

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de

Master

En

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes de Télécommunications »

Titre :

Amélioration des performances du système MIMO à formes d'ondes orthogonales d'Hermite en utilisant le critère du maximum de vraisemblance logarithmique

Réalisé par :

Kella marwa

Laribi nassiba

Encadré par :

Mr Naar Djilali

Année Universitaire: 2019/2020

Dédicaces

Nous remercions le bon Dieu de nous avoir donné le courage et la patience pour aller jusqu'au bout du parcours des études. Nous dédions ce mémoire.

**A nos chers parents*

Autant de phrases aussi expressives soient-elles ne sauraient montrer le degré d'amour, d'affection, de gratitude et de reconnaissance que nous éprouvons pour vous. Vos encouragements sont pour nous le soutien indispensable que vous avez toujours su nous apporter. En ce jour mémorable, pour nous ainsi que pour vous, recevez ce travail en signe de notre vive reconnaissance et notre profonde estime. Puisse le tout puissant vous donner santé, bonheur et longue vie afin que nous puissions vous combler à notre tour.

**A toute la promotion 2^{ième} année Master télécommunication.*

**Merci de nous avoir encouragé et aidé.*

Remerciements

Avant tout, nous remercions le bon Dieu ; le tout puissant, de nous avoir aidé à accomplir ce travail.

Nous souhaitons ensuite exprimer notre plus profonde reconnaissance à notre encadreur Mr : NAAR Djilali, qu'a dirigé et accompagné de très près, à vrai dire pas à pas, et avec beaucoup de patience, la longue et lente rédaction de ce travail. Nous avons beaucoup appris scientifiquement et humainement à ses côtés, sa disponibilité, son encouragement, sa détermination, son zèle, son attention aiguë aux tous petits détails, ses conseils et orientations nous ont été d'une aide précieuse tout au long de nos recherches dans notre mémoire.

Nous remercions tous les membres du jury à Université Djilali Bounaama de Khemis Miliana, pour avoir bien voulu donner de leur temps pour lire ce travail et faire partie des examinateurs. Qu'ils en soient particulièrement remerciés.

Nous exprimons nos sincères reconnaissances à l'égard de tous ceux qui ont Contribué à notre formation.

Enfin, nous remercions nos familles qui nous ont soutenues durant ces années de travail.

Résumé

Les communications numériques mobiles de type MIMO (Multi Input Multi Output) se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radiofréquences dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande en termes de débit ainsi qu'une bande de fréquences limitée crée une rareté au niveau des fréquences disponibles pour ce genre de communications. C'est l'une des raisons derrière la motivation croissante pour la recherche dans ce domaine. Il s'agit dans le cadre de ce mémoire d'étudier et d'améliorer les performances d'un système MIMO combiné avec les formes d'ondes d'Hermite dans une architecture MIMO similaire à celle du système MIMO-OFDM en utilisant critère du maximum de vraisemblance logarithmique. Les polynômes d'Hermite ont également été utilisés dans différents domaines tel que notamment pour le traitement d'images et communication ultra large bande.

Cette démonstration reste à vérifier par des simulations(MATLAB) sur ordinateur.

Mots clés : MIMO, OFDM, formes d'ondes d'Hermite, maximum de vraisemblance logarithmique

Abstract

MIMO (Multi Input Multi Output) mobile digital communications have grown significantly in recent years, both in terms of the number of users and throughput per user.

This leads to the saturation of radiofrequency resources in places with a large population. Therefore, there is a strong demand in terms of speed, and a limited frequency band creates a scarcity of frequencies available for this kind of communications. This is one of the reasons behind the growing motivation for research in this area. Within the framework of this thesis, it is a question of studying and improving the performances of a MIMO system combined with the Hermite waveforms in MIMO architecture similar to that of the MIMO-OFDM system by using the criterion of maximum logarithmic likelihood. Hermite polynomials have also been used in various fields such as in particular for image processing and ultra-wideband communication.

This demonstration remains to be verified by computer simulations (MATLAB).

Keywords: MIMO, OFDM, Hermit waveforms, maximum logarithmic likelihood

TABLE DES MATIERES

Remerciements

Résumé

INTRODUCTION GENERALE _____ 1

CHAPITRE I : les systèmes de transmissions MIMO

I.1 Introduction : _____ **4**

I.2 Présentation du système MIMO : _____ **4**

I.3 Notion de diversité : _____ **6**

I.3.1 Diversité temporelle : _____ 6

I.3.2 Diversité fréquentielle : _____ 6

I.3.3 Diversité spatiale : _____ 7

I.3.4. Le multiplexage spatial : _____ 7

I.4 Modèle du canal MIMO : _____ **7**

I.4.1 Modélisation des différents canaux du système MIMO _____ 9

I.4.1.1 Canal SISO (Single Input Single Output): _____ 9

I.4.1.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output): _____ 9

I.4.1.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output) : _____ 9

I.4.2 Capacité des différents canaux MIMO _____ 10

I.4.2.1 Capacité du canal SISO : _____ 10

I.4.2.2 Capacité du canal MISO : _____ 10

I.4.2.3 Capacité du canal SIMO : _____ 11

I.4.2.4 Capacité du canal MIMO : _____ 11

Remarque : _____ 11

I.5 Récepteurs les plus courants : _____ **12**

I.5.1 Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF) : _____ 12

I.5.2 Récepteur linéaire MMSE : _____ 13

I.5.3 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV) : _____ 13

I.6 Le codage spatial temporel : _____ **13**

I.6.1 Schéma de transmission MIMO : _____ 14

I.6.2 Codes spatio-temporels en treillis (STT) _____ 15

I.6.3 Codes spatio-temporels en bloc (STB) orthogonaux : _____ 16

I.6.3.1 code d'Alamouti : _____ 16

I.6.3.2 Codes orthogonaux de grande dimension : _____ 18

I.7 Conclusion _____ **19**

CHAPITRE II : Formes d'ondes orthogonales d'Hermite

II.1 Introduction : _____ **23**

II.2 Rappel mathématique sur les polynômes d'Hermite : _____ **23**

II.3 Fonctions orthogonales d'Hermite : _____ **24**

II.4 Formes d'ondes d' Hermite orthogonales et normalisées : _____ **27**

II.5	Approches d'Implémentation pratique :	29
II.6	Conclusion :	34
CHAPITRE III : Simulation d'une chaîne de transmission SISO et MIMO à formes d'ondes d'Hermite		
III.1	Introduction :	36
III.1	Système SISO à formes d'ondes:	37
III.1.1	Brève description des modules de la chaîne de communication :	38
III.2	Taux d'erreur binaire :	40
III.2.1	Performance du système SISO à formes d'ondes	40
III.3	Système MIMO à formes d'ondes :	41
III.4	Résultats de la simulation (en fonction de plusieurs paramètres) :	43
Nombre d'itérations		43
III.4.1	Effet de type de modulation :	43
III.4.2	Effet du canal :	44
III.4.3	Effet du pourcentage d'énergie ρ	45
III.4.4	Effet de mapping :	46
III.4.5	Effet de la taille de paquet de bits :	48
III.5	Comparaissant entre les différents systèmes SISO, SIMO, MISO, MIMO:	48
III.6	Conclusion :	51
Conclusion générale		53
Annexe		56
Bibliographe		62

Liste des figures

Figure I.1: Canal MIMO avec deux antennes en émission et deux en réception.....	5
Figure I.2: Même signal transmis sur des intervalles temporels.....	6
Figure I.3 : Même signal transmis des intervalles fréquentiels.....	7
Figure I.4: système MIMO.....	8
Figure I.5: système SISO.....	9
Figure I.6: système SIMO.....	9
Figure I.7: système MISO.....	10
Figure I.8: Evolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne.....	12
Figure I.9: Familles de codes temps-espace.....	14
Figure I.10: Architecture d'un système de codage spatio-temporel.....	14
Figure I.11: Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_t=2$ émetteurs.....	15
Figure I.12: Schéma d'Alamouti.....	17
Figure II.1: Cinq premières fonctions orthogonales Hermite $\psi_n(x)$	26
Figure II.2: Représentation des quatre premières impulsions d'Hermite sur l'axe de temps normalisé.....	29
Figure II.3: Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions.....	30
Figure II.4: Schéma fonctionnel de l'implémentation du système « émetteur-récepteur ».....	31
Figure II.5: Schéma fonctionnel d'implémentation pratique à l'aide des filtres numériques FIR.....	32
Figure II.6: Un récepteur alternatif des filtres adaptés et des échantillonneurs les filtres adaptés avec des filtres numériques FIR.....	33
Figure III.1 : Schéma SISO à Formes d'ondes d'Hermite.....	37
Figure III.2: Signal émis contenant d'un paquet de 12 bits.....	38
Figure III.3: Version bruitée du signal simulé et le signal d'origine.....	39
Figure III.4: Echantillon du bruit gaussien accompagnant le signal émis.....	39
Figure III.5: Performances du système SISO à formes d'ondes sur un canal gaussien.....	41
Figure III.6: Schéma de transmission du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite.....	42
Figure III.7: Effet de type de modulation dans le Cas de MIMO2x2 sur un canal gaussien..	44
Figure III.8: Effet de type de canal à base de la modulation 8-PSK.....	44
Figure III.9: Influence du pourcentage d'énergie.....	45
Figure III.10 : Système MIMO non codé à base de la modulation BPSK.....	46
Figure III.11: Performances du système MIMO non codé à base de la modulation QPSK.....	47
Figure III.12: Performances du système MIMO non codé à base de la modulation 8PSK.....	47
Figure III.13: Performances du système MIMO sur le canal à évanouissement de Rayleigh.	48
Figure III.14: Comparaison entre les différents systèmes de transmission.....	49

Liste des Tableaux

Tableau I.1: Schéma de transmission dans le temps.	17
Tableau II.1: Largeurs des impulsions Hermite originales $\psi_j(t)$	28
Tableau III.1: Différents paramètres utilisés lors de la simulation de système MIMO	43
Tableau III.2: Comparaison pratique de SISO, SIMO, MISO & MIMO.....	50

Liste des abréviations

BER	Bit Error Rate
IES	Interférences Entre Symboles
CAN	Convertisseur Numérique Analogique
CSI	Successive Interference Cancellation
FIR	Reponse Impulse Filter
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
NSC	Non Systematic Code
PSK	Phase-Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RSC	Recursive Systematic Code
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
S/P	Serial to Parallel
ST	Space Time
STC	Space-Time Coded
STBC	Space-Time Bloc Coded
STTC	Space-Time Trellis Coding
STT	Spatio-Temporels En Treillis
WIFI	Wireless Fidelity
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
ZF	Zero Forcing
MRRC	Maximal Ratio Receiver Combining.
AWGN	Additif White Gaussian Noise
DS	Séquence Directe
4G	Quatrième Génération
ULB	Ultra-large Bande

NOTATIONS

N_t	Nombre d'antennes d'émission
N_r	Nombre d'antennes de réception
\mathbf{H}	Matrice de canal MIMO de taille $N_t \times N_r$
\mathbf{Y}	Vecteur de symboles reçus de taille N_r
\mathbf{e}	Vecteur de symboles émis de taille N_t
\mathbf{B}	Vecteur de bruit gaussien additif de taille N_r
C	Capacité du canal de transmission
ρ	Rapport signal à bruit
h	Coefficient complexe représentant l'évanouissement du canal
σ^2	Variance du bruit
\mathbf{H}^*	Matrice conjuguée de canal
$\hat{\mathbf{E}}$	Vecteur des symboles décodés de taille N_t
\mathbf{E}	Matrice espace-temps
T_s	Période symbole
T	Dimension temporelle du mot de code ST reflétant plusieurs périodes symboles
M	Ordre de modulation
δ_{mm}	Symbole de Kronecker
ψ	Forme d'onde d'Hermite d'ordre j
ϕ_j	Forme d'onde d'Hermite d'ordre j normalisée

T_n Facteur de normalisation

T_b Période de bit

D_b Débit binaire

Introduction générale

Les télécommunications sans fil connaissent une croissance vertigineuse dans le monde. Il est devenu plus économique et plus rapide d'installer des réseaux sans fil que de mettre en place une infrastructure filaire pour assurer la couverture géographique d'un pays.

Avec l'effondrement des prix, une grande partie de la population mondiale accède à ce nouveau moyen de télécommunication. La télécommunication sans fil est devenue un auxiliaire indispensable de la vie quotidienne qui l'équilibre socio-économique des pays. Mais notre problème est l'effet multi-trajets qui provoque la sélectivité fréquentielle du canal, et le problème de limitation de capacité posé par une bande passante très étroite, et une puissance d'émission souvent limitée dans le système SISO ($N_r=N_t= 1$). Pour cette raison, les travaux menés dans ce projet consistent à chercher et à développer pour les futurs réseaux radio-mobiles une combinaison optimale des techniques de modulations à porteuses multiples à grande efficacité spectrale appelée communément MIMO (entrées multiples, sorties multiples), en installant plusieurs antennes au niveau des émetteurs et/ou des récepteurs.

Ainsi, cette technologie 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 (réseaux 4G et plus).

Notre principal objectif est d'améliorer la qualité de transmission pour la voix et les données (qualité de service), accroître le débit (les services), minimiser le coût des équipements grâce à des traitements algorithmiques de plus en plus puissants, et enfin maximiser le nombre d'utilisateurs qui peuvent recevoir ou transmettre des données en même temps. D'autre part, une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexions, de diffractions ou de diffusions provoqués par les immeubles, ce qui peut entraîner un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications. Les effets de ces évanouissements des signaux peuvent être réduits en utilisant la technique de diversité d'antennes cette technique permet ainsi de combiner tous les signaux reçus par le système et minimiser les évanouissements. En plus, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes utilisé. D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

La plupart des études sur les systèmes MIMO et les codes espace-temps STC, beaucoup d'études figurant des performances de tels systèmes, avec l'utilisation des techniques de codages spatio-temporelles dont les plus usuels sont les codages en bloc STBC, ce dernier augmente la diversité du canal de transmission, et donc la robustesse du récepteur et les avantages des systèmes à antennes multiples sont assez connus, et pour preuve on peut déjà citer le fameux code d'Alamouti.

Ce mémoire présente l'amélioration des performances du système MIMO à formes d'ondes orthogonales d'Hermite, en utilisant le critère du maximum de vraisemblance logarithmique.

