

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département de Technologie**

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes  
Pour l'obtention du diplôme de

**Master**

En

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes de Télécommunications »

**Titre :**

**Les performances des systèmes MIMO\_COFDM**

**Réalisé par :**

-Renane Sid\_ahmed

**Encadré par :**

Mr: Sadouki Bouamama Reda

Année Universitaire: 2015/2016

## Dédicace

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*Au nom d'Allah le miséricordieux*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes chers parents, mes chères frères familles*

*A tous mes amis*

*A tous ceux qui m'ont aidé durant ma vie*

*Universitaire.*

## Remerciements

*Nous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.*

*Nous exprimons nos gratitude à Monsieur le président de jury d'avoir accepté examiné ce mémoire.*

*Nous remercions Messieurs les membres de jury, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont portés à ce travail.*

*Nous remercions Monsieur Bouamama Sadouki, notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.*

## **Résumé :**

Ce mémoire s'intéresse à l'étude de différentes performances d'un système utilise plusieurs antennes de transmission et de réception (MIMO) avec codage correcteur d'erreur convolutionnel. Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fil sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples).

Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes sans-fil. Dans une première partie, on va parler des systèmes de communication et les différent canaux qui existent et aussi la différente façon de diversifier le signal (temps, fréquences, spatiale...) et on va parlera des code correcteur d'erreur (code convolutive et le décodage Viterbi), avec L'OFDM permet d'utilise la diversité fréquentiel, donc les performances de systèmes étudier exploite les trois diversités (temporelle, fréquentiel, spatiale). Qu'on verra en simulateur sur logiciel MATLAB permet d'évaluer les performances des systèmes MIMO\_COFDM et d'où les comparer avec le résultat théorique.

## **Mots clés :**

MIMO, L'OFDM, logiciel MATLAB, MIMO\_COFDM, code convolutive, décodage Viterbi.

**Abstract:**

Wireless Communications systems have limited capacity and processing techniques are required more sophisticated in order to improve system performance. One of the techniques in vogue is the application of MIMO (Multiple Input Multiple Output), known to improve the channel capacity and / or the probability of bit error.

This memory is interested in the different performance study of a system uses several transmission and reception antennae (MIMO) with corrective coding. During the last decades, applications destined to wireless local systems have become increasingly numerous, where the necessity to have to increase the bit rate. However, engineers of radio communication systems are generally confronted with many contests ; Among the former quote the limitation of the frequency band of the canal, complex variations of the environment of propagation (fading , multipath).

Techniques of diversity and more particularly spatial diversity techniques prove very efficient to reduce the impact of these problems on performances of wireless systems. In a first part, one is going to investigate general communication systems and the different channels that exist and also the different manner to diversify the signal (time, frequency, spatial) and one goes to correcting codes (convolutionnels coding and the Viterbi algorithm).

The OFDM allows uses the frequency diversity, therefore performances of systems to study exploits the three diversities (temporal, frequencies, spatial). That one will see in simulator on software (MATLAB) which permits to evaluate the performances of MIMO\_COFDM system and to compare them with the theoretical results.

**Key words:**

MIMO, MIMO\_COFDM, MATLAB, OFDM.

## Liste des abbreviations

**ASI:** Annulation Successive d'Interférences  
**GPRS:** Global Packet radio service  
**GSM:** Global system for mobile communications  
**BBAG:** Bruit Blanc Additif Gaussien  
**BLAST:** Bell Labs Layered Space-Time  
**CSI :** Connaissance de l'état du canal ("Channel State Information")  
 **$d_{\min}$  :** distance euclidienne minimale  
**DMT :** Discrete Multi-Tone  
**DSP :** Digital Signal Processing  
**EQMM :** Erreur Quadratique Moyenne Minimale  
**FDD:** Frequency Division Duplex  
**IES :** Interférences Entre Symboles  
**ETSI :** European Télécommunications Standards Institute  
**MAQ :** Modulation d'Amplitude en Quadrature  
**MDA :** Modulation à Déplacement d'Amplitude  
**MDF :** Modulation à Déplacement de Fréquence  
**MDP :** Modulation à Déplacement de Phase  
**MIMO :** Multi-Input Multi-Output  
**MV :** Maximum de Vraisemblance  
**OFDM :** Orthogonal frequency division multiplexing  
**PEB :** Probabilité d'Erreur Binaire  
**RSB :** Rapport Signal sur Bruit  
**RTC :** Réseau Téléphonique Commuté  
**TEB :** Taux d'Erreur Binaire  
**TEBM :** Taux d'Erreur Binaire Minimal  
**TEBMA :** Taux d'Erreur Binaire Minimal Approximé  
**TF :** Transformée de Fourier  
**TFD :** Transformée de Fourier Discrète  
**TFR :** Transformée de Fourier Rapide  
**WF :** Water-Filling (maximisation de la capacité)

**ZF** : Zero-Forcing

**BdB** : Bande de Base

**DAB** : Digital Audio Broadcasting

**DDP** : Densité de Probabilité

**DL** : Développement Limité

**I.i.d.** : indépendant et identiquement distribué

**LOS**: Line Of Sight

**NLOS**: Non Line Of Sight

**NRZ** : Non Retour à Zéro

**QoS** : Qualité de Service

**RI** : Réponse Impulsionnelle

**RF** : Réponse Fréquentielle

**RZ** : Retour à Zéro

## Liste des notations

|                                     |  |
|-------------------------------------|--|
| $\mathbf{a}$                        | Scalaire $\mathbf{a}$  |
| $\mathbf{A}$                        | Matrice $\mathbf{A}$   |
| $\mathbf{A}^T$                      | Matrice transposée de $\mathbf{A}$                             |
| $\mathbf{A}^*$                      | Matrice transposée conjuguée de $\mathbf{A}$                   |
| $\mathbf{A}^t$                      | Pseudo-inverse de $\mathbf{A}$                                 |
| $\mathbf{a}_n$                      | Atténuation du $n^{\text{e}}$ trajet                           |
| $\mathbf{B}_c$                      | Largeur de bande de cohérence du canal                         |
| $\mathbf{B}_s$                      | Largeur de bande du signal                                     |
| $\mathbf{B}_m$                      | Étalement fréquentiel du signal                                |
| $E_b/N_0$                           | Rapport signal sur bruit par élément binaire                   |
| $\varepsilon$                       | Espérance mathématique   |
| $\mathbf{F}$                        | Matrice de pré-codage  |
| $\mathbf{G}$                        | Matrice de décodage  |
| $\mathbf{H}(\mathbf{X})$            | Entropie de $\mathbf{X}$                                       |
| $\mathbf{I}_n$                      | Matrice identité de taille $\mathbf{n}$                        |
| $\mathbf{I}(\mathbf{x},\mathbf{y})$ | Information mutuelle de $\mathbf{X}$ et $\mathbf{Y}$           |
| $n_T$                               | Nombre d'antennes d'émission                                   |
| $n_R$                               | Nombre d'antennes de réception                                 |
| $T_b$                               | Période de bit   |
| $T_S$                               | Période symbole  |
| $\mathbf{s}$                        | Vecteur de symboles émis                                       |
| $\mathbf{b}$                        | Vecteur de bruit gaussien additif                              |
| $\mathbf{D}_b$                      | Débit binaire  |
| $\mathbf{P}(\mathbf{X})$            | Densité de probabilité de $\mathbf{x}$                         |
| $\mathbf{P}_r(\cdot)$               | Probabilité  |
| $\mathbf{P}_0$                      | Puissance totale du signal à l'émission                        |
| $\mathbf{P}_R$                      | Puissance moyenne reçue sur chaque antenne                     |
| $\gamma_r$                          | Rapport signal sur bruit moyen sur chaque antenne de réception |
| $\mathbf{C}$                        | Capacité du canal de transmission                              |
| $\mathbf{B}_c$                      | Bande de cohérence   |



## Liste des figures

**Fig.1.1:** chaîne de transmission numérique.

**Fig.1.2:** Représentation physique d'un train d'information binaire.

**Fig.1.3:** Constellations pour modulations MAQ-E.

**Fig.1.4:** Diagramme du canal binaire symétrique.

**Fig.1.5:** Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets.

**Fig.1.6:** Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.

**Fig.1.7:** Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

**Fig.2.1:** Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

**Fig.2.2:** Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrice.

**Fig.2.3:** L'évolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne.

**Fig.3.1:** Principe général de la technique OFDM.

**Fig.3.2:** Codeur convolutifs ( $R = 1/2$ ,  $K = 3$ ).

**Fig.3.3:** Diagramme en arbre du Codeur convolutifs ( $R = 1/2$ ,  $K = 3$ ,  $g_1 = 7$ ,  $g_2 = 5$ ).

**Fig.3.4:** Diagramme d'état d'un Codeur convolutifs ( $R = 1/2$ ,  $K = 3$ ,  $g_1 = 7$ ,  $g_2 = 5$ ).

**Fig.3.5:** Diagramme en treillis d'un Codeur convolutifs ( $R = 1/2$ ,  $K = 3$ ,  $g_1 = 7$ ,  $g_2 = 5$ ).

**Fig.4.1:** Le schéma-bloc.

**Fig.4.2:** Performances du code convolutionnels (avec entrelacement).

**Fig.4.3:** Influence du nombre de sous porteuses.

**Fig.4.4:** Performance des différentes modulations.

**Fig.4.5:** influence du de la longueur de préfixe cyclique avec ( $N=64$ ) et sans préfixe cyclique.

**Fig.4.6:** Capacité d'une transmission en fonction du SNR.

**Fig.4.7:** Capacité d'une transmission MIMO en fonction du SNR.

**Fig.4.8:** performance du (TEB) d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ ).

**Fig.4.9:** performance du (TEB) d'un système MIMO(2,2) codé et non codé.

**Fig.4.10:** performance du (TEB) d'un système MIMO(4,4) codé et non codé.

**Fig.4.11:** performance du (TEB) d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ ) par rapport aux systèmes SISO.

## Liste des tableaux

**Tableau 4.1:** Paramètres du simulateur.

**Tableau 4.2:** comparaison entre la transmission sans code, avec code et code+entrelaceur.

**Tableau 4.3:** la comparaison pour différents nombre de sous-porteuses.

**Tableau 4.4:** comparaison entre OFDM sans CP, avec CP.

**Tableau 4.5:** comparaison entre la diversité spatial avec différent nombre d'antennes.

# Table de Matière

**Remerciement**

**Résumé**

**Introduction générale**.....6

## **Chapitre 1 : généralités sur les communications numériques**

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Introduction.....                                     | 8  |
| 1.2. Chaîne de transmission numérique .....                | 10 |
| 1.3. Définition d'un signal en bande de base.....          | 11 |
| 1.4. Modulations numériques.....                           | 12 |
| 1.4.1. Modulations numériques classiques.....              | 13 |
| 1.4.2. Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ).....     | 14 |
| 1.5 Canaux de transmission .....                           | 16 |
| 1.5.1. Canal binaire symétrique.....                       | 16 |
| 1.5.2. Canal à bruit additif blanc gaussien.....           | 17 |
| 1.5.3. Canal à évanouissements.....                        | 17 |
| 1.5.4. Définition de l'étalement tempore.....              | 18 |
| 1.5.5. Effet Doppler.....                                  | 18 |
| 1.5.6. Canal à trajets multiples.....                      | 19 |
| 1.6. Quelques rappels sur la théorie de l'information..... | 20 |
| 1.7. Notion de diversité.....                              | 21 |
| 1.7.1. Diversité temporelle.....                           | 21 |
| 1.7.2. Diversité fréquentielle.....                        | 22 |
| 1.7.3. Diversité de polarisation.....                      | 23 |
| 1.7.4. Diversité spatiale.....                             | 23 |

**Conclusions**

## **Chapitre 2 : Généralité sur les systèmes MIMO**

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| 2.1. Introduction.....             | 26 |
| 2.2. Modèle de système.....        | 27 |
| 2.3. Capacité des canaux MIMO..... | 29 |
| 2.3.1. Capacité du canal SISO..... | 29 |
| 2.3.2. Capacité du canal SIMO..... | 29 |
| 2.3.3. Capacité du canal MIMO..... | 30 |
| Conclusions                        |    |

## **Chapitre 3 : Codage et la modulation(C\_OFDM)**

|  |    |
|--|----|
| 3.1. La modulation multiporteuse OFDM.....                         | 33 |
| 3.1.1. Introduction .....  | 33 |
| 3.1.2. Multiplexage fréquentiel .....                              | 33 |
| 3.1.3. Le système série et le système parallèle .....              | 35 |
| 3.1.4. Principe général de l'OFDM .....                            | 35 |
| 3.1.5. Utilisation de l'intervalle de garde .....                  | 36 |
| 3.1.6. Modulation et démodulation d'OFDM en utilisant la FFT ..... | 37 |
| 3.1.7. Applications de l'OFDM .....                                | 38 |
| 3.1.7.1. Radiodiffusion Numérique (DAB).....                       | 38 |
| 3.1.7.2. Télévision Numérique .....                                | 38 |
| 3.1.8. Les avantages et les inconvénients de l'OFDM.....           | 38 |
| 3.1.9. Utilisation l'OFDM.....                                     | 39 |
| 3.2. Codage .....  | 39 |
| 3.2.1. Codes convolutifs (ou convolutionnels) .....                | 39 |
| 3.2.1.1. Généralités.....  | 39 |
| 3.2.1.2. Diagramme en treillis.....                                | 40 |
| 3.3. COFDM.....  | 41 |
| Conclusions  |    |

## Chapitre 4 : Test et Résultat

|  |           |
|--|-----------|
| 4.1. Introduction .....  | 44        |
| 4.2. Codage de canal .....   | 46        |
| 4.3. modulation OFDM.....  | 47        |
| 4.3.1. Nombre de sous-porteuses .....                                  | 47        |
| 4.3.2. Taille de constellation .....                                   | 49        |
| 4.3.3. Préfixes cycliques.....   | 50        |
| 4.4. Nombre d'antenne .....  | 51        |
| 4.4.1. Capacité d'un canal de transmission .....                       | 51        |
| 4.4.2. Système MIMO .....  | 52        |
| 4.4.2.1. Les performances du (TEB) pour les systèmes SISO et MIMO..... | 56        |
| Conclusion   |           |
| <b>Conclusion générale.....</b>  | <b>59</b> |
| <b>Bibliographie</b>   |           |

## INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années, la technologie numérique complète la gamme d'applications proposée par les transmissions analogiques. Plus simples et plus robustes que les supports analogiques, les médias de communication numériques autorisent déjà de nombreux services, comme la télévision et la radio numérique, les réseaux locaux sans fil, l'internet à haut débit et bien sûr la téléphonie mobile. Car parallèlement à cette explosion numérique, le canal radio-mobile connaît lui aussi un engouement exceptionnel, bien évidemment dû

En grande partie à l'avènement du téléphone cellulaire. Ainsi, près des deux tiers de la population algérien Disposent d'un téléphone portable, et plus que milliard d'abonnés sera bientôt atteint au niveau mondial. Ce phénomène ne semble pas du tout éphémère et les prévisions font du mobile de demain un véritable petit ordinateur portable, et un objet de communication extraordinaire. Le combiné appareil photo numérique - téléphone cellulaire, qui permet entre autres d'envoyer instantanément des photos à l'autre bout du monde et qui connaît en Asie un succès phénoménal, n'en est que l'exemple le plus récent

Les premières applications WAP (norme permettant l'affichage de pages Web sur les mobiles) sur réseau sans fil souffrent encore de temps de connexion et de réponse trop longs. De plus, la qualité de service est encore insuffisante et la fiabilité des communications doit être améliorée. Les nouvelles normes de téléphonie hauts débits, tels GPRS, EDGE et UMTS devaient résoudre ces problèmes et bouleverser à terme les possibilités, mais leur lancement est sans cesse retardé.

L'une d'entre elles, combinant la multiplicité d'antennes à l'émission et à la réception, fait l'objet de cette mémoire. Ces systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions hertziennes et, s'ils existent depuis plus d'une décade, connaissent un net regain d'intérêt. Ce document se compose de quatre chapitres, qui se répartissent comme suit:

**Le premier chapitre** propose quelques généralités sur les communications numériques. Il décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission et présente les modulations numériques et les modèles de canaux utilisés dans ce travail. Il propose quelques rappels sur la théorie de l'information, et indique l'expression de la capacité d'un canal. La notion de diversité est introduite, qui aboutit logiquement aux systèmes multi-antennaires.

Ces systèmes MIMO font l'objet du **second chapitre** nous commençons par présenter les systèmes MIMO.

Ce chapitre donne aussi les principales caractéristiques et limitations des systèmes multi-antennes, avant de proposer les applications envisagées. Puis nous donnons les différentes techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements, suivi par une modélisation réaliste du canal MIMO afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes, La capacité constitue un des paramètres les plus importants, nous présentons, donc, les capacités des systèmes SISO, MISO et MIMO.

**Le troisième chapitre** propose d'associer les principes de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée et celui le plus performance. Nous proposons dans le **quatrième chapitre** décrire une simulation des systèmes multi-antennes combinée avec la modulation OFDM codée par code convolutifs qui autorise à la fois le calcul de la capacité des systèmes mimo et évalué le taux d'erreur binaire en fonction de nombre d'antenne ( $TEB/N_e$ ) avec égalisation. Finalement, nous tirons quelques conclusions sur les systèmes multi-antennes, avant d'offrir quelques perspectives à ce travail.

