

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 :

**Évaluation de la capacité et des performances des
canaux d'un système MIMO-COFDM pré-codé DHT
avec une grande constellation**

Réalisé par :

Mr.Zerrouki Mohammed Amin

Mr.Cherabrab Youssouf

Encadré par :

Mr.*Sadouki Bouamama Ridha*

Année Universitaire: 2019/2020

Remerciements

Au terme de ce mémoire , je tiens à remercier tout naturellement en premier lieu dieu le tout puissant qui m'a donné la force , le courage et la patience de bien mener ce travail .

*je remercie mon promoteur , monsieur **SADOUKI BOUAMAMA Ridha** pour son aid ,ses conseils et ses remarques pertinentes .*

Mes remerciements s'adressent également à monsieur le président de jury et les membres de jury d'avoir accepter d'assister à ma soutenance et de juger ce modeste travail .

Je tiens à remercier . également tout les enseignants qui ont contribués à ma formation

Dédicaces

Au nom d'ALLAH le miséricordieux

Je dédie ce travail.

A la mémoire de mon père.

A la mémoire de ma grande mère.

A la mémoire de mes amis.

A ma mère.

A tous les membres de ma famille.

A tous l'enseignant de département de Génie électrique

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 différents canaux qui existent et aussi la différente façon de diversifier le signal (temps, fréquences, spatiale...) et on va parler des codes correcteurs d'erreur (code convolutif et le décodage Viterbi), avec L'OFDM permet d'utiliser la diversité fréquentielle, donc les performances de systèmes étudiés exploitent les trois diversités (temporelle, fréquentielle, 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.

الخلاصة:

الرسالة تركز على دراسة الأداء المختلف لنظام يستخدم هوائيات متعددة للإرسال واستقبال (الإدخال والإخراج المتعدد) مع التلايف لتصحيح الترميز. في العقود الأخيرة، حيث أصبحت طلبات الشبكات المحلية اللاسلكية أكثر تجاوب، و بالتالي ضرورة إيجاد طريقة إرسال جيدة النوعية للمعلومات أكبر الإرسال من حيث الحجم المعلومات و اقل ضرر على جميع المستويات الحديثة لذلك، تواجه عدة مهندسين لتصميم أنظمة الاتصالات اللاسلكية مع العديد من التحديات و المواجهات، من بينها نذكر نطاق التردد المحدود من القناة، والاختلافات المعقدة للبيئة. حيث التركيز على تقنيات التنوع وعلى الأخص التقنيات التنوع المكاني الفعال جدا في الحد من آثار هذه المشاكل على أداء الأنظمة اللاسلكية، وسوف نتحدث عن نظم الاتصالات وقنوات مختلفة موجودة وكذلك طريقة مختلفة لتنويع إشارة (الوقت والتردد والمكاني...) ونحن سوف نتحدث عن طريقة الترميز والتشفير لتصحيح الخطأ، مع موجات كهرومغناطيسية يمكن استخدامها لنطاق الترددات، وبالتالي فإن أداء أنظمة التشغيل ثلاثة لدراسة التنوع (الزمني والترددي، والفضائي). و في الأخير سوف نرى ذلك على ماتلاب حيث نقوم بالمقارنة النتائج النظرية مع التطبيقية التي تسمح لتقييم أداء النظام.

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.

Table des matières

Table des matières

Introduction général

• **Chapitre 1 : Généralité de communications numériques**

1.1 introduction	4
1.2 Chaîne de transmission numérique	4
1.3 Définition d'un signal en bande de base	7
1.4 Modulations numériques	8
1.4.1 Modulations numériques classiques	9
1.4.2 Modulation d'amplitude en quadrature	10
1.5 Canaux de transmission	13
1.5.1 Canal binaire symétrique	13
1.5.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	14
1.5.3 Canal à évanouissements	15
✓ 1.5.3.1 Définition de l'étalement temporel	15
✓ 1.5.3.2 Effet Doppler	16
✓ 1.5.3.3 Canal à trajets multiples	17
1.5.4 Notion de taux d'erreur	19
✓ 1.5.4.1. Résultats de simulation des modulations numériques	19
1.6 Quelques rappels sur la théorie de l'information	19
1.7 La notion de diversité	20
1.7.1 Diversité temporelle	20
1.7.2 Diversité fréquentielle	21
1.7.3 Diversité de polarisation	22
1.7.4 Diversité spatiale	22
1.8 Conclusions	24

• Chapitre 2 : Généralité sur les systèmes MIMO

2.1 introduction	25
2.2 Modèle de système	26
2.3. Définition de la capacité du canal	29
2.4. Gain en multiplexage	29
2.5. Capacité des canaux	31
2.5.1 La capacité d'un canal SISO	32
2.5.2 Capacité du canal SIMO	32
2.5.3 Capacité du canal MISO	33
2.5.4 Capacité du canal MIMO	34
2.5.5 Canaux virtuel	35
2.5.6 Connaissance du canal à l'émission	36
2.6 Conclusions	39

• Chapitre 3 : Codage et la modulation(C_OFDM)

3.1 La modulation multiporteuse OFDM	40
3.1.1 Introduction	40
3.1.2 Multiplexage fréquentiel	40
3.1.3 Le système série et le système parallèle	42
3.1.4 Principe général de l'OFDM	42
3.1.5 Utilisation de l'intervalle de garde	43
3.1.6 Modulation et démodulation d'OFDM en utilisant la FFT	44
3.1.7 Applications de l'OFDM	45
✓3.1.7.1 Radiodiffusion Numérique (DAB)	45
✓3.1.7.2 Télévision Numérique	46

Table des matières

3.1.8 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM	46
3.1.9 Utilisation l'OFDM	46
3.1.10 Demi-Nyquist émission	46
✓3.1.10.1 Introduction	46
3.1.11 Beamforming adaptatif conjoint	47
✓3.1.11.1 Introduction	47
✓3.1.11.2 Modèle du système	48
✓3.1.11.3 Critères de beamforming	49
✓3.1.11.3.1 Critères basés sur le MSE	49
1. SUM-MSE	50
2. PROD-MSE	50
3. MAX-MSE	50
3.2 COFDM	51
3.3 Conclusion	53
• Chapitre 04 : Simulations	
4.1 introductions	55
4.2-Codage de canal	58
4.3-modulation OFDM	59
4.3.1 Nombre de sous-porteuses	59
4.3. 2 Taille des constellations	60
4.3.3 Préfixe cyclique	61
4.4- Beaforming	63

Table des matières

4.4.1 Critères de Beamforming	63
4.5- Nombre d'antenne	64
4.5.1 Système MIMO	64
4.6 Conclusion	69
Conclusion générale et perspectives	70
Les annexes	
Bibliographie	

Table des figures

Chapitre 01 :

Fig. 1.1 : chaine de transmission numérique	6
Fig.1.2 : Représentation physique d'un train d'information binaire.....	8
Fig. 1.3 : Constellations pour modulations MAQ-E	12
Fig. 1.4 : Description d'un canal binaire symétrique.....	12
Fig. 1.5 : Diagramme du canal binaire symétrique.....	14
Fig. 1.6 : Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets	16
Fig. 1.7 : densité de probabilité de la distribution de Rayleigh	18
Fig. 1.8 : Système linéaire variant dans le temps avec canal et bruit additif gaussien.....	19
Fig.1.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.....	21
Fig.1.10 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels	22

Chapitre 02 :

Fig. 2.1 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO	25
Fig.2.2 : représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.....	28
Fig.2.3 : capacité dans un système MIMO ($N_t=N_r=M$), sans puissance de transmission	30

Table des figures

Fig.2.4 : Capacité d'une transmission en fonction de SNR et de la bande de Fréquence	31
Fig.2.5 : Système SISO	32
Fig.2.6 : Système SIMO	33
Fig.2.7 : Système MISO	33
Fig.2.8 : Décomposition du canal MIMO	34
Fig.2.9 : Pré-traitement et post-traitement du canal MIMO	35
Fig.2.10 : m canaux indépendants du système MIMO	35
Fig.2.11 : Système MIMO	36
Fig.2.12 : L'évolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne.....	38

Chapitre 03 :

Fig. 3.1 : Principe général de la technique OFDM	41
Fig. 3.2 : Schéma du système MIMO-OFDM beamforming conjoint	48

Chapitre 04 :

Fig. 4.1 : Le schéma-bloc.....	56
Fig. 4.2 : Performances du code convolutionnels (avec entrelacement)	58

Table des figures

Fig. 4.3 : influence du nombre de sous porteuses.....	60
Fig. 4.4 : Performance des différentes modulations.....	61
Fig.4.5 : influence du de la longueur de préfixe cyclique avec (N=64) et sans préfixe cyclique.....	62
Fig.4.6 : Performances des critères de Beamforming.....	63
Fig.4.7 : performance du (TEB) d'un système MIMO	65
Fig. 4.8 : performance du (TEB) d'un système MIMO(2,2) codé et non codé.....	66
Fig. 4.9 : performance du (TEB) d'un système MIMO(4,4) codé et non codé.....	67
Fig.4.10 : la réception à diversité dans une liaison sans fil(1,1), (1,2), (1, Nr).....	68

Liste des tableaux :

• Chapitre 04 : Simulations

Tab4.1 : Paramètres par défaut du simulateur 57

Tab 4.2 : comparaison entre la transmission sans code, avec code et code+entrelaceur.....58

Tab 4.3 : la comparaison pour différents nombre de sous-porteuses.....59

Tab 4.4 : comparaison entre OFDM sans CP, avec CP.....62

Tab 4.5 : comparaison entre la diversité spatial avec différent nombre d'antenne.....64

Liste des acronymes et abréviations

- **ADSL** : Assymetric Digital Suscriber Line
- **ASI** : Annulation Successive d'Interférences
- **BBAG** : Bruit Blanc Additif Gaussien
- **BLAST** : Bell Labs Layered Space-Time
- **CDMA** : Code Division Multiple Access
- **COST** : Coopération européenne pour la recherche Scientifique et Technique
- **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
- **GPRS** : Global Packet Radio Service
- **GSM** : Global System for Mobile communications
- **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** : Multiplexage à Division de Fréquences Orthogonales
- **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
- **UMTS** : Universel Mobile Télécommunications System

Liste des acronymes et abréviations

- **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
- **SMS** : Simple Message Service

Notion mathématiques

a	Scalaire a
A	Matrice A
A^T	Matrice transposée de A
A*	Matrice transposée conjuguée de A
A^t	Pseudo-inverse de A
a_n	Atténuation du n^e trajet
B_c	Largeur de bande de cohérence du canal
B_s	Largeur de bande du signal
B_m	Étalement fréquentiel du signal
E_b/N₀	Rapport signal sur bruit par élément binaire
ε	Espérance mathématique
F	Matrice de pré -codage
G	Matrice de décodage
H(X)	Entropie de X
I_n	Matrice identité de taille n
I(x,y)	Information mutuelle de X et Y
n_T	Nombre d'antennes d'émission
n_R	Nombre d'antennes de réception

Notion mathématiques

T_b	Période de bit
T_s	Période symbole
s	Vecteur de symboles émis
b	Vecteur de bruit gaussien additif
D_b	Débit binaire
$P(X)$	Densité de probabilité de x
$P_r(.)$	Probabilité
P_0	Puissance totale du signal à l'émission
P_R	Puissance moyenne reçue sur chaque antenne
γ_r	Rapport signal sur bruit moyen sur chaque antenne de réception
C	Capacité du canal de transmission
B_c	Bande de cohérence

A red speech bubble with a black outline, containing the text 'Introduction Générale' in white. The bubble has a pointed tail at the bottom left.

**Introduction
Générale**

1. Introduction Générale :

Depuis quelques années, la technologie numérique complète l'ensemble 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, la majorité de la population, Disposent d'un téléphone portable, et le 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

Au niveau technologique cependant, les opérateurs ont du mal à suivre la demande exponentielle des utilisateurs. L'explosion du marché des mobiles, sa croissance soutenue et l'apparition de nouveaux services amènent les réseaux GSM actuels à leur limite. Le débit de 9,6 Kbits/s, défini à l'origine, est insuffisant pour couvrir les nouveaux besoins de transferts de données et constitue un frein à la diffusion de contenus multimédias.

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 des principales raisons qui expliquent ce délai est la volonté des constructeurs d'intégrer les toutes nouvelles technologies permettant d'augmenter sensiblement l'efficacité spectrale des systèmes mobiles.

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 (Multi-Input Multi-Output), ont le potentiel d'augmenter Considérablement la capacité des transmissions hertziennes et, s'ils existent depuis

1. Introduction générale

plus d'une décade, connaissent un net regain d'intérêt. Plusieurs architectures ont ainsi été développées parallèlement, allant du multiplexage spatial aux codes spatio-temporels, et proposant toutes une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmission. Cependant, cette technologie multi-antennes ne fonctionne pas dans tous les milieux, et doit respecter bon nombre de contraintes. Elle est de plus en plus en pleine expansion, et les innovations affluents. Ce travail a donc pour objectif d'une part de lever quelques restrictions propres à ces systèmes spatio-temporels, et d'autre part d'optimiser leurs performances. Ce mémoire 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 **Le douzième 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 représente la partie codage correcteur d'erreur, nous rappelons notamment les principes de base du codage convolutifs, les différentes méthodes de représentations, et enfin le décodage selon l'algorithme de Viterbi. est une introduction aux modulation multiporteuse, et en particulier, la modulation OFDM ainsi leur avantage et l'inconvénient, et la présente les méthodes employée pour les systèmes OFDM ,et avec les caractéristiques principale est que la modulation OFDM qui utilise un préfixe cyclique ou zéro padding qui donne la possibilité de lutter contre l'interférence entre symbole(IES). Mais par contre, il amène une perte d'efficacité spectrale .en ensuit la notion de l'étalement de temps de propagation du canal, et la description de quelques canaux sélectifs en fréquence.

1. Introduction générale

Et on parlera des antennes en générale en donnera aussi la définition et de diversité et avoir et donnera le BER en fonction de SNR avec différent paramètre à changer. Ensuite vient la modulation OFDM et MIMO-OFDM, et démontrera des formules à la façon de générer un bloc OFDM et la façon aussi d'égaliser le canal de transmissions.

Propose d'associer de la modulation multiporteuse, et OFDM utiliser pour la sélection d'antenne au niveau de récepteur (MIMO-OFDM) avec beamforming adaptative conjoint et celui le plus performance.

Nous proposons dans le **quatrième chapitre décrire** une simulation des systèmes multi-antennes 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 ($T_E B/N_e$) avec la modulation OFDM, codé par code convolutive.

Finalement, nous tirons quelques conclusions sur les systèmes multi-antennes, avant d'offrir quelques perspectives à ce travail.

A large red speech bubble with a black outline, pointing downwards. The text is centered within the bubble.

Chapitre 01

Généralités de communication

numérique

Chapitre 1

Généralité de communications numériques

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 ce 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 données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Nous ne nous intéresserons pas dans ce mémoire au codage de canal, et considérerons 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 [2].