Ce mémoire est réparti en trois chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous avons montré le système d'antenne MIMO, et nous donnons les différentes techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements. Après, nous présentons brièvement les systèmes multi-antennes (SISO-MISO-SIMO) qui font l'objet de ce chapitre et leurs capacités. Dans le cadre de ce travail, nous allons décrire quelques récepteurs. Enfin, nous présentons le codage spatio-temporel et les différentes classes de codage et plus particulièrement, le codage spatio-temporel en blocs orthogonaux, sur lequel nous nous intéressons dans ce mémoire.
- Le deuxième chapitre étudie les formes d'ondes orthogonales qui sont développées à partir des polynômes d'Hermite. Elles sont utilisées pour construire des codes spatio-temporels en blocs orthogonaux. Ainsi les approches d'implémentations de ces formes d'ondes d'Hermite en communication numérique sont étudiées dans ce chapitre.
- Le troisième chapitre, est consacré à la simulation d'un système de transmission qui combine la technique MIMO avec les formes d'ondes d'Hermite, implémentées selon une approche basée sur la corrélation.
 - Dans ce chapitre, nous procédons comme suit : après avoir simulé la chaîne de transmission classique, nous évaluerons les performances du système MIMO à deux antennes d'émission et deux antennes de réception en termes du taux d'erreurs binaire en fonction du rapport signal à bruit. Cette étude tient en considération l'influence de plusieurs paramètres à savoir : le type de canal, l'ordre de la modulation, la taille de paquet de bits, le type de mapping et le pourcentage de l'énergie contenue dans l'impulsion d'ordre supérieur. Enfin, nous finaliserons

notre étude par une comparaison des taux d'erreurs binaires avec des différents schémas tel que : SISO, SIMO, MISO et MIMO, afin de déduire le système le plus performant.

Enfin, une conclusion est donnée ainsi que quelques perspectives sur ce travail.

CHAPITRE I

**Systemes de transmissions
(MIMO)**

I.1 Introduction

Nous avons pu observer à quel point la téléphonie mobile est présente dans la vie de tous les jours avec une énorme croissance sur le marché mondial. Cependant, tous ces systèmes se basent sur le mode d'échange appelé SISO (Single Input Single Output) qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception. Le SISO a cependant un débit très limité, et ne peut pas empêcher certains phénomènes nuisibles dus à l'environnement de propagation c'est pour cela nous définissons dans le premier chapitre le système d'antenne (MIMO) qui est la solution pour accroître les débits de transmission. Ensuite, nous donnons les différentes techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements. Après, nous présentons brièvement les systèmes multi-antennes (SISO-MISO-SIMO) qui font l'objet de ce chapitre et leurs capacités.

Par la suite, nous allons décrire quelques récepteurs qui servent à estimer les symboles dans une configuration multi-antennaires.

Enfin, nous évoquerons le codage spatio-temporel et les différentes classes de ce codage et plus particulièrement, le codage spatio-temporel en blocs orthogonaux (code d'Alamouti), sur lequel nous nous intéressons dans ce mémoire.

I.2 Présentation du système MIMO

Les systèmes MIMO sont considérés comme l'une des technologies récentes les plus, développés 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 (Réseaux 4G et plus).

Le système MIMO utilise plusieurs antennes au niveau de la source (émetteur), et de la destination (récepteur), il est considéré parmi les différentes formes d'antenne intelligente par rapport aux autres antennes (SISO, MISO, SIMO) qui rencontrent certains problèmes de multiplication des trajectoires, ainsi, les chercheurs (Bell, Foschini et Teletar) ont montré que la capacité des systèmes multi antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes.

Ces découvertes sont à l'origine des systèmes MIMO (voir Figure I.1) qui visent essentiellement à résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande, et autres problèmes comme la coupure (comme l'internet sans fil), l'évanouissement, et lorsque les champs électromagnétiques rencontrent des obstacles (bâtiments, les lignes électriques, Collines, canyons.....), qui peut engendrer une diminution du débit des données et un accroissement du taux d'erreurs.

La propriété clef d'un système MIMO est sa capacité à tourner la propagation multi trajets [1],(traditionnellement un inconvénient) en un avantage.et deux techniques de transmissions principales ont été développées pour tirer parti des systèmes MIMO :

- **diversité de transmission** : cherche à accroître la diversité et a été réalisée par les codes espace-temps en bloc (STBC).
- **multiplexage Spatial** : technique vise à augmenter le nombre des canaux disponibles.

En d'autres termes les systèmes MIMO exploitent les trajets multiples plutôt que les supprimer.et pour faciliter la récupération de l'information émise, il faut avoir un espace entre les antennes réceptrices pour éviter les interférences qui peuvent être soit constructives, soit destructives (évanouissements).

Enfin, en utilisant le système MIMO à cause de plusieurs signaux en émission et réception ce qui élimine ce problème posé par la propagation d'ondes par trajets multiples. Une autre façon de présenter l'intérêt des systèmes MIMO est de dire qu'ils sont très efficaces car ils peuvent utiliser toutes les techniques des transmissions SISO, en plus de deux techniques qui leur sont propres.

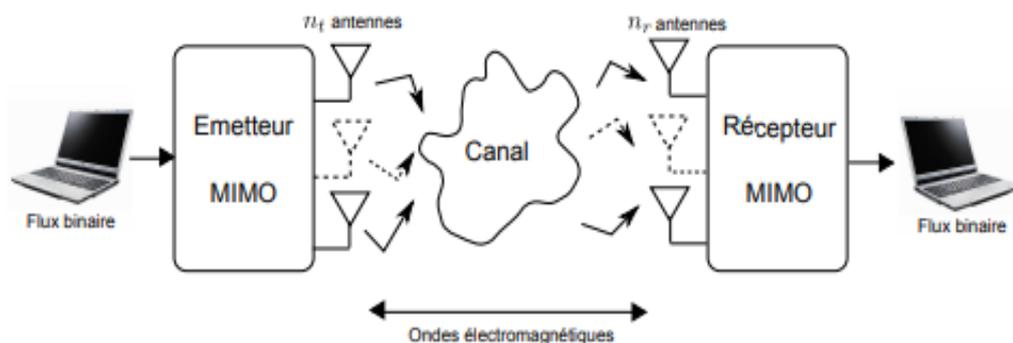


Figure I.1: Canal MIMO avec deux antennes en émission et deux en réception.

I.3 Notion de diversité

Dans les systèmes de transmission on utilise la diversité pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets. En effet, la diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre les canaux de transmission, elle consiste à envoyer sur plusieurs voies indépendantes le même signal, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Il existe quatre formes de diversité exploitée en transmissions numériques telles que la (diversité temporelle, fréquentielle, spatiale et le multiplexage spatial).

I.3.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle s'applique pour les canaux sélectifs en temps, elle est généralement utilisée avec de l'entrelacement et du codage correcteur d'erreur. Le désavantage de cette diversité est évidemment le retard induit, ce qui réduit le débit de transmission.

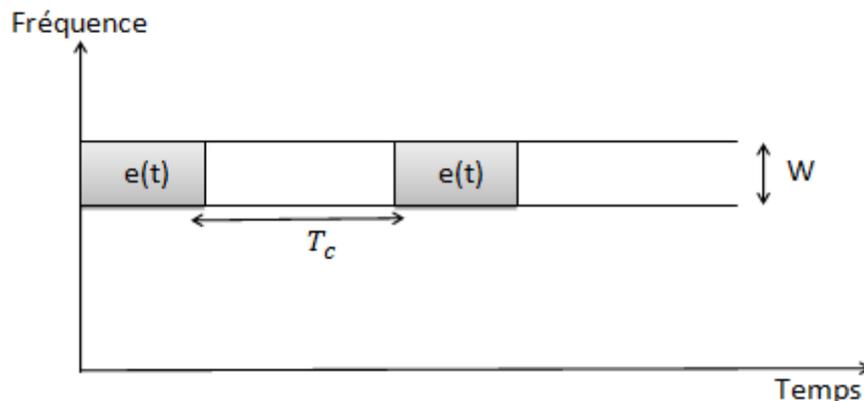


Figure I.2: Même signal transmis sur des intervalles temporels. [2]

$e(t)$: le signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.

T_c : le temps de cohérence du canal.

W : la largeur de bande du signal.

I.3.2 Diversité fréquentielle

C'est un mécanisme délicat peut être obtenu lorsque le canal est sélectif en fréquence utilisant une modulation multi-porteuse pour obtenir deux versions à évanouissements indépendants du même signal, avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires.

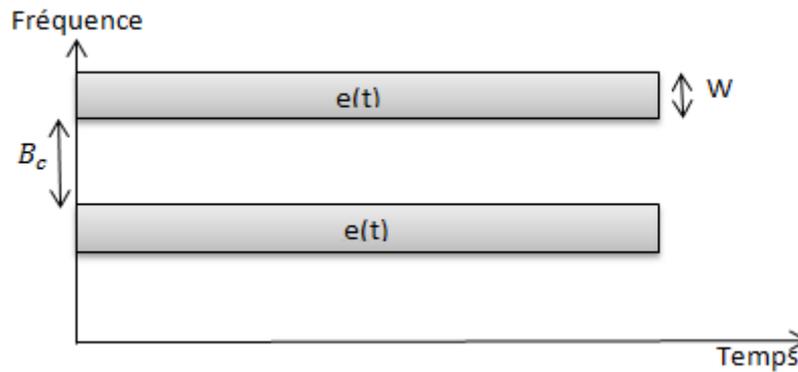


Figure I.3 : Même signal transmis sur des intervalles fréquentiels. [2]

B_c : est la largeur de bande de cohérence du canal.

I.3.3 Diversité spatiale

La diversité spatiale utilisant plusieurs antennes à l'émission et réceptions pour émettre et recevoir les différents signaux, et pour permet d'assurer cette dernière diversité et des trajets à évanouissement indépendants ne doivent pas être des antennes trop proches pour que les signaux ne soient pas corrélés.

I.3.4. multiplexage spatial

Le multiplexage spatial permet de maximiser le débit d'information sur un canal MIMO. Cette technique a été introduite sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space Time). Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Le système transmet alors plus de symboles utiles à chaque instant.

Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par les laboratoires Bell. Ce type de système MIMO est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission (grâce au gain de multiplexage).

I.4 Modèle du canal MIMO

L'idée des systèmes MIMO consiste à associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Cette multiplicité assure une communication plus sûre, et permet d'éviter les désagréments liés aux conditions de propagation tels les trajets multiples,

et les atténuations. De plus, la configuration **MIMO** est la plus générale, elle englobe les systèmes **MISO** et **SIMO** comme des cas particuliers [3][4].

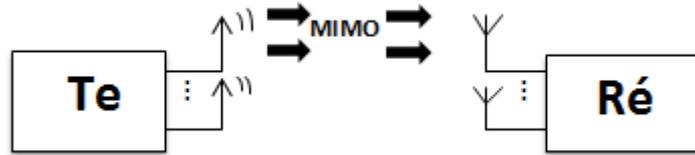


Figure I.4: Système MIMO.

L'idée de base des systèmes MIMO est relativement simple : dans une bande de fréquence donnée, on transmet l'information en utilisant simultanément plusieurs antennes à l'émission et à la réception. En première approximation, le débit transmis dans cette bande de fréquence se trouve multiplié par le nombre d'antennes émettrices, le canal MIMO est traduit par une matrice \mathbf{H} de taille $N_t \times N_r$ dite matrice de canal ou N_t les antennes d'émission, et N_r les antennes de réception.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_t 1} & \cdots & h_{N_t N_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 1})$$

Où h_i est le gain complexe du canal entre la $j^{\text{ème}}$ antenne émettrice, et la $i^{\text{ème}}$ antenne réceptrice.

En considérant l'émission d'une séquence :

$$\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \dots \quad \dots \quad \mathbf{e}_{N_t}]^T \quad (\text{I.2})$$

Mais la multiplication par contre fait des problèmes complexes : en effet, tous les signaux transmis se mélangent, et il faut être capable de séparer les éléments du mélange.

En doit alors faire appel, du côté du récepteur, à des méthodes sophistiquées de traitement du signal. 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.

Avec réception de :

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \quad \mathbf{y}_2 \quad \dots \quad \dots \quad \mathbf{y}_{N_r}]^T \quad (\text{I.3})$$

On peut écrire la relation suivante :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (\text{I.4})$$

Où \mathbf{B} représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

I.4.1 Modélisation des différents canaux du système MIMO

I.4.1.1 Canal SISO (Single Input Single Output)

Il s'agit de l'architecture la plus traditionnelle où l'on dispose d'une seule antenne en émission, et d'une autre en réception [3,5].



Figure I.5: Système SISO.

I.4.1.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output)

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal[3].

Le signal reçu est additionné, et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.

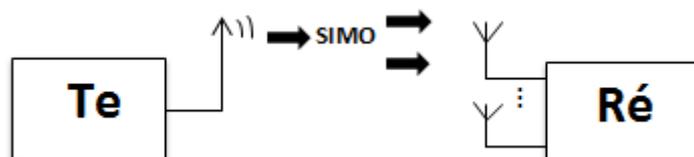


Figure I.6: Système SIMO.

I.4.1.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output)

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [6]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que.

$$\mathbf{p} = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (\text{I.5})$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que :

$$P = N_t \cdot P_i \quad (\text{I.6})$$

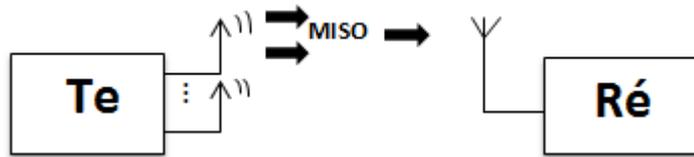


Figure I.7: Système MISO.

I.4.2 Capacité des différents canaux MIMO

I.4.2.1 Capacité du canal SISO

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0} \cdot w \right) \text{ bps} \quad (\text{I.7})$$

P : La puissance du signal utile en (Watt).

N_0 : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz).

W : La bande passante donnée (Hz).

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

$$C = \log_2 (1 + \rho) \quad (\text{I.8})$$

Avec ρ : rapport signal sur bruit.

I.4.2.2 Capacité du canal MISO

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0} \cdot w \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0} \cdot w \right) \quad (\text{I.9})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons

$$C = \log_2 (1 + \rho) \quad (\text{I.10})$$

Les équations **I.2** et **I.4** sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets la probabilité

d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

I.4.2.3 Capacité du canal SIMO

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r r^2 \frac{p_i}{N_0} \cdot w \right) \quad (\text{I.11})$$

N_r : Nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons :

$$C = \log_2 (1 + N_r r^2 \rho) \quad (\text{I.12})$$

Avec ρ : rapport signal sur bruit.

