

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
المركز الجامعي لعين تموشنت  
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent  
Institut des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE  
Filière : GENIE ELECTRIQUE  
Spécialité : GENIE DE TELECOMMUNICATION  
Thème

*Introduction du codage temps-espace en blocs pour l'amélioration des  
Systèmes de transmission*

**Présenté Par :**

- 1) Belarbi Rachida
- 2) Benattia Rahmouna

**Devant les jurys composés de :**

Dr. Ayache. Ch(Née Sayah)	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr. Benaissa Mohamed	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadreur
Mme .Belhamiani.S (Née Ferouani)	MCB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

*Année universitaire 2014/2015*

# Introduction Générale

---

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fils dits WLAN (Wireless Local Area Networks) 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), etc. 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. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples que l'on suppose décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service et de débit de transmission.

En comparant la diversité spatiale aux autres types de diversité : temporelle et fréquentielle, il est à noter que l'utilisation de l'une des deux dernières techniques de diversité est plus coûteuse en termes de ressources de traitement utilisées. En effet, la mise en œuvre de la diversité temporelle et/ou de la diversité fréquentielle nécessite respectivement plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle. Mais, l'utilisation de plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle induit une réduction de l'efficacité spectrale du système. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter la bande passante du moment où les bandes des fréquences utilisables sont presque toutes allouées à des services divers par les organismes de standardisation impliqués. Cependant, la diversité spatiale ne sacrifie ni les ressources temporelles ni les ressources fréquentielles et permet d'augmenter le débit et la robustesse de la transmission radio.

Ainsi, l'étude des systèmes à antennes multiples désignés en général par systèmes MIMO (Multiple- Input Multiple- Output) est devenue le centre d'intérêt de nombreux travaux de recherches. Dans la configuration classique des systèmes MIMO, les antennes sont co-localisées sur les deux terminaux, source et destination. L'observation principale est que, lorsque le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices augmentent, la capacité du système augmente. Théoriquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices. Ainsi, si nous augmentons en parallèle le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices, l'efficacité spectrale du système croît alors linéairement.

## Introduction Générale

---

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 ce mémoire. Ces systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions hertziennes et, s'ils existent depuis plus d'une décade, connaissent un net regain d'intérêt.

Dans ce mémoire un système de communication numérique utilisant une technique de diversité spatiale dite STBC (Space Time Blocs Codes) est étudiée. Pour cela, le premier chapitre est consacré à l'étude générale d'une chaîne de transmission. Dans le deuxième chapitre, nous présentons le canal de transmission à trajets multiples ainsi que les différents types de modulations numériques utilisées dans notre mémoire. Les performances des différentes modulations en termes de TEB et  $E_b/N_0$  y sont présentées. Le troisième chapitre est consacré au système MIMO et à la présentation de la technique STBC utilisée pour l'amélioration des performances du système de transmission. Le dernier chapitre est consacré aux résultats et interprétations des performances du système de transmission utilisé.

# RESUME

---

Ce document de mémoire s'attache d'abord à étudier les performances de schémas de MIMO-STBC associés à des modulations à haute efficacité spectrale (QPSK, MDP8, MAQ16). Nous distinguons principalement les cas d'un entrelacement au niveau de bits et d'un entrelacement au niveau de symboles. Nous détaillons le principe de fonctionnement de chacun des schémas et comparons leurs performances pour des transmissions sur des canaux de Gauss et des canaux de Rayleigh non sélectifs en fréquence.

Puis, nous abordons le contexte des transmissions multi-antennes. Un premier chapitre est consacré à la chaîne de transmission, suit par un chapitre concernant les types de modulation le troisième chapitre est consacré à l'étude de la capacité des systèmes MIMO et met bien en évidence l'accroissement potentiel très important apporté par ce type d'architecture. Cependant pour bien profiter de la diversité spatiale offerte par les systèmes MIMO, il faut pouvoir en réception éliminer les signaux interférents. Nous étudions la technique des codes spatio-temporels de type STBC. En particulier, dans le cadre des codes STBC, nous avons présenté les résultats de simulation.

## SUMMARY

This thesis paper seeks first to study the patterns of performance of MIMO-STBC associated with high spectral efficiency modulations (QPSK, 8PSK, 16QAM). We distinguish mainly the case of interleaving in bit interleaving and the level of symbols. We show the principle of operation of each of the patterns and compare their performance for transmissions over Gaussian channels and channel nonselective Rayleigh frequency.

Then, we discuss the context of multi-antenna transmission. The first chapter is devoted to transmission chain, follows with a chapter on the types of modulation The third chapter is devoted to the study of the capacity of MIMO systems and clearly shows the great potential increase brought by this type of architecture. However to make the most of spatial diversity offered by MIMO systems, we need to eliminate reception interfering signals. We study the technology of space-time codes STBC type. In particular, in the context of STBC codes, we presented the results of simulation.

## RESUME

---

المرتبطة عالية التحويلات الكفاءة الطيفية MIMO-STBC تسعى هذه الورقة الأطروحة الأولى لدراسة أنماط أداء  
نميز أساسا حالة التداخل في التداخل قليلا ومستوى حرف. نقدم لك مجموعة من مبدأ (QPSK، 8PSK، 16QAM).  
عمل كل واحد من الأنماط ومقارنة أدائها لنقل الحركة عبر قنوات جاوس وقناة تردد رايلي غير الانتقائية  
ثم، ونحن نناقش سياق نقل متعدد الهوائيات. الفصل الأول مكرس لسلسلة انتقال، يتبع مع الفصل على أنواع التشكيل  
واضح يبين الزيادة المحتملة كبيرة رفعتها هذا النوع من الهندسة MIMO ويخصص الفصل الثالث لدراسة قدرة النظم  
، ونحن بحاجة للقضاء على MIMO المعمارية. ومع ذلك لتحقيق الاستفادة القصوى من التنوع المكاني التي توفرها أنظمة  
على وجه الخصوص، في سياق STBC استقبال إشارات التداخل. نقوم بدراسة تكنولوجيا الفضاء لمرة واكتب رموز  
، قدمنا نتائج المحاكاة STBC رموز

# TABLBLE DE MATIERE

---

INTRODUCTION GENERALE.....	1
RESUME.....	2
TABLE DES MATIERES.....	3
TABLE DES FIGURES.....	4
TABLES DES ABREVIATIONS.....	5
REMERCIEMENT.....	6
DEDICACES.....	7
I.CHAINE DE TRANSMISSION NUMERIQUE.....	8
I.1 INTRODUCTION .....	8
I.2 PRESENTATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION NUMERIQUE.....	8
I.2.1 SOURCE DE L'INFORMATION .....	8
I.2.2 CODEUR DE SOURCE.....	9
I.2.3 CODEUR DE CANAL.....	9
I.2.4 L'EMMETEUR.....	9
I.2.5 LE CANAL DE TRANSMISSION.....	10
I.2.5.1 LE MILIEU DE TRANSMISSION.....	10
I.2.5.2 LE BRUIT.....	12
I.2.6 LE RECEPTEUR.....	13
I.2.7 DECODEUR DE CANAL DE SOURCE.....	13
CONCLUSION.....	13
II. LES MODULATIONS NUMERIQUES.....	14
II.1 INTRODUCTION .....	14
II.2 MODULATION NUMERIQUE.....	14
II.2.1 DEFINITIONS ET APPELATIONS.....	15
II.2.2 MODULATION A DEPLACEMENT D'AMPLITUDE(MDA).....	16
II.2.3 MODULATION A DEPLACEMENT DE PHASE (MDF).....	18

# TABBLE DE MATIERE

---

II.2.4 MODULATION D'AMPLITUDE A QUADRATURE (MAQ).....	20
II.2.5 LES CRITERES DE CHOIX D'UNE MODULATION .....	22
II.3 CANAL DE TRANSMISSION.....	24
II.3.1 BANDE PASSANTE.....	24
II.3.2 MOELISATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION.....	25
II.3.2.1 REPONSE IMPULSIONNELLE ET FREQUENTIELLE.....	25
II.3.2 CANAL A BRUIT ADDITIF.....	26
II.3.2.3 CANAL A EVANOUISSEMENT.....	26
II.3.3 RESULTATS DE SIMULATIONS DES MODULATIONS NUMERIQUES.....	28
a. MODULATION BPSK.....	29
b. MODULATION MAQ-4.....	30
c. MODULATION MAQ-16.....	32
CONCLUSION.....	37
III LES SYSTEMES MIMO-STBC.....	38
III.1 INTRODUCTION .....	38
III.2 LES ANTENNES MIMO.....	38
III.3 CAPACITE DES SYSTEMES MIMO.....	39
III.3 LA DIVERSITE SPATIALE A BASE DU 'SPACE TIME BLOCK CODE'(STBC).....	41
III.3.1 LA CONSTRUCTION D'ALAMOUTI.....	42
III.3.2 LA CONSTRUCTION GENERALISEE.....	44
III.4 LE DECODAGE DE STBC GENERALISE.....	46
CONCLUSION .....	50
IV LES RESULTATS DE SIMULATION .....	51
IV.1 INTRODUCTION .....	51
IV.2 RESULTATS DE SIMULATION DU SCHEMA D'ALAMOUTI.....	52
IV.2.1 COMPARAISON ENTRE LE MRC ET LE CODE ESPACE-TEMPS G2.....	52
IV.3 APPLICATIONS DU STBC AU DIFFERENTES MODULATIONS NUMERIQUES..	53
IV.3.1 PERFORMANCES DU STBC :DE DEUX ANTENNES DE TRANSMISSIO .....	53

# TABLBLE DE MATIERE

---

IV.3.1.1 MODULATION MAQ-4(2 bits/s/Hz).....	53
IV.3.1.2 MODULATION MAQ-16(4BITS/S/Hz).....	54
IV.3.2 PERFORMANCES DU STBC :QUATRE ANTENNES DE TRANSMISSION CODE G4.....	55
IV.3.2.1 MODULATION MAQ-4.....	56
IV.3.2.2 MODULATION 8PSK.....	57
IV.3.2.3 MODULATION MAQ-16.....	58
IV.4COMPARAISON ENTRE LE CODE G2 ET G4.....	59
CONCLUSION.....	62
CONCLUSION GENERALE.....	63
BIBLIOGRAPHIE	



## Table des figures

---

Figure I.1 : chaîne de transmission numérique.....	10
Figure I.2 : canal de transmission.....	12
Figure I.3 : canal bruit blanc gaussien (BBAG).....	14
Figure II.1 : Constellation de la modulation d'amplitude à M états.....	18
Figure II.2 : Modulation d'amplitude MDA 4 Symétrique.....	18
Figure II.3 : Constellation des symboles en modulation de phase MDP-M.....	19
Figure II.4 : Chronogramme de la modulation de phase MDP-4.....	20
Figure II.5 : Constellation des symboles en modulation d'amplitude en quadrature (MAQ-4et MAQ-16).....	22
Figure II.6 : Canal de transmission.....	24
Figure II.7 : densité de probabilité de la distribution de Rayleigh.....	28
Figure II.8 : Système linéaire variant dans le temps avec canal et bruit additif gaussien.....	29
Figure II.9: Performance du BPSK.....	29
Figure II.10 : Performance du MAQ-4.....	30
Figure II.11 : Performance du MAQ-16.....	31
Figure II.12 : Performance des différentes modulations.....	32
Figure II.13 : Capacité d'une transmission en fonction du SNR.....	34
Figure II.14 : Capacité d'une transmission MIMO en fonction du SNR.....	36
Figure III-1 : <i>Dispositif MIMO</i> .....	32
Figure III.2 : Capacité d'une transmission MIMO en fonction du SNR.....	34
Figure IV.1 : Comparaison SIMO-MRC et STBC (code $G_2$ ), modulation BPSK, canal de Rayleigh.....	52
Figure IV.2 : Performance du code $G_2$ pour une MAQ-4, canal de Rayleigh.....	53
Figure IV.3 : Performance du code $G_2$ pour une 8PSK, canal de Rayleigh.....	54
Figure IV.4 : Performance du code $G_2$ pour une MAQ-16, canal de Rayleigh.....	55
Figure IV.5 : Performance du code $G_4$ pour une MAQ-4, canal de Rayleigh.....	56
Figure IV.6 : Performance du code $G_4$ pour une 8PSK, canal de Rayleigh.....	57

## Table des figures

---

Figure IV.7 : Performance du code $G_4$ pour une MAQ-16, canal de Rayleigh.....	58
Figure IV.8 : Comparaison $G_2$ (BPSK) et $G_4$ (MAQ-4) pour 1 bit/s/Hz.....	59
Figure IV.9 : Comparaison $G_2$ (MAQ-4) et $G_4$ (MAQ-16) pour 2 bits/s/Hz.....	60

## Table des figures

---

## Table des abréviations

---

**GSM** : Global System for Mobile Communications

**MIMO** : Multiple Input Multiple Output

**SIMO** : Simple Input Multiple Output

**SISO** : Simple Input Simple Output

**STBC** : Space-Time Bloc Code

**PIN** : Personal Identity Number

**16-QAM** : 16 QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION

**QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying

**4QAM** : 4 Quadrature Amplitude Modulation

**8PSK** : 8 Quadrature Phase Shift Keying

**16QAM** : 16 Quadrature Amplitude Modulation

**SNR** : Signal Noise Ratio

**pe** : Probabilité d'erreur

**TEB** : Taux d'Erreur par Bit

**n** : éléments binaires

**R** : Rapidité de modulation

**M-aires** : ce type de modulation

**MDA** : Modulation à Déplacement

**MDP** : Modulation à Déplacement de Phase

**Ps** : la Probabilité d'erreur par Symbole

**MAQ** : Modulation d'Amplitude en Quadrature

**BBAG** : bruit blanc additif gaussien

**$\eta$**  : l'efficacité spectrale

**D** : débit binaire

**B** : la bande

## Table des abréviations

---

**{ak,bk,ik}** : les trains binaires

**m(t)** : signal modulé

**$\pi$** : radiants

**$\alpha$**  : l'atténuation en Naper

**$\beta$**  : le déphasage en radian

**AWGN** : Additif White Gaussien Noise

**S(t)** : le signal émis

**R(t)** : le signal reçu

**B<sub>s</sub>** : Bande du signal

**B<sub>c</sub>** : Bande de cohérence

**IES** : d'interférence entre symboles

**T<sub>c</sub>** : temps de cohérence

**MRC** : Maximal Ratio Combining

# REMERCIEMENT

*Tous d'abords je remercie **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné le  
Courage et la patience de mener à bien ce travail, qu'il soit béni et glorifié.*

*Nos remerciements s'adressent vivement à notre encadreur  
**Mr : BENAÏSSA Mohamed** pour ses conseils et son aide dans la réalisation de  
ce travail et je tiens à remercier l'ensemble des enseignants qui ont contribué à  
notre formation.*

*Que tous les membres du jury trouvent ici l'expression de nos profonds  
Respects pour avoir pris la peine d'examiner notre mémoire.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à*

*Mes chers parents qui m'ont soutenu et encourager*

*A mes frères et ma sœur Nabila, Mohamed*

*et le petit prince Youcef*

*A ma grande famille*

*A tous mes collègues et mes amies partout surtout Nor El  
Houda, Zahra, Fatima, et mon binôme Minin, mes amis Igor,  
Reda, Miyou, Adel, Mohamed et a toute personne me connait .*

*A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science*

*Et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien*

*Et la prospérité de l'humanité.*

.RACHIDA.

## *Dédicace*

*Je voudrais dédier cet humble travail*

*À ma chère maman et mon cher père*

*Qui nous a quitté à jamais, Qui ont veillé à ce que*

*je sois ce que je suis devenu maintenant.*

*À mes frères : Saido, Ali, Bouabdellah et Habibo*

*À mes sœurs : Fatiha, Houaria, Soumia, Malika*

*À mes nièces : Moucha, Hadjer, Nada et mon neveu Sido*

*À ma grande mère À mes cousins et À mes cousines, surtout Arbi et*

*Zahra.*

*À mes amies : Nassima mon intime, Amina, Jamila, Hadjer et mes*

*Amis : Réda ,Miyou, Adel.*

*MININ*



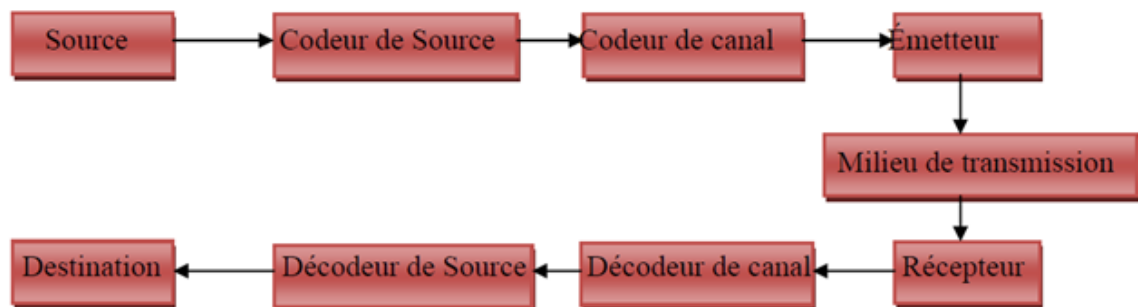


## I.1 INTRODUCTION :

L'objectif des transmissions numériques comme leur nom l'indique est d'acheminer des messages de nature numérique entre une source et un destinataire. Les transmissions numériques ont fait l'objet de très nombreuses études depuis la publication des travaux de 'SHANNON en 1948 qui ont posé les bases théoriques de ce domaine. Les résultats de nombreuses recherches compris la théorie de codage se sont rapidement concrétisés en pratique par l'amélioration de la conception des systèmes de transmission numérique.