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 [3]. 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).

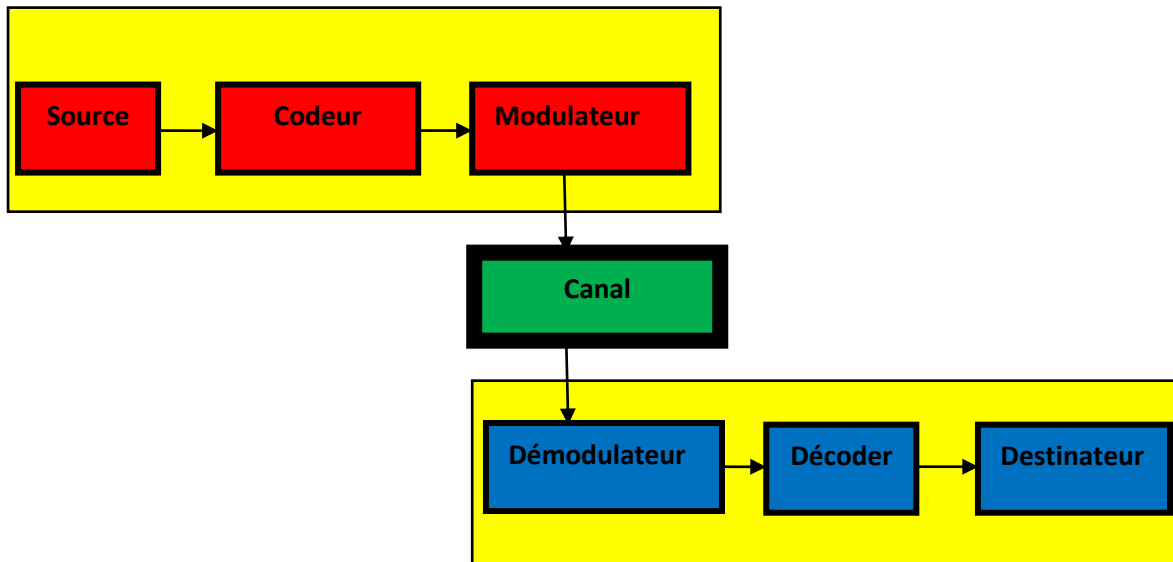


Fig. 1.1 : chaîne de transmission numérique

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.

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 (figure 1.2). La vitesse de génération de l'information est égale à

$D_b = \frac{1}{T_b}$ en Hertz, et s'appelle débit binaire.

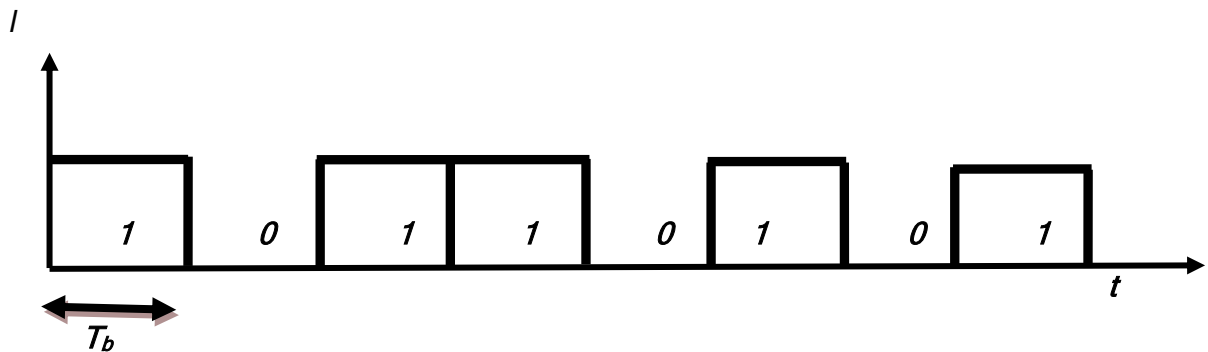


Fig.1.2 : Représentation physique d'un train d'information binaire

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 -aire) créent un alphabet A_m . La durée d'un symbole est alors de $T_s = \frac{1}{D_b}$. 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 $R_m = \frac{1}{T_s} = D_b / \log_2(M)$ 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^{eme} 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 :

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{centrée sur la bande de fréquence du canal.}$$

Dans cette expression les paramètres modifiables sont:

– L'amplitude de l'onde A

– La fréquence porteuse $f = \frac{\omega}{2 * \pi}$

– La phase φ

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 $R = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{\text{Log}_2 M}$ 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.

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:

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

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), φ 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:

$$S(t) = A \sum_k (h(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \varphi_k)) \quad (1.2)$$

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

Pour une modulation MDP-M, φ_k prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments:

$$\begin{aligned} \varphi_n &= \varphi + (2n + 1) \frac{\pi}{M} \\ n &= 0; 1 \dots; M - 1 \end{aligned} \quad (1.3)$$

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:

$$S(t) = A \cos [(\omega_0 + 2\pi a_k \Delta F) t] \quad (1.4)$$

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.

1.4.2 Modulation d'amplitude en quadrature :

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:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.5)$$

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

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

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 $c_k = a_k + jb_k$. 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 $c_k = a_k + jb_k$, peut par conséquent représenter un mot de 2^n 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.

(MAQ) et si sa constellation comporte E états, on la note MAQ-E.

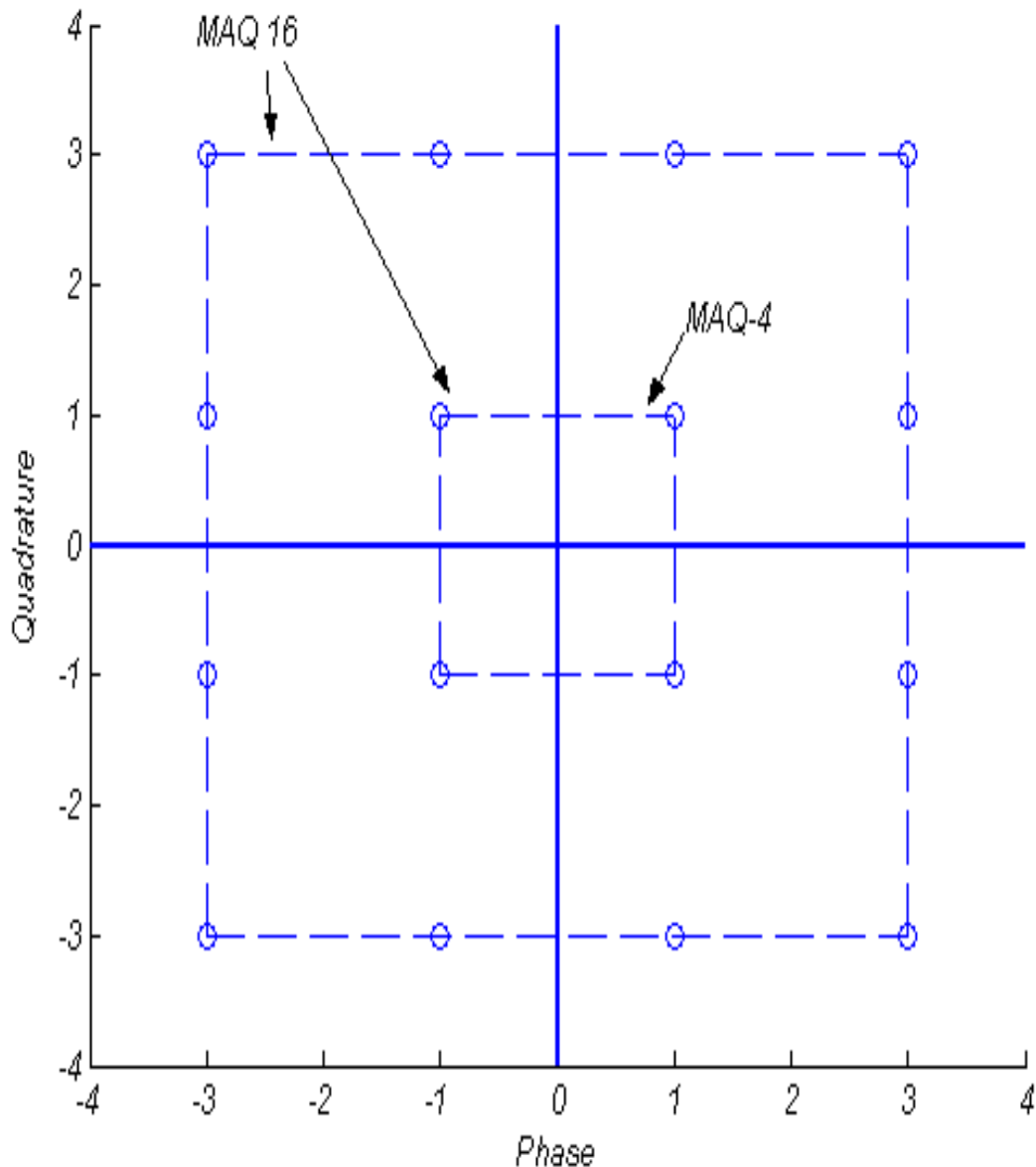


Fig. 1.3 – Constellations pour modulations MAQ-E

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.

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).

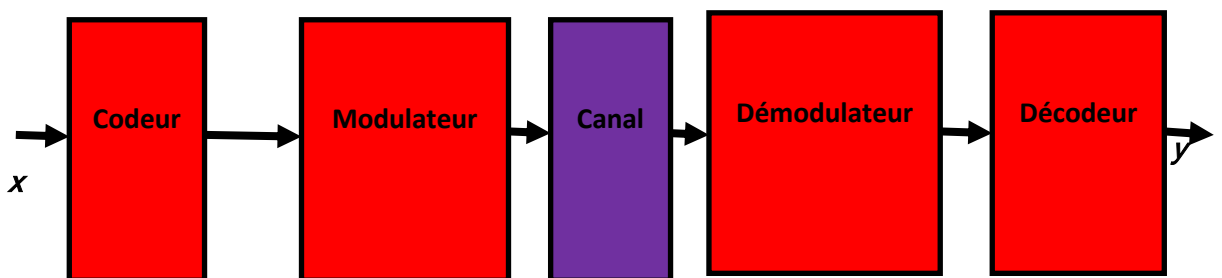


Fig. 1.4 Description d'un canal binaire symétrique

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 [3]:

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

$$P_r((y_k = 1|a_k = 1)) = P_r((y_k = 0|a_k = 0)) = 1 - P \quad (1.7)$$

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.

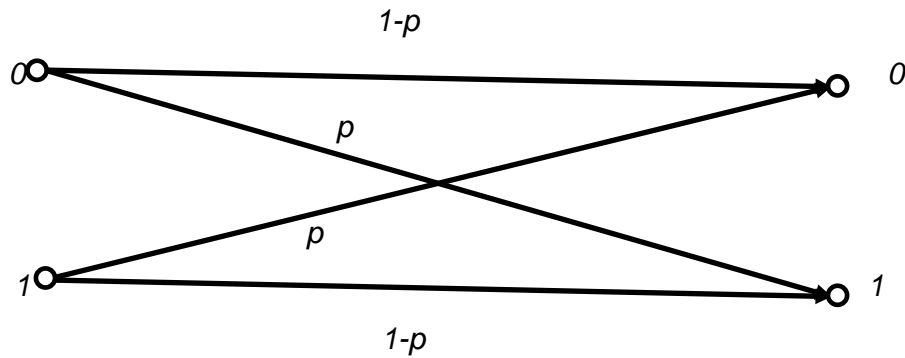


Fig. 1.5 Diagramme du canal binaire symétrique

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:

$$r(t) = s(t) + v(t) \quad (1.8)$$

Où v_t représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_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:

$$P(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (1.9)$$

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. 1.6). 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.

1.5.3.1 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.

1.5.3.2 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.

$$T_s \ll T_c$$

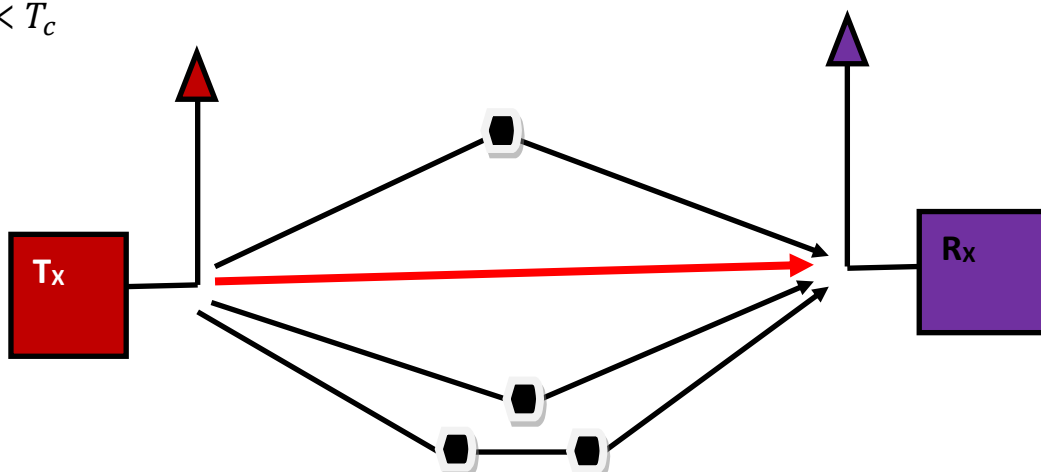


Fig. 1.6 Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets

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

$$T_m \ll T_s \ll T_c \quad (1.10)$$

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.

1.5.3.3 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:

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

Où le bruit BBAG complexe est représenté par $\mathcal{V}(t)$, et α_n et τ_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 [3] justifie Si le modèle du canal considère qu'il n'y a pas de trajet direct :

- le module de α_n suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha_n}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme:

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma_{\alpha_n}^2} e^{-\frac{\alpha_n^2}{2\sigma_{\alpha_n}^2}} \quad (1.12)$$

- la phase est en générale une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi[$.