I.4.2.4 Capacité du canal MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance P/N_t). Le calcul de la capacité dépend principalement de deux paramètres :

- Le modèle du canal MIMO.
- La distribution des puissances entre les antennes émettrices.

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{p_i}{N_t} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \text{ bps/Hz} \quad (\text{I.13})$$

I_{N_r} : La matrice unité.

H : La matrice du canal MIMO de taille $N_t \times N_r$.

Remarque :

Nous remarquons que la capacité de système MIMO augmente plus vite par rapport aux cas des systèmes (SISO et SIMO), et leur avantage principal est :

- L'exploitation des trajets multiples qui sont des porteurs d'information utile.
- Permettent au récepteur différencier les différentes antennes d'émission.
- Émis plusieurs symboles au même temps.

La figure (I.8) illustre l'évolution de la capacité en fonction du SNR pour les systèmes

SISO, MIMO(N_t, N_r). Il est à constater que les systèmes MIMO (3,2) et MIMO (2, 3) ont la même capacité.

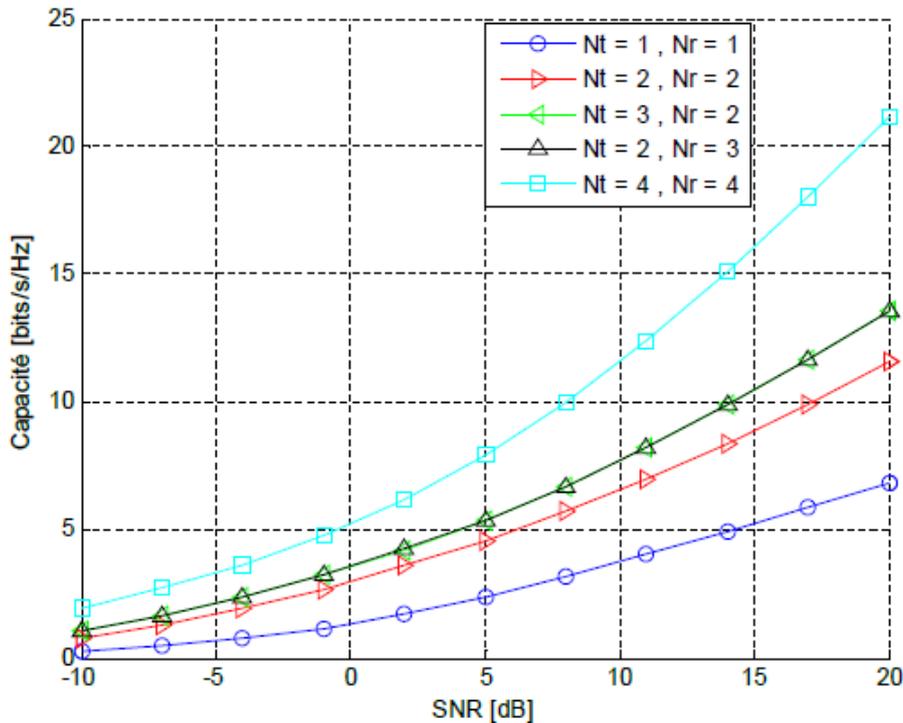


Figure I.8: Evolution de la capacité avec l'augmentation du nombre d'antenne. [7]

I.5 Les récepteurs les plus courants

Sous l'hypothèse que le récepteur connaît parfaitement le canal \longleftrightarrow code espace-temps en bloc orthogonaux.

I.5.1 Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF)

Ce récepteur est le plus simple et le moins performant.

- Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole. Ceci revient à inverser la matrice de transfert du canal :

$$\mathbf{E} = (\mathbf{H} * \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H} * \mathbf{Y} \quad (\text{I.14})$$

Lorsque \mathbf{H} est mal conditionnée, l'inversion multiplie le bruit, qui dégrade alors sérieusement les performances à faible SNR. Autrement dit, l'annulation complète des interférences entre symboles (IES) peut dégrader les performances en augmentant le bruit. Si \mathbf{H} n'est pas de rang plein ($\text{rang } \mathbf{k} < N_t$) seuls k symboles peuvent être démodulés pour chaque vecteur de N_t symboles.

$$\hat{\mathbf{E}} = (\mathbf{H} * \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H} * \mathbf{Y} \quad (\text{I.15})$$

I.5.2 Récepteur linéaire MMSE

- Ce récepteur minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles.
- Il résiste mieux au bruit que le récepteur **ZF**.
- Son expression est bien connue dans la littérature:

$$\hat{\mathbf{E}} = \left(\mathbf{H} * \mathbf{H} + \frac{N_t}{\rho} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H} * \mathbf{Y} \quad (\text{I.16})$$

Avec $\rho = \frac{P_0}{\sigma_v^2}$, le SNR moyen par antenne de réception.

Ce récepteur résiste mieux au bruit que le récepteur **ZF**, mais ne sépare pas parfaitement les sous-canaux. À haut SNR, le récepteur **MMSE** tend vers le récepteur **ZF** car σ_v^2 tend vers 0.

I.5.3 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)

Le récepteur du maximum de vraisemblance (**MV**) qui présente une complexité considérable comparée aux autres types de récepteur permet :

- Cette complexité croît en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'état de la modulation mise en œuvre.
- Les meilleures performances en TEB.

Il est optimal si les vecteurs émis **E** sont équiprobables. Il s'exprime classiquement de la façon suivante :

$$\hat{\mathbf{E}} = \underset{e}{\text{arg. min}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{E}\|^2 \quad (\text{I.17})$$

- Le récepteur(MV) augmente le nombre d'antennes à l'émission (M^{N_t} pour une modulation à M états), et linéairement avec le nombre d'antennes en réception N_r , à cause de la rapidité de la charge de calcul.

I.6 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux

mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus. Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé. Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio mobile. Les codes temps-espaces (STC : Space-Time Coding) sont apparus afin d'améliorer la fiabilité de la transmission dans un contexte de diversité d'émission. La figure (I.9) présente les différentes familles de codes [8].

Deux approches dérivées des codes SISO existent :

- **Codes en blocs (STBC : Space-Time Block Coding)** : sont simples à mettre en œuvre.
- **Codes en treillis (STTC : Space Time TrellisCoding)** : offrent les meilleures performances.

Les codes en blocs sont presque tout le temps préférés à leur homologue en treillis.

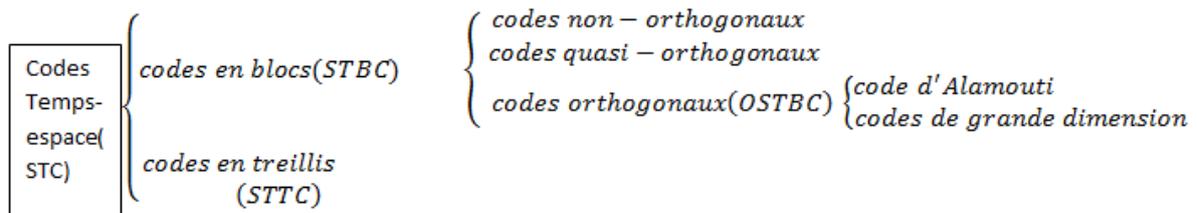


Figure I.9: Familles de codes temps-espace.

* Mais dans notre mémoire en s'intéresse des codes orthogonaux (code d'alamouti).

I.6.1 Schéma de transmission MIMO

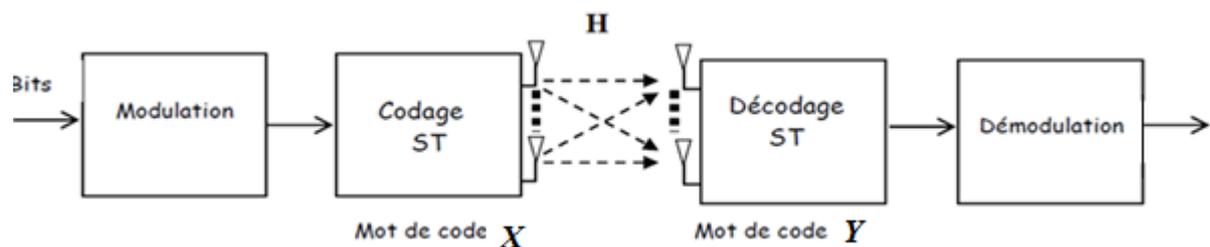


Figure I.10: Architecture d'un système de codage spatio-temporel.

Au niveau de l'émetteur, les bits d'information à transmettre sont modulés avant d'entrer dans le codeur ST. Par la suite, nous utiliserons des modulations PSK ou QAM. Le codeur ST agit ensuite comme un multiplexeur sur les symboles d'information avant de les transmettre sur le canal. Le récepteur réalise les opérations inverses, avec, tout d'abord, un

décodeur ST qui reforme l'information, puis un démodulateur qui régénère les bits d'information.

De fait, le codeur espace-temps forme, à partir de symboles d'information, un mot de code spatial- temporel « \mathbf{S} » de dimension $N_r \times T$, où « T » est la longueur temporelle du code. Dans un code ST linéaire, chaque élément de la matrice \mathbf{S} est une combinaison linéaire des symboles d'information. Le rendement du code est défini comme le nombre de symboles transmis par utilisation canal (p.u.c), soit le nombre de symboles par mot de code divisé par T . Dans le cas extrême où $T=1$, les mots de codes ne sont alors que des vecteurs colonnes et la transmission est dite non codée.

A la réception, le signal reçu par chaque antenne est modélisé par la somme des signaux émis par les antennes d'émission affectés d'un coefficient du canal et par un bruit additif. Sur l'ensemble du récepteur, nous reformons le mot de code suivant :

$$\mathbf{Y}_{N_r \times T} = \mathbf{H}_{N_r \times N_t} \mathbf{E}_{N_t \times T} + \mathbf{B}_{N_r \times T} \quad (\text{I.18})$$

Où \mathbf{H} est la matrice du transfert du canal de transmission et \mathbf{B} est le bruit blanc additif gaussien (AWGN). Les indices correspondent aux dimensions des matrices.

I.6.2 Codes spatio-temporels en treillis (STT)

Initialement le concept de codage spatio-temporel en treillis a été introduit par (Tarokh, Seshadri et Calderbank). Cette technique combine les avantages de la diversité spatiale avec ceux du codage en treillis. Des travaux antérieurs ont montré que, cependant, l'inconvénient majeur des codes STT est la complexité des algorithmes de décodage.

La **Figure I.11** propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant avec un nombre d'antennes émettrices $N_t=2$.

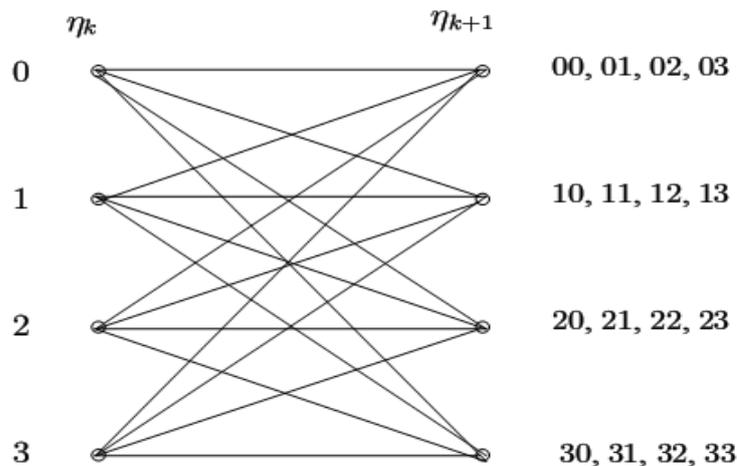


Figure 1.11: Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_t=2$ émetteurs.

I.6.3 Codes spatio-temporels en bloc (STB) orthogonaux

Les codes STB ont été conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

D'une manière générale, les codes (STB) peuvent être vus comme le mapping d'une séquence des symboles complexes en une matrice C_c de taille $N_t \times T$.

$$\{E_0, E_1, \dots, E_{ps-1}\} \rightarrow C_c \quad (\text{I.19})$$

T : périodes symboles.

N_t : Antennes d'émission.

Enfin, plusieurs codes ont été proposés dans le codage espace-temps en bloc (STB) orthogonaux :

- Le code d'Alamouti.
- Codes orthogonaux de grande dimension.

Mais nous nous intéressons dans n'autres études de code d'Alamouti.

I.6.3.1 code d'Alamouti

Cette approche prend avantage des phénomènes des propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse du système pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit.

Alamouti a proposé dans [9] une méthode simple pour exploiter la diversité temps-espace, en utilisant une construction à deux antennes d'émission et N_r antennes de réception. Les symboles d'information, traités par pair, engendrent quatre symboles répartis par couple sur chaque antenne. Chaque antenne envoie l'un après l'autre, les deux symboles codés qui lui sont fournis. Afin d'obtenir les symboles orthogonaux entre les antennes, la première antenne envoie les symboles d'informations de façon systématique et la deuxième antenne envoie ces symboles conjugués, dans l'ordre inverse, avec l'un des deux inversés. Cette opération de codage est résumée dans le Tableau I.1.

Temps	Antenne T_{e_1}	Antenne T_{e_2}
Temps t	e_1	e_2
Temps t + T	$-e_2^*$	e_1^*

Tableau I.1: Schéma de transmission dans le temps.

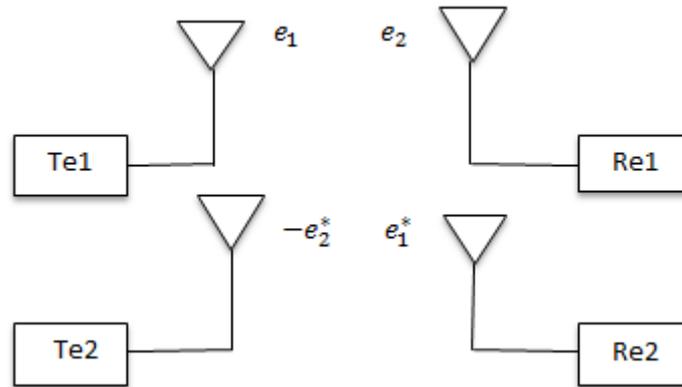


Figure I.12: Schéma d'Alamouti.