## 1.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept des communications numériques et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette mémoire. Nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, de transmission dans un canal physique et de décodage. Les canaux de transmission vont alors être décrits, et comme nous privilégions dans ce document les transmissions hertziennes, nous nous attarderons sur les canaux à évanouissements. Pour pouvoir juger de la qualité des performances des systèmes de transmission numérique, la capacité constitue un des paramètres les plus importants. Après avoir rapidement introduit la notion de théorie de l'information, nous calculerons donc cette expression. Nous ferons ensuite un inventaire rapide des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoqués par les canaux de transmission, amenant ainsi au concept des systèmes multi-antennes.

## 1.2. Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Fig. 1.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...)

Mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Nous ne nous intéresserons pas dans cette mémoire au codage de source, et



considérons que la source d'information est idéale, i.e. délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués (i.i.d.).

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité *de la* transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information [1], le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [3].

À la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse. Les différentes modulations numériques sont détaillées dans le paragraphe suivant.

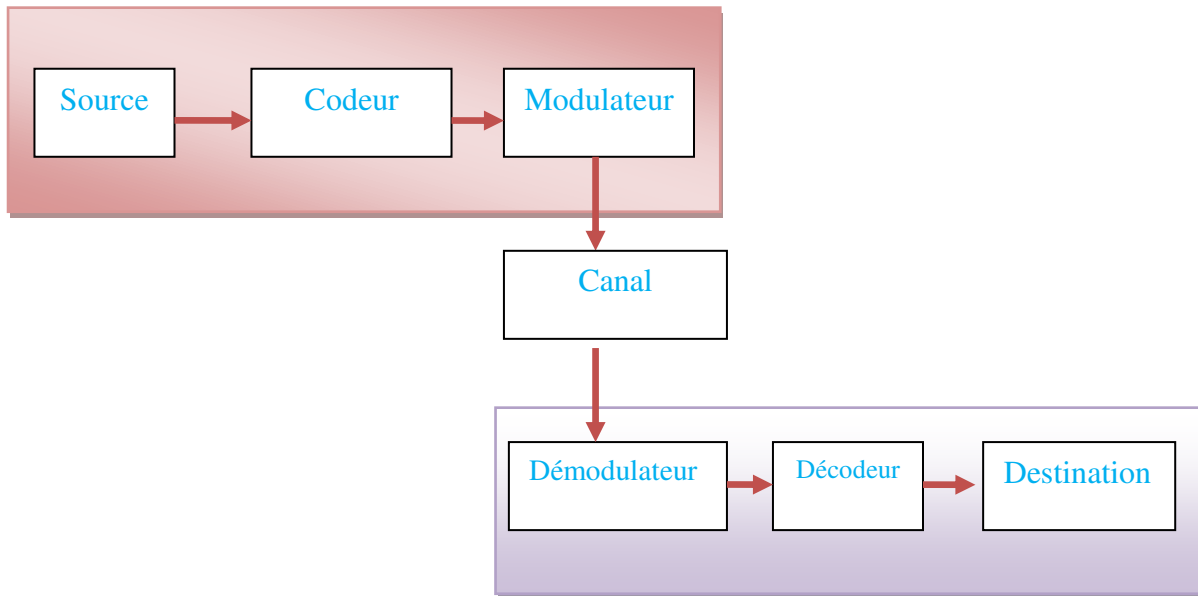
Une chaîne de transmission numérique peut être représentée par différents blocs modélisant les traitements successifs apportés à l'information. Les blocs peuvent être énumérés comme suit :

- **La source:** émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- **Le codeur :** peut éventuellement supprimer des éléments binaires non Significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire Introduire de la redondance dans l'information (codage de canal) pour améliorer la qualité de transmission.
- **Le modulateur:** a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- **Le canal de transmission:** propage le signal ; lors de la propagation, le signal peut être perturbé par du bruit externe, des multi-trajets, le mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur, etc.,
- **Le démodulateur:** "retraduit" le signal reçu en message binaire.

- **Le décodeur:** détecte ou corrige les erreurs de transmission grâce aux éléments binaires ajoutés lors du codage (décodage de canal), ou régénère le message binaire (décodage de source).

Fig.1.1: montre la chaîne de transmission à l'aide d'un schéma bloc

## 1.2. Chaîne de transmission classique numérique



**Fig.1.1:** chaîne de transmission numérique [3]

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et le réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur [10].

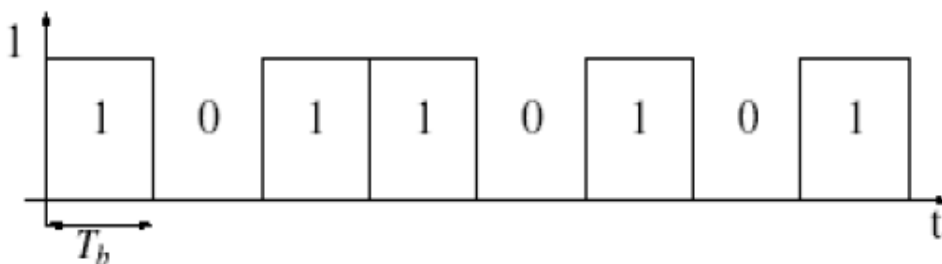
La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le Taux d'Erreur Binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de Probabilité d'Erreur Binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale.

### 1.3. Définition d'un signal en bande de base

Le signal physique, tel qu'il existe avant la modulation, est un signal appelé signal en bande de base. Il est formé généralement de succession de signaux portes (signal porte :  $h(t) = 1$  pour  $t \in [0; T_b[$  et 0 sinon), de durée  $T_b$  seconde, représentant les éléments binaires (Fig.1.2).

La vitesse de génération de l'information est égale à  $D_b = \frac{1}{T}$ .



**Fig.1.2:** Représentation physique d'un train d'information binaire [3]

Avant la modulation, les éléments binaires peuvent être regroupés afin de créer un mot de  $n$  éléments et former ainsi un symbole. Un symbole prend sa valeur parmi  $M = 2^n$  états. Les  $M$  symboles (ou symboles  $M$ -aires) créent un alphabet  $A_m$ . La durée d'un symbole est alors de  $T_s = \frac{1}{T_b}$ . Ainsi le débit binaire  $D_b$  est divisé par  $n$  lorsque  $n$  éléments binaires sont regroupés. Ce nouveau débit exprimé en bauds est appelé rapidité de modulation  $R_m$  est égale

$$R_m = \frac{1}{T_s} = D_b / \log_2(M) \text{bauds.}$$

Un signal en bande de base s'écrit mathématiquement par :  $a(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s)$

Où  $a_k$  est une valeur prise dans un alphabet  $A_m$ ,  $h(t)$  est la forme d'onde du signal,  $k$  l'indice de la  $K^{ème}$  information à transmettre et  $T_s$  la période symbole.

#### 1.4. Modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Pour les transmissions en bande de base, la forme d'onde utilisée pour la mise en forme du signal physique est le plus souvent une porte ou un créneau. Dans le cas de transmissions sur porteuse, l'opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale  $s(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$  centrée sur la bande de fréquence du canal.

Dans cette expression les paramètres modifiables sont:

- L'amplitude de l'onde  $A$
- La fréquence porteuse  $f = \frac{\omega}{2 * \pi}$
- La phase  $\varphi$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi  $M = 2^n$  réalisations possibles, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de  $n$  éléments binaires. L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivre des éléments binaires toutes les  $T_b$  secondes, la période symbole est définie par  $T_s = nT_b$  et le débit binaire s'exprime  $D_b = \frac{1}{T_b}$ .

La rapidité de modulation  $R = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{\log_2 M}$  s'exprime en bauds et correspond au nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états [7].

### 1.4.1. Modulations numériques classiques :

La modulation à déplacement d'amplitude (MDA) consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée. Celui-ci s'exprime alors [7]:

$$S(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \text{ avec } A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (\text{Eq.1.1})$$

Où  $h(t)$  est un filtre de mise en forme des impulsions, par exemple une porte

( $h(t) = 1$  si  $t \in [0; T_s[$  et 0 ailleurs),  $\varphi$  est une phase de référence et  $\{a_k\}$  la suite des symboles M-aires. Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour  $M > 2$  car ses performances sont moins bonnes que celles D'autres modulations, notamment en ce qui concerne sa résistance au bruit.

Pour la modulation à déplacement de phase (MDP), le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime [7]:

$$s(t) = A \sum_k (h(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \varphi_k)) \quad (\text{Eq.1.2})$$

Où  $A$  représente l'amplitude constante de l'onde porteuse et  $\varphi_k$  la valeur de la phase pendant un intervalle de temps  $[kT_s; (k + 1)T_s[$

Pour une modulation MDP-M,  $\varphi_k$  prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments [7]:

$$\varphi_n = \varphi + (2n + 1)\frac{\pi}{M} \quad n = 0; 1 \dots; \quad (\text{Eq.1.3})$$

La complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec M, mais reste raisonnable, ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.

Dans les inconvénients de la MDP, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées ou tournées peuvent être une solution à ce problème.

En ce qui concerne la modulation à déplacement de fréquence (MDF), c'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Après modulation, le signal a pour expression [7]:

$$s(t) = A \cos [(\omega_0 + 2\pi a_k \Delta F) t] \quad (\text{Eq.1.4})$$

Avec les symboles  $a_k$  appartenant à  $\{\pm 1; \pm 3; \dots \pm (M - 1)\}$  et l'excursion en fréquence

$$2\Delta F = \frac{m}{T_s}.$$

Où  $m$  est l'indice de modulation. Une modulation fréquemment utilisée considère le cas particulier  $m = (0,5)$ . Le spectre est alors concentré autour de la fréquence porteuse et cette modulation prend naturellement le nom de modulation à déplacement minimum de fréquence [11].

### 1.4.2. Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points  $M$  est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour ce faire, on écrit le signal modulé  $s(t)$  sous la forme suivante:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{Eq.1.5})$$

Où les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kT) \quad (\text{Eq.1.6})$$

Le signal modulé  $s(t)$  est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .

On considère généralement que les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans le même alphabet à  $M$  éléments donnant ainsi naissance à une modulation possédant  $E = M^2$  états. Chaque état est donc représenté par un couple  $(a_k; b_k)$  ou ce qui revient au même par un symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$ . Dans le cas particulier mais très fréquent où  $M$  peut s'écrire  $M = 2^n$ , alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits. Le symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$ . Peut par conséquent représenter un mot de  $2n$  bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal  $s(t)$  est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature.

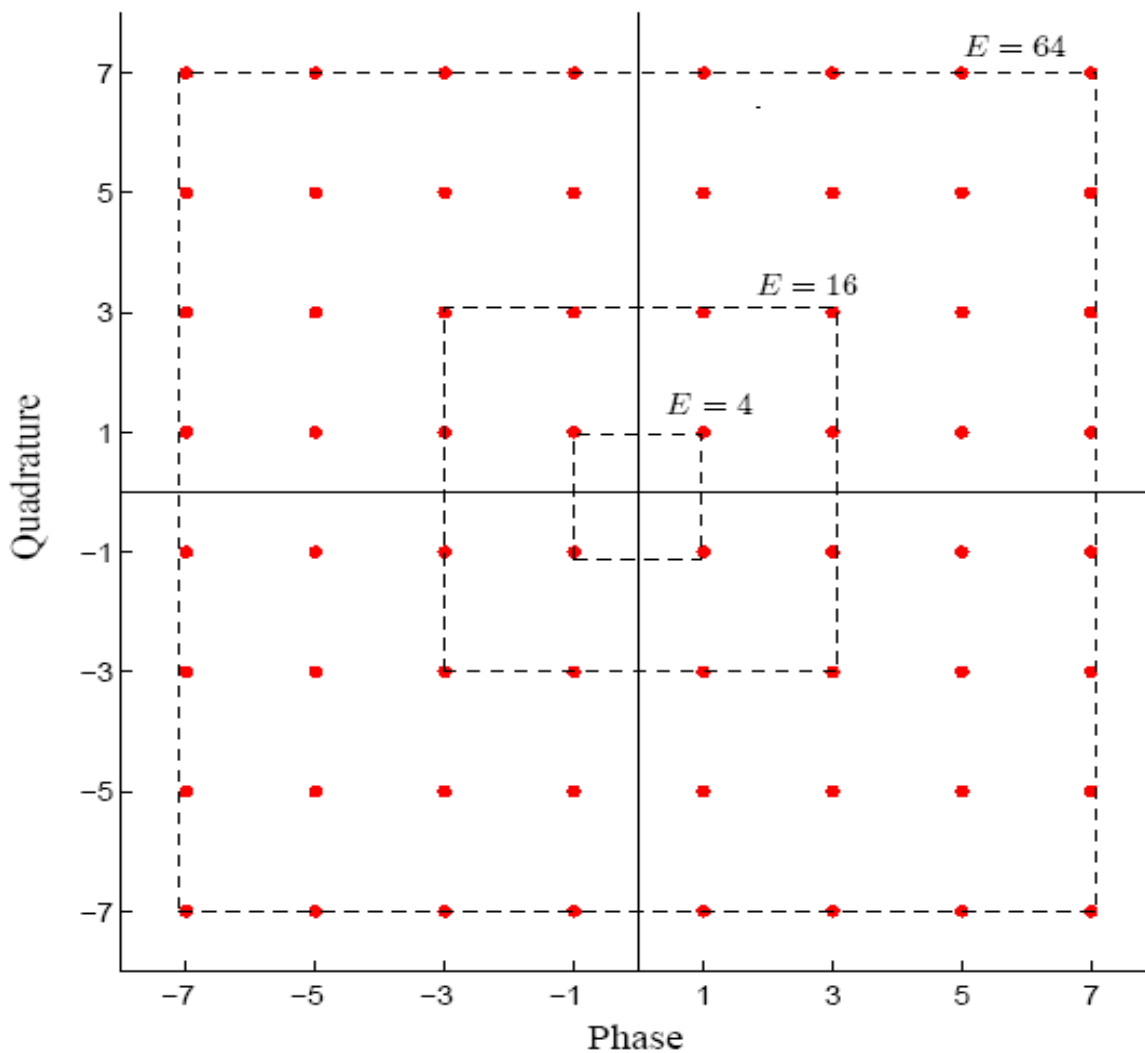


Fig.1.3: Constellations pour modulations MAQ-E

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles  $a_k$  et  $b_k$  qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d; \pm 3d\}$  où  $d$  est une constante donnée. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbit/s) développés dans les années 1980. Plus généralement lorsque les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d \dots \pm (M - 1)d\}$  avec  $M = 2^n$ , on obtient une modulation à  $2^{2n}$  états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.

La figure.1.3 représente les constellations de modulations de type MAQ pour plusieurs nombres d'états.

Lorsque le signal  $s(t)$  est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission [7].

Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux convertisseurs analogiques numériques (CAN), puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

## 1.5. Canaux de transmission

### 1.5.1. Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à  $\{0,1\}$ . On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant (Fig. 1.4).

On note respectivement  $a_k$  et  $y_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ , alors [9] :

$$P_r(y_k = 0 | a_k = 1) = P_r(y_k = 1 | a_k = 0) = P$$

$$P_r(y_k = 1 | a_k = 1) = P_r(y_k = 0 | a_k = 0) = 1 - P$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la **figure 1.5**. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

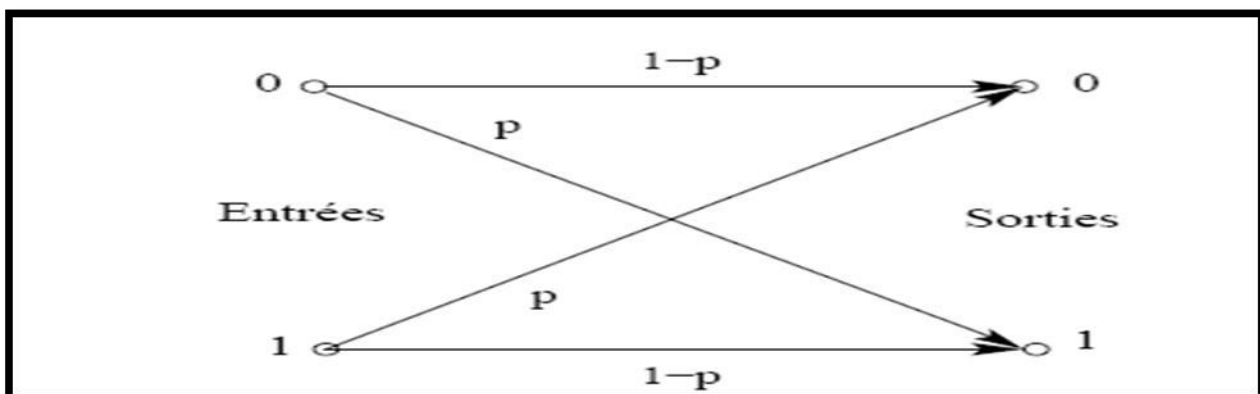


Fig.1.4: Diagramme du canal binaire symétrique.