## I.2 PRESENTATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION NUMERIQUE

Le schéma de base d'une chaîne de transmission numérique est représenté sur la figure. I.1.



**Figure I.1** : chaîne de transmission numérique

Le codage de source peut comporter plusieurs fonctions : numérisation, compression.

Le codage de canal : codage, transcodage, cryptage, brouillage.

Le contenu et le rôle de chacun des blocs présentés sur la figure. I.1 sont détaillés dans les paragraphes suivants :

### I.2.1 Source de l'information

Le message porteur d'information émis par la source peut être de nature analogique (signal de parole, etc.). Dans ce cas, le signal doit être numérisé. Nous rappelons que la numérisation s'effectue en deux grandes étapes : échantillonnage (qui doit respecter le théorème d'échantillonnage pour garantir une représentation fidèle du signal), puis quantification de ces échantillons et représentation binaire des valeurs quantifiées

**Exemple :** Une source de nature analogique (parole, Musique, Image.....), doit d'abord être numérisée au moyen de la double opération citée précédemment avant d'être transmis par des techniques numériques.

### **I. I.2.2 Codeur de source**

Le codage de source a pour intérêt la compression maximale de la taille du message, afin de minimiser les paramètres de la transmission (temps, puissance, bande passante, surface de stockage, etc.). Par conséquent on obtient une réduction considérable dans le coût de la transmission. La compression a pour rôle de substituer un message aussi court que possible au message émis par la source, dans les limites où cette substitution est réversible.

### **I.2.3. Codeur de canal**

Le codage de canal vise, quant à lui, à la protection du message contre les erreurs dues aux perturbations créées par le bruit présent dans le canal de transmission. Les perturbations engendrées induisent une qualité de restitution (souvent mesurée quantitativement par la probabilité d'erreur par bit  $P_e$  ou par message, trame, etc....).

Le codage de canal se propose d'assurer que le message à la réception est une représentation fidèle du message transmis ainsi la sûreté de transmission est garantie. Le «prix» qu'il en coûte est alors un accroissement de la taille du message. Il y a donc antagonisme entre codage de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de diminuer la redondance du message de source, celui du deuxième d'en ajouter dans un but de protection.

### **I.2.4. L'émetteur**

Le message numérique issu du codeur de canal, en tant que suite d'éléments binaires, est une grandeur abstraite. Pour transmettre ce message il est donc nécessaire de lui associer une représentation physique, sous forme d'un signal électrique. C'est la première fonction de l'émetteur, appelée généralement opération de modulation. Le choix du type de signaux dépend des propriétés physiques du milieu de transmission que le signal va traverser. L'émetteur assure donc aussi une fonction d'adaptation du signal modulé au milieu de transmission. Parmi les autres traitements effectués par l'émetteur, On cite:

1. La transformation du message numérique en une suite d'impulsion électrique, opération que nous appelons codage en ligne dans le cas de la transmission en bande base (sans porteuse).
2. Le filtrage du signal modulé qui transforme le signal électrique en un autre mieux adapté à un canal de transmission passe-bande.

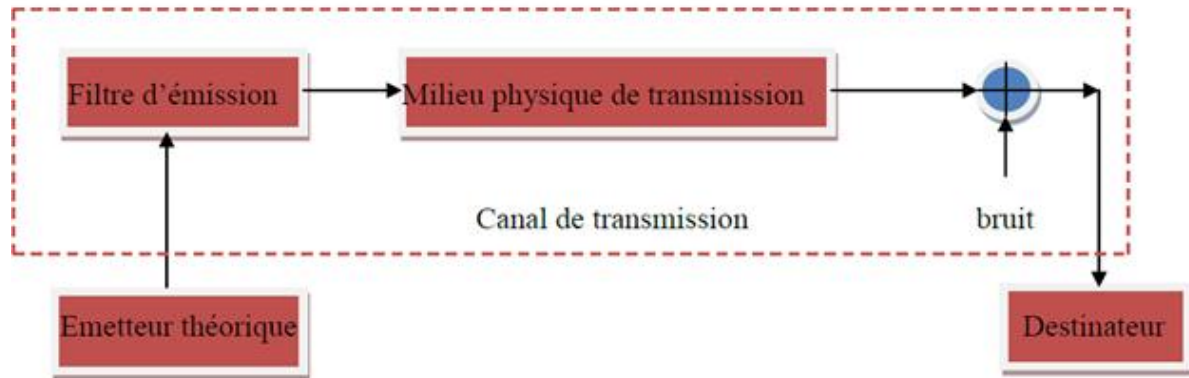
➤ **Filtrage d'émission:**

On peut citer le filtrage du signal modulé pour limiter sa bande. Lorsque la bande allouée à la transmission est centrée autour d'une fréquence élevée, le modulateur élabore parfois un signal dont le spectre est centré autour d'une fréquence dite intermédiaire plus basse, et l'émetteur effectue ensuite un changement de fréquence qui permet de centrer le signal modulé autour de la fréquence souhaitée. On distingue deux types de filtrage, soit avec passe bas pour un signal numérique en bande de base, soit avec passe-bande pour un signal modulé. Le filtrage apparaît alors comme une fonction essentielle, qui doit répondre au double but:

- Assurer le minimum de distorsion au signal qui va être traité par le récepteur.
- Limiter l'occupation des fréquences à la seule bande permise.

### **I.2.5 Le canal de transmission**

Le canal, au sens des communications numériques, est comme représenté à la figure I.2, inclut le milieu de transmission (lien physique entre l'émetteur et le récepteur : câble, fibre, espace libre, voire support d'enregistrement), le bruit (perturbation aléatoire issue du milieu, des équipements électroniques), et les interférences (provenant des autres utilisateurs du milieu de transmission, de brouilleurs intentionnels ou non). Mais aussi, éventuellement, le filtre d'émission placé physiquement dans l'émetteur.



**Figure I.2** : canal de transmission

é

### I.2.5.1 Le milieu de transmission

Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur, il est pratiquement constitué par l'un des supports suivants :

- **La paire symétrique:**

La paire symétrique est constituée de deux conducteurs identiques torsadés. Les torsades de la

ligne-généralement plusieurs paires sont regroupées sous une enveloppe protectrice appelée gaine pour former un câble.

La paire torsadée est sensible à l'environnement électromagnétique (parasite industriels, proximité de câble courant fort).

La paire torsadée (symétrique) est actuellement le conducteur le plus utilisé des raccordements téléphonique, liaison spécialisée en bande de base jusqu'à 64Kbit/s, réseau locaux jusqu'à 100Mbit/s sur 100m.

- **La paire coaxiale, ou câble coaxiale :**

Une paire coaxiale est constituée de deux conducteurs concentriques maintenus à part par un diélectrique. Le conducteur extérieur, tresse métallique en cuivre recuit blindage. L'ensemble est protégé par une gaine.

Le câble coaxial possède des caractéristiques électriques supérieures à celles de la paire torsadées. Il autorise des débits plus élevés et est peu sensible aux perturbations électromagnétiques extérieures.

En transmission numérique, notamment dans les réseaux locaux, on utilise des câbles d'impédance  $50\Omega$  à des débits pouvant atteindre  $10\text{Mbit/S}$  sur des distances de l'ordre du kilomètre. La bande passante est d'environ  $300$  à  $400\text{Mhz}$ .

- **La fibre Optique:**

Une fibre optique est composée d'un fil de silice appelé cœur, entouré d'une gaine appelée manteau et d'une enveloppe de protection. Un système de transmission par fibre optique met en œuvre :

- Un émetteur de lumière (transmetteur), constitué d'une diode électroluminescente, qui transforme les impulsions électriques en impulsions lumineuses.
- Un récepteur de lumière, constitué d'une photodiode de type (PIN) qui traduit les impulsions lumineuses en signaux électriques.

Les fibres optiques sont caractérisées par :

- Une bande passante très large.
- Insensibilité aux parasites électriques et magnétiques.
- Atténuation très faible.
- Vitesse de propagation élevée

- **Les faisceaux hertziens :**

Les ondes radioélectriques peuvent dans certains cas remplacer avantageusement les liaisons filaires, ces ondes utilisent des fréquences dans la bande de  $400\text{MHz}$  à  $40\text{GHz}$ . Ils peuvent être analogiques ou numériques.

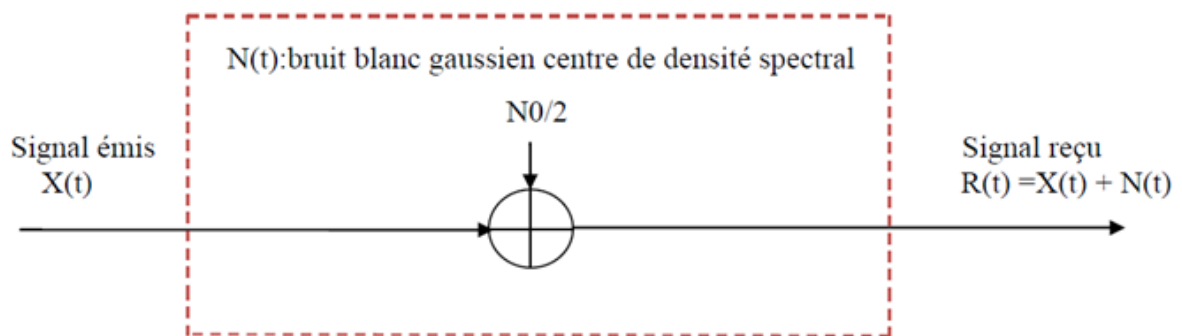
### **1.2.5.2 Le bruit**

Le bruit qui s'ajoute au signal est une perturbation aléatoire qui peut être d'origine interne aux éléments de transmission, ou d'origine externe (bruit capté par l'antenne). Il joue un rôle d'autant plus important que le signal reçu est faible. Dans ces conditions, pour traiter le signal, le récepteur doit opérer avant toute chose une amplification du signal.

❖ **Le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG)**

Les modèles utilisés pour représenter le canal de transmission défini ci-dessus sont relativement simples. Le plus simple et le plus classique est le canal à bruit, additif blanc gaussien (canal BBAG) en sortie de ce canal. Le signal reçu résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit figure I.3. Si on excepte ce bruit, le signal émis ne subit aucune modification : nous dirons que le canal est sans perturbation.

Le bruit additif est indépendant du signal. Il est modélisé par un processus aléatoire stationnaire, blanc gaussien et centré (la moyenne=0), de variance ( $\sigma^2$ ) sa densité spectrale bilatérale de puissance est constante, égale à  $N_0/2$ .



**Figure I.3 :** Canal bruit blanc gaussien(BBAG)

Un paramètre qui sert à caractériser le fonctionnement du récepteur est le rapport signal sur bruit, rapport des puissances de signal reçu et de bruit, évalué au niveau du récepteur. Si on réfère au modèle de canal BBAG, la puissance du signal utile est la même à l'entrée est la sortie du canal.

### **I.2.6 Le récepteur**

Le récepteur, qui a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu, comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation (le signal est ramené en bande de base) pour les transmissions sur onde porteuse. Le filtrage est assuré par un filtre ayant les critères de Nyquist permettant l'extraction du message numérique du signal reçu. Pour cela, il procède de manière séquentielle en prenant une suite de décisions sur les symboles successifs du message émis.

### **I.2.7 Décodeur de canal- source**

Le décodage de canal et de source sont les opérations inverses respectives des fonctions de codage de canal et de source.

Plusieurs stratégies différentes peuvent être utilisées par le décodeur de canal.

- La première est la détection d'erreurs. Le décodeur observe la séquence reçue, il demande à l'émetteur de retransmettre la séquence dans laquelle une erreur a été détectée.
- La deuxième est la correction d'erreurs.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents blocs d'une chaine de transmission numérique. Deux critères favorisent un système de transmission à un autre. Le premier est de transmettre le plus vite possible le maximum d'informations (débit). Le second est de transmettre sans erreur. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude du canal de transmission à trajets multiples ainsi que les différents types de modulations numériques.



## II.1.INTRODUCTION

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire 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 trois caractéristiques principales permettant de comparer entre les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

- *La probabilité d'erreur  $P_e$*  par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que  $P_e$  est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur par Bit TEB.
- *L'occupation spectrale* du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- *La complexité du récepteur* dont la fonction est de restituer le signal émis.

## II.2. MODULATION NUMERIQUE :

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. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse  $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A
- La fréquence :  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase:  $\varphi_0$

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.

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA.

(*Amplitude Shift Keying ASK*).

- Modulation par Déplacement de Phase MDP.

(*Phase Shift Keying PSK*).

- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel MDPD.

(*Differential Phase Shift Keying DPSK*).

- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ.

(*Quadrature Amplitude modulation QAM*)

- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF.

(*Frequency Shift Keying FSK*).

## II.2.1. Définitions et appellations:

➤ Un *symbole* est un élément d'un alphabet. Si  $M$  est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit  $M$ -aire. Lorsque  $M=2$ , le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc,  $n$  symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de  $M = 2^n$  symboles  $M$ -aires. Ainsi un symbole  $M$ -aire véhicule l'équivalent de  $n = \log_2 M$  bits.

➤ La *rapidité de modulation*  $R$  se définit comme étant le 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.

La "rapidité de modulation"  $R = \frac{1}{T}$  s'exprime en "bauds".

Où  $T$  est période du symbole

➤ La *débit binaire*  $D$  se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

Le "débit binaire"  $D = \frac{1}{T_b}$  s'exprime en "bits par seconde".

Où  $T_b = \frac{t}{n}$  ;

$n$  est nombre de bits

Pour un alphabet M-aire, on a la relation fondamentale :  $T = nT_b$  soit  $D = nR$ .

Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

➤ *La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit*

$$TEB = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad \text{II.1}$$

On notera la différence entre  $P_e$  et TEB. Au sens statistique, on a  $P_e = E(TEB)$ . TEB tend vers  $P_e$  si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

➤ *L'efficacité spectrale* d'une modulation se définit par le paramètre  $\eta = \frac{D}{B}$  et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur  $D$  est le "débit binaire" et  $B$  est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura :  $h = \frac{1}{T_b} \log_2 M$  bit/sec/Hz. Remarquons que pour  $B$  et  $T$  donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole  $n = \log_2 M$ . C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire.

## II.2.2. modulation à déplacement d'amplitude (MDA)

Elle consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée. Celui-ci s'exprime alors:

$$S(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \phi) \quad \text{avec} \quad A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad \text{II.2}$$

Où :

-  $T_s$  est la période d'un symbole.

-  $h(t)$  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).

-  $\phi$  est une phase de référence

-  $a_k = (n \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 3, \pm M - 1)a_0$  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.

❖ Les constellations "MDA M Symétrique"

On a toujours  $M = 2^n$  amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que :  $A_i = (2i - M + 1) \cdot a_0$  avec  $i = 1, 2, \dots, M$ .

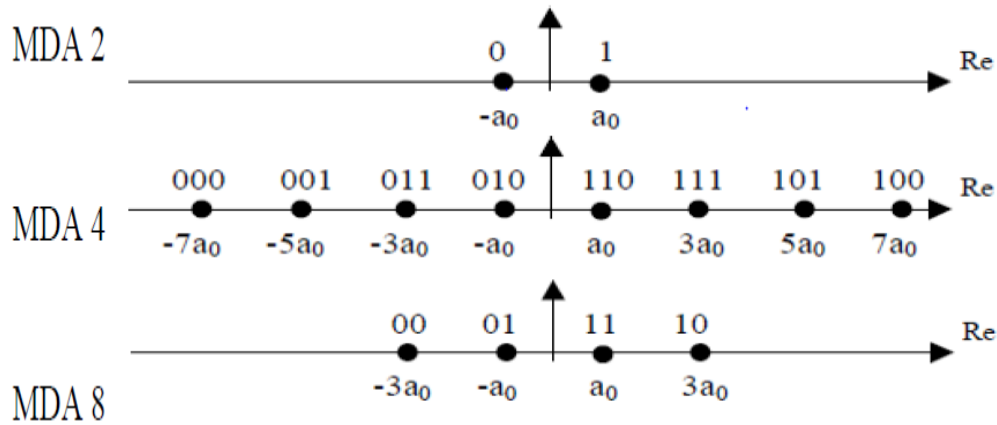


Figure II.1 : Constellation de la modulation d'amplitude à M états

❖ Chronogramme de "MDA 4 Symétrique"

La figure II.2 met en évidence que deux bits sont transmis simultanément à chaque période T.

Elle met aussi en évidence qu'il n'est pas question ici de pratiquer une détection d'enveloppe à la réception.