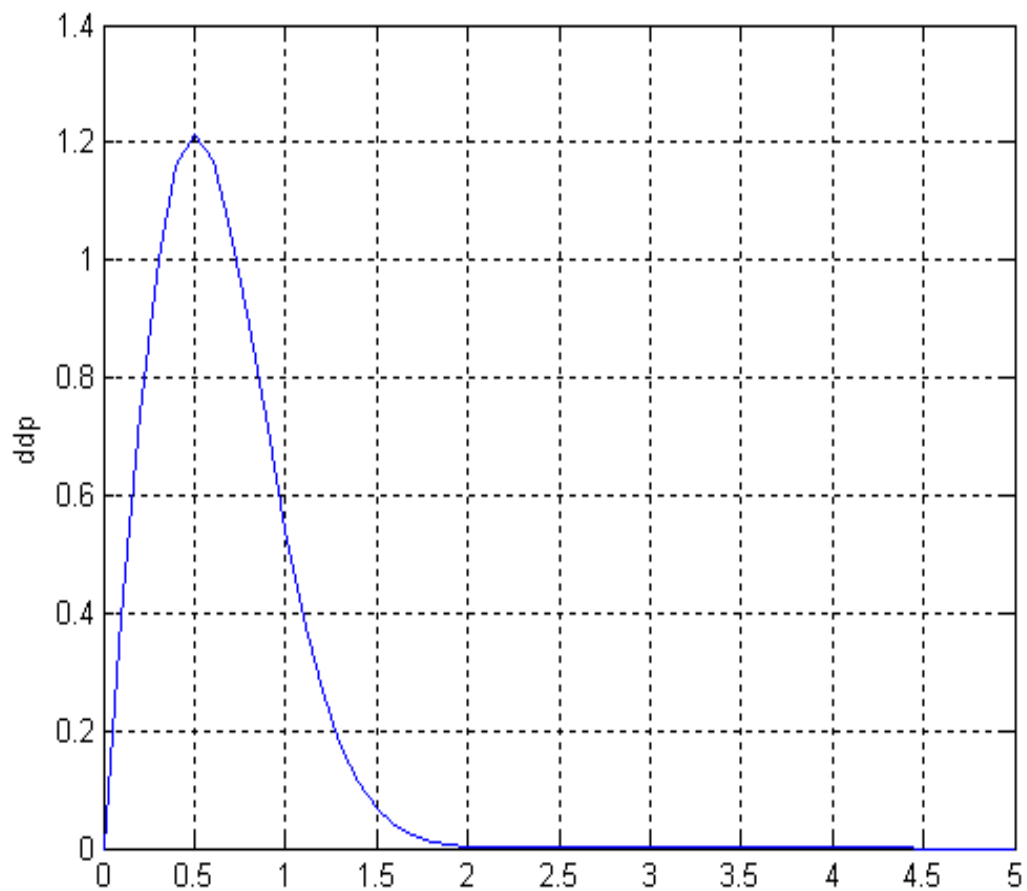


Fig. 1.7 : densité de probabilité de la distribution de Rayleigh

La possibilité de les grouper en L paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_j pour un retard moyen τ_j , donnant au signal reçu l'expression suivante:

$$r(t) = \sum_{j=0}^{L-1} \alpha_j s(t - \tau_j) + v(t) \quad (1.13)$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne:

$$r_k = \sum_{j=0}^{L-1} \alpha_j s_{k-\tau_j} + v_k \quad (1.14)$$

Alors que la phase de α_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.

1.5.4. Notion de taux d'erreur :

Les phénomènes parasites (bruit) perturbent le canal de transmission, et peuvent affecter les informations en modifiant un ou plusieurs bits du message transmis, introduisant ainsi des erreurs dans le message. On appelle taux d'erreur binaire TEB le rapport de nombre de bit reçu en erreur au nombre de bit total transmis.

1.5.4.1. Résultats de simulation des modulations numériques :

La figure ci-dessus (fig. 1.8) modélise schématiquement le signal envoyé, l'application d'un facteur représentant l'influence du canal $H(t)$, ainsi que l'ajout d'un bruit $n(t)$, qui résulte finalement en un signal reçu $r(t)$. L'influence du canal suit une loi de probabilité de Rayleigh et le bruit constitue un bruit blanc gaussien.

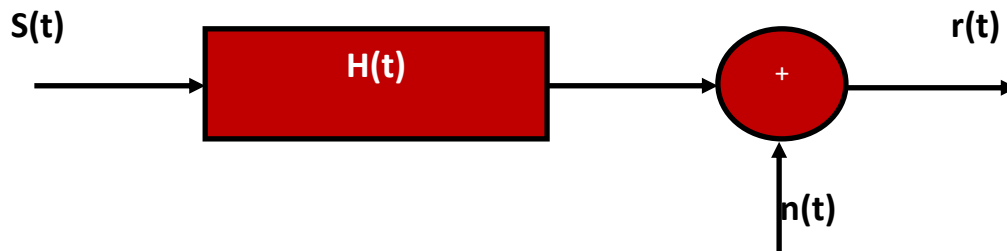


Fig. 1.8 : Système linéaire variant dans le temps avec canal et bruit additif gaussien

Dans ce qui suit, on propose les résultats de simulation obtenus pour des modulations BPSK, MAQ-4 et MAQ-16 utilisant le système ci-dessus.

1.6 Quelques rappels sur la théorie de l'information :

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 [1], 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:

$$I(x) = -\log_2 p(x) \quad (1.15)$$

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:

$$H(X) = E[-\log_2 p(x)] = -\sum_{x \in X} P(x) \log_2 p(x) \quad (1.16)$$

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:

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

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

$$H(Y|X) = \sum_{x \in X} p(x) H(Y|X = x) = -\sum_{x \in X} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 p(y|x) = H(X, Y) - H(X) \quad (1.18)$$

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

$$I(X, Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 \frac{p(x, y)}{p(x)p(y)} = H(X) + H(Y) - H(X, Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (1.19)$$

1.7 La 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 [4].

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. 1.9). 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.

Fréquence

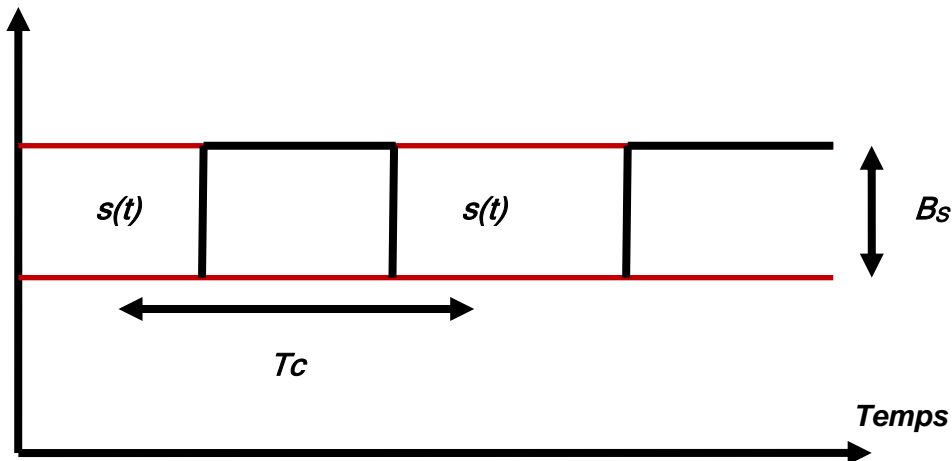


Fig.1.9 Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

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. 1.10).

La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelacé et un codage correcteur d'erreur [5]. 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 [6] et l'étalement par sauts de fréquence [7] sont les plus répandus.

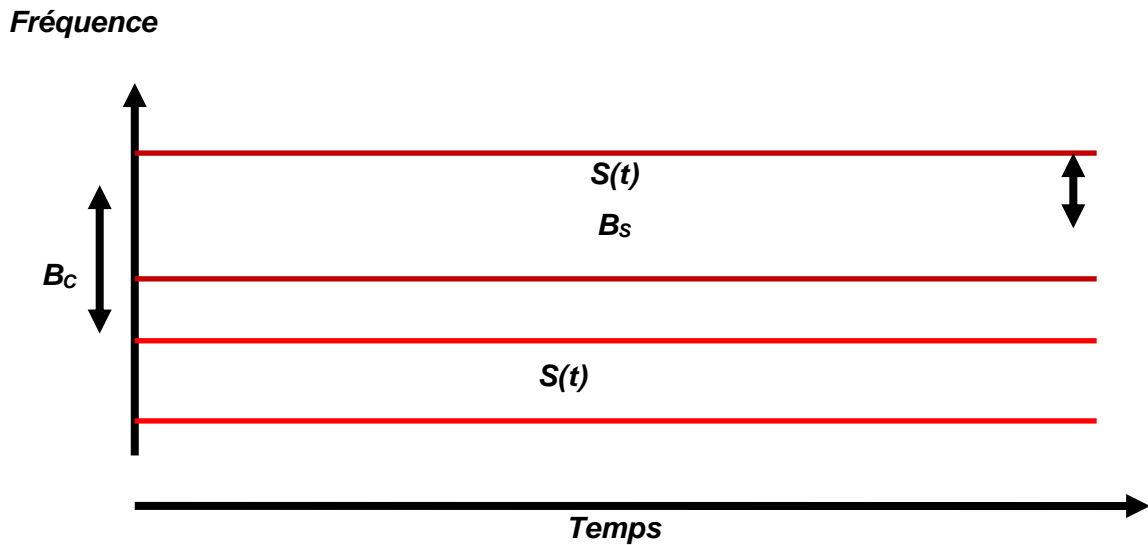


Fig.1.10 Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels
1.7.3 Diversité de polarisation :

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 [8].

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 [9]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile ¹, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ .

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 [10], 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 [11]. 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 [12], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un pré filtrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans [13] sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes spatio-temporels en treillis.

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.

1.8 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 ce 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.

A large red speech bubble with a black outline, pointing downwards. It contains the text 'Chapitre 02' and 'Généralité sur les systèmes MIMO' in white.

Chapitre 02

Généralité sur les systèmes MIMO

Généralité sur les systèmes MIMO

Généralité sur les systèmes MIMO

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 à 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 [14] et Foschini [15], 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 [16]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

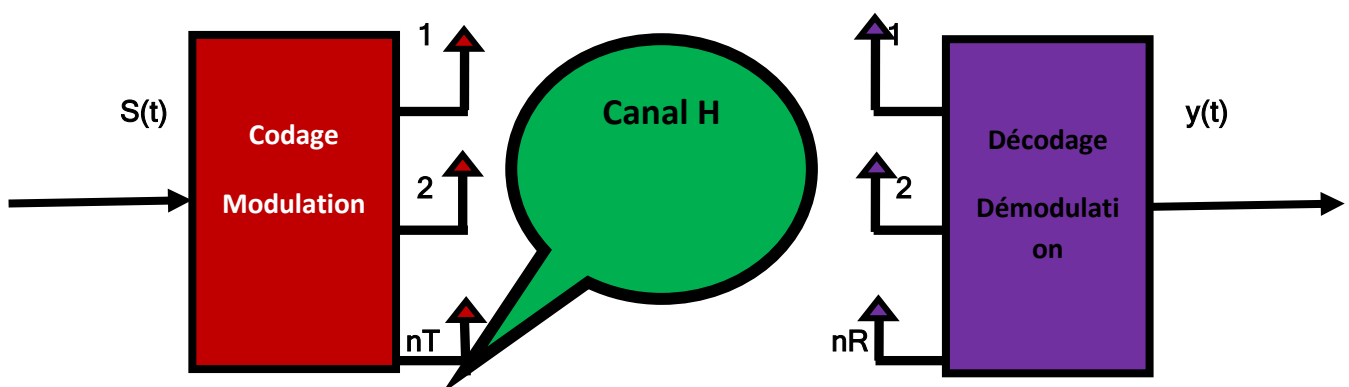


Fig. 2.1 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (figure 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. De nombreuses études ont donc été menées depuis lors, proposant de nouvelles architectures, différents algorithmes de réception ou encore des méthodes d'optimisation. On distingue principalement deux types d'architecture de systèmes multi-antennes, développées pour atteindre le même objectif de départ, à savoir l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission, mais de manière différente. L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices. Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Tarokh [17] puis Alamouti [18] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le TEB, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

De nombreuses approches ont également été envisagées pour la séparation des signaux et la réception des symboles en provenance d'un canal MIMO, et une gamme complète d'algorithmes linéaires ou non est disponible. Entre le récepteur basé sur le critère du forçage à zéro (ZF), solution la plus simple mais aussi la moins performante, et la détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance (MV), dont la complexité se révèle parfois prohibitive lorsque le nombre d'antennes est trop élevé, on pourra trouver dans la section 2.5 un panel de plusieurs algorithmes sous-optimaux, dont certains se montrent cependant très efficaces. A la fin de ce chapitre, nous présenterons les principales caractéristiques des systèmes MIMO, et particulièrement la capacité qui les a rendus si attractifs, avant de proposer leur application dans plusieurs systèmes de télécommunications.

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).

La formation de faisceaux est une application particulière de ce type de système qui consiste à augmenter le RSB en regroupant l'énergie dans des directions privilégiées, évitant ainsi les évanouissements trop profonds et les interférences

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

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 [15] et Telatar [14] pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en œuvre. Le calcul de la capacité est **détaillé** dans la formule (2.3).

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

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_t} h_{ij} * s_i + v_j \quad (2.1)$$

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

Émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ij} représentant le coefficient d'évanouissement entre le i^{e} émetteur et le j^{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^{e} antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:

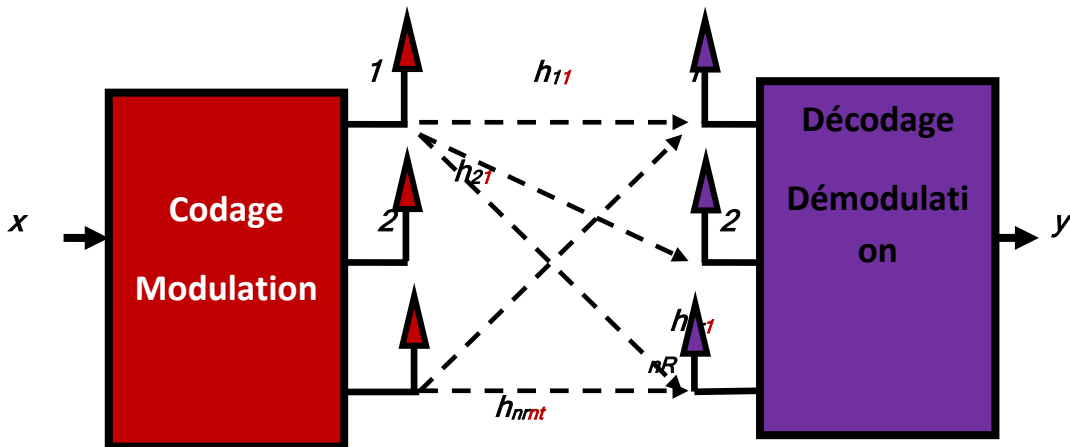


Fig.2.2 : représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices

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

$$r = Hs + v \tag{2.2}$$

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

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

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{Nr1} & \dots & h_{NrN_t} \end{bmatrix}$$

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

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

Plusieurs travaux consistent à supposer que les éléments de 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 H . Cette connaissance peut s'obtenir soit par des symboles d'apprentissage soit par estimation aveugle du canal.