### 1.5.2. Canal à bruit additif blanc gaussien

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

$$r(t) = S_t + v_t \quad (\text{Eq.1.8})$$

Où  $v_t$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_v^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $\Phi_{vv} = \frac{N_0}{2}$ . La densité de probabilité conditionnelle de  $r$  est donnée par l'expression:

$$P(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{Eq1.9})$$

### 1.5.3. Canal à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal.

Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur.

Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (Fig. 1.5). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements [9-10].

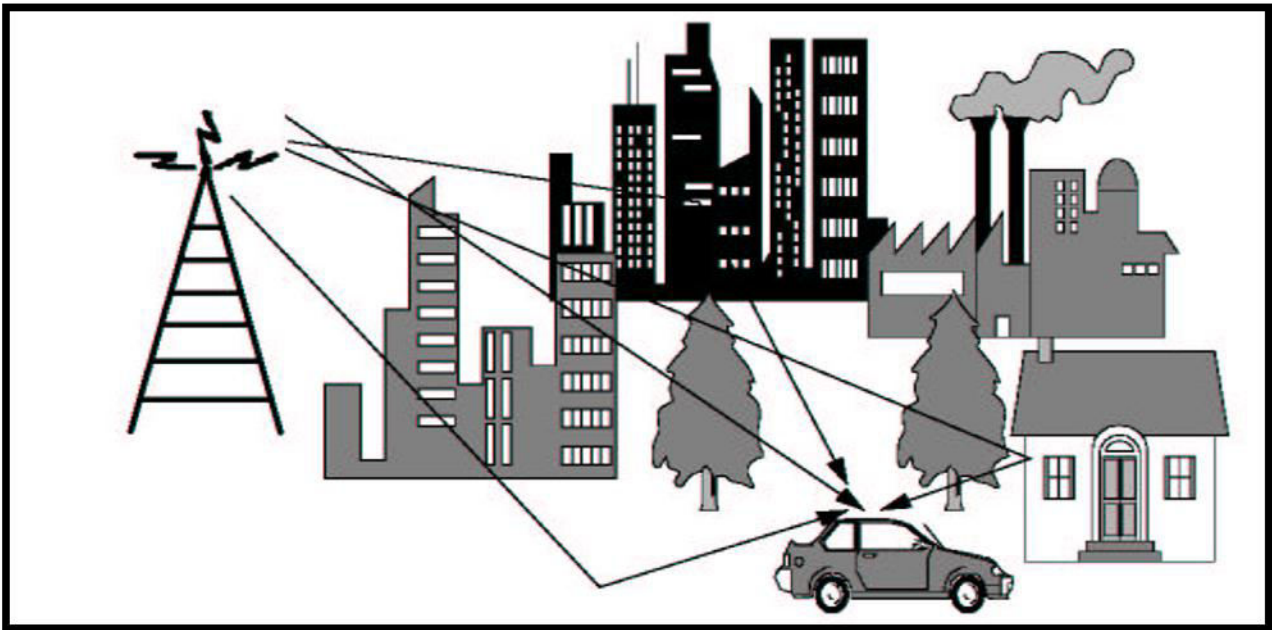
#### 1.5.4. Définition de l'étalement temporel :

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel, noté  $T_m$  et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. La bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , 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 :  $B_c \sim \frac{1}{T_m}$ . Notons  $B_s$  la largeur de bande du signal transmis. Tant que  $B_s \ll B_c$ , toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit sélectif en fréquence, traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (IES), on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [6].

#### 1.5.5. Effet Doppler :

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel  $B_m$  correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par  $T_c$  le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement,  $T_c$  est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel :  $T_c \sim \frac{1}{B_m}$ . Si on note  $T_s$  la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte [6].

$$T_s \ll T_c$$



**Fig.1.5:** Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets [6]

Pour garantir la non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut en résumé respecter les conditions:

$$T_m \ll T_s \ll T_c \quad (\text{Eq.1.10})$$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

### 1.5.6. Canal à trajets multiples :

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c.-à-d. que la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant  $N$  trajets multiples s'exprime alors [6]:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n s(t - \tau_n) + \mathcal{V}(t) \quad (\text{Eq.1.11})$$

Où le bruit BBAG complexe est représenté par  $\mathcal{V}(t)$ , et  $\alpha_n$  et  $\tau_n$  caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre  $N$  de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale justifie la possibilité de les grouper en  $L$  paquets, chaque paquet ayant alors

une atténuation complexe résultante  $\alpha_j$  pour un retard moyen  $\tau_j$ , donnant au signal reçu l'expression suivante [6]:

$$r(t) = \sum_{j=0}^{L-1} \alpha_j s(t - \tau_j) + \mathcal{V}(t) \quad (\text{Eq.1.12})$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne [6]:

$$r_k = \sum_{j=0}^{L-1} \alpha_j s_{k-\tau_j} + v_k \quad (\text{Eq.1.13})$$

Alors que la phase de  $\alpha_j$  est en général une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0; 2\pi[$ , la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation.

## 1.6. Quelques rappels sur la théorie de l'information [8]

En pratique, pour s'assurer de l'efficacité et de la fiabilité d'un système les opérateurs s'attardent principalement sur deux paramètres: la capacité du canal, qui doit être aussi élevée que possible, et le TEB que l'on cherche à minimiser. Mais avant de pouvoir appréhender ces deux paramètres, quelques rappels de la théorie de l'information, développée principalement par C. Shannon, sont nécessaires.

Pour cela, introduisons une variable aléatoire  $X$  de densité de probabilité  $p(x)$  où  $x$  est une réalisation de  $X$  appartenant à un ensemble  $X$  quelconque. On définit la quantité d'information liée à la réalisation de l'évènement  $x$  comme [8]:

$$I(x) = -\log_2 p(x) \quad (\text{Eq.1.14})$$

C'est une quantité positive ou nulle qui caractérise la diminution de l'incertitude apportée par la réalisation d'un évènement  $x$ . L'entropie est la moyenne de cette quantité d'information [8]:

$$H(X) = E[-\log_2 p(x)] = -\sum_{x \in X} P(x) \log_2 p(x) \quad (\text{Eq.1.15})$$

Considérons à présent une deuxième variable aléatoire discrète  $Y$  dont la densité de probabilité s'écrit  $p(y)$ , avec  $y$  un évènement appartenant à un ensemble quelconque  $\mathcal{Y}$ . On appelle entropie conjointe de  $X$  et  $Y$  l'information moyenne apportée par leur connaissance simultanée, soit [8]:

$$H(X, Y) = -\sum_{x \in X} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 p(x, y) \quad (\text{Eq.1.16})$$

L'entropie conditionnelle  $H(Y, X)$  se définit comme l'incertitude liée à la réalisation de  $Y$ , connaissant la réalisation de  $X$ , soit [8]:

$$H(Y|X) = \sum_{x \in X} p(x) H(Y|X = x) = -\sum_{x \in X} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 p(y|x) = H(X, Y) - H(X) \quad (\text{Eq.1.17})$$

Enfin, l'information mutuelle ou transi-formation est la réduction d'incertitude qu'apporte en moyenne la réalisation de  $Y$  sur  $X$  et inversement [8].

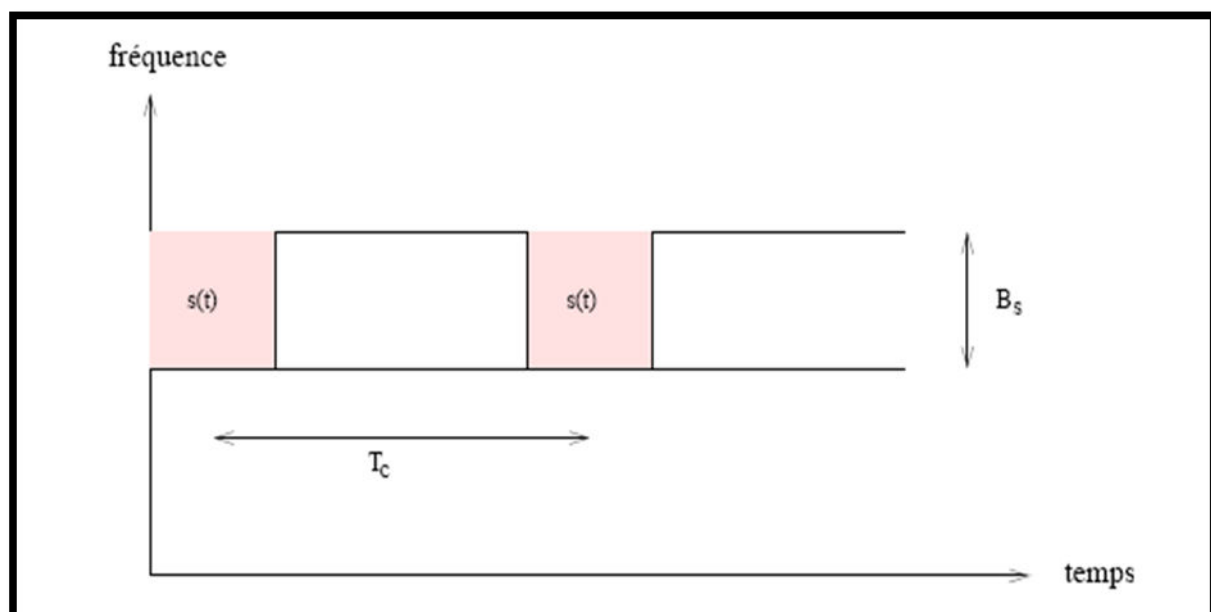
$$I(X, Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} p(x, y) \log_2 \frac{p(x, y)}{p(x)p(y)} = H(X) + H(Y) - H(X, Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (\text{Eq. 1.18})$$

## 1.7. Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale.

### 1.7.1. 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. 1.6). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelacer 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 [10].



**Fig.1.6:** Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

### 1.7.2. 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. 1.8).

La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelacer 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 [10].

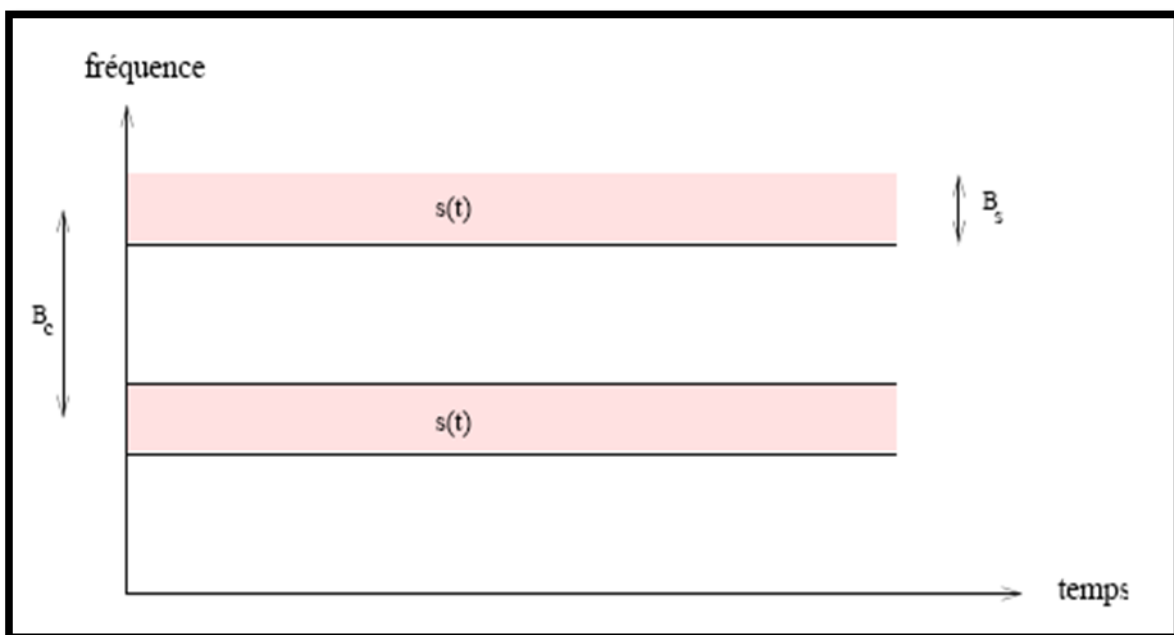


Fig.1.7: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels

### 1.7.3. Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [10].

#### 1.7.4. Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence [8].

La diversité spatiale en réception, c.-à-d. l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature, et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est ici d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par Wittneben en 1991, puis amélioré en 1993[8-10].

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes, étudiés plus en détail dans le chapitre suivant, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements trop profonds

**Conclusions**

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans cette mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. Nous avons ainsi défini l'étalement temporel et l'effet Doppler.

Pour pouvoir évaluer les performances des systèmes proposés dans la suite de cette mémoire, il nous a paru intéressant de rappeler plusieurs notions de la théorie de l'information, notamment l'expression de la capacité.

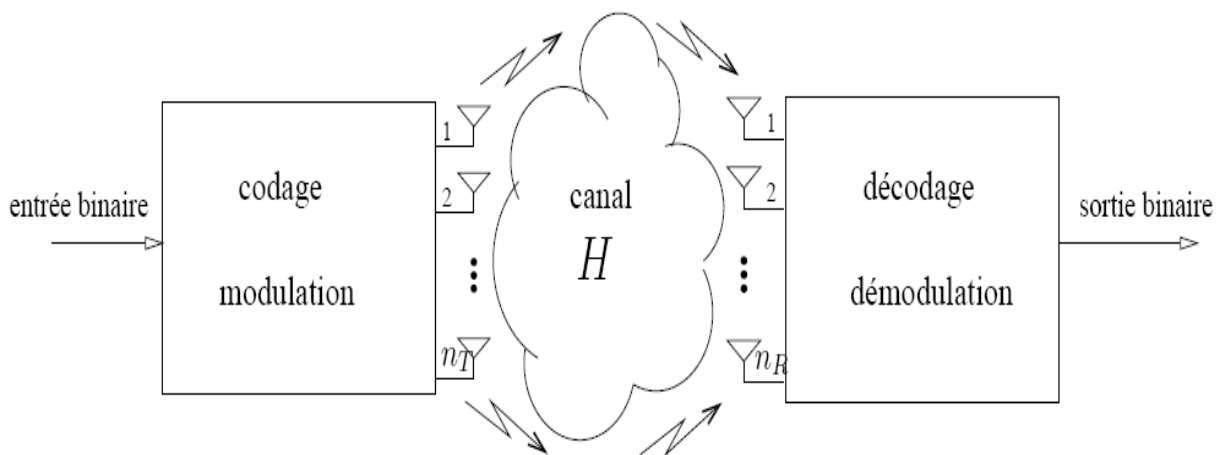
Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle, et un paragraphe leur a donc été consacré. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant décrire les systèmes MIMO, basés sur la diversité d'antennes à la fois à l'émission et à la réception.



## 2.1. Introduction

L'évolution de la technologie dans le domaine des télécommunications sans fils a connu ces derniers temps de nombreux changements. Plusieurs services sont ajoutés à la téléphonie classique tels que les services Internet, la visioconférence, la visualisation des films et bien d'autres. Ces services ont pu apparaître aussi sur les mobiles. Mais rapidement un problème de débit ou de portée est surgi et la demande en termes de ce dernier ne cesse d'augmenter. Plusieurs techniques ont été développées pour répondre à ce besoin. La technique MIMO découverte en 1997 par les chercheurs de Bell Labs reste la plus prometteuse, elle peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale.

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée est les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, Telatar [20] et Foschini, ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable [16].



**Fig.2.1:**Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (Fig.2.1) un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

## 2.2. 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 (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial). 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).

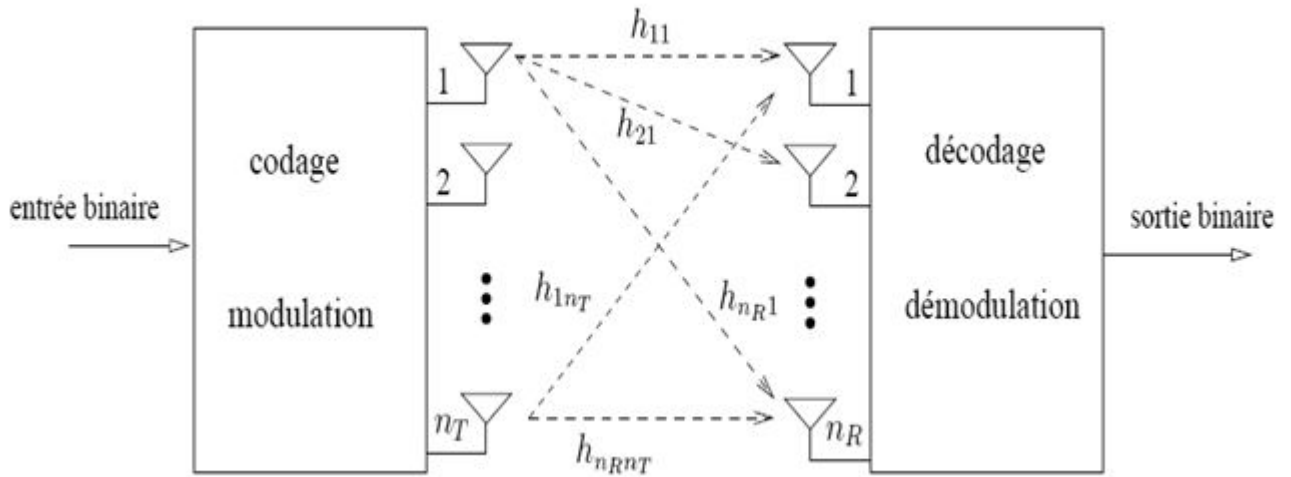
Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. Si cela peut paraître simple intuitivement, il aura tout de même fallu attendre les travaux rigoureux de Foschini et Telatar pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en œuvre.