❖ Conclusion sur la MDA

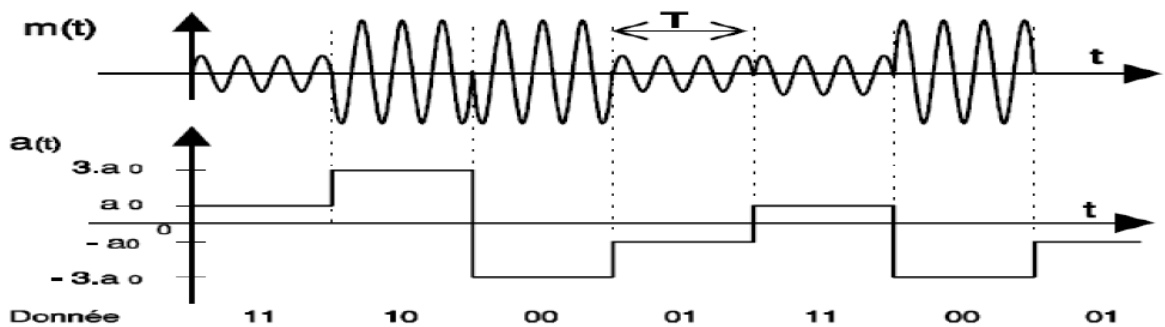


Figure II.2 : Modulation d'amplitude MDA 4 Symétrique

La tentation d'augmenter  $M$  (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :

➤ L'efficacité spectrale  $\eta = 1/TB \log_2 M$  augmente, (pour une largeur de la bande  $B$  donnée).

➤ Malheureusement, la probabilité d'erreur par symbole  $P_s(e)$  augmente aussi, et, pour finalement, 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 pour sa résistance au bruit.

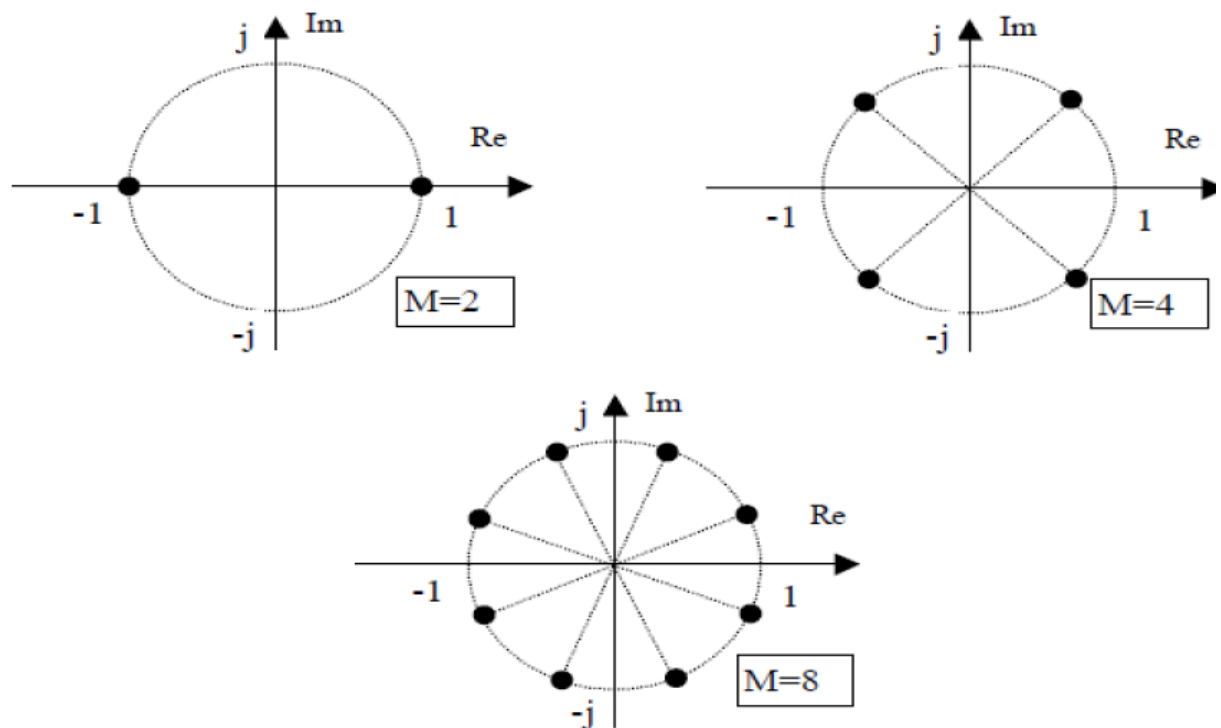
### II.2.3. modulation à déplacement de phase (MDP)

Le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime:

$$s(t) = A \sum_k h(t - kTs) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad \text{II.3}$$

où  $A$  représente l'amplitude constante de l'onde porteuse et  $\phi_k$  la valeur de la phase pendant un intervalle de temps  $[kTs, (k+1)Ts]$ . Pour une modulation MDP-M,  $\phi_k$  prend ses valeurs dans un alphabet de  $M$  éléments

$$\phi_k = \phi + (2n+1) \frac{\pi}{M} \quad (n=1,2,\dots, M) \quad \text{II.4}$$



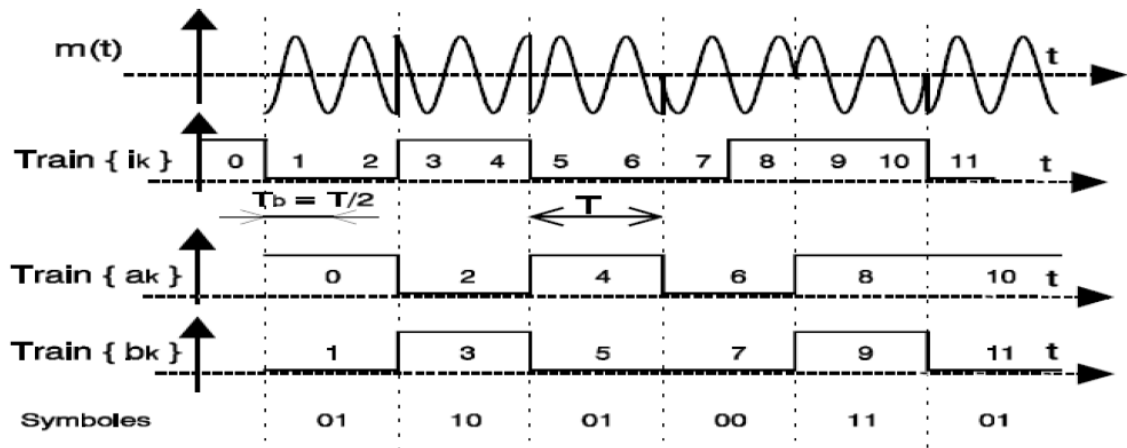
**Figure II.3 :** Constellation des symboles en modulation de phase MDP-M

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. Un des inconvénients de la MDP, est l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude.

On appelle "MDP-M" une modulation par déplacement de phase (MDP) correspondant à des symboles  $M$ -aires. La figure II.3 montre différentes constellations de MDP pour  $M=2, 4$  et  $8$ .

#### ❖ Chronogramme de "MDP-4"

La figure II.4 représente un chronogramme de la modulation de phase MDP-4. Elle met en évidence la distribution des bits numérotés du train binaire entrant  $\{i_k\}$  vers les trains binaires  $\{a_k\}$  et  $\{b_k\}$  ainsi que le retard à introduire sur la voie en phase pour réaligner les deux flux de bits. On observe aussi que la phase du signal modulé  $m(t)$  peut changer de  $0, \pm \frac{\pi}{2},$  ou  $\pi$  radians lors du passage d'un symbole à un autre ce qui n'a, bien entendu, rien de surprenant lorsque l'on regarde la constellation de la MDP-4.



**Figure II.4 :** Chronogramme de la modulation de phase MDP-4

#### ❖ Conclusion sur la MDP

La tentation d'augmenter  $M$  (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande et présente les avantages et les inconvénients suivants :

- L'efficacité spectrale  $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$  augmente (pour une largeur de la bande  $B$  donnée).
- La probabilité d'erreur par symbole  $P_s(e)$  augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation restant raisonnable jusque  $M = 16$ .
- Nous avons vu que la complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec  $M$ . Cependant cette complexité n'est pas très élevée et fait de la MDP 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 de  $\pm \pi$  radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées sont une solution à ce problème.

#### II.2.4- Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

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

une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

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

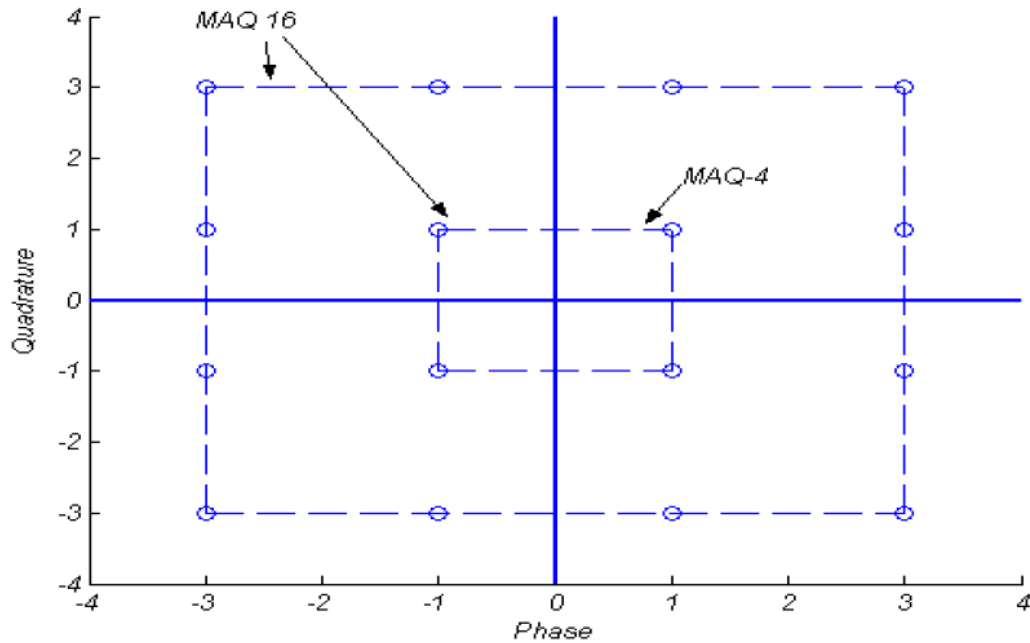
$$S(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \phi_0) + b(t)\sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad \text{II.5}$$

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

$$A(t) = \sum_k a_k h(t - kTs) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kTs) \quad \text{II.6}$$

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 par un symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$ . Dans le cas particulier mais très fréquent où  $M$  peut s'écrire  $M = 2^n$ , alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits. Le symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$  peut par conséquent représenter un mot de  $2^n$  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).





**Figure II.3** : Constellation des symboles en modulation d'amplitude en quadrature (MAQ-4 et MAQ-16)

### II.2.5 Les critères de choix d'une modulation

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé.
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

### APPLICATIONS :

Les domaines d'applications des diverses techniques de transmission numérique que nous venons d'exposer sont très variés. Quelques-uns sont décrits ci après.

- **Les modems téléphoniques :**

La transmission d'un grand débit sur le canal téléphonique (sur une bande de fréquence de 3500 Hz environ) a nécessité la mise en œuvre de modulations à grand nombre d'états comme la MAQ-16, la MAQ-32 et la MAQ-128.

- **Les faisceaux hertziens :**

Au début de la numérisation, les faisceaux hertziens faisaient usage de modulations simples comme la MDP-4 mais l'utilisation efficace du spectre radioélectrique disponible a nécessité

le développement de faisceaux hertziens utilisant des modulations à grand nombre d'états comme la MAQ-16 et la MAQ-64. C'est la modulation MAQ-16 qui a permis la transmission d'un débit de 140 Mbit/s dans la bande 6,4-7,1 GHz pour des canaux espacés de 40 MHz. Aujourd'hui, des faisceaux hertziens utilisent la modulation MAQ-256 qui offre un débit de 280 Mbit/s pour des canaux espacés de 30 MHz.

- **Les transmissions par satellite:**

Les transmissions par satellite sont caractérisées par une forte atténuation de l'espace et une puissance limitée de l'émetteur à bord du satellite. Ces considérations privilégient l'efficacité en puissance (l'immunité au bruit) contre l'efficacité spectrale des liaisons. Les modulations les plus souvent utilisées sont la MDP-2, la MDP-4 et la MDP-8

- **Les radiocommunications avec les mobiles :**

Les systèmes de radiocommunications numériques se répandent très rapidement dans le monde entier. Les systèmes cellulaires américains et japonais utilisent une modulation différente de celle employée dans le système européen. La modulation utilisée aux Etats-Unis et au Japon est la p/4-DQPSK qui est une MDP-4 dont on tourne les axes d'un angle de p/4 d'un symbole au suivant. Les rotations de phase de p qui se produisent en p sont ainsi interdites dans cette modulation. Cela élimine les passages par zéro de l'enveloppe du signal et réduit considérablement les fluctuations temporelles de celle-ci.

- **La radiodiffusion :**

La radiodiffusion de la télévision numérique par voie terrestre est basée sur la technique COFDM. Elle nécessite une modulation à grande efficacité spectrale comme la MAQ-64 pour diffuser une chaîne de télévision haute définition ou 3 à 4 chaînes de télévision standards dans une bande de fréquence de 8 MHz.

Les systèmes modernes de communication numérique sont complexes et requièrent des circuits de modulation et de démodulation de plus en plus sophistiqués. Nous avons examiné un certain nombre de modulations qui sont aujourd'hui utilisées. Il s'avère que le choix d'un type de modulation est toujours déterminé par les contraintes de l'application. Le développement des transmissions numériques s'est appuyé sur les progrès rapides réalisés dans le domaine des circuits intégrés de traitement des signaux.

### II.3. CANAL DE TRANSMISSION

Lorsqu'il s'agit de transmettre des informations, plusieurs cas peuvent se présenter d'une part, il faut soit effectuer une liaison point à point entre un émetteur et un récepteur (téléphonie), soit diffuser l'information à partir d'un émetteur vers plusieurs récepteurs (radio/télé diffusion). En fonction du type de liaison (point à point ou diffusion), des contraintes économiques et matérielles, s'effectue le choix du media de transmission (câble coaxial ou paires torsadées, fibres optiques, vide ou air pour les communications Hertiennes, etc). Le media de transmission, au quel s'ajoutent les perturbations et déformations (bruits, diaphonie, distorsions) de l'information, est appelé canal.



**Figure II.5 :** Canal de transmission

Dans le cas idéal un canal de transmission est transparent et adapté à la source d'information et au destinataire.

#### II.3.1. Bande passante

Chaque canal de transmission a une bande passante limitée c'est-à-dire :

- Certains signaux se propagent correctement sur le support.
- Certains ne se propagent pas du tout.

La bande passante c'est la bande fréquence des signaux dont la puissance à la sortie, après

- transmission sur le support, est supérieure à un seuil donné (3dB).
- Par exemple la puissance d'un signal sinusoïdale est au pire divisé par 2.

$$\frac{P_{entrée}}{P_{sortie}} = 2 \Rightarrow 10 \log_2 \left( \frac{P_{entrée}}{P_{sortie}} \right)$$

## II.3.2. Modélisation d'un canal de transmission :

### II.3.2.1 Réponse impulsionnelle et fréquentielle

Un canal de transmission peut introduire sur un signal plusieurs perturbations. On peut les représenter par un bruit additif et des distorsions.

La réponse impulsionnelle d'un canal de transmission linéaire  $h(t)$  est:

$$S(t) = e(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad \text{II.7}$$

La réponse fréquentielle ou fonction de transfert est la transformée de fourrier de la réponse impulsionnelle:

$$h(\omega) = \exp[-\alpha(\omega) - j\beta(\omega)] \quad \text{II.8}$$

Où :

$\alpha$  est l'atténuation en Neper (Np).

$\beta$  est le déphasage en radian.

$$\alpha = \ln\left(\frac{e_0}{s_0}\right) \quad \text{II.9}$$

$$\alpha(dB) = 20 \log_{10}\left(\frac{e_0}{s_0}\right) \quad \text{II.10}$$

#### **Remarque :**

- Lorsque 2 canaux linéaires sont en cascade, leurs fonctions de transfert se multiplient, Les déphasages et les atténuations s'ajoutent.
- Le canal de transmission idéal ne déforme pas le signal cependant il peut l'atténuer et le retarder de façon uniforme.

### II.3.2.2 Canal à bruit additif blanc gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) (notation en anglais AWGN : Additif White Gaussien Noise). Ce bruit modélise à la fois les bruits thermiques et le bruit d'origine externe du principalement aux bruits d'antennes. Le signal reçu s'écrit:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad \text{II.11}$$

Où:

-  $s(t)$  est le signal émis

-  $r(t)$  le signal reçu

-  $n(t)$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_n^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $\Phi_w = \frac{N_0}{2}$

### II.3.2.3 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.

- **Définition de l'étalement temporel**

Les composantes du signal ayant emprunté des chemins différents dans un canal à évanouissement 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 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. Notons  $B_s$  la largeur de bande du signal transmis. Tant que  $B_s \leq B_c$ , 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.

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  $B_m$  qui correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets.

Pour garantir la non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut respecter les conditions suivantes:  $T_m \ll T_s \ll T_c$ , où  $T_s$  est la période symbole.

