REPUBLIQUE ALGERIRNNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE Dr .YAHIA FERS DE MEDEA
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Système de télécommunication

Thème

Analyse des performances des techniques MIMO pour un lien sans fil

Proposé par :

Promoteur:
Mr: SAHNOUNE Ahmed
Co-promoteur:
Mr: BAILICHE Mohamed Amine

Réalisé par:

Mr: YAHOUM Abdelkader.
Mr: BENAISSA Abdelkader.

- PROMOTION 2013 -

REMERCIMENT

Tout d'abord, louange à « Allah » qui nous a guidé sur le droit chemin tout au long du travail et nous a inspiré les bons pas et les justes reflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas abouti.

Nous exprimons toutes nos gratitudes à notre encadreur. Pour l'effort fourni, les conseils prodigués, sa patience et sa persévérance dans le suivi. Nous adressons également nos remerciements, à tous nos enseignants, qui nous ont donné les bases de la science. Nous remercions très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examinateur.

Ainsi, nous adressons nos remerciements les plus chaleureux à toutes les personnes qui ont aidé de près ou de loin par le fruit de leur connaissance pendant toute la durée de notre parcours éducatif.

Résumé

Les futurs systèmes de communication sans fil sont amenés à proposer une qualité de service (débit, fiabilité) qui soit comparable à celle des techniques filaires existantes, Une des limitations de la communication sans fil est l'évanouissement ("fading") qui affecte la transmission.

Une solution consiste à augmenter la capacité du canal peut-être réalisé en augmentant le nombre d'antennes impliqués à l'émission et à la réception : on parle alors de techniques MIMO (Multiple Input, Multiple Output).

après une description du principe MIMO, une comparaison des capacités de canal des systèmes SISO, SIMO et MIMO est présentée pour montrer le bénéfice qu'apporte un système MIMO sur l'augmentation de la capacité, nous présentons ainsi les différentes familles de codes spatio-temporels et d'algorithmes de décodage associés.

Alors ce mémoire a pour but l'analyse et l'évaluation des performances des techniques MIMO pour un lien sans fil, en interprétant les résultats obtenus par simulation sous Matlab.

Mots clés : MIMO, STC, ZF, ML, MMSE.

Abstract:

Future wireless communication systems are required to provide a quality service (speed, reliability) that is comparable to that of existing wired technologies, one of the limitations of the wireless communication is fading ("fading") that affects the transmission. One solution is to increase the channel capacity-can is achieved by increasing the number of antennas involved in the transmission and reception: this is called MIMO (Multiple Input, Multiple Output). A description of MIMO, a comparison of channel capacities of SISO, SIMO and MIMO principle is presented to show the benefits brought by a MIMO system on increasing capacity, and we present the different families of codes spatial time and associated decoding algorithms. So this paper is to analyze and evaluate the performance of MIMO techniques for wireless link, in interpreting the results obtained by simulation in Matlab.

Keywords: MIMO, STC, ZF, ML, MMSE.

الملخص:

إن أنظمة الاتصالات اللاسلكية في المستقبل يحتم عليها تحسين خدماتها (تدفق, مصداقية) لتتماشى مع نظيرتها السلكية القائمة حاليا. يعتبر مشكل التلاشي إحدى معوقات التي تحد من استعمال نظام اللاسلكي و ذلك بسبب تأثيره على الإرسال.

يكمن حل زيادة قدرة القناة في زيادة عدد الهوائيات في الاستقبال و الإرسال و هو ما يسمى تقنية متعدد إدخال متعدد إخراج (MIMO).

بعد شرح تفصيلي لنظام MIMO تم عرض مقارنة بين القدرات المختلفة لأنظمة SISO ; SIMO ; MISO و ذلك لإظهار الفائدة التي أضافها نظام MIMO في زيادة القدرة.كما تطرقنا إلى عرض مختلف رموز الزمنية-المكانية و فك الشفرة الخوارزمية المرافقة لها. و عليه فإن هدف هذه المذكرة هو تحليل و تقييم إمكانيات تقنية MIMO في المجال اللاسلكي استنادا إلى تفسير نتائج معمولة بمطلب.

كلمات البحث:MMSE; ML ;ZF ;MIMO ;STC

Table des matières :

Remerciements…… I
Résumé ……. II
Table des matières…… III
Table des figures …… V
Acronymes et Abréviation VI
Introduction générale …… 1

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LA TRANSMISSION SANS FIL

1.1 Introduction 2
1.2 Les éléments principaux d'une chaine de transmission …… 2
a) L'émetteur……. 2
b) Le canal …… 2
c) Le récepteur ……. 2
1.3 Fonctionnement d'un système de communication numérique…… 2
1.3.1 partie émission …… 3
1.3.1.1 Le codage de source …… 3
1.3.1.2 le codage de canal …… 3
1.3.1.3 La Modulation …… 3
1.3.2 Partie réception……. 5
1.3.2.1 Démodulation …… 6
1.3.2.2 Décodage de canal …… …… 6
1.3.2.3 Décodage de source …….. 6
1.4 CONCLUSION…….. 7

CHAPITRE 2 : LE CANAL RADIO MOBILE

2.1 INTRODUCTION ……. 8
2.2 Généralités sur le canal radio-mobile …….. 8
2.3 Les contraintes du canal sans fil ……..... 9
2.3.1 Propagation multi-trajet ……. … 9
2.3.2 Effet Doppler ……. 10
2.3.3 Les évanouissements à grande échelle …… 11
2.3.4 Les évanouissements à petite échelle ……. 12
2.3.5 Bruit, Interférences et autres effets …… 13
2.4 La diversité …… 15
2.4.1 Diversité temporelle …… 15
2.4.2 Diversité de fréquence ……. 15
2.4.3 Diversité spatiale ……. 15
2.4.4 Diversité de polarisation ……. 16
2.5 Information sur l'état du canal sans fil …… 16
2.5.1 Modèle statistique du canal sans fil …… 17
2.5.2 Le canal à évanouissements de Rayleigh …… 17
2.6 CONCLUSION ……. 18

CHAPITRE 3 : LA TECHNOLOGIE MIMO

3.1 Introduction aux techniques MIMO …… 19
3.1.1 Introduction …… 19
3.1.2 Evolution de la technique MIMO …… 19
3.2 MIMO et la théorie de l'information …….. 24
3.2.1 Model du système MIMO ……. 24
3.2.2 Capacité du canal de transmission ……. 25

3.2.3 Capacité maximal théorique du canal MIMO ……. 27
3.2.4 Capacité du canal SIMO …… 32
3.2.5 Capacité du canal MISO …… 32
3.2.6 Comparaison entre les différentes capacités …… 33

3.3 Le codage et le décodage dans les systèmes MIMO ……. 34
3.3.1 Le codage …… 34
3.3.1.1Le codage spatio-temporel par bloc STBC …….. 34
3.3.1.2 Codes ST orthogonaux ……. 35
3.3.1.3 Code d'Alamouti …….. 35
3.3.2 Le décodage …….. 36
3.3.2.1 L'égaliseur de forçage à zéro **(ZF) ……..** 36
3.3.2.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne **(MMSE)….** 37
3.3.2.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférences ordonnées. **(OSIC) ……** 37
3.3.2.4 L'égaliseur à Maximum de Vraisemblance **(ML) ……...** 38
3.4 CONCLUSION…… 38

CHAPITRE 4 : SIMULATIONS ET RESULTATS

4.1 INTRODUCTION …….. 39
4.2 Évaluation des performances du codage d'Alamouti …….. 39
4.2.1 Description du programme …… 39
4.2.2 Figure de la simulation …… 41
4.2.3 Discussion ……. 41
4.3 Évaluation des performances de l'égalisation ZF …….. 42
4.3.1 Description du programme …….. 42
4.3.2 Figure de la simulation …… 42
4.3.3 Discussion sur les résultats ……. 42
4.4 Évaluation des performances de l'égalisation MMSE …… 43
4.4.1 Description du programme …… 43
4.4.2 Figure de la simulation …… 43
4.4.3 Discussion…… 44
4.5 Évaluation des performances de l'égalisation ML ……. 44
4.5.1 Description du programme …….. 44
4.5.2 Figure de la simulation ……. 44
4.5.3 Discussion …… 45
4.6 Comparaison entre les techniques d'égalisation ZF, MMSE et ML …….. 45
4.6.1 Description du programme ……. 45
4.6.2 Figure de la simulation ……. 45
4.6.3 Discussion ……... 45
4.7 CONCLUSION …… 46
CONCLUSION GENERAL ……. 47
Bibliographie ……. 51

Liste des figures

Figure	Titre	Page
Figure 1.1 :	Fonctionnement de la chaine de transmission ……..	2
Figure 1.2 :	Un exemple typique de modulation BPSK ……...	4
Figure 1.3 :	Figure 1.3: Un exemple BER=f(RSB) du M-QAM	5
Figure 1.4 :	Schéma de principe d'un récepteur numérique ……	5
Figure 2.1 :	Modèle d'un système canal simple …….	8
Figure 2.2:	La propagation multi-trajet variable dans le temps …….	9
Figure 2.3 :	Schéma représentatif de l'effet Doppler …….	10
Figure 2.4 :	évanouissements à petite et à grande échelle de la réponse du canal ...	13
Figure 3.1:	Evolution de la technique MIMO ……	20
Figure 3.2 :	système SISO ……...	20
Figure 3.3 :	système MISO …….	21
Figure 3.4:	système SIMO …….	21
Figure 3.5 :	système MIMO ……	22
Figure 3.6 :	Une représentation schématique d'un système MIMO en boucle ouverte …….	23
Figure 3.7:	Une représentation schématique du système MIMO boucle fermée …	23
Figure 3.8 :	Modèle de système MIMO ……..	24
Figure 3.9 :	Capacité ergodique d'un canal SISO à évanouissement de Rayleigh..	27
Figure 3.10:	Modèle théorique d'un système de communication Interprétation en termes d'entropie et d'information mutuelle ……	29
Figure 3-11:	les différentes capacités du canal H …….	33
Figure 4.1 :	Modèle de simulation utilisée pour l'évaluation des performances des systèmes MIMO ……..	40
Figure 4.2:	Simulation du système MIMO sans et avec le codage d'Alamouti …..	41
Figure 4.3 :	simulation du système MIMO avec l'égaliseur ZF …….....	42
Figure 4.4 :	simulation du système MIMO avec l'égaliseur MMSE ……..	43
Figure 4.5:	simulation du système MIMO avec l'égaliseur ML ……	44
Figure 4.6 :	comparaison entre les performances des technique ZF, MMSE et ML	45

Acronymes et Abréviation

AWGN	: Additive White Gaussian noise
ARQ	: Automatic Repeat request
ASK	: Amplitude Shift Keying
BER	: Bit Error Rate
BLAST	: Bell Labs Layered Space-Time
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CSI	: Connaissance de l'état du canal
DPSK	: differential Phase Shift Keying
FEC	: Forward Error Correction
FSK	: frequency Shift Keying
IES	: Interférence Entre Symbole
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MISO	: Multiple Input Single Output
ML	: Maximum Likelihood
MMSE	: Minimum Mean Square Error
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	: Ordered Successive Interference
OSIC	: Ordered Successive Interference Cancellations
OSTBC	: orthogonal Space-Time Bloc Coding
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modultion
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RSB	: Le Rapport Signal sur Bruit
SD	: Sphere Decoder
SIMO	: Single Input Multiple Output
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
ST	: Spatio-Temorels
STB	: Spatio-Temorels en Bloc
STBC	: Space-Time Bloc Coding
TEB	: Taux d'Erreur Binaire
ZF	: Zero Forcing

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE :

Au cours des dernières décennies, le monde des télécommunications a connu un développement important, grâce au succès des systèmes de communications mobiles 2G et au large déploiement de l'Internet. Le passage à la 3G permet d'intégrer de multiples services tels que le multimédia, la commutation par paquets et l'accès radio large bande. Dans ce contexte, Deux nouvelles techniques de transmission qui permettent de garantir ces besoins sont envisagés pour un futur système de quatrième génération. D'une part, les systèmes de transmission à très forte efficacité spectrale, qui augmentent des fréquences porteuses et des bandes passantes, sont connues sous le nom de transmission à ultra large bande. D'autre part, en utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, les systèmes de transmission exploitent la dimension spatiale afin de transmettre l'information. Ces systèmes sont appelés **systèmes de transmission MIMO**, ce qui est notre sujet.

La technologie MIMO (Multiple- Input Multiple-Output) est reconnue comme une bonne solution dans le développement des réseaux sans fil à large bande. Cette technique est très attrayante pour les communications numériques, permettant l'augmentation des débits de données et/ou l'amélioration des performances du système.

Dans notre travail on va essayer d'abord de toucher les fondements de ce sujet et puis en deuxième partie on va faire des simulations en utilisant l'outil matlab pour montrer les performances de cette technique en terme de capacité de canal et de taux d'erreur par bit (BER) en jouant sur quelques axes fondamentaux comme la modulation, le codage de canal et quelques techniques d'égalisation à la réception.

Dans le premier chapitre, des généralités sur la transmission sans fil sont décrites, et pour sa nécessité dans notre travail, tout un chapitre est consacré pour le canal radio mobile, le troisième chapitre présente dans un premier lieu l'historique et les étapes d'évolution de la technique MIMO, et après en deuxième partie les notions de la théorie de l'information sont détaillés pour arriver à la fin à la simulation et les résultats dans le 4^{eme} chapitre.

Chapitre I:

Généralités sur la transmission sans fil

Sommaire

1.1 Introduction
1.2 Les éléments principaux d'une chaine de transmission
a) L'émetteur
b) Le canal
c) Le récepteur
1.3 Fonctionnement d'un système de communication numérique.
1.3.1 partie émission
1.3.1.1 Le codage de source
1.3.1.2 le codage de canal
1.3.1.3 La Modulation
1.3.2 Partie réception
1.3.2.1 Démodulation
1.3.2.2 Décodage de canal
1.3.2.3 Décodage de source
1.4 CONCLUSION

1- 1 : Introduction :

Le but d'un système de communication à distance avec fil ou sans fil est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaine de transmission est représenté sur la figure 1.1**[1]**. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la figure 1.1

Nous allons maintenant décrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaine de transmission.

1- 2 : Les éléments principaux d'une chaine de transmission(redondance) :

Le schéma de base d'une transmission quelconque repose sur :

a) **L'émetteur :** A ce niveau l'information subit plusieurs traitements avant sa transmission tels que : Codage, modulation, le filtrage, amplification et la diffusion du signal via des antennes, dans le cas de communication sans fil...etc.

b) **Le canal :** Le canal de transmission est le moyen physique permettant de véhiculer un signal de l'émetteur au récepteur. Dans les communications sans fil, le canal est l'atmosphère. deux domaines sont généralement étudiés: le canal bruité à bruit blanc additif Gaussien (AWGN), ou bien l'étude se fait sur des canaux à évanouissements et dispersions, appelé aussi canaux multi trajets où l'on étudie l'effet de ces trajets multiples et leurs influences sur la transmission.

c) **Le récepteur :** C'est le point de réception de l'information, à ce niveau l'information reçue doit être vérifiée, si elle est correcte, et le récepteur procède à des corrections en cas d'éventuelles erreurs.

1-3 Fonctionnement d'un système de communication numérique.