Un petit exemple qui montre comment ça marche

Alamouti a proposé ($N_r = N_t = 2$) la technique d'Alamouti se résume en trois fonctions : codage de la séquence d'information à émettre, schème de combinaison des signaux reçus de telle manière à faciliter la détection des symboles transmis et la règle de décision basée sur le critère de maximum de vraisemblance. Le mot de code formé par l'émetteur, durant deux périodes symboles, dans le système de transmission, s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$E = \begin{bmatrix} e_1 & -e_2^* \\ e_2 & e_1^* \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Où les lignes et les colonnes représentent respectivement le nombre des antennes d'émission et le nombre des périodes symboles.

Schéma de combinaison au récepteur

Cas de deux antennes à la réception

En suivant la même démarche et en considérant h_1, h_2, h_3 et h_4 comme étant les coefficients de Canal. Les signaux reçus sont exprimés par :

$$y_1 = h_1 \cdot e_1 + h_2 \cdot e_2 + B_1 \quad (I.21)$$

$$y_2 = -h_1 \cdot e_2^* + h_2 \cdot e_1^* + B_2 \quad (I.22)$$

$$\mathbf{y}_3 = \mathbf{h}_3 \cdot \mathbf{e}_1 + \mathbf{h}_4 \cdot \mathbf{e}_2 + \mathbf{B}_3 \quad (1.23)$$

$$\mathbf{y}_4 = -\mathbf{h}_3 \cdot \mathbf{e}_1^* + \mathbf{h}_4 \cdot \mathbf{e}_2^* + \mathbf{B}_4 \quad (1.24)$$

Où B_1, B_2, B_3, B_4 représentent les bruits additifs Gaussiens.

Ces équations peuvent être réécrites sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 & -e_2^* \\ e_2 & e_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & B_4 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

En procédant de la même façon que précédemment, on obtient :

$$\hat{\mathbf{e}}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)e_1 + h_1^* B_1 + h_2^* B_2 + h_3^* B_3 + h_4^* B_4 \quad (1.26)$$

$$\hat{\mathbf{e}}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)e_2 - h_1^* B_2 + h_2^* B_1 - h_3^* B_4 + h_4^* B_3 \quad (1.27)$$

Comme les coefficients $h_i (i=1, \dots, 4)$ sont décorrélés, les bruits additifs B_i restent corrélés.

La constellation des symboles s n'a subi qu'une dilatation de $\sum_{i=1}^4 |h_i|^2$, et le détecteur De maximum de vraisemblance (MV) est donc un simple détecteur à seuil. Lorsque le récepteur Possède plusieurs antennes, il suffit de faire un MRC (Maximum Ratio Combiner) en calculant la Moyenne des $\hat{\mathbf{e}}_j$ calculés sur chaque antenne réceptrice $j=1, \dots, N_r$ avec une seule antenne de réception, le code d'Alamouti est optimal : il atteint la diversité Maximale

($N_t \cdot N_r = 2$) ainsi que le gain de multiplexage maximal $\mathbf{K} = \min(N_t, N_r) = 1$ symbole Par utilisation canal (uc). Par contre, lorsque $N_r > 1$, si la diversité maximale $N_t \cdot N_r = 2N_r$ est toujours atteinte, le Rendement reste bloqué à 1 symbole par utilisation canal comme dans le cas d'une transmission SISO. Bien qu'il ne permet pas d'augmenter le débit.

I.6.3.2 Codes orthogonaux de grande dimension

Les codes ST orthogonaux, bien qu'étant facile à utiliser et à diversité maximale, ne sont pas intéressants en raison de leurs faibles rendements (inférieur ou égale à 1 symbole par utilisation canal), alors que l'étude de la capacité nous permet d'espérer à un rendement plein de $t N$ symbole. Nous devons donc nous affranchir de la contrainte d'orthogonalité qui assurait portant un décodage remarquablement simple. Par exemple le code orthogonal 4x4 proposé par (Tirkkonen et Hittonen) qui s'écrit :

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & -\mathbf{e}_2^* & -\mathbf{e}_3^* & \mathbf{0} \\ \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_1^* & \mathbf{0} & \mathbf{e}_3^* \\ \mathbf{e}_3 & \mathbf{0} & \mathbf{e}_1^* & -\mathbf{e}_2^* \\ \mathbf{0} & -\mathbf{e}_3 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_1 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les techniques nécessaires de système MIMO qui sont plus robuste face aux évanouissements du canal multi-trajets comme la technique de codage espace-temps en bloc STBC, et nous avons vu les bénéfices apportés par le MIMO en termes de gain de diversité, de multiplexage spatial et de réduction des interférences.

Le chapitre qui suit, traite les polynômes d' Hermite afin de les exploiter en communication numérique.

Chapitre II

Formes d'ondes orthogonales d'Hermite

II.1 Introduction

Depuis plusieurs années, des systèmes de communication sans fil sont déployés pour répondre à des besoins de communication en utilisant les polynômes d'Hermite.

Les formes d'onde Hermite sont développées à partir des polynômes d'Hermite. Et ne sont pas orthogonales et leurs valeurs sont approchées à l'infini lorsque leur argument devient grand. Ces systèmes doivent donc en plus des exigences de disponibilité, satisfaire à des exigences de débit élevé et de robustesse tout en limitant les coûts de déploiements pour l'exploitant.

Parmi de nombreuses techniques permettant l'amélioration des débits (ULB pour des liaisons courte portée, modulations multi-porteuses, optimisation conjointe des fonctions de codage et de modulation, techniques itératives appliquant les principes des turbo-codes, ...).

L'utilisation des techniques MIMO et les traitements associés présentent l'avantage de ne pas augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées, contribuant ainsi à un usage raisonné des ressources radioélectriques. C'est pourquoi nous avons choisi d'étudier ce type de polynôme dans ce chapitre et les techniques MIMO pour des transmissions robustes et haut-débit.

De plus, les formes d'onde d'Hermite sont définies sur un intervalle temporel infini mais leurs valeurs sont déterminées dans une certaine période. En dehors de cette période leurs valeurs s'annulent rapidement. Essentiellement, elles représentent des impulsions à énergie finie.

Enfin, Il s'agit dans le cadre de cette mémoire de tester les formes d'ondes d'Hermite dans le codage spatio-temporel des systèmes MIMO afin d'augmenter leur efficacité spectrale, et la dérivation des formes d'ondes d'Hermite et leur occupation en termes de largeur de bande sont étudiées dans ce chapitre.

II.2 Rappel mathématique sur les polynômes d'Hermite

Un ensemble de fonctions, $\{f_0(t), f_1(t), f_2(t), \dots\}$ est dit orthogonal sur un intervalle $[t_1, t_2]$ Si

$$\int_{t_1}^{t_2} f_m(t) f_n(t) dt = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ \delta_{mm}, & m = n \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où δ_{mm} est l'énergie de la fonction $f_m(t)$.

Soit $s(t)$ un signal composé d'une combinaison linéaire de $f_p(t)$ avec les coefficients b_p

$$s(t) = \sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p(t) \quad (\text{II.2})$$

Les coefficients b_p peuvent être décomposés par :

$$b_p = \int_{t_1}^{t_2} s(t) f_p(t) dt \quad (\text{II.3})$$

Dans les communications numériques, b_p est utilisé pour transporter les données numériques. La capacité d'extraire b_p du signal composite $s(t)$ nous permet de transmettre n ensembles de données indépendants simultanément. Cependant, les fonctions orthogonales de base ajoutées coûtent toujours plus bande passante. Nous désignerons les fonctions orthogonales $f_k(t)$ comme la $k^{\text{ème}}$ base orthogonale d'impulsions. L'énergie de $s(t)$ peut être calculée par :

$$E_s = \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{aligned} E_s &= \int_{t_1}^{t_2} (\sum_{p=0}^{n-1} b_p f_p dt)^2 dt \\ &= \sum_{p=0}^{n-1} \int_{t_1}^{t_2} (b_p f_p(t))^2 dt \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

De toute évidence, l'énergie de $s(t)$ est égale à la somme de l'énergie des formes d'onde individuelles $b_p f_p(t)$. Parce que les données portées par une impulsion orthogonale de base n'interfèrent pas avec les données sur les autres impulsions porteuses et les impulsions sont bien séparées en termes d'énergie, le schéma de transmission parallèle est reconnu comme un système à N dimensions.

II.3 Fonctions orthogonales d'Hermite

Il existe un certain nombre de candidats pour les ensembles de fonctions orthogonales utilisés dans le système. Les meilleures doivent exploiter efficacement la bande passante. Certains fonctions, par exemple, le polynôme de Legendre, sont orthogonales mais ne conviennent pas pour la transmission parallèle.

Les polynômes de Legendre, définis par :

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n \quad (\text{II.6})$$

Forment un ensemble orthogonal de fonctions sur l'intervalle d'arguments $x \in [-1, 1]$. Cependant, les valeurs aux limites des impulsions ne diminuent pas jusqu'à zéro, c'est-à-dire

que $P_n (\pm 1)$ est soit 1 soit -1 . Ceci provoque une discontinuité aux limites d'impulsions adjacentes. À cause de la frontière transition, la forme d'onde polynomiale de Legendre n'est pas un bon choix pour la transmission binaire.

Notez qu'une autre classe d'orthogonalité est définie sur l'espace binaire. la fonction de walsh, par exemple, se compose de fonctions pas à pas. Depuis, ses valeurs sont soit haut ou bas, elle peut être complètement décrit par une séquence binaire.

Par conséquent, la fonction de Walsh peut être considérée comme un code orthogonal binaire. En fait, le code Walsh peut être généré en utilisant la matrice Hamadard. Exceptionnellement, la séquence directe (DS), les codes d'étalement utilisés dans les communications à spectre étalé ne sont que presque orthogonaux.

Le but de la diffusion des codes est d'avoir des propriétés de corrélation croisée périodiques bien comportées entre les codes membres. Un bon code devrait ressembler à une séquence aléatoire (pseudo bruit). Des codes d'or bien connus satisfont la propriété. Une norme de communication cellulaire, utilise à la fois des codes orthogonaux et presque orthogonaux. Un code Walsh est utilisé pour désigner un utilisateur particulier alors qu'un code long quasi orthogonal est adopté comme code d'étalement DS.

Les fonctions de choix pour le système de transmission parallèle sont les fonctions d'un cylindre parabolique, $\psi_j (\mathbf{x})$, qui sont développées à partir de polynômes d'Hermite. Les fonctions d'un cylindre parabolique forment un ensemble orthogonal en $(-\infty, \infty)$ dit théoriquement meilleur dans le domaine temps-fréquence. En raison de la difficulté de générer leurs formes d'ondes compliquées, les applications des fonctions Hermite ont été peu nombreuses dans le passé.

La technologie actuelle, par exemple, le traitement numérique du signal (DSP: Digital Signal Processing), nous permet de produire des formes d'ondes arbitraires. Ainsi, la complexité n'est plus un problème.

La $j^{\text{ème}}$ fonction d'un cylindre parabolique, $\psi_j (\mathbf{x})$, est définie par :

$$\psi_j (\mathbf{x}) = \frac{e^{-\frac{1}{4}x^2}}{\sqrt{j! \sqrt{2\pi}}} H_{e_j} (\mathbf{x}) \quad (\text{II.7})$$

Où $H_{e_j} (\mathbf{x})$ est le polynôme d'Hermite défini par :

$$H_{e_j} (\mathbf{x}) = e^{x^2/2} \left(-\frac{d}{dx} \right)^j e^{-x^2/2} \quad (\text{II.8})$$

La $j^{\text{ème}}$ fonction du cylindre parabolique est identifiée comme la j^{th} fonction orthogonale d'Hermite. L'extraction du polynôme défini en (II.8) entraîne.

$$\begin{aligned}
 H_{e_0}(x) &= 1 \\
 H_{e_1}(x) &= x \\
 H_{e_2}(x) &= x^2 - 1 \\
 H_{e_3}(x) &= x^3 - 3x \\
 H_{e_4}(x) &= x^4 - 6x^2 + 3
 \end{aligned}
 \tag{II.9}$$

Récurivement, le $(j + 1)^{\text{ème}}$ polynôme d'Hermite peut être généré à partir de :

$$H_{e_{j+1}}(x) = xH_{e_j}(x) - jH_{e_{j-1}}(x) \tag{II.10}$$

De même,

$$\psi_{j+1}(x) = \frac{x}{\sqrt{j+1}}\psi_j(x) - \sqrt{\frac{j}{j+1}}\psi_{j-1}(x) \tag{II.11}$$

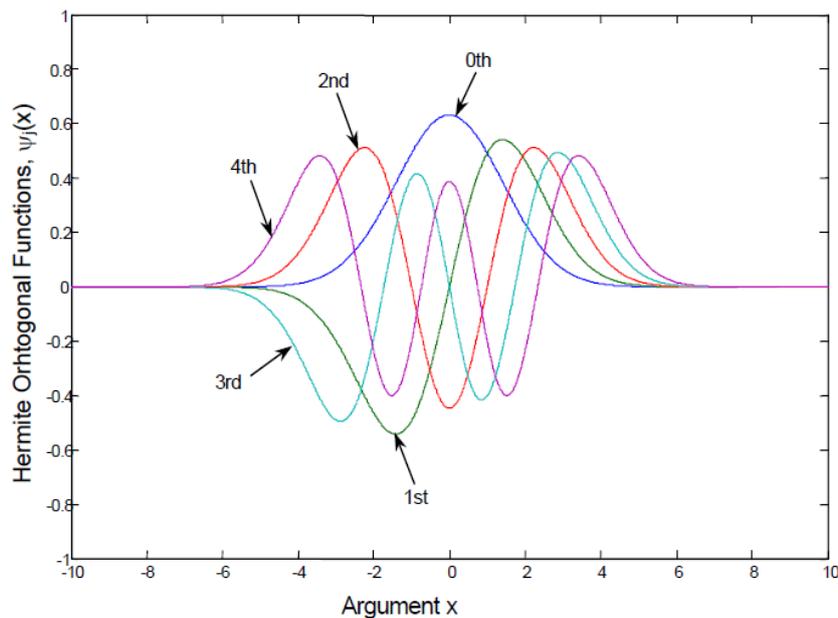


Figure II.1: Cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite. $\psi_n(x)$. [10]

La **Figure II.1** montre les cinq premières fonctions orthogonales d'Hermite (impulsions).

Selon la **figure II.1**, les largeurs d'impulsion des ordres supérieurs sont toujours supérieures. Cependant, toutes les fonctions d'Hermite contiennent, de manière intéressante, une énergie unitaire identique.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_m^2(x) \cdot dx = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_n^2(x) \cdot dx = 1 \quad (\text{II.12})$$

Pour tout m et n . Cette belle propriété garantit l'égalité énergétique dans toutes les dimensions.