- **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  $L$  trajets multiples s'exprime alors :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n(t - \tau_n) + \mathbf{n}(t) \quad \text{II.12}$$

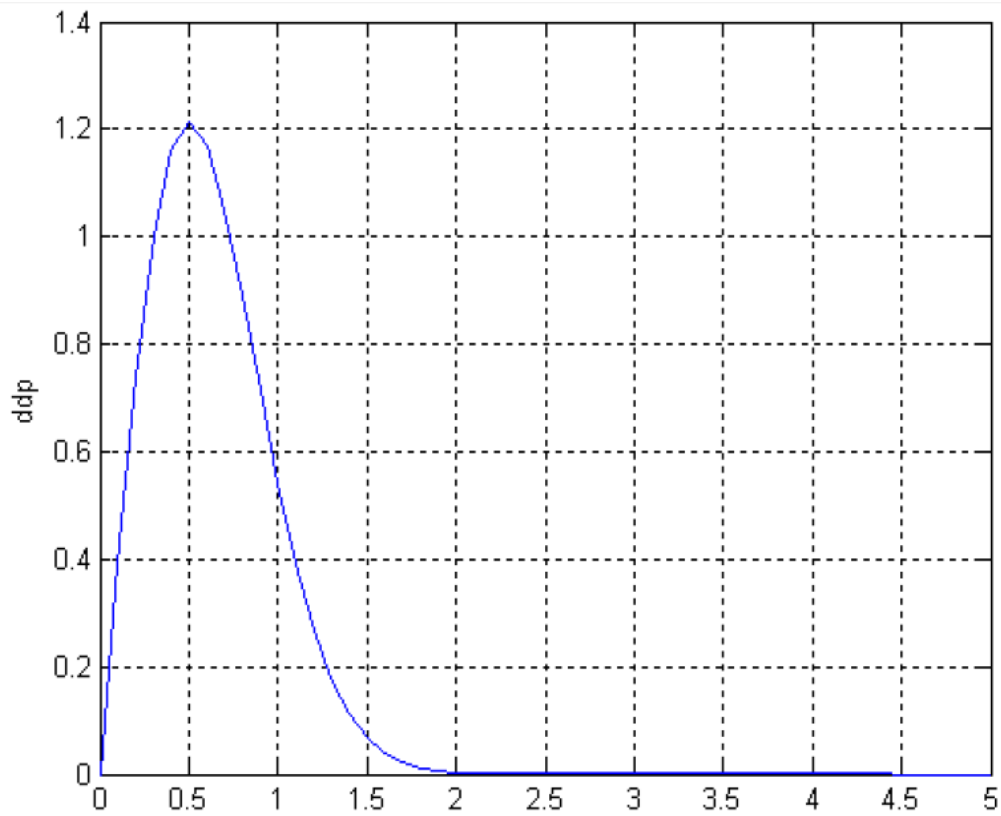
où le bruit BBAG complexe est représenté par  $n(t)$ ,  $\alpha_n$  et  $\tau_n$  caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet.

Si le modèle du canal considère qu'il n'y a pas de trajet direct :

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

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma_{\alpha_n}^2} e^{-\frac{\alpha_n^2}{2\sigma_{\alpha_n}^2}} \quad \text{II.13}$$

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

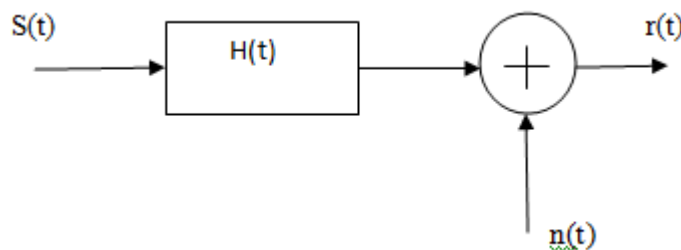


$\alpha(n)$

**Figure II.6** : densité de probabilité de la distribution de Rayleigh

### II.3.3 Résultats de simulation des modulations numériques

La figure II.7 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.

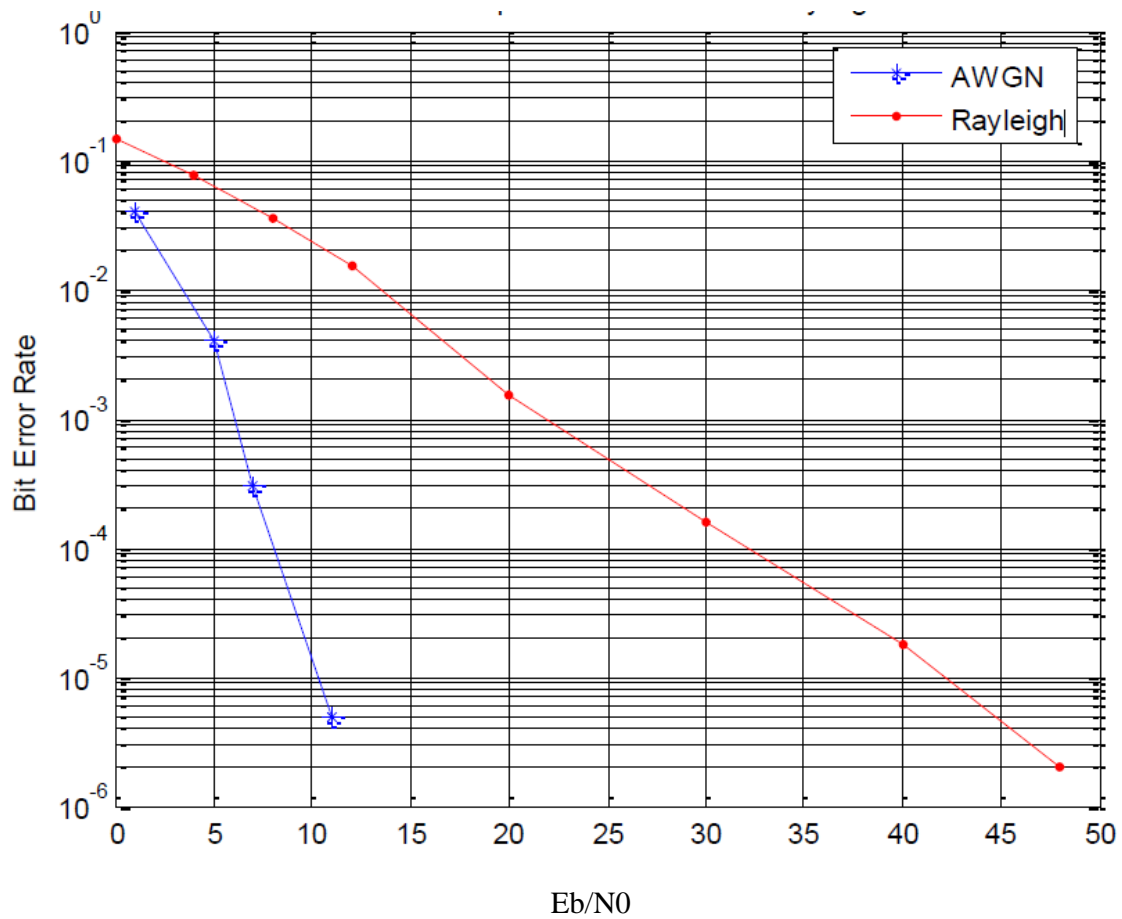


**Figure II.7** : Système linéaire variant dans le temps avec canal et bruit additif gaussien

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

### *a-Modulation BPSK*

Performances du BPSK pour les canaux de Rayleigh et AWGN

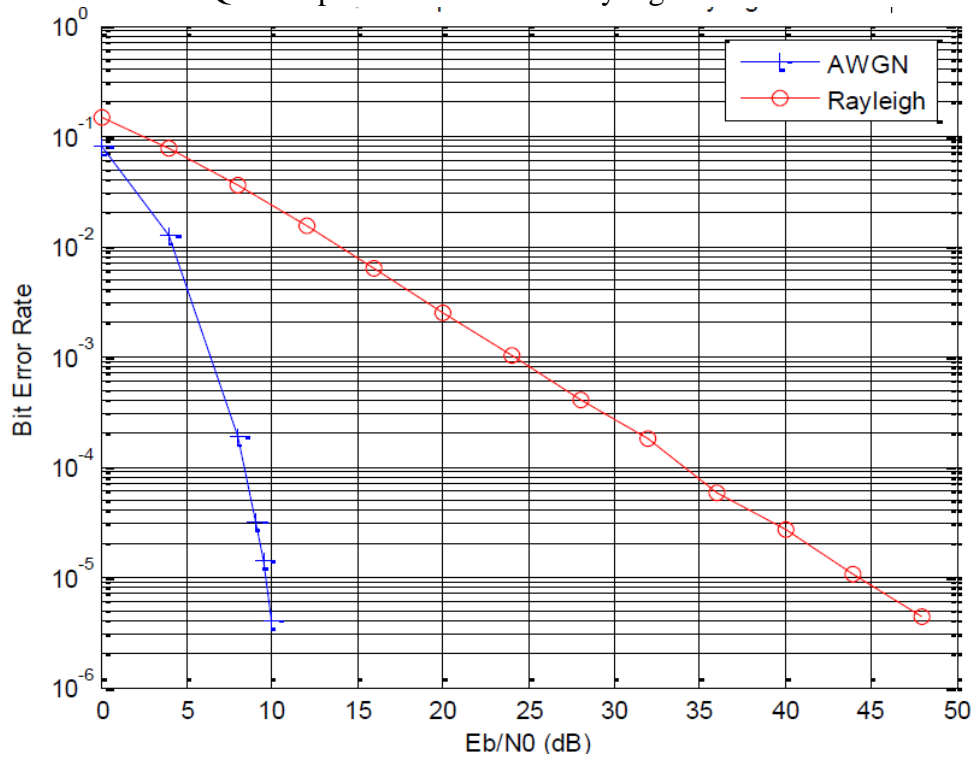


**Figure II.8:** Performance du BPSK



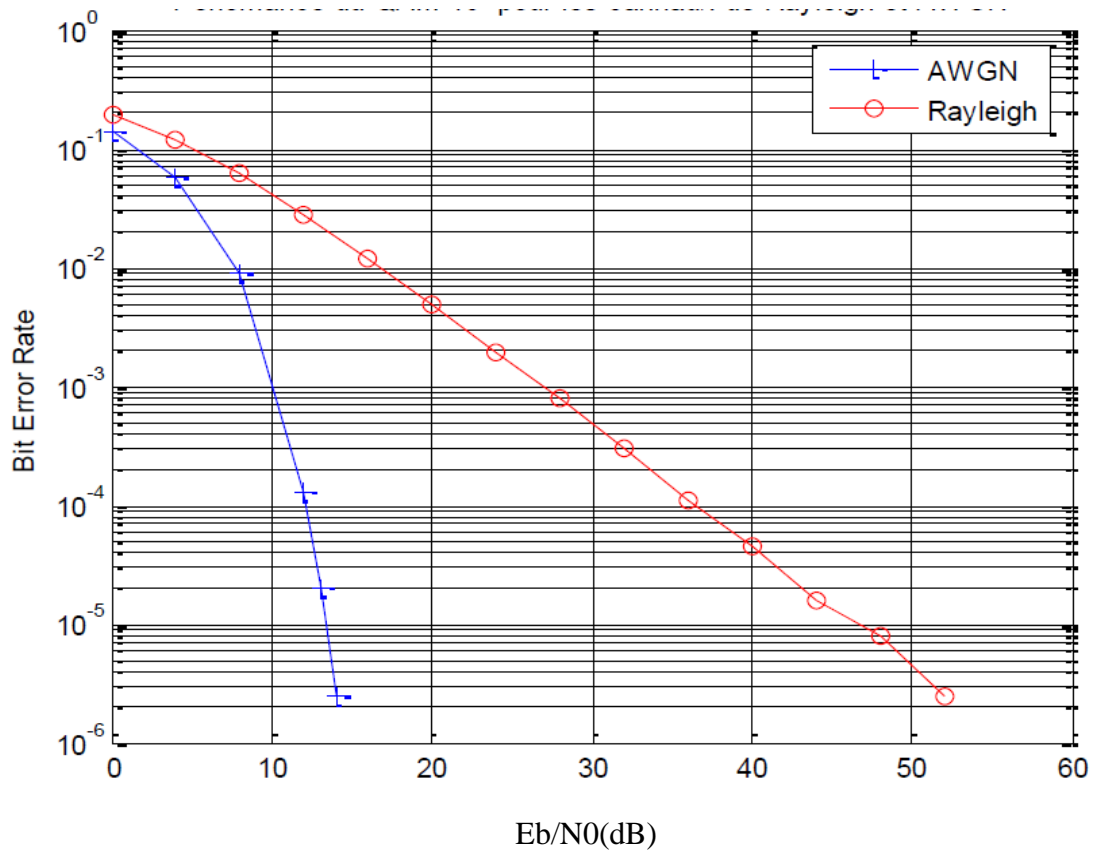
**b- Modulation MAQ-4**

Performance du QAM-4 pour les canaux de Rayleigh et AWGN

**Figure II.9 :** Performance du MAQ-4

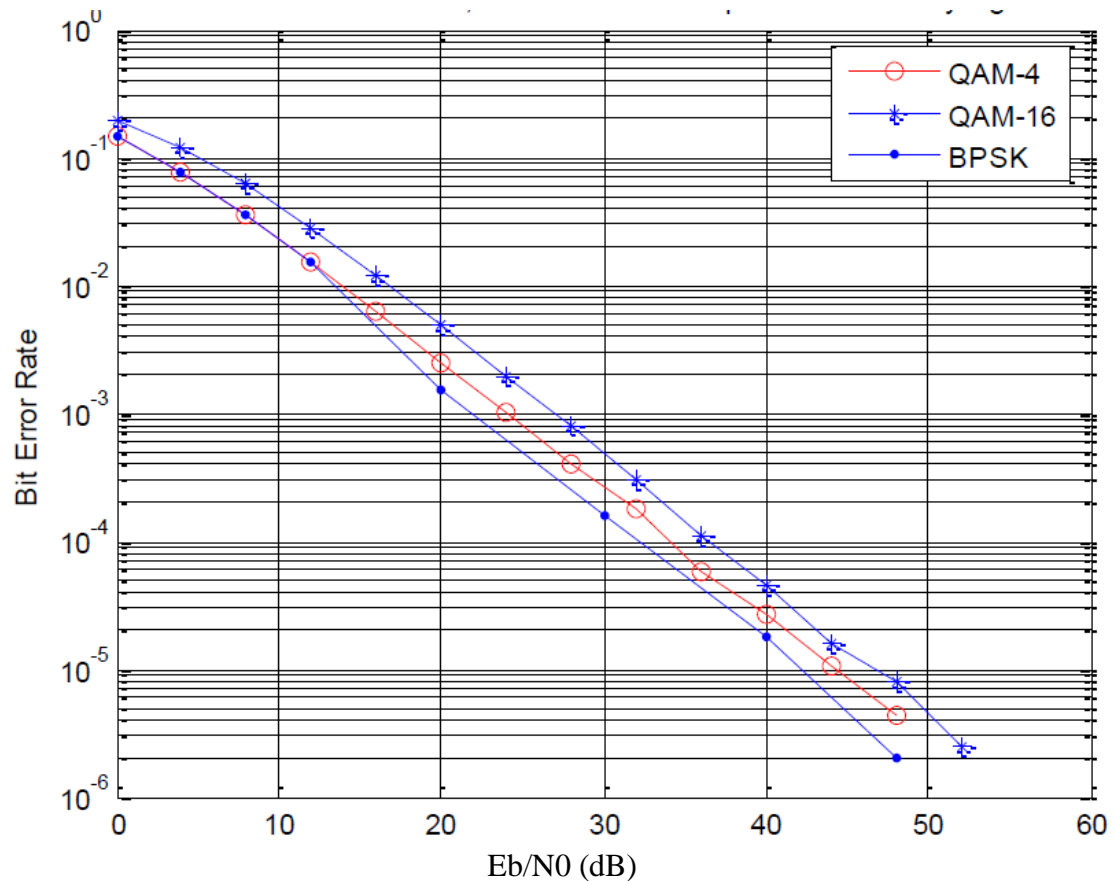
*c- Modulation MAQ-16*

Performance du QAM-16 pour les canaux de Rayleigh et AWGN

**Figure II.10** : Performance du MAQ-16

### C- Comparaison des différentes modulations utilisées

Performance du BPSK, QAM-4 et QAM-16 pour canal de Rayleigh QAM



**Figure II.11** : Performance des différentes modulations

Les figures II.8, II.9 et II.10 représentent le TEB en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$ . Nous remarquons clairement que la transmission de symbole dans un canal à évanouissement modélisée par une distribution de Rayleigh augmente le nombre de symboles erronés en réception. Ce qui se traduit par un TEB élevé par rapport à celui obtenu par un canal sans évanouissement.

La figure II.11 illustre les résultats du TEB en fonction du  $E_b/N_0$  pour différentes modulations (BPSK, MAQ-4 et MAQ-16). La modulation BPSK et MAQ-4 donnent des résultats très semblables. On note que la valeur du  $E_b/N_0$  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.