Les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation comme il est montré dans la figure suivante :

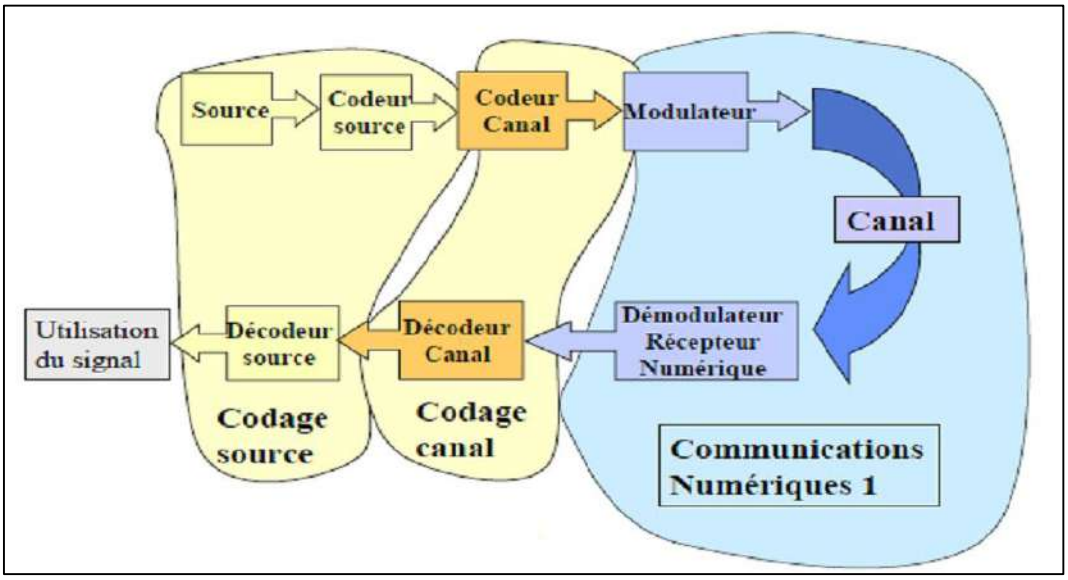


Figure 1.2 : Fonctionnement de la chaine de transmission [12]

1.3.1 parties émission

1.3.1.1 Le codage de source :

Dans un système de communication numérique, le message produit par la source peut être un signal analogique ou un signal numérique. Si le message est analogique, il doit être numérisé. La numérisation consiste à échantillonner le message analogique puis à quantifier les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur un élément binaire appelé bit.

Dans la transmission il peut réduire le nombre de bits requis pour convertir un message donné. C'est le codage de source qui assure l'élimination des bits redondants (ou surplus), en minimisant les bits sans diminuer la quantité d'information c'est-à-dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéal.

Les bits d'informations émis peuvent prendre les valeurs 0 ou 1, avec des probabilités P_0 et P_1·La source est caractérisée par son débit binaire $\mathbf{D_b = 1/T_b}$(ou T_b est le temps de bit en s) [1]. L'information binaire produit des bits d'informations à un taux de transmission égal à Rbits/s. À chaque intervalle de temps T, cette source produit une séquence de longueur :

$$\mathbf{K=RT \text{ et } R = D_b}(1.1)$$

De cette façon, le taux de transmission binaire est défini de la manière suivante :

$$\mathbf{R=1/T\log_2 M = D_s.\log_2 M}(1.2)$$

Chacun des M messages est alors assigné à un signal choisi parmi un ensemble de M signaux possibles de durée T**[2]**.

1.3.1.2 le codage de canal :

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

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

I.3.1.3 La Modulation :

La modulation numérique est l'opération permettant la transformation des bits en un signal compatible avec le canal de transmission pour limiter les absorptions atmosphériques et encourager la propagation sans fil. La modulation conditionne le flux d'impulsions binaires, de manière à ce que l'information qu'elles contiennent peut être transmise à travers un milieu physique donné, à un débit donné, avec un degré de distorsion acceptable, dans une bande fréquentielle spécifiée ou allouée à la transmission du message numérique est centrée autour de la fréquence de la porteuse.

Si on parle mathématiquement, de manière générale, le signal à émettre peut s'exprimer :

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (1.3)$$

a(t)étant l'enveloppe du signal, f_c étant sa fréquence centrale et ***θ(t)***sa phase.

La modulation adapte le spectre du signal au canal. On module la phase, la fréquence et/ou l'amplitude d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal.

Parmi les différents types de modulation on trouve :

- 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)***

En général, les techniques de modulation sont choisies en fonction des contraintes et performances que l'on voudrait obtenir car chacune d'elles présente une certaine probabilité d'erreurs en fonction du rapport signal à bruit.

La modulation M-QAM, par exemple, est un mélange de modulation en amplitude et en phase, les symboles sont alignés horizontalement et verticalement dans la constellation. Dans le cas de la modulation M-PSK, le signal en bande de base est modulé en phase**. [1]**

La communication numérique moderne repose sur la modulation par déplacement de phase, où les symboles sont créés sur la base des décalages de phase. Il existe une variété de techniques de modulation de phase dans la communication numérique comme Binary Phase ShiftKeying (BPSK), Quadrature modulation par déplacement de phase (QPSK) ,…etc .

Nous avons utilisé la modulation par déplacement binaire BPSK dans notre projet que la technique de modulation numérique. Ici, chaque bit est représenté par un seul symbole. 1 correspondra au symbole 1 ie S_1 et zéro correspondra au symbole 2 ie S_2.

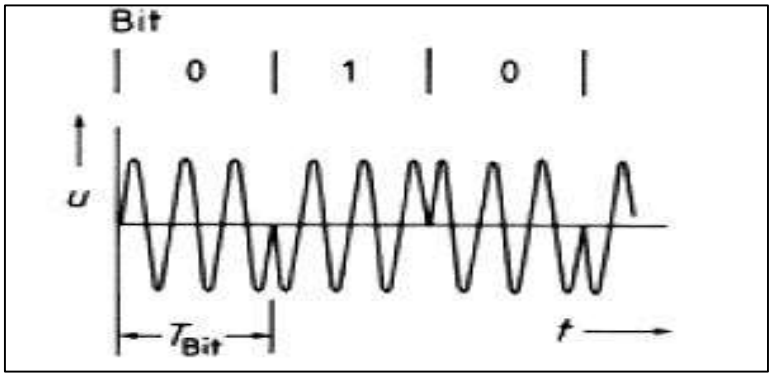


Figure 1.2: Un exemple typique de modulation BPSK

La modulation BPSK produit des taux d'erreur binaire inférieur par rapport à la technique de modulation où plusieurs bits sont mappés en un symbole unique. Par exemple, en QPSK une combinaison de deux bits est utilisée pour représenter un symbole de manière à former quatre symboles (ainsi nommé en quadrature). À la suite de plus de bits utilisés pour

représenter les symboles du récepteur doit être plus sensible et si elle n'est pas alors cela se traduirait par des taux d'erreurs sur les bits qui sont supérieurs à ceux désirés **[3]**.

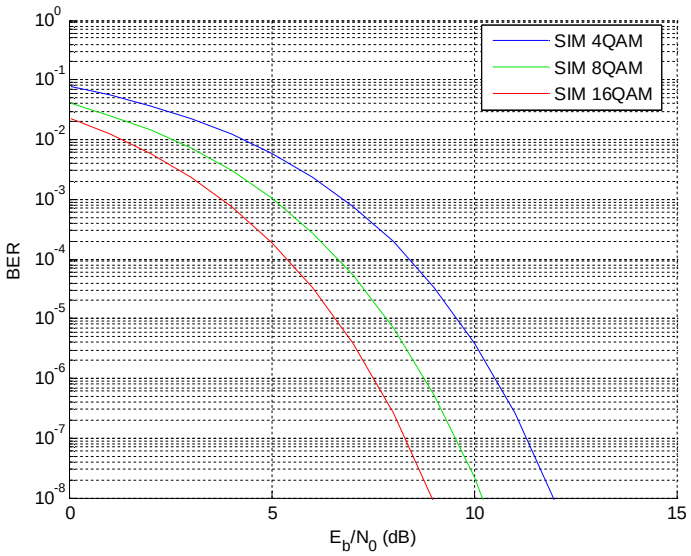


Figure 1.3: Un exemple BER=f(RSB) du M-QAM

1.3.2 Partie réception

Le récepteur a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation pour les transmissions sur onde porteuse, de filtrage, d'échantillonnage et de prise de décision. Le changement de fréquence et la démodulation permettent de ramener le signal modulé en bande de base. Le signal est ensuite filtré et échantillonné.

Finalement, un circuit de décision identifie la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons reçus, ce qui correspond à une opération de détection. Si en plus un signal analogique est désiré à la sortie, le décodeur de source, connaissant la méthode de codage entrepris au niveau du codeur de source, reconstruit le signal d'origine à partir de la séquence décodée.

Le signal à la sortie du décodeur de source est une approximation du signal d'origine en raison des distorsions survenues au niveau du décodeur de canal, de l'encodeur de source et du décodeur de source. La différence entre le signal d'origine et le signal reconstruit constitue une mesure de la distorsion du système de communication numérique.

Le récepteur est schématisé à la figure 1.4 :

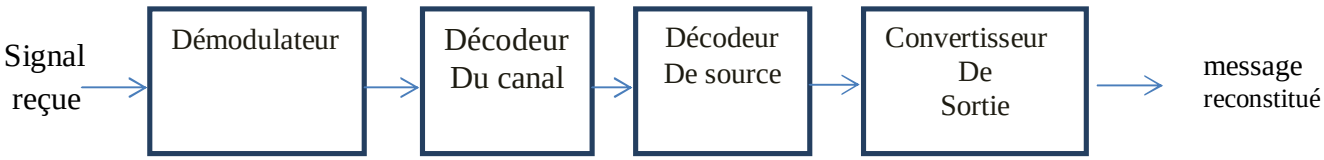


Figure 1.4 : Schéma de principe d'un récepteur numérique

I.3.2.1 Démodulation :

La démodulation dans la réception, reconvertit l'onde reçue en un signal en bande de base. L'égalisation corrige au mieux, les distorsions causées par le canal de transmission. La détection (ou circuit de décision) convertit le signal démodulé en bande de base, en un flux de symboles binaires.

Le filtre d'adaptation peut être employé avant le traitement de décision, afin d'augmenter les performances en vers les erreurs (meilleur S/N ou faible taux d'erreur à la réception: récepteur optimal).

I.3.2.2 Décodage de canal :

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

• La première est la détection d'erreurs. Le décodeur observe la séquence reçue (ferme ou souple) et détecte la présence éventuelle d'erreur. Cette détection peut servir à contrôler le taux d'erreur (Error Monitoring) ou à mettre en œuvre des techniques de retransmission (ARQ : Automatic Repeat Request) : le décodeur demande à l'émetteur de retransmettre la séquence dans laquelle une erreur a été détectée. Il est évident que ce type de procédé nécessite une voie de retour.

Cette stratégie de détection est surtout utilisée par les couches transport et supérieures du modèle OSI. Les techniques employées ne seront que mentionnées, dans la mesure où il ne s'agit qu'un cas particulier et simple de la seconde stratégie.

• La deuxième est la correction d'erreurs (FEC : Forward Error Correction). Elle nécessite des algorithmes beaucoup plus complexes que la simple détection, et plus de redondance dans la séquence émise. Toutefois, le milieu de transmission est utilisé de manière plus efficace. Elle est omniprésente au niveau couche physique de tous les systèmes de transmission et d'enregistrement.

I.3.2.3 Décodage de source :

Le décodage source consiste à reconstituer, par l'application de l'algorithme de décodage source (décompression par exemple), l'information originale à partir de la séquence de substitution.

1.4 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté une chaîne de transmission dans le cas d'un système mono antenne, donc on a commencé par une brève description des éléments principaux d'un système de transmission, et après en deuxième partie on a abordé le fonctionnement d'une chaine de communication numérique en détail.

Donc ce premier chapitre est pour objectif de donner les principes de base de la transmission sans fil en constituant une introduction nécessaire pour la bonne compréhension et l'étude de la technique MIMO qui est le cœur de notre PFE, on n'a pas parlé sur le canal de transmission car il est bien détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre II:

Le canal radio mobile

Sommaire

2.1 Introduction
2.2 Généralités sur le canal radio-mobile
2.3 Les contraintes du canal sans fil
2.3.2 Effet Doppler
2.3.3 Les évanouissements à grande échelle
2.3.4 Les évanouissements à petite échelle
2.3.5 Bruit, Interférences et autres effets
2.4 La diversité
2.4.1 Diversité temporelle
2.4.2 Diversité de fréquence
2.4.3 Diversité spatiale
2.4.4 Diversité de polarisation
2.5 Information sur l'état du canal sans fil
2.5.1 Modèle statistique du canal sans fil
2.5.2 Le canal à évanouissements de Rayleigh
2.6 CONCLUSION

2.1 Introduction :

Nous avons vu comment les modulations permettent de transmettre l'information dans un canal de transmission. Nous allons maintenant étudier les perturbations du canal sur le signal émis.

Un canal de propagation est un support physique permettant de transmettre une information entre un émetteur et un récepteur. Généralement, ces supports sont classés en deux catégories :

- les supports électromagnétiques qui transmettent l'information à l'aide d'un champ électrique et magnétique sur des média :
  - guidés (paire torsadée, fibre optique),
  - non-guidés (atmosphère, vide, diélectrique),
- les supports acoustiques qui propagent l'information de façon mécanique par le déplacement des molécules sur des média du type air, eau.

Dans cette section, nous nous intéressons au canal de propagation d'ondes électromagnétiques dans l'atmosphère. Nous allons décrire les phénomènes perturbant une onde électromagnétique.

2.2 Généralités sur le canal radio-mobile

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal a partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est également possible de procéder via des ondes électromagnétiques dans le sans-fil.



Figure **2.1 : Modele d'un systeme canal simple**

Afin d'assurer la couverture d'une zone geographique par un systeme radio-mobile, on utilise des antennes d'emission et de reception peu directives. Ainsi le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux réflexions sur les obstacles. Ce phénomène de propagation multi-trajets garantit la couverture d'une zone, mais engendre des difficultés au niveau du récepteur.

En effet, le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de la superposition de plusieurs repliques du signal emis caracterisees par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivee différents. Ceci se traduit par des variations de l'amplitude et de la phase du signal recu, appelées **évanouissements multi-trajets** [4]. On distingue alors **deux types d'évanouissements** dont les origines et les manifestions sont différentes : **les évanouissements à grande échelle et les évanouissements à petite échelle**.

2.3 Les contraintes du canal sans fil [5]

Dans le canal radio mobile, le signal transmis souffre de différents effets, qui sont caractérisés comme suit :

• La propagation multi-trajet

• L'effet Doppler

• L'évanouissement (Fading)

• Les pertes dues à la distance ou Path Loss

2.3.1 Propagation multi-trajet

La propagation multi-trajet se produit par suite de réflexion, dispersion et de diffraction de l'onde électromagnétique transmise à travers différents obstacles. Ainsi, à la réception beaucoup de signaux arrivent de différentes directions avec des retards, des atténuations et des phases diverses. La superposition de ces derniers donne des variations d'amplitude et de phase du signal reçu, qui rend difficile la récupération du signal d'information d'origine [4].

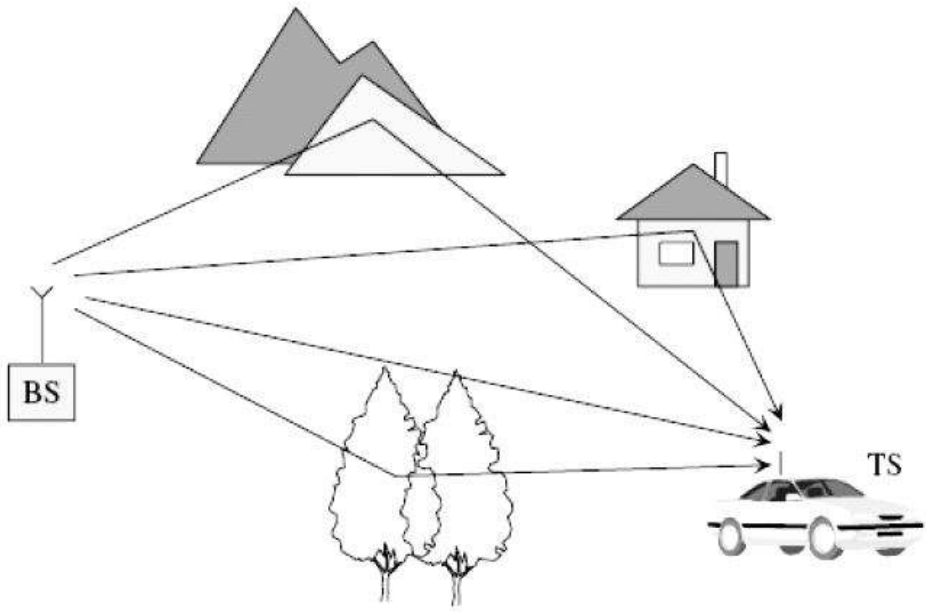


Figure 2.2 : La propagation multi-trajet variable dans le temps

2.3.2 Effet Doppler

L'effet Doppler est le décalage de la fréquence f_c , du signal transmis, à la réception d'une quantité

$$f_D = \frac{v f_c \cos(\alpha)}{c} \qquad \textbf{(2.1)}$$

Où :

v est la vitesse de déplacement du récepteur.

c est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans l'air, *c = 3 .10* 8 *m/s.*

α est l'angle entre *v* (vitesse de déplacement) et *k* (direction de propagation du champ), (voir figure 2.3).