II.4 Formes d'ondes d' Hermite orthogonales et normalisées

Comme nous avons vu dans la section précédente, les fonctions orthogonales d'Hermite sont définies sur un intervalle de temps infini. Cependant, leurs valeurs s'annulent rapidement et de façon monotone pour des valeurs plus grandes des arguments. Comme les fonctions d'Hermite sont orthogonales de $(-\infty \text{ à } \infty)$, il est évident que l'interférence inter-symbole (**ISI**) ne peut pas être complètement évitée.

Nous verrons à la section suivante de ce chapitre, ce qu'il faut faire pour rendre les fonctions d'Hermite adaptées à un système de transmission numérique dont la dimension est n .

Soit T_b la période de bit de la transmission série originale. Un total de n bits est complété en durée de transmission de $n \times T_b$. Pour être comparables au système en série original, toutes les n impulsions de base du système n -dimensionnel doivent également entrer dans le $n \times T_b$. Ainsi, $n \times T_b$ est la période de symbole du système n -dimensionnel.

Étant donné un système à n dimensions et un débit de transmission de $R_b = 1 / T_b$, le but est de déterminer une expression pour l'impulsion de base d'émission, $f_p(t)$ de la fonction orthogonale d'origine d'Hermite $\psi_p(t)$. Puisque $\psi_p(t)$ est une forme d'onde infinie dans le temps avec une énergie unitaire, Il est impossible de la normaliser pour s'adapter à la période symbole $n \times T_b$ en assurant un pourcentage d'énergie à 100 %. Ainsi, un pourcentage de l'énergie d'impulsion qui doit être comprise dans la période de symbole doit être spécifié[11]. Pour déterminer l'échelle T_n , un critère sur l'énergie est introduit. Considérons d'abord une version tronquée de la fonction de base $\psi_n(t)$. La largeur d'impulsion ψ_n du n^{th} fonction orthogonale d'hermite, qui garantit ρ pour cent d'énergie dans $[-W_n / 2, W_n / 2]$ satisfait à la :

$$\frac{\int_{-0.5W_n}^{0.5W_n} |\psi_n(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_n(t)|^2 dt} = \frac{\rho}{100} \quad (\text{II.13})$$

Pour le même ρ , W_n est toujours supérieur à W_m pour $n > m$. Malheureusement, les fonctions d'Hermite sont sous la forme d'une exponentielle de x au carré négatif. Les solutions analytiques pour W_n ne sont pas disponibles dans la pratique.

Par conséquent, une méthode numérique est une approche appropriée pour évaluer W_n . Les largeurs d'impulsion W_n pour les 40 premières impulsions orthogonales d'Hermite à différents critères de pourcentage d'énergie sont représentées sur le **Tableau (II.1)**: Largeurs des impulsions d'Hermite originales $\psi_j(t)$ sont, en fait, infinies. Les critères de **95%,99%** et **99,9%** de l'énergie d'impulsion sont utilisés pour définir les largeurs d'impulsion. [12]

$\rho = 95\%$									
j^{th}	0	5	10	15	5	10	30	35	40
wn	4	9	12.5	15.5	17.5	20	21.5	23	25
$\rho = 99\%$									
j^{th}	0	5	10	15	20	25	30	35	40
wn	5	10	13.5	16.5	18.5	21	22.5	24	25.9
$\rho = 99.9\%$									
j^{th}	0	5	10	15	20	25	30	35	40
wn	6	11.5	15	17.5	20	22	23.5	25	27

Tableau II.1: Largeurs des impulsions Hermite originales $\psi_j(t)$.

En mettant à l'échelle les fonctions de Hermite par la largeur d'impulsion W_n , le rendement de l'énergie des impulsions de Hermite $\Psi_p(t \times W_n)$ pour $p \leq n$ se situe dans

$t \in [-0,5, 0,5]$, un intervalle unitaire sur l'axe des temps. Notre objectif est d'avoir n impulsions orthogonales dans $[-0,5nT_b, 0,5nT_b]$, la période symbolisme. Par conséquent, l'impulsion de base de transmission devient :

$$f_p(t) = \Psi_p\left(\frac{t}{nT_bW_n}\right) \tag{II.14}$$

Par conséquent, le facteur d'échelle est $T_{n-scal} = W_n/nT_B$.

Il est commode d'exprimer les impulsions de base en utilisant un temps normalisé. Soit τ le temps normalisé défini par $\tau = t/T_b$, où t et T_b sont le temps d'émission réel et la période binaire, respectivement. Sur l'axe temporel normalisé, n impulsions orthogonales s'inscrivent dans l'intervalle $[-0,5n, 0,5n]$. L'intervalle représente n périodes de bit, qui est la période de symbole du système à n dimensions.

$$f_p(\tau) = \Psi_p\left(\tau \frac{W_n}{4}\right) \tag{II.15}$$

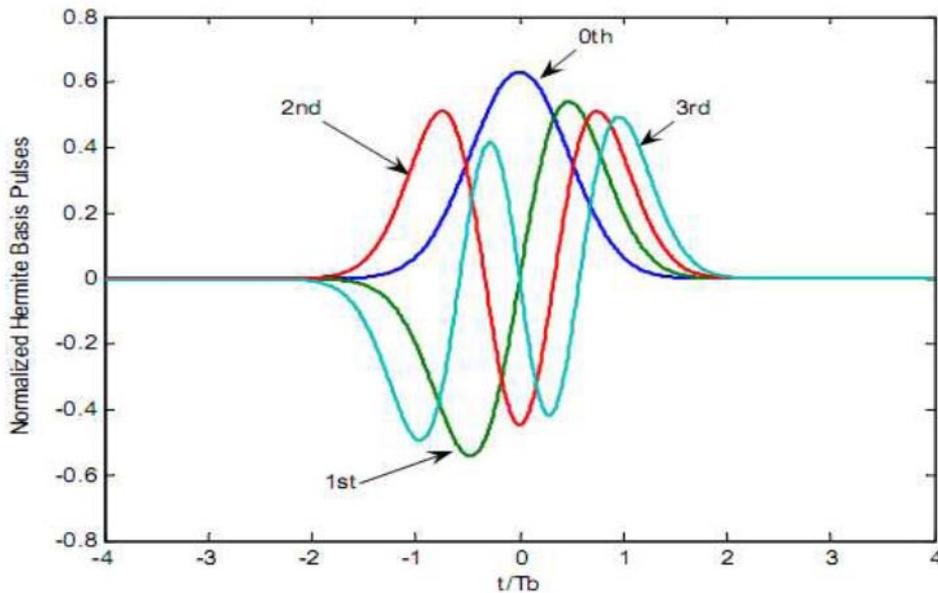


Figure II.2: Représentation des quatre premières impulsions d'Hermite sur l'axe de temps normalisé [13]

II.5 Approches d'implémentation pratique

Nous avons proposé deux approches pour implémenter un système de transmission numérique utilisant les formes d'onde normalisées d'Hermite.

- La première est basée sur l'utilisation du corrélateur en réception.
- La seconde s'articule sur l'usage d'une banque de filtres adaptés et échantillonneurs.

Au niveau de l'émetteur, chaque bit binaire à valeur antipodal, (**1** ou **-1**), maintient ou inverse l'impulsion de transmission formant un système antipodal. L'impulsion utilisée pour chaque bit d'informations est un élément d'un ensemble constitué d'impulsions Hermite. Du fait que les impulsions sont orthogonales, l'amplitude et le signe de chaque impulsion peuvent être facilement récupérés à partir de la forme d'onde combinée.

Ainsi, Les m bits indépendants peuvent être envoyés en même temps. En conséquence, la transmission peut être vue comme un système parallèle.

Avec ce système antipodal, les m impulsions d'Hermite forment 2^m symboles distincts. L'émetteur procède à l'envoi des symboles, l'un après l'autre et en revanche, le récepteur doit savoir le début de chaque symbole pour utiliser l'orthogonalité.

Relativement à la première approche, l'idée consiste à convertir en parallèle le flux binaire sériel, ensuite, chaque donnée binaire parallèle change ou maintient la polarité de sa

forme d'onde correspondante. Enfin, la forme d'onde émise est une combinaison linéaire des différentes formes d'onde signées. Si on note $\phi_i(t)$, pour $i=0,1,\dots, n-1$, les formes d'onde d'Hermite. La forme d'onde envoyée pendant une période symbole a pour expression :

$$e_1(t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \phi_i(t) \quad (\text{II.16})$$

Le schéma fonctionnel de l'émetteur de ce système est montré dans la **figure II.3**:

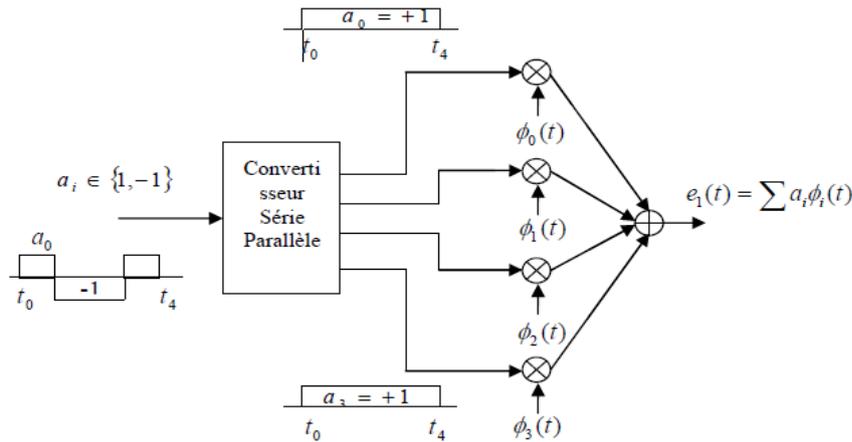


Figure II.3: Implémentation directe de la transmission d'un seul symbole dans un système à 4 dimensions.

A la réception, les données binaires véhiculées sur la j^{eme} forme d'onde peuvent être facilement récupérées en utilisant un corrélateur « integrate and dump ». Cette méthode est validée comme suit : en admettant que la synchronisation est parfaite, le signal composé $e(t)$ est multiplié par $\phi_j(t)$. Le produit est intégré sur une période symbole. La polarité du résultat d'intégration est employée pour déterminer le symbole binaire qui a été envoyé. Puis, la sortie de l'intégrateur est initialisée pour la prochaine détection de symbole.

L'implémentation peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} e(t) \cdot \phi_j(t) \cdot dt &= \int_0^{T_s} [\phi_j(t) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \phi_i(t)] \cdot dt \\ &= \sum_{i=0}^{n-1} a_i \int_0^{T_s} \phi_i(t) \cdot \phi_j(t) \cdot dt = a_j \delta_{jj} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

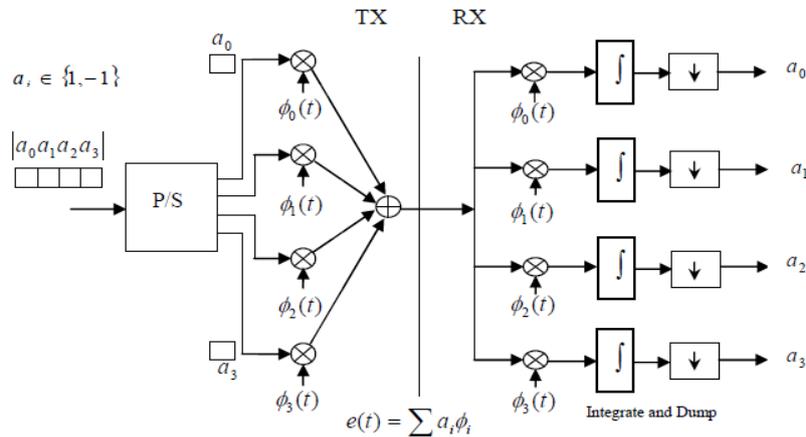
$\phi_i(t)$ sont les formes d'onde d'Hermite normalisées sur l'intervalle $[t_0, t_4]$

Où δ_{jj} est le symbole de Kronecker.

Le corrélateur est un outil puissant pour la récupération des données. Cependant, le problème est qu'il exige la synchronisation parfaite de l'impulsion d'Hermite locale du récepteur au rythme la période symbole (signal reçu).

Perdre cette simultanéité a comme conséquence l'interférence inter-symbole (**ISI**). De plus, la localisation du début du symbole sur les signaux composés du système multidimensionnel est difficile en raison du grand nombre de formes d'ondes transmises. Ce nombre augmente exponentiellement en fonction du dimensionnement du système. Par conséquent, le corrélateur peut être implémenté en passant le signal par un système linéaire invariant dans le temps. La synchronisation est seulement nécessaire à l'échantillon de sortie.

Un simple schéma fonctionnel d'implémentation d'un système (émetteur-récepteur) en utilisant un détecteur à corrélation est montré sur la **figure II.4**.



FigureII.4: Schéma fonctionnel de l'implémentation du système « émetteur-récepteur »

Une manière alternative pour implémenter ce récepteur, donc, est de se servir de la convolution.

Considérons un système linéaire avec la réponse impulsionnelle $\phi_s(\mathbf{t})$. La réponse $\mathbf{Y}(\mathbf{t})$ quand le système est conduit par un signal $\mathbf{e}(\mathbf{t})$ est donnée par :

$$\mathbf{Y}(\mathbf{t}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{e}(\boldsymbol{\tau}) \cdot \phi_s(\mathbf{t} - \boldsymbol{\tau}) \cdot d\boldsymbol{\tau} \quad (\text{II.18})$$

Définissons la réponse impulsionnelle par :

$$\phi_s(\mathbf{t}) = \phi_m(-\mathbf{t} + \mathbf{T}_s) \quad (\text{II.19})$$

La sortie du système devient :

$$\mathbf{Y}(\mathbf{t}) = \int_0^{T_s} \mathbf{e}(\boldsymbol{\tau}) \cdot \phi_m(\mathbf{t} - [-\boldsymbol{\tau} + \mathbf{T}_s]) \cdot d\boldsymbol{\tau} \quad (\text{II.20})$$

Ainsi, à $t=T_s$, la sortie donne les mêmes résultats que ceux obtenus par le récepteur à Corrélation.

$$Y(T_s) = \int_0^{T_s} e(\tau) \cdot \phi_m(\tau) \cdot d\tau \quad (II.21)$$

En conséquence, cette deuxième approche consiste à utiliser une rangée de générateurs de formes d'ondes à temps discret comme montrée sur la figure II.5.