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 [16].

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} * s_i + v_j \quad (\text{Eq.2.1})$$

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

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  $i^{\text{e}}$  émetteur et le  $j^{\text{e}}$  récepteur (Fig. 2.2). 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  $j^{\text{e}}$  antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:



**Fig.2.2:** Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrice

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:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \tag{Eq.2.2}$$

Avec  $\mathbf{s}=[s_1, \dots, \dots, s_{N_t}]^T$  vecteur des symboles émis,  $\mathbf{H}$  la matrice de canal de

Dimension  $N_r * N_t$ , elle est donnée par :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix}$$

Et  $\mathbf{v}=[v_1, \dots, \dots, v_{N_r}]^T$  le vecteur de bruit additif gaussien en réception.

Nous supposons que  $E[\mathbf{S}\mathbf{S}^*] = \mathbf{I}_{N_t}$ ,  $E[\mathbf{V}\mathbf{V}^*] = R$  (la matrice de corrélation du bruit) et  $E[\mathbf{S}\mathbf{V}^*] = 0$

Plusieurs travaux consistent à supposer que les éléments de  $\mathbf{H}$  ont une phase Uniformément distribuée et une amplitude qui suit une loi de Rayleigh. Ce modèle est typique d'un environnement avec de nombreux échos et un écart suffisant entre les antennes. Nous supposons aussi que le canal reste constant durant la transmission d'un bloc de données et que le récepteur connaît parfaitement la matrice de canal  $\mathbf{H}$ . Cette connaissance peut s'obtenir soit par des symboles d'apprentissage soit par estimation aveugle du canal [17].

### 2.3. Capacité des canaux MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature [2,7], dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise  $p_0$  reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les  $N_t$  antennes de façon à ce que leur somme reste égale à  $p_0$ .

Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance  $\frac{p_0}{N_t}$ ).

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

– La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice<sup>1</sup> et est Notée  $\sigma^2$ .

–  $p_R$  est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque Antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance  $p_0$  (donc un canal SIMO).

– Le rapport signal sur bruit moyen (SNR) sur chaque antenne de réception est  $\gamma_R = p_R / \sigma^2$ , et est indépendant de  $N_t$ .

### 2.3.1. Capacité du canal SISO

La capacité d'un canal SISO est donnée par [16-17] :

$$C = \log_2(1 + \gamma_R) \text{ bps/Hz.} \quad (\text{Eq.2.3})$$

Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de  $1 + \gamma_R$ . Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3 dB sur  $\gamma_R$  ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

### 2.3.2. Capacité du canal SIMO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes Conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$c = \log_2(1 + \gamma_R * N_r^2) \text{ bps/Hz.} \quad (\text{Eq.2.4})$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de  $(1 + \gamma_R * N_r^2)$  Soit un peu moins lentement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

### 2.3.3. Capacité du canal MIMO

Pour un canal MIMO, avec une puissance de  $p_0/N_t$  sur chaque émetteur, la capacité est :

$$c = \log_2 \left( \det \left[ I_{N_r} + \frac{\gamma_R}{N_t} H H^* \right] \right) \text{ bps/Hz} \quad (\text{Eq.2.5})$$

En particulier lorsque  $N_t$  et  $N_r$  sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à  $N_r$  :

$$E[c] \approx N_r \log_2(1 + \gamma_R) \text{ bps/Hz} \quad (\text{Eq.2.6})$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO.

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément.

Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.

Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

La figure (Fig.2.3) illustre l'évolution de la capacité en fonction du SNR pour les Systèmes SISO, MIMO ( $N_t, N_r$ ). Il est à constater que les systèmes MIMO(3,2) et MIMO (2, 3) Ont la même capacité.

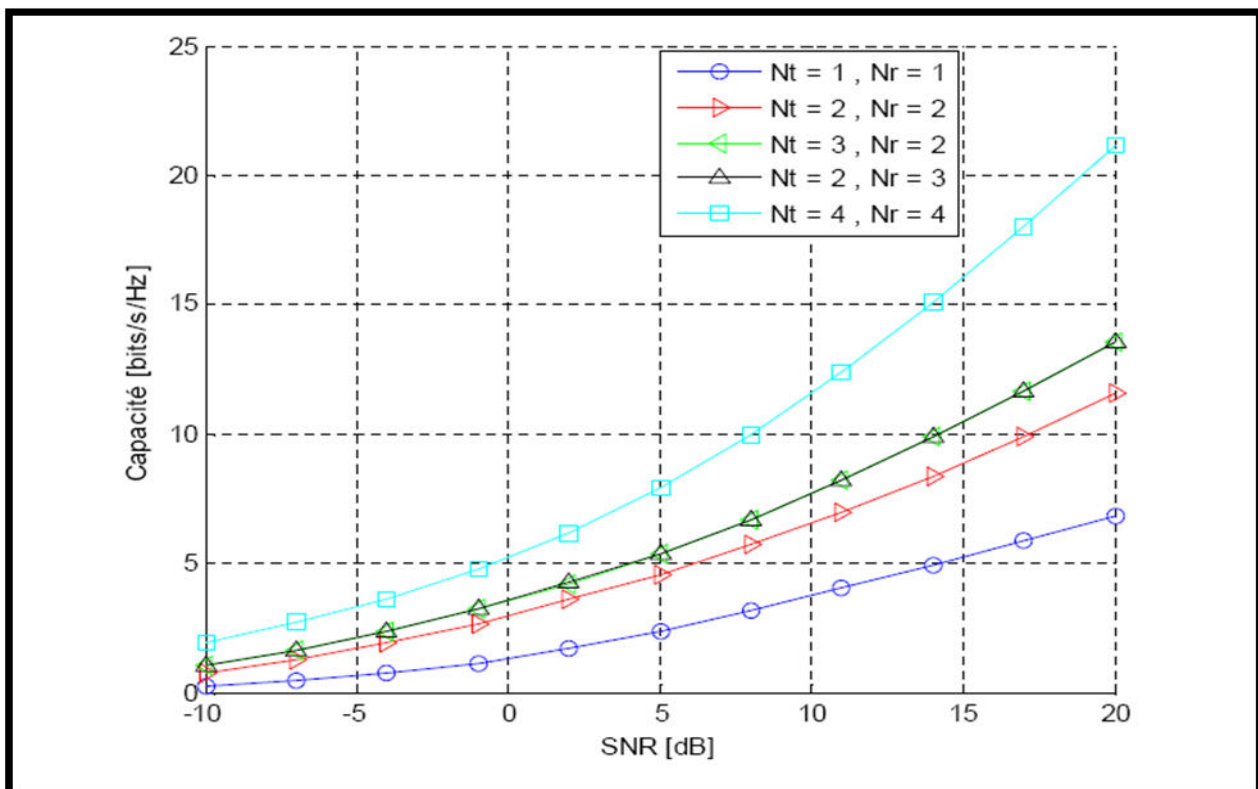


Fig.2.3: L'évolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne [sim]

La majorité des systèmes suppose par ailleurs une parfaite connaissance du canal (CSI) à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage. Dans un contexte de communication purement aveugle, une stratégie peut consister à recourir à l'égalisation

aveugle, dont un état de l'art est proposé dans . D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en termes de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme. De ces études sont nées différentes architectures spatio-temporelles unitaires [26] ou différentielles.

Nous allons aborder d'une manière générale ces techniques de codage spatio-temporel dans le paragraphe suivant.

## Conclusions

Les systèmes MIMO deviennent prépondérants dans les système de Télécommunications actuels.

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 vu les bénéfices apportés par le MIMO en termes de gain de diversité, Nous avons donné les capacités des systèmes SISO, SIMO et MIMO. Les systèmes MIMO ont un potentiel énorme en termes de capacité par rapport au SISO, SIMO.

Les systèmes MIMO, malgré les caractéristiques attrayantes, sont plus complexes que les systèmes SISO. Sur les antennes de réception et nous avons proposé une vue d'ensemble du domaine, en nous attardant principalement sur les différents types d'architectures, 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.

Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices.

## **3.1. La modulation multiporteuse OFDM**

### **3.1.1. Introduction**

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de transmission de données analogique apparue dans les années 60.

Son principe est de répartir l'information non pas sur une mono porteuse mais sur plusieurs sous porteuses de bande beaucoup plus étroite, orthogonales entre elles, On pourrait la définir uniquement par ces 4 mots: En effet, les mots Division et Multiplexing nous indique que l'idée principal de la modulation réside dans le fait de répartir un train binaire haut débit en une multitude de trains (ou canaux), lesquels étant modulés à bas débits.

Les deux premiers mots, Orthogonal et Frequency, eux nous disent que chacun de ces sous canaux est modulé par une fréquence différente, l'espacement entre chaque fréquence restant constant. Le signal est donc injecté sur plusieurs fréquences à la fois, si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. Ces fréquences constituent une base orthogonale : le spectre du signal OFDM présentera une occupation optimale de la bande allouée.

L'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, grâce à l'orthogonalité Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais n'interfèrent pas entre elles OFDM résout également les problèmes de distorsion des signaux transmis en apportant une solution au problème des échos multiples que l'on rencontre quand on monte en débit [5].

### **3.1.2. Multiplexage fréquentiel**

Dans un système de multiplexage fréquentiel conventionnel, la bande de fréquence totale du canal est divisée en  $N$  sous-canaux dont les spectres de fréquence ne se chevauchent pas. Entre les sous-canaux adjacents, il existe un intervalle de garde suffisant permettant de les séparer à la réception en utilisant des filtres conventionnels.

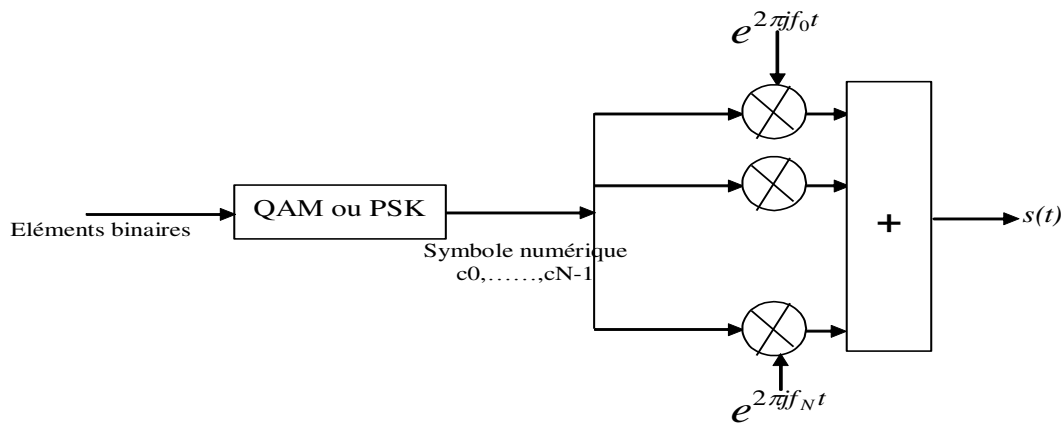
Dans la technique de modulation OFDM, les spectres des différentes porteuses se chevauchent mutuellement donnant une efficacité spectrale optimale. Les signaux doivent satisfaire à des conditions d'orthogonalité afin de faciliter leur séparation à la réception, et par



conséquent, d'extraire l'information modulant chaque sous-porteuse sans être perturbée par des interférences dues à la présence de porteuses voisines.

L'approche parallèle à l'avantage d'étendre l'évanouissement sur plusieurs symboles de façon à rendre aléatoire les groupes d'erreurs causés par le canal. De plus, elle permet d'étendre la durée totale du signal de manière à réduire la sensibilité du système au profil de retard

(Fig. 3.1) [22]



**Fig. 3.1:** Principe général de la technique OFDM [22].

Les données à  $Mfs$  bits/s sont distribuées sur  $N$  porteuses, chacune modulée à un taux de  $fs$ . Les  $M$  bits sont utilisés,  $m_k$  bits pour la porteuse à  $f_c$ ,  $k$  pour moduler  $N$  porteuses espacées de  $\Delta f$  donnant:

$$f_{c,k} = k \cdot \Delta f \quad (\text{Eq. 3.1})$$

$$M = \sum_{k=n_1}^{n_2} m_k \quad (\text{Eq. 3.2})$$

$$N = n_2 - n_1 + 1 \quad (\text{Eq. 3.3})$$

Les porteuses modulées sont sommées à la transmission, et doivent être séparées à la réception avant la démodulation.

La technique de multiplexage fréquentiel orthogonal (OFDM) a été utilisée dès la fin des années 50 dans la conception des systèmes radio HF militaires, mais vu la complexité des équipements d'émission et de réception nécessitant  $N$  modulateurs et  $N$  filtres, cette technique n'a pas connu un grand succès.

De nos jours avec le développement dans les technologies d'intégration, les fonctions de modulation et de démodulation peuvent être réalisées par les techniques de transformées de Fourier discrètes inverses et directes. La complexité des calculs peut être réduite considérablement en utilisant des algorithmes de transformées de Fourier rapides (FFT). Cette

technique a été introduite la première fois dans les systèmes de communications par voie ionosphérique 1981.

En 1989, Le Floch et Al ont mis au point le système de radio-diffusion numérique (DAB) basé sur le codage et la technique OFDM, où chaque porteuse est généralement modulée par un symbole d'une constellation 4-PSK.

### 3.1.3. Le système série et le système parallèle

Dans les systèmes série conventionnels, les symboles sont transmis de façon séquentielle.

Le spectre en fréquence de chaque symbole occupe toute la bande disponible. A cause de la nature d'introduction de groupes d'erreurs du canal, plusieurs symboles adjacents peuvent être affectés par de la distorsion. Dans ces systèmes, une transmission à haut débit n'est possible qu'au détriment d'une dégradation des performances (par l'utilisation de modulation à constellation élevée), ou au détriment d'une augmentation de la largeur de bande (en diminuant la durée du symbole). Cependant, le profil de retard impose un temps d'attente qui détermine le moment de transmission du prochain symbole. Ce temps d'attente, appelé aussi intervalle de garde, nécessite que le débit soit réduit à un débit inférieur à l'inverse du profil de retard afin d'éviter l'interférence inter symboles. Contrairement au système série, le système parallèle est un système où plusieurs données séquentielles sont transmises simultanément, de telle sorte qu'à n'importe quel instant, plusieurs éléments de données sont transmis. Dans de tels systèmes le spectre de chaque élément occupe une petite partie de la bande disponible [23].

### 3.1.4. Principe général de l'OFDM

Soit la base des signaux élémentaires utilisée et définie comme suit:

$$\varphi_{l,k}(t) = g_k \quad (\text{Eq. 3.4})$$

Les sous-porteuses doivent vérifier la condition d'orthogonalité suivante

$$\int_0^{T_s} \varphi_{l,k}(t) \varphi_{l',k'}^*(t) dt = 0 \quad l \neq l' \\ k \neq k' \quad (\text{Eq. 3.5})$$

Où (\*) représente le conjugué d'un signal de la base des signaux élémentaires et :

$$\int_0^{T_s} (\varphi_{l,k}(t))^2 dt = T_s \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Avec :

$$g(t) = \begin{cases} e^{2j\pi f_k t} & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{Eq. 3.7})$$

Où  $f_k$  est l'ensemble de fréquences porteuses séparées par l'inverse de la durée du symbole  $\frac{1}{T_s}, f_k = f_0 + k/T_s; k = 0, \dots, N-1$ ;

$f_0$  Est la fréquence porteuse et  $N$  est le nombre de sous-porteuses.

Soit  $c_{I,K}$  l'ensemble des nombres complexes appartenant à une constellation prenant des valeurs d'un alphabet fini. Cet ensemble représente les données transmises. Le signal OFDM qui lui est associé peut s'écrire [22-23]:

$$s(t) = \text{Re}[\sum_{I=0}^{\infty} \sum_{K=0}^{N-1} a_{I,K} \text{COS}(2\pi f_K t) - b_{I,K} \sin(2\pi f_K t)] \quad (\text{Eq. 3.8})$$

Pour garantir une utilisation efficace de la largeur de bande disponible, c'est-à-dire une excellente efficacité spectrale, il est nécessaire de faire chevaucher mutuellement les sinus cardinaux dans le domaine fréquentiel des différentes sous-porteuses, de telle sorte que la condition d'orthogonalité soit conservée, c'est-à-dire que le spectre de chaque canal individuel est nul dans les autres fréquences porteuses [5].

### 3.1.5. Utilisation de l'intervalle de garde [5]

En présence des interférences inter symboles causées par le canal de transmission, les propriétés d'orthogonalité entre les sous-porteuses ne sont pas maintenues. L'une des solutions pour contourner le problème de sélectivité est d'augmenter indéfiniment le nombre de sous-porteuses  $N$ . Or, cette solution est limitée par la cohérence temporelle du canal.