Le décalage de la fréquence est dû à la variation d'amplitude et de phase du signal reçu, qui est le résultat de déplacement des objets dans le canal radio [4].

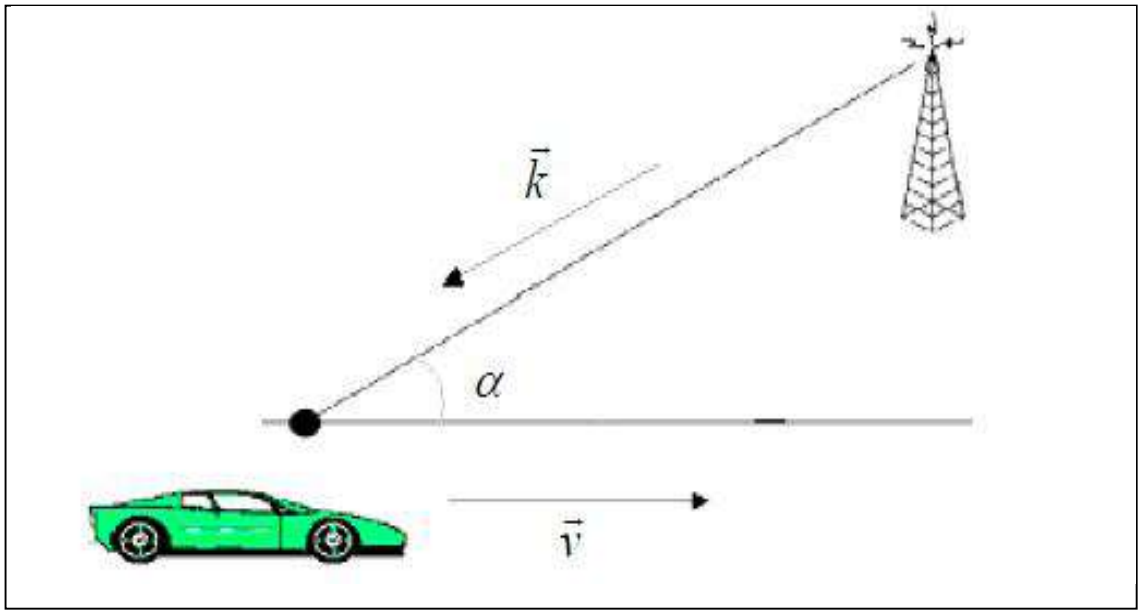


Figure 2.3 : Schéma représentatif de l'effet Doppler

Le maximum de la fréquence Doppler détermine la variation dans le temps du canal radio mobile [3] , il est donné par :

$$f_{D\max} = \frac{v f_c}{c} \qquad (2.2)$$

2.3.3 Les évanouissements à grande échelle

Les communications sans fil sont sévèrement dégradées par les effets de la propagation. Un signal émis par une antenne se propage dans toutes les directions (antenne omnidirectionnelle) ou si l'antenne est directive, dans des directions plus restreintes.

Le signal propagé subit des réflèxions, des réfractions, et des difusions sur des objets présents dans l'environnement de propagation. Ces objets peuvent ètre des batiments, des arbres ou des voitures dans le milieu extérieur (*outdoor*) et des murs, des meubles ou des personnes dans le milieu intérieur (*indoor*).

La propagation sur des longues distances atténue la puissance du signal, un effet que nous appelons la perte en puissance du signal en fonction de la distance (*path- loss*). Pour celà, un récepteur observe plusieurs versions atténuées et retardées du signal transmis, et bruitées par le bruit blanc additif interne des récepteurs et autres formes d'interférences.
Un modèle idéal de propagation a été présenté par Jakes (Jakes, 1974) :

$$P_r = P_t\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^2 G_t G_r, \qquad (2.3)$$

Où $\boldsymbol{P_t}$ et $\boldsymbol{P_r}$ sont les puissances d'émission et de réception respectivement. $\boldsymbol{\lambda_c}$ est la longueur d'onde. $\boldsymbol{G_t}$ et $\boldsymbol{G_r}$ sont les gains de puissance des antennes d'émission et de réception respectivement et $\boldsymbol{d}$ est la distance qui les sépare. Cette équation est également connue sous le nom d'équation de Friis (Feher, 1995). Dans un environnement cellulaire, le trajet principal est accompagné d'un trajet réfléchi qui peut interférer de manière constructive ou destructive avec ce dernier. La puissance de réception est alors approximée par :

$$P_r = P_t\left(\frac{h_t h_r}{d^2}\right)^2 G_t G_R, \qquad (2.4)$$

Où h_t et h_r sont les hauteurs des antennes d'émission et de réception respectivement.

Sous l'hypothèse $d^2 >> h_t h_r$, l'atténuation du signal en termes de puissance est inversement proportionnelle à d^4. Dans un environnement réel, l'exposant de d varie entre 2.5 et 6 et dépend directement du terrain, les constructions et la végétation dans l'environnement de propogation.

Par ailleurs, l'atténuation à grande échelle peut être causée par l'effet d'ombrage obtenu en moyennant sur les fluctuations locales d'un signal à variations rapides. La distribution statistique de la moyenne des fluctuations a été étudiée expérimentalement.

Cette distribution dépend des hauteurs des antennes, de la fréquence utilisée et du type d'environnement. Par contre, nous remarquons que la moyenne de la puissance reçue suit une distribution normale exprimée par la fonction de densité de probabilité (*Probability Density Function*) :

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\delta^2}} \qquad (2.5)$$

Où x exprimé en decibels (*dB*), est une variable aléatoire qui présente le niveau de fluctuation à grande échelle de la puissance du signal. μ et σ sont la moyenne et la variance de x, respectivement. μ est égale au *path loss*, et une valeur typique de σ est 8 dB.

2.3.4 Les évanouissements à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle correspondent aux fluctuations rapides en espace, en temps et en fréquence, du signal reçu. Ils sont causés par la dispersion du signal sur les objets se trouvant entre l'émetteur et le récepteur, ce qui génère des différentes copies du signal transmis. Ces copies peuvent se combiner constructivement et par conséquent augmenter le rapport signal-à-bruit au récepteur ou de manière destructive en diminuant le rapport signal-à-bruit au récepteur. On appelle ce phénomène évanouissement multi-trajet (*multi-path fading*) (Voir la figure 2.2).

Les évanouissements à petite échelle génèrent des fluctuations ayant une moyenne suivie par les évanouissements à grande échelle (Frigon (2008), Tse (2005)).

Si l'émetteur ou le récepteur ou les objets de réflexion sont en mouvement, alors on observe l'effet Doppler.

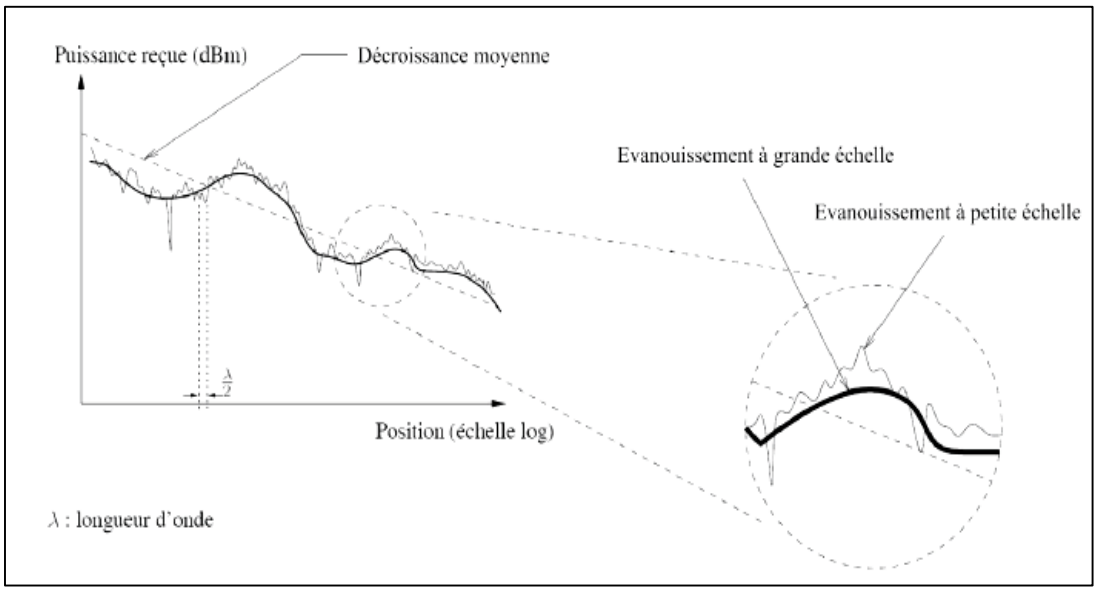


Figure 2.4 : évanouissements à petite et à grande échelle de la réponse du canal [6]

2.3.5 Bruit, Interférences et autres effets

Une communication sans fil est corrompue par un bruit additif. Considérons le signal transmis $s(t)$, altéré par un processus aléatoire additif, qui est le bruit $n(t)$.

Physiquement, le bruit est généré à partir des composantes électroniques et des amplificateurs au récepteur ou bien de l'interférence rencontéee durant la transmission (valable pour les transmissions sans fil).

Si le bruit est principalement introduit par les composantes électroniques et les amplificateurs au récepteur, alors il s'agit d'un bruit thermique interne. Ce type de bruit est caractérisé statistiquement par un processus aléatoire blanc et Gaussien.

Pour celà, le modèle mathématique du canal résultant est généralement appelé le canal à bruit blanc additif Gaussien (*Additive White Gaussian Noise -AWGN- channel*).

Un bruit blanc est un processus stochastique qui possède la même densité spectrale de puissance à toutes les fréquences. Ceci correspond à une autocorrélation nulle en tout point sauf à l'origine : le processus est décorrélé. S'il est Gaussien, cette décorrélation entraine l'indépendance. Le bruit blanc additif Gaussien est caractérisé par un processus aléatoire $Z = X + jY$ tel que :

$$\mathbf{E\{X(t)\} = E\{Y(t) = 0}$$

$$\mathbf{E\{X^2(t)\} = E\{Y^2(t)\} = N0/2}$$

$$\mathbf{E\{X(t)X(t+\tau) = E\{Y(t)Y(t+\tau) = 0;\ \tau \neq 0} \qquad (2.6)$$

X et Y sont des bruits blancs

X(t) → N (0;N0/2)

Y (t) → N (0;N0/2)

Z(t) → CN (0;N0)

X; Y et Z sont Gaussiens:

Un processus de bruit blanc est donc par déffinition stationnaire au sens large. La troisième condition, $E\{X(t)X(t+\tau)\} = E\{Y(t)Y(t+\tau)\} = 0;\ \tau \neq 0$, signifie que la covariance est nulle. En toute rigueur, un bruit blanc ne peut exister car une densité spectrale identique pour toutes les fréquences conduirait à une variance infinie (et donc une puissance infinie), cependant c'est une approximation commode pour un système de communication.

Comme ce modèle de canal s'applique à une classe large des communications et grace à sa flexibilité mathématique, ce modèle de canal prédominant est utilisé dans notre mémoire.

L'atténuation du signal introduite par le canal est facilement incorporée dans ce modèle. Quand le signal transmis subit une atténuation à travers le canal, le signal reçu est alors écrit :

$$r(t) = hs(t) + n(t); \qquad (2.7)$$

Avec h est le gain complexe du canal et

$$n(t) = n_r(t) + jn_i(t). \qquad (2.8)$$

En plus des effets du canal comme l'atténuation à grande échelle, l'atténuation à petite échelle et le bruit, les systèmes sans fil présentent d'autres modèles de canaux incluant l'accès multiple, où plusieurs sources transmettent à une seule destination, la diffusion, où une source diffuse ses informations à plusieurs destinations indépendantes, l'interférence, c'est-à-dire plusieurs sources indépendantes envoient simultanément des données à plusieurs destinations séparées sur la même bande de fréquences. Chacun de ces modèles présente un type différent d'interférence par rapport aux signaux transmis ou reçus.

Ces modèles peuvent incorporer également une boucle de retour des destinations vers les sources. Dans ce cas, les émetteurs disposent d'une connaissance (totale ou partielle) de leurs canaux de transmission respectifs. Aussi, la coopération peut être exploitée, où des usagers n'ayant aucune information à émettre ou recevoir aident d'autres sources à envoyer leurs données avec plus de fiabilité. Ces techniques correspondent à des manières diffférentes d'interaction entre les usagers.

2.4 La diversité [6]

En présence de multi-trajets, l'évanouissement à petite échelle dégrade la performance des systèmes de transmission. Pour lutter contre cet évanouissement, il est nécessaire de répéter la même information sur différentes liaisons de transmission en supposant qu'il existe une forte probabilité d'avoir au moins l'une de ces liaisons qui ne subisse pas de forte atténuation.

Le récepteur est capable de recevoir plusieurs versions du signal émis à travers différents canaux. Pour avoir un bon gain de diversité, l'évanouissement dans un canal devrait être non corrélé par rapport aux autres canaux et la puissance moyenne disponible dans chaque canal devient quasi-identique. En réception, les signaux traversant ces canaux sont combinés d'une certaine manière afin de réduire l'évanouissement.

De ce fait, les techniques de diversité se révèlent comme un outil très important pour combattre les évanouissements. Il existe en littérature quatre types de diversité exploitée en transmissions numériques telles que la diversité temporelle, fréquencielle, spatiale et la diversité de polarisation.

2.4.1 Diversité temporelle

L'information est répétée dans le temps à intervalle plus grand que le temps de cohérence du canal (durée minimale séparant deux évanouissements selon un certain degré de décorrélation). Le désavantage de la diversité temporelle est évidemment le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission.

2.4.2 Diversité de fréquence

Le même signal est retransmis sur plusieurs fréquences porteuses. L'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal (ou l'espace fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants). On a le même désavantage de la diversité de fréquence que celui de la diversité temporelle. On perd l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission.

2.4.3 Diversité spatiale

Dans ce cas, le récepteur traite des versions indépendantes du signal, obtenues à partir de capteurs judicieusement disposés. La distance minimale à respecter entre capteurs de l'ordre d'une fois la longueur d'onde du signal pour le mobile. Elle peut atteindre plus de dix fois la longueur d'onde pour une station de base de façon à garantir un évanouissement indépendant. Contrairement à la diversité temporelle et de fréquence, la diversité spatiale ne réduit pas le débit de transmission mais elle requiert plus de complexité et d'espace.

Il est possible d'utiliser des antennes multiples à l'émission, à la réception ou à la fois à l'émetteur et au récepteur. Les systémes exploitant la diversité spatiale en réception sont appelés systéme SIMO ("Single-Input Multiple-Output"). Les systèmes exploitant la diversité spatiale en émission sont appelés système MISO ("Multiple-Input Single-Output").

La troisième structure est l'utilisation de la diversité spatiale à la fois à l'émission et la réception nommé système MIMO ("Multiple-Input Multiple-Output"). Les systèmes MIMO nous permettent non seulement de réduire l'effet de fading mais atteindre aussi les bornes de capacité largement supérieures à celles données par d'autres structures à condition que l'émetteur et le récepteur soient dans un milieu riche en diffuseurs. La capacité de différentes structures des systèmes multi-antennes sera présentée dans le chapitre 3.

2.4.4 Diversité de polarisation

L'idée de la diversité de polarisation est d'introduire une paire d'antennes verticale et horizontale au récepteur afin de capter le signal radio-électrique qui contient les deux composantes de polarisation. L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissement indépendant.

Dans ces travaux, nous nous intéressons à l'exploitation des diversités spatiale et de polarisation en émission et en réception afin d'analyser la capacité du canal de transmission.

2.5 Information sur l'état du canal sans fil

Un des problèmes importants dans la conception et l'analyse des protocoles de transmission est la connaissance du canal de transmission, c'est-à-dire les degrés de connaissance des canaux sans fil par les noeuds participants à la communication.