#### II.4 CAPACITE D'UN CANAL DE TRANSMISSION

La capacité  $C$  d'un canal perturbé par un bruit additif Gaussien est donnée par la relation suivante : (Théorème de SHANNON)

$$C=B \log_2 \left(1+ \frac{PS}{PB}\right)$$

Où :

$C$  : représente la capacité maximale de canal en bit/s

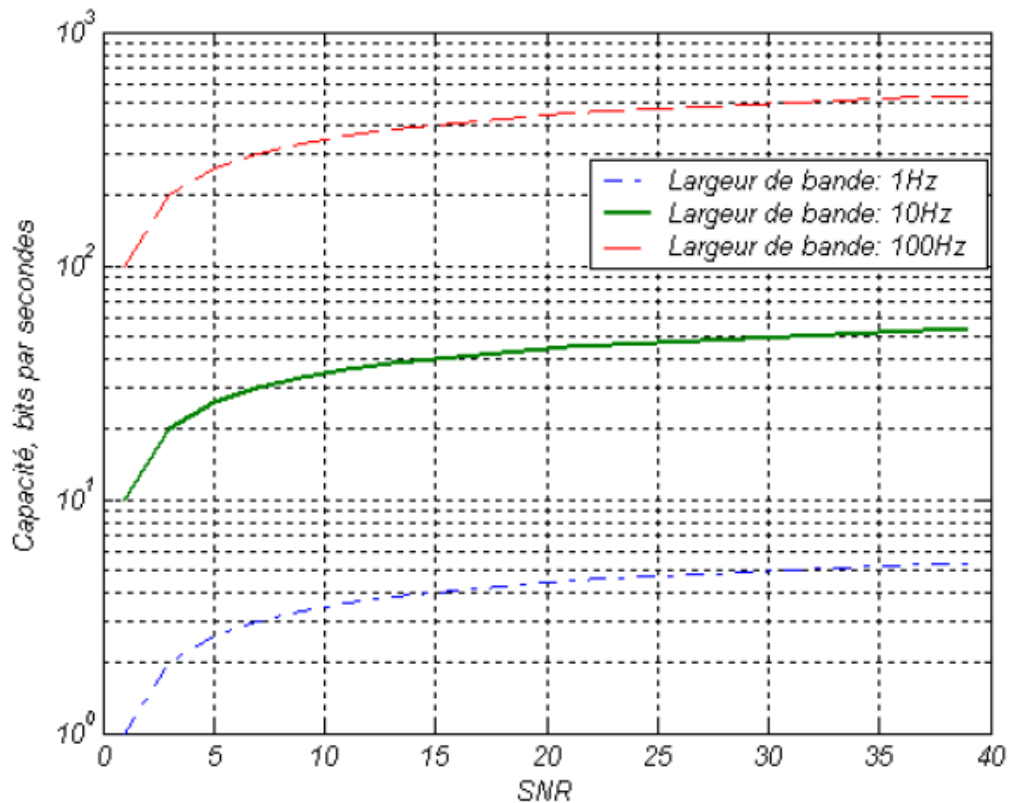
$B$  : la bande occupée par le signal émis en Hertz

$PS$  : la puissance du signal émis en watt (W)

$PB$  : la puissance du bruit en W

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

La figure suivante illustre la capacité d'une transmission en fonction du rapport signal sur bruit SNR ( $PS/PB$ )



**Figure II.12** : Capacité d'une transmission en fonction du SNR

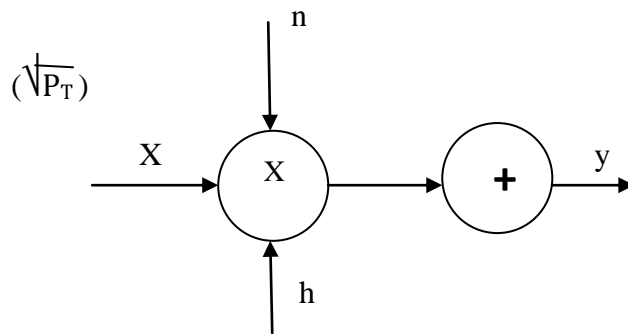
Dans un système mono-antenne 'SISO' (Single Input Single Output), l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données.

Telatar et Foschini, ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes (MIMO : Multi-Input Multi-Output) augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire incontestable. Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO un des domaines les plus attractifs afin de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

- La capacité d'un canal SISO est donnée par l'équation suivante :

$$C = \log_2(1 + \text{SNR} \cdot |h|^2) \text{ en bit/s/Hz} \quad \text{II.15}$$

Où  $h$  est le gain complexe du canal.



- La capacité d'un canal MISO :

$$C = \log_2(1 + \text{SNR} \cdot \sum_{i=1}^M |h_i|^2) \text{ en bit/s/Hz} \quad \text{II.16}$$

Où  $1/M$  est un facteur de normalisation

$M$  : Nombre d'antennes émettrices

- La capacité d'un canal MIMO :

- Décomposition propre de  $H$  matrice du canal  $M \times N$ :

$$\begin{array}{ccccccc}
 & & \mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^* & & & & \\
 & \swarrow & / & \swarrow & \searrow & & \\
 M \times N & & M \times m & & m \times m & & m \times N
 \end{array}$$

avec  $m = \min(M, N)$

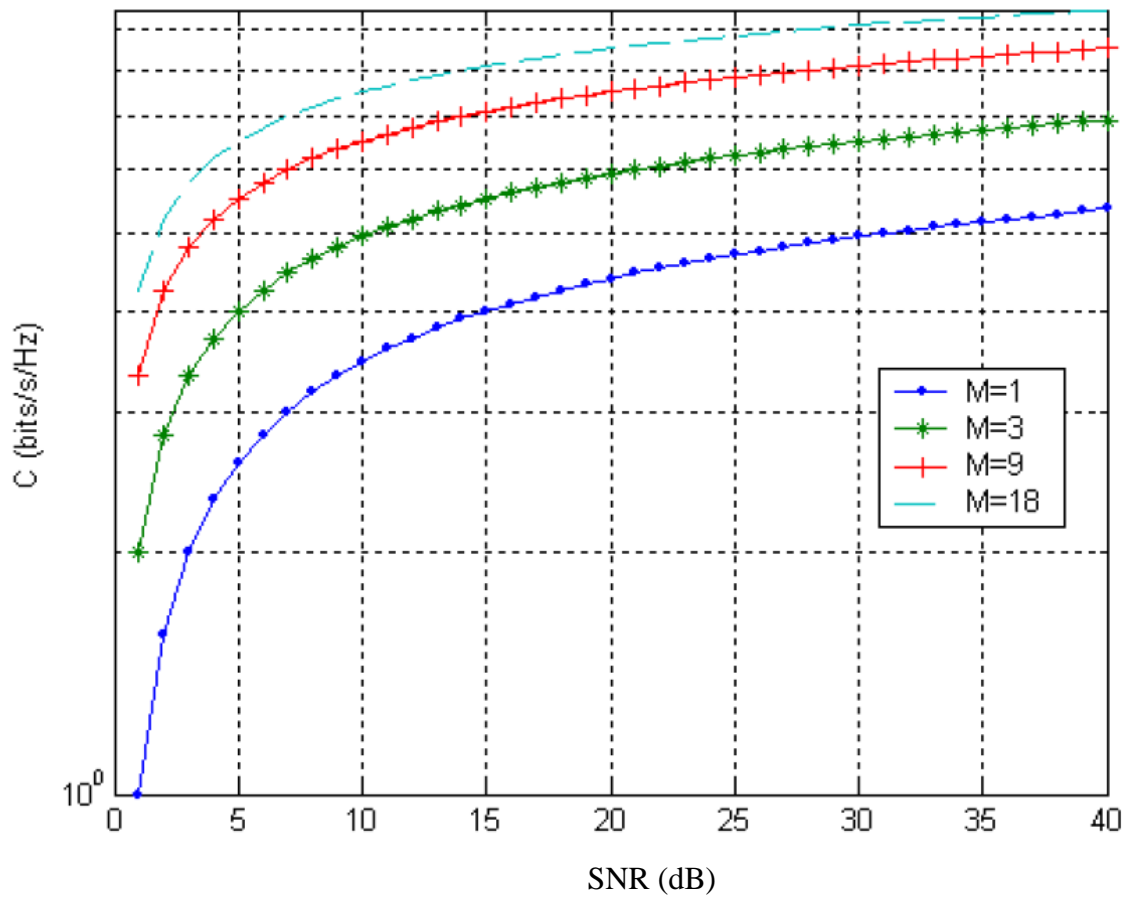
-  $U$  et  $V$  sont des matrices unitaires

-  $N$  nombre d'antennes réceptrices

-  $D$  est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres  $\lambda_i$  de  $H$  :

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\text{SNR}}{M} |\lambda_i|^2 \right) \text{ en bit/s/HZ} \quad \text{II.17}$$

La figure suivante illustre la capacité d'un canal de transmission pour un système MIMO pour un canal sans évanouissement.



**Figure II.13** : Capacité d'une transmission MIMO en fonction du SNR

### Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait l'étude de différents types de modulation et capacité de canal. Pour cela nous sortons par le résultat suivant : pour l'amélioration d'un système de transmission il faut utiliser la modulation la plus fiable et augmenter la capacité du canal pour ce système.

### III.1 INTRODUCTION

Les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (*Multi input multi output* MIMO en anglais) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (*Single input Single output* SISO en anglais). En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foschini et Telatar ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec  $N_t$  antennes à l'émission et  $N_r$  antennes à la réception croît linéairement avec  $\min(N_t, N_r)$ . Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux de communication de 3<sup>ème</sup> génération. Les systèmes MIMO sont par exemple proposés dans les standards de réseau local sans fil IEEE 802.11n où l'objectif est d'atteindre des débits de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo. Les systèmes MIMO présentent deux avantages majeurs par rapport aux systèmes SISO grâce à l'apport de la diversité spatiale. Ils permettent d'améliorer la qualité du lien en s'affranchissant des évanouissements des canaux par multiplexage spatial et permettent d'augmenter le débit d'information sans augmenter la bande passante ou la puissance transmise. Le principe de base des systèmes MIMO consiste donc à combiner les signaux judicieusement tant à l'émission qu'à la réception pour exploiter la diversité spatiale et donc réduire les effets des évanouissements ou pour augmenter le débit de transmission.

### III.2. LES ANTENNES MIMO

Les technologies MIMO utilisent des réseaux d'antennes à l'émission et/ou à la réception (figure III.1) afin d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (*Signal-to-noise ratio* ou SNR en anglais) et / ou le débit de transmission. Cela permet ensuite de pouvoir diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, mais aussi de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone. On peut considérer trois catégories de MIMO :



- **la diversité spatiale MIMO** : on transmet simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente. Cela permet d'augmenter le ratio S/B (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous-canaux MIMO soient décorrélés les uns des autres.
- **le multiplexage spatial MIMO** : chaque message est découpé en sous-messages. On transmet simultanément les sous-messages différents sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reformer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés. Le multiplexage MIMO permet d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage).
- **le MIMO - Beamforming** : on utilise le réseau d'antenne MIMO pour orienter et contrôler le faisceau d'onde radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs / destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible. Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé).

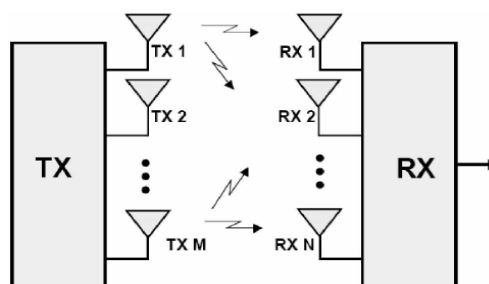


Figure III-1 : Dispositif MIMO

### III.3. Capacité des systèmes MIMO

De part le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antenne [Bas2008][1], nous pouvons distinguer plusieurs configurations (SIMO (*Single Input Multi Output*), MISO (*Multiple Input Single Output*), ou MIMO).

Dans un système mono-antenne 'SISO' (Single Input Single Output), l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données.

Telatar [2] et Foschini [3], ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes (MIMO : Multi-Input Multi-Output) augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire incontestable. Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO un des domaines les plus attractifs afin de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

- La capacité d'un canal SISO est donnée par l'équation suivante [6]:

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot |h|^2) \text{ en bit/s/Hz} \quad \text{III.1.}$$

Où  $h$  est le gain complexe du canal

- La capacité d'un canal MISO :

$$C = \log_2\left(1 + \frac{SNR}{M} \cdot \sum_{i=1}^M |h_i|^2\right) \text{ en bit/s/Hz} \quad \text{III.2}$$

Où  $1/M$  est un facteur de normalisation

$M$  : Nombre d'antennes émettrices

- La capacité d'un canal MIMO :
  - Décomposition propre de H matrice du canal MxN:

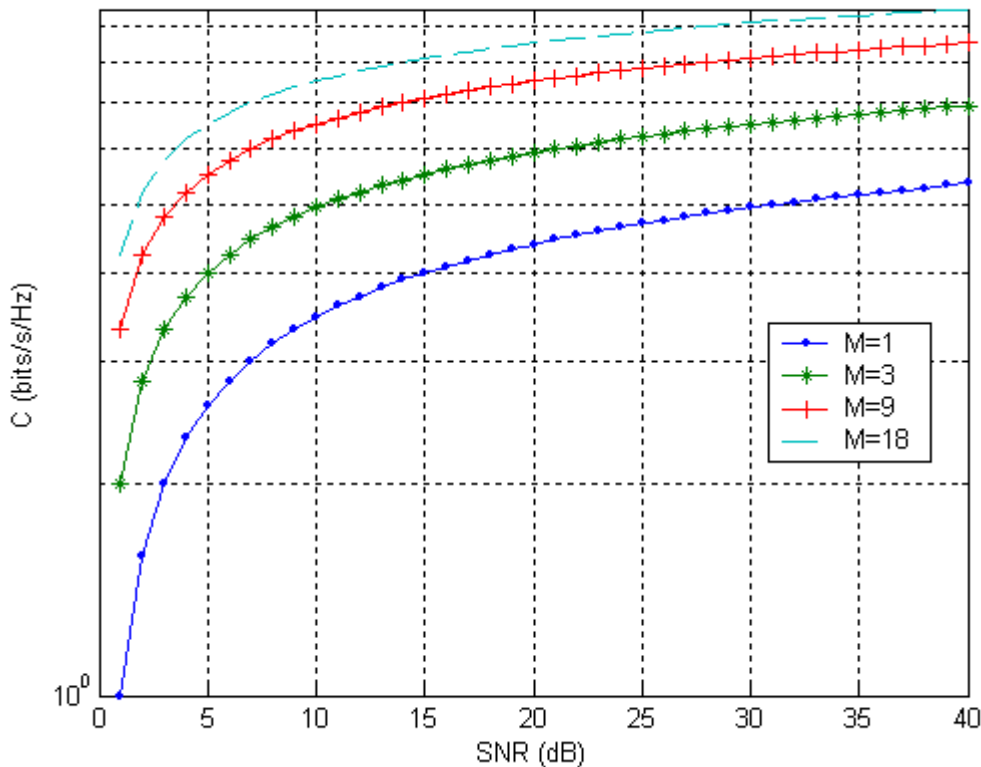
$$\begin{array}{ccccccc}
 & & & & H = & U & D & V^* \\
 & & & & / & | & \backslash & / \\
 & & & & M \times N & M \times m & m \times m & m \times N
 \end{array}$$

avec  $m = \min(M, N)$

- U et V sont des matrices unitaires
- N nombre d'antennes réceptrices
- D est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres  $\lambda_i$  de H :

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{M} \cdot |\lambda_i|^2 \right) \text{ en bit/s/Hz} \tag{III.3}$$

La figure suivante illustre la capacité d'un canal de transmission pour un système MIMO pour un canal sans évanouissement.



**Figure III.2 :** Capacité d'une transmission MIMO en fonction du SNR

### III.3 LA DIVERSITE SPATIALE A BASE DU ‘Space Time Block Code’ (STBC)

Le Space Time Block Code (STBC) fonctionne en bloc. Chaque bloc est codé suivant des règles précises et de façon indépendante des autres blocs. Une erreur de décodage survenue dans un bloc ne met pas en péril d’autres blocs. Cette méthode de diversité espace-temps a été proposée par Alamouti [4] en utilisant deux antennes d’émission et  $N$  d’antennes de réception. Ce principe a été ensuite généralisé par Tarokh [5] *et al* pour  $M$  antennes d’émission et  $N$  antennes de réception dans [6]. L’idée est d’envoyer un bloc de symboles sur plusieurs antennes d’émission. Les symboles envoyés pendant la durée d’un bloc sur toutes les antennes sont orthogonaux entre eux. On peut utiliser les symboles réels ou complexes pour la transmission. Les antennes d’émission et de réception sont positionnées de telle sorte qu’il n’y ait pas de corrélation entre ces antennes. Les canaux entre chaque paire d’antenne d’émission et de réception sont indépendants et non corrélés dans ces conditions. Due à l’orthogonalité des symboles, on peut utiliser un simple algorithme de recombinaison linéaire en réception pour récupérer les symboles transmis par toutes les antennes.

#### III.3.1 La construction d’Alamouti

Alamouti a proposé dans [4] une méthode simple pour exploiter la diversité espace-temps en utilisant une construction très simple à deux antennes d’émission et  $N$  antennes de réception. Les symboles d’information seront traités par paire et ces deux symboles vont engendrer quatre symboles avec deux symboles sur chaque antenne. Deux signaux sont transmis simultanément des deux antennes à un temps donné. Le signal transmis de l’antenne une est défini par  $s_0$  et celui de l’antenne deux est défini par  $s_1$ . Durant le deuxième instant donné, le signal  $(-s_1^*)$  est transmis de l’antenne une et le signal  $s_0^*$  est transmis de l’antenne deux.

	ANTENNE 1	ANTENNE 2
<i>temps p</i>	$s_0$	$s_1$
<i>temps 2p+1</i>	$-s_1^*$	$s_0^*$

**Table III-1** : Schème de transmission dans le temps

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

Le symbole transmis par chaque antenne se propage suivant un chemin différent avant d'arriver à l'une des antennes de réception. Afin de faciliter la démonstration, on considère que le chemin ne change pas pendant la transmission des deux symboles par antenne et ce chemin peut être modélisé par un canal à fading. On a alors  $2 \cdot N$  canaux de propagation pour un récepteur à  $N$  antennes. Les symboles envoyés subissent l'influence d'un bruit additif blanc gaussien (BBAG) de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ .

