalement.

Le débit des chips d'un code d'étalement série $c^{(k)}$ avant la conversion série-parallèle est donnée par :

$$\frac{1}{T_c} = \frac{L}{T_d}$$

La séquence des valeurs complexes obtenues après étalement est donnée par le vecteur :

$$s^{(k)} = d^{(k)}c^{(k)} = (S_0^{(k)}, S_1^{(k)}, \dots, S_{L-1}^{(k)})^T$$

Le signal multi-porteur avec étalement de spectre est obtenu après modulation parallèle des composantes $S_l^{(k)}$, $l = 0, \dots, L - 1$, sur L sous-porteuse. Dans le cas où le nombre des sous-porteuses N_c d'un symbole OFDM est égale à la longueur du code d'étalement L , la durée d'un symbole OFDM avec l'inclusion de l'intervalle de garde est :

$$T'_S = T_g + LT_c$$

Dans ce cas un seul symbole d'information est transmis par utilisateur.

Pour mieux comprendre la combinaison entre la modulation multi-porteuse et la technique d'accès multiple CDMA, nous analysons dans le paragraphe suivant le signal MC-CDMA dans la voie descendante.

2.4.3. Signal de la voie descendante (Downlink Signal) ;

Dans la voie descendante, et pour des raisons d'efficacité de calcul, les signaux des K utilisateurs sont sommés avant l'opération OFDM, comme il est décrit à la figure II.11 La superposition des K séquences $s^{(k)}$ résulte dans la séquence :

$$s = \sum_{k=0}^{K-1} S^{(k)} = (S_0, S_1, \dots, S_{L-1})^T$$

Une représentation équivalente pour s à la voie descendante est :

$$s = Cd$$

Où :

$$d = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(K-1)})^T$$

est le vecteur correspondant aux symboles de données des K utilisateurs actifs, et C est la matrice d'étalement donnée par :

$$C = (c^{(0)}, c^{(1)}, \dots, c^{(K-1)})$$

Le signal MC-CDMA de la voie descendante est obtenu après traitement de la séquence s dans le bloc OFDM. Par supposition que l'intervalle de garde est assez long pour absorber tout les échos, le vecteur reçu de la séquence transmise s , après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, est donnée par :

$$r = Hs + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T$$

Où H est la matrice du canal de dimension $L \times L$, et n est le vecteur de bruit de longueur L . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation de la donnée transmise.

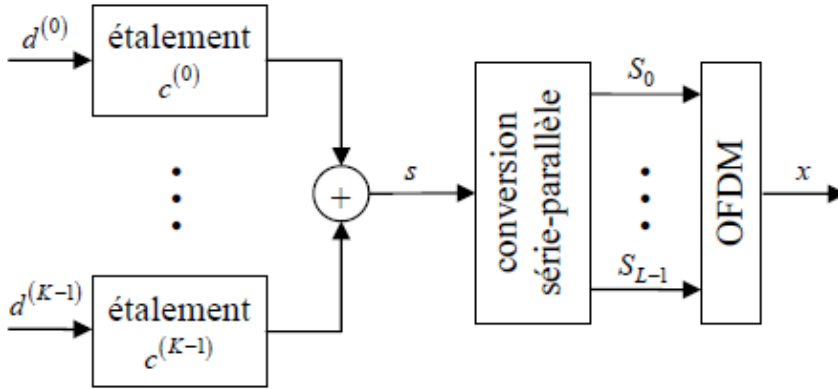


Figure II.11 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.

Le vecteur reçu r peut être exprimé par :

$$r = Ad + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T$$

Où A est la matrice du système donnée par :

$$A = HC$$

La structure de signal MC-CDMA de la voie montante est étudiée dans le paragraphe suivant.

2.4.4. Signal de la voie montante (Uplink Signal)

Dans la voie montante, le signal MC-CDMA est obtenu directement après traitement de la séquence $s^{(k)}$, associé à l'utilisateur k , dans le bloc OFDM. A la réception et après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, le signal reçu de la séquence transmise $s^{(k)}$ est donné par :

$$r = \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)} s^{(k)} + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T$$

Où $H^{(k)}$ contient les coefficients des sous canaux associés à l'utilisateur k . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation des données transmises.

Dans la voie montante la matrice du système est donnée par :

$$A = (a^{(0)}, a^{(1)}, \dots, a^{(K-1)})$$

Qui contient K vecteurs spécifiques à chaque utilisateur :

$$a^{(k)} = H^{(k)} c^{(k)} = (H_{0,0}^{(k)} C_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)} C_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)} C_{L-1}^{(k)})$$

2.4.5. Techniques d'étalement :

Les techniques d'étalement dans les systèmes MC-CDMA diffèrent dans la sélection du code d'étalement et le type d'étalement. Aussi bien, qu'il existe différents codes d'étalement on a plusieurs stratégies pour les mapper dans la direction du temps ou de fréquence, avec un système MC-CDMA.

➤ Codes d'étalement

Il existe une variété de codes d'étalement qui peuvent être classés par respect aux différents critères : orthogonalité, propriétés de corrélation, la complexité d'implémentation et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-To-Average Power Ratio *PAPR*).

Dans la voie descendante, les codes d'étalement orthogonaux sont avantageés, puisque comparé aux codes non orthogonaux, ils réduisent les interférences dues aux accès multiples. Cependant, dans les voies montantes l'orthogonalité entre les codes d'étalement est perdue à cause de différentes distorsions des codes individuels. Donc une simple séquence PN peut être choisie.

Dans le cas où une pré-égalisation est appliquée dans la voie montante, on peut obtenir une orthogonalité au niveau de l'antenne de réception, dans ce cas les codes orthogonaux peuvent être avantageés.

De plus, la sélection du code d'étalement a une influence sur le *PAPR* du signal transmis. Spécialement dans la voie montante, le *PAPR* peut être réduit par sélection des codes de Golay ou Zadoff-Chu [37].

Les codes d'étalement appliqués dans les systèmes MC-CDMA sont :

- Les codes de Walsh-Hadamard
- Les codes de Fourier
- Les codes d'étalement pseudo aléatoire
- Les codes de Gold
- Les codes de Golay
- Les codes de Zadoff-Chu

✓ Codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont simples à générer récursivement en utilisant la matrice de Hadamard suivante [6] :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix}, \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1$$

Le nombre maximum des codes d'étalement orthogonaux est L , et il détermine le nombre maximal d'utilisateurs K .

✓ Codes d'étalement pseudo aléatoire (Pseudo Noise PN)

La propriété de la séquence PN est d'apparaître à la réception comme un bruit, si la construction de la séquence n'est pas connue. Les codes PN sont générés par utilisation des registres à décalage de longueur m avec réaction linéaire [9]. La séquence a une longueur : $n = 2^m - 1$ Bits, et dans chaque n bits on a 2^{m-1} un et $2^{m-1} - 1$ zéros.

3. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principales notions des techniques de multiplexages qui peuvent être résumés par une transmission multi-porteuse OFDM et par l'étalement de spectre DS-CDMA.

Nous avons aussi présenté les principales notions de la technique MC-CDMA, qui peuvent être résumés comme suit :

- Le signal émis est obtenu après : étalement, mapping des chips d'étalement dans le domaine fréquentiel et modulation OFDM.
- Cette dernière technique présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et est aujourd'hui présenté dans de nombreux standards de communication sans fil.

Chapitre III Les systèmes multi-antennaires

1. Introduction

Les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (*Multi input multi output* MIMO en anglais) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (*Single input Singleoutput* SISO en anglais). En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foshini [20] et Telatar [17] ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception croît linéairement avec $\min(N_t, N_r)$.

Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux de communication de 3^{ème} génération.

Les systèmes MIMO sont par exemple proposés pour le futur standard de réseau local sans fil IEEE 802.11n où l'objectif est d'atteindre des débits de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo.

2. Principe de la technique MIMO

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception (SISO). Or les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission).

Ainsi pour augmenter la capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentées. Mais les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input, Multiple Output) (Fig. III.1). Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par

réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission. D'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

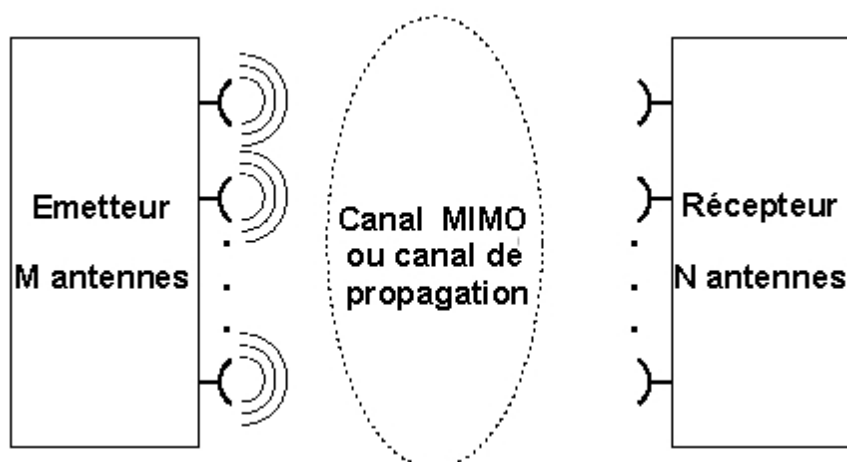


Fig. III.1 : Principe du MIMO

On distingue principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission.

- ④ L'architecture originale, connue sous le nom de **BLAST** visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices.
- ④ Afin d'améliorer la qualité de la transmission, TAROKH puis ALAMOUTI ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

3. Modèle de système

L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes" Utilisé dans les systèmes sans fil traditionnels. Ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison. La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements. Si les antennes sont multiples à l'émission, on parle de

liaison MISO (Multiple-Input Single Output), et dans le cas inverse de liaison SIMO (Single Input Multiple-Output).

Par ailleurs, lorsqu'on utilise plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la probabilité de perdre toute l'information diminue exponentiellement avec le nombre d'antennes décorréées. C'est le phénomène de diversité spatiale et l'ordre de diversité est défini par le nombre de branches décorréées.

Considérons un système MIMO avec n_R récepteurs et n_T émetteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ji} représentant le coefficient d'évanouissement entre le $i^{\text{ème}}$ émetteur et le $j^{\text{ème}}$ récepteur (figure III.2). A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles s_i transmis simultanément par chacune des n_T antennes émettrices. Le signal r_j reçu par la $j^{\text{ème}}$ antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} s_i + v_j$$

Où v_j représente un échantillon du bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme BBAG.

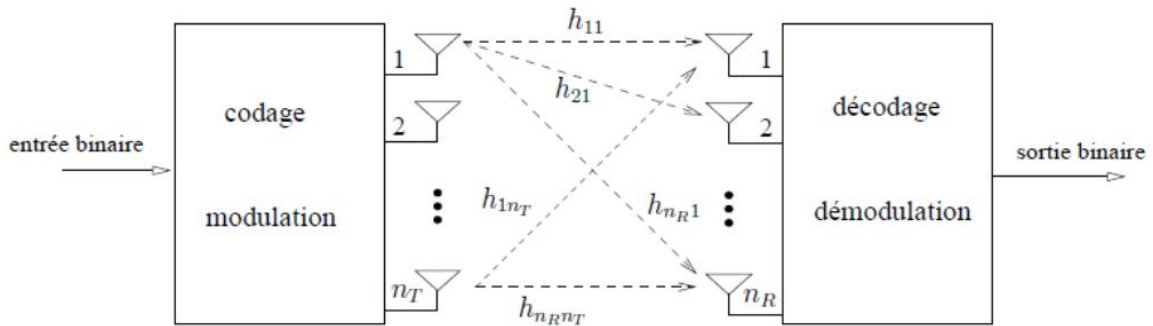


Figure III.2 : Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$r = Hs + v$$

Où H est la matrice de canal de taille $n_R \times n_T$ définie par l'ensemble des trajets:

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

s : Est le vecteur émis de taille $n_T \times 1$ et v est le vecteur de bruit de taille $n_R \times 1$.