2.3. Définition de la capacité du canal

Une fois posés les bases de la théorie de l'information, nous sommes en mesure de calculer la capacité d'un canal physique de transmission. La capacité d'un canal est une mesure de la quantité maximale d'information qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable. Si l'on représente l'entrée et la sortie d'un canal sans mémoire par les variables aléatoires x et y respectivement, la capacité d'un canal définie [1] comme le maximum de l'information mutuelle entre x et y :

$$c = \max_{(p_x)} I(x, y) \quad (2.3)$$

2.4. Gain en multiplexage

Chaque partie de signal est envoyée par chaque antenne de transmetteur. Ce signal sera perçu par chacune des antennes réceptrices puis interprétée pour estimer chacune des parties du signal original. Ces parties finalement décodées seront ensuite combinées afin de comprendre le message envoyé à l'origine. Si l'on considère un signal envoyé :

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_{n_T}] \quad (2.4)$$

et le signal reçu :

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_{n_R}] \quad (2.5)$$

On peut alors décrire le système MIMO par l'équation vectorielle (2,6). ou \mathbf{b} correspond à la matrice du bruit, et \mathbf{H} à la représentation matricielle du canal.

$$y = \mathbf{H}x + \mathbf{b} \quad (2.6)$$

Lorsque le canal est carré et orthogonal, avec des entrées *i.i.d* (indépendantes et identiquement distribuées), on peut représenter la capacité par l'équation (2.7) ou $M=N_r=N_t$ canaux parallèles sont implicitement créés dans la même bande de fréquence sans puissance de transmission additionnelle. La capacité croît linéairement avec le nombre d'antennes pour des SNR croissants, c'est-à-dire que la capacité croît de M bits/s/Hz pour chaque augmentation de 3dB du SNR. Lorsque le nombre de récepteurs et de transmetteurs ne sont pas égaux, c'est le nombre inférieur qui limite l'augmentation de la capacité. C'est cette augmentation de la capacité qui est désignée par gain en multiplexage. La figure ci-dessous nous présente le comportement de la capacité pour quelques valeurs de M , en fonction du SNR tel que présenté par l'équation (2.7).

$$C = M_t \log_2 \left(1 + \frac{1}{M} \text{SNR} \right) \quad (2.7)$$

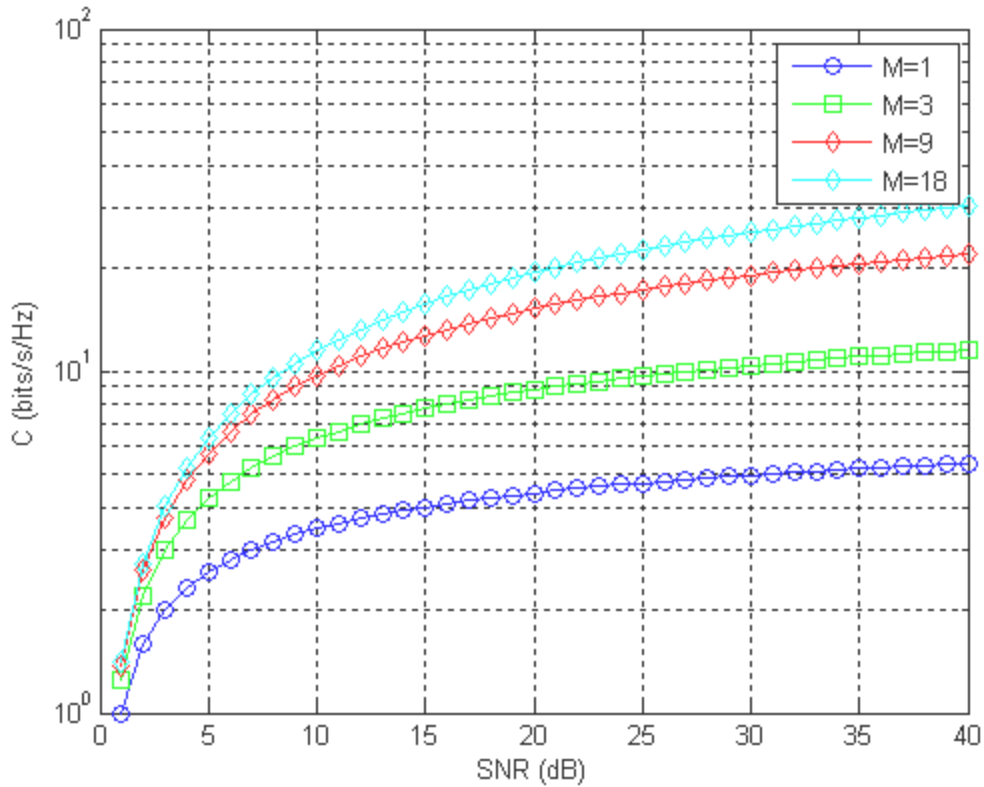


Fig.2.3 Capacité dans un système MIMO ($N_t=N_r=M$), sans puissance de transmission

Dans le cas d'un canal AWG, la formule de base de la capacité est donnée par la relation suivante :

$$C = B_s \log_2 \left(1 + \frac{pE}{b_s N_0} \right) \tag{2.8}$$

On rappelle que B_s représente la bande de fréquence utilisée pour transmettre le signal et que N_0 est défini par la densité spectrale de puissance du bruit $\phi_{vv}=N_0$, en notant ρ rapport signal sur bruit moyen en réception (rapport entre la puissance émise et la puissance du bruit en réception) et en normalisant la capacité par la bande utile B_s , on obtient :

$$C = \log_2(1 + \rho) \tag{2.9}$$

Cette relation, connue également comme la borne supérieure de Shannon, montre que la capacité croît d'une façon monotone avec le (SNR).

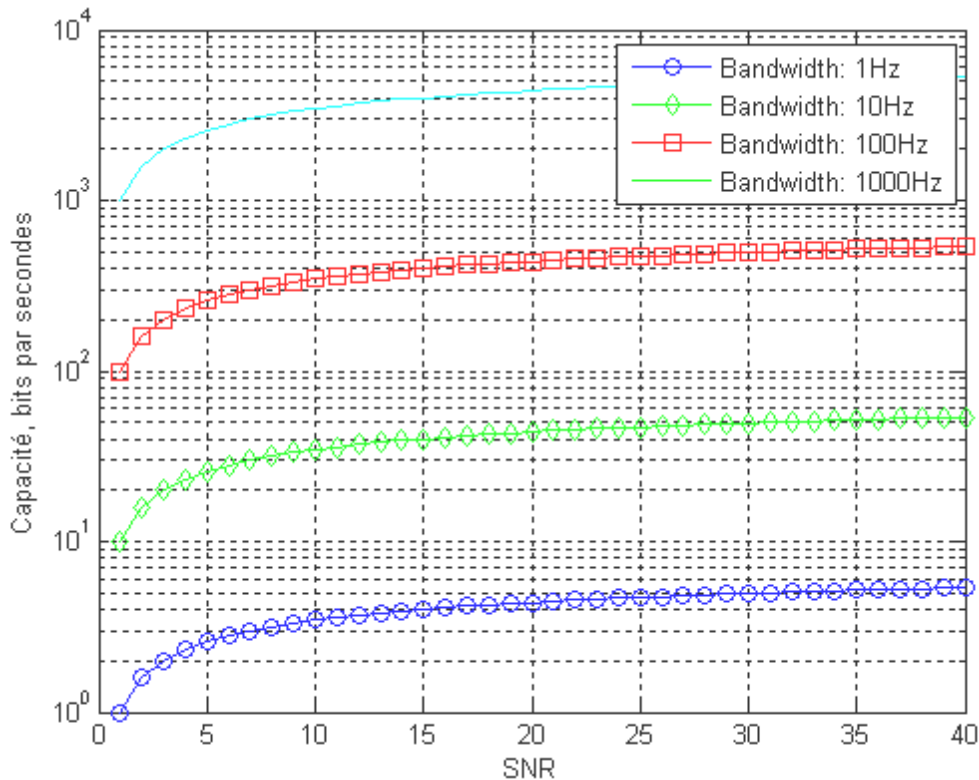


Fig.2.4 Capacité d'une transmission en fonction de SNR et de la bande de fréquence.

2.5. Capacité des canaux :

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature [19,20], 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 et est notée σ^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 .

2.5.1. La capacité d'un canal SISO :

Est donnée par :

$$C = \log_2(1 + \gamma_R) \text{ bit/s/Hz} \quad (2.10)$$

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

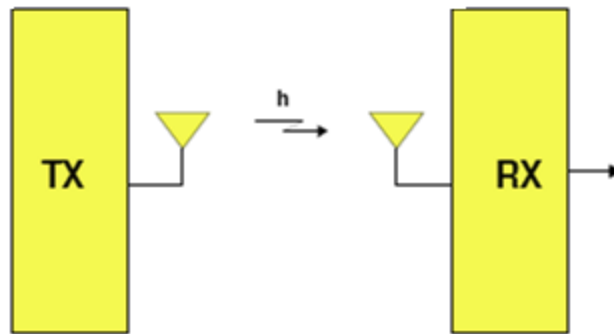


Fig.2.5: Système SISO

2.5.2. 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 :

$$c = \log_2(1 + \gamma_R * N_r^2) \text{ (bit/s/Hz)} \quad (2.11)$$

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.

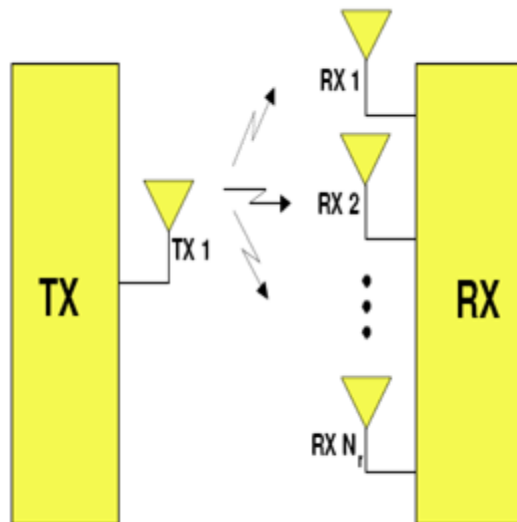


Fig.2.6: Système SIMO.

$$\gamma_{instant} = \frac{E_s(\sum_{i=1}^{nR} \|h_i\|^2)^2}{N_0(\sum_{i=1}^{nR} \|h_i\|^2)} \tag{2.12}$$

$$\gamma_{instant} = \frac{E_s(\sum_{i=1}^{nR} \|h_i\|^2)}{N_0} \tag{2.13}$$

$$\gamma_{instant} = \sum_{i=1}^{nR} \|h_i\|^2 \cdot \gamma \tag{2.14}$$

$$C = \log_2(1 + \sum_{i=1}^{nR} \|h_i\|^2 \cdot \gamma) \text{ bit/s/Hz} \tag{2.15}$$

2.5.3. Capacité du canal MISO :

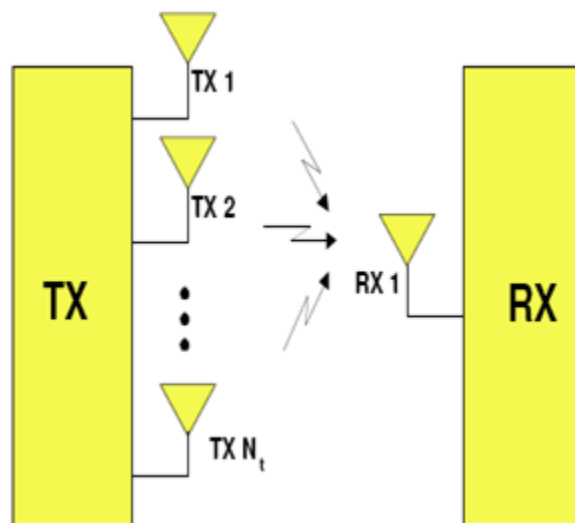


Fig.2.7: Système MISO.

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|h_i\|^2 \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (2.16)$$

Avec :

$$\gamma_{\text{instant}} = \frac{\frac{E_s}{N_t} (\sum_{i=1}^{N_t} \|h_i\|^2)^2}{N_0} = \frac{1}{N_t} \frac{E_s (\sum_{i=1}^{N_t} \|h_i\|^2)}{N_0} \quad (2.17)$$

$$\gamma_{\text{instant}} = \frac{\gamma (\sum_{i=1}^{N_t} \|h_i\|^2)}{N_t} \quad (2.18)$$

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|h_i\|^2 \right) \quad (2.19)$$

2.5.4. Capacité du canal MIMO :

Pour un canal MIMO, avec une puissance de p_0/N_T sur chaque émetteur, la capacité est développée comme la montre ci-dessous (fig.2.8) :

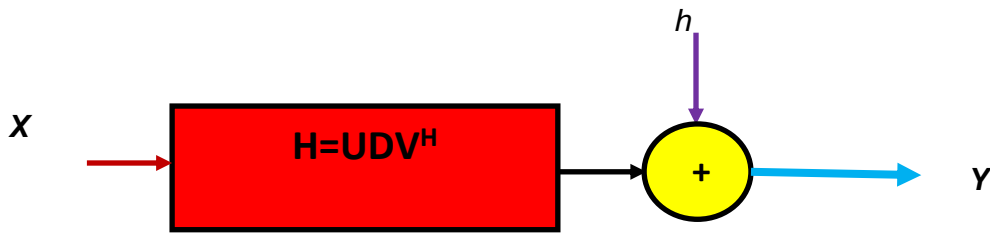


Fig.2.8 : Décomposition du canal MIMO.

$$y = Hx + b \quad (2.20)$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_{nT}]^T$ et $y = [y_1, y_2, \dots, y_{nR}]^T$

La matrice H peut être décomposée suivant une décomposition singulière en trois matrices:

Où U et V sont des matrices unitaires ($UU^{*t} = VV^{*t}$); U^{*t} et V^{*t} étant les matrices conjuguées transposées des matrices V et U respectivement) et D est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres de H , ($D = \text{diag}(\gamma_i)$)

Les matrices U, D et V sont de tailles respectives $N \times m, m \times m, m \times M$; avec $m = \min(N, M)$, c'est-à-dire :

$$H = U \times D \times V^H ; \quad m = \min(M, N)$$

$$H \longrightarrow (M \times N); U \longrightarrow (M \times m); D \longrightarrow (m \times m); V^H \longrightarrow (m \times N)$$

En insérant dans la chaîne de transmission des étages appropriés de précodage et de post codage fig. (2.9 ; 2.10), on peut prouver l'indépendance des m canaux du système MIMO comme suit :

$$\hat{y} = U^* \cdot Y \tag{2.21}$$

$$\hat{y} = U^* \cdot (UDV^* \cdot X + n) \tag{2.22}$$

$$\hat{y} = U^* \cdot (UDV^* \cdot V\tilde{X} + n) \tag{2.23}$$

$$\hat{y} = U^* \cdot (UDV^H) \cdot V\tilde{X} + U^H n \tag{2.24}$$

$$\hat{y} = \underbrace{U^* \cdot (UDV^H)}_{\hat{D}} \cdot V\tilde{X} + \underbrace{(U^H n)}_{\tilde{n}} \tag{2.25}$$

$$\hat{y} = \text{diag}(\gamma_i) \cdot \tilde{X} + \tilde{n} \tag{2.26}$$

$$\hat{y} = D \cdot \tilde{X} + \tilde{n} \tag{2.27}$$

2.5.5. Canaux virtuel :

• **Objectif :** "la sortie" du système doit être reliée à "l'entrée" par une matrice diagonale

• **Idée :** Appliquer un pré-traitement linéaire aux données à transmettre et un post-traitement au signal reçu.