Par exemple, en utilisant des symboles pilotes, les récepteurs sont capables d'estimer les gains d'évanouissements multi-trajets du canal de transmission. De telles mesures et estimations sont raisonnables quand les canaux ne sont pas sur-paramétrisés c'est-à- dire que le système est composé d'un petit nombre d'usagers émettant simultanément sur la même bande de fréquences dans une zone locale et les canaux de transmission varient suffisamment lentement dans le temps afin de permettre une estimation la plus fiable possible aux récepteurs. Une fois que l'information sur l'état du canal (*Channel State Information*) est acquise par les récepteurs, une information par boucle de retour peut être transmise afin d'adapter l'émission au canal réalisé. Ceci conduit souvent à une amélioration remarquable des performances (en erreur ou en débit) de la communication.

2.5.1 Modèle statistique du canal sans fil

Nous présentons brièvement une description des modèles des canaux utilisés dans la transmission sans fil :

Ils existent plusieurs catégories de canaux à évanouissement

- Flat Fast Fading (canal plat en fréquence qui varie rapidement dans le temps)
- Flat Slow Fading (canal plat en fréquence qui varie lentement dans le temps)
- Frequency Selective Fast Fading (canal sélectif en fréquence qui varie rapidement dans le temps)
- Frequency Selective Slow Fading (canal sélectif en fréquence qui varie lentement dans le temps)

Dans notre mémoire, nous nous intéressons qu'au deuxième type des canaux. Un canal est dit lentement variable dans le temps, si tous les symboles d'un mot de code transmis subissent le même état du canal. Un canal est dit plat en fréquence si la réponse fréquentielle ne change pas significativement dans la bande du signal.

2.5.2 Le canal à évanouissements de Rayleigh

Pour un canal à évanouissements de Rayleigh, nous supposons un environnement très dispersif (riche en réflexions). Par conséquent, la destination reçoit plusieurs copies du signal transmis avec des gains et des délais différents. Le signal reçu en bande de base, à un instant *m* donné est exprimé par :

$$r[m] = \sum_{l} h_l[m]s[m-l] + n[m] \qquad (2.9)$$

Où h_l est le gain complexe du $l^{ième}$ tap du canal discret, *s* est le signal transmis et *n* est le bruit AWGN. Si le canal est plat en fréquence (*flat fading channel*), alors l'équation devient :

$$r[m] = h[m]s[m] + n[m]. \qquad (2.10)$$

2.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur le canal radio mobile, les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversités, qu'elles soient temporelles, spatiales ou encore fréquentielles, et un paragraphe leur a donc été consacré. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant aborder dans le troisième chapitre les systèmes multi antenne à l'émission et à la réception et leur principe en détails.

Chapitre III:

La technologie MIMO

Sommaire

3.1 Introduction aux techniques MIMO
- 3.1.1 Introduction
- 3.1.2 Evolution de la technique MIMO

3.2 MIMO et la théorie de l'information
- 3.2.1 Model du système MIMO
  - 3.2.1.1 modèles de canal MIMO à temps de retard continu
- 3.2.2 Capacité du canal de transmission
- 3.2.3 Capacité maximal théorique du canal MIMO
  - 3.2.3.1 Notions de théorie de l'information
  - 3.2.3.2 Entropie et information mutuelle
  - 3.2.3.3 Démonstration de la formule générale de la capacité MIMO
- 3.2.4 Capacité du canal SIMO
- 3.2.5 Capacité du canal MISO
- 3.2.6 Comparaison entre les différentes capacités

3.3 Le codage et le décodage dans les systèmes MIMO
- 3.3.1 Le codage
  - 3.3.1.1Le codage spatio-temporel par bloc STBC
  - 3.3.1.2 Codes ST orthogonaux
  - 3.3.1.3 Code d'Alamouti
- 3.3.2 Le décodage
  - 3.3.2.1 L'égaliseur de forçage à zéro **(ZF)**
  - 3.3.2.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne **(MMSE)**
  - 3.3.2.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférences ordonnées **(OSIC)**
  - 3.3.2.4 L'égaliseur à Maximum de Vraisemblance **(ML)**

3.4 CONCLUSION

3.1 INTRODUCTION AUX TECHNIQUES MIMO

3.1.1 Introduction :

La technologie MIMO est considérée comme l'une des technologies récentes les plus innovatrices dans le monde des communications sans fil et aussi comme une forte candidate pour la couche physique de la prochaine génération des réseaux sans fil. Les systèmes MIMO introduisent une nouvelle forme de diversité connue sous le nom de diversité spatiale. **Cette technique cherche à exploiter les phénomènes d'évanouissement et de multi trajets, longtemps considérés en tant que handicaps**. En effet, le récepteur reçoit et combine plusieurs copies d'un même signal envoyées à partir de plusieurs antennes et subissant des évanouissements indépendants. Par conséquent, le récepteur prend la bonne décision permettant de reconstituer le message d'origine sans erreur. En résumé, l'utilisation de plusieurs antennes au niveau des systèmes MIMO peut servir soit à améliorer la fiabilité de transmission en réduisant la probabilité d'erreur (gain en diversité) (Alamouti, 1998), soit à augmenter le débit de transmission (gain de multiplexage) (Foschini, 1998).

Donc ce chapitre donne une introduction aux systèmes à antennes multiples MIMO point à point. Nous présentons les principaux résultats de la théorie de l'information qui ont permis de calculer la capacité des systèmes MIMO et qui ont ainsi prouvé les avantages de cette technologie. Nous introduisons par la suite les principales techniques de transmission qui permettent de s'approcher le plus possible de cette capacité.

3.1.2 Evolution de la technique MIMO [3]

3.1.2.1 origine et base

MIMO trouve son origine dans les travaux qui ont été effectués dans les laboratoires Bell par Jack hivers et Jack Salz à la fin de 1970 . La base de MIMO était la diversité.

La diversité est une technique de traitement du signal pour améliorer les performances d'un système et de surmonter les effets du phénomène des trajets multiples. Il existe différents types de diversité, comme le temps, la fréquence, la polarisation et la plus importante diversité de l'espace ou de multiplexage spatial. MIMO trouve son origine dans la diversité d'espace ou de multiplexage spatial où plusieurs antennes sont utilisées soit à l'émetteur ou au récepteur d'établir soit la diversité de transmission ou de réception.

Finalement, Gerard J. Foschini a établi la base pour MIMO et utilisé cette technique pour améliorer le rendement du système. Bien que l'origine de MIMO remonte à la fin de 1970, mais la modélisation MIMO sophistiqué et de compréhension a été créé près de 1990,

lorsque Bell Laboratories Layered Space Time (BLAST) technique a été proposée par Foschini. Avec l'avènement de formation de faisceau des antennes intelligentes, pré-codage et la diversité de codage MIMO évolué comme base pour presque tous les systèmes modernes de communication. Commercialement Lospen Wireless Inc a développé la première technologie MIMO-OFDM en 2001. Depuis lors MIMO a trouvé sa place dans presque toutes les technologies 3G et 4G.

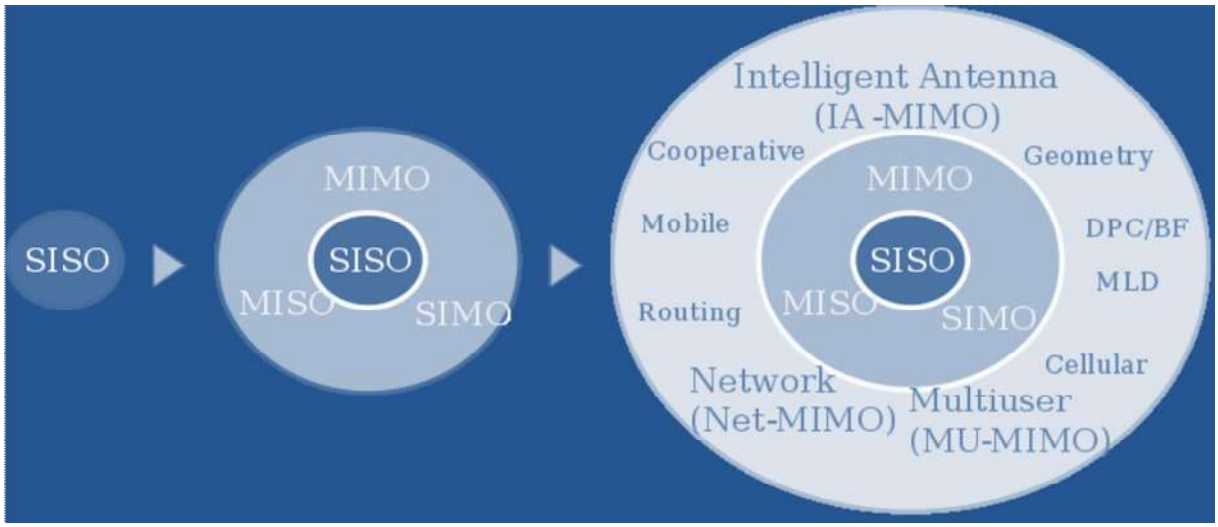


Figure 3.1: Evolution de la technique MIMO

3.1.2.2 Système SISO:



Figure 3.2 système SISO

SISO (single input-single output) . Il s'agit d'un système conventionnel typique où il ya seulement une seule antenne de transmission et seule une antenne de réception. Comme il n'y a qu'une seule sortie et d'entrée unique, la complexité du système est ainsi réduite, mais nous devons faire des compromis sur le coût et le compromis des performances. Les techniques de traitement du signal dans un système SISO obligent à traiter avec certain nombre de paramètres du système. la couverture et la capacité peuvent être obtenue en utilisant la diversité dans le temps ou fréquence, mais nous ne pouvons pas avoir une diversité d'espace car elle implique l'utilisation de plusieurs antennes à l'émetteur ou au récepteur. Le canal sans fil pour un système SISO peut être modélisé facilement par un canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN). En général, un système SISO a moins de capacité de canal qu'un système MIMO.

3.1.2.3 Système MISO



Figure 3.3 système MISO

MISO (Multiple input-single output). Dans un système MISO nous avons plusieurs antennes d'émission et une antenne de réception unique. Dans cette technique de communication, la diversité est désignée comme diversité de transmission. Ici, les antennes utilisées à l'émetteur sont spatialement séparées par une certaine quantité et des mesures de corrélation. Plusieurs copies des mêmes données sont transmises par les antennes et les copies ou reproductions arrivent à la seule antenne de réception. Pendant leur voyage, les copies souffrent des déficiences trajets multiples telles que la réflexion, la diffusion, la diffraction et la réfraction. L'utilisation de plusieurs antennes à l'émetteur peut augmenter la complexité mais contribue de façon que la probabilité qu'un signal reçu est de fondu est réduit de manière significative. Ainsi, la probabilité que chacune des répliques transmissibles est affecté est réduite. Toutes les copies de signaux peuvent avoir différentes par rapport au bruit, ce qui diminue la probabilité d'erreur au niveau du récepteur. Codes spatio-temporels en outre améliorer le rendement et permettre l'utilisation de la diversité spatiale.

Cette technique présente l'avantage que les multiples antennes et une redondance de codage est déplacé de l'équipement utilisateur mobile à la station de base et ces technologies sont plus simples et moins coûteux à mettre en œuvre. Temps de codage de l'espace est utilisé pour générer la redondance. Alamouti a élaboré les premiers codes de deux antennes. La copie du signal est transmise non seulement à partir d'une antenne différente, mais aussi à un autre moment devenant ainsi analogue à l'espace et du temps.

3.1.2.4 système SIMO

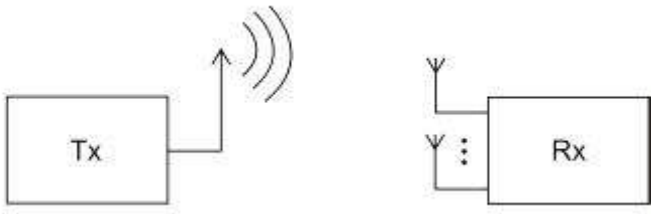


Figure 3.4 système SIMO

SIMO (single input-multiple-output). Dans ce système, une antenne unique est utilisée dans l'émetteur et plusieurs antennes au niveau du récepteur. Dans la théorie de la communication, il est connu comme la diversité de réception. Ici, une seule copie du signal transmis arrive à multiples antennes de réception. La complexité d'un système SIMO est plus que SISO mais très semblable à MISO. Le récepteur dans ce cas doit être sensible à un certain niveau au cours de laquelle nous avons besoin d'un taux d'erreur binaire (TEB) spécifié. Ainsi, la complexité du récepteur est augmentée. Chacune des antennes de réception présente certain espacement entre eux qui est une fonction de la longueur d'onde du signal transmis et également une mesure de la corrélation entre les antennes au niveau du récepteur. Normalement égaliseurs sont utilisés dans hybride avec la diversité recevoir pour atteindre près de performances optimales. La péréquation serait à son tour de minimiser l'effet de l'Inter-Symbol-ingérence.

Concentrons-nous sur un exemple simple où nous avons deux antennes de réception. En raison des différentes voies de transmission, le récepteur voit deux signaux différemment fanées. En utilisant la méthode appropriée dans le récepteur, le rapport signal sur bruit peut maintenant être augmenté.

3.1.2.5 Système MIMO



Figure 3.5 système MIMO

Les systèmes SISO, MISO et SIMO sont essentiellement le fondement et l'origine de la technique MIMO (multiple input-multiple output). Foschini et d'autres à Bell Labs ont pensés à utiliser plusieurs antennes sur les deux côtés du modèle de communication de base à savoir l'émetteur et le récepteur. Avec succès ils ont réalisé de meilleures performances que la diversité à l'émetteur et le récepteur. Cela a augmenté la capacité du canal (bits par utilisation du canal) et amélioré le débit avec le taux attendu. La complexité est si peu supérieure à SISO mais le fait que le compromis est acceptable découle du fait que la complexité est inférieure à la performance réalisée en retour. La technologie MIMO constitue une percée dans la conception de systèmes de communication sans fil.

Il exploite le phénomène de trajets multiples. Nous pouvons donc dire que **la diversité de transmission + diversité de réception = système MIMO**.

En d'autres termes, si un lien de rétroaction existe dans un système MIMO il est nommé comme un système en boucle fermée et si il n'ya pas de lien de retour, alors le système MIMO est le système en boucle ouverte.

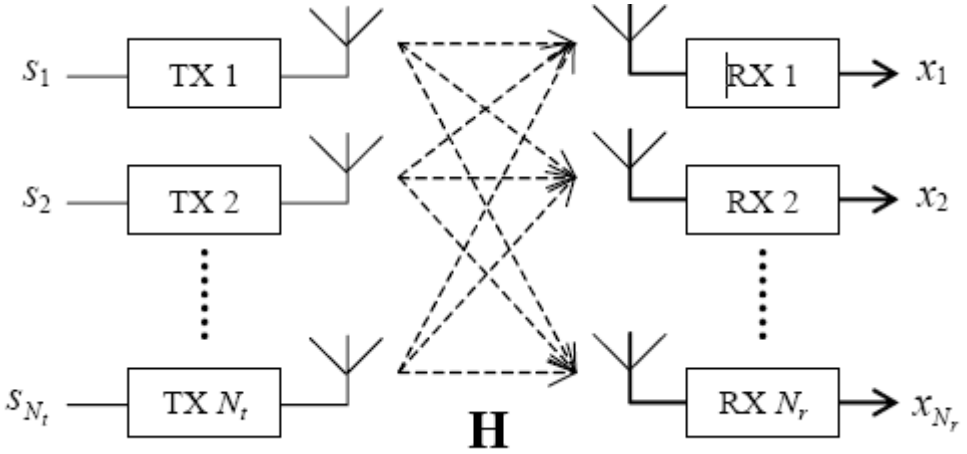


Figure 3.6: Une représentation schématique d'un système **MIMO en boucle ouverte**

Un système MIMO en **boucle ouverte** est cel qui ne mesure les statistiques du canal et est moins préoccupé par le comportement du canal. Il doit tout simplement encoder et traiter les données et les envoyer au récepteur par le canal. Il n'y aurait aucune information transmise sur la voie montante, comme indiqué sur la figure ci-dessus.

Un système MIMO en boucle fermée est un système qui surveille en permanence la réponse du canal sous la forme d'informations d'état du canal (CSI). Techniquement le CSI est essentiellement la valeur de la matrice de propagation à tout instant t.