Dans la suite de ce chapitre, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et ces mêmes symboles sont parfaitement décorrélés. Si on note de plus R_v la matrice de corrélation du bruit, on peut écrire:

$$\varepsilon\{ss^*\} = I_{n_T} \varepsilon\{vv^*\} = R_v \varepsilon\{sv^*\} = 0$$

Dans la plupart de nos études, on suppose que le canal soit sans mémoire, *i.e.*, pour chaque bloc de symboles émis la matrice H est tirée indépendamment et aléatoirement selon la loi qui s'adapte le mieux au type de transmission envisagé. Cela veut dire que la capacité du système peut être calculée comme le maximum d'information mutuelle.

4. MIMO à Codes spatio-temporels

a. Introduction

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples et afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies.

L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de M antennes, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure III.3, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace- temps (CST).

Les codes spatio-temporel se divisent en deux familles: les codes spatio-temporel en treillis (STT) et les codes spatiotemporel en bloc (STB). Les codes STT [16] sont une généralisation des modulations codées en treillis aux canaux MIMO. Bien que les performances obtenues par ces codes soient excellentes, la complexité du décodage est exponentielle avec le rendement. En effet, pour le décodage, on utilise une version vectorisée du décodeur de Viterbi. Dans cette partie, nous ne présenterons d'abord les codes spatio-temporel en treillis, et puis on va présenter les *Codes Spatio-Temporel en Bloc* qui sont plus intéressants sur le plan pratique.

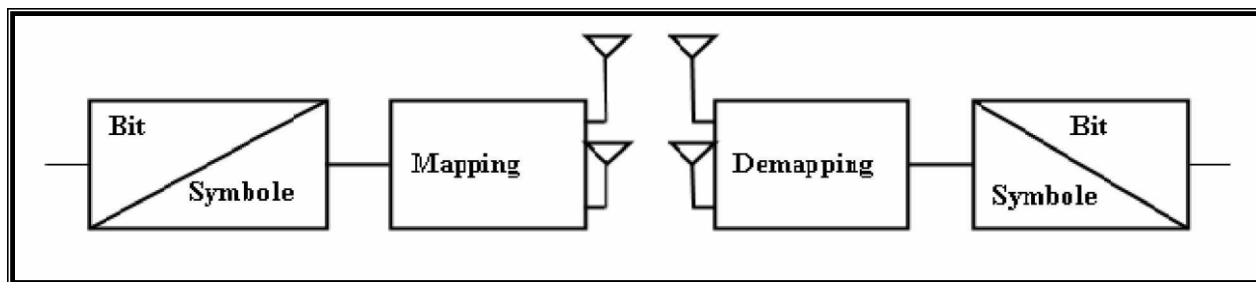


Figure III-3 : Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception

b. Les différents types de codes :

i. Codage spatio-temporel en treillis

Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le CSTT crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de n_T polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure III.5 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $n_T = 2$.

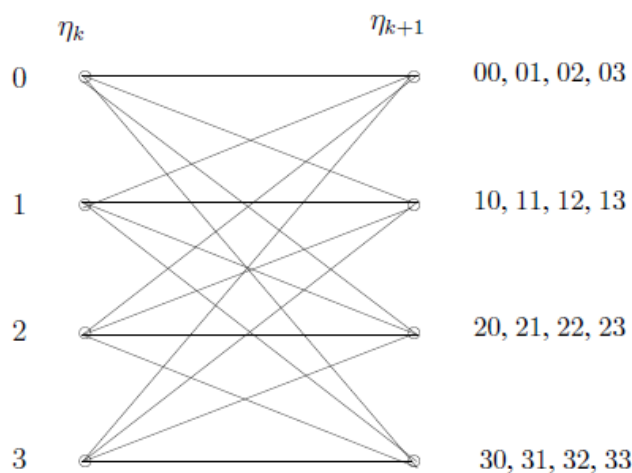


Figure III.4 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit:

- η_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté η_{k+1} .
- Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_k = 0$.
- L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\eta_{k+1} = 3$.
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants.

Dans notre cas ($\eta_k = 0$ et $\eta_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).

- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

ii. Codes spatio-temporels par blocs

On peut dire, c'est le schéma de codage d'Alamouti [1], permettant d'avoir une diversité maximale avec un algorithme de décodage ML très simple au récepteur, qui fut le précurseur des STBC. En effet, c'est la généralisation du schéma d'Alamouti qui a donné naissance aux codes spatio-temporels en blocs. Commençons tout d'abord par rappeler le schéma d'Alamouti, avant de voir la conception généralisée des STBC. Alamouti a proposé dans une méthode simple pour exploiter la diversité temps-espace, en utilisant une construction à deux antennes d'émission et Nr antennes de réception.

Les symboles d'information, traités par pair, engendrent quatre symboles répartis par couple sur chaque antenne. Chaque antenne envoie l'un après l'autre, les deux symboles codés qui lui sont fournis. Afin d'obtenir les symboles orthogonaux entre les antennes, la première antenne envoie les symboles d'informations de façon systématique et la deuxième antenne envoie ces symboles conjugués, dans l'ordre inverse, avec l'un des deux inversés. Cette opération de codage est résumée dans le Tableau III.1.

TEMPS	ANTENNE 1	ANTENNE 2
$2p$	x_{2p}	$-x_{2p+1}^*$
$2p+1$	x_{2p+1}	x_{2p}^*

Tableau III.1 : Schéma d'Alamouti

L'indice p indique le numéro de bloc STBC d'Alamouti (ASTBC). x_{2p} et x_{2p+1} sont les symboles d'information à transmettre.

Les symboles transmis par chaque antenne se propagent suivant des chemins différents avant d'arriver sur les antennes de réception. Afin de faciliter la démonstration, on considère que le chemin ne change pas pendant la transmission d'un bloc STBC et qu'il peut être modélisé par un canal de Rayleigh à évanouissement. On a alors $2*Nr$ canaux de propagation pour un récepteur disposant de Nr antennes.

Les symboles envoyés subissent l'influence d'un bruit additif blanc Gaussien(AWGN) de moyenne nulle et de variance δ^2 , ce qui permet d'écrire le signal reçu, pendant deux intervalles de temps symbole, sur l'antenne de réception j sous la forme :

$$y_{j,2p} = [x_{2p} \cdot h_{j,1}^* - x_{2p+1} \cdot h_{j,2}^*] + n_{2p}$$

$$y_{j,2p+1} = [x_{2p+1} \cdot h_{j,1}^* - x_{2p} \cdot h_{j,2}^*] + n_{2p+1}$$

Ces équations peuvent être écrites sous la forme matricielle :

$$y_j = \begin{bmatrix} y_{j,2p} \\ y_{j,2p+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{j,1} & -h_{j,2}^* \\ h_{j,2} & h_{j,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2p} \\ n_{2p+1} \end{bmatrix}$$

$$y_j = H \cdot X + N$$

En développant, on trouve :

$$\begin{aligned} H^H \cdot y_j &= H^H \cdot (H \cdot X + N) \\ &= p \cdot I \cdot X + N \cdot H^H \end{aligned}$$

où $(\cdot)^H$ effectue la transposée conjuguée de la matrice et :

$$p = (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2)$$

Par rapport à une transmission SISO, le rapport signal à bruit pour chaque symbole est égal à $(|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) Es/N_0$.

L'utilisation du code d'Alamouti permet en ajoutant un code correcteur d'erreur puissant de s'approcher de la capacité du canal MIMO. Le code d'Alamouti est le seul code orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale avec un rendement égal à

$R_{\text{MIMO}} = 1$ (Si nous ajoutons seulement une seule antenne à la réception ($N_r = 1$), le code d'Alamouti nous donne un rendement égal à $R_{\text{MIMO}} = 1$)

5. Multiplexage spatial

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporels par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial (Figure III.6), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications.

Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO.

Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en n_T sous-chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.

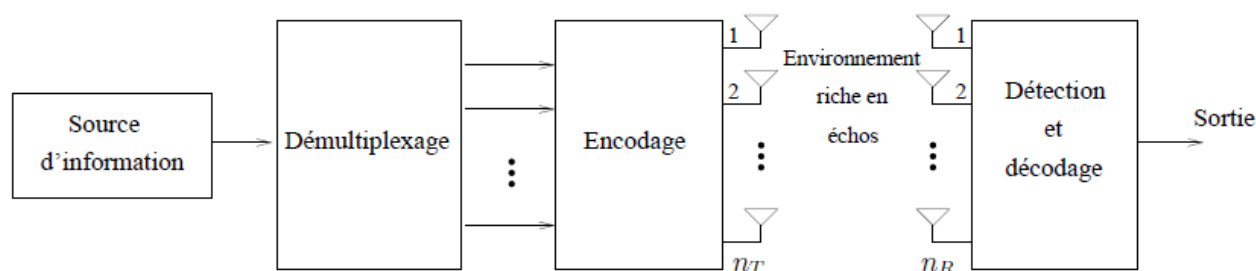


Figure III.5 : Système de transmission spatio-temporel par couches.

Si on note $b_1, b_2, \dots, b_k; \dots$ les bits d'information provenant de la source binaire et $\{s_k^l\}$ les symboles à émettre qui se trouvent sur la $l^{\text{ième}}$ ligne de la matrice résultante, le processus peut être représenté sous forme de diagramme:

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 b_{nT+1} & \dots \\ b_2 b_{nT+2} & \dots \\ \vdots & \vdots \\ b_{nT} b_{2nT} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 s_2^1 & \dots \\ s_1^2 s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ s_1^{nT} s_2^{nT} & \dots \end{pmatrix}$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) l de la matrice sont alors envoyés par la $l^{\text{ième}}$ antenne ($l = 1, \dots, n_T$). Cette architecture verticale sans codage n'est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c'est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité. C'est d'ailleurs celle que nous avons retenue pour la suite de nos études.

Les architectures BLAST initialement proposées comportent un système de codage à la suite du démultiplexeur. Dans l'architecture horizontale H-BLAST, chaque couche ou sous-chaîne d'éléments binaires est codée individuellement, puis modulée et transmise par une des n_T antennes. Si l'on note comme précédemment c_k^l les symboles codés transmis par la $l^{\text{ième}}$ antenne, on obtient le schéma suivant:

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 b_{nT+1} & \dots \\ b_2 b_{nT+2} & \dots \\ \vdots & \vdots \\ b_{nT} b_{2nT} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 c_2^1 & \dots \\ c_1^2 c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ c_1^{nT} c_2^{nT} & \dots \end{pmatrix}$$

L'idée originale de Foschini résidait pourtant dans un codage diagonal, par lequel les symboles codés de chaque couche sont transmis successivement par chacune des n_T antennes. Dans cette architecture D-BLAST, les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission:

$$\begin{pmatrix} c_1^1 c_2^1 & \dots \\ c_1^2 c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ c_1^{nT} c_2^{nT} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 c_1^2 & \dots & c_1^{nT} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 c_2^2 & \dots & c_2^{nT} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{nT}^1 c_{nT}^2 & \dots & c_{nT}^{nT} \end{pmatrix}$$

Cette architecture, bien qu'elle ait le mérite de mieux résister aux perturbations que les autres, fut cependant momentanément abandonnée, du fait de son manque d'efficacité (une partie de la matrice est nulle et ralentit la transmission) et de sa complexité de décodage.