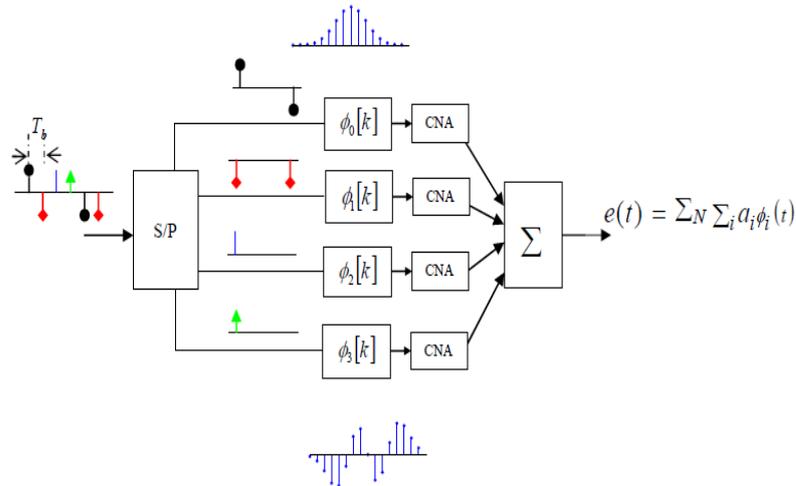


Figure II.5: Schéma fonctionnel d'implémentation pratique à l'aide des filtres numériques FIR.

Selon cette Figure, un train d'impulsions signées générées en entrée (représentant les bits antipodaux) avec un débit D_b est converti en N impulsions parallèles avec un débit plus faible et qui vaut D_b/N . Chaque impulsion parallèle est alors passée par un générateur correspondant de forme d'onde à temps discret, ce générateur produit une séquence d'échantillons $\phi_i(k)$, où $i=0,1, (N_{fir}-1)$. Cette séquence d'échantillons de longueur N_{fir} représente la version discrète (échantillonnée) de la i^{eme} impulsion d'Hermite.

Un tel générateur de forme d'onde à temps discret peut être implémenté en utilisant un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (**FIR**). A ce stade de la démonstration, il est intéressant de rappeler qu'un filtre **FIR** d'ordre N_{fir} se compose d'un rang de coefficients,

Où $b_k=0,1, (N_{fir}-1)$. Sa réponse impulsionnelle est parfaitement représentée par les coefficients b_k , du filtre.

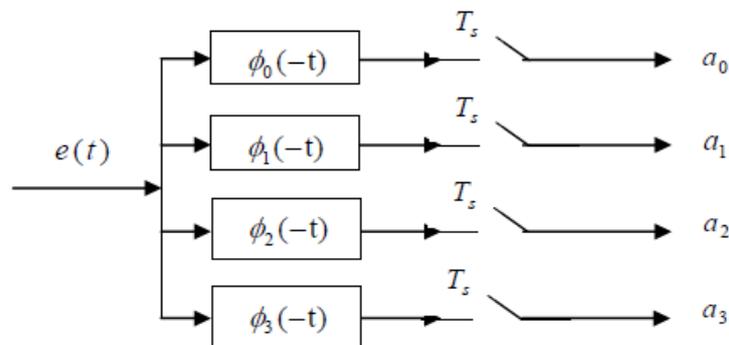
Les filtres **FIR** sont généralement connus et largement répandus en traitement numérique du signal. Pour obtenir la version continue de la forme d'onde envoyée, on se sert d'un convertisseur numérique analogique (**CNA**) suivi par un filtre passe-bas. par conséquent, les formes d'onde d'Hermite sont pratiquement réalisables. Puisque le symbole émis va durer, où $NT_b=1/D_b$, le nombre d'échantillons N_{fir} peut être déterminé par :

$$N_{fir} = \frac{NT_b}{T_e} \tag{II.22}$$

- T_e : La période d'échantillonnage du générateur de forme d'onde ou l'espace temporel entre deux échantillons adjacents.
- N_{fir} : Le nombre d'échantillons.

Puisque N_{fir} est l'ordre des générateurs FIR, il reflète leur complexité. Ainsi, la complexité de génération des formes d'onde d'Hermite en employant l'approche numérique, qui augmente linéairement avec la dimension N du signal de transmission.

La **figure II.6**. Illustre une implémentation alternative du récepteur en temps continu à l'aide des filtres adaptés) et des échantillonneurs.



FigureII.6: Un récepteur alternatif des filtres adaptés et des échantillonneurs les filtres adaptés avec des filtres numériques FIR.

Dans la pratique, les filtres à réponse impulsionnelle sous la forme d'une impulsion Hermitienne sont inexistantes. Alors que, la réalisation d'un détecteur à filtre adapté devrait être faite dans le domaine de temps discret.

Le signal reçu $e(t)$ est d'abord numérisé sous forme de la séquence $e[k]$ et ensuite, filtré par un filtre numérique **FIR** dont la réponse impulsionnelle discrète $\phi[k]$ est la forme d'onde d'Hermite échantillonnée. Un échantillonnage approprié donne les mêmes résultats que ceux obtenus par un détecteur à corrélation. Pour la convenance, la notation continue est employée.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les fonctions d'Hermite, ces fonctions sont dérivées des polynômes d'Hermite, après une étude des différents polynômes orthogonaux envisageables pour la génération des formes d'impulsion, nous avons choisi l'impulsion d'Hermite et le principal avantage du polynôme d'Hermite est qu'il présente la particularité d'être orthogonal sur tout l'intervalle $[-\infty, +\infty]$.

Ensuite, nous avons cité deux approches qu'ont été proposées : l'une est basée sur l'utilisation des corrélateurs « Integrate & dump », l'autre s'articule sur l'utilisation des filtres numériques FIR et échantillonneurs.

Enfin, un filtre adapté est un filtre linéaire réalisable qui fournit à sa sortie un rapport signal à bruit maximal pour le signal auquel il est adapté mais nous nous intéressons dans notre étude sur un système à corrélateur à cause de la simplicité de l'implémentation.

Chapitre III

Simulation d'une chaîne de transmission SISO et MIMO à formes d'ondes d'Hermite

III.1 Introduction

Le but de cette étude est d'améliorer les performances d'un système MIMO à formes d'ondes d'Hermite dans une architecture similaire à celle de MIMO-OFDM avec une diversité de deux d'antennes à l'émission et /ou à la réception. Donc, il s'avère bien de choisir, pour l'estimation des symboles à la réception, le critère du maximum de vraisemblance qui apporte des meilleures performances en termes du taux d'erreurs quand le nombre d'antennes est réduit.

Dans cette étude, les fonctions d'Hermite sont mises en œuvre selon une approche basée sur la corrélation, décrite dans le chapitre précédent, grâce à la simplicité de mise en œuvre pratique. comme cité plus haut, Le principal avantage des fonctions d'Hermite est sa particularité d'être orthogonales deux à deux sur tout l'intervalle $[-\infty, +\infty]$. Pour être implémentées en communication numérique tout en évitant l'interférence inter symbole (ISI), ces fonctions sont tenues en version tronquée, sur un intervalle garantissant un pourcentage d'énergie de 99.9% de l'impulsion ou la fonction d'ordre supérieur comme montré au chapitre précédent.

L'objectif principal de ce chapitre est donc de concevoir une chaîne de transmission MIMO en combinaison avec les formes d'ondes d'Hermite et afin de valider cette architecture, une comparaison devra être réalisée entre différentes configurations des systèmes multi-antennaires SISO, SIMO, MISO et MIMO dans le but de montrer l'apport de la diversité d'antennes. pour bien comprendre le fonctionnement du système et confirmer la théorie abordée dans les chapitres précédents, ce chapitre est organisé en trois parties principales :

la première consiste à simuler une chaîne transmission classique, dont le but est de montrer les principaux signaux issus des différents blocs de la chaîne ainsi que l'effet du bruit additif gaussien sur le signal émis pour une certaine valeur du rapport signal à bruit, ensuite, l'évaluation des performances de cette configuration en termes du taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal à bruit pour plusieurs valeurs.

La deuxième partie porte sur l'évaluation des performances de ce système dans la configuration MIMO à deux antennes d'émission et deux antennes de réception. Au départ, nous présenterons la chaîne de transmission MIMO sans codage de canal. Ensuite, nous allons calculer le taux d'erreurs binaires en fonction du SNR et nous étudierons l'influence de plusieurs paramètres sur les performances globales du système à savoir : le type de canal, type de modulation (voir l'annexe A), le mapping et la taille de paquet de bits.

Enfin, nous finaliserons notre étude par une comparaison des taux d'erreurs binaires avec des différents schémas tels que : SISO, SIMO, MISO et MIMO (théoriquement et pratiquement) afin de déduire le système le plus performant.

Il est à noter que les simulations sont faites à l'aide de MATLAB, en bande de base (la fréquence porteuse est nulle) et sous l'hypothèse que le récepteur connaît parfaitement le canal. Pour notre étude et afin de pouvoir utiliser le code d'Alamouti, nous considérerons 2 antennes en émission et 2 antennes en réception.

III.1 Système SISO à formes d'ondes

Dans cette section nous allons voir la chaîne de communication d'un système SISO à formes d'onde d'Hermite implémentées comme des corrélateurs. Cette chaîne de communication représente la communication appelée "point-à-point", c'est-à-dire d'une seule source à un seul destinataire.

L'objectif principal de cette partie est de représenter le signal émis, le signal reçu affecté du bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance qui est égale à 1 et son influence sur les performances du système en termes de taux d'erreur binaire.

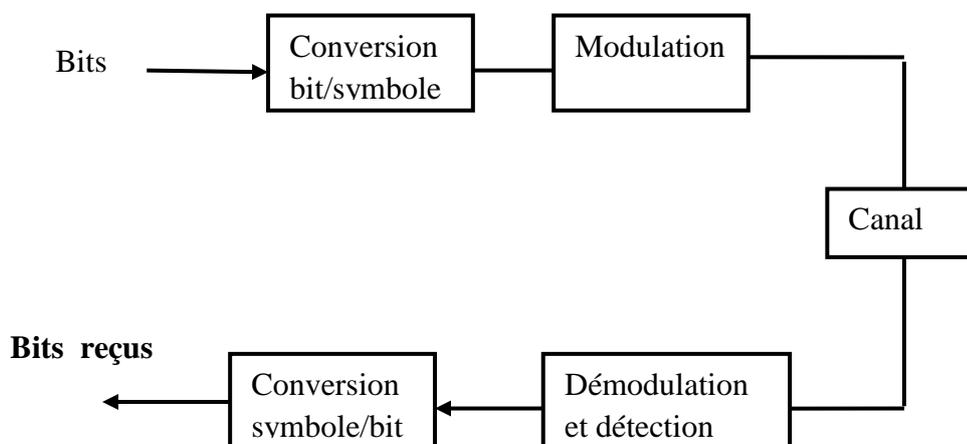


Figure III.1 : Schéma SISO à formes d'ondes d'Hermite

III.1.1 Brève description des modules de la chaîne de communication

Au départ, la source génère une suite de N élément binaire $\{0, 1\}$ qui seront converties en valeurs binaires antipodales (+1 ou -1) ou moyen d'une modulation BPSK. Ensuite, chaque symbole BPSK module une forme d'onde d'Hermite. Les formes d'ondes sont générées par l'émetteur au nombre des symboles BPSK. Le signal émis (voir la figure (III.2)) est une combinaison linéaire des signaux modulés individuellement.

A la réception, le signal reçu est affecté d'un bruit blanc additif gaussien. Ce bruit est généralement assimilé à différentes perturbations que le signal subit lors de la propagation dans le canal (interférences, brouillage,...) mais aussi lors de la propagation entre les différents étages électroniques de la chaîne de transmission (bruit de phase, bruit de quantification,...).

Le rapport signal sur bruit RSB ou (SNR pour Signal to Noise Ratio en anglais) est une mesure relative de ce bruit, égale (à un logarithme près) au rapport entre la puissance moyenne du signal et celle du bruit blanc gaussien. En absence du bruit, les bits transmis sont parfaitement récupérés (transmission sans erreur).

Les blocs du côté récepteur sont les fonctions inverses de celles de l'émetteur, le démodulateur effectue l'opération inverse faite dans le modulateur pour fournir les bits les plus vraisemblables à partir des symboles reçus et finalement, on comptabilise le nombre d'erreurs commises pour quantifier la performance du système.

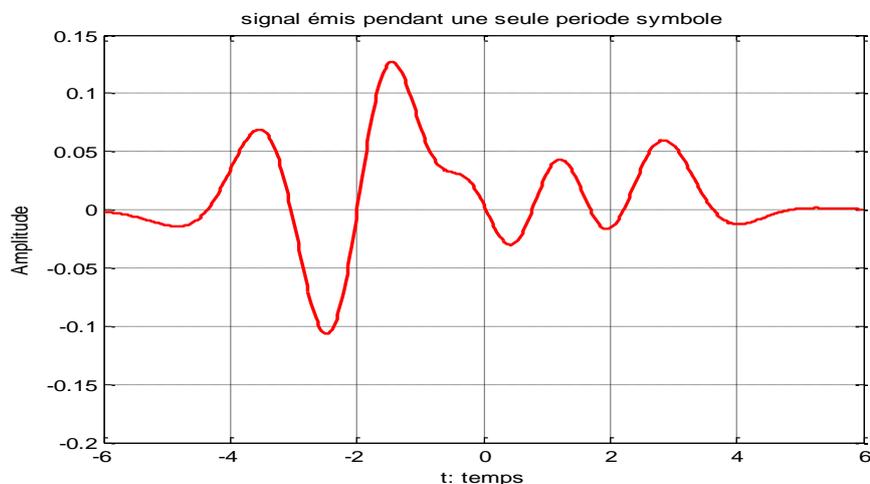
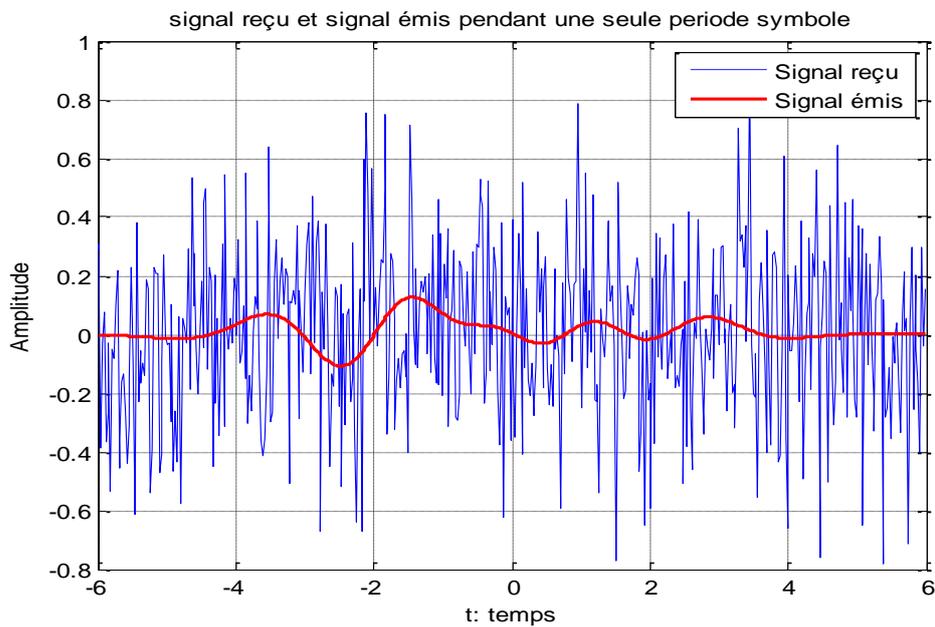