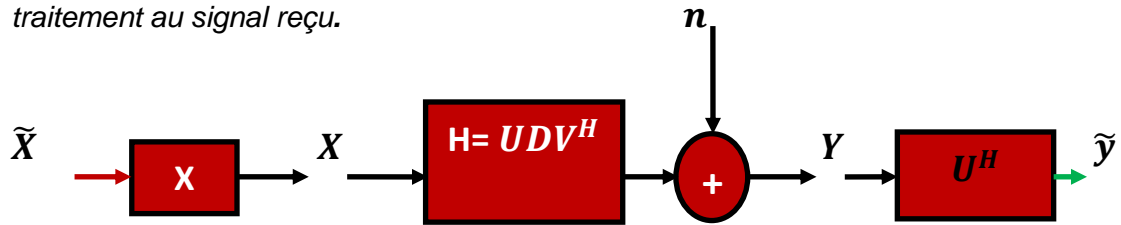


Fig.2.9 : Pré-traitement et post-traitement du canal MIMO

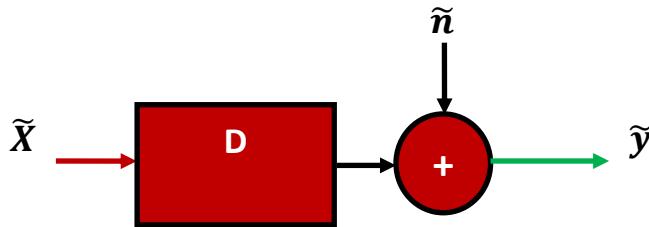


Fig.2.10 : m canaux indépendants du système MIMO

• La capacité d'un sous-canal (pour une puissance émise P_T/N) :

$$C_i = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N} |\gamma_i|^2 \right) \tag{2.28}$$

• La capacité d'un système MIMO tel que le précédent :

$$C = \sum_{i=1}^m C_i \tag{2.29}$$

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N} |\gamma_i|^2 \right) \tag{2.30}$$

En particulier si l'on suppose $\lambda_i = \lambda$, alors la capacité s'écrit :

$$C = m \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} |\gamma_i|^2 \right) \tag{2.31}$$

- On écrit généralement cette capacité sous la forme suivante :

$$C = \log \det(I_M + (1 + \frac{\rho}{N} HH^T)) \quad (2.32)$$

2.5.6. Connaissance du canal à l'émission :

La connaissance du canal en réception est aisée si on dispose d'une séquence d'apprentissage, mais la connaissance à l'émission est plus complexe (nécessité d'un feedback).

- **Cas sans connaissance du canal (no CSI) :**

Même puissance allouée aux différents émetteurs (stratégie BLAST)

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\gamma_R}{N_t} HH^* \right] \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (2.33)$$

- **Cas avec connaissance du canal (CSI) :**

On peut allouer la puissance de manière optimale aux différents émetteurs (stratégie waterfilling).

$$c = \underset{Q: \text{trace}(Q)=p_t}{\text{max}} \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\gamma_R}{N_t} HH^* \right] \right) \quad (2.34)$$

$$c = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\gamma_R}{N_t} HH^* \right] \right) \quad (2.35)$$

$$c = E \left\{ \sum_i (\log_2 (1 + \frac{\rho}{N} \gamma_i)) \right\} \quad (2.36)$$

(2.34 ; 2.35 ; 2.36) Voir annexe A

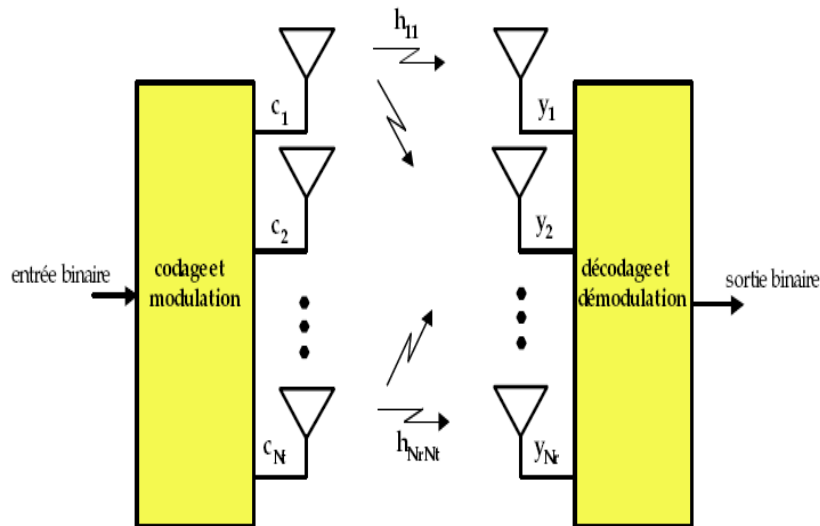


Fig.2.11 : Système MIMO.

En particulier lorsque nT et nR sont élevés, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à nR :

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 (2. 12) 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.

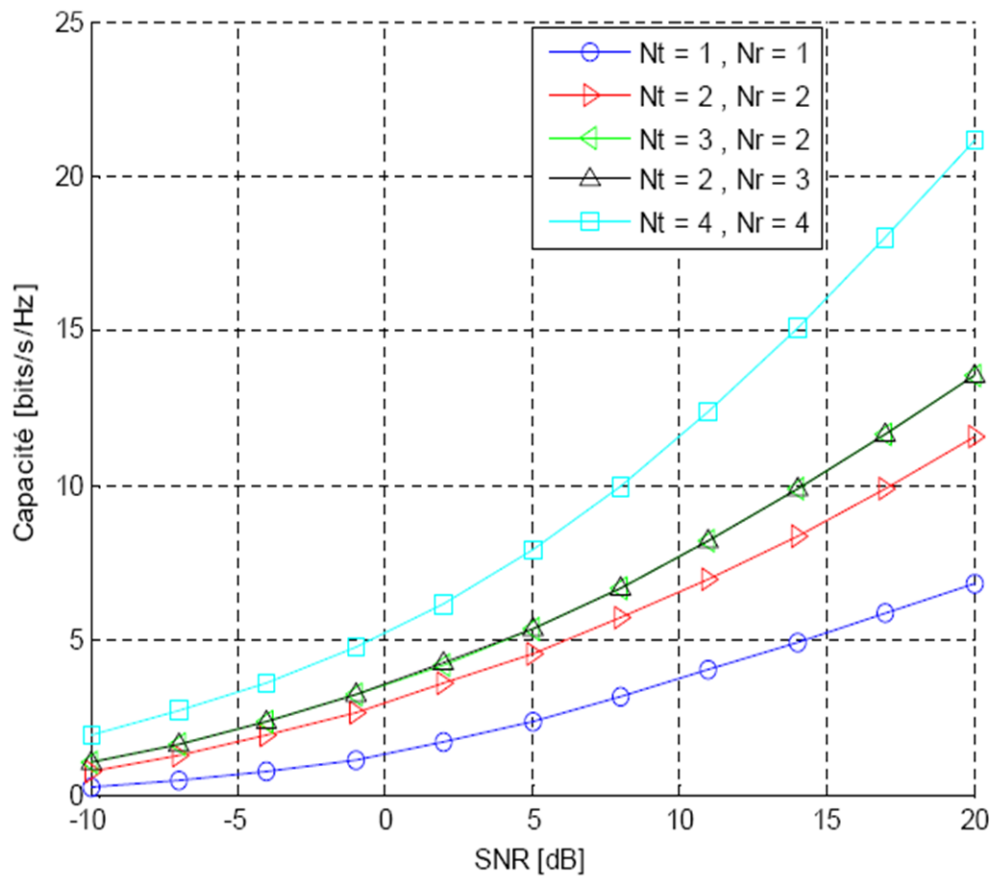


Fig.2.12 L'évolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne

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 [21]. 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.

2.6 Conclusions :

Les systèmes MIMO deviennent prépondérants dans les systèmes 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 d'avoir 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. Les systèmes MIMO peuvent se diviser en deux classes, dont l'objectif final de haute efficacité spectrale reste le même, mais qui diffèrent par la façon de l'atteindre. Les architectures Spatio-temporelles par couches, à l'origine du regain d'intérêt pour les multi-antennes, ont pour but d'augmenter le débit de transmission en dé multiplexant les sous-chaînes de symboles et en les transmettant ensuite simultanément et indépendamment sur les n_T antennes émettrices. Si les codes spatio-temporels ne négligent pas cet aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio-mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs.

Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices et permettent de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale. Dans le chapitre suivant nous allons développer cette technique.

A large red speech bubble with a black outline and a pointed bottom, containing white text.

Chapitre 03

Codage Et Modulation

(C-OFDM)

Codage et la modulation(C_OFDM)

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.

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).

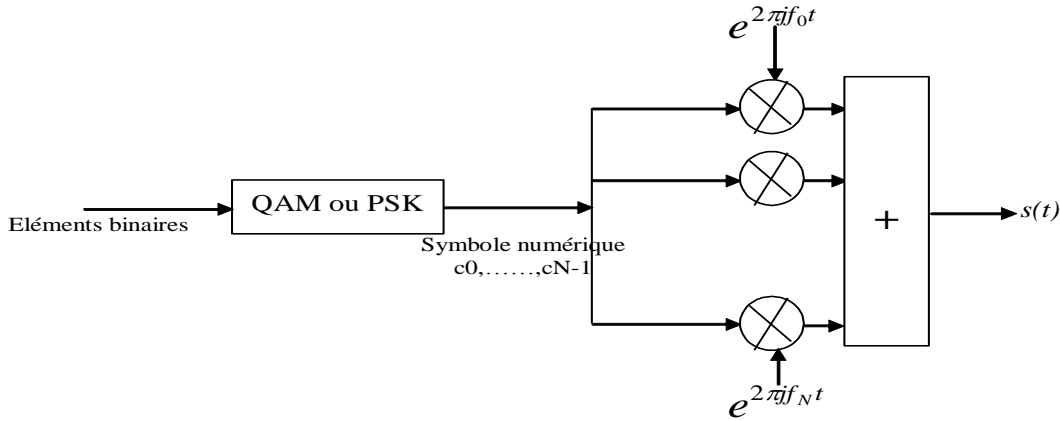


Fig. 3.1 Principe général de la technique OFDM.

Les données à Mf_s bits/s sont distribuées sur N porteuses, chacune modulée à un taux de f_s . Les M bits sont utilisés, m_k bits pour la porteuse à f_c, k pour moduler N porteuses espacées de Δf donnant:

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

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

$$N = n_2 - n_1 + 1 \quad (3.3)$$

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.

3.1.4 Principe général de l'OFDM :

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

$$\varphi_{I,K}(t) = g_k(t - t_s) \quad (3.4)$$

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

$$\int_0^{t_s} \varphi_{I,K}(t) \varphi_{I',K'}^*(t) dt = 0 \quad \begin{matrix} I \neq I' \\ k \neq k' \end{matrix} \quad (3.5)$$

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

$$\int_0^{T_s} (\varphi_{I,K}(t))^2 dt = T_s \quad (3.6)$$

Avec :

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

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:

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

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.

3.1.5 Utilisation de l'intervalle de garde :

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 Δ , 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:

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

Avec :

$$T = \Delta + T_s \quad (3.10)$$

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

En outre, la durée utile du symbole doit être notablement plus longue que Δ , 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 :

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:

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

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

$$S_e(n) = \frac{S(nT_s)}{N} = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} C_K e^{2j\pi(\frac{nk}{N})} \quad (3.13)$$

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

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

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:

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

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 $T = T_s/N$, on obtient alors:

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

En normalisant, on aura:

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

$$r_e(n) = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} r_K e^{2J\pi \left(\frac{nk}{N}\right)} \quad (3.18)$$

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

$$r_K = \sum_{n=0}^{N-1} r_e(n) e^{-2J\pi \left(\frac{nk}{N}\right)} \quad (3.19)$$

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).

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.

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).

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.

3.1.10 Demi-Nyquist émission :**3.1.10.1 Introduction :**

Le second type de filtre est un filtre de Nyquist ou filtre en cosinus relevé. Ce filtre très particulier ne peut être implanté que de manière numérique. Il a la particularité d'avoir une réponse à un signal carré (bit) qui s'étend sur plusieurs périodes (binaires). Cette réponse passe cependant régulièrement par zéro à des intervalles de temps identiques à la durée d'un symbole. Le signal résultant d'une trame binaire est ainsi faussé partout, sauf aux instants d'échantillonnage correspondant aux instants d'interférence entre symboles nuls. Le gain en encombrement spectral réalisé par l'utilisation de filtres de Nyquist est alors tel que cela les rend particulièrement populaires en transmission numérique.

La réponse fréquentielle du filtre est linéaire jusqu'à une fréquence particulière et se comporte, ensuite de manière cosinusoidale. La fréquence de coupure à 6 dB est

toujours égale à la moitié de la fréquence de répétition du débit binaire. La bande passante est déterminée par le coefficient γ .

Pour obtenir un maximum de performance, la plupart des systèmes de transmission utilisent deux filtres, l'un à l'émission, l'autre à la réception. Chacun d'eux est alors en racine carrée de cosinus élevé (Root Raised Cosine). La multiplication d'un tel filtre par lui-même donne alors un filtre de Nyquist.

3.1.11 Beamforming adaptatif conjoint :

3.1.11.1 Introduction :

Le chapitre précédent était consacré à la description de la modulation OFDM. Nous étudions comment combiner l'OFDM avec un système multi-antennes. Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction, deux méthodes différentes peuvent être utilisées. La première, non retenue dans ce travail, consiste en l'utilisation de codes spatio-fréquentiels [22]. Dans notre étude, nous appliquons les deuxièmes approches possibles, le beamforming adaptatif conjoint dont le schéma de principe est donné à la figure (3.2). Elle consiste à envoyer les mêmes symboles, x_k , sur les différentes antennes mais en pondérant ceux-ci par un poids spécifique chaque porteuse et à chaque antenne : b_k . En réception, les signaux des différentes antennes sont additionnés après avoir été également pondérés par des poids a_k . Dans ce travail, nous considérons uniquement le cas où la même constellation est utilisée pour toutes les porteuses, par exemple une constellation QPSK. Utiliser des constellations différentes est plus complexe et se justifie peu dans un système MIMO. Le calcul des poids repose sur la connaissance du canal en émission et en réception et sont

adaptés lors des variations de celui-ci ; d'où le qualificatif d'adaptatif. Dans ce chapitre, nous étudions comment calculer ces poids. Différents critères basés sur MSE1. Finalement, dans la dernière partie du chapitre, nous verrons comment on peut facilement inclure des contraintes sur le PAPR dans le design des Poids.