Beaucoup d'auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés [19].

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi-trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels. La section suivante propose différents algorithmes permettant de restituer l'information.

6. Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception proposé pour le système V-BLAST original dans [34] essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

a. Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (ZF pour zero forcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que H est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_T \times 1$ est alors donné par la relation:

$$\hat{s} = H^{-1}r$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(s_i)_{i=1\dots n_T}$ transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si H n'est pas carrée (*i.e.* si $n_T \neq n_R$) le récepteur multiplie r à gauche par la pseudo-inverse H^\dagger de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit: $s = H^\dagger r = (H * H)^{-1} H * r$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données.

b. Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \epsilon\{(s - \hat{s}) * (s - \hat{s})\}$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation:

$$\hat{s} = \frac{\rho}{n_T} H^* \left(\sigma_v^2 I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^* \right)^{-1} r$$

Dans laquelle on suppose que $\epsilon\{s s^*\} = \frac{\rho}{n_T} I_{n_T} \epsilon\{v v^*\} = \sigma_v^2 I_{n_R}$. Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé $\sigma_v^2 \approx 0$ le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

c. Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI) :

Les méthodes linéaires citées plus haut possèdent chacune un inconvénient majeur : alors que le critère de forçage à zéro sépare parfaitement les symboles au prix d'un niveau de bruit envahissant sur certaines voies, le critère qui fait appel à l'EQMM, s'il est moins touché par le phénomène d'augmentation du bruit, n'est en revanche pas capable d'enlever toute l'IES. Dans le système V-BLAST original développé par les laboratoires Bell, Foschini *et al.* proposent une approche alternative très intéressante qui augmente les performances du récepteur au prix d'une complexité accrue.

Cet algorithme de détection utilise la non-linéarité et exploite ainsi la synchronisation inhérente au modèle.

Le principe, basé sur "l'annulation des symboles" est assez simple: la contribution des éléments de s déjà détectés est soustraite du vecteur reçu r , ce qui donne un vecteur reçu contenant moins d'interférences. En utilisant une telle méthode, l'ordre dans lequel les éléments de r sont détectés devient important pour améliorer les performances du système.

La procédure devient donc la suivante: on détermine l'entrée la plus fiable de H^\dagger et on estime le symbole émis par l'émetteur correspondant. La contribution de ce symbole est alors

annulée, et on répète le procédé pour les $n_T - 1$ symboles restants, et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les symboles soient estimés.

d. Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV) :

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{s} grâce à la formule:

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|r - Hs\|^2$$

Où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code s possibles. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille M^{n_T} , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une MAQ-64 et $n_T = 3$, le récepteur doit passer en revue 262144 vecteurs différents).

7. Conclusion

Depuis quelques années, les systèmes multi antennes connaissent un net regain d'intérêt et le nombre d'études sur le sujet suit une courbe quasiment exponentielle. Nous avons essayé dans ce chapitre de proposer une vue d'ensemble du domaine, en nous attachant principalement sur différents types de codage. Les systèmes MIMO peuvent se diviser en deux classes, dont l'objectif final de haute efficacité spectrale reste le même, mais qui diffèrent par la façon de l'atteindre. Les architectures spatio-temporelles par couches, à l'origine du regain d'intérêt pour les multi antennes, ont pour but d'augmenter le débit de transmission en démultiplexant les sous chaînes de symboles et en les transmettant ensuite simultanément et indépendamment sur les N_t antennes émettrices. Si les codes spatio-temporels ne négligent pas cet aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs. Nous allons essayer de voir dans le chapitre suivant les l'association entre le système multi-antennes (MIMO) et la technique MC-CDMA.

Chapitre IV

Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

1. Introduction

Nous proposons dans le cadre de cette simulation de montrer en utilisant MATLAB, des configurations liées aux antennes MIMO. Après avoir montré les schémas de principe des différentes configurations, nous simulons des programmes permettant d'optimiser les performances des systèmes en introduisant les différents types de diversités.

Nous commençons tout d'abord la simulation des performances et de la capacité de système MIMO/STBC avec les deux méthodes de détections ZF et MMSE. Ensuite nous étudions la combinaison entre le système MIMO/STBC et les techniques de modulation multi-porteuses OFDM et MCCDMA.

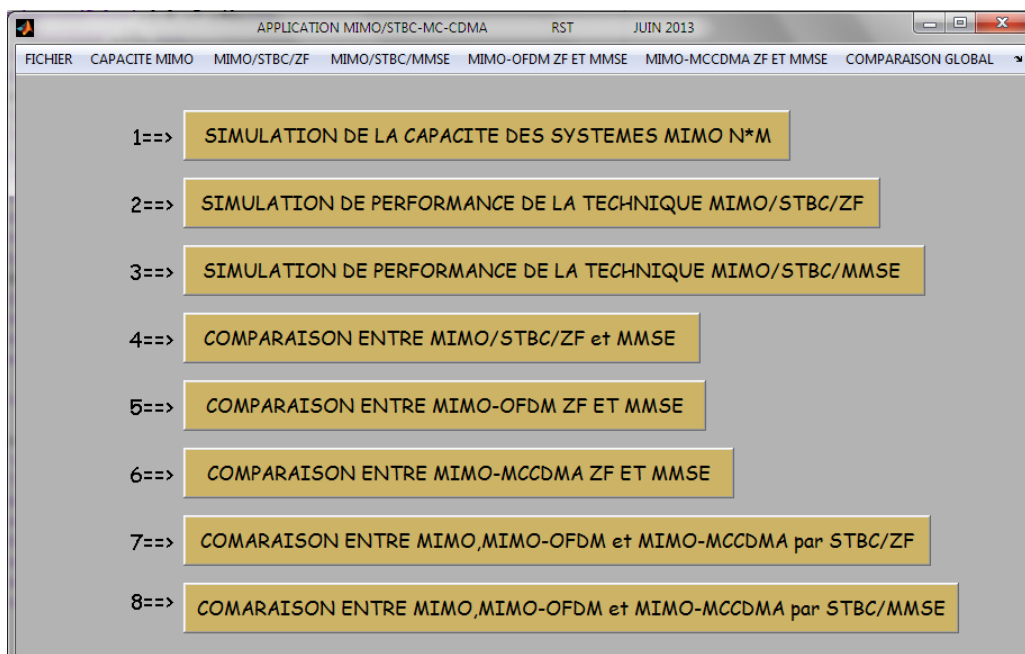
Nous finalisons notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations proposées et les configurations proposées par nos collègues basées sur le système MIMO/VBLAST.

Notre application commence par un menu principal qui permet de présenter notre projet et lancer l'application.

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA



Après le lancement de l'application on aura le menu suivant qui permet de présenter les différentes simulations réalisées dans le cadre de notre projet :



2. Simulation des performances du système MIMO

Le modèle de simulation simplifié est schématisé dans la figure IV.1. Un générateur pseudo aléatoire génère les symboles (x_1, x_2) selon le type de modulation utilisée (dans notre cas nous utilisons la modulation BPSK), puis seront pré-codés à l'émission suivant le codage MIMO utilisé, ces symboles seront ensuite transmis par N_t antennes à l'émission dans un canal Gaussien. A la réception, ces symboles seront reçus par N_r antennes où ils seront décodés et détectés.

Dans cette partie nous étudions les performances et la capacité de système MIMO et montrons la performance des systèmes MIMO avec les deux techniques de réception ZF et MMSE.

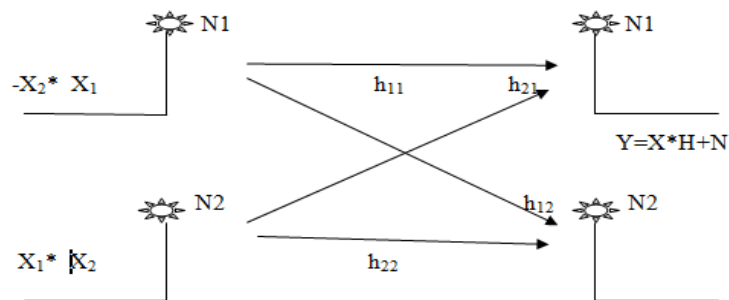


Figure IV.1 : Schéma générale d'un système MIMO.

2-1 Simulation de la capacité des systèmes MIMO $N \times M$

La Figure IV.2 présente l'espérance théorique de la capacité de canal en fonction du SNR pour plusieurs nombres d'antennes à l'émission et à la réception. La capacité de système MIMO augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO [40].

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

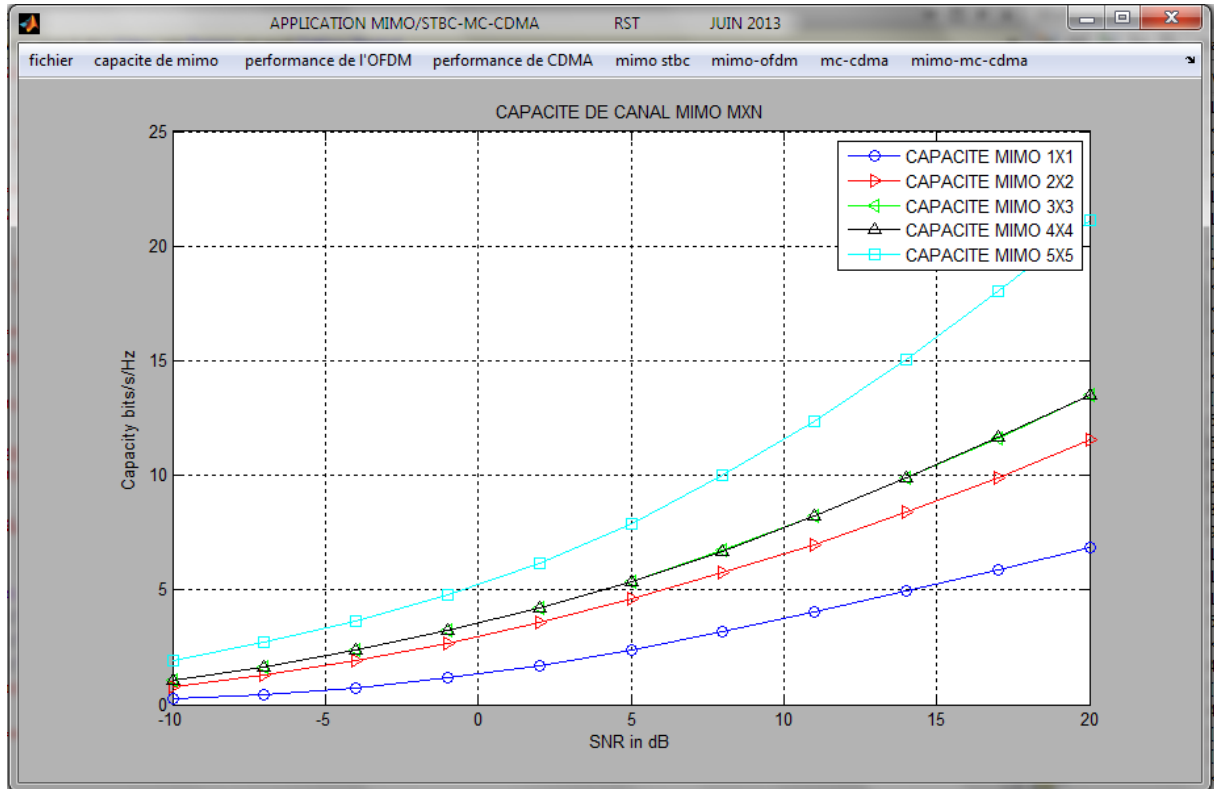


Figure IV.2: Capacité du système MIMO en fonction du SNR.