La solution retenue consiste à sacrifier une partie de l'énergie émise en introduisant un intervalle de garde de durée  $\Delta$ , après chaque symbole utile OFDM. Cet intervalle de garde doit avoir une durée supérieure à celle de l'étendue de la réponse impulsionnelle, afin d'absorber l'effet multi trajets du canal. Par conséquent, la durée utile du symbole est libre d'interférence inter symboles et la condition d'orthogonalité est maintenue Avec cette supposition, le signal OFDM émis est modifié et devient alors:

$$s(t) = \sum_{I=0}^{\infty} \sum_{K=0}^{N-1} c_{I,K}(t) \cdot \varphi_{I,K}^*(t) \quad (\text{Eq. 3.9})$$

Avec :

$$T = \Delta + T_s \quad (\text{Eq.3.10})$$

$$\begin{cases} e^{2j\pi f_k t} & -\Delta \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{Eq. 3.11})$$

En outre, la durée utile du symbole doit être notablement plus longue que  $A$ , de sorte que l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance du système ne soient pas sensiblement affectées.

### 3.1.6. Modulation et démodulation d'OFDM en utilisant la FFT [5]

Une des contraintes majeure à la réalisation des systèmes parallèles est la complexité des équipements nécessaires à la modulation et la démodulation des différentes sous-porteuses.

En 1971 Weinstein et Ebert ont montré que les fonctions de modulation et de démodulation peuvent être réalisées par les fonctions de transformées de Fourier discrètes. En ramenant le signal OFDM à son équivalent en bande de base, et pour plus de simplification, on peut omettre l'indice  $l$ , on aura par conséquent:

$$s(t) = \sum_{K=0}^N C_K e^{2j\pi(k/T_s)t} \quad (\text{Eq. 3.12})$$

En échantillonnant ce signal au taux de Nyquist, c'est-à-dire à la vitesse  $Ts/N$ , et en normalisant on obtient alors:

$$S_s(n) = \frac{s(nT_s)}{N} = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} C_K e^{2j\pi(\frac{nk}{N})} \quad (\text{Eq. 3.13})$$

Cette équation est alors équivalente à la transformée de Fourier discrète inverse du symbole  $C$ :

$$S_s(n) = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}] \quad (\text{Eq. 3.14})$$

Où :  $C = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]$ .

Ces équations montrent que la fonction de modulation sur  $N$  sous-porteuses est équivalente à une transformée de Fourier inverse du vecteur de symboles  $C$ .

Comme la fonction de transformée de Fourier est linéaire, elle est donc réversible. On peut donc montrer que la fonction de démodulation revient à effectuer une transformée de Fourier directe.

Le signal reçu est donc:

$$r(t) = \sum_{K=0}^N H_K C_K e^{2j\pi f_K t} \quad (\text{Eq. 3.15})$$

Où  $H_K$  représente la réponse impulsionnelle du canal.

En ramenant ce signal en bande de base et en échantillonnant à la fréquence  $f_s = 1/T$  telle que  $T = Ts/N$ , on obtient alors:

$$r(nT) = \sum_{K=0}^{N-1} H_K C_K e^{2j\pi K \frac{n}{N}} \quad (\text{Eq. 3.16})$$

En normalisant, on aura:

$$r_s(n) = r((nT)^{-1}N) \quad \text{et} \quad r_K = H_K C_K \quad (\text{Eq. 3.17})$$

$$r_s(n) = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} r_K e^{2j\pi \left(\frac{nK}{N}\right)} \quad (\text{Eq. 3.18})$$

$r_s(n)$  Apparaît donc comme la transformée de Fourier discrète (DFT) de  $r_K$  où:

$$r_K = \sum_{n=0}^{N-1} r_s(n) e^{-2j\pi \left(\frac{nK}{N}\right)} \quad (\text{Eq. 3.19})$$

En résumé, les opérations de transformées de Fourier discrètes inverses et directes permettent d'effectuer la modulation et la démodulation OFDM, respectivement. On peut donc réduire la complexité des calculs en utilisant des algorithmes permettant de générer efficacement la DFT.

Ces algorithmes sont appelés des algorithmes de transformée de Fourier rapide (FFT) [25].

### 3.1.7. Applications de l'OFDM

#### 3.1.7.1. Radiodiffusion Numérique (DAB)

Le concept du multiplexage par division de fréquences orthogonales (OFDM) pour la radio diffusion numérique date de la fin des années 80. De nos jours, des systèmes expérimentaux sont opérationnels et l'introduction sur le marché s'en vient prochainement. Il permet l'amélioration de la réception mobile des émissions radio.

L'une des raisons pour le choix de l'OFDM comme standard au DAB était la possibilité de déployer une seule fréquence pour tout le réseau. Les émetteurs principaux et les relais peuvent utiliser les mêmes sous-porteuses. Dans la réception avec des émetteurs multiples, des sites à diversité de gain sont expérimentés. Ceci est en nette contraste avec la dégradation typique par l'interférence mutuelle observée dans la transmission analogique [26].

#### 3.1.7.2. Télévision Numérique

Les développements dans le codage vidéo MPEG-2 montrent qu'avec une bonne qualité TV, les signaux peuvent être distribués sur un canal de 3 à 8 Mbit/s. L'OFDM a été proposé comme standard pour le DVB (Digital Vidéo Broadcasting) pour assurer la réception mobile du DTTB (Digital Terrestrial Television Broadcasting) [27].

### 3.1.8. Les avantages et les inconvénients de l'OFDM

La transmission d'informations par le biais de l'OFDM est particulièrement adaptée aux réseaux locaux ou métropolitains mais perd de son intérêt sur des réseaux à grandes échelles. Sur les zones denses, la technologie OFDM permet d'éliminer les phénomènes de bruits ponctuels ou d'évanouissements temporaires du signal sans recourir à des algorithmes parfois complexes. En revanche, plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son

intérêt car il faut alors mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent fortement les débits.

### 3.1.9. Utilisation l'OFDM

Le câble, le satellite mais aussi l'ADSL fonctionnent sur le principe de l'OFDM pour la diffusion (broadcast) de sons, de données ou de vidéos. Mais de plus en plus, l'OFDM se destine aux systèmes de communications sans fil. Ainsi, les réseaux 802.11a et 802.11g offrent des débits théoriques jusqu'à 54 Mbits/s, là où le protocole 802.11b, non OFDM, se limite à 11 Mbits/s. Des tests sont en cours pour mettre en place cette norme de communication sur les équipements Wimax et Ultra Wide Band. Siemens et Motorola ont également fait la démonstration de réseaux de téléphonie mobile de quatrième génération compatibles OFDM fonctionnant à plus de 300 Mbits/s [28].

## 3.2. Codage

### 3.2.1. Codes convolutifs (ou convolutionnels)

#### 3.2.1.1. Généralités

Le principe des codes convolutifs, inventés par Peter Elias en 1954, est non plus de découper le message en blocs finis, mais de le considérer comme une séquence semi-infinie  $a_0a_1a_2\dots$  de symboles qui passe à travers une succession de registres à décalage, dont le nombre est appelé mémoire du code.

Pour simplifier, et également parce que c'est ainsi pour la quasi-totalité des codes convolutifs utilisés, nous considérerons le cas où le message est constitué de bits.

Dans l'exemple représenté en (fig. 3.3),  $a_t$  parvient au codeur à l'instant  $t$ . Les bits de sortie seront  $X = a_t + a_{t-1} + a_{t-2}$  et  $Y = a_t + a_{t-2}$  (addition modulo 2) [5-29].

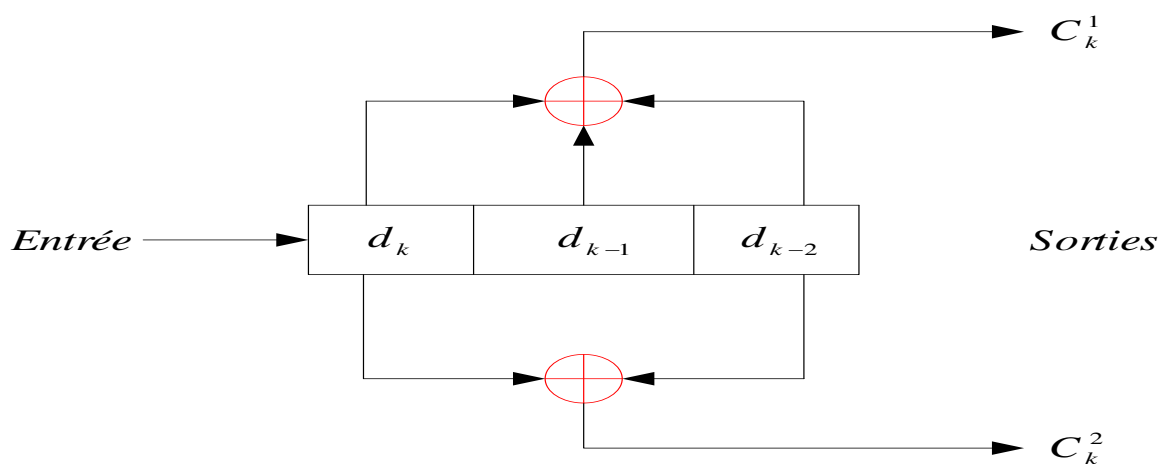


Fig.3.3: Codeur convolutifs ( $R = 1/2$ ,  $K = 3$ )

Supposons que le codeur reçoive le message 1011, les registres étant initialement tous deux à 0.

On constate (fig. 3.4) que la séquence codée devient 11 10 00 01, et que les registres seront finalement à l'état 11.

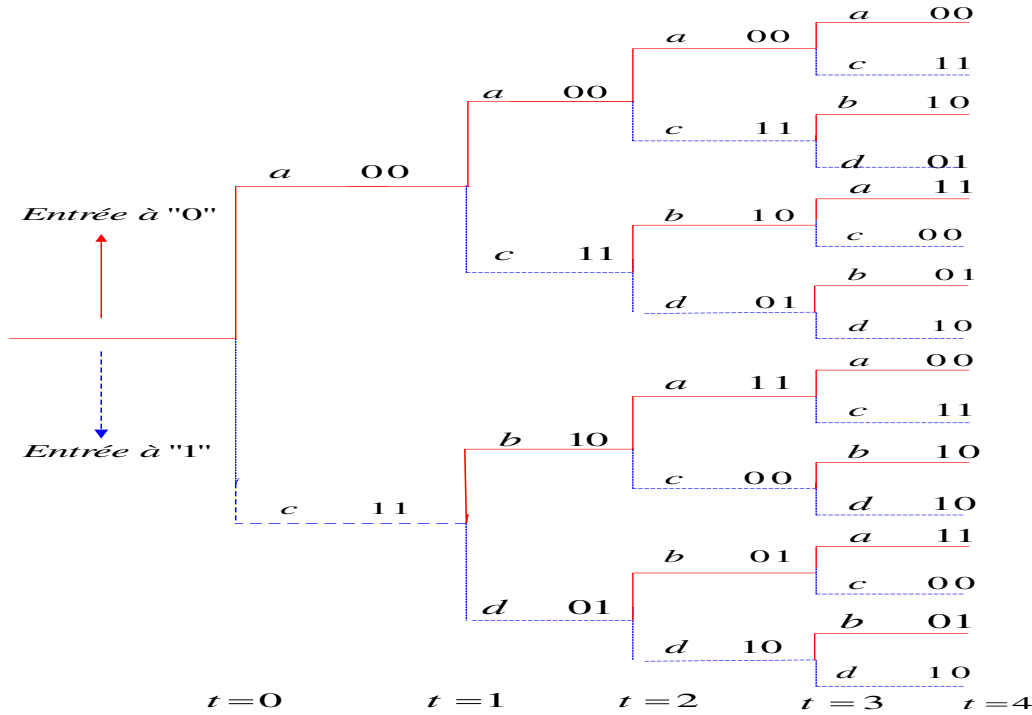


Fig.3.4: Diagramme en arbre du Codeur convolutifs [29]

$$(R = 1/2, K = 3, g_1 = 7, g_2 = 5)$$

On représente le code par un « diagramme des états de transition », donné en (fig. 3.5).

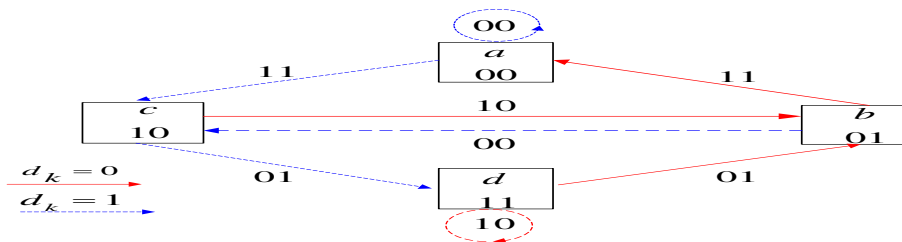


Fig.3.5: Diagramme d'état d'un Codeur convolutifs [29]

$$(R = 1/2, K = 3, g_1 = 7, g_2 = 5)$$

Les cases représentent les différents états des registres, et les flèches les transitions possibles (le premier chiffre correspond au bit d'entrée, les deux autres aux bits de sortie X et Y).

### 3.2.1.2. Diagramme en treillis:

Le diagramme en treillis est un graphe infini dont l'ensemble des sommets (nœuds) est constitué d'une infinité de répliques des états, elle permet de visualiser en fonction du temps,

les évolutions de l'état du codeur. Les transitions entre les différents états sont représentées par des branches qui relient les nœuds. Les nœuds dont la valeur de l'état est identique à une même profondeur sont regroupés et au delà de profondeur  $K-1$ , le treillis es complet On trouve deux branches qui sortant d'un nœud et deux autres qui y convergent. Pour représenter ce diagramme nous allons considérer le codeur de la figure (3.6), en faisant l'hypothèse que l'état initial du codeur est représenté par « 00 ». Les sorties du codeur ( $C_k^1, C_k^2$ ) sont notées sur chaque branche du diagramme. Les branches en trait discontinus signifient que le bit inséré est « 0 », alors que les branches en traits continus nous informent qu'un « 1 » a été inséré. Les deux symboles binaires qui se trouvent près de chaque branche, représentent la séquence de sortie du codeur. L'abscisse représente le temps discrétisé selon l'horloge du débit des symboles d'entrée dans le codeur, et l'ordonnée chacun des états. Après  $m+1$  décalages, quelque soit l'état initiale du codeur, le motif du treillis se répète. De chaque nœud partent  $2^k$  branches, et en chaque nœud convergent  $2^k$  branche (fig. 3.6) [29].

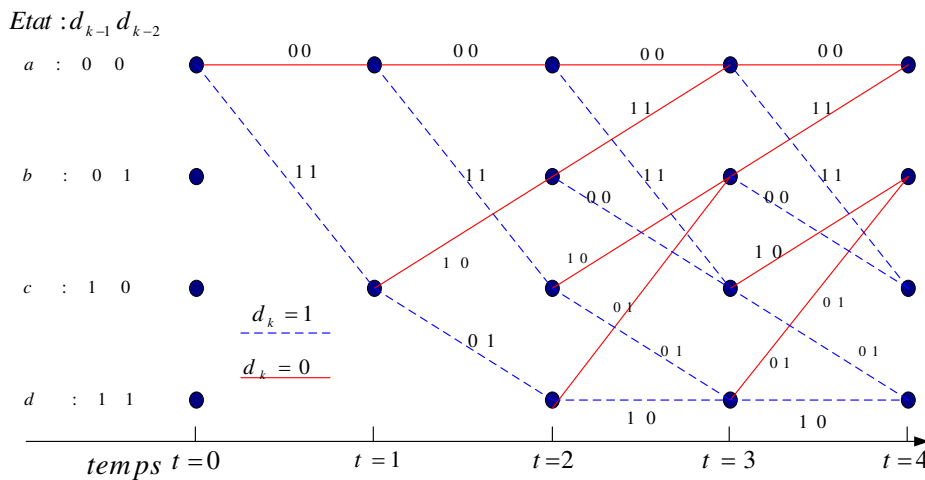


Fig.3.6: Diagramme en treillis d'un Codeur convolutifs  
( $R=1/2, K=3, g_1=7, g_2=5$ )

### 3.3. COFDM:

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono porteurs au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients. Parmi les systèmes utilisant le COFDM, on peut énumérer :

- 1-le Digital Audio Broadcasting qui va bientôt remplacer la radio.



2-le Digital Video Broadcasting qui été adapté à la télévision numérique.

3-HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a pour les réseaux locaux sans fils.

Le schéma –bloc présenté le de principe d'un système COFDM est représenté sur la (figure 4.1). Tout d'abord, un Source d'information : à cette étape interviennent des capteurs pour transformer l'information de sa forme physique (onde sonore, lumière, chaleur...) en un signal électrique. Le signal électrique est ensuite transformé en séquences de bits d'information.

Codage source : cette étape se charge d'enlever la redondance dans les bits d'information et d'effectuer une compression des données [5-29].

Comme il convient de renforcer la protection de bits quand à des erreurs éventuelles, un code convolutifs est utilisé. Le rôle du code convolutifs est de lier les bits entre eux pour retrouver la valeur de chacun cas de transmission erronée.