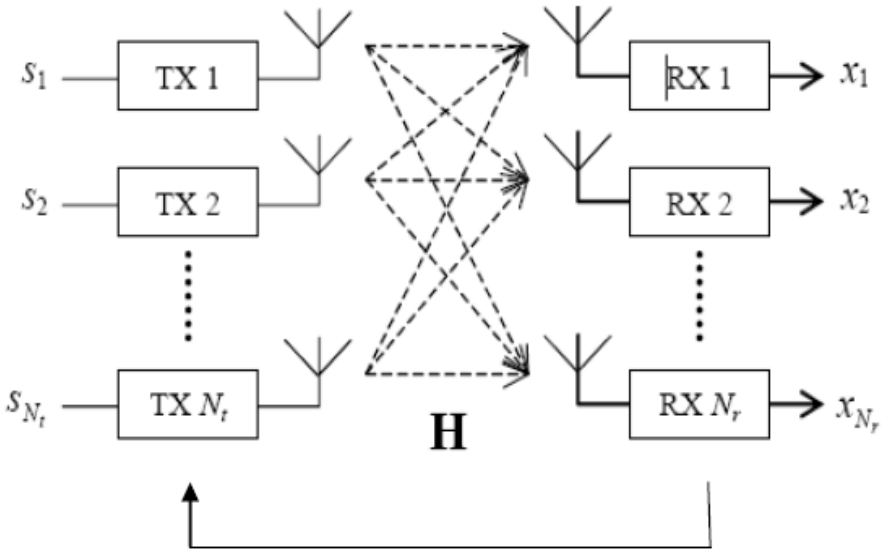


Figure 3.7: Une représentation schématique du système MIMO boucle fermée **[3]**

3.2 MIMO ET THEORIE DE L'INFORMATION

3.2.1 Modèle du système MIMO :

Un modèle général du système MIMO est indiqué sur la figure ci-dessous qui servira de modèle de référence pour la discussion à venir.

La figure ci-dessous présente le modèle d'un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices ou le modèle mathématique pour un système à un évanouissement plat, est régit par l'équation et représentée par le coefficient d'atténuation complexe h_{mn} [7]

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n} \Leftrightarrow \mathbf{y_n} = \sum h_{mn}x_m + n_n \qquad (3.1)$$

H : matrice complexe de canal de dimension (N_R * N_T) donnée par :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}1, \ldots, h_{NT}] \qquad (3.2)$$

x = [*x1*, . . . ,x_{NT}]*T* : vecteur complexe du signal transmis

y = [*y1*, . . . ,y_{NR}]*T* : vecteur complexe du signal reçu

n = [n*1*, . . . ,n_{NR}]*T* : vecteur complexe du signal bruit additif

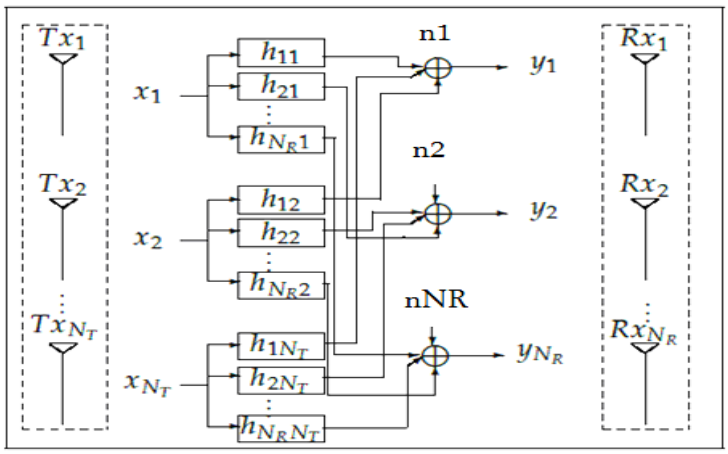


Figure 3.8: Modèle de système MIMO

Le signal reçu par l'antenne Rx_q ; $q = 1, \ldots, N_R$ s'exprime par :

$$y_q = \sum_{p=1}^{N_T} h_{qp}x_p + n_q; q = 1,\ldots,N_R \qquad (3.3)$$

3.2.1.1 modèles de canal MIMO à temps de retard continu

Le modèle de canal MIMO à temps de retard continu décrit le comportement dynamique du canal MIMO. Le signal de sortie spatio-temporel y (t) est exprimée en fonction du signal d'entrée spatio-temporel x (t),le canal MIMO à temps de retard H ($N_R \times N_T$) associé au signal de bruit n (t) est définit comme suit:

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t,\tau)\,\mathbf{x}(t-\tau)\,d\tau + \mathrm{n}(t) \qquad (3.4)$$

τ est un terme de retard [7]

Afin de concevoir des algorithmes efficaces de communication pour les systèmes MIMO et à comprendre les limites de la performance, il est important de comprendre la nature du canal MIMO. Pour un système avec N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception, le canal MIMO à un instant de temps donné peut être représenté comme une matrice $N_R \times N_T$.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,M_T} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \cdots & H_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_R,1} & H_{M_R,2} & \cdots & H_{M_R,M_T} \end{bmatrix}, \qquad (3.5)$$

Matrice de propagation (H)

La sortie d'un système (2x2) peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^H & -h_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^H \end{bmatrix} \qquad (3.6)$$

Dans la suite de ce travaille, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et les symboles sont parfaitement décorrélés c'est-à-dire : $E[xx^H] = I_{Nt}$; $E[xb^H] = 0$.

3.2.2 Capacité du canal de transmission :

3.2.2.1 Définition : La capacité du canal, notion introduite par Shannon dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier et reçu avec une probabilité d'erreur négligeable.

Un des plus grands avantages d'un système MIMO est qu'il augmente la capacité du canal. La capacité du canal est mesurée en bits par utilisation de canal ou de bits / s / Hz.

3.2.2.2 Capacité d'un canal simple (SISO)

Lors de la transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi, cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée « capacité de Shannon ».

$$C = \max_{P(x):PE \le PT} I(X,Y) \qquad (3.7)$$

Pour un lien simple, c'est-à-dire une antenne à l'émission et une autre à la réception, la capacité maximale du canal est donnée par [2] :

$$C = W.\log_2(1+\frac{P}{N_0 W}) \qquad bps \qquad (3.8)$$

Ou' :

P : est la puissance du signal utile en Watts.
No : est la densité spectrale de puissance du bruit calculée en W/Hz.
W : est la bande passante donnée en Hz.

En normalisant la capacité par la bande utile W, on obtient:

$$C = \log_2(1+\rho) \qquad (3.9)$$

Cette relation, connue également comme la borne supérieure de Shannon, montre que la capacité croît d'une façon monotone avec le RSB. Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $(1 + \rho)$; Lorsque le RSB est élevé, un gain de 3 dB sur ρ ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

Si l'on se penche à présent sur le cas des communications sur canaux à évanouissements, la capacité (moyenne) ergodique d'un canal aléatoire $n_T=n_R=1$ (ou SISO, pour single-input single-output) peut être donné par :

$$C = \varepsilon_H \left\{\log_2\left(1+\rho\left|h_{11}\right|^2\right)\right\} \qquad (3.10)$$

Où ε_H désigne l'espérance mathématique sur toutes les réalisations du canal.

Le cas où |h11| est constant nous ramène à la borne supérieure de capacité décrite par Shannon ; Lors d'une communication radio-mobile, |h11| suit dans la majorité des cas une loi de Rayleigh, ce qui entraîne pour $|h11|^2$ une distribution en carré avec deux degrés de liberté. Cette capacité théorique d'un canal SISO et la borne de Shannon sont représentées sur la figure suivant :

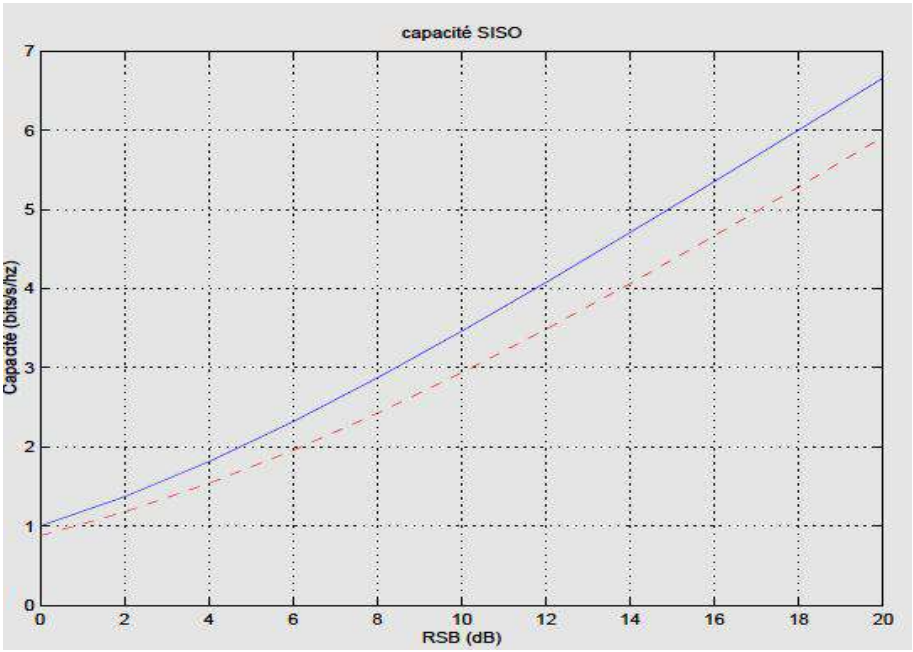


Figure. 3.9 : Capacité ergodique d'un canal SISO à évanouissement de Rayleigh (ligne pointillée) comparée à la capacité de Shannon (ligne continue)

3.2.3 Capacité maximal théorique du canal MIMO :

3.2.3.1 notions de théorie de l'information :

Nous allons, dans cette partie, définir les outils de théorie de l'information dont nous aurons besoin pour étudier la capacité du canal qui nous intéresse.

Bien que représentant l'entrée et la sortie d'une mémoire moins le canal avec les variables aléatoires X et Y, respectivement, la capacité de transmission est définie comme étant le maximum de l'information mutuelle entre X et Y :

$$C = \max_{P(x)} I(X;Y) \tag{3.11}$$

Où l'information mutuelle I (X, Y) est défini comme étant :

$$I(X;Y) = E\left[\log \frac{P(X,Y)}{P(x)P(Y)}\right]. \text{ [10]} \tag{3.12}$$

3.2.3.2 Entropie et information mutuelle :

a) L'entropie

C'est Boltzmann qui a donné (1872) le premier une interprétation statistique de l'entropie thermodynamique ($S = k \ln W$) en utilisant l'hypothèse microcanonique qui consiste à dire que, pour un système isolé, tous les états microscopiques associés un état macroscopique donné sont équiprobables. Shannon, à partir de la définition de l'entropie thermodynamique de Boltzmann et de considérations axiomatiques sur l'information, a définie l'entropie statistique d'une source d'information "X" qui est plus générale que l'entropie de la thermodynamique statistique.

L'entropie (information propre) ou l'incertitude de cette variable aléatoire est définie comme suit :

$$H(X) = -\sum_{x \in X} \Pr[X = x] \log \Pr[X = x] \qquad (3.13)$$

La généralisation de l'entropie à des variables aléatoires continues soulève des problèmes d'ordre mathématique. On définit cependant, par analogie, la fonction d'entropie différentielle :

$$h(X) = -\int_{C^d} f(x) \log(f(x)) dx = E[-\log(f(X))] \qquad (3.14)$$

Cette valeur peut être interprétée comme la quantité d'information donnée par l'observation de X, ou encore comme l'incertitude de X.

On définit ainsi les entropies conjointe H(x,y)et conditionnelle H(x|y) :

$$H(x,y) = E_{x,y}\{- \log P_{x,y}(x,y)\}$$
$$H(x|y) = E_{x,y}\{- \log P_{x|y}(x,y)\} \qquad (3.15)$$

Ou $P_{x,y}$ est la probabilité conjointe et $P_{x|y}$ la probabilité conditionnelle.

b) L'information mutuelle :

L'information mutuelle admet plusieurs interprétations :

$$I(x ;y) = H(x) - H(x|y)$$
$$= H(y) - H(y|x)$$
$$= H(x) + H(y) - H(x,y) \qquad (3.16)$$

Ces relations peuvent être illustrées par un diagramme de Venn (voir figure 3.10).

Dans le cadre du canal gaussien, le signal émis par une source est physiquement perturbé par du bruit additif. L'expression du modèle équivalent en bande de base est donné pour un canal mono-antenne (SISO) par y = x + n où y et x sont des signaux reçu et émis, et n représente un bruit qui bouleverse sur les signaux émis. L'information mutuelle est exprimée par :

$$\begin{aligned} I(x;y) &= H(y) - H(x|y) \\ &= H(y) - H(x+n|x) \\ &= H(y) - H(n|x) \\ &= H(y) - H(n) \end{aligned} \qquad (3.17)$$

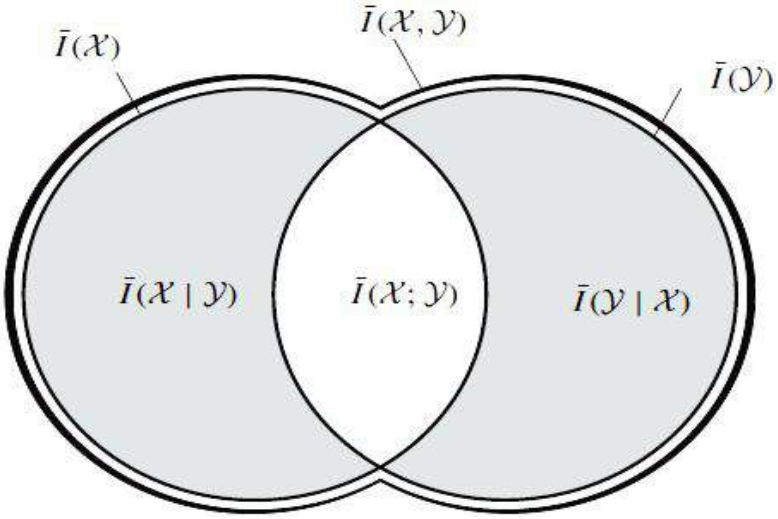


Figure 3.10 : Modèle théorique d'un système de communication

Interprétation en termes d'entropie et d'information mutuelle

3.2.3.3 Démonstration de la formule générale de la capacité MIMO :

On va, dans cette partie, calculer la capacité du canal MIMO avec la matrice H distribuée selon la distribution de Rayleigh indépendante.

Définition :(distribution de Rayleigh indépendante sur les matrices)[11]. On dit qu'une matrice H est distribuée suivant une distribution de Rayleigh indépendante de paramètre σ^2 si les coefficients de H sont indépendants, de moyenne nulle avec une partie réelle et imaginaire indépendantes de variance $\sigma^2 \frac{1}{2}$, ce qui revient à dire que les coefficients sont distribuées suivant la distribution de Rayleigh de paramètre σ^2.

La capacité du canal MIMO, sous la forme que la contrainte $E[x^H x] \leq P$, est :

$$C = \log_2 \left[\det(I_{n_R} + \frac{\rho}{N} HH^H) \right].$$

Démonstration :

On va d'abord montrer que cela est vrai pour G = UH. Pour ce faire, on va montrer que les colonnes de G sont indépendantes et, ensuite, qu'elles ont même distribution que celles de H. On va noter g_i (respectivement h_i) la i^e colonne de G (respectivement H). Montrons l'indépendance des colonnes de G.

On a, évidemment, par le produit par bloc, que $g_i = Uh_i$. Soit i,j avec $i \neq j$ on a

$$E[g_i g_j^H] = E[g_i]\, E[(g_i)^H] \qquad (3.18)$$

Donc les colonnes de G sont indépendantes

Il reste à montrer qu'elles ont mêmes lois. Tout d'abord, g_i est un vecteur gaussien de moyenne nulle. En effet, une combinaison linéaire des coordonnées de g_i est une combinaison linéaire des coordonnées de h_i (car les coordonnées de g_i sont des combinaisons linéaires des coordonnées de h_i). Comme h_i est un vecteur gaussien, toute combinaison linéaire de ses coordonnées suit une loi gaussienne.