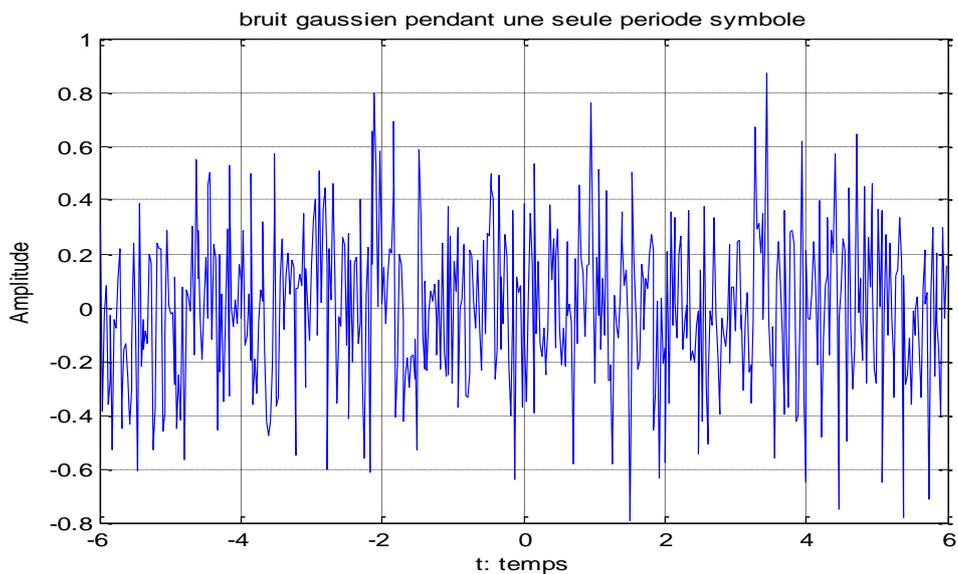
Figure III.2: Signal émis contenant un paquet de 12 bits.

L'allure du signal émis et celle du signal reçu en présences du bruit (AWGN) avec un SNR=8dB, est donnée à la figure (III.3).



FigureIII.3: Version bruitée du signal simulé et le signal d'origine.

La figure (III.4) représente l'échantillon du bruit AWGN de variance $\sigma^2 = 0.25$ qui s'est ajouté au signal utile précédent.



FigureIII.4: Echantillon du bruit gaussien accompagnant le signal émis.

III.2 Taux d'erreur binaire

Le critère le plus important pour décrire la performance d'un système de transmission numérique est celui du taux d'erreur binaire (TEB) qui représente le rapport entre le nombre des bits erronés et le nombre des bits transmis.

$$TEB = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits émis}} \quad (\text{III.1})$$

La perte de certains bits est due au bruit qui introduit une dégradation du signal transmis. Dans cet exemple :

Les bits émis : 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1

Les bits reçus : 1 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 1

On a 3 bits faux sont reçus parmi 12 bits transmis ce qui donne un TEB= 0.25.

III. 2.1 Performance du système SISO à formes d'ondes

Le taux d'erreurs binaires est calculé sur 10000 itérations pour obtenir une meilleure précision. Ce qui représente la transmission de 10000 paquets de 12 bits chacun avec un rapport signal sur bruit allant de -4 à 10 en dB. Cette simulation est paramétrée par :

- Modulation : BPSK.
- Taille de paquet : 12 bits.
- Nombre de formes d'ondes utilisées : 12.
- Largeur de la forme d'onde d'ordre supérieur : 16.2.
- Canal : Gaussien.

Pour valider ces résultats, la courbe simulée est comparée à la courbe théorique pour une modulation BPSK et qui est exprimée par la relation suivante :

$$P_b = \frac{1}{2} \times \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (\text{III.2})$$

E_b : Énergie de bit.

N_0 : La densité spectrale de bruit.

erfc : Est la fonction d'erreur complémentaire définit par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2} dx \quad (\text{III.3})$$

La figure (III.5) compare les performances des deux courbes.

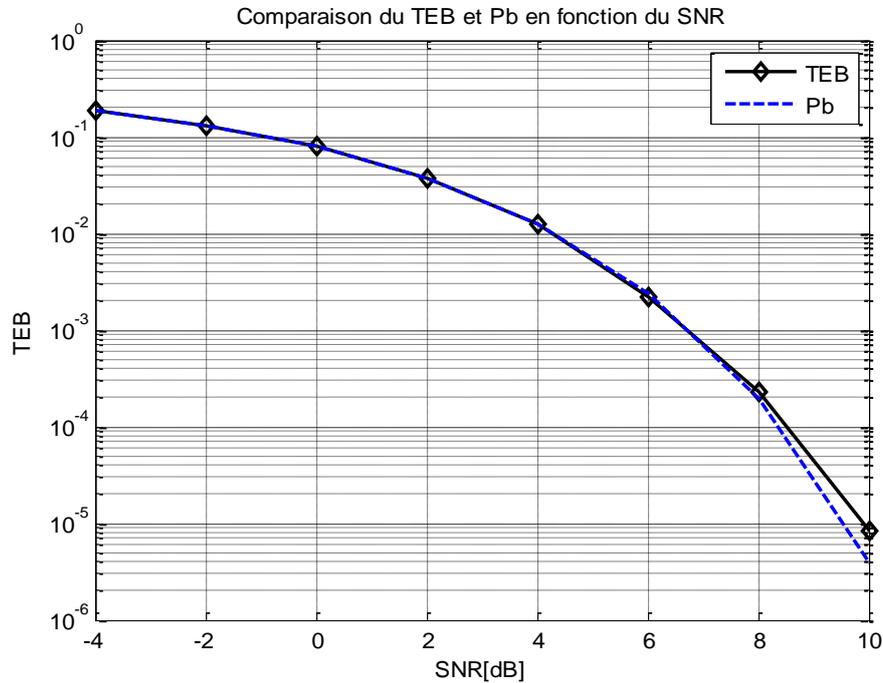


Figure III.5: Performances du système SISO à formes d'ondes sur un canal gaussien.

Nous remarquons dans cette figure, que pour $SNR \in [-4, 8]$, la courbe théorique et la courbe de simulation sont presque identiques. Alors que pour $SNR \in]8, 10]$, la courbe théorique et la courbe de simulation ne se confondent pas.

III.3 Système MIMO à formes d'ondes

Les schémas MIMO à formes d'ondes proposés sont inspirés du schéma d'Alamouti avec deux antennes d'émission et deux antennes de réception. L'émetteur forme deux signaux dont chacun représente la somme de L impulsions d'Hermite. L'émetteur envoie des signaux codés en espace et en temps alors que le récepteur décode les signaux reçus selon un schéma de combinaison d'Alamouti donnée au premier chapitre.

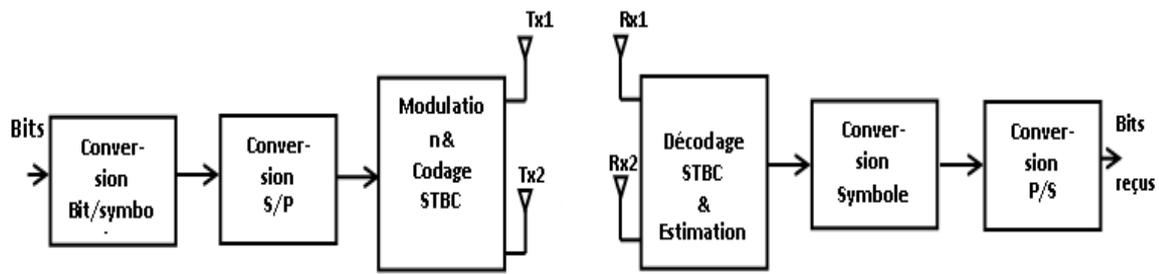


Figure III.6: Schéma de transmission du système MIMO à formes d'ondes d'Hermite

Au départ, les bits d'information sont convertis en symboles réels ou complexes selon le mapping choisi. Puis, chaque symbole module une forme d'onde.

Après la conversion série- parallèle, l'émetteur regroupe les formes d'onde modulées en formant deux signaux à transmettre e_1 et e_2 qui sont définis comme suit :

$$e_1(t) = \sum_{t=0}^{L-1} a_i \phi_i(t) \quad (\text{III.4})$$

$$e_2(t) = \sum_{t=L}^{2L-1} a_i \phi_i(t) \quad (\text{III.5})$$

a_i : Représente le i^{eme} symbole réel ou complexe, $i=0, \dots, 2L-1$ et $\phi_i(t)$.

ϕ : La i^{eme} forme d'onde d'Hermite normalisée correspondante.

L : représente le nombre total de formes d'ondes participant à la formation du signal à émettre.

Les signaux émis sont codés en espaces et en temps selon le nombre d'antennes en émission. Lors de son passage par le canal de transmission radio mobile, ces signaux subissent des atténuations dues à la fois à l'évanouissement du canal et au bruit additif Gaussien.

Au niveau du récepteur, un décodage espace- temps est effectué afin de détecter les signaux émis. Ensuite, la réception, que l'on peut aussi appeler démodulation, consiste à prendre une décision concernant le symbole qui a été envoyé, 0 ou 1.

Le problème est tout à fait différent de celui de la démodulation des signaux analogiques. Dans le cas de la démodulation des signaux analogiques, on recherche la meilleure reconstitution du signal original qui contient l'information. On ne cherche pas à retrouver le signal transmis mais retrouver les symboles transmis. Il faut prendre la bonne décision. Il existe plusieurs méthodes, on s'intéresse à la méthode de la corrélation. En plus,

Nous utilisons l'algorithme basé sur le maximum de vraisemblance (voir l'annexe B) au récepteur pour estimer l'information émise, sachant que le canal est parfaitement connu au récepteur et inconnu à l'émetteur. Après, conversion symboles/bits (Demapper), et enfin le décodage de l'information.

III.4 Résultats de la simulation (en fonction de plusieurs paramètres)

Ces résultats sont en fonction de plusieurs facteurs qui affectent les performances du système :

- Type de modulation.
- Effet de Canal.
- Taille du paquet d'information.
- La largeur du pourcentage d'énergie.
- Effet de mapping (binaire naturel et gray).

Les différents paramètres utilisés lors de la simulation sont résumés dans le tableau suivant :

Type de canal	Gaussien		
Type de modulation	BPSK	QPSK	8PSK
Largeur de forme d'onde (wn)	16.5		
Nombre de forme d'onde (m)	12		
Nombre d'itérations	10000		
Taille de paquet	12 bits		
Mapping	Gray		

Tableau III.1: Différents paramètres utilisés lors de la simulation de système MIMO.

III.4.1 Effet de type de modulation

La figure (III.7) montre les performances du système MIMO pour différents nombres d'états de modulation sur un canal Gaussien.

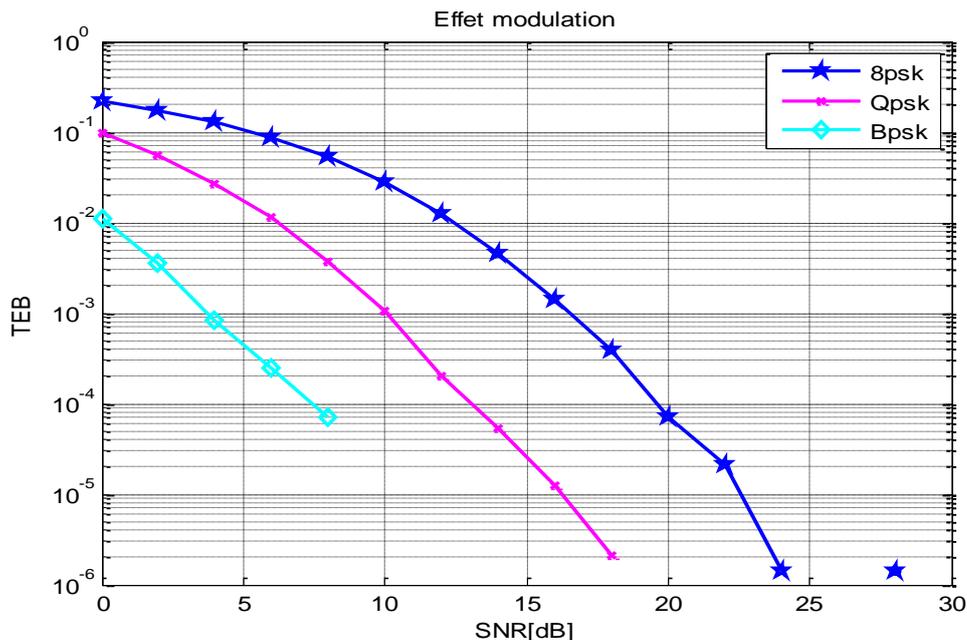


Figure III.7: Effet de type de modulation dans le cas de MIMO 2×2 sur un canal gaussien.

Nous constatons que lorsqu'on augmente l'ordre de la modulation, le taux d'erreurs binaire augmente aussi. Donc il est clair que les performances du système dépendent du nombre d'états de la modulation.