D'après les courbes obtenues, on remarque que la capacité du canal augmente d'une façon significative en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

2. 2 Performance du système MIMO avec le détecteur Zero Forcing :

Dans cette partie de simulation nous essayons de comparer les performances des systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO. Nous considérons pour cela les systèmes SIMO et MIMO à codage spatio-temporel d'Alamouti avec le détecteur Zéro Forcing. La simulation est faite en terme de BER en fonction du SNR.

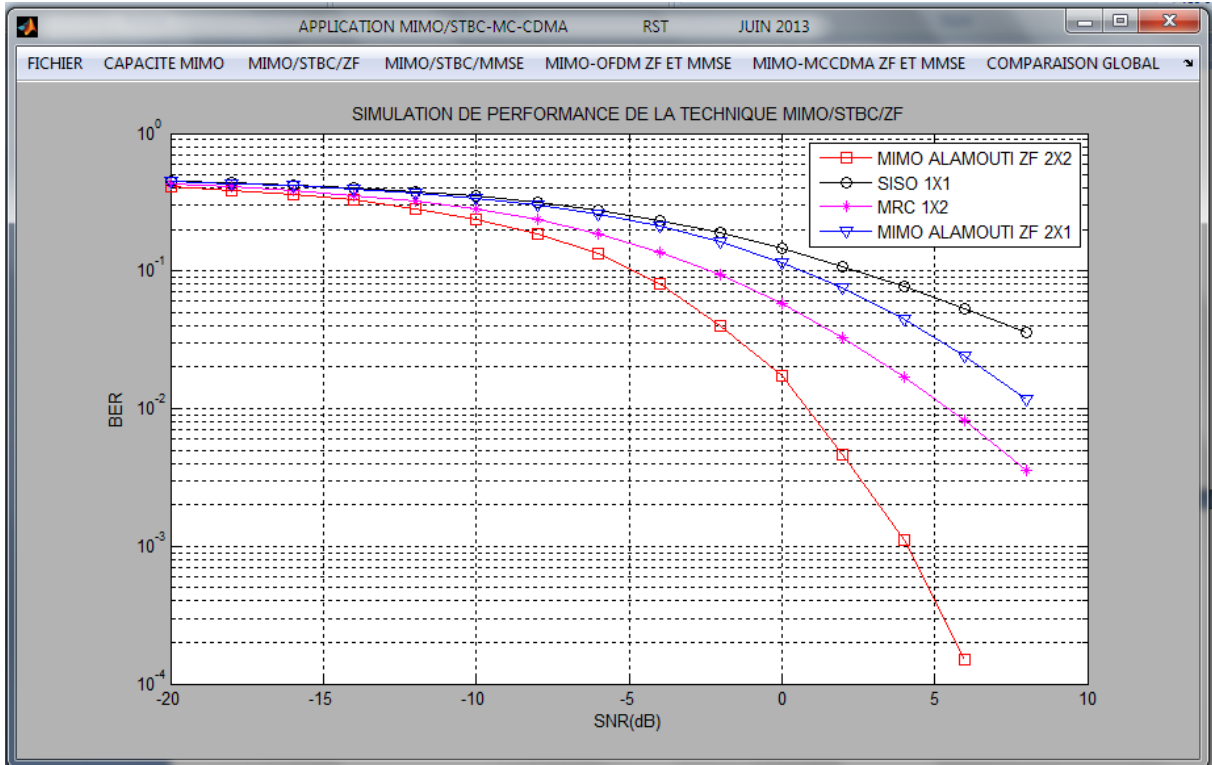


Figure IV-3 : Comparaison des performances entre les systèmes SISO, SIMO(MRC), MISO (ZF) et MIMO(ZF).

La figure IV-3 présente l'influence de l'ordre de diversité sur les performances de système. Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour le système MIMO (2x2). Nous constatons aussi que les performances obtenues pour le système SIMO sont meilleures par rapport à ceux obtenus par le système MISO et SISO.

Cette simulation montre clairement que pour augmenter la qualité de transmission il faut augmenter le nombre d'antennes à la réception.

2-3 Performance du système MIMO avec le détecteur MMSE :

Dans cette partie de simulation nous essayons de comparer les performances des systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO à codage spatio-temporel d'Alamouti avec le détecteur MMSE. Les résultats sont montrés dans la figure suivante.

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

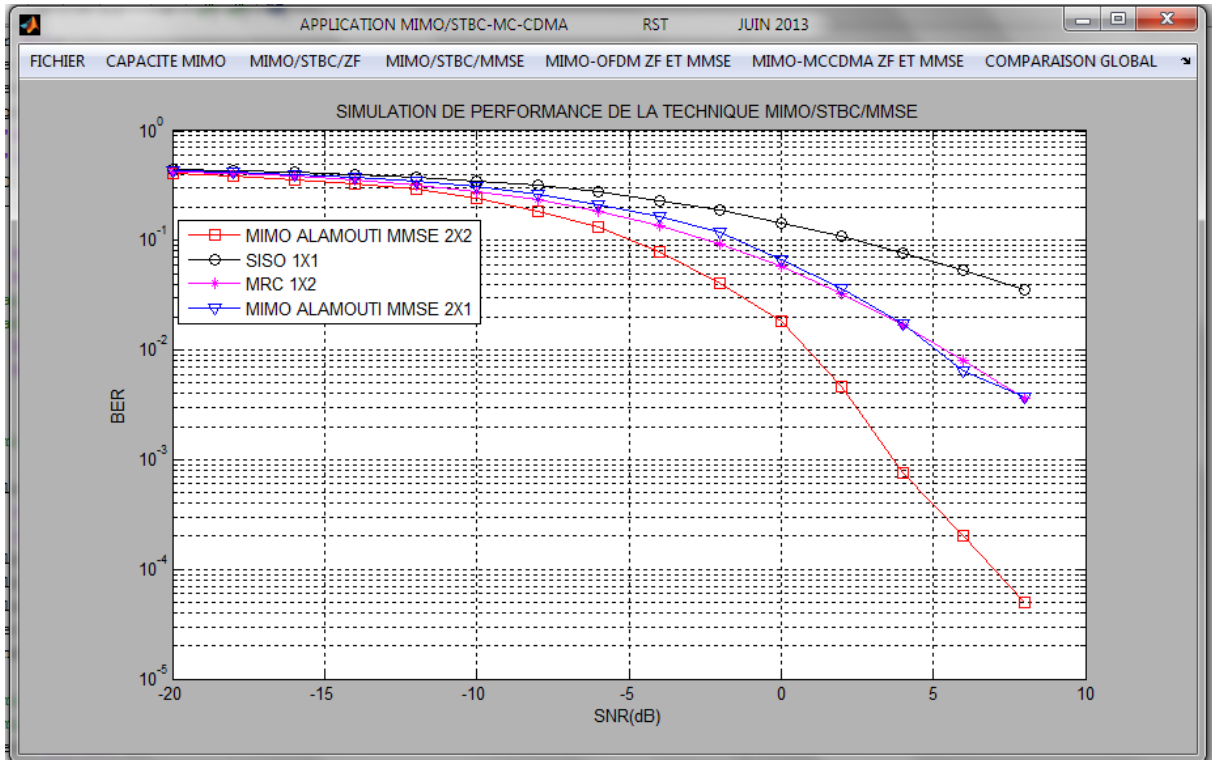


Figure IV-4 : Comparaison des performances entre les systèmes SISO, SIMO(MRC), MISO (MMSE) et MIMO(MMSE)

Les résultats montrent clairement que les meilleures performances sont obtenues par le système MIMO par rapport aux systèmes MISO et SIMO. Les mauvais résultats sont obtenus par le système SISO.

2-4 Comparaison entre les systèmes MIMO-STBC-ZF et MIMO-STBC-MMSE

Maintenant nous comparons les performances des systèmes MIMO-STBC-ZF et MIMO-STBC-MMSE.

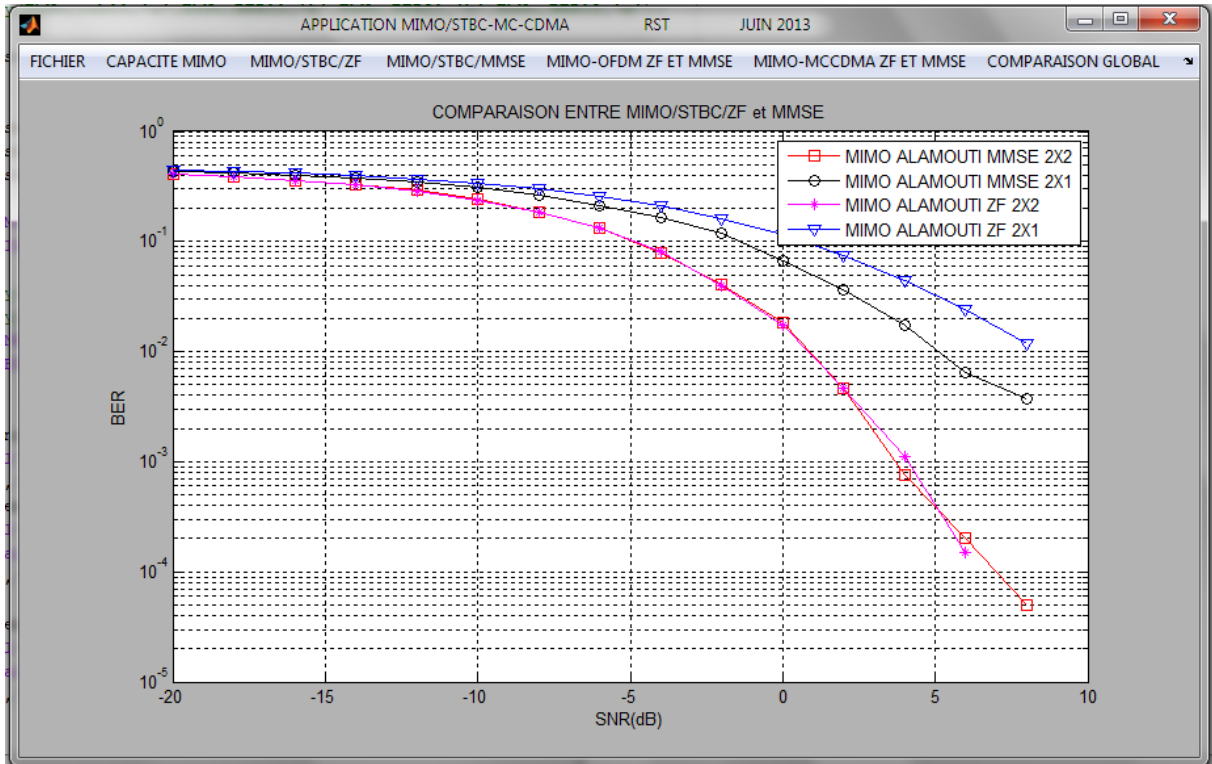


Figure IV-5 : Comparaison des performances entre les systèmes MIMO(ZF) et MIMO(MMSE)

D'après ces courbes, nous constatons que les meilleures performances sont obtenues par le détecteur MMSE par rapport au détecteur ZF.