En particulier, toute combinaison linéaire des coordonnées de g_i suit une loi gaussienne. Et donc, g_i est un vecteur gaussien. La moyenne nulle est due au fait que chacune de ses coordonnées est combinaisons linéaires de gaussiennes de moyenne nulle. Il suffit donc, maintenant de montrer que g_i et h_i ont même variance pour montrer qu'ils ont même loi. On calcule, d'abord, la covariance de h_i.[11]

$$\begin{aligned} E[h_i h_j^H] &= E[(h_{ij} h'_{ik})_{j,k}] \\ &= (E[h_{ij} h'_{ik}])_{j,k} \\ &= (E[h_{ij} h'_{ik}])_{j,k} \\ &= \left(\begin{cases} \sigma^2 si \dots j=k \\ 0 si \dots j \neq k \end{cases} \right)_{j,k} \\ &= \sigma^2 I \end{aligned} \qquad (3.19)$$

On a en précédant l'information mutuelle :

$$\begin{aligned} I(x;y) &= H(y) - H(x|y) \\ &= H(y) - H(x+n|x) \\ &= H(y) - H(n|x) \\ &= H(y) - H(n) \end{aligned} \qquad (3.20)$$

Ainsi pour maximiser I(x; y), il suffit de maximiser h(y). On va calculer la covariance de la sortie y

$$\begin{aligned} E[yy^H] &= E[(Hx + n)(Hx + n)^H] \\ &= E[Hx + n)(H^H x^H + n^H)] \\ &= E[Hxx^H H^H] + E[Hxn^H] + E[nx^H H^H] + E[nn^H] \\ &= HE[xx^H]H^H + HE[x]E[n^H] + E[n]E[x^H]H^H + E[nn^H] \\ &= HQH^H + 0 + 0 + I \\ &= I + HQH^H \end{aligned} \quad (3.21)$$

Pour maximiser I(x; y), il suffit de choisir, y qui suit la loi d'un vecteur gaussien de moyenne nulle et de variance $I + HQH^H$. Dans ce cas-là, comme $x = H^{-}(y-n)$. Donc, la capacité est atteinte pour le vecteur gaussien x de moyenne nulle et de covariance Q et elle vaut

$$\begin{aligned} I(x ;y) &= H(y) – H(n) \\ &= \log \det (\pi e (I + HQH^H)) – \log \det (\pi eI) \\ &= \log ((\pi e)^r \det (I + HQH^H)) – \log \det (\pi e)^r \\ &= \log (\pi e)^r + \log \det(I + HQH^H) – \log(\pi e)^r \\ &= \log \det (I + HQH^H) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Supposons que Q est une matrice de covariance du vecteur d'émission x, avec des antennes d'émission N_T et les antennes de réception de N_R, la capacité de transmission du système MIMO est alors donnée par :

$$C = \log_2 \det (Ir + HQH^H) \quad (3.23)$$

Lorsque le «det» signifie déterminant, In_R est la matrice identité à ($n_R \times n_T$), $(\bullet)^H$ désigne la transposée hermitienne (ou transposée conjuguée), la capacité du canal C est bps par Hz, et tr (Q) ≤ ρ tient à fournir une contrainte de puissance, où ρ est le rapport signal-sur-bruit (SNR) à des antennes de réception. Si la transmission de puissance égale est utilisé, la matrice de covariance Q est égal à :

$$Q= (\frac{\rho}{N}) \, Ir. \quad (3.24)$$

Où $N = n_T$ est utilisée pour normaliser une puissance d'émission totale fixe. En substituant (3.24) dans (3.23) on obtient la fameuse équation de la capacité du canal pour le système MIMO comme suit:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(In_R + \frac{\rho}{N} HH^H \right) \right] \quad (3.25)$$

M = N = n_T plutôt que logarithmique. En effet, l'opérateur déterminant en (3.25) donne un produit de n valeurs propres non nulles de la matrice H.

En outre, en raison des propriétés de la fonction de $\log_2$, la capacité globale de la chaîne est alors la somme des capacités de chacune de ces fonctions propres, ce qui conduit à l'effet de la multiplication de la capacité de canal.

3.2.4 Capacité du canal SIMO :

Le modèle de canal MIMO temps discret peut être changé pour un modèle Canal SIMO temps discret si nous utilisons une antenne de l'émetteur unique à une extrémité et le récepteur n_T les antennes à l'autre extrémité.

Dans ce cas, le modèle de canal MIMO dans (3.1) peut être réécrit comme

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}x + \mathbf{n}, \qquad (3.26)$$

Où la matrice de canal h est la $n_R \times 1$ matrice donnée par :

$$\mathbf{h} = [h1, h2, \cdots, hnR]^T,$$

Et des éléments de h_i, i = 1, 2, · · ·, n, représentent le gain constant du canal entre l'antenne émettrice unique et l'antenne du récepteur $i^{ème}$ sur une période de symbole. L'équation (3.26) est connue comme le canal SIMO temps discret.

Une capacité de canal du canal SIMO modèle de temps discret est donnée par :

$$C = \log_2\left(1 + \rho \sum_{i=1}^{n_R} |h_i|\right) \quad \text{(bps/Hz)} \qquad (3.27)$$

Où h_i est le gain constant de l'antenne du récepteur $i^{ème}$, i = 1, 2, · · ·, n_R. A noter que le canal SIMO n'a pas encore la diversité de l'émetteur, car le système SIMO utilise uniquement l'antenne unique à l'extrémité du transmetteur. En outre, l'augmentation du nombre d'antennes de n_R à l'extrémité du récepteur seulement en résulte une augmentation de la capacité logarithmique moyenne. [7]

3.2.5 Capacité du canal MISO :

Le modèle canal MIMO temps discret peut également être remplacé par un modèle de canal MISO temps discret si l'on utilise des antennes émettrices n_T à une extrémité et une antenne de réception unique à l'autre extrémité.

Dans ce cas, nous pouvons réécrire le modèle de canal MIMO dans (3.1) comme un canal de MISO comme suit:

$$y = \mathbf{h}\mathbf{x} + v, \qquad (3.28)$$

Où v est un bruit gaussien, et la matrice de canal h est la matrice **1 × n_T** donné par :

$$\mathbf{h} = [h1, h2, \cdots, hnT],$$

et $$\mathbf{x} = [x1, x2, \cdots, xnT]^T,$$

Où les éléments (i = 1, 2, · · ·, n_T), représentent le gain constant de la chaîne entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception unique, sur une période de symbole. L'équation (3.28) est désigné comme canal de MISO à temps discret.

La capacité de transmission du canal MISO à temps discret est obtenue en :

$$C = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{n_T}\sum_{i=1}^{n_T}|h_i|\right) \quad \text{(bps/Hz)} \qquad (3.29)$$

Où $|h_i|$ est le gain constant pour la i^{ème} antenne d'émission, i = 1, 2, · · , n_T, et la puissance totale de l'émetteur est normalisé en utilisant le nombre d'antennes émettrices n_T. A noter que le canal MISO ne possède pas de diversité de réception, car le système MISO utilise uniquement une seule antenne à l'extrémité du récepteur. En outre, nous constatons que l'augmentation du nombre d'antennes n_T à la fin de l'émetteur se traduit également par une augmentation de relation logarithmique de n_T de la capacité moyenne. [7]

3.2.6 Comparaison des différentes capacités

La figure suivante représente les différentes capacités SISO, MISO, SIMO et MIMO.

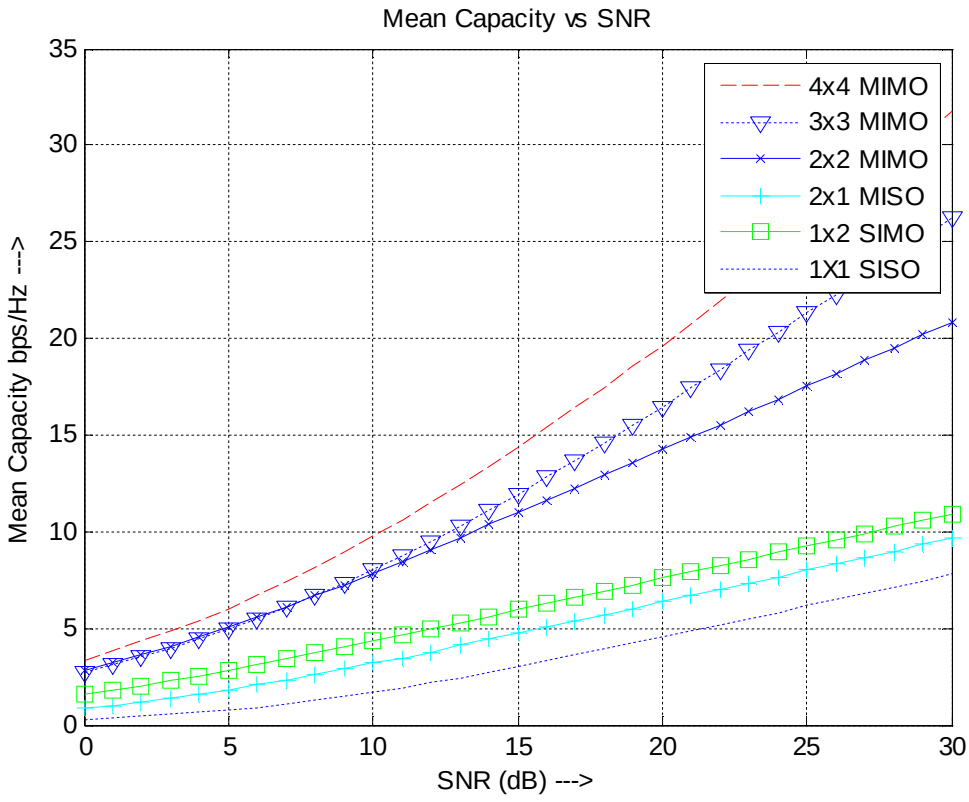


Figure 3.11 : les diffirentes capacités du canal H

Discussion :

Sur la **figure 3.11**, nous pouvons comparer les variations des capacités des systèmes SIMO, MISO et MIMO en fonction du nombre d'antennes. L'amélioration de la capacité est plus nette pour un SNR élevé. Pour un système SIMO, la capacité suit une évolution logarithmique quand nous incrémentons le nombre d'antennes à la réception alors que celle du système MIMO augmente linéairement quand nous augmentons le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

L'avantage (en capacité) des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord, ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices **[8]**. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul et donc une consommation accrue. Enfin, une dégradation du coefficient de corrélation entre les antennes peut entraîner une baisse de la capacité.

3.3 Le codage et le décodage dans les systèmes MIMO

3.3.1 Le codage

Le codage correcteur d'erreurs constitue un volet de recherche important dans les systèmes de communication MIMO. Le codage spatio-temporel est réalisé d'une façon intercalée à travers les antennes à l'émission afin de fournir le même niveau de protection à chaque antenne. Ce codage permet de générer un gain en diversité pour les systèmes MIMO. Les schémas de codage généralement utilisés sont à base de codes de convolutions.

3.3.1.1 Le codage spatio-temporel par bloc STBC (Space-Time Bloc Code)

Il permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend M*N sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur. Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission.

3.3.1.2 Codes ST orthogonaux

Les codes ST orthogonaux sont des codes ST en blocs tels que les mots de code sont des matrices orthogonales ou unitaires. Cette propriété permet un décodage linéaire de ces codes, c'est pourquoi elle est considérée comme leur point fort. Leur faiblesse est un rendement qui s'écroule lorsque le nombre d'antennes est grand. Le code ST orthogonal ayant le plus grand rendement est le code d'Alamouti.

3.3.1.3 Code d'Alamouti

Un code ST remarquable a été construit, qui atteint la diversité maximale et a un rendement égal à 1 symbole/uc. Ce code est optimal pour deux antennes à l'émission et une antenne à la réception, *nt* = 2, *nr* = 1. Un mot de code s'écrit :

$$X = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Avec *s*1 et *s*2 deux symboles d'information. Le vecteur reçu s'écrit :

$$[y_1 \quad y_2] = [h_1 \quad h_2] \cdot \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} + [w_1 \quad w_2] \tag{3.31}$$

Les signaux reçus aux instants *t* et *t* + *T* sont donc

$$\begin{cases} y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + w_1 \\ y_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + w_2 \end{cases} \tag{3.32}$$

Soit :

$$z = \begin{bmatrix} y_1 & y_2^* \end{bmatrix}^t, et T = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

On a alors

$$z = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2^* \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

$$T^H . z = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

Étant donné que h_1 et h_2 sont décorrélés alors ϑ_1 et ϑ_2 le sont aussi. Une simple détection à seuil permet de retrouver les symboles S_1 et S_2. La diversité maximale est atteinte, et est égale à 2

Le code d'Alamouti est l'unique code de rendement 1 symbole/uc, de rang plein sur un ensemble fini de C.

Avec *nr* = 1, le code d'Alamouti atteint la capacité maximale d'un système MIMO.

Mais pour *nr* > 1, le code n'exploite plus tous les degrés de liberté du système, il a une capacité équivalente à un système MIMO $n_t = 2n_r$ et $n_r = 1$. Le code d'Alamouti n'est optimal que pour *nt* = 2 et *nr* = 1**. [9]**

3.3.2 Le décodage

Les paragraphes suivants présentent les différentes techniques de décodage en réception. Le canal H est supposé avoir été estimé au préalable à l'aide de techniques d'estimation de canal. Dans un premier temps les techniques les moins complexes, c'est-à-dire les récepteurs linéaires tels que l'égaliseur à forçage à zéro (ZF) et à minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), seront décrits. Puis une technique non linéaire appelée élimination successive d'interférences (OSIC) sera présenté brièvement. Enfin nous aborderons le détecteur optimal basé sur le critère de maximum de vraisemblance (ML) ainsi que le décodeur par sphère (SD).

3.3.2.1 L'égaliseur de forçage à zéro (ZF)

L'égaliseur de forçage à zéro est une technique de détection par inversion de matrice. Cette technique consiste à appliquer au vecteur reçu une matrice d'égalisation W. Le critère ZF a été proposé afin de garantir une élimination de l'IES en sortie de l'égaliseur. La matrice W est alors égale au pseudo inverse de la matrice de canal :

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \qquad (3.36)$$

Dans ce critère, la détection se fait en utilisant une pondération linéaire du signal reçu.

Cette pondération consiste a choisi un vecteur, appelé « vecteur de pondération».

$Wi_{(Nrxl)}$ (i=l,2, ... ,N1). Le $i^{ème}$ vecteur de pondération Wi correspond à la ième ligne de la matrice pseudo inverse G (noté aussi Gi) telle que :

$$W_{i\ (1xNr)}^{T}.(H)_{j\ (Nrx1)} = \delta_{ij} = \begin{cases} 0 & j \geq i \\ 1 & j = i \end{cases} \qquad (3.37)$$

où (H)j : $j^{ème}$ colonne de la matrice H.

δ_{ij} : Symbole de Kronecker.

De cette façon, tous les éléments qui ne correspondent pas à la colonne de G désirée sont forcés à la valeur zéro. La détection se fait de manière séquentielle. Malheureusement, cette détection ne prend pas en considération la variance du bruit [8], ce qui limite les performances de ce critère.

En présence d'évanouissements et de bruit, le critère ZF a pour effet d'augmenter le niveau de bruit ce qui dégrade les performances.

3.3.2.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE)

L'égaliseur MMSE est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, donnée par

$$W = \arg \min_{W} E\left[\left\| W^{H} y - s \right\|^{2} \right] \tag{3.38}$$

La matrice d'égalisation optimale est alors :

$$W = H^{H} \left(\frac{\sigma_b^2}{\sigma_s^2} I_{Nr} + HH^{H} \right)^{-1} \tag{3. 39}$$

Avec :

$$E\left[bb^{H} \right] = \sigma_b^2 I_{Nr} \quad \text{et} \quad E\left[ss^{H} \right] = \sigma_s^2 I_{Nt} \tag{3.40}$$

En présence de bruit, la matrice à inverser est toujours définie positive et donc inversible. Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF mais ces deux égaliseurs deviennent équivalents en l'absence de bruit [9].

3.3.2.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférences ordonnées (OSIC)

Les égaliseurs ZF et MMSE n'étant pas toujours satisfaisants : le premier est sensible au bruit et le second n'élimine pas toute l'ISI. Ainsi, Golden et Foschini ont proposé dans un algorithme basé sur un critère ZF ou MMSE à retour de décision afin de décoder les codes BLAST.

Le principe de cet algorithme appelé OSIC est le suivant : la contribution du symbole **s** qui vient d'être détecté est soustraite du vecteur reçu, ce qui donne un vecteur contenant moins d'interférences. L'ordre dans lequel sont détectés les symboles joue un rôle important sur les performances du système.