Le signal reçu sur l'antenne de réception  $i$  s'écrit sous la forme

$$r_{i,2p} = x_{2p} \cdot h_{i,1} - x_{2p+1}^* \cdot h_{i,2} + n_{2p} \quad \text{III.4}$$

$$r_{i,2p+1} = x_{2p+1} \cdot h_{i,1} + x_{2p}^* \cdot h_{i,2} + n_{2p+1} \quad \text{III.5}$$

Les équations (III-4) et (III-5) peuvent être écrites sous la forme matricielle

$$r_i = \begin{bmatrix} r_{i,2p} \\ r_{i,2p+1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_1^* & h_2^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2p+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2p} \\ n_{2p+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{III.6}$$

$$r_i = H \cdot X + N \quad \text{III-7}$$

En développant, on trouve

$$H^H \cdot r_i = H^H \cdot H \cdot X + N \quad \text{III-8}$$

$$= \rho \cdot I \cdot X + N$$

Avec  $(\cdot)^H$  signifie la transposée conjuguée de la matrice et

$$\rho = |h_1|^2 + |h_2|^2 \quad \text{III-9}$$

Si on considère que le récepteur a parfaitement estimé le canal,  $H$  est alors connu. On peut alors procéder à la détection de maximum de vraisemblance (MV).

$$\hat{X} = \underset{X_k \in \Omega^2}{\operatorname{argmin}} (\sum_{i=1}^M \|\hat{r}_i - \rho \cdot X\|^2) \quad \text{III-10}$$

Avec  $\hat{r}_i = H^H \cdot r_i$

Le fait que  $x_{2p}$  et  $x_{2p+1}$  soient indépendants entre eux fait qu'on peut rechercher le minimum des quantités suivantes pour chacun des symboles par

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} x_{2p} \\ x_{2p+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underset{x \in \Omega}{\operatorname{argmin}} (\sum_{i=1}^M |\hat{r}_{i,2p} - \rho \cdot x|^2) \\ \underset{x \in \Omega}{\operatorname{argmin}} (\sum_{i=1}^M |\hat{r}_{i,2p+1} - \rho \cdot x|^2) \end{bmatrix} \quad \text{III-11}$$

On réduit ainsi la complexité de  $|\Omega|^2$  à  $2 \times |\Omega|$ .

### III.3.2 La construction généralisée

Tarokh a démontré dans qu'il existe d'autres codes STBC orthogonaux, qu'ils soient réels ou complexes comme le schéma d'Alamouti. Soit  $C$  la matrice du code STBC de taille  $P \times N$  et soit  $x_k \in \Omega, \{1, \dots, k\}$  les  $K$  symboles de la constellation  $\Omega$  à transmettre dans un mot STBC.  $P$  est le temps en symboles nécessaire pour transmettre  $K$  symboles constituant le code STBC en question, et  $N$  est le nombre d'antennes d'émission. Un mot STBC correspond à l'ensemble des symboles envoyés pendant  $P$  intervalles de temps symbole. Le code orthogonal  $C$  aura un rendement de  $K/P$ . Pour obtenir des codes orthogonaux, il y a trois contraintes à respecter :

1. La matrice  $C$  doit être construite à partir des symboles  $x_k$  ou des combinaisons linéaires de ceux-ci
2.  $P \geq N$  pour que le système puisse être résolu au récepteur, la relation est respectée.

$$\begin{aligned} CC^H &= \operatorname{trace}(C \cdot C^H) \cdot I_p \\ &= \left( \sum_{k=1}^K |x_k|^2 \cdot I_p \right) \end{aligned} \quad \text{III-12}$$

Chaque ligne de la matrice  $C$  représente le temps et chaque colonne représente une antenne d'émission. Ainsi un élément de la ligne  $p$  et la colonne  $n, x_{p,n}$ , de la matrice  $C$  représente le symbole envoyé sur l'antenne  $n$  pendant le  $p^{\text{ieme}}$  symbole d'un mot STBC.

### III.3.2.1 Codes réels

Un code STBC est dit réel si tous les éléments de la matrice C sont réels, c'est-à-dire

$$\forall k, x_k \in \mathbb{R} \quad \text{III-13}$$

Les symboles envoyés sur toutes les antennes sont des symboles réels issus d'une constellation entièrement réelle comme dans le cas de la modulation d'impulsion en amplitude (PAM).

Des exemples de codes STBC réels sont présentés ci-dessous.

$$C_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad \text{III-14}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

$$C_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad \text{III-16}$$

### III.3.2.2 Codes complexes

Un code STBC est dit complexe si les éléments de la matrice C sont complexes, c'est-à-dire

$$\forall k, x_k \in \mathbb{C} \quad \text{III-17}$$

Les symboles envoyés sur toutes les antennes sont issus d'une constellation entièrement complexe comme dans le cas des modulations de phase (MPSK), de fréquence (MFSK) ou de la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ).

Des exemples de codes complexes sont présentés ci-dessous.

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad \text{III-18}$$

$$G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1^* & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}^T \quad \text{III-19}$$

### III.3.2.3 Ecriture généralisée de la matrice de code complexe

Une matrice de code  $C$  complexe peut être décomposée en somme des matrices  $A_k$  et  $B_k$ . On peut écrire la matrice  $C$  sous la forme

$$C = \sum_{k=1}^k x_k \cdot A_k + x_k^* \cdot B_k \quad \text{III-20}$$

avec

$$A_k = \begin{bmatrix} a_{1,1}^k & \dots & a_{1,N}^k \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{p,1}^k & \dots & a_{p,N}^k \end{bmatrix}, B_k = \begin{bmatrix} b_{1,1}^k & \dots & b_{1,N}^k \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{p,1}^k & \dots & b_{p,N}^k \end{bmatrix}$$

et  $a_{p,n}^k, b_{p,n}^k \in \{-1,0,1\}$

Les matrices  $A_k$  et  $B_k$  sont de la même taille que la matrice code  $C$ . Pour obtenir l'orthogonalité de  $C$ , les matrices  $A_k$  et  $B_k$  doivent respecter les conditions suivantes :

$\forall k, \forall l \in \{1, \dots, k\}; l \neq k$

$$A_k \cdot A_k^T + B_k \cdot B_k^T = I \quad \text{III-21}$$

$$A_k \cdot A_l^T + B_l \cdot B_k^T = 0 \quad \text{III-22}$$

$$A_k B_k^T = 0 \quad \text{III-23}$$

$$A_k \cdot B_k^T + B_l \cdot A_l^T = 0 \quad \text{III-24}$$



Cette écriture nous permet de définir une méthode de décodage généralisée.

### III.4. LE DECODAGE DE STBC GENERALISE

La matrice de code  $C$  résume la manière et l'ordre de la transmission des symboles. La Figure (III.1) illustre l'existence d'un canal entre chaque paire d'antenne d'émission et de réception. On considère que les canaux sont des canaux à fading(avec atténuation) non sélectifs en fréquence. On note

$$h_m = [h_{m,1} \cdots h_{m,n} \cdots h_{m,N}]_{N \times 1}^T \quad \text{III-25}$$

les gains des canaux à fading entre les antennes d'émission  $n \in \{1, \dots, N\}$  et l'antenne de réception  $m$ . Le signal reçu sur l'antenne de réception  $m$  peut être écrit sous la forme

$$r_m = C \cdot h_m + n_m \quad \text{III-26}$$

$n_m$  est un vecteur de bruit blanc gaussien avec

$$E[n_m^H \cdot n_m] = \sigma^2 I_p \quad \text{III-27}$$

Les signaux reçus sur toutes les antennes de réception s'écrivent donc sous la forme

$$r = C \cdot h + n \quad \text{III-28}$$

Avec

$$r = [r_1 \cdots r_m \cdots r_M]_{P \times M}$$

$$h = [h_1 \cdots h \cdots h]_{N \times M}$$

$$n = [n_1 \cdots n_m \cdots n_M]_{P \times M}$$

Si une estimation parfaite des canaux est disponible, l'algorithme de maximum de vraisemblance qui minimise la métrique de décision en fonction des symboles reçus sur toutes les antennes de réception s'écrit

$$\hat{c} = \underset{c \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \left( \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P |r_{p,m} - \sum_{n=1}^N \tilde{c}_{p,n} \cdot h_{n,m}|^2 \right) \quad \text{III-29}$$

$\varphi$  est l'ensemble de tous les mots de codes STBC possibles avec  $|\Omega|^k$  éléments.  $V_{k,l}$  représente l'élément de la ligne  $k$  et de la colonne  $l$  de la matrice  $V$ . On a donc  $|\Omega|^k$  combinaisons à tester et cela devient vite prohibitif.

L'équation (III-29) s'écrit sous la forme matricielle

$$\hat{c} = \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} (\sum_{m=1}^M |r_m - \tilde{c} \cdot h_m|^2) \quad \text{III-30}$$

et se développe ensuite

$$\begin{aligned} \hat{C} &= \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \sum_{m=1}^M \left( (r_m - \tilde{c} \cdot h_m)^H \cdot (r_m - \tilde{c} \cdot h_m) \right) \\ &= \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \sum_{m=1}^M (r_m^H \cdot r_m - r_m^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m - h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot r_m + h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m) \end{aligned} \quad \text{III-31}$$

$$= \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \sum_{m=1}^M (-r_m^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m - h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot r_m + h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m)$$

A partir de (III.30) et (III.31) on a alors :

$$\begin{aligned} \hat{C} &= \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \sum_{m=1}^M (-r_m^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m + h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot r_m) + \rho \cdot h_m^H \cdot h_m \\ &= \underset{\tilde{c} \in \varphi}{\operatorname{argmin}} \left[ \underbrace{-\sum_{m=1}^M (r_m^H \cdot \tilde{c} \cdot h_m + h_m^H \cdot \tilde{c}^H \cdot r_m)}_{\varphi_1} + \underbrace{\sum_{m=1}^M (\rho \cdot h_m^H \cdot h_m)}_{\varphi_2} \right] \end{aligned} \quad \text{III-32}$$

$$\rho = \sum_{k=1}^k (|x_k|^2) \quad \text{III-33}$$

$\varphi_1$  est un scalaire réel qui dépend linéairement de  $C$ . On peut écrire  $\varphi_1$  sous la forme

$$\varphi_1 = \sum_{k=1}^k (q_k^* \cdot x_k + q_k \cdot x_k^*) \quad \text{III-34}$$

avec  $q_k$  un scalaire complexe défini ultérieurement.

On a

$$h_m^H h_m = \sum_{n=1}^N |h_{m,n}|^2 \quad \text{III-35}$$

$\varphi_2$  s'écrit donc sous la forme

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= \left( \sum_{k=1}^K |x_k|^2 \right) \cdot \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |h_{m,n}|^2 \\ &= \left( \sum_{k=1}^K |x_k|^2 \right) \cdot H \end{aligned} \quad \text{III-36}$$

H est un scalaire supérieur ou égal à 0 en théorie mais strictement supérieur à 0 en pratique.

On obtient

$$\begin{aligned} \varphi &= -\varphi_1 + \varphi_2 \\ &= \sum_{k=1}^K \underbrace{\left( |x_k|^2 \cdot H - (q_k^* \cdot x_k + q_k \cdot x_k^*) \right)}_{\varphi_k} \end{aligned} \quad \text{III-37}$$

Le fait  $\varphi_k$  ne dépende que de  $x_k$  rend les métriques indépendantes. On peut alors calculer les métriques individuellement. La complexité initiale de  $|\Omega|^K$  devient  $K \times |\Omega|$ . Avec cette constatation, en développant (III-37), on a

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \underset{\tilde{x}_k \in \Omega}{\operatorname{argmin}} (\varphi_k) \\ &= \underset{\tilde{x}_k \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \left( H \left( |\tilde{x}_k|^2 - \frac{q_k}{H} \tilde{x}_k^* - \frac{q_k^*}{H} \tilde{x}_k + \frac{|q_k|^2}{H^2} \right) - \frac{|q_k|^2}{H} \right) \end{aligned} \quad \text{III-38}$$

Etant donné que  $q_k$  et  $H$  sont des scalaires, on réduit l'équation (III-38) à

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \underset{\tilde{x}_k \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \left( |\tilde{x}_k|^2 - \frac{q_k}{H} \tilde{x}_k^* - \frac{q_k^*}{H} \tilde{x}_k + \frac{|q_k|^2}{H^2} \right) \\ &= \underset{\tilde{x}_k \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \left| \tilde{x}_k - \frac{q_k}{H} \right|^2 \end{aligned} \quad \text{III-39}$$

$$= \underset{\tilde{x}_k \in \Omega}{\operatorname{argmin}} |\tilde{x}_k - q'_k|^2$$

On arrive à un calcul de métrique très simple. Il reste à définir la constante  $q'_k$ . A partir de (III-34) et (III-36),

$$\varphi_1 = \sum_{m=1}^M (r_m^H \cdot \tilde{C} \cdot h_m + h_m^H \cdot \tilde{C}^H \cdot r_m) = \sum_{k=1}^K (q_k^* \cdot x_k + q_k \cdot x_k^*) \quad \text{III-40}$$

Etant donné que le code STBC peut être écrit comme la somme des matrices présentées dans (III-20), on peut faire le développement suivant :

$$\begin{aligned} \tilde{C} \cdot h_m |_{P \times 1} &= \left( \sum_{k=1}^K x_k \cdot A_k \cdot x_k^* \cdot B_k \right) \cdot h_m \\ &= \sum_{k=1}^K x_k \cdot A_k \cdot h_m + \sum_{k=1}^K x_k^* \cdot B_k \cdot h_m \end{aligned} \quad \text{III-41}$$

$A_k$ ,  $B_k$  et  $h_m$  sont des constantes. La somme sur  $k$  dans (III-40) s'écrit sous la forme matricielle par

$$\begin{aligned} \tilde{C} \cdot h_m |_{P \times 1} &= \underbrace{[A_1 \cdot h_m \cdots A_K \cdot h_m]}_{A_h^m} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_k \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix}}_{X} \cdot \underbrace{[B_1 \cdot h_m \cdots B_K \cdot h_m]}_{B_h^m} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_1^* \\ \vdots \\ x_k^* \\ \vdots \\ x_K^* \end{bmatrix}}_{X^*} \\ &= A_h^m \cdot x + B_h^m \cdot x^* \end{aligned} \quad \text{III-42}$$

L'équation (III-42) s'insère dans la partie gauche (III-40) pour obtenir

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^M r_m^H \cdot \tilde{C} \cdot h_m &= \sum_{m=1}^M r_m^H \cdot (A_h^m \cdot x + B_h^m \cdot x^*) \\ &= \left( \sum_{m=1}^M r_m^H \cdot A_h^m \right) \cdot x + \left( \sum_{m=1}^M r_m^H \cdot B_h^m \right) \cdot x^* \end{aligned} \quad \text{III-43}$$

Ou sous sa forme matricielle

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^M r_m^H \cdot \tilde{C} \cdot h_m &= \underbrace{\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix}}_{R \quad 1 \times PM} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} A_h^1 \\ \vdots \\ A_h^M \end{bmatrix}}_{A_h \quad PM \times K} \cdot x_{k \times 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix}}_{R \quad 1 \times PM} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} B_h^1 \\ \vdots \\ B_h^M \end{bmatrix}}_{B_h \quad PM \times K} \cdot x^*_{k \times 1} \\ &= R \cdot A \cdot x + R \cdot B \cdot x^* \end{aligned} \quad \text{III-44}$$

Le résultat de (III-44) est un scalaire avec  $(\cdot)^H = (\cdot)^*$ , l'équation (III-40) devient alors

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= R \cdot A_h \cdot x + R \cdot B_h \cdot x^* + (R \cdot A_h \cdot x + R \cdot B_h \cdot x^*)^H \\ &= R \cdot A_h \cdot x + R \cdot B_h \cdot x^* = R \cdot A_h \cdot x + R \cdot B_h \cdot x \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \underbrace{(R \cdot A_h + R^* \cdot B_h^*)}_{q^*} \cdot x + \underbrace{(R^* \cdot A_h^* + R \cdot B_h)}_q \cdot x^* \\ &= q^* \cdot x + q \cdot x^* \end{aligned} \quad \text{III-45}$$

Et

$$q = (R^* \cdot A^* + R \cdot B) = [q_1 \ \cdots \ q_K]_{K \times 1} \quad \text{III-46}$$

L'équation (III-44) a alors la forme matricielle de (III-33). On peut désormais calculer la métrique (III-38) et donc procéder au décodage.

### Conclusion :

Dans ce chapitre une méthode de construction algébrique du STBC a été proposée pour les systèmes MIMO utilisant la diversité spatiale. Dans le chapitre qui suit les résultats de simulation seront présentés et confrontés au système de transmission SISO.