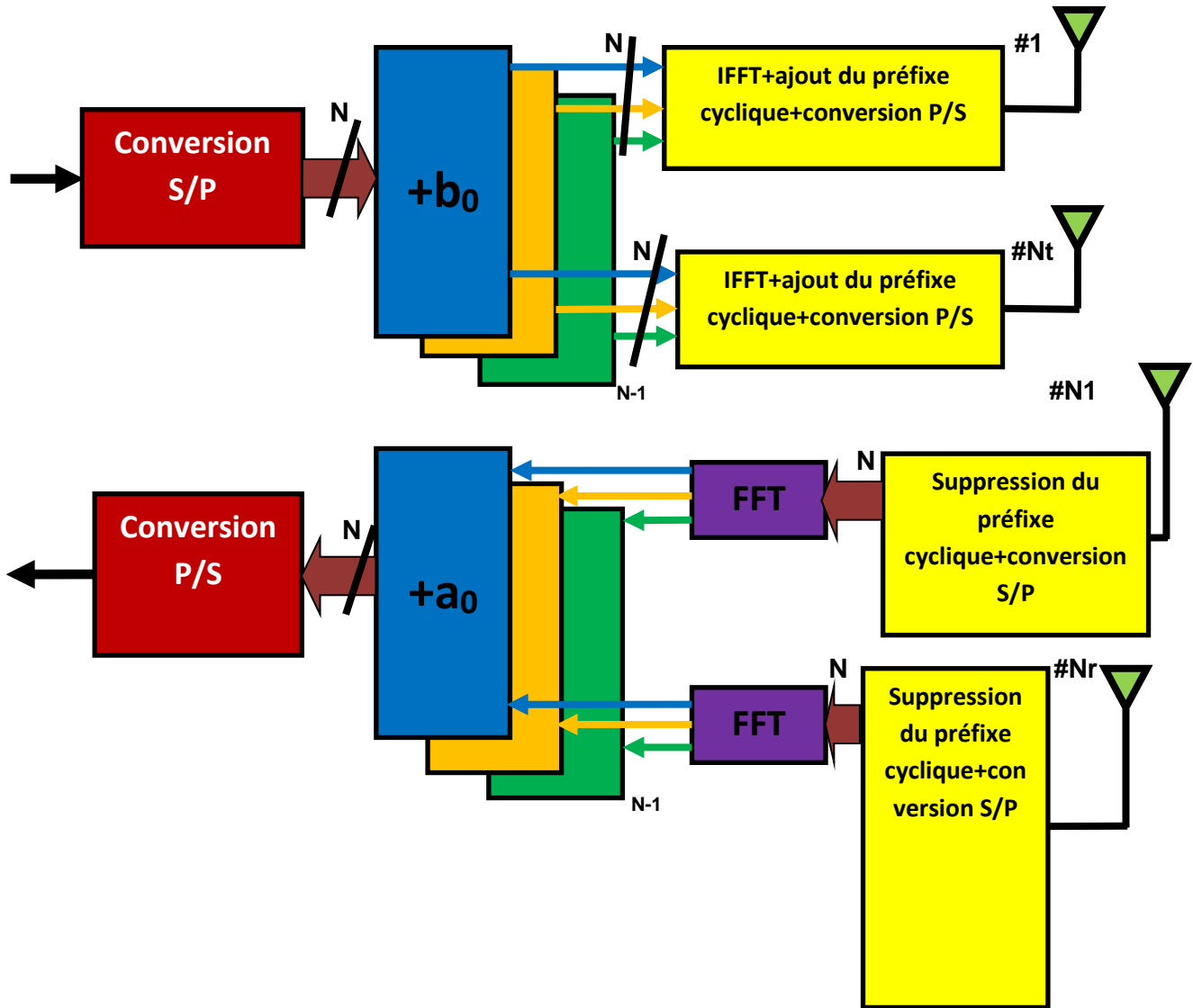


Fig. 3.2 Schéma du système MIMO-OFDM beamforming conjoint.

3.1.11.2 Modèle du système :

Soient N_t et N_r , le nombre d'antennes en émission et en réception. L'usage d'un préfixe cyclique adéquat permet de représenter le système sous la forme :

$$y_k = H_k s_k + n_k \quad 1 \leq k \leq N \tag{3.20}$$

Où k dénote le numéro de la porteuse, s_k le vecteur transmis, H_k la matrice fréquentielle du canal, y_k le vecteur reçu et n_k le bruit blanc complexe additif, de matrice de covariance R_k . Puisque les poids sont spécifiques à chaque antenne et à chaque porteuse, le signal transmis est :

$$s_k = b_k x_k \quad 1 \leq k \leq N \tag{3.21}$$

Où b_k est le vecteur des poids de beamforming d'émission et x_k le symbole complexe envoyé sur la sous-porteuse k . De même, le récepteur pondère le signal reçu :

$$\hat{x}_k = a_k^H y_k \quad 1 \leq k \leq N \quad (3.22)$$

Ou a_k est le vecteur de poids de beamforming de réception et \hat{x}_k le symbole estimé pour la porteuse k. La puissance de l'émetteur étant limitée, nous imposons la contrainte :

$$\sum_{k=1}^N E\{\|s_k\|^2\} = \sum_{k=1}^N \|b_k\|^2 \leq p_t \quad (3.23)$$

Ou les symboles transmis ont une énergie unitaire, i.e. $E\{\|s_k\|^2\} = 1$ et p_t à les unités d'énergie par transmission de N symboles.

3.1.11.3 Critères de beamforming :

3.1.11.3.1 Critères basés sur le MSE :

Nous renseigne sur les performances des critères de Beamforming. Etant donné son importance, cette simulation a été réalisée en envoyant quatre fois plus de bits que pour les autres simulations.

Il convient d'étudier la complexité d'implémentation. Toutes les méthodes requièrent, pour chaque porteuse, deux inversions matricielles de taille $N_r \times N_r$ ainsi que la décomposition en valeurs/vecteurs propres d'une matrice de taille $N_t \times N_t$. Les méthodes sum-mse et prod-mse sont légèrement plus complexes car elles nécessitent un petit processus itératif afin de déterminer le satisfaisant la contrainte de puissance. En conclusion, le critère max-mse est celui qui présente le meilleur compromis taux d'erreur/complexité.

En général, les performances MAX-MSE sont limitées par la porteuse ayant le plus grand MSE. L'idée développée dans [23] consiste à minimiser le plus grand des MSE.

L'erreur quadratique moyenne (MSE) pour la porteuse k est une fonction non convexe sur les a_k et b_k . Cependant, pour a_k fixé, elle est Convexe en b_k et vice-versa. Etant donné b_k , on peut minimiser indépendamment chaque MSE_k en choisissant a_k donné par :

$$MSE_K = E\{\|\hat{x}_k - x_k\|^2\} = |a_k^H y_k b_k - 1|^2 + a_k^H R_k a_k \quad (3.24)$$

$$a_k = (H_k b_k b_k^H H_k^H + R_k)^{-1} H_k b_k \quad (3.25)$$

Le MSE a alors pour valeur :

$$MSE_K = \frac{1}{1 + H_k b_k R_k^{-1} b_k^H H_k^H} \quad (3.26)$$

Qui est toujours non-convexe sur les b_k . Le MSE est borné inférieurement

$$\frac{1}{1 + H_k b_k R_k^{-1} b_k^H H_k^H} \geq \frac{1}{1 + \vartheta_{max,k,z_k}} \quad (3.27)$$

Ou ϑ_{max} est la valeur propre maximale de $R_k^{-1}H_k^H H_k$ et $z_k = b_k b_k^H$.

La borne inférieure est atteinte en choisissant b_k dans la direction du vecteur propre associé à ϑ_{max} .

Par conséquent, on peut se concentrer sur la minimisation de la borne inférieure de chaque MSE_k , qui est une fonction convexe en z_k . Cela revient ainsi à un problème d'allocation de puissance. Dans la suite, nous étudions trois critères différents pouvant être employés.

1. SUM-MSE :

Un premier critère consiste à minimiser la moyenne des MSE, ou de façon équivalente, leur somme :

$\sum MSE$ [24,25], Sous forme convexe, le problème s'exprime par :

$$\min_{z_k} \sum_k \frac{1}{1+\vartheta_{max,k,z_k}} \quad (3.28)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \sum_{k \geq 0} z_k &\leq p_t, \text{ dont la solution est donnée par :} \\ z_k &= (\mu^{-1} \theta_{max,k}^{-1} - \theta_{max,k}^{-1})^+ \end{aligned} \quad (3.29)$$

Ou $(x)_+ = \max(0, x)$

$\mu^{-\frac{1}{2}}$ est le facteur de puissance permettant de satisfaire la contrainte de puissance.

2. PROD-MSE :

Un autre critère possible consiste en la minimisation du produit des MSE [21].

Sous forme convexe, le problème d'optimisation s'écrit :

$$\min_{z_k} \prod \frac{1}{1+\vartheta_{max,k,z_k}} \quad (3.30)$$

Avec $\sum_{k \geq 0} z_k \leq p_t$, dont la solution est donnée par :

$$z_k = (\mu^{-1} - \theta_{max,k}^{-1})^+ \quad (3.31)$$

A nouveau, μ^{-1} est le 'water-level' satisfaisant la contrainte de puissance.

3. MAX-MSE :

En général, les performances sont limitées par la porteuse ayant le plus grand MSE. L'idée développée dans [26] consiste à minimiser le plus grand des MSE.

Sous forme convexe, le problème est donné par :

Sous forme convexe, le problème est donné par

$$\min_{t, z_k} t \quad (3.32)$$

Avec

$$t \geq \frac{1}{1+\vartheta_{max,k,z_k}} \quad (3.33)$$

$$\sum_k z_k \leq p_t \quad \text{et} \quad \sum_k z_k \geq 0 \quad \text{pour} \quad 1 \leq k \leq N \quad (3.34)$$

La solution se calcule de façon directe :

$$z_k = \vartheta_{max,k}^{-1} \cdot \frac{p_t}{1 + \sum_l \vartheta_{max,l}^{-1}} \quad (3.35)$$

3.2 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.

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.

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 $\frac{3}{4}$, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 4 au lieu des 6

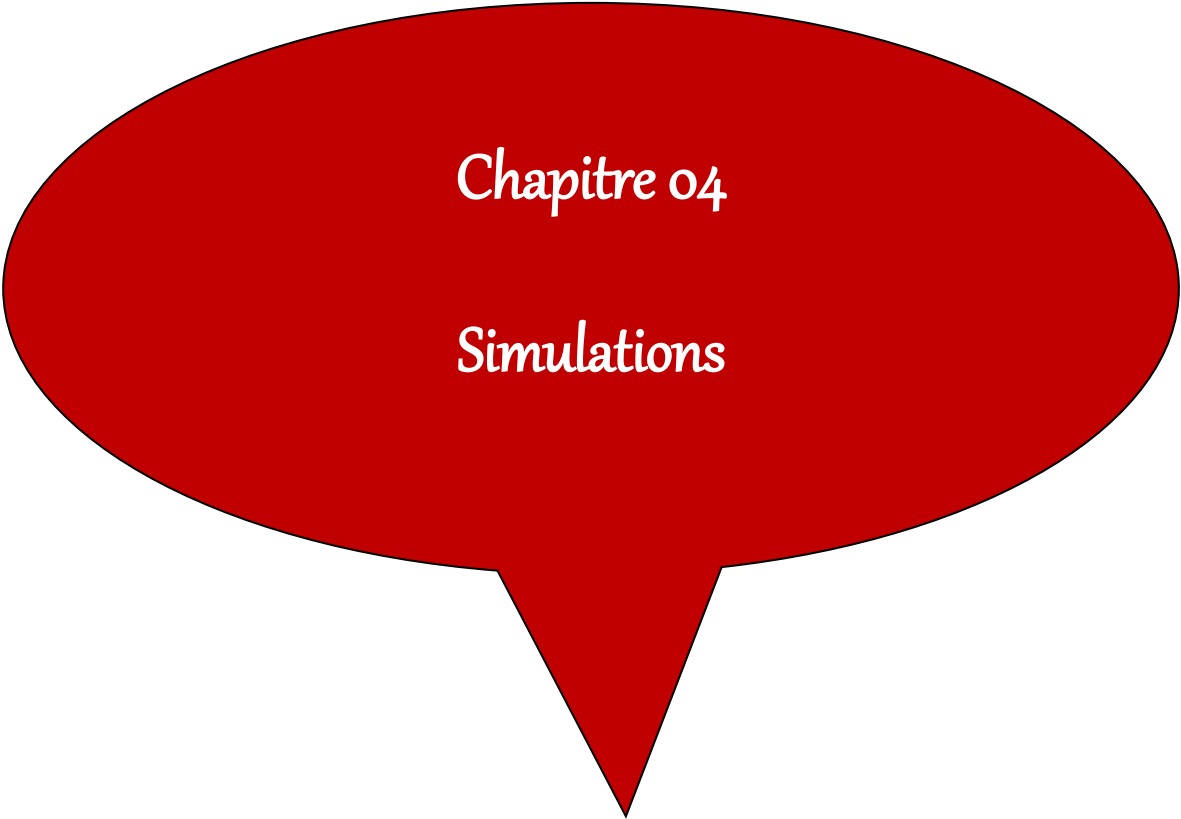
bits habituels. Au niveau du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dues au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pouvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau 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.

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.

3.3 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.



Chapitre 04

Simulations

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 et comparer par mimo cofdm basé sur DHT..