Le symbole transmis sur la voie de données ayant la plus forte puissance est décodé en premier. Une fois décodé, sa contribution est annulée sur le vecteur reçu, l'opération est ensuite répétée jusqu'à l'obtention de tous les symboles transmis.

3.3.2.4 L'égaliseur à Maximum de Vraisemblance (ML)

L'égaliseur ML est optimal en termes de BER. Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus, afin de sélectionner le plus vraisemblable d'entre eux :

$$\hat{S} = \arg \min_{S} \left\| y - Hs \right\|^2 \qquad (3.41)$$

Avec:

arg min$\|\cdot\|^2$: Calcul le minimum de la norme au carré par ligne.

La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états M de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer M_t^N solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus**. [8]**

3.4 Conclusion

Ce chapitre est fait en trois parties, dans la première on a abordé l'historique de la technique MIMO ainsi que les étapes d'évolution qu'a connu cette technique en débutant par la base et l'origine et par la suite les systèmes SISO ,SIMO et MISO et en arrivant au système MIMO.

Dans la deuxième partie, on a abordé un rappel de la théorie d'information par laquelle nous pouvons mesurer la capacité du canal multi-antennes.

Nous avons étudié trois structures générales des systèmes multi-antennes tels que SIMO, MISO et MIMO et les résultats obtenus par des simulations ont été montrés.

Nous avons exprimé l'effet d'utilisation d'antennes multiples, et en troisième partie, on a vu le codage dans les systèmes MIMO, spécialement le codage spatio-temporel qui sera utilisé dans notre simulation sujet au cœur du prochain chapitre.

Donc ce chapitre a fourni un recueil d'outils théoriques dont la maîtrise est nécessaire à la conception de schémas de transmission pour les systèmes MIMO.

Chapitre IV:

Simulations et résultats

Sommaire

14.1 Introduction
4.2 Évaluation des performances du codage d'Alamouti
4.2.1 Description du programme
4.2.2 Figure de la simulation
4.2.3 Discussion
4.3 Simulation du système MIMO avec l'égalisation ZF
4.3.1 Description du programme
4.3.2 Figure de la simulation
4.3.3 Discussion sur les résultats
4.4 Évaluation des performances de l'égalisation MMSE
4.4.1 Description du programme
4.4.2 Figure de la simulation
4.4.3 Discussion
4.5 Évaluation des performances de l'égalisation ML
4.5.1 Description du programme
4.5.2 Figure de la simulation
4.5.3 Discussion
4.6 Comparaison entre les techniques d'égalisation ZF, MMSE et ML
4.6.1 Description du programme
4.6.2 Figure de la simulation
4.6.3 Discussion
4.7 CONCLUSION

4.1 INTRODUCTION :

Nous sommes arrivés maintenant au fruit de notre mémoire, qui est la simulation du systéme MIMO en utilisant l'outil matlab. Notre objectif est donc montrer les performances de cette technique en terme de la probabilité d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal à bruit (SNR) lorsque on introduit quelques techniques qui améliorent les performances comme la modulation ,le codage de canal et l'égalisation.

Alors , dans notre simulation on va fixer quelques caractères comme la modulatin BPSK et le canal AWGN à évanuissement de rayleigh en jouant sur d'autre caractères comme le codage OSTBC (alamouti) ,et les types d'égalisation telle que l'égalisation ZF , MMSE,et ML , et tout ça dans le cadre de l'obtimisation de la technique MIMO.

Donc , en prmière étape on va simuler notre système avec et sans le codage d'Alamouti en fixant la modulation BPSK et le canal AWGN à évanuissement de rayleigh, en faisant varier le nombre d'antennes tel que (1x1,1x2,2x1,2x2).

En deuxième partie ,on va introduire les techniques d'égalisation qu'on a cité tout à l'heur pour voir laquelle est plus performante

4.2 Évaluation des performances du codage d'Alamouti

4.2.1 Description du programme :

Le but de ce programme est de montrer l'influence du codage Alamouti sur la transmission MIMO en terme de la probabilité d'erreur par bit(BER) en fonction du rapport signal à bruit SNR, et pour ce là, on va simuler un système qui a comme caractéristiques :

- Les données sont modulées en BPSK
- Ces données sont transmises dans un canal AWGN à évanouissement de rayleigh

Le programme fait la comparaison entre les systèmes suivants :

- Système SISO théorique sans codage alamouti
- Système SIMO (nTx=1, nRx=2) théorique sans codage alamouti
- Système MISO (nTx=2, nRx=1) théorique avec codage Alamouti
- Système MIMO (nTx=2, nRx=2) simulé avec codage Alamouti

Le code alamouti est caractérisé par sa matrice :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

A la réception, le processus de détection est réalisé pour pouvoir estimer les symboles transmis, on compare les symboles reçus et les symboles transmis afin de déterminer la probabilité d'erreur *BER*, où :

$$BER = \frac{Nombre\,de\,bits\,erronés}{Nombre\,de\,bits\,transmis}$$

Le modèle de simulation simplifié est schématisé dans la figure 4.1

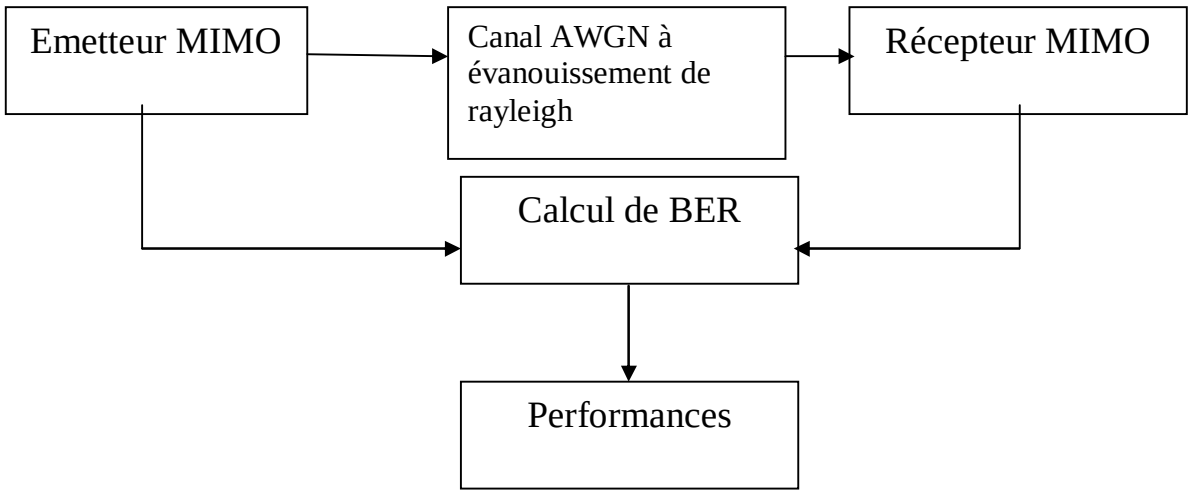


Figure 4.1 : Modèle de simulation utilisée pour l'évaluation desperformances des systèmes MIMO

Pour le cas général le programme doit effectuer les opérations suivantes :

Générer une séquence binaire aléatoire de +1 et -1.

Les regrouper en paire de deux symboles et envoyer deux symboles dans un intervalle de temps.

Multiplier les symboles avec le canal, puis ajouter du bruit blanc gaussien.

Egaliser les symboles reçus.

Effectuer un décodage de décision difficile et compter les erreurs sur les bits.

Répétez l'opération pour plusieurs valeurs et tracer la simulation et les résultats théoriques.

4.2.2 Figure de la simulation:

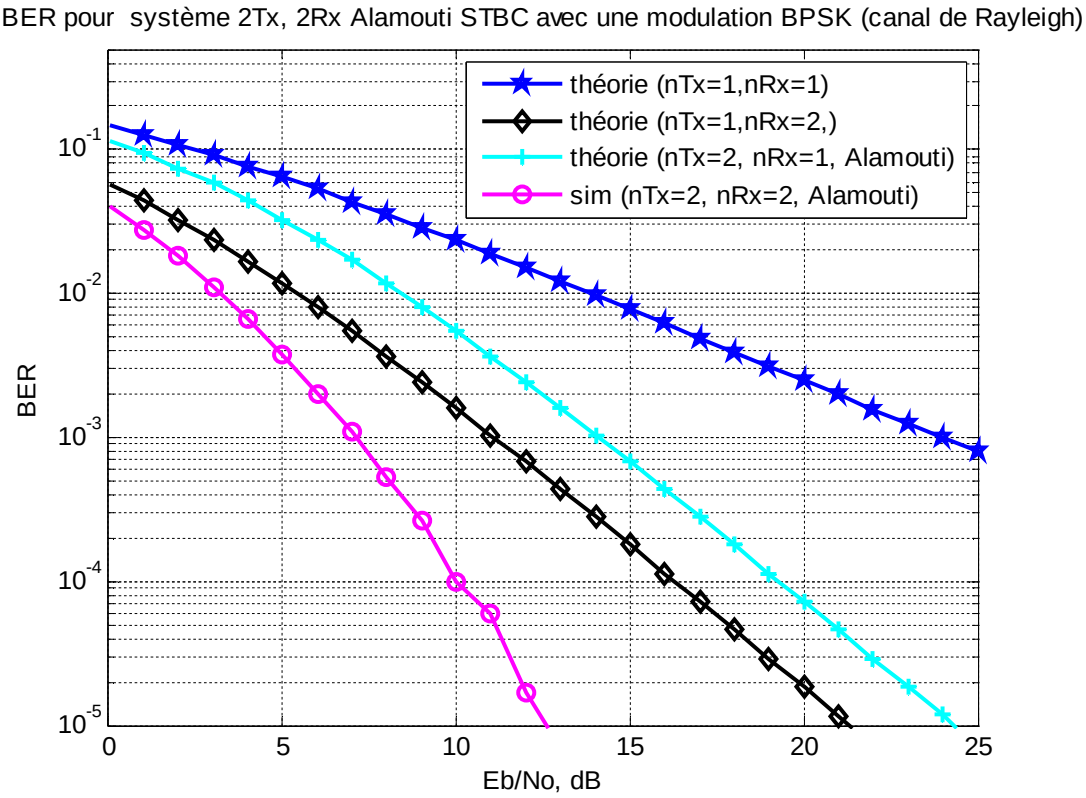


Figure 4.2: Simulation du système MIMO sans et avec le codage d'Alamouti

4.2.3 Discussion :

La figure 4.2 évalue le codage Alamouti en termes de performances de BER qui est obtenue. Ici, nous supposons que les canaux de Rayleigh sont indépendants et l'estimation du canal est parfaite au niveau du récepteur.

La simulation nous montre que :

1. Le système (1x1) est le moins performant par rapport aux autres ce qui montre l'influence de la diversité sur ces systèmes.
2. Pour le système (2x2) alamouti, l'amélioration est claire et nette surtout pour les grandes valeurs du BER, ce qui confirme ce qu'on a dit théoriquement.

Notez que le codage Alamouti atteint le même ordre de diversité que la technique 1 x 2 sans codage alamouti (impliquée par la même pente des courbes BER), cependant, cette technique surpasse la technique Alamouti en offrant un gain de puissance combinant dans le récepteur.

4.3 Évaluation des performances de l'égalisation ZF

4.3.1 Description du programme

Dans ce programme, on va conserver les mêmes caractéristiques que celles utilisées dans le premier programmes cependant on va introduire une partie d'égalisation à la réception en utilisant la technique ZF qui est caractérisée par l'équation suivante :

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H$$

Afin d'observer comment le système MIMO s'évolue en termes de BER avec cette technique.

4.3.2 Figure de la simulation

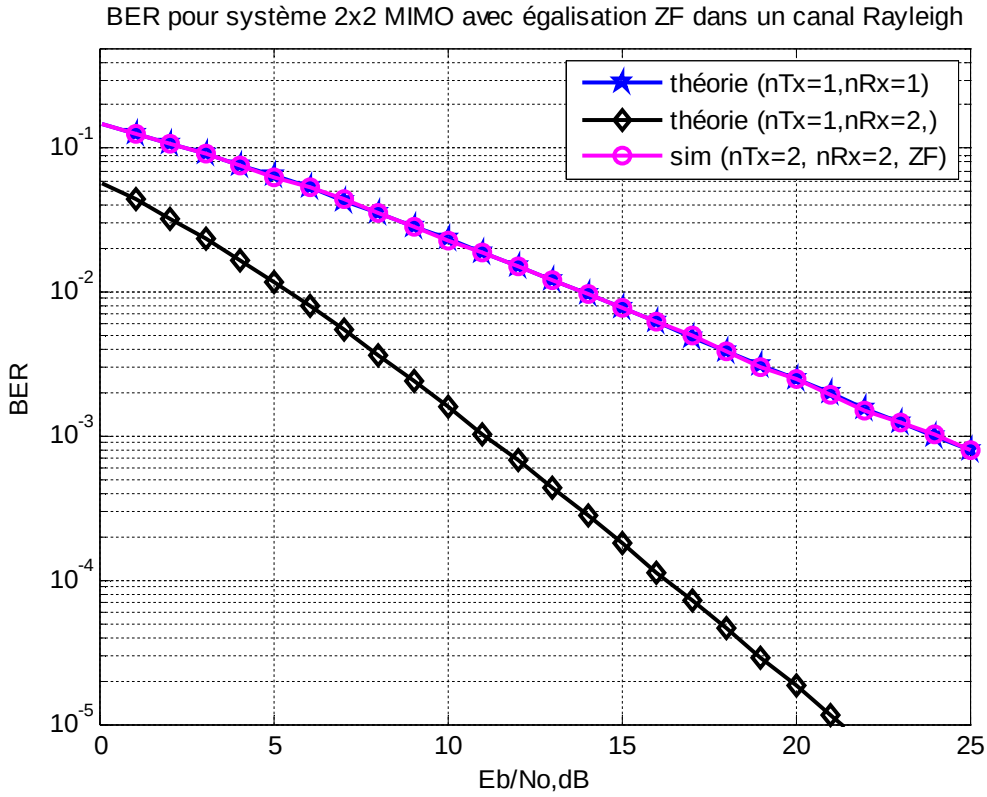


Figure 4.3 : simulation du système MIMO avec l'égaliseur ZF

4.3.3 Discussion sur les résultats

Les résultats obtenus sur la figure 4.3 peuvent être expliqués comme suit :

1. Comme prévu, les résultats simulés avec un MIMO 2x2 en utilisant une modulation BPSK dans le canal de Rayleigh affiche des résultats correspondant aux ceux obtenus dans un système 1x1 pour la modulation BPSK dans le canal de Rayleigh.

2. Comme il est indiqué dans le chapitre précédent, l'égaliseur forçage à zéro n'est pas la meilleure façon possible pour égaliser le symbole reçu. L'égaliseur forçage à zéro nous aide à atteindre le gain de débit de données, mais ne pas profiter du gain de diversité (comme nous avons deux antennes de réception).

On prétend qu'il peut y avoir des structures réceptrices qui nous permettent d'avoir à la fois un gain de diversité et le gain de débit de données. Dans les postes à venir, la tentative sera de discuter structures de récepteur qui permet j'espère que nous trouvons des approches qui nous aideront à maintenir le gain de débit de données.

En présence d'évanouissements et de bruit, le critère ZF a pour effet d'augmenter le niveau de bruit ce qui dégrade les performances.