## IV.1.Introduction

Par rapport aux techniques de multiplexage spatial, les techniques de codage espace temps portent  $R \log_2 M$  bits d'information codés pour une énergie reçue de  $E_s$ . L'énergie par bit au récepteur est donc égale à  $E_b = E_s / (R_c R \log_2 M)$ . En termes de rapport signaux sur bruits logarithmiques, on obtient :

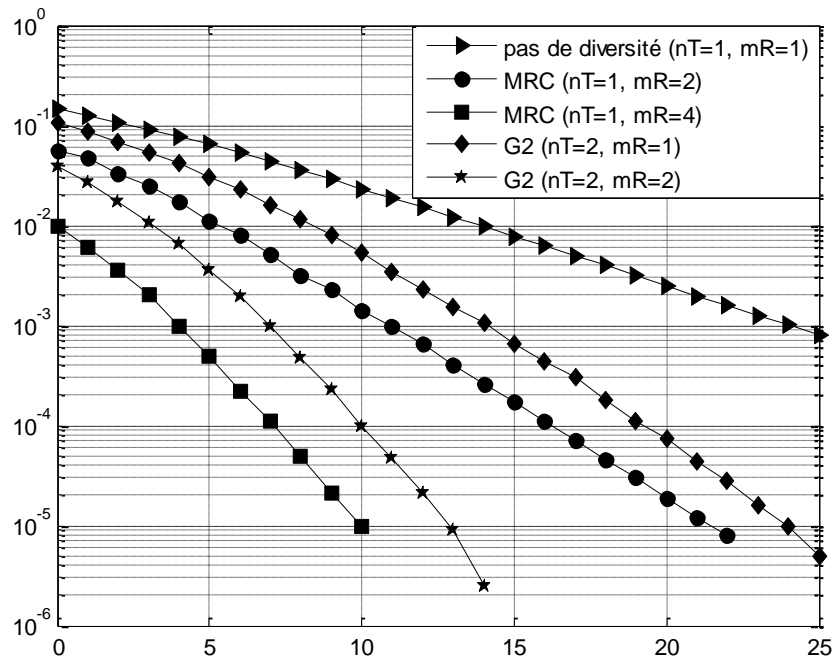
$$\frac{E_b}{N_0} |_{dB} = \frac{E_s}{N_0} |_{dB} + \log_{10} \frac{1}{R_c R \log_2 M} \quad IV.1$$

Avec  $R$  le rendement du code espace-temps étant défini comme le rapport entre le nombre de symboles  $K$  et le nombre de durées symboles  $L$  pendant lequel ces symboles ont été émis  $R = K/L$ . Le code d'Alamouti est le seul code espace-temps en blocs à exploiter la capacité optimale pour  $T_x = 2$  et  $R_x = 1$  grâce à son rendement unitaire.

## IV.2 RESULTATS DE SIMULATION DU SCHEMA D'ALAMOUTI

### IV.2.1 Comparaison entre le MRC et le code espace-temps $G_2$

La figure (V.1) illustre les performances du MRC (Maximal **Ratio** Combining) et du STBC pour une modulation BPSK à travers un canal de Rayleigh décorrélié. On suppose que la puissance totale reçue par les deux antennes de réception pour le système STBC et la même que celle utilisée en transmission pour le système MRC. On observe sur la figure V.1 que le système STBC utilisant le code  $G_2$  est 3 dB moins performant que le MRC et ce pour une même diversité (deux antennes en émission pour le STBC pour deux antennes en réception pour le MRC). Cette perte de 3 dB résulte du fait que la moitié de la puissance d'émission utilisée pour le système MRC est utilisée sur chaque antenne d'émission pour le code  $G_2$ . Cependant, la figure V.1 montre que pour un TEB de  $10^{-5}$  le code  $G_2$  engendre un gain de diversité d'environ 20 dB. Pour un ordre de diversité égal à quatre, en utilisant deux antennes de réceptions, le gain du à la diversité atteint 32 dB et ce avec une perte de 3 dB par rapport au MRC à quatre antennes de réceptions. Toutefois, il est préférable et avantageux d'augmenter la complexité du système STBC au niveau de la station de base plutôt que celle de la station mobile où se trouve le récepteur MRC.



**Figure IV.1** : Comparaison SIMO-MRC et STBC (code  $G_2$ ), modulation BPSK, canal de Rayleigh.

### IV.3 APPLICATION DU STBC AU DIFFERENTES MODULATIONS NUMERIQUES

Les Figures suivantes présentent les performances du STBC sur un canal de Rayleigh en fonction des différents types de modulation et du nombre d'antennes de réception. On montre pour chaque type de modulation le TEB en fonction de  $E_b/N_0$ . Les simulations ont été faites en fixant la puissance moyenne des symboles transmis égale à 1 (0.5 par antenne d'émission). Les courbes de  $E_b/N_0$  sont en fait décalées de  $10 \cdot \log_{10}(\log_2 M)$  dB par rapport aux courbes  $E_s/N_0$ .

### IV.3.1 Performances du STBC : deux antennes de transmission

#### IV.3.1.1 Modulation MAQ-4(2bits/s/Hz)

La Figure IV.2 montre les performances du STBC quand la modulation MAQ-4 est utilisée. On peut voir de façon générale que les performances s'améliorent en fonction du nombre d'antennes de réception. On remarque aussi que la différence de performances entre deux antennes de réception et trois antennes de réception est plus petite que celle entre une antenne de réception et deux antennes de réception. Comme attendu, les performances en modulation MAQ-4 sont moins bonnes que celles en BPSK présentées dans la Figure IV.1. À TEB égal à  $10^{-5}$ , la modulation MAQ-4 est environ 3 dB moins bonne que la modulation BPSK pour une et deux antennes de réception. On remarque que l'amélioration des performances du système n'est pas linéairement dépendante du nombre d'antennes en réception.

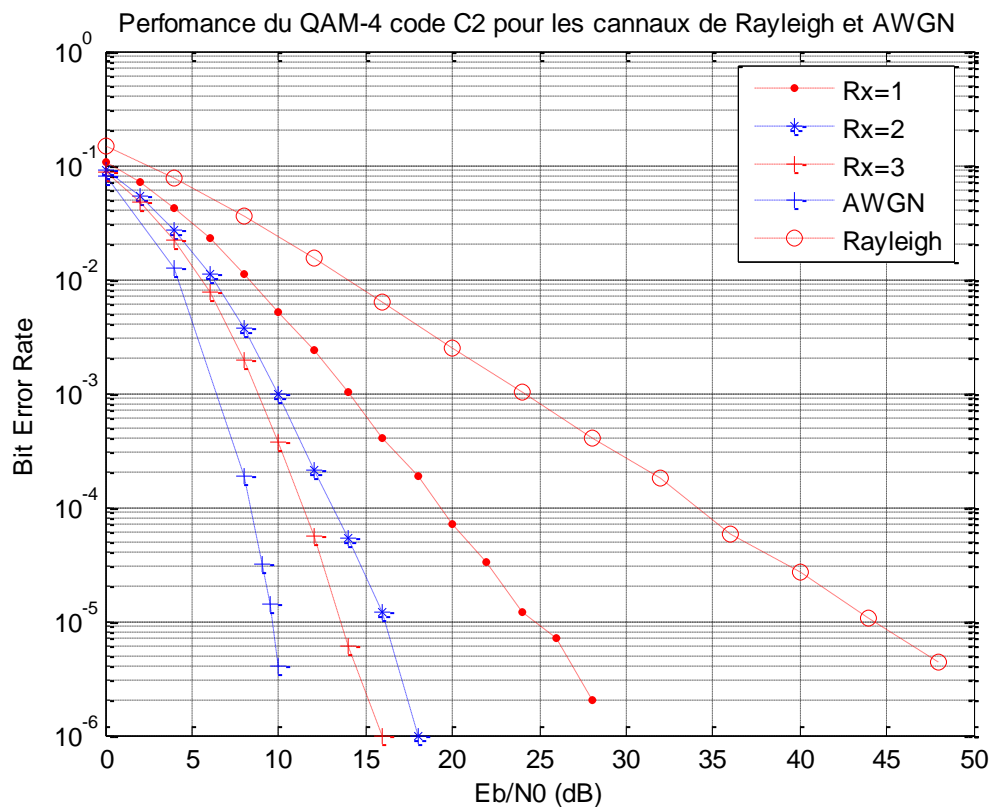
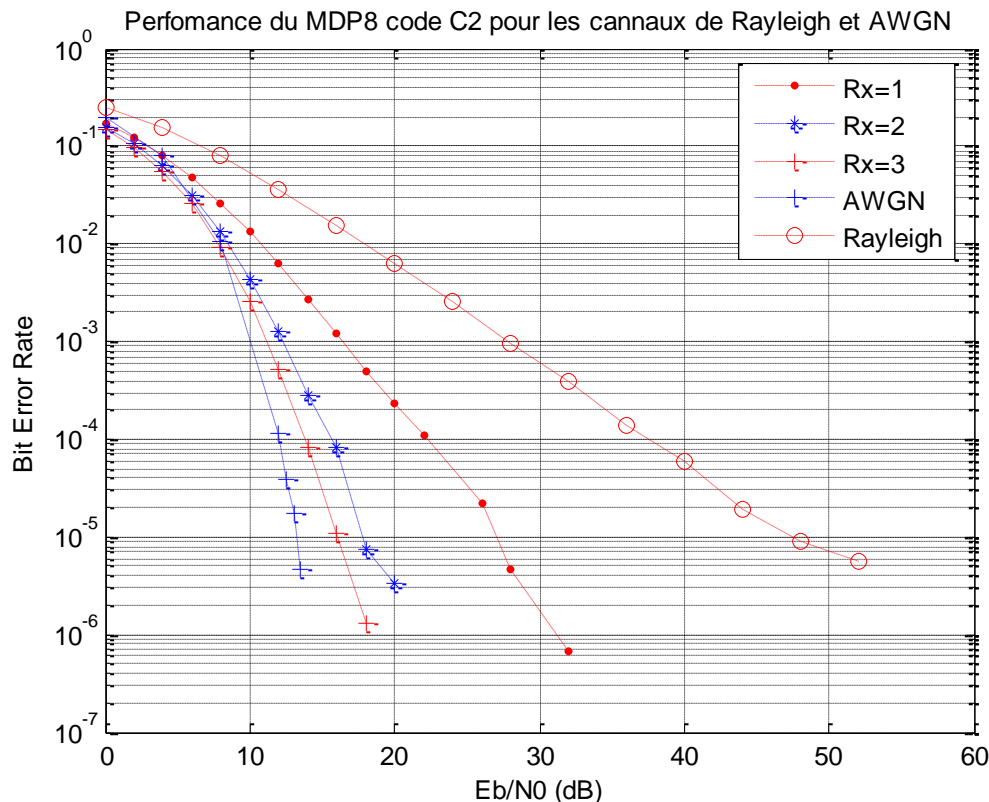


Figure IV.2 : Performance du code  $G_2$  pour une MAQ-4, canal de Rayleigh



### IV.3.1.2 Modulation 8PSK (3bits/s/Hz)

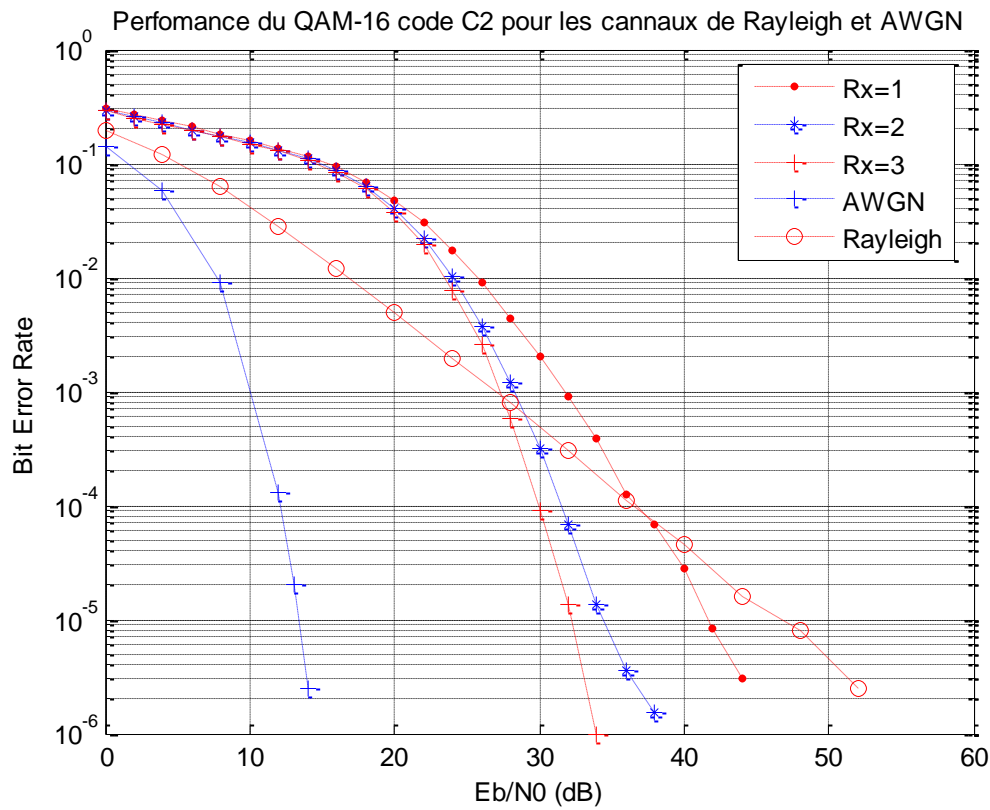
La Figure IV.3 montre les performances du codage STBC sur un canal fading avec l'utilisation de la modulation 8PSK. On observe une nette détérioration des performances d'environ 4 dB par rapport à la modulation MAQ-4 pour un TEB de  $10^{-5}$ . Or pour le même TEB et pour une antenne de réception une amélioration de 20 dB est obtenue. Cette amélioration augmente en ajoutant des antennes en réception.



**Figure IV.3 :** Performance du code  $G_2$  pour une 8PSK, canal de Rayleigh

### IV.3.1.3 Modulation MAQ-16(4bits /s /Hz)

La Figure IV.4 montre les performances du STBC quand la modulation MAQ-16 est utilisée. On peut voir de façon générale que les performances s'améliorent en fonction du nombre d'antennes de réception. Pour un TEB de  $10^{-5}$ , avec une antenne de réception une amélioration de 5 dB est obtenue. Cette amélioration augmente en ajoutant des antennes en réception. Cependant il est intéressant de noter que pour des modulations à haute efficacité spectrale (4 bits/s/Hz) l'amélioration du système apparaît pour des rapports signal sur bruit plus élevés que ceux utilisant des efficacités spectrales de 1, 2 et 3 bits/s/Hz.



**Figure IV.4 :** Performance du code  $G_2$  pour une MAQ-16, canal de Rayleigh

Il est indispensable de noter que l'augmentation de l'ordre de la modulation nuit forcément aux performances du système.

### IV.3.2 Performances du STBC : Quatre antennes de transmission code $G_4$

#### IV.3.2.1 Modulation MAQ-4

La Figure IV.5 montre les performances du STBC quand la modulation MAQ-4 est utilisée. On peut voir de façon générale que les performances s'améliorent en fonction de type de codage STBC avec le nombre d'antennes de réception. On remarque aussi que la différence de performances entre deux antennes de réception et trois antennes de réception est plus petite que celle entre une antenne de réception et deux antennes de réception. Comme attendu, on remarque que l'amélioration des performances du système n'est pas linéairement dépendante du nombre d'antennes en réception. On remarque cependant une nette amélioration par rapport au code  $G_2$ .