Dans le cadre de la norme HiperLan/2, le codeur ci-dessus est utilisé. C'est un codeur convolutifs de longueur de contrainte 7. Chaque bit incident va générer 2 bits sortant et sera lié aux 6 bits précédents (la longueur de contrainte est le nombre de registres augmenté d'une unité). Le rendement du codeur est de  $1/2$  puisque pour 1 bit d'entrée, nous avons 2 bits de sortie. Le bit X de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 2, 3, 4 et 7 alors que le bit Y de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1,3 4, 6 et 7 [5-29].

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est souvent utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un rendement  $3/4$ , pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 4 au lieu des 6 bits habituels. Au niveau du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dues au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pourvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau code convolutifs.

En sortie du codeur convolutifs, un entrelaceur fréquentiel est utilisé. L'entrelaceur « éparpille » les bits contenant la même information sur plusieurs porteuses. En pratique, l'entrelaceur est une table qui fait correspondre à chaque bit une position sur une porteuse donnée. S'il y a suffisamment de porteuses fréquentielles indépendantes, il est alors possible de récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Ceci permet de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés. Dans ce contexte, la diversité est apportée par l'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement, Modulation. En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme de symboles tels que BPSK, QPSK, QAM 16 ou QAM 64. En fonction de la taille de la constellation émise, le débit sera modifié [5].

Au niveau du récepteur, le signal reçu, après démodulation FFT, est désentrelacé selon la table de correspondance de l'émetteur. Des métriques tenant compte de la constellation des symboles émis et de l'évanouissement sur chaque porteuse sont alors calculés. Ces métriques sont utilisées par le décodeur de Viterbi pour corriger les erreurs : les bits n'ayant pas subi d'atténuation ou amplifiés auront plus de poids dans le décodage que les bits issus de porteuses à faible gain. Aucune égalisation à proprement dite n'est effectuée et le décodage est un décodage du maximum de vraisemblance grâce à l'algorithme de Viterbi. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur. Mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants. Enfin, en sortie du décodeur.

L'égalisation permet de compenser l'effet du canal alors que le décodage permet d'inverser l'algorithme de codage de l'émetteur. L'opération de codage ne sert qu'à réduire les effets du bruit (en général à distribution Gaussienne) dus aux imperfections du système. Ce découpage du récepteur en deux modules est certes sous-optimal mais a le mérite d'être moins complexe qu'une égalisation/décodage conjointe. Dans le cas du COFDM, égalisation et décodage sont faits de façon conjointe.

**conclusion**

Dans ce chapitre, la technique de modulation à porteuses multiples a été présentée. Un énorme chemin a été effectué depuis 40 ans afin de rendre les modulations multi-porteuses attractives pour le marché des télécommunications sans fils. C'est surtout grâce à la version OFDM (à base de FFT) des modulations multi-porteuses que le décollage a pu avoir lieu en réduisant de façon drastique la complexité des modulateurs. L'OFDM a apporté une solution aux problèmes d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithme de codage/décodage à complexité réduite, elle permet une efficacité spectrale optimale, puisqu'elle résous le problème de sélectivité en fréquence du canal.

## 4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons déterminer les performances des systèmes MIMO COFDM, combinant la multiplicité d'antennes à l'émission et à la réception, Ces systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions hertziennes.

Les simulations respectent les étapes présentées sur le schéma-bloc suivant avec Les paramètres utilisés dans les simulations s'inspirent en grande partie des deux standards de référence : IEEE et HiperLan/2. Le **tableau 4.1** reprend les paramètres par défaut du simulateur.

Les simulations sont divisées en 5 sections correspondant aux chapitres de ce mémoire :

- 1- codage de canal (code convolutive).
- 2- modulation OFDM.
- 3- canal de transmission (l'effet de canal de transmission).
- 4- Nombre d'antenne (capacité d'un canal de transmission, système MIMO).
- 5- Conclusion.

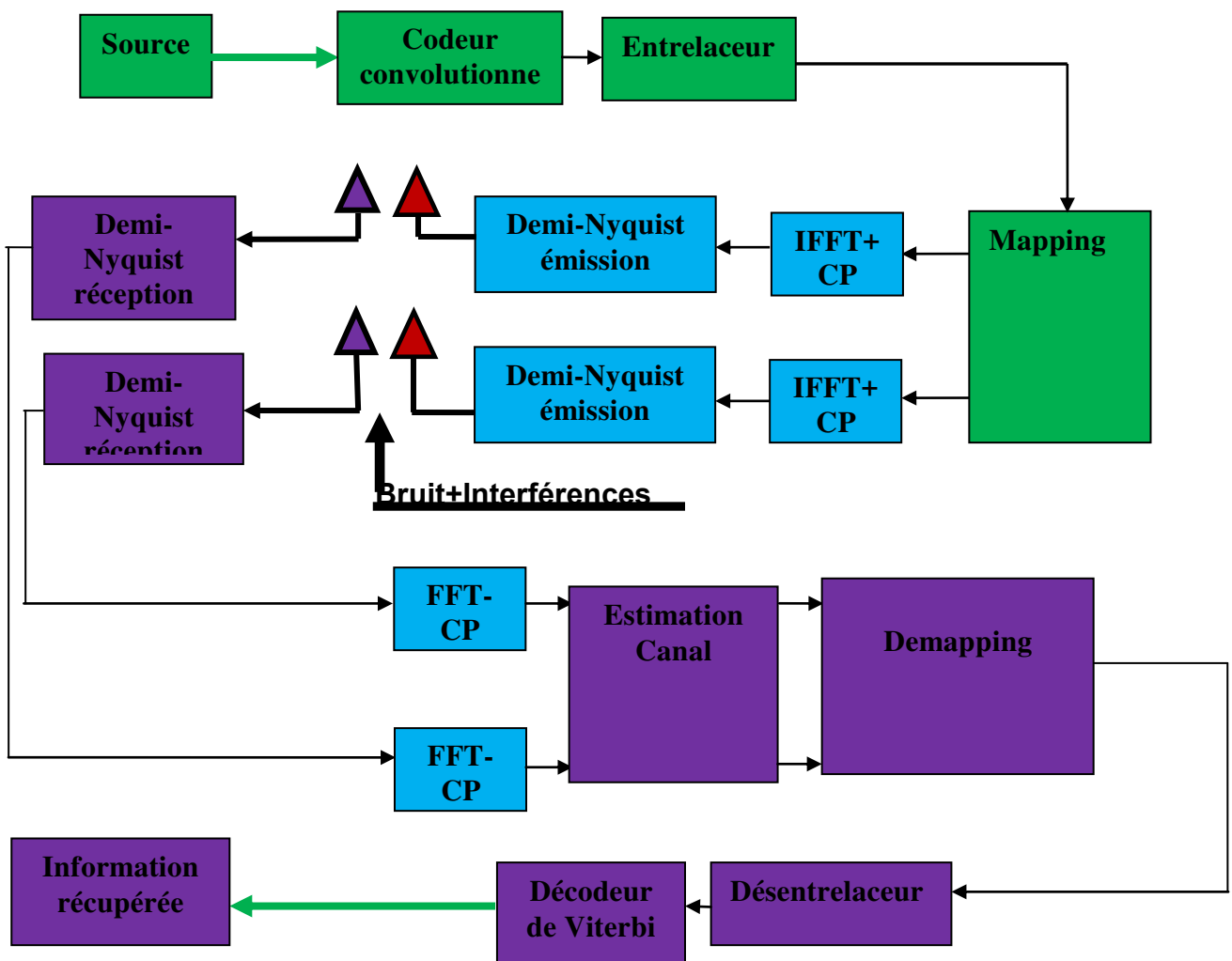


Fig.4.1: Le schéma-bloc

Les paramètres utilisés dans les simulations s’inspirent en grande partie des deux standards de référence : IEEE et HiperLan/2.

| Paramètre                  | Valeur   |
|----------------------------|--|
| Bande passante             | 20MHz  |
| Nombre de sous porteuses   | 16, 64, 128, 256                                       |
| Constellations             | BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM,                            |
| (Nt, Nr)                   | (1,1) ;(1,2) ;(2,1) ;(2,2) ;(3,3) ;(4,4) ;(5,5) ;(6,6) |
| Corrélation entre antennes | 0  |

|  |  |
|--|--|
| <b>Canal de transmission</b>             | <b>Modèle ETSI A (<math>\tau_{\max} = 390\text{ns}</math>, <math>\tau_{\text{rms}} = 50\text{ns}</math>)</b> |
| <b>Préfixe cyclique</b>                  | <b>800ns (avec préfixe cyclique)<br/>0 ns (sans Préfixe cyclique)</b>  |
| <b>Interférences</b>                     | -  |
| <b>Vitesse de déplacement</b>            | <b>0m/s, ou 3m/s (modèle de Jakes)</b>   |
| <b>Connaissance du canal</b>             | <b>parfaite en émission et en réception</b>  |
| <b>Synchronisation<br/>fréquentielle</b> | <b>Parfaite</b>  |
| <b>Synchronisation<br/>temporelle</b>    | <b>Parfaite</b>  |
| <b>Critère de beamforming</b>            | <b>max-mse</b>   |
| <b>Codes correcteurs</b>                 | <b>code <math>\text{\_conv}(R=1/2)</math><br/><br/><b>sans code<math>\text{\_conv}</math></b></b>            |
| <b>Entrelacement</b>                     | <b>Avec entrelaceur<br/><br/><b>Sans entrelaceur</b></b>   |

**Tableau 4.1:** Paramètres du simulateur.

## 4.2. Codage de canal

Les simulations présentées montrent l'importance de codage de canal. La **figure 4.2** illustre le gain résultant de l'utilisation du code convolutionnels de longueur de contrainte  $K=7$  ayant pour séquences génératrices  $(111, 101)_2$ . Un entrelaceur matriciel est appliqué ainsi qu'un poinçonnement pour obtenir les taux de code  $R=1/2$ .

- On observe un gain très important par rapport au système non codé (**voir tab 4.2**).

| Code R=1/2                            | BER                | $E_b/N_0$ en (dB) | R_Mbits_s |
|---------------------------------------|--------------------|-------------------|-----------|
| <b>Avec<br/>code+entrelaceur</b>      | 2.661341 $10^{-1}$ | 0                 | <b>32</b> |
|                                       | 2.873667 $10^{-3}$ | 30                |           |
| <b>Sans code sans<br/>entrelaceur</b> | 4.380194 $10^{-1}$ | 0                 | <b>64</b> |
|                                       | 3.722365 $10^{-2}$ | 30                |           |
| <b>Code sans<br/>entrelaceur</b>      | 5.065255 $10^{-1}$ | 0                 | <b>32</b> |
|                                       | 3.993328 $10^{-3}$ | 30                |           |

Tableau 4.2: comparaison entre la transmission sans code, avec code et code+entrelaceur

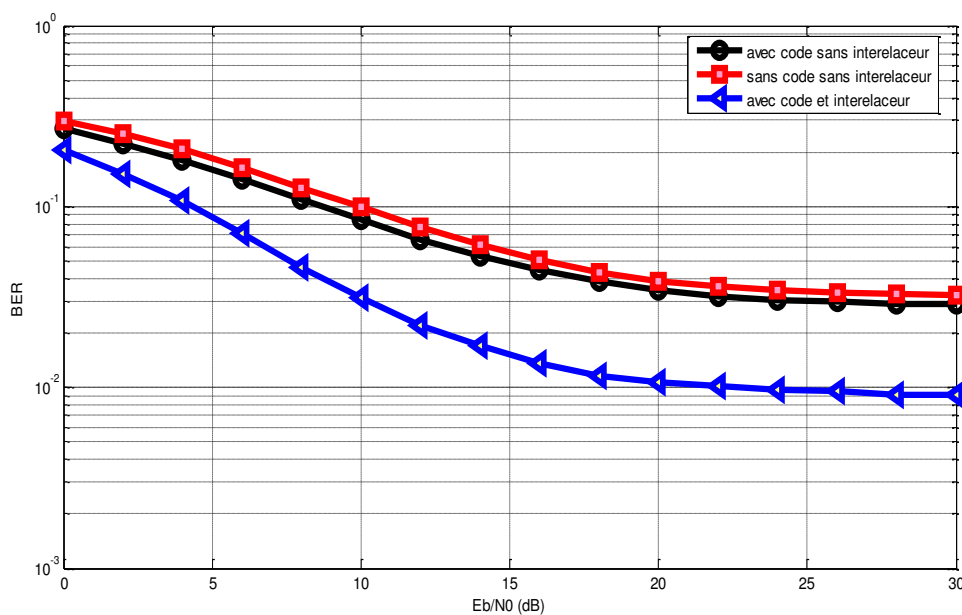


Fig.4.2: Performances du code convolusionnels (avec entrelacement).

La **figure 4.2** présente le gain introduit en concaténant un code convolusionnels soit utilisable ou pas avec une constellation BPSK. On constate un gain sensible à partir d'un certain BER. La contrepartie étant une légère perte de débit utile et un délai supplémentaire du à l'entrelacement.

Avec code le BER en fonction de  $E_b/N_0$  à (30 dB) est inférieure par rapport au système non codé, par contre avec code et entrelacement adapté permettent d'améliorer la qualité de la transmission des donnée sans perte de débit.

### 4.3. Modulation OFDM

#### 4.3.1. Nombre de sous-porteuses

La **figure 4.3** présente les performances pour différents valeurs de N, le nombre de sous porteuses avec une bande passante identique évidemment, voir le **tab 4.3** suivant.

| N   | BER                      | $E_b/N_0$ en (dB) | R_Mbits_s |
|-----|--------------------------|-------------------|-----------|
| 16  | $1.530918 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | 20        |
|     | $4.444016 \cdot 10^{-2}$ | 30                |           |
| 64  | $1.240442 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | 32        |
|     | $3.241356 \cdot 10^{-3}$ | 30                |           |
| 128 | $1.239193 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | 37.6471   |
|     | $5.867517 \cdot 10^{-4}$ | 30                |           |
| 256 | $1.020469 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | 35.5567   |
|     | $9.367404 \cdot 10^{-5}$ | 30                |           |

Tableau 4.3: la comparaison pour différents nombre de sous-porteuses

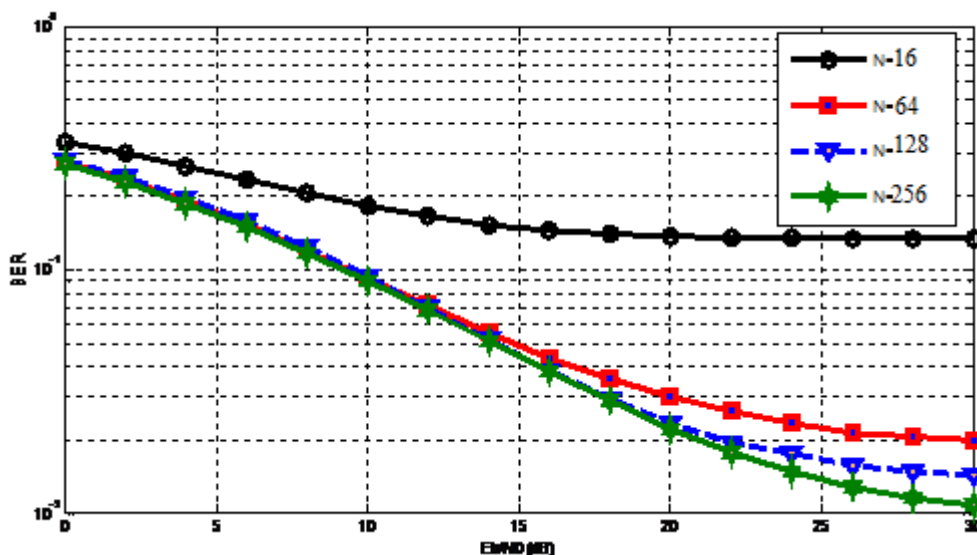


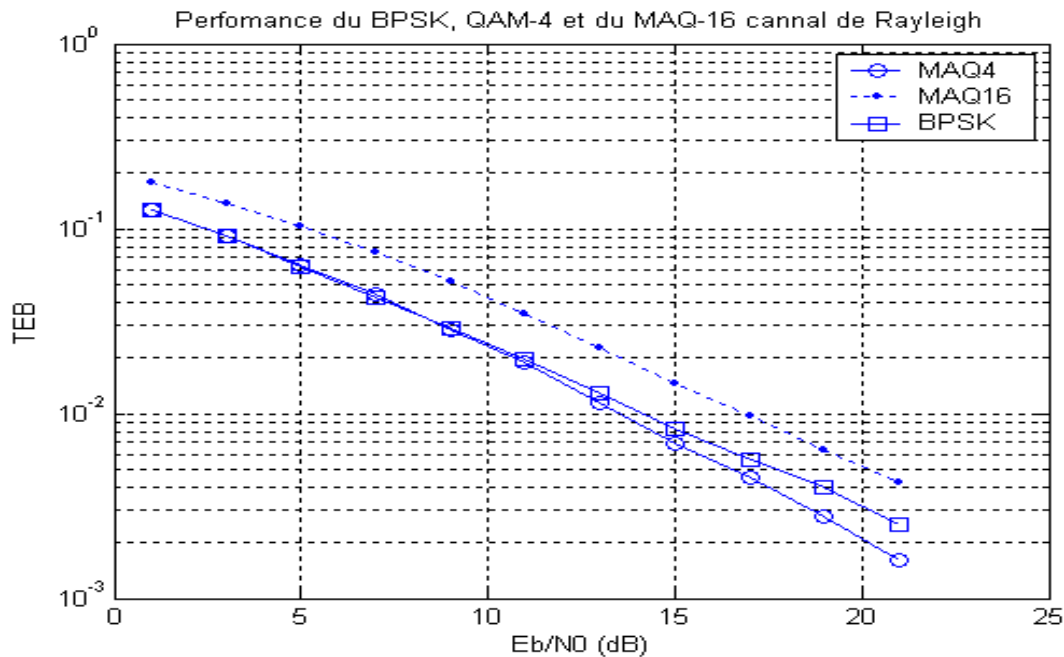
Fig.4.3: influence du nombre de sous porteuses

- On constate que les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous-porteuses augmente. Cependant, augmenter le nombre de sous-porteuses présente certains désavantages. Tout d'abord, un délai plus important et une complexité plus élevée pour la paire IFFT/FFT. Enfin, la durée symbole étant proportionnelle au nombre de sous-porteuse, elle peut devenir significative par rapport au temps de cohérence du canal.
- L'augmentation de nombre de sous porteuse diminuer la largeur de chaque bande de sous porteuse, pour telle façon cette dernière inférieure à la largeur de la bande de cohérence qui amélioré les performances de système OFDM.