3. Etude de système MIMO-OFDM

Dans cette partie de travail nous proposons une configuration pour combiner le système MIMO à codage spatio-temporel avec la technique de modulation multi-porteuse OFDM.

3.1 Principe de l'association MIMO-OFDM

L'application des schémas de codage spatio-temporels à un système MIMO utilisant la modulation OFDM se fait d'une façon analogue à celle de la modulation OFDM conventionnelle, sauf qu'au lieu d'opérer le codage spatio-temporel sur une séquence binaire, nous supposons que maintenant nous disposons des échantillons à la sortie de modulateur OFDM.

Les figures IV.6 et IV.7 présentent les schémas d'émission et de réception d'un système combiné MIMO-OFDM.

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

Les séquences de données passent à travers un modulateur après les opérations de codage de source et du canal, les symboles complexes résultants sont passés par le modulateur OFDM par l'opération IFFT après une conversion série parallèle. Le vecteur des échantillons résultant est transmis au codeur spatio-temporel.

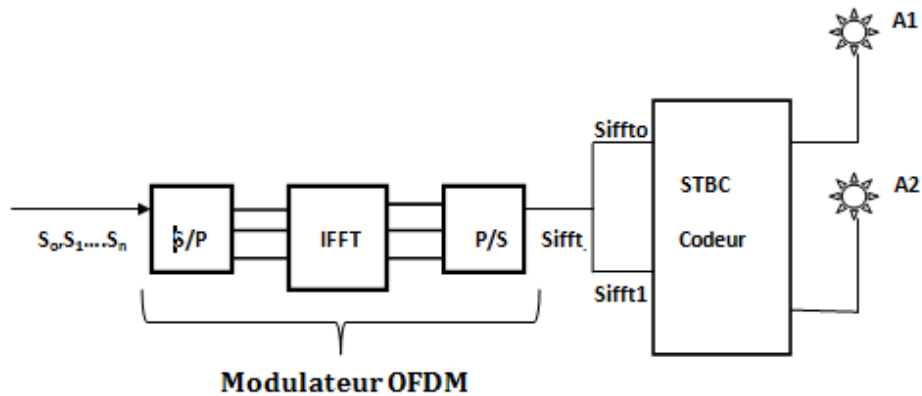


Figure IV.6 : Emetteur MIMO-OFDM.

A la réception, les échantillons reçus, affectés par les atténuations du canal, sont passés par un décodeur STBC pour détecter les échantillons transmis. Après multiplexage, les échantillons résultants sont passés par le démodulateur OFDM pour récupérer les symboles désirés.

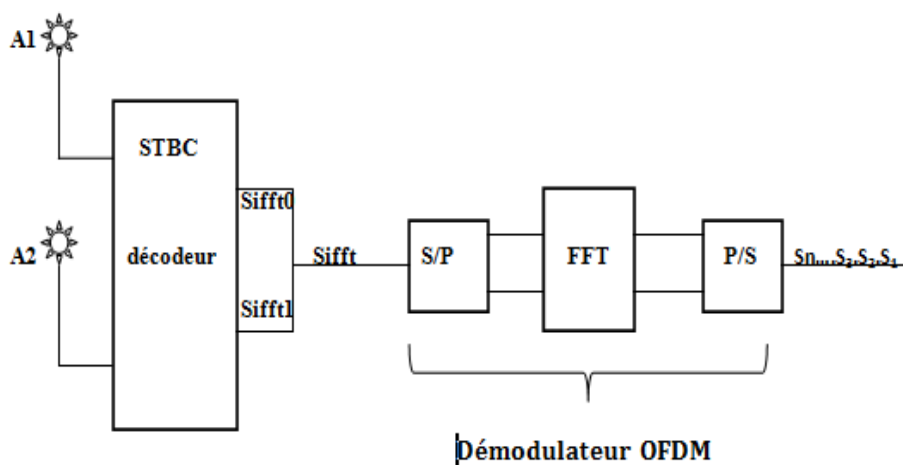


Figure IV.7: Récepteur MIMO-OFDM.

3.2 Performance du système MIMO-OFDM

Dans cette partie de simulation nous étudions les performances de système MIMO-STBC-OFDM. Pour cela nous considérons un système MIMO 2x2 dans un canal AWGN. Le nombre de sous porteuses du système OFDM est égal à 16 avec une modulation BPSK. Nous comparons les résultats de simulation du système MIMO-STBC-OFDM pour les deux détecteurs : ZF et MMSE.

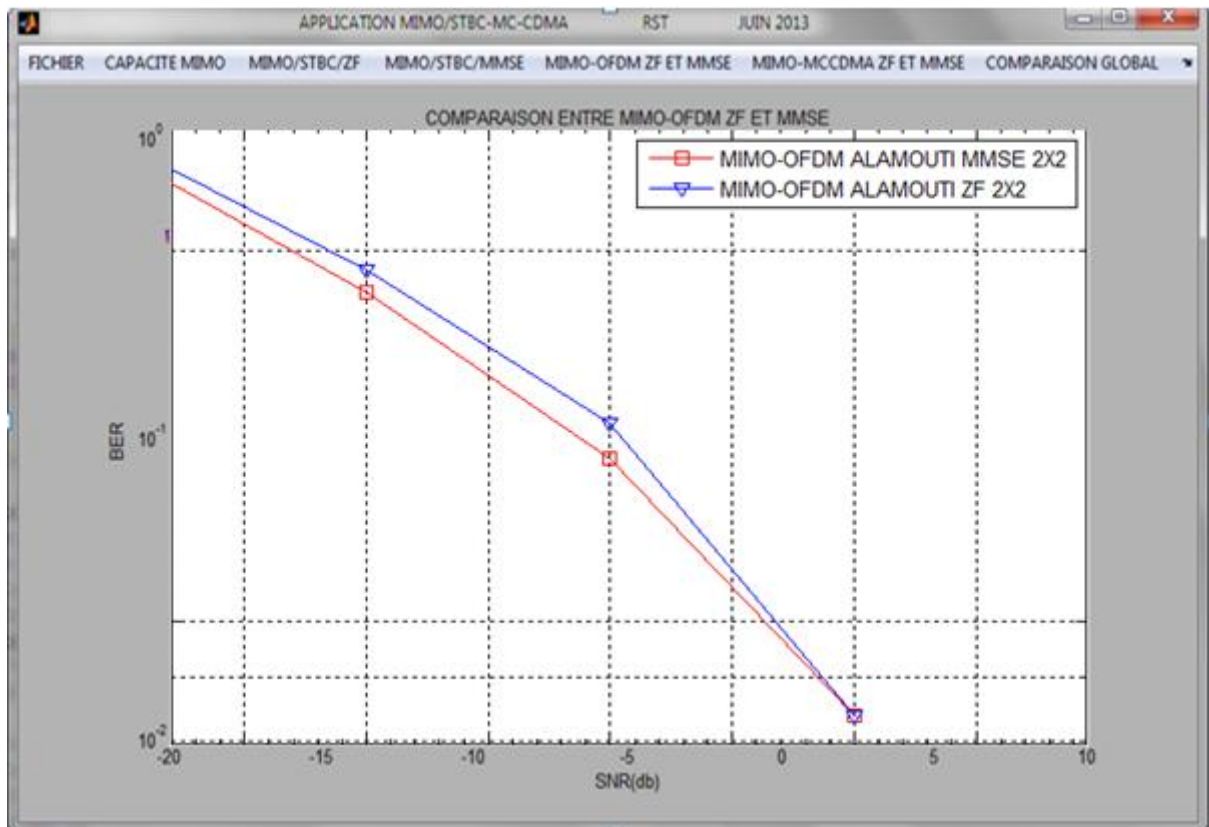


Figure IV-8 : Comparaison des performances entre les systèmes MIMO-OFDM (ZF) et MIMO-OFDM (MMSE).

Dans le système MIMO-STBC-OFDM, on voit bien l'influence de chaque détecteur sur les pentes des performances. La figure IV-8 montre que les meilleures performances sont obtenues par le récepteur MMSE par rapport à ceux obtenus par le récepteur ZF.

4 . Etude du système MIMO-MCCDMA

Afin d'exploiter les avantages des deux techniques d'accès multiple OFDM et CDMA, nous proposons dans cette partie de travail une configuration qui permet de combiner le système MIMO à codage spatio-temporel avec la technique MCCDMA. Nous étudions pour

cela les performances de système avec les détecteurs ZF et MMSE, puis comparons les résultats avec ceux de système MIMO-STBC-OFDM.

4.1 Principe de l'association MIMO-MCCDMA

Les figures IV.9 et IV.10 présentent les schémas d'émission et de réception d'un système combiné MIMO-MCCDMA

A- Le schéma d'émission :

A l'émission, les symboles de données $U = [u_1, u_2, \dots, u_N]$ de N utilisateurs sont multipliés par leurs codes orthogonaux spécifiques de Walsh-Hadamard $C = [c_1, c_2, \dots, c_n]^T$, ensuite les symboles complexes résultants sont passés par le modulateur OFDM par l'opération IFFT après la conversion série parallèle. Les échantillons résultants sont transmis au codeur spatio-temporel.

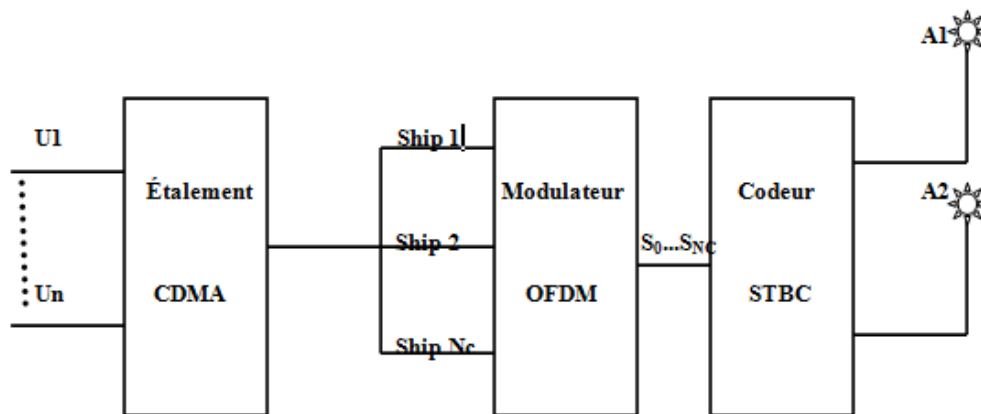


Figure IV.9 : Emetteur MIMO-MCCDMA

B- Le schéma de réception :

A la réception, les échantillons reçus, affectés par les atténuations du canal, sont passés par un décodeur STBC pour détecter les échantillons transmis. Après multiplexage, les échantillons résultants sont passés par le démodulateur OFDM qui sera par la suite multiplié par le code de Walsh-Hadamard, correspondant à l'utilisateur désiré.