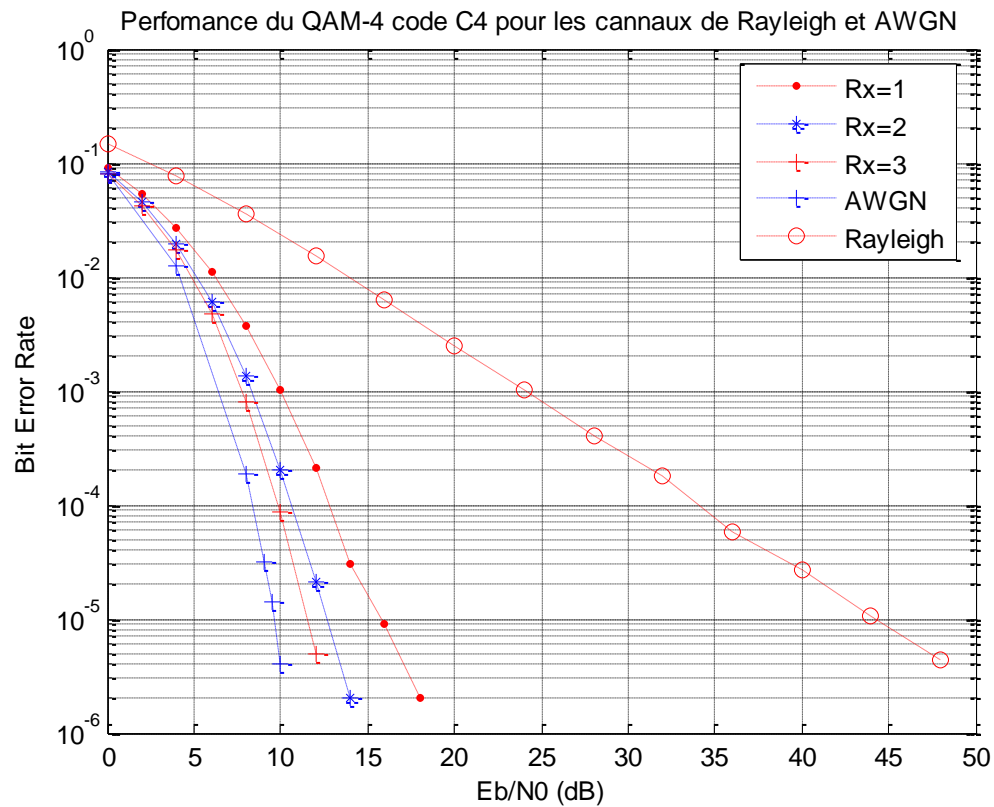
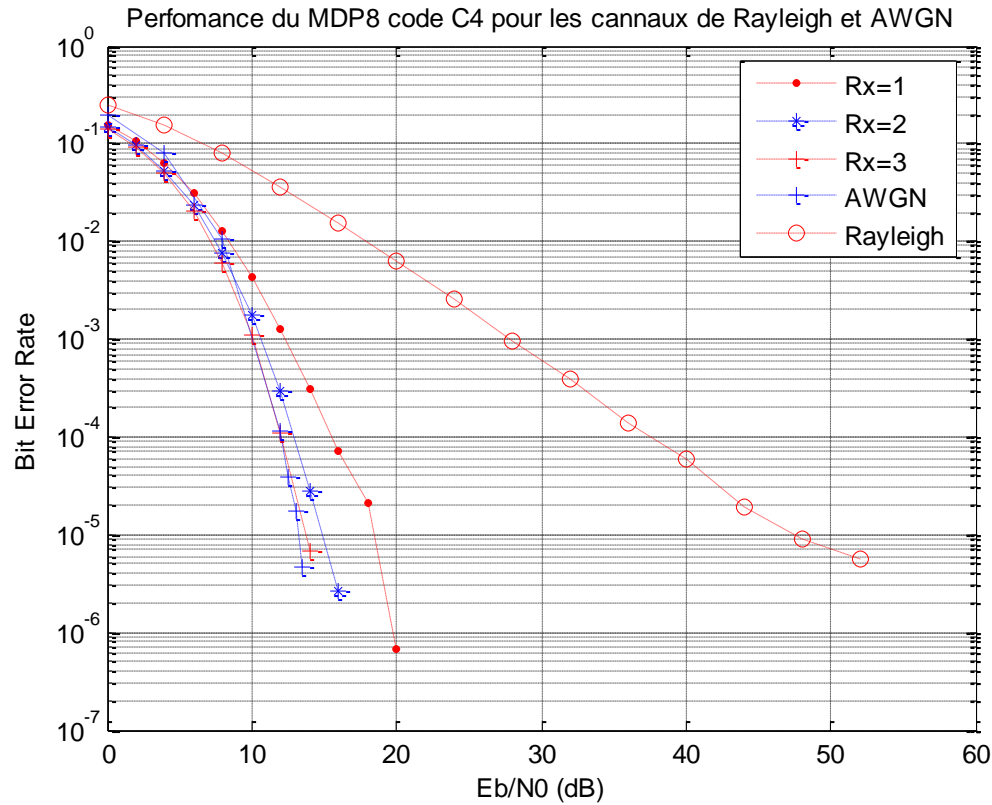


Figure IV.5 : Performance du code  $G_4$  pour une MAQ-4, canal de Rayleigh

#### IV.3.2.2 Modulation 8PSK

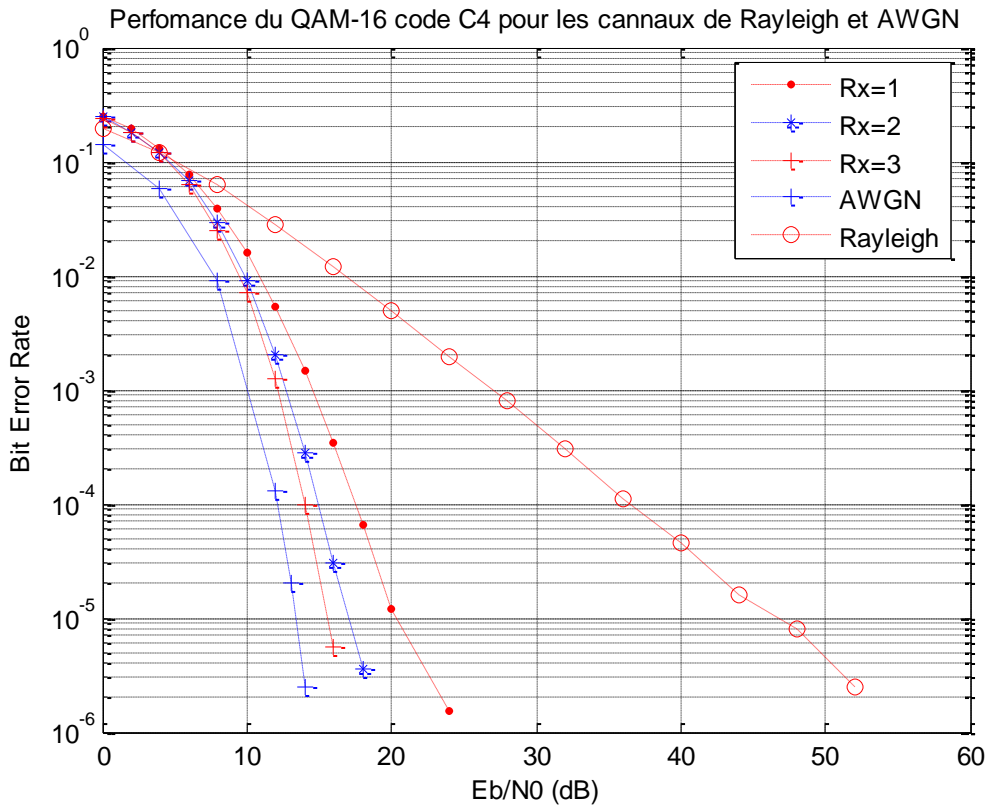
La Figure IV.6 montre les performances du codage STBC sur un canal fading avec l'utilisation de la modulation 8PSK de code  $G_4$ . On observe une nette amélioration des performances d'environ 9 dB par rapport à la modulation 8PSK de code  $G_2$  pour un TEB de  $10^{-5}$  et pour une antenne de réception. Cette amélioration augmente en ajoutant des antennes en réception.



**Figure IV.6 :** Performance du code  $G_4$  pour une 8PSK, canal de Rayleigh

#### IV.3.2.3 Modulation MAQ-16

La Figure IV.7 montre les performances du STBC quand la modulation MAQ-16 est utilisée. Une nette amélioration est obtenue en ajoutant des antennes en réception. On observe une nette amélioration des performances d'environ 21 dB par rapport à la modulation QAM-16 de code  $G_2$  pour un TEB de  $10^{-5}$  et pour une antenne de réception.



**Figure IV.7 :** Performance du code  $G_4$  pour une MAQ-16, canal de Rayleigh

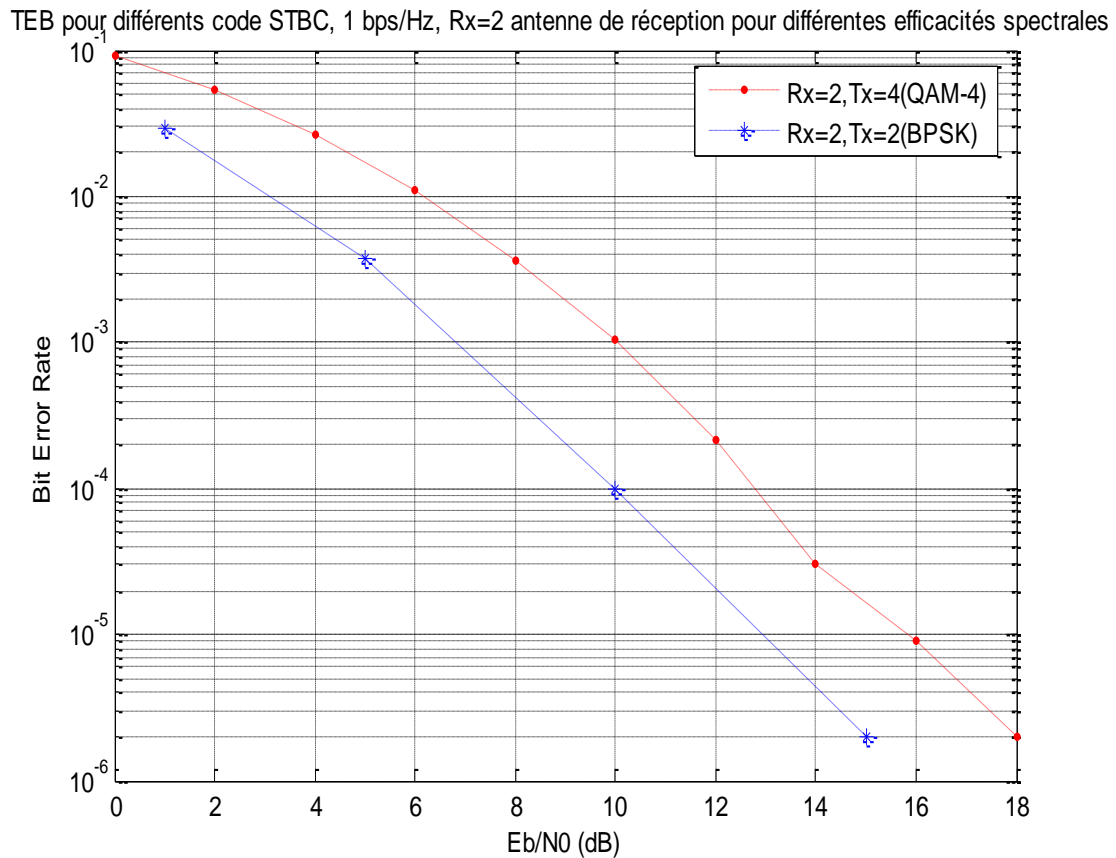
Les gains associés aux codes  $G_2$  et  $G_4$  pour un TEB de  $10^{-5}$  sont résumés dans le tableau IV.1.

Code	$R$	Une antenne en réception			Deux antennes en réception		
		1 bit/s/Hz	2 bit/s/Hz	3 bit/s/Hz	1 bit/s/Hz	2 bit/s/Hz	3 bit/s/Hz
$G_2$	1	19.5	19.6	19.1	30.9	30.9	30.1
$G_4$	$\frac{1}{2}$	27.9	24.3	22.4	34.3	30.7	28.8

**Tableau IV.1 :** Gain en dB des codes  $G_2$  et  $G_4$ , canal de Rayleigh, pour un TEB= $10^{-5}$

#### IV.4.Comparaison entre le code $G_2$ et $G_4$

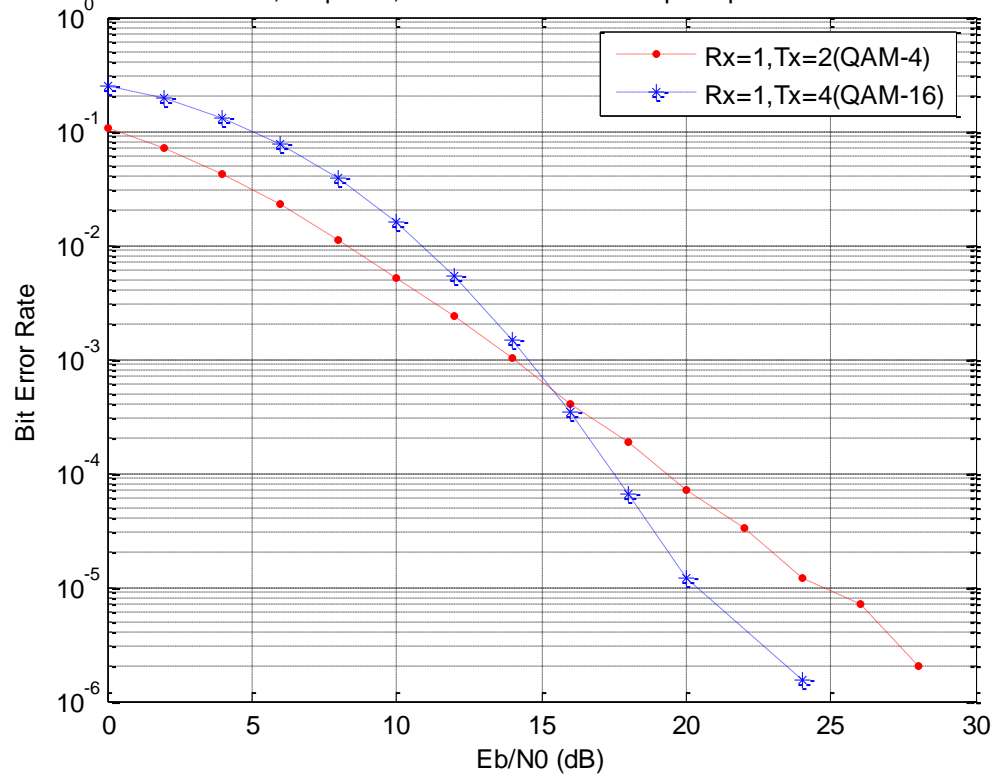
Les résultats du TEB en fonction de l' $E_b/N_0$  pour une efficacité spectrale de 1 bit/s/Hz sont donnés par la figure IV.8. Pour la modulation BPSK le code  $G_2$  est utilisé. Le code  $G_4$  est utilisé pour la modulation MAQ-4. On remarque clairement que l'utilisation de la diversité spatial augmente les performances du système de transmission et cela quelque soit la valeur du rapport signal sur bruit.



**Figure IV.8** : Comparaison  $G_2$  (BPSK) et  $G_4$  (MAQ-4) pour 1 bit/s/Hz

Sur la figure IV.9 les résultats obtenus pour une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz sont différents. On remarque que le MAQ-4 est plus robuste aux bruits que le MAQ-16. Cependant, pour des rapports signal sur bruits élevés l'utilisation d'un système avec un degré de diversité élevé devient plus appropriée. Pour des rapports signal sur bruit faibles le code d'Alamouti ( $G_2$ ), pour une modulation MAQ-4, donne une meilleure performance au système de transmission.

pour différents code STBC, 2 bps/Hz, Rx=2 antenne de réception pour différentes efficacités spec



**Figure IV.9** : Comparaison  $G_2$  (MAQ-4) et  $G_4$  (MAQ-16) pour 2 bits/s/Hz

## Conclusion

L'utilisation de la diversité spatiale pour une efficacité spectrale de 1 bits/s/Hz augmente les performances du système de transmission et cela quelque soit la valeur du rapport signal sur bruit. Les résultats obtenus pour une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz en utilisant différents codes spatio-temporels sont différents. Pour des rapports signal sur bruits élevés l'utilisation d'un système avec un degré de diversité élevé devient plus appropriée. Pour des rapports signal sur bruit faible le code d'Alamouti, pour une modulation MAQ-4, donne une meilleure performance au système de transmission. En général, les résultats des simulations présentés montrent que cette méthode nous permet d'obtenir un gain considérable avec peu de complexité de décodage grâce à l'orthogonalité des symboles en émission.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] Ayman.F.Naguib, N.Seshadri, and A.R.Calderbank, "Space time coding and signal procession for High data rate Wireless communication :IEEE Signal Processing Mag ;MAY 2000 .PP97-92
- [2] G.J.Foschini and M.J.Gans,"On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless personal communications, vol .6,1998,pp.311-335.
- [3]Foschini,G,J"layered space –time architecture for wireless comminication in a fading environnment when using multiple antennas." ,Bell lab .Tech.J. ,vol.1,N°.2,pp.41-59,1996
- [4] S.M.Alamouti, A simple transmitter diversity scheme for wireless communications,IEEE J.Select.Areas.commun,vol .16,pp.1451-1458,oct.1998.
- .
- [5] V.Tarokh ,S.M.Alamoti and p.poon, "New detection schemes for Transmit Dversity with no channel Estimation", in proc.IEEE Int.conf.universal personnal commun.,pp 917-920,1998.

Les sites web :

[http://www.corpeyo.com/lcortes/STBC/CORTES\\_MIMO\\_STBC\\_MATLAB.pdf](http://www.corpeyo.com/lcortes/STBC/CORTES_MIMO_STBC_MATLAB.pdf)

[www.charte-diversite.com/charte-diversite-signataire-l-espace-temps-fjt-4](http://www.charte-diversite.com/charte-diversite-signataire-l-espace-temps-fjt-4)

[http://www.ief.u-psud.fr/~bournel/PDF\\_enseignement/Poly\\_SystTelecom.pdf](http://www.ief.u-psud.fr/~bournel/PDF_enseignement/Poly_SystTelecom.pdf)

[http://rtiut.free.fr/IMG/pdf/TP6\\_T2.pdf](http://rtiut.free.fr/IMG/pdf/TP6_T2.pdf)



## Conclusion Générale

---

La limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples) et le débit, sont considérés comme les challenges majeurs rencontrés pour les systèmes de transmission. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale (STBC) s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples que l'on suppose décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service et de débit de transmission.

Dans ce mémoire, l'utilisation de la technique STBC a été proposée. En général, les résultats des simulations présentés montrent que cette technique nous permet d'obtenir un gain considérable avec peu de complexité de décodage grâce à l'orthogonalité des symboles en émission.

En effet, l'utilisation de la diversité spatiale pour une efficacité spectrale de 1 bit/s/Hz augmente les performances du système de transmission et cela quelque soit la valeur du rapport signal sur bruit. Les résultats obtenus pour une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz en utilisant différents codes spatio-temporels sont différents. Pour des rapports signal sur bruits élevés l'utilisation d'un système avec un degré de diversité élevé devient plus appropriée. Pour des rapports signal sur bruit faible le code d'Alamouti, pour une modulation MQAM-4, donne une meilleure performance au système de transmission.

Malheureusement, pour obtenir le maximum de gain de diversité, il faut garder l'orthogonalité des symboles transmis et ceci a pour conséquence entre autres de contraindre les canaux à rester invariants pendant un mot STBC, ce qui n'est pas toujours évident.