### 4.3.2. Taille de constellation

La **figure 4.4** illustre les résultats du TEB en fonction de l' $E_b/N_0$  pour différentes modulations (BPSK, MAQ-4 et MAQ-16). La modulation BPSK et MAQ-4 donnent des résultats très semblables. On note que la valeur du TEB diminue de près de 0.2 dB pour la modulation MAQ-4 par rapport à la MAQ-16, et cela pour une même valeur du  $E_b/N_0$  considérée. Notons tout de même que l'efficacité spectrale du MAQ-16 double.



**Fig.4.4:** Performance des différentes modulations

On constate une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante, exception faite pour le passage d'une constellation BPSK à une constellation QPSK car dans ce cas, les distances sont identiques (la BPSK n'exploitant que la partie réelle alors que les constellations QPSK exploitent également la partie imaginaire).

### 4.3.3. Préfixes cycliques

La **figure 4.5**, montre l'évolution du taux d'erreur binaire par rapport SNR et pour utilisé le préfixes cycliques ou pas.

- On observe un effet de saturation : quand la longueur du préfixe excède la longueur de la réponse impulsionnelle, il n'y a plus d'ISI et l'augmenter encore est inutile et même néfaste en ce sens que le préfixe consomme une partie de la bande passante. On peut noter que la saturation commence avant les 800ns théoriques, (voir **Tab4.4**) suivant.

|                | BER                      | $E_b/N_0$ en (dB) | R_Mbits_s |
|----------------|--------------------------|-------------------|-----------|
| <b>Avec CP</b> | $2.688871 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | <b>64</b> |
|                | $7.873587 \cdot 10^{-3}$ | 30                |           |
| <b>Sans CP</b> | $2.911715 \cdot 10^{-1}$ | 0                 | <b>64</b> |
|                | $3.058511 \cdot 10^{-2}$ | 30                |           |

Tableau 4.4: comparaison entre OFDM sans CP, avec CP

**-Avec préfixe cyclique:** Les performances sont meilleur avec le préfixe cyclique est plus grand que l'étalement de temps de propagation, en même temps on a vu l'absence de IES.

**-Sans préfixe cyclique:** ça montré l'influence de l'insertion de préfixe cyclique pour défèrent type de constellation (N=64).pour la modulation sans préfixe cyclique, le BER et très grande, c'est-à-dire que les points de constellation sont interféré complètement et lorsqu'on ajoute le préfixe cyclique, ce dernier améliore le BER.

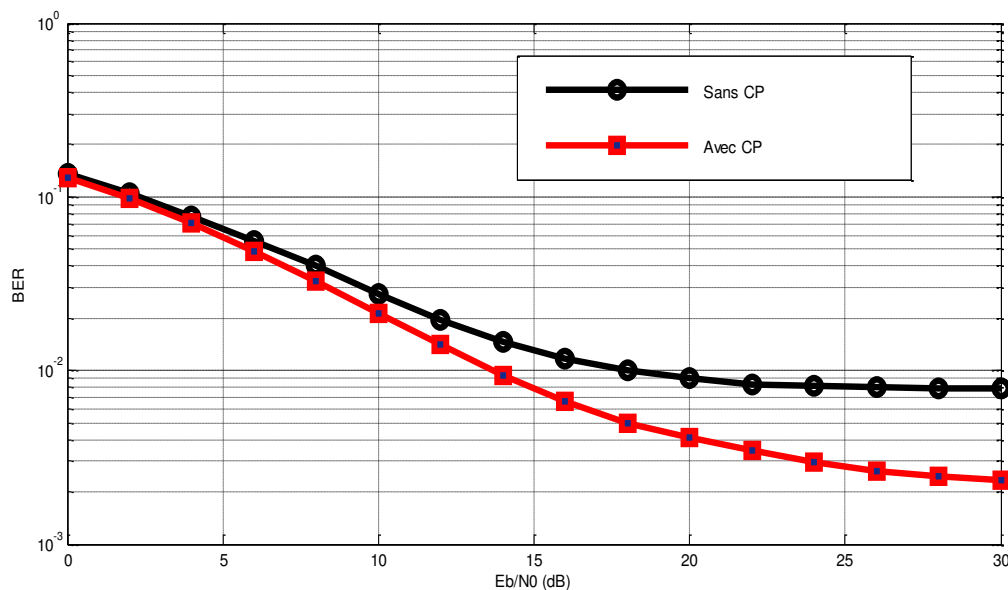


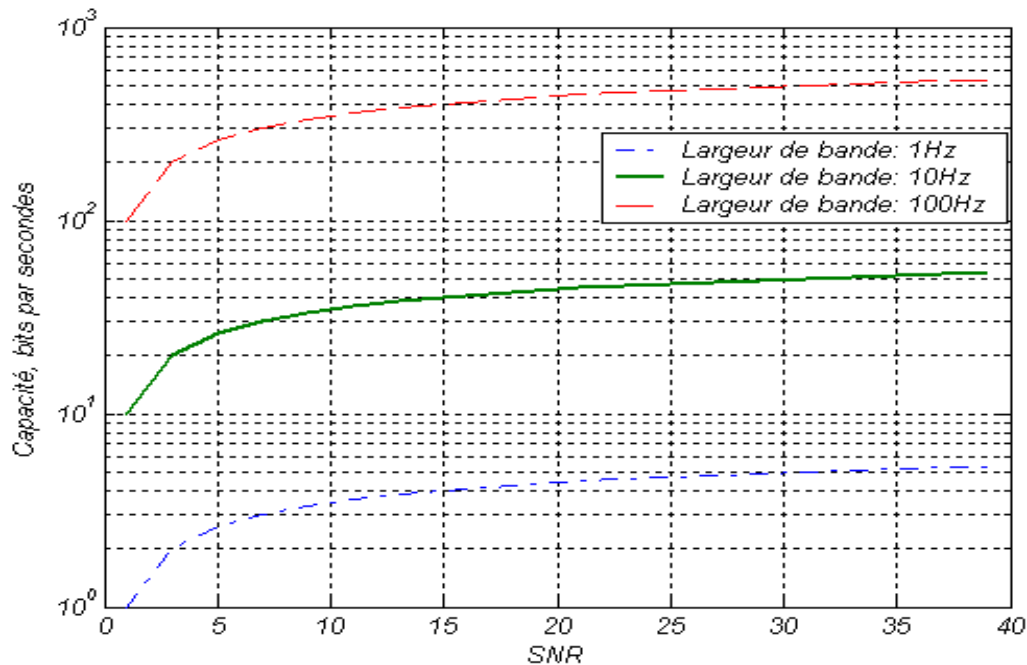
Fig.4.5: influence du de la longueur de préfixe cyclique avec (N=64) et sans préfixe cyclique

#### 4.4. Nombre d'antenne

##### 4.4.1. Capacité d'un canal de transmission

La figure 4.11 illustre la capacité d'une transmission en fonction du SNR ( $P_s/P_B$ ),

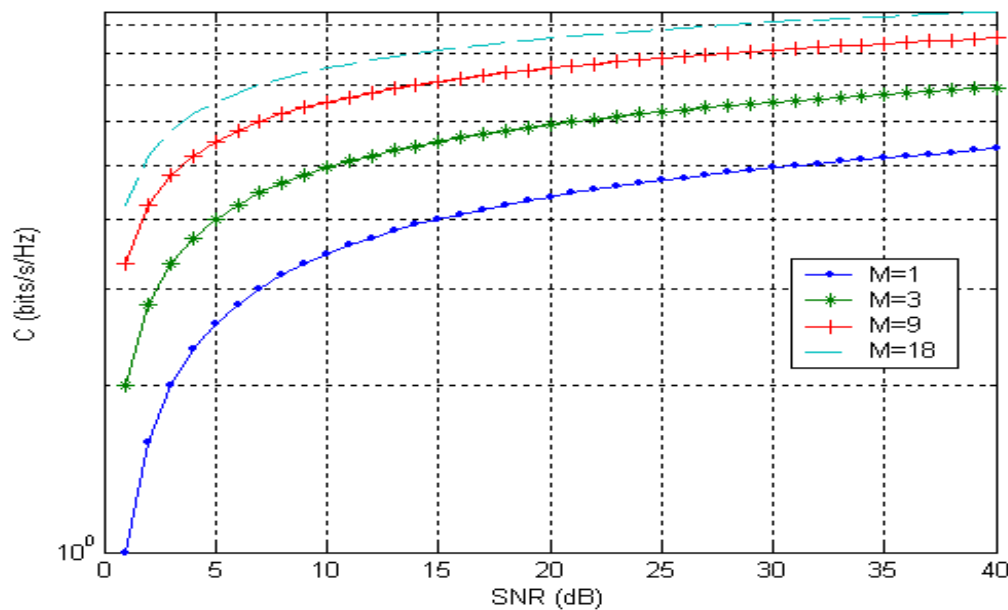
Ainsi, pour transmettre une quantité d'information  $C$  sans erreur il est intéressant d'utiliser soit une large bande  $B$  et un faible rapport  $P_S/P_B$ , soit une bande  $B$  étroite et un fort rapport  $P_S/P_B$ .



**Fig.4.11:** Capacité d'une transmission en fonction du SNR

Dans un système mono-antenne 'SISO' (Single Input Single Output), l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont des solutions pour augmenter le débit de données, est ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes (MIMO : Multi-Input Multi-Output) augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire incontestable. Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO un des domaines les plus attractifs afin de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

La **figure 4.3** illustre la capacité d'un canal de transmission pour un système MIMO pour un canal à évanouissement.



**Fig.4.12:** influence de nombre antenne avec capacité

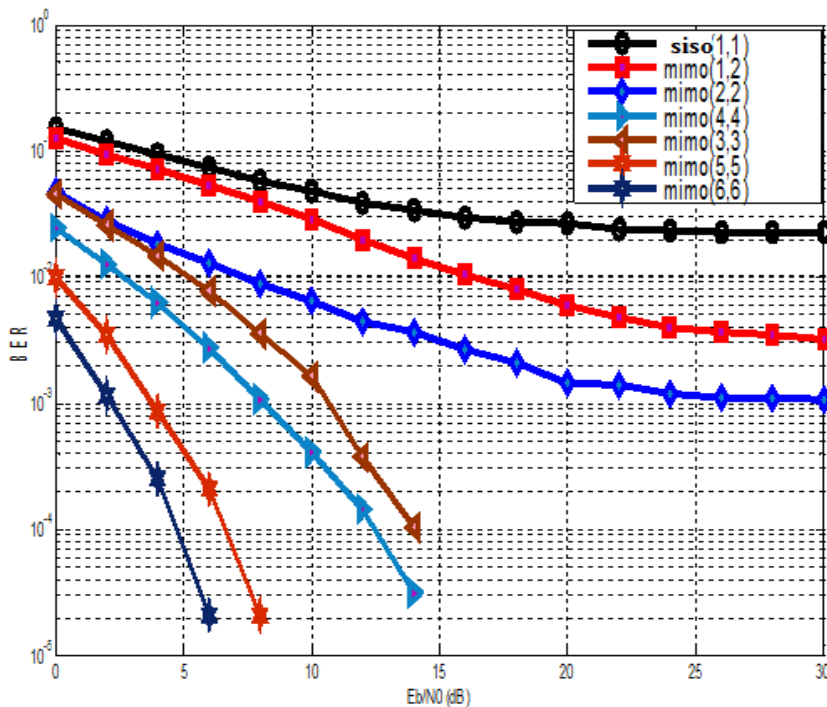
- L'efficacité de rapport signal à bruit  $\frac{E_b}{N_0}$  dans un cas à  $N_r$  antennes de réception est ( $N$  fois le rapport signal à bruit  $(\frac{E_b}{N_0})$  pour le cas d'une seule antenne. Et avec la sélection de diversité, nous constatons que l'amélioration de l'efficacité de SNR n'est pas une amélioration linéaire avec l'augmentation du nombre d'antennes de réception, les rendements diminuent.

#### 4.4.2. Système MIMO

Le développement des applications multimédia sans fil impose la recherche de systèmes toujours plus performants en termes de capacité et d'efficacité spectrale. Cependant, la nécessité de maintenir des coûts de développement raisonnables est une autre contrainte fondamentale qui limite la complexité des systèmes développés. En effet, le meilleur système ne sera pas forcément le plus performant mais celui qui présente le meilleur compromis coût - efficacité. L'intérêt de ces systèmes est qu'on peut relativement déplacer la complexité nécessaire à l'une ou l'autre extrémité de la chaîne de communication pour obtenir une performance souhaitée. Dans le contexte de communication radio mobile, on fixe la complexité des dispositifs mobiles et on augmente quasiment à l'infini la complexité des stations de base peu nombreuses. Ces techniques de diversité permettent aussi d'apporter des modifications sur ces stations de base pour améliorer la performance nécessaire sans avoir besoin de changer les terminaux mobiles. Après la simulation nous avons vu les résultats du BER en fonction  $E_b/N_0$  en dB suivant, avec varie le nombre d'antenne émettrice et réceptrice, comme (**Tab4.5**) suivant :

| <b>Nombre d'antenne<br/>(nTx, nRx)</b> | <b>BER</b>                                 | <b><math>E_b/N_0</math> en dB</b> |
|--|--|-----------------------------------|
| <b>(1,1)</b>                           | <b><math>4.380194 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>3.729540 \cdot 10^{-2}</math></b> | <b>30</b>                         |
| <b>(1,2)</b>                           | <b><math>4.415517 \cdot 10^{-2}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>9.807811 \cdot 10^{-3}</math></b> | <b>30</b>                         |
| <b>(2,1)</b>                           | <b><math>4.405171 \cdot 10^{-2}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>9.77118 \cdot 10^{-3}</math></b>  | <b>30</b>                         |
| <b>(2,2)</b>                           | <b><math>3.795815 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b>0</b>                                   | <b>[20-30]</b>                    |
| <b>(3,3)</b>                           | <b><math>3.226604 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b>0</b>                                   | <b>[18-30]</b>                    |
| <b>(4,4)</b>                           | <b><math>2.353308 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>1.288231 \cdot 10^{-3}</math></b> | <b>10</b>                         |
|  | <b>0</b>                                   | <b>[12-30]</b>                    |
| <b>(5,5)</b>                           | <b><math>2.347386 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>1.558344 \cdot 10^{-4}</math></b> | <b>10</b>                         |
|  | <b>0</b>                                   | <b>[12-30]</b>                    |
| <b>(6,6)</b>                           | <b><math>1.906790 \cdot 10^{-1}</math></b> | <b>0</b>                          |
|  | <b><math>8.31170 \cdot 10^{-5}</math></b>  | <b>10</b>                         |
|  | <b>0</b>                                   | <b>[12-30]</b>                    |

**Tableau 4.5:** comparaison entre la diversité spatial avec différent nombre d'antennes  
Le calcul du TEB en fonction du SNR [dB] s'effectue par l'exécution successive de simulations paramétrées par la valeur  $\sigma$  de la variance de la source de bruit. Les simulations sont réalisées pour différents SNR, allant de 0 dB jusqu'à 30 dB, voir la **figure (4.13)**.