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 7 sections correspondant aux chapitres de ce mémoire :

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

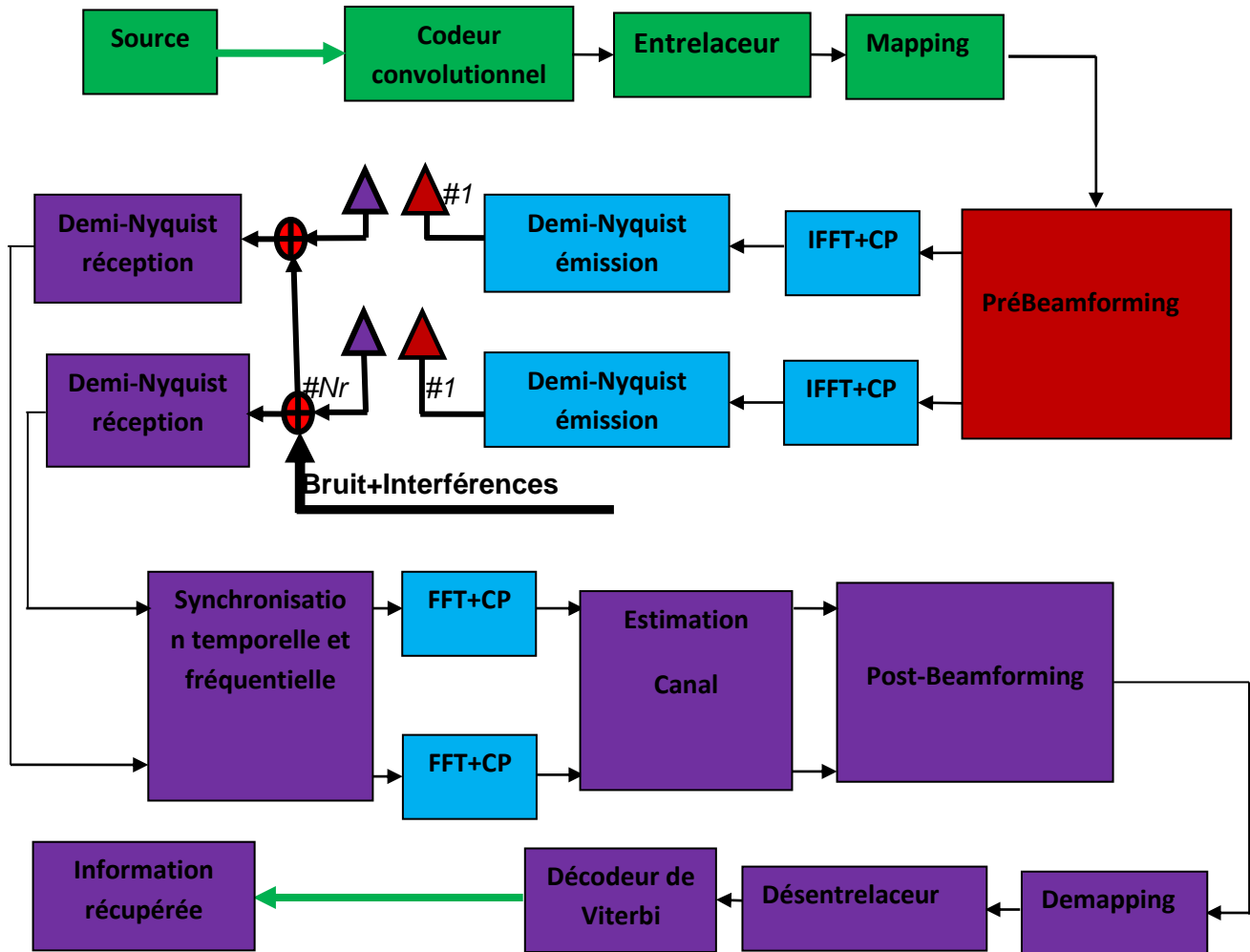


Fig. 4.1 Le schéma-bloc

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
Canal de transmission	Modèle ETSI A (_max = 390ns, _rms = 50ns)
Préfixe cyclique	800ns (avec préfixe cyclique) 0 ns (sans Préfixe cyclique)
Interférences	-
Vitesse de déplacement	0m/s, ou 3m/s (modèle de Jakes)
Connaissance du canal	parfaite en émission et en réception
Synchronisation fréquentielle	Parfaite
Synchronisation temporelle	Parfaite
Critère de beamforming	max-mse
Codes correcteurs	code_conv(R=1/2) sans code_conv
Entrelacement	Avec entrelaceur Sans entrelaceur

Tab4.1 : 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.

Observations :

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
Avec code+entrelaceur	2.661341 10^{-1}	0	32
	2.873667 10^{-3}	30	
Sans code	4.380194 10^{-1}	0	64
	3.722365 10^{-2}	30	
Code sans entrelaceur	5.065255 10^{-1}	0	32
	3.993328 10^{-3}	30	

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

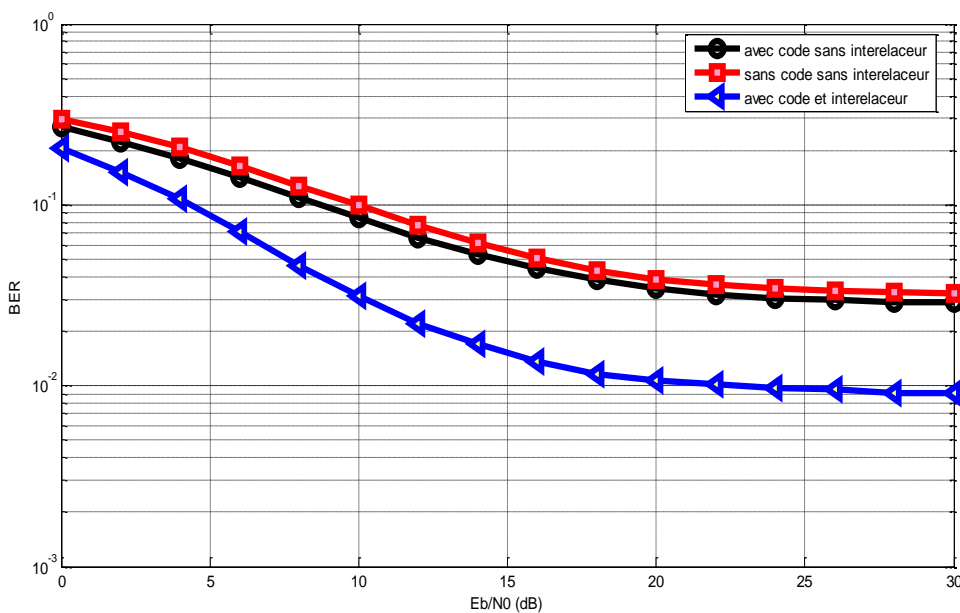


Fig. 4.2 Performances du code convolutionnels (avec entrelacement).

La **figure 4.2** présente le gain introduit en concaténant un code convolutionnels 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'entrelaceur.

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 10^{-1}	0	20
	4.444016 10^{-2}	30	
64	1.240442 10^{-1}	0	32
	3.241356 10^{-3}	30	
128	1.239193 10^{-1}	0	37.6471
	5.867517 10^{-4}	30	
256	1.020469 10^{-1}	0	35.5567
	9.367404 10^{-5}	30	

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

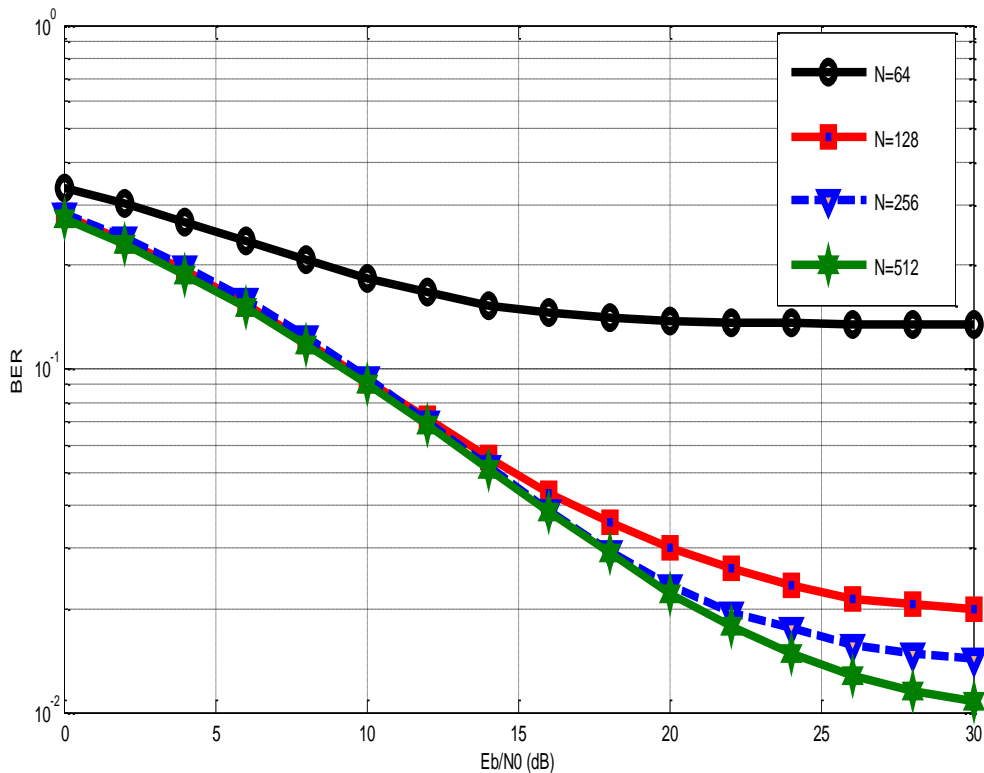


Fig. 4.3 influence du nombre de sous porteuses

Observations:

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 diminue la largeur de chaque bande de sous porteuse, pour telle façon cette dernière inférieure à la largeur de la bande de cohérence qui améliore 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 de E_b/N_0 diminue de près de 3 dB pour la modulation MAQ-4 par rapport à la MAQ-16, et cela pour une même valeur du TEB considérée. Notons tout de même que l'efficacité spectrale du MAQ-16 double.

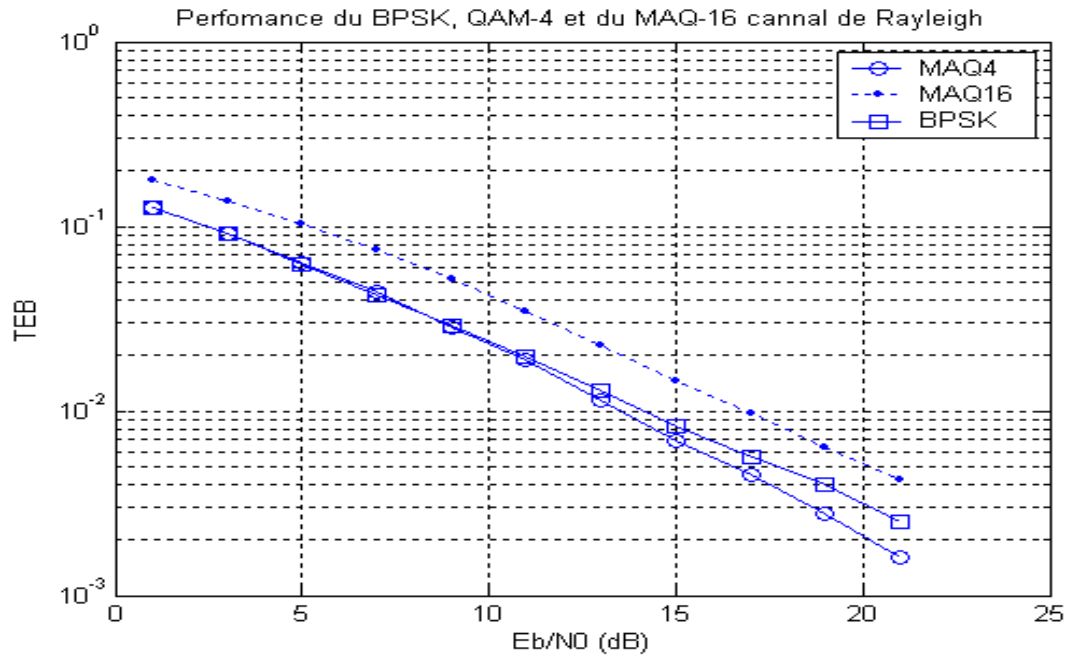


Fig. 4.4: Performance des différentes modulations

Observations :

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 (et plus) 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.

Observations1 :

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 **Tab4.5**) suivant.

	BER	E_b/N_0 en (dB)	R_Mbits_s
Avec CP	2.688871 10^{-1}	0	64
	7.873587 10^{-3}	30	
Sans CP	2.911715 10^{-1}	0	64
	3.058511 10^{-2}	30	

Tab 4.4 : comparaison entre OFDM sans CP, avec CP

Observations2 :

-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 est 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.

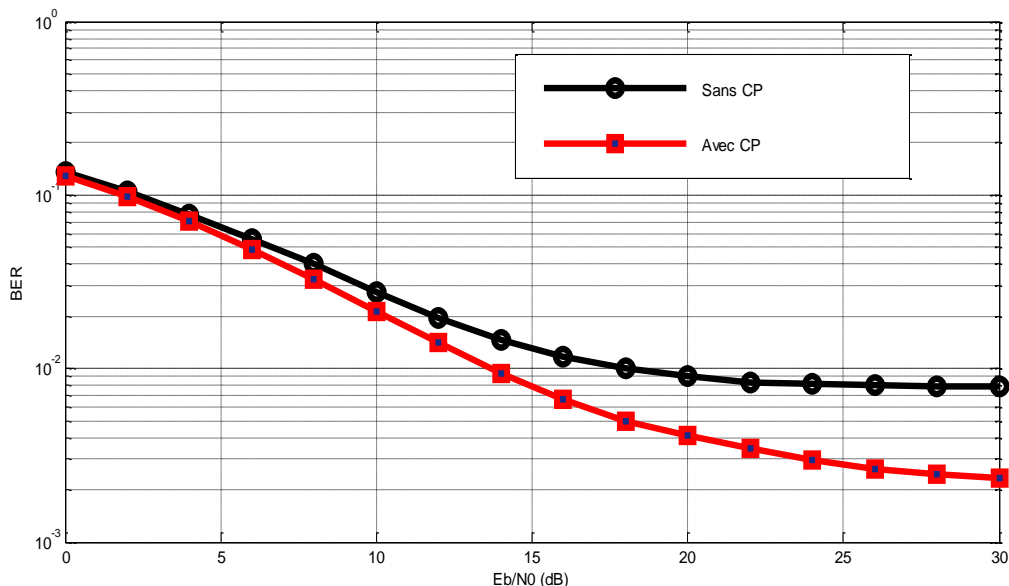


Fig.4.5 influence du de la longueur de préfixe cyclique avec (N=64) et sans préfixe cyclique

4.4 Beamforming :

4.4.1 Critères de Beamforming :

La **figure 4.6** nous renseigne sur les performances des critères de Beamforming. Etant donné son importance, cette simulation a été réalisée en envoyant quatre fois plus de bits que pour les autres simulations.

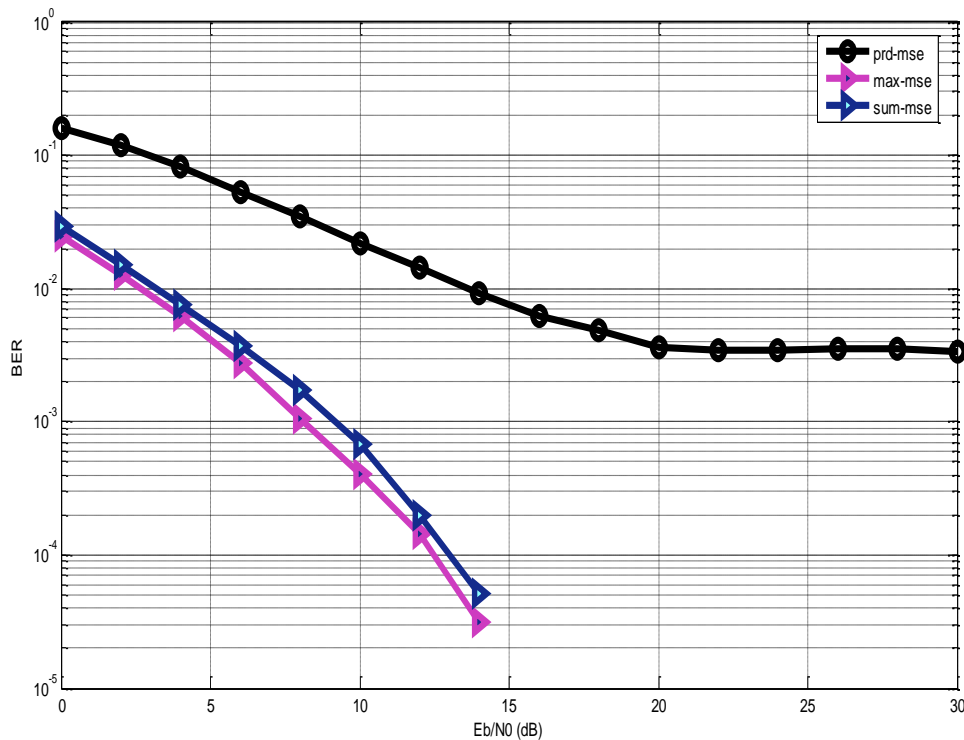


Fig.4.6 Performances des critères de Beamforming

Observations :

Comme on voit sur la **figure 4.6**, le critère max-mse est le meilleur des critères. Néanmoins, on constate que le critère sum-mse en est très proche pour des BER $< 10^{-2}$. Pour des BER $> 10^{-2}$, le critère max-mse est moins bon que les critères sum-mse, le critère max-mse est par contre nettement meilleur que ces deux critères. De par l'allocation uniforme de puissance qu'il réalise, le critère prod-sinr a de très mauvaises performances par rapport aux critères mentionnés jusqu'ici.