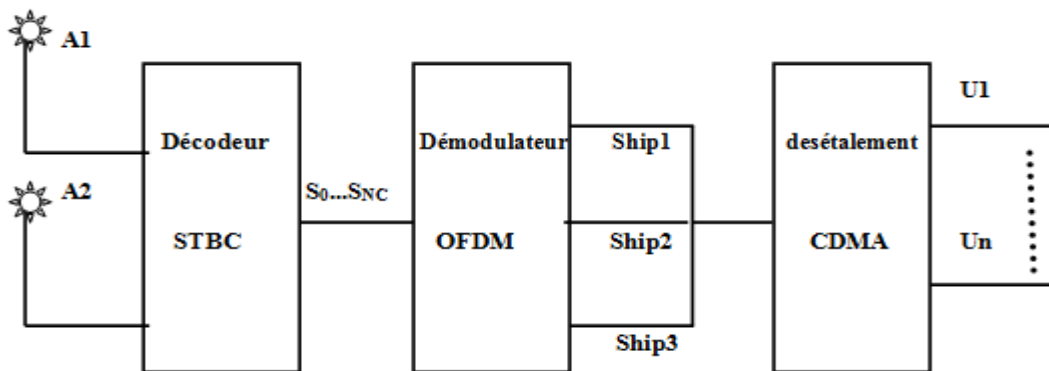


Figure IV.10 : Récepteur MIMO-MCCDMA

4.2 Performance du système MIMO-MCCDMA

Dans cette partie de simulation, nous gardons les mêmes paramètres utilisés précédemment. Le type de modulation utilisé est le BPSK avec la modulation OFDM à 16 porteuses qui est égal à la longueur de code de Walsh Hadamard. Le canal considéré dans cette simulation est le bruit blanc gaussien additif. Enfin nous utilisons les deux détecteurs ZF et MMSE à la réception.

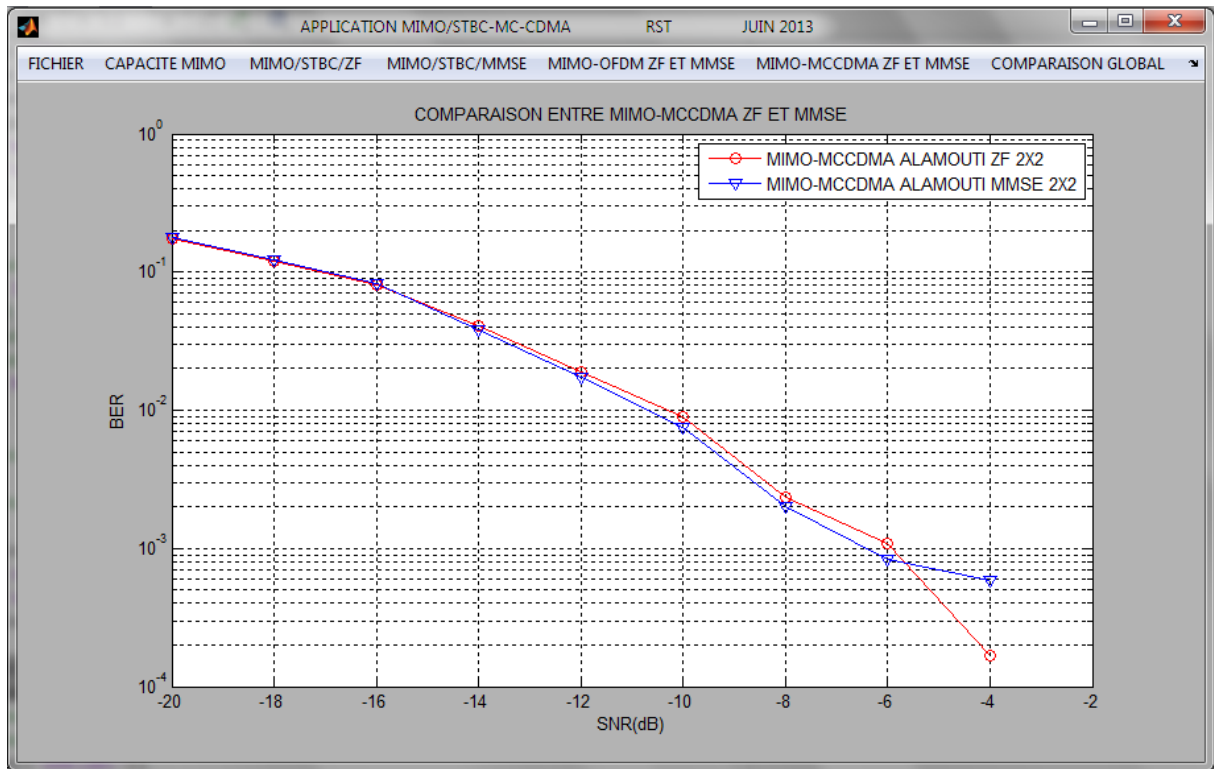


Figure IV-11 : Comparaison des performances entre les systèmes MIMO-MCCDMA(ZF) et MIMO-MCCDMA (MMSE)

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

La figure IV.9 présente les performances de système MIMO-STBC-MCCDMA avec les détecteurs ZF et MMSE. Nous constatons d'après ces résultats que les meilleures performances sont obtenues par le détecteur MMSE.

5. Comparaison des performances des systèmes : MIMO, MIMO-OFDM et MIMO-MCCDMA

Dans cette partie de simulation nous comparons les performances des systèmes MIMO-STBC, MIMO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-MCCDMA en utilisant les deux détecteurs ZF et MMSE.

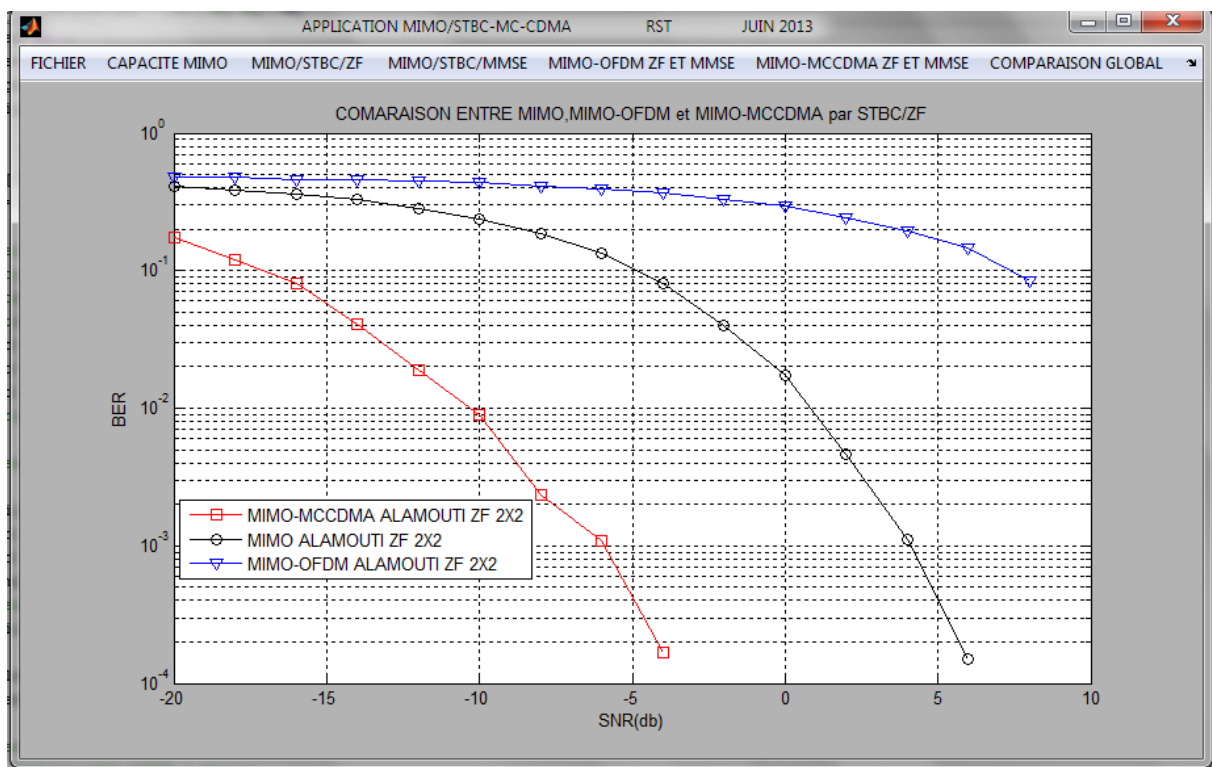


Figure IV-12 : Comparaison des performances entre les systèmes MIMO/ZF, MIMO-OFDM/ZF et MIMO-MCCDM/ZF

Nous remarquons d'après les résultats présentés dans la figure IV-10 que les meilleures performances sont obtenues par le système MIMO-STBC-MCCDMA. Les mauvais résultats sont obtenus par le système MIMO-STBC-OFDM. Ceci s'explique par le fait que la modulation multi-porteuses OFDM permet d'augmenter le débit de transmission et par conséquent la dégradation de la qualité de transmission.

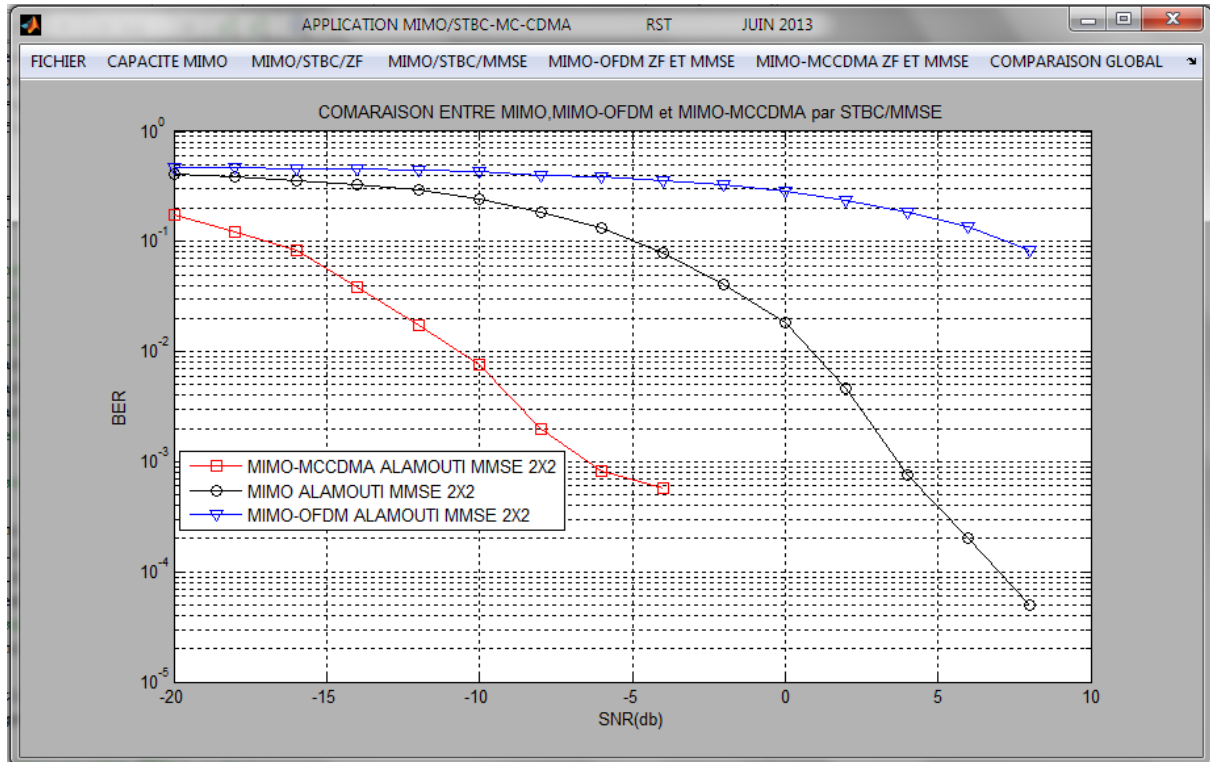


Figure IV-13 : Comparaison des performances entre les systèmes MIMO/MMSE, MIMO-OFDM/MMSE et MIMO-MCCDM/MMSE

La figure IV-13 présente la comparaison des performances des systèmes MIMO-STBC, MIMO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-MCCDMA utilisant le détecteur MMSE. Nous remarquons que les performances de système MIMO-STBC-MCCDMA sont meilleures par rapport au système MIMO-STBC. Et les mauvaises performances sont obtenues par le système MIMO-STBC-OFDM.