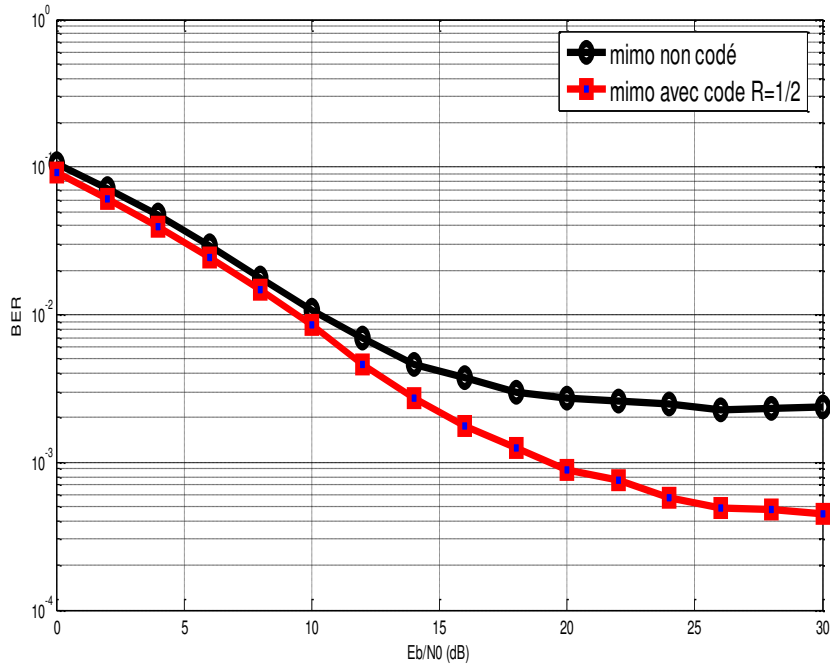


**Fig.4.13:** performance du (TEB) d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ )

- Cette simulation nous calcule le taux d'erreur binaire en fonction de Signal sur Bruit pour différentes valeurs du SNR. On aura un taux d'erreur binaire qui doit diminuer en augmentant le nombre d'antennes à la réception et aussi en diminuant le nombre de symboles à transmettre.

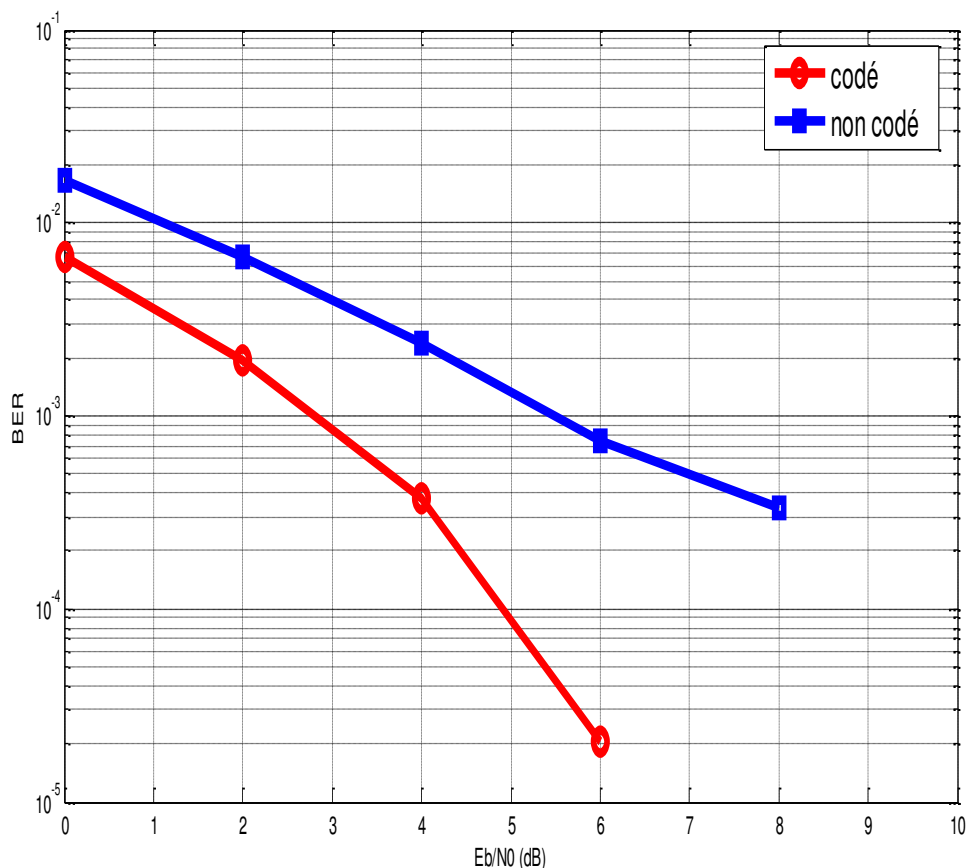
Le **figure (4.11 ; 4.12 ; 4.13)** compare les performances (TEB, "Taux d'Erreur Binaire") d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ ) par rapport aux systèmes SISO, MISO, qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale ( $N_t = N_r = 1$ ). Elle est le résultat d'une simulation où les symboles sont issus d'une constellation QPSK. Rappelons que la puissance totale utilisée est la même dans les trois systèmes, la comparaison est donc équitable. On voit une nette amélioration des performances, en particulier dans le cas MIMO (4,4), (5,5) et (6,6).

Le **figure 4.13** nous montre les résultats de simulation, et a été fait en utilisant la modulation QPSK, on remarque que pour un TEB égale à  $10^{-4}$ , la diversité à 4 antennes et 6 antennes de réception et émission améliore les performances de plus de 10dB.



**Fig.4.14:** performance du (TEB) d'un système MIMO(2,2) codé et non codé

La **figure (4.14)** nous montre les résultats de simulation, et a été fait en utilisant la modulation QPSK, on remarque que pour un TEB égale à  $10^{-2}$ , la diversité à 2 antennes et 2 antennes de réception et émission du système codé améliore les performances de plus de 10dB.



**Fig.4.15:** performance du (TEB) d'un système MIMO(4,4) codé et non codé

-La **figure (4.15)** nous montre les résultats de simulation, et a été fait en utilisant la modulation QPSK, on remarque un gain très important entre système non codé et codé, puisque par rapport le système codé TEB égale à  $10^{-4}$ , la diversité à 4 antennes et 4 antennes de réception et émission améliore les performances de plus de 10dB.

#### 4.4.2.1 Les performances du (TEB) pour les systèmes SISO et MIMO

Le calcul du TEB en fonction du SNR [dB] s'effectue par l'exécution successive de simulations paramétrées par la valeur  $\sigma$  de la variance de la source de bruit. Les simulations sont réalisées pour différents SNR, allant de -2 dB jusqu'à 12 dB. Comme le montre la **figure (4.20)**.

La **figure (4.20)** compare la performance (TEB, "Taux d'Erreur Binaire ") d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ ) par rapport aux systèmes SISO qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale ( $N_t = N_r = 1$ ). Elle est le résultat d'une simulation où les symboles « s » sont issus d'une constellation BPSK. Rappelons que la puissance totale utilisée est la même dans les trois systèmes ; la comparaison est donc équitable. On voit une nette amélioration des performances, en particulier dans le cas **MIMO (4,4)**.



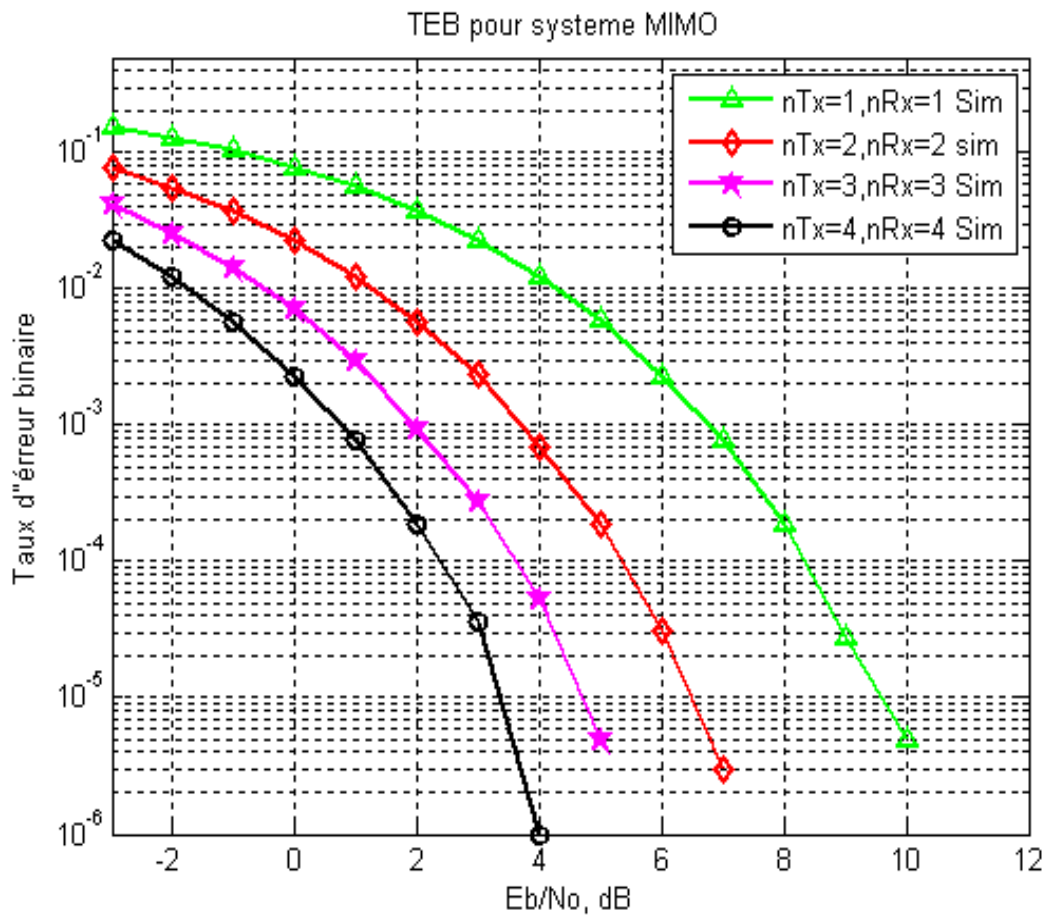


Fig.4.16: performance du (TEB) d'un système MIMO ( $N_t, N_r$ ) par rapport aux systèmes SISO.

## Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous avons simulé plus particulièrement l'intérêt du codage convolutive dans un système MIMO OFDM.

Dans tous les cas, on constate que le gain de codage par rapport à la modulation OFDM. On s'est ensuite intéressé au codage de canal et plus particulièrement aux codes convolutionnels. Nous avons également montré le gain apporté par le code convolutionnels. Il faudrait cependant étudier si ce gain peut justifier la perte de débit utile et surtout le délai supplémentaire introduit par l'entrelaceur et nous avons évalué ses performances en termes de taux d'erreurs binaires, pour le canal de Rayleigh, nous avons montré, à partir de ces simulations que l'insertion de cyclique préfixe (CP) permettait d'obtenir des meilleurs résultats en terme de rapport signal à bruit.

L'OFDM apparait comme une bonne solution pour les trajets multiples, et présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation.

Donc et ceci à lieu dans le cas où les différents éléments fondamentaux sont correctement sélectionnés : Nombreuses porteuses orthogonales, intervalles de garde, constellation et des bonnes informations sur l'état du canal.

Et nous avons essayé d'étudier la capacité des systèmes MIMO qui augmente linéairement avec le nombre d'antennes d'émissions et de réceptions ( $N_{Tx}$ ,  $N_{Rx}$ ).

## **Conclusion générale et perspectives**

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la combinaison d'un système MIMO et d'une modulation OFDM codé avec code convolutionnel dans un environnement de type WLAN.

Nous avons étudié plus particulièrement le schéma –bloc qui est d'une grande simplicité mais dont l'inconvénient principal est de nécessiter la connaissance du canal en émission.

Nous avons commencé par étudier le canal de transmission et ses influences sur les performances des systèmes proposés. En particulier, nous avons pu constater le grand intérêt de la diversité spatiale. Tout en réduisant les niveaux de puissance, la diversité spatiale permet des gains très importants en termes de taux d'erreur. On a noté une symétrie dans les performances : un système  $M \times N$  a les mêmes performances qu'un système  $N \times M$ . Nous avons vu également qu'à nombre d'antennes total donné, il est préférable de choisir une configuration symétrique :  $M = N$ . On s'est intéressé aux caractéristiques propres à la modulation OFDM. L'intérêt du préfixe cyclique a été mis en évidence. On a pu également constater une grande sensibilité aux offsets fréquentiels, ce qui requiert nécessairement d'effectuer une synchronisation et l'était consacrée au design des poids de beamforming et aussi abordé différents critères ont été étudiés. Le critère max-mse qui minimise le maximum des MSE parmi toutes les sous-porteuses présente le meilleur compromis complexité/taux d'erreur.

Ce critère doit donc plutôt être considéré comme une référence. Nous avons également vu que la complexité du calcul des poids peut être fortement réduite en assignant les mêmes poids à plusieurs sous-porteuses pourvu que la bande de cohérence soit suffisamment large.

Dans ce travail, nous nous sommes limités à un système où toutes les sous-porteuses ont la même constellation. Il conviendrait d'évaluer si le gain éventuel d'une modulation adaptative (des constellations différentes) peut justifier le surcroît de complexité.

On est ensuite intéressé au codage de canal et plus particulièrement aux codes convolutionnels. Nous avons également montré le gain apporté par le code convolutionnel ( $R=1/2$ ). Il faudrait cependant étudier si ce gain peut justifier la (légère) perte de débit utile et surtout le délai supplémentaire introduit par l'entrelaceur.

En somme, les systèmes MIMO-COFDM joueront certainement un rôle majeur dans les futurs systèmes de communication. Le beamforming conjoint est d'une grande simplicité mais son talon d'Achille est la nécessité de disposer de la connaissance du canal en émission ce qui limite son application aux systèmes locaux ou la mobilité est limitée. Son "concurrent", le codage spatio-fréquentiel, ne nécessite pas cette connaissance ce qui permet de l'envisager également pour les systèmes mobiles cellulaires.

# *Bibliographie*

- [1] **C. E. Shannon.** A Mathematical theory of communication. Bell Systems Technical Journal, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [2] **R. Gautier, G. Burel, J. Letessier, and O. Berder.** Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy. In Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, volume 1, pages 626–630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.
- [3] **John G. Proakis.** Digital communications. McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [4] **H. Bölcskei and A. J. Paulraj.** The Communications Handbook, chapter Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems. CRC Press, 2001.
- [5] **B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou.** Coded orthogonal frequency division multiplex. IEEE Proceedings, 83(6):982–996, 1995.
- [6] **G. Burel, C. Boudier, and O. Berder.** Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. In Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), volume 1, pages 236–239, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [7] **O. Berder, C. Boudier, and G. Burel.** Identification of frequency hopping communications. In Proceedings of WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC), pages 3851–3856, Vouliagmeni, Greece, July 2000.
- [8] **R. G. Vaughan.** Polarization diversity in mobile communications. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 39:177–186, August 1990.
- [9] **V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, and R. Bianchi.** An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17(7):1205–1211, July 1999.
- [10] **W. C. Jakes.** Microwaves mobile communications. McGraw-Hill, New-York, 1982.
- [11] **A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton.** Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture. IEEE Transactions on Signal Processing, 48(2):583–586, February 2000.

- [12] **A. Wittneben.** Basestation modulation diversity for digital simulcast. In Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'91), pages 848–853, May 1991.
- [13] **N. Seshadri and J. H. Winters.** Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitted antenna diversity. *International Journal of Wireless Information Networks*, 1(1):49–59, January 1994.
- [14] **I. E. Telatar.** Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [15] **G. J. Foschini and M. J. Gans.** On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998.
- [16] **D. Gesbert and J. Akhtar.** **Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless system.** *Telektronikk Telenor Journal*, January 2002.
- [17] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank.** Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.
- [18] **S.M. Alamouti.** A simple diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [19] **O. BERDER,** « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes ».décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale.
- [20] **L. COLLIN,** « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale »,17 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale, page 31-38
- [21]. **Special issue on blind systems identification and estimation.** *IEEE Proceedings*, 86, 1998.
- [22] **H. B'olcskei and A.J. Paulraj,** “Space-Frequency coded broadband OFDM Systems,” *IEEE WCNC 2000*, Chicago (Il.), USA, September 2000.
- [23] **A.P. Iserte, A.I. Perez-Neira, D.P. Palomar, and M.A. Lagunas,** “Power allocation techniques for joint beamforming in OFDM-MIMO channels,” *Proceedings EUSIPCO 2002*, (Toulouse, France), September 2002.
- [24] **J. Yang and S. Roy,** “On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output (MIMO) transmission systems,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 12, pp. 3221-3231, December 1994.

[25] **A.P. Iserte, A.I. Perez-Neira, D.P. Palomar, and M.A. Lagunas**, "Power allocation techniques for joint beamforming in OFDM-MIMO channels," Proceedings EUSIPCO 2002, (Toulouse, France), September 2002.

[26] **H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj**, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, No. 12, pp. 2198-2206, December 2001.

[27] **S.TRAVERSO**, 'transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes de multiplexage sur canal sélectif en fréquences', Nov, 2007, thèse université de Cergy Pontoise. <http://publi-etis.ensea.fr/2007/Tra07>.

[28] **S.DOUKALI**, 'Estimation du canal pour un système OFDM' juin, 2007. Mémoire Ingénieur, Université Djilali Liabés de Sidi Bel Abbès.

**[IEEE] :**

**[IEEE1999] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications ; Highspeed Physical Layer in the 5 GHz band", IEEE Std 802.11, 1999.**

**[IEEE2003] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications ; Amendment 4 : Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band", IEEE Std. 802.11, Jun. 2003.**

**[IEEE2006] PortailWeb de l'Association IEEE, [http](http://www.ieee.org) .**