4.4 Évaluation des performances de l'égalisation MMSE :

4.4.1 Description du programme :

L'égaliseur MMSE est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, donnée par

$$\hat{W} = \arg\min_{W} E\left[\left\|W^H y - s\right\|^2\right]$$

4.4.2 Figure de la simulation

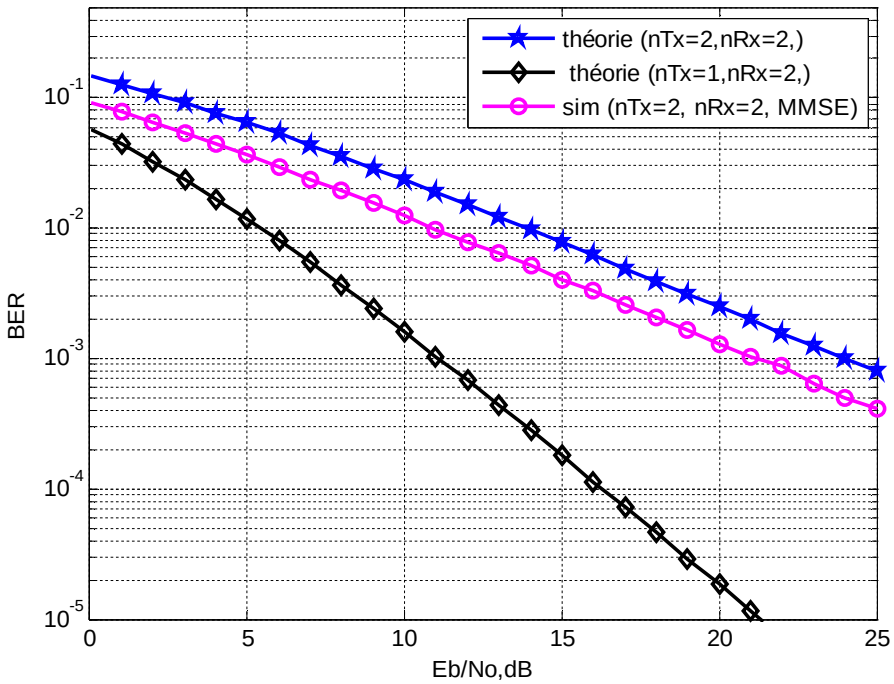


Figure 4.4 : simulation du système MIMO avec l'égaliseur MMSE

4.4.3 Discussion:

Sur la figure 4.4 on observe que la détection par *MMSE* est plus performante que celle basée sur *ZF*. À un *BER* = 10^{-2}, un gain d'environ 1.5 dB est observé. Les algorithmes linéaires par *ZF* et *MMSE,* caractérisés par leur simplicité de mise en œuvre, sont toutefois moins performants que la détection séquentielle d'un système 1x2 . Le critère de détection adopté dans ces systèmes lors des simulations est le *ZF*. Ainsi, un gain d'environ 2 dB par rapport à la détection *MMSE* à un *BER* = 10^{-2} est enregistré.

En présence de bruit, la matrice à inverser est toujours définie positive et donc inversible. Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF mais ces deux égaliseurs deviennent équivalents en l'absence de bruit.

4.5 Évaluation des performances de l'égalisation ML :

4.5.1 Description du programme :

Dans cette partie on va tester les performances de la technique d'égalisation ML en l'introduisant dans notre programme.

Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus, afin de sélectionner le plus vraisemblable d'entre eux

$$\hat{S} = \arg\min_{S} \left\| y - Hs \right\|^2$$

4.5.2 Figure de la simulation

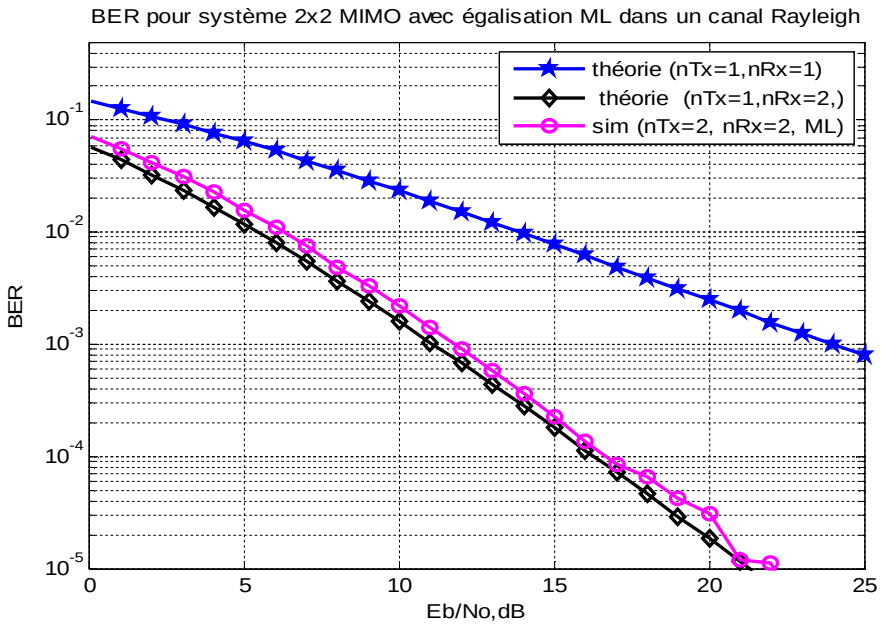


Figure 4.5 : simulation du système MIMO avec l'égaliseur ML

4.5.3 Discussion

Sur la figure 4.5 on observe clairement que la courbe de la détection ML 2x2 qui est en rose est meilleure par rapport à celle qui est en bleud'un système 1x1 sans égalisation ce qui nous pousse à dire que l'influence de la détection ML apparait clairement lorsque $N_t=N_r$, mais pour $N_r> N_t$ cette technique est moins performante.

4.6 Comparaison entre les techniques d'égalisation ZF, MMSE et ML :

4.6.1 Description du programme :

Afin de déterminer l'estimateur possédant les meilleures performances, nous allons introduire les égaliseurs vus précédemment (ZF, MMSE, ML) dans un seul programme pour les comparer clairement en termes de BER en fonction du SNR.

4.6.2 Figure de la simulation

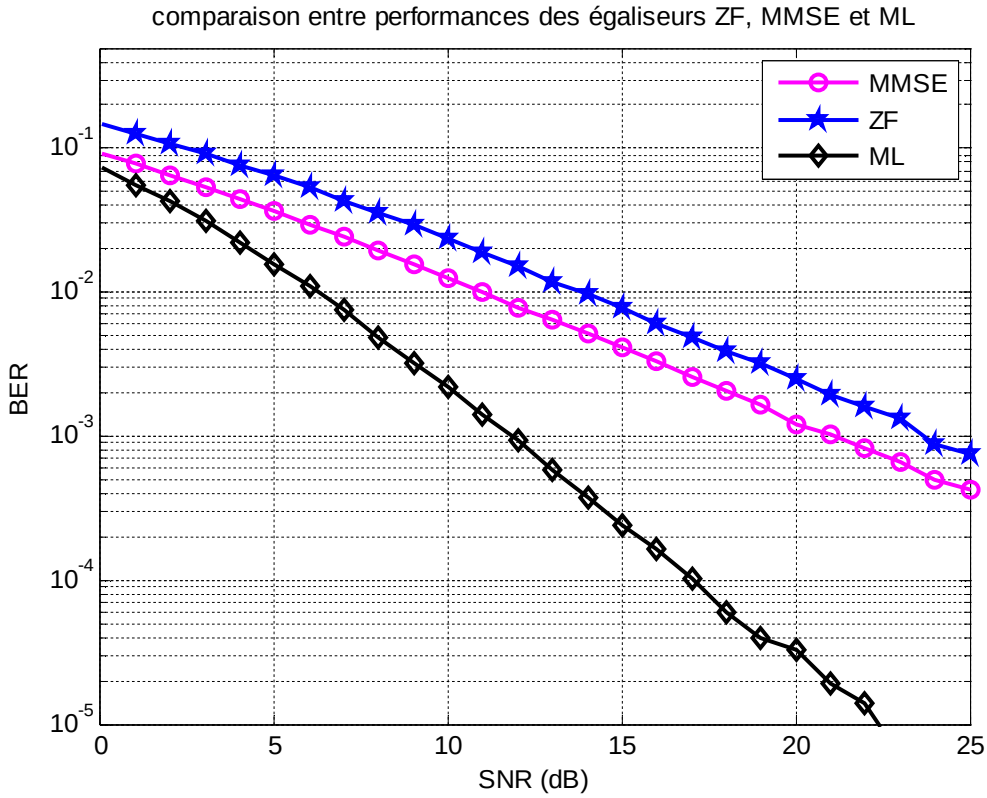


Figure 4.6 : comparaison entre les performances des technique **ZF, MMSE et ML**

4.6.3 Discussion:

La figure (4.6) présente les résultats obtenus. Les résultats nous montrent un meilleur comportement de l'estimateur ML aussi bien que le ZF et le MMSE. Cet estimateur est aussi moins sensible au bruit du canal. Une perte de 1dBest observée pour le MMSE alors que celle ci est inférieure à 0,5dB pour le ML.Donc l'égaliseur ML est optimal en termes de BER.

Cependant, sa complexité de type exponentielle selon la taille de la matrice du code espace-temps et l'ordre de la modulation rend très difficile son implémentation.

Les résultats obtenus au cours de cette étude font que nous considérons la détection ML est la bonne solution pour la contrainte d'égalisation.

4.7 Conclusion :

Ce chapitre était consacré pour la simulation en utilisant l'outil matlab afin de montrer graphiquement ce qu'on a cité dans les chapitres précédents, notamment l'avantage de l'augmentation du nombre d'antenne à l'émission ainsi qu'à la réception, donc c'est la technique multi-antenne d'une part, et d'autre part on voulait montrer l'influence du codage alamouti et les égaliseurs ZF, MMSE et ML sur les performances d'un tel système.

Les résultats de simulation ont démontré que l'augmentation du nombre d'antenne à l'une des extrémités du système de transmission ou les deux en même temps est toujours bénéfique pour la fiabilité et la robustesse de notre système.

Ces résultats ont démontré aussi que l'impact du codage alamouti apparait clairement dans le cas où $N_T = N_R$ (2x2 par exemple). et pour les techniques d'égalisation, la simulation nous a aidé de confirmer les caractéristiques de ces techniques, et la comparaison entre elles nous a permis de sélectionner laquelle est plus performante, et à la fin on a trouvé que l'égaliseur à maximum de vraisemblance ML qui consiste à comparer tout les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus qui offre le meilleur comportement par rapport aux ZF et MMSE. Et comme ça on a fini notre étude.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Notre mémoire était destiné à étudier les performances de la technique MIMO en terme de capacité de canal et la probabilité d'erreur par bit BER en jouant sur quelques paramètres comme la modulation des données transmises, le codage de canal et l'égalisation à la réception en estimant que ces paramètres forment les piliers d'un système de transmission dont l'objectif est d'assurer une communication fiable(capacité de canal) et robuste(minimisation du BER).

Pour réaliser cet objectif, notre mémoire devait contenir certains chapitres qui sont nécessaires pour dominer notre sujet et présenter un travail bien détaillé sur la transmission MIMO, et pour cela, on a fait quatre chapitres dont chacun forme une base pour le suivant pour atteindre à la fin notre objectif.

Dans le premier chapitre, on a essayé de toucher tout les cotés de la transmission numérique sans fil, en citant en premier lieu, les éléments principaux de la chaine de transmission tel que l'émetteur, le canal de propagation et le récepteur, et puis en deuxième partie on a abordé le fonctionnement d'un système de communication numérique en détail, en commençant par le codage de source qui a pour but d'assurer l'élimination des bits redondants en minimisant les bits sans diminuer la quantité d'information, ces bits vont passer au codage de canal qui facilite la détection et\ou correction des erreurs en réception, on oubliant pas la modulation qui est l'opération permettant la transformation des bits en un signal compatible avec le canal de transmission, dans la partie réception, des opération inverses aux celles d'émission qui vont se passer telles que la démodulation, le décodage de canal et le décodage de source.

Dans la transmission multi-antennes, le canal de propagation forme la contrainte la plus importante, c'est pourquoi on a spécifié tout un chapitre intitulé "le canal radio mobile" dans lequel on a abordé tous les phénomènes qui s'y passent en commençant par les contraintes comme l'effet doppler, les évanouissements à grande et à petite échelle, ainsi que le bruit et les interférences, et par la suite les types de diversité sont décrites, notamment la diversité temporelle, fréquentielle et spatiale, cette dernière est la base de recherche de la technique MIMO. Et à la fin quelques modèles de canaux sans fil sont présentés.

En arrivant au chapitre 3, on se sent prêt pour entamer le détail de la technologie MIMO, ce chapitre est fait en trois parties, dont la première est consacrée pour donner l'historique et les étapes d'évolution de cette technique, et puis dans la deuxième on devait parler mathématiquement en utilisant la théorie de l'information pour pouvoir calculer la capacité

d'un canal MIMO, le calcul s'est basé sur la formule générale du model MIMO **y=Hx+n** d'où x est l'information à transmettre, n est le bruit et H est la matrice complexe du canal, et après certaines opérations de démonstration en utilisant l'entropie et l'information mutuelle, on est arrivé à la formule générale de la capacité du canal MIMO de N_t antenne d'émission et N_r antenne de réception comme suit :

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(In_R + \frac{\rho}{N} HH^H \right) \right]$$

Et en plus de cette formule, on a cité aussi celles des systèmes SISO, SIMO et MISO. Ces formules sont introduites dans un programme matlab dont l'objectif est la comparaison graphique entre les systèmes cités au dissus en terme de capacité de canal en fonction du SNR , les resultats de la simulation sont montrés sur la figure 3.11 d'où on a observé clairment que la capacité évolue linéairement avec l'augmentation du nombre d'antennes, cette amélioration est plus nette pour les grandes valeurs du SNR.

Le codage et le décodage dans les systèmes MIMO est le titre de la 3eme partie de ce chapitre dans laquelle on a cité quelques techniques, notamment le codage STBC (space time bloc code) qui consiste à fournire le même niveau de protection à chaque antenne du système,et ce que nous interessait precesament est le codage d'alamouti qui est un code STBC orthogonal, sa proprieté permet un décodage linéaire de ces codes, cette technique est évaluée dans le 4eme chapitre en utilisant matlab.

Le role de l'égalisation à la reception n'est plus negligeable, par contre, il est très indisponsable pour la transmission sans fil, c'est pourquoi qu'on a spécifié la dernière partie de ce chapitre pour en parler par un peu de detail, donc les techniques ZF, MMSE, OSIC et ML sont décrites pour les préparer à la simulation dans le dernier chapitre.

La simulation par matlab est indisponsable pour ce genre des études afin de confirmer ce qui est dit dans la théorie. C'est le 4eme chapite qui est s'occupait de ça, donc on a commencer de l'évaluation des performances du codage alamouti en 1er lieu, et puis les techniques d'égalisation chacune seule, et à la fin un programme qui les regroupe pour la comparaison.

Et à partir de cela, on a pu concluer que ces techniques font améliorer considérablement les performances du système de transmission sans fil, et on a pu aussi constater que l'exploitation du phénomene multi-trajets (le principe de la technique MIMO) considéré comme un handicap pour longtemps, a énormement évolué les performances des systèmes de transmission en leur offrant plus d'espace pour la capacité de canal et plus de robustesse en minimisant le BER qui améliore la qualité, et ces deux critères sont l'objectf principale de la recherche dans ce dommaine.

Bibliographie

Bibliographie

[1] **ZOUHEIR REZKI** Etude et optimisation des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO ; mémoire présenté à l'école de technologie supérieure de Montréal, le 14 octobre2003.

[2] **ADLANE CHABOUB** Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO ; mémoire présenté à l'école de technologie supérieure de Montréal, le 21 mai 2003 Par

[3] **Malik Atif Saeed, Jansher Tariq, Aqil Mehmood,** évaluation des systèmes MIMO 4x2 et 4x4 ; Rapport de projet de fin d'année à l'institut de la technologie de l'information de COMSATS à Islamabad en juillet 2010.

[4] **EL-Walid GHEBACHE** Evaluation des systèmes radio mobile à MC-CDMA ; Mémoire de projet de fin d'étude à l'école nationale polytechnique d'Alger, présenté le 26 juin 2007

[5] **WAEL JAAFAR** Analyse des performances de réseaux coopératifs à relais multiples ; mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de maitrise des sciences appliqués à l'université de Montréal en novembre 2009.

[6] **Nuttapol PRAYONGPUN** Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation **;** thèse présenté au laboratoire Grenoble Image Parole Signal Automatique (GIPSA-lab) le 29 avril 2009

[7] George j.Miao, signal processing in digital communications**.**

[8] Bakir Hadj Ali exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil ; mémoire présenté à l'université Aboubakr Belkaid de Tlemcen en 2012.

[9] **yong soo choo, jaokwon kim, won yonug yang, chung gu kang**.
MIMO-OFDM wireless communication whith matlab

[10] **Tolga M. Duman andAli;** Coding for MIMO Communication Systems

[11].**Jérôme Casse** et **Thibaut Horel ;** Débit théorique maximal de la communication MIMO ; Sujet proposé le 21 juin 2009

[12].**Daniel Roviras ;** communication numérique, édition 6, 2012-2013