6. Comparaison des performances entre les systèmes MIMO-MCCDMA/STBC (2X2) et MIMO-MCCDMA/VBLAST (2X2)

Maintenant, nous comparons les performances de système MIMO-MCCDMA à codage STBC 2X2 proposé dans notre travail, avec le système MIMO-MCCDMA à multiplexage spatial (VBLAST) proposé par nos collègues. Les résultats de comparaison sont présentés dans les figures IV.14 et IV.15.

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

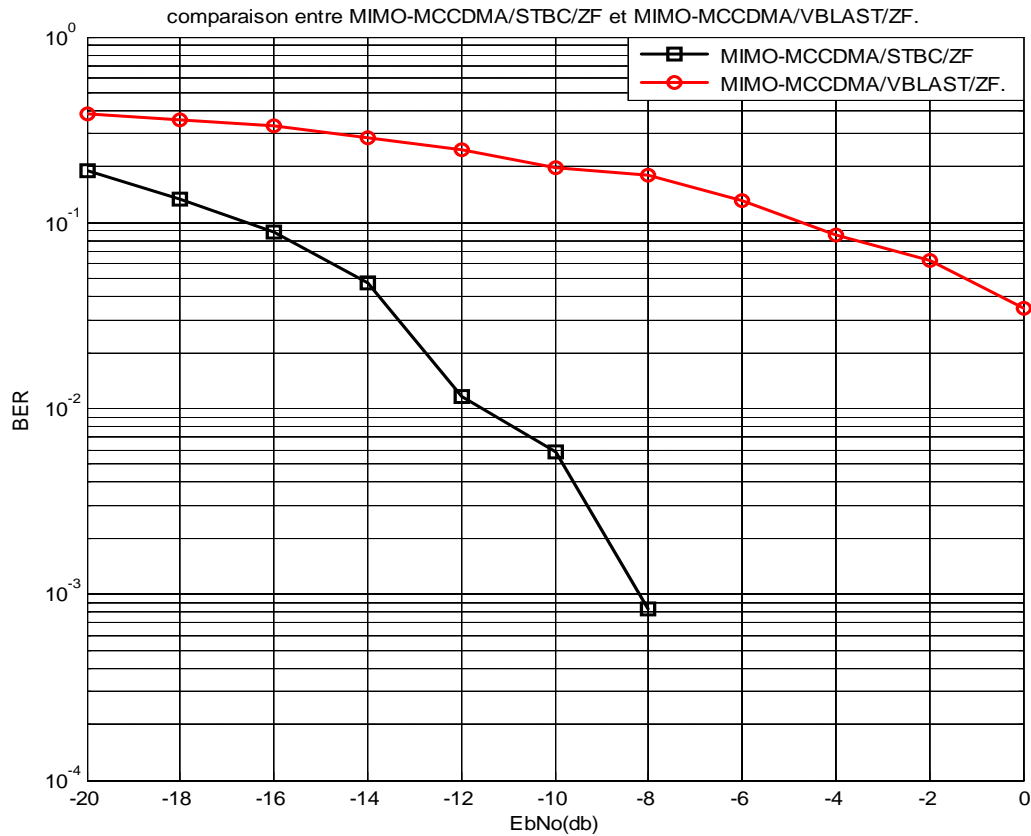


Figure IV-14 : Comparaison entre les systèmes MIMO MCCDMA/STBC/ZF et MIMO-MCCDMA/VBLAST/ZF.

Nous remarquons d'après cette figure, que la technique MIMO-STBC-ZF-MCCDMA a donné des meilleurs résultats en termes de TEB par rapport au système MIMO-VBLAST-ZF-MCCDMA.

La figure IV-15 présente la comparaison entre le système MIMO-STBC-MMSE-MCCDMA et MIMO-VBLAST-MMSE-MCCDMA.

Chapitre IV Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique MCCDMA

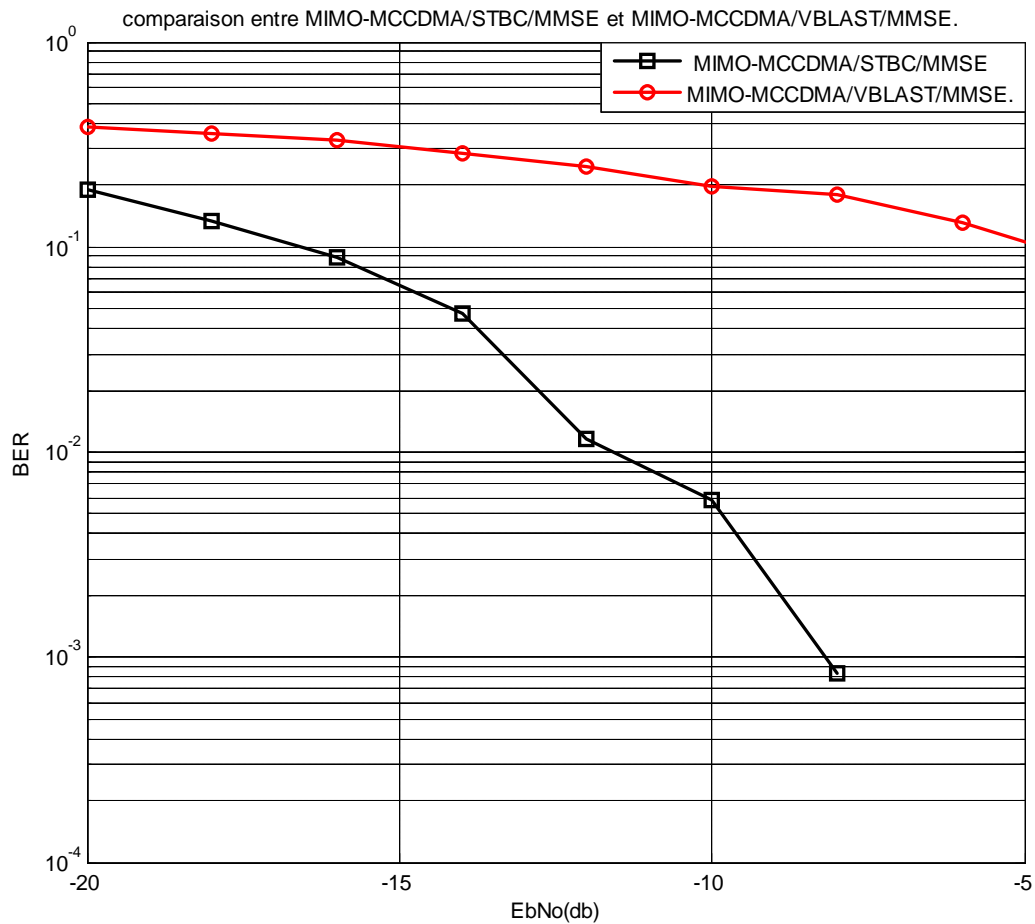


Figure IV-15 : Comparaison entre les systèmes MIMO MCCDMA/STBC/MMSE et MIMO-MCCDMA/VBLAST/MMSE.

Les courbes de cette Figure montrent bien que la technique MIMO-STBC-MMSE-MCCDMA est toujours meilleur par rapport au système MIMO-VBLAST-MMSE-MCCDMA en terme de TEB. Ceci est évident puisque le rôle de système MIMO à codage spatio-temporel est d'augmenter la qualité du système, par contre le système MIMO à multiplexage spatial permet d'augmenter le débit au détriment de la qualité de transmission.

7. Conclusion

D'après les résultats obtenus ci-dessus, on peut conclure l'intérêt des systèmes MIMO-STBC en termes de taux d'erreur binaire reçue TEB, par rapport au système SISO seul ; ainsi l'intérêt de la combinaison de cette dernière avec les autres techniques modernes les plus utilisés dans le monde des communications radio mobiles comme l'OFDM et le CDMA.

Le système le plus performant en termes de TEB reçue est le système MIMO-MCCDMA avec le détecteur MMSE qui a donné des résultats plus meilleurs par rapport à la technique MIMO-ZF-MCCDMA.

Aussi, de meilleures performances sont obtenues par la technique MC-CDMA par rapport à la technique OFDM, dans une configuration MIMO-STBC et cela parce que nous avons utilisé un canal AWGN non sélectif en fréquence.

Les performances des systèmes à codage spatio-temporel MIMO-STBC en terme de BER sont meilleures par rapport aux systèmes à multiplexage spatial MIMO-VBLAST qui permettent d'augmenter le débit binaire.

Conclusion et perspectives

D'après les résultats obtenus, les études et les simulations faites dans les différents chapitres de notre PFE, Nous pouvons conclure les points suivants cités ci-dessous.

Les systèmes MIMO sont des techniques de diversité spatiale a pour objectif de combattre les évanouissements, augmenter le signal sur bruit reçue, diminuer le taux d'erreur binaire TEB reçue dans le cas de l'utilisation d'un codage spatio-temporel, augmenter le débit binaire dans le cas de l'utilisation d'un multiplexage spatial.

Les performances des systèmes MIMO, en termes de débit ou de TEB, sont augmentées par l'augmentation de nombre des antennes émettrices et réceptrices, et par l'utilisation de technique de détection MMSE.

l'association où la combinaison de MIMO avec les autres techniques de diversités, OFDM et CDMA, a augmenter son performance, surtout en termes de TEB reçue, qui sont les techniques simulées dans le chapitre quatre, qui sont MIMO-OFDM, MIMO-MCCDMA, en utilisant toujours les techniques classiques de détection ZF et MMSE.

Le système le plus performant en termes de TEB reçue est le système combiné MIMO-MCCDMA qui utilise à la réception la technique de détection MMSE qui a donné des résultats plus meilleurs par rapport la technique ZF

Nous n'avons pas vu l'intérêt de l'OFDM, où MIMO seul a donné des résultats mieux que MIMO-OFDM, et cela est interprété par la simulation du canal AWGN où le canal n'est pas sélectif dans le domaine fréquentiel qui n'a pas besoin de la technique OFDM, pour cela nous pouvons dire comme perspective d'essayer de faire une simulation dans un canal à multi-trajets sélectif dans le domaine fréquentiel, où on peut voir l'intérêt de l'OFDM.

La performance des systèmes à codage spatio-temporel MIMO-STBC en terme de BER est meilleur par rapport ceux des systèmes a multiplexage spatial MIMO-VBLAST qui sont meilleurs en termes de débit binaire.