4.5 Nombre d'antenne

4.5.1 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 :

Nombre d'antenne (nTx, nRx)	BER	E_b/N_0 en Db
(1,1)	4.380194 10⁻¹	0
	3.729540 10⁻²	30
(1,2)	4.415517 10⁻²	0
	9.807811 10⁻³	30
(2,1)	4.405171 10⁻²	0
	9.77118 10⁻³	30
(2,2)	3.795815 10⁻¹	0
	0	[20-30]
(3,3)	3.226604 10⁻¹	0
	0	[18-30]
(4,4)	2.353308 10⁻¹	0
	1.288231 10⁻³	10
	0	[12-30]
(5,5)	2.347386 10⁻¹	0
	1.558344 10⁻⁴	10
	0	[12-30]
(6,6)	1.906790 10⁻¹	0
	8.31170 10⁻⁵	10
	0	[12-30]

Tab 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 σ 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 (4.7)**.

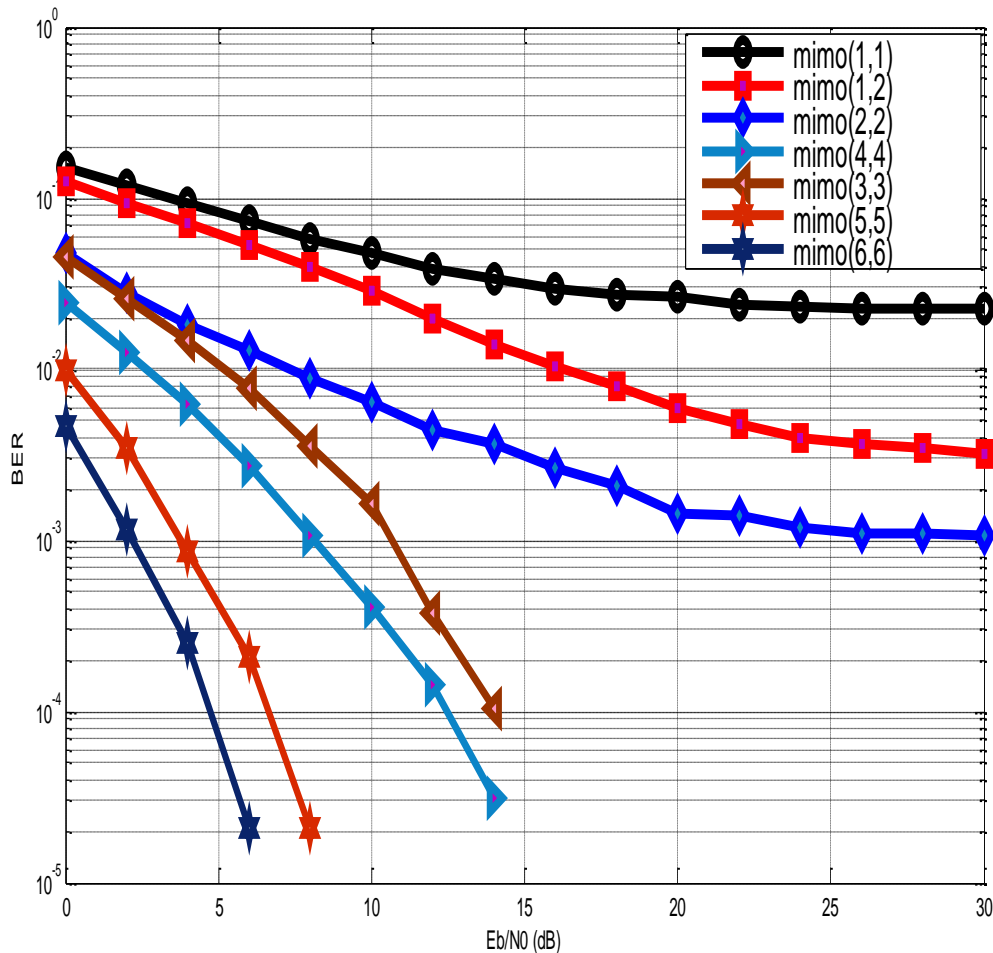


Fig. 4.7: performance du (TEB) d'un système MIMO (N_t, N_r)

Observations :

Cette simulation nous calcule le taux d'erreur binaire en fonction de Signal sur Bruit pour différent valeur du SNR on aura un taux d'erreur binaire qui doit diminuer en augmentant le nombre d'antennes a la réception et aussi en diminuant le nombre de symbole à transmettre. La **figure (4.7)** 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).

La **figure 4.7** 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.

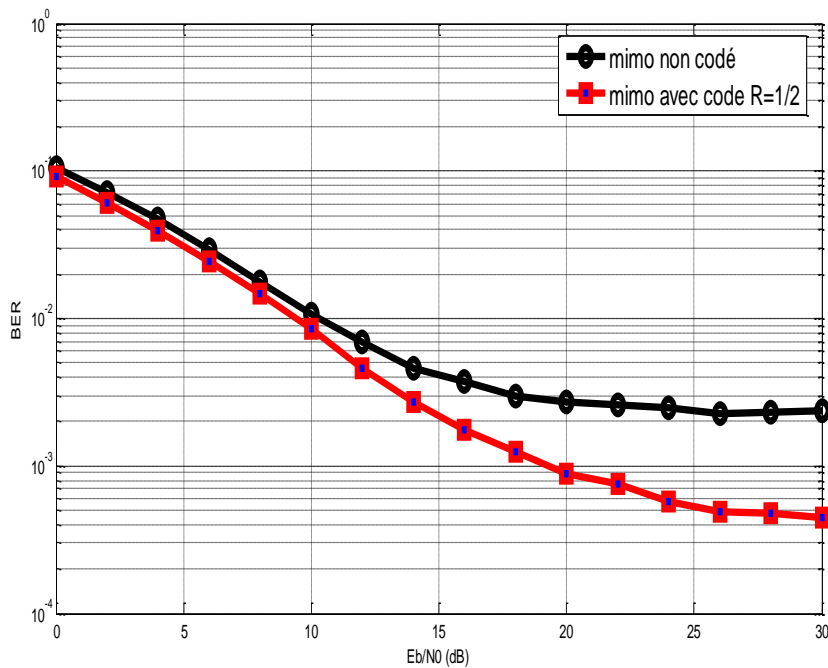


Fig. 4.8: performance du (TEB) d'un système MIMO(2,2) codé et non codé

Observations :

La **figure (4.8)** 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.

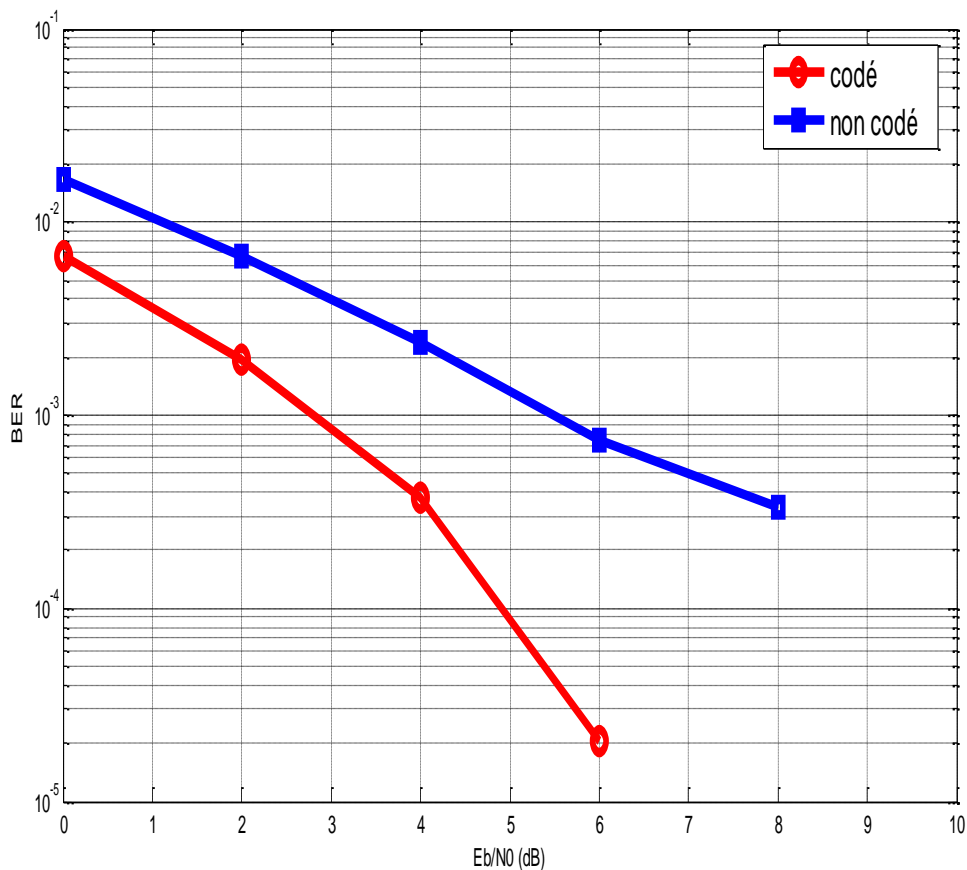


Fig. 4.9: performance du (TEB) d'un système MIMO(4,4) codé et non codé

Observations :

La **figure (4.9)** 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.

La Comparaison entre les deux techniques MIMO COFDM basé sur FFT, et MIMO COFDM basé sur DHT :

La figure (4.10) compare la performance (TEB, "Taux d'Erreur Binaire ") d'un système MIMOCOFDM, par rapport aux systèmes MIMOCOFDM basé sur DHT qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale. 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)**.

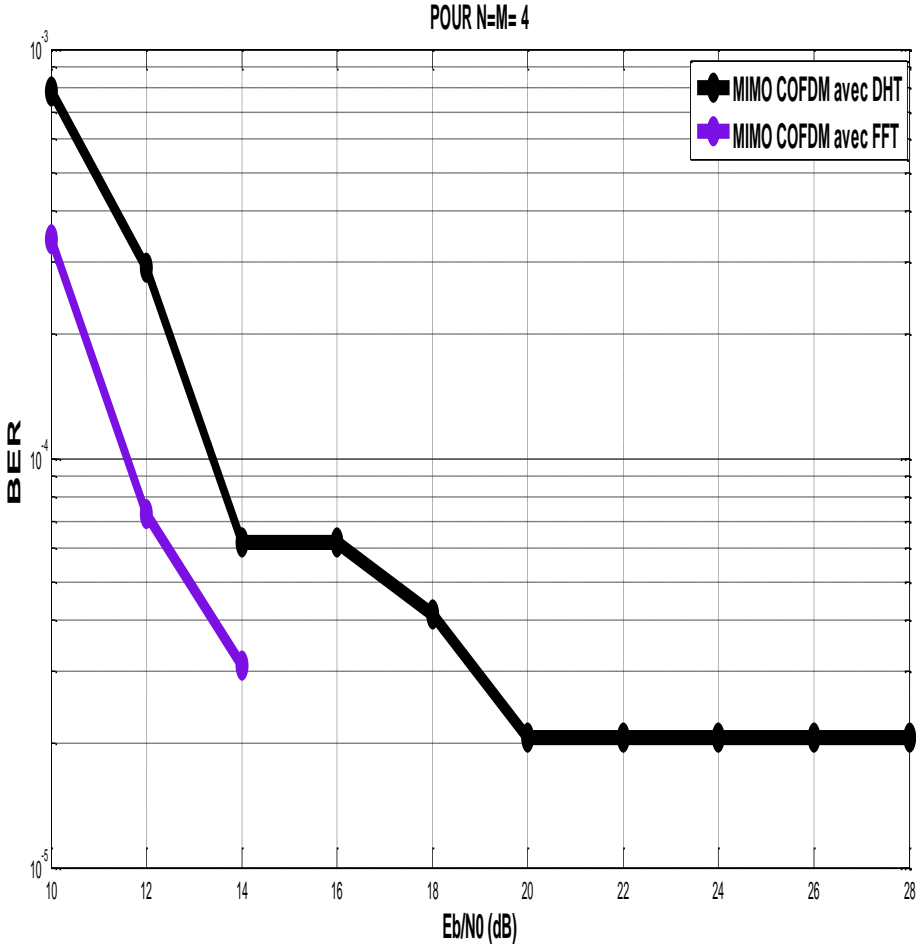


Fig .4.10

4.6 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 apparaît 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 $M \times N$ à 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 où 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

Les informations synthétisées dans ce mémoire sont issues de livres et de sites Internet Les livres:

- [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.

Bibliographie

- [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. Bölcskei 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.
- [25] **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.
- [26] **S.TRAVERSO,** ‘transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes de multiporteuse sur canal sélectif en fréquences’, Nov, 2007, thèse université de Cergy Pontoise. <http://publi-etis.ensea.fr/2007/Tra07>.

Bibliographie

[27] S.DOUKALI,"Estimation du canal pour un système OFDM"juin, 2007.Mémoire Ingénieur , Université Djilali Liabés de sidi bel abbes.

[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>

Les sites Web:

<http://kadionik.ftp-developpez.com/reseau/xdsl.pdf>

http://www.cnam.fr/elau/polycop/images/B11_Boucle%20_locale.pdf.

<http://www.itu.int/itudoc/gs/promo/tsb/79948-fr.pdf>

http://www.rzo.free.fr/docs_jean/adsl.pdf

<http://en.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>

http://www.ybet.be/hardware2_ch6/hard2ch6_ybet.pdf

<http://users.skynet.be/bk263649/index.htm>

http://deptinfo.cnam.fr/Enseignement/Memoires/LUSTEAU.Franck/Pages/Les_modulations_de_base.htm