Comme autre perspective final, on peut concevoir un système MIMO adaptatif suivant la variation temporelle et aléatoire du canal, où on peut utiliser tous les systèmes étudiés dans les différents chapitres d'une façon adaptative en fonction du canal.

Bibliographie

- [1] **Alamouti, S. M.** "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Selected Areas on Communication, 16, 1451–1458, 1998.
- [2] **A. EL ZOOGHBY**, « *Smart antenna engineering* ». Edition ARTECH HOUSE, Boston|London, 2005.
- [3] **A. MASSIANI**, « *Prototypage de systèmes haut débit combinant étalement de spectre, multi-porteuses et multi-antennes* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, novembre 2005.
- [4] **B. AGEE**, « *Blind separation and capture of communication signals using a multitarget Constant Modulus Beamformer* ». IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [5] **B. AICI & M. BENAMMER**, « *Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique* ». Projet de fin d'études, université Abou-Bekr Belkaid, novembre 1999.
- [6] **B. PATTAN & P. HALLSD**, « *Robust modulation methods and smart antennas in wireless communications* ». Prentice Hall PTR, august 1999.
- [7] **B. RIHAWI**, « *Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, mars 2008.
- [8] **B. WIDROW, P.E. MANTEY, L. J. GRIFFITHS & P. B. GOODE**, « *Adaptive antennas systems* ». Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [9] **C.G. GÜNTHER, J. E. PADGETT & T. HATTORI**, « *Overview of wireless personal communications* ». IEEE Communications Magazine, Vol. 33, pp. 28-41, 1995.
- [10] **Ch. DALL'OMO**, « *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de butler* ». Thèse doctorat, université de Limoges, novembre 2003.
- [11] **Ch. LE GUELLAUT**, « *Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plate forme hétérogène* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2009.
- [12] **D. IKEGAMI and Y. KAJI**, « *Maximum likelihood decoding linear block codes using gröbner bases* ». IEICE Trans. Fundamentals, vol. E86, pp. 643-645, n°03, march 2003.
- [13] **D. KARAKOLAH**, « *Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Précodage linéaire* ». Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.
- [14] **D. LE RUYET**, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, pp. 37-42, mai 2005.
- [15] **D. NOWICKI & J. ROULELIOTIS**, « *Smart antenna strategies* ». Mobile Communications International, pp. 53-56, avril 1995.
- [16] **Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. R.**, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Transaction on Information Theory, 44, 744–765, 1998
- [17] **E. Teletar**, « *Capacity of multi-antenna gaussian channels* ». Bell Labs, Tech. Rep., june 1995.
- [18] **F. BOIXADERA & J. BOUTROS**, « *Capacity considerations for wireless multiple-input multiple-output channels in workshop on multi-access, mobility and teletraffic for wireless communications* ». Vol. 4, Venice (Italy), october 1999.
- [19] **G. J. FOSHINI**, « *Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas* ». Bell Labs Technical Journal, pp. 41–57, autumn 1996.

- [20] **G.J.FOSCHINI**, «*On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* ». *Wireless Personal Communications*, pp.311-315, march 1998.
- [21] **G. GOLDEN, G. FOSCHINI, R. VALENZUELA & P. WOLNIASKY**, «*Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture* ». *Electronicsletters*, vol. 35, pp. 14–15, january 1999.
- [22] **H. BOEGLIN & Ch. CHATELLIER**, «*Un système de transmission d'images fixes robuste pour canaux radiomobiles sélectifs en temps et en fréquence* ». Laboratoire MIPS & laboratoire SIC, avril 2009.
- [23] **H. EL GAMAL & M. O. DAMEN**, «*Universal space-time coding*». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 1097–1119, 2003.
- [24] **H. H. PHAM, T. TANIGUCHI & Y. KARASAWA**, «*MIMO beamforming for high-bit-rate transmission over frequency-selective fading channels*». *ISSSTA*, Sydney (Australia), 30 aug. - 2 sep. 2004.
- [25] **H. WANG**, «*Architectures reconfigurables à base d'opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO*». Thèse doctorat, université de Rennes I, avril 2009.
- [26] **I. OUACHANI**, «*Analyse de performance de systèmes de communications sans-fil exploitant micro- et macro-diversité*». Thèse doctorat, université de Paris XI Orsay, juin 2005.
- [27] **I. PREDRAG & D. DUSAN**, «*Adaptive Vector Quantization in SVD MIMO System Backward Link with Limited Number of Active Subchannels*». *Serbian journal of electrical engineering*, vol. 1, No. 3, pp. 113 – 123, november 2004.
- [28] **I. STEVANOVIĆ, A. SKRIVERVIK & J.R. MOSIG**, «*Smart antenna systems for mobile communication* ». Final report, Ecole Polytechnique Fédérale (Lausanne), january 2003.
- [29] **J. E. HUDSON**, «*Adaptive Arrays—Principle*». *IEE Electromagnetic waves series 11*, 1981.
- [30] **J.F. BERCHER**, «*Égalisation*». Chapitre 4, extrait de *Radiocommunications numériques*, Tome 1. DUNO, Paris 2002.
- [31] **J. FERNANDES, O. SOUSA & J. NEVES**, «*Impact of the antenna set-up and arrays on mobile radio systems*». *Proceedings of the international conference on universal and personal communications*. ICUPC, pp.387-391, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995.
- [32] **J.G. PROAKIS**, «*Digital Communications* ». MCGRAW-HILL, 2000.
- [33] **J. Litva, T.K. Y Lo**, «*Digital beamforming in wireless communications*». ARTECHHOUSE Publishers, 1996.
- [34] **J.M. ALLIOT & N. DURAND**, «*Algorithmes génétiques* », pp 1-6, march 2005.
- [35] **J. RADON**, «*Linear sharen orthogonaler matrizen*». Volume 1, in *Abhandlungen aus dem Mathematischen Seminar der Hamburgischen universität*, 1922.
- [36] **J. R. TREICHLER & B. AGEE**, «*A new approach to multipath correction of constant modulus signals*». *IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 459-472, april 1983.
- [37] **K. BOUKANTAR, C. LANGLAIS & M. BERBINEAU**, «*Association du précodage diagonal et des systèmes MIMO dans des environnements fortement corrélés* ». Conférence sur les technologies de l'information, université de Lille, 2009.
- [38] **K. HETTAK & G. Y. DELISLE**, «*Conception et réalisation d'antennes intelligentes* ». LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999.

[39] **K. MABROUK**, « *Conception et réalisation d'un système de télécommunications MIMO avec formation numérique de faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du démodulateur triphasé zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q* ». Thèse doctorat, Ecole National Supérieur des Télécommunications, décembre 2008.

[40] **L. COLLIN**, « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes 1, décembre 2002.

[41] **L. LEIJTEN**, « *Design of antenna-diversity transceivers for wireless consumer products* ». Thèse doctorat, universiteit Eindhoven, september 2001.

[42] **M. SAYED HASSAN**, « *Codage spatio-temporel optimisé pour une concaténation série avec les codes correcteurs d'erreurs* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, octobre 2010.

[43] **N. FADLALLAH**, « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* ». Thèse doctorat, université de Limoges, mai 2005.

[44] **N. PRAYONGPUN**, « *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation* ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.

[45] **O. BERDER**, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.

[46] **P. DJIKNAVORIAN**, « *MIMO pour les nuls* ». Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université de Laval, décembre 2006 édition révisée janvier 2007.

[47] **P. F. DRIESSEN & G. J. FOSCHINI**, « *On the capacity formula for multiple input-multiple output wireless channels: A geometric interpretation* ». IEEE Transactions on Communications, volume 47, pp. 173–176, february 1999.

[48] **Ph. MARY**, « *Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, février 2008.

[49] **P.W. WOLNIANSKY, G.J. FOSCHINI, G.D. GOLDEN & R.A. VALENZUELA**, « *VBLAST: architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE, pp. 295–300, 29 sep-2 oct 1998.

[50] **S. DAUMONT**, « *Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO* ». Thèse doctorat, université de Rennes 1 sous le sceau de l'université Européenne de Bretagne, décembre 2009.

[51] **S. LEK ARIYAVISITAKUL**, « *Turbo space-time processing to improve wireless Channel Capacity* ». In ICC (3), pp. 1238–1242, 2000.

[52] **S. TABBANE**, « *Réseaux Mobiles* ». Edition HERMES, Paris, 1997.

[53] **T. CUI & C. TELLAMBURA**, « *An efficient generalized sphere decoder for rank-deficient MIMO systems* ». IEEE Communications Letters, vol. 9, n° 5, may 2005.

[54] **V. TAROKH, H. JAFARKHANI & A.R. CALDERBANK**, « *Space-time block codes from orthogonal designs* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, n° 5, pp. 1456–1467, july 1999.

[55] **V. TAROKH, N. SESHADRI, & A. R. CALDERBANK**, « *Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n° 2, pp. 744–765, march 1998.

[56] **W. ROTMAN & R. F. TURNER**, « *Wide-angle microwave lens for line source Applications* ». IEEE Transactions on antennas and propagation, pp. 623-632, 1963.

[57] X.LAGRANGE, P. GODLEWSKI & S. TABBANE, « Réseaux GSM-DCS ». Editions HERMES, septembre 1996.

[58] Li Y., M.J. FEUERSTEIN & D.O. REULINK, « Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna ». IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.46, n°1, pp.1-9, february 1997.

[59] Y. DING, « Amélioration de système MIMO par l'exploitation des propriétés du signal de Télécommunication ». Laboratoire d'IREENA, Ecole Doctorale STIM, novembre 2009.

ملخص:

يتوجب على أجهزة الاتصالات اللاسلكية المستقبلية اقتراح خدمات تتطلب تبادل المعلومات بتدفق عالٍ، وذلك مع ضمان حركة أكثر للمستخدمين، لأجل ذلك وجب تقديم تقنيات جديدة لمعالجة الإشارات، يعتبر نظام MIMO-MCCDMA واحد من هذه التقنيات، وهي تكون حالياً محوراً هاماً للبحث في مجال الاتصالات. نقترح في هذا العمل دراسة و تقييم قدرات هذا النظام و ذلك عن طريق تحليل منحنيات معدل الخطا الثنائي و هو BER بدلالة معدل ال SNR هذه المنحنيات تم الحصول عليها عن طريق التحاكي simulation بواسطة برنامج Matlab.

Résumé

Les futurs systèmes de radiocommunications devront proposer des services nécessitant des transferts de données à haut débit, tout en garantissant une grande mobilité aux utilisateurs. Pour y parvenir de nouvelles techniques de traitement de signal doivent être mises en oeuvre. Une de ces approches constituant actuellement un axe important de la recherche dans ce domaine est la technique MIMO-MC-CDMA. Cette dernière repose sur la combinaison de deux techniques : les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre. Le travail présenté dans ce PFE a pour buts l'étude et l'évaluation des systèmes de communication mettant en oeuvre ce système MIMO-MC-CDMA. L'évaluation est basée sur l'interprétation des courbes, obtenues par simulation sous Matlab, du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit.

Abstract

Future radiocommunication systems will have to accommodate high data rate while allowing a great mobility to the users. In order to achieve this goal, new signal processing techniques must be investigated. One of the techniques currently under significant research is the MIMO-MCCDMA technique. This combines orthogonal frequency division multiplex modulation with spread spectrum technique.

This work deals with the study and the evaluation of MIMO- MC-CDMA communication systems. The evaluation is based on the interpolation of the curves, obtained by simulation under MATLAB, of the binary error rate (BER) according to SNR (signal to noise ratio).