III.4.2 Effet du canal

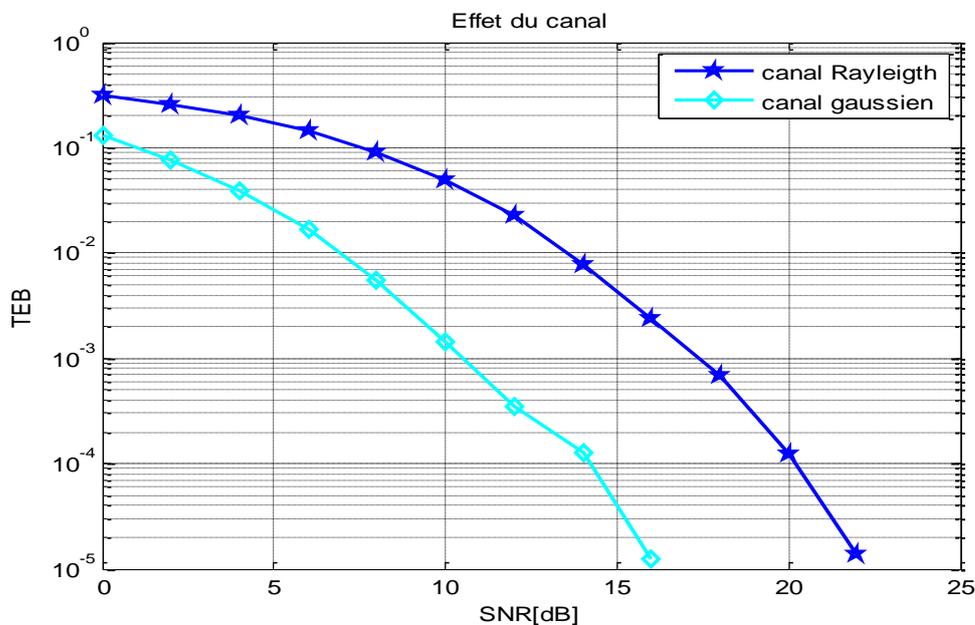


Figure III.8: Effet de type de canal à base de la modulation 8-PSK.

Nous remarquons que les performances obtenues avec le canal Gaussien, sont meilleures que celles obtenues avec le canal Rayleigh par ce que le canal Rayleigh supporte beaucoup de variations.

III.4.3 Effet du pourcentage d'énergie ρ

Dans cette partie, nous prenons 16 impulsions pour des largeurs w_n de l'impulsion d'ordre supérieur qui valent : 14.1, 14.4, 15 et 17.9 qui correspondent aux pourcentages : 70%, 75%, 85% et 99.9% respectivement. La simulation se fait sur canal de Rayleigh, la modulation 8PSK et le mapping gray.

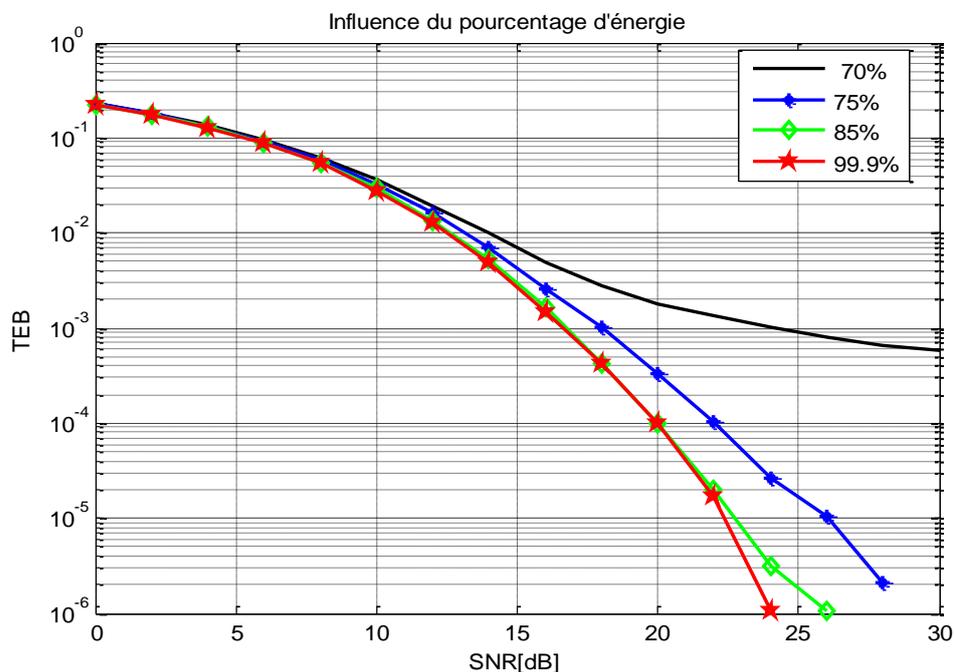


Figure III.9: Influence du pourcentage d'énergie.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que le choix de la largeur de l'impulsion d'ordre supérieur doit assurer une quantité suffisante de l'énergie de cette dernière sur la période symbole afin d'éviter l'interférence inter symbole. La figure (III.9) montre clairement l'influence de cette largeur sur le pourcentage d'énergie et par la suite sur les performances en termes taux d'erreurs binaire en fonction du SNR. Nous constatons que les performances du système seront meilleures lorsque le pourcentage d'énergie $\rho = 99.9\%$.

III.4.4 Effet de mapping

Les figures ci-dessous représentent les performances de système MIMO avec les différents états de modulation et les différents mapping.

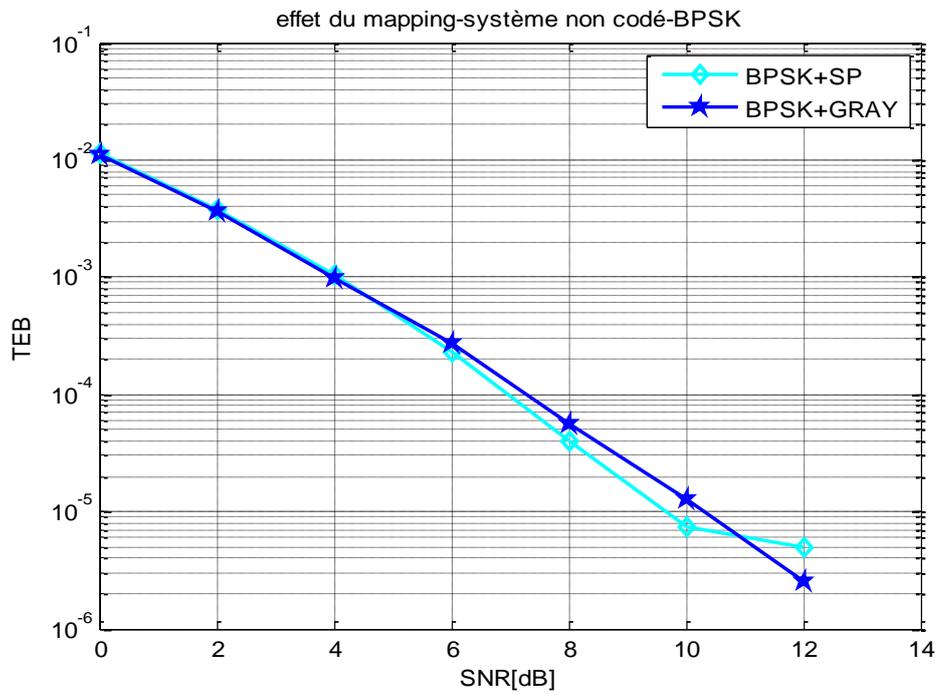


Figure III.10 : Système MIMO non codé à base de la modulation BPSK.

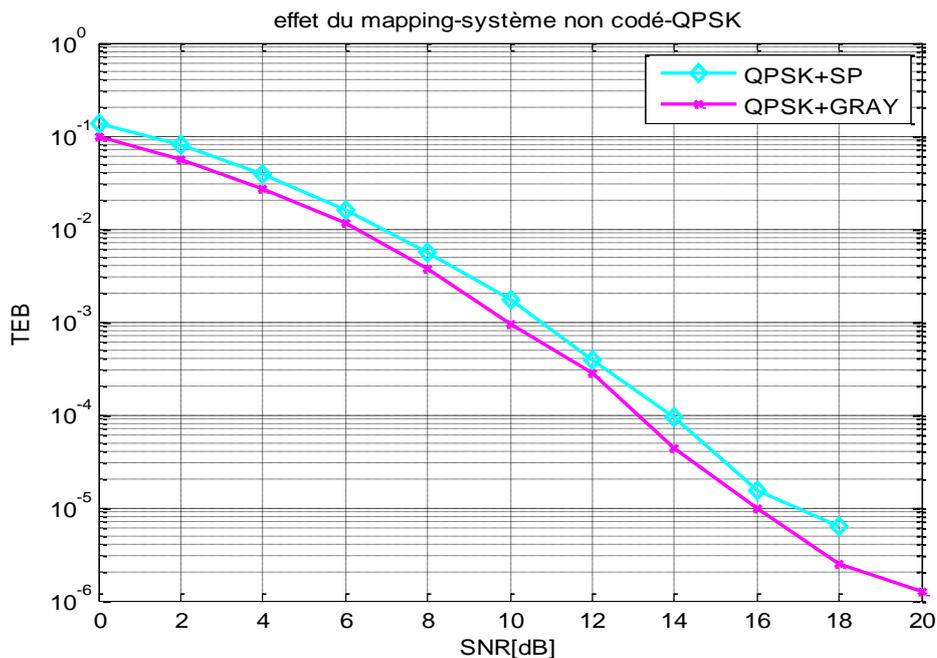


Figure III.11: Performances du système MIMO non codé à base de la modulation QPSK.

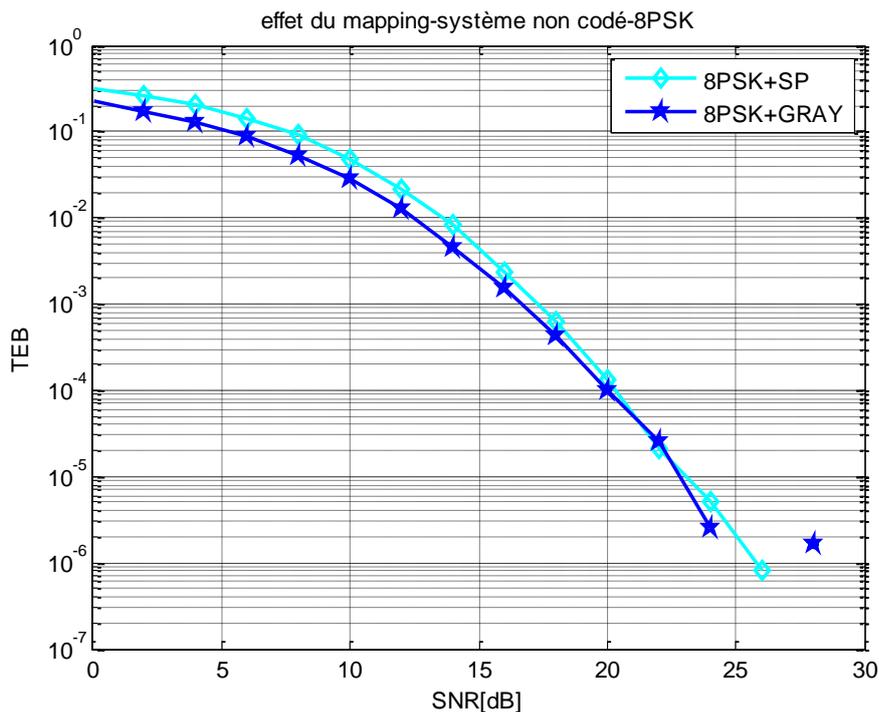


Figure III.12: Performances du système MIMO non codé à base de la modulation 8-PSK.

Donc ces figures montrent l'importance du choix du type de mapping, il est clair que le mapping Gray conduit à des bonnes performances par rapport aux mapping binaire naturel.

III.4.5 Effet de la taille de paquet de bits

Pour voir l'influence de nombre de bits émis sur les performances du système des simulations ont été faites avec l'envoi des paquets de bits de longueurs différentes tout en assurant un pourcentage d'énergie de 99.9% de l'impulsion d'ordre supérieur.

La figure (III.13) compare les performances du système MIMO pour les tailles : 24, 72 et 120 bits, en utilisant la modulation 8PSK, le mapping gray sur un canal à évanouissement de Rayleigh.

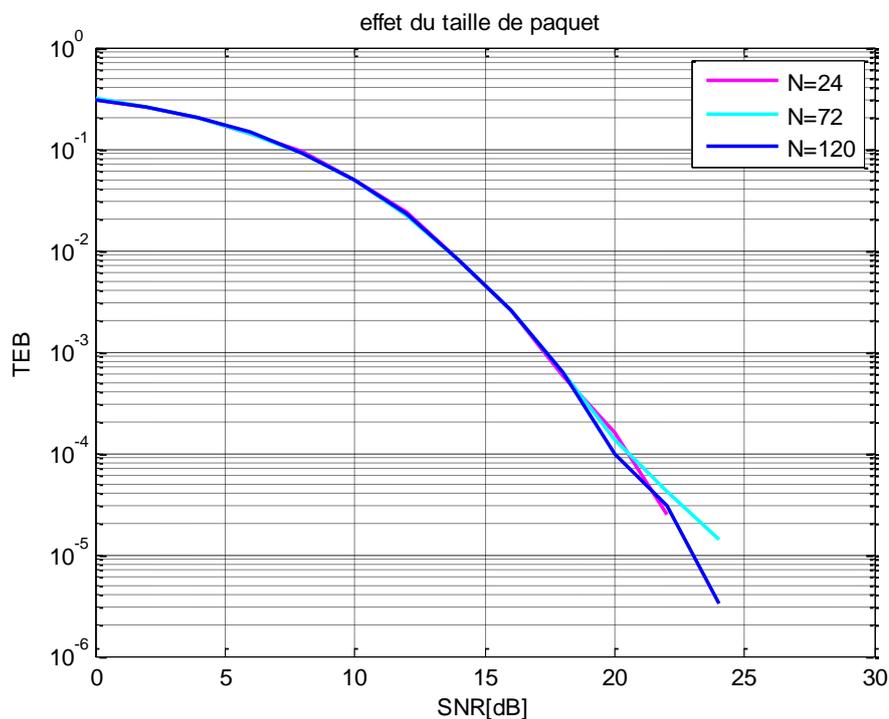


Figure III.13: Performances du système MIMO pour différentes tailles de paquet sur le canal à évanouissement de Rayleigh.

D'après la figure (III.13) on constate que les courbes sont presque identiques. Alors que pour $SNR \in]20, 25]$, les courbes de simulation ne se confondent pas.

III.5 Comparaison entre les différents systèmes SISO, SIMO, MISO, MIMO

III .5.1 Résultats, analyse et discussions

Dans cette section, la simulation est évaluée sous un canal Rayleigh dans une configuration spatio-temporelle, la modulation 8-PSK et le mapping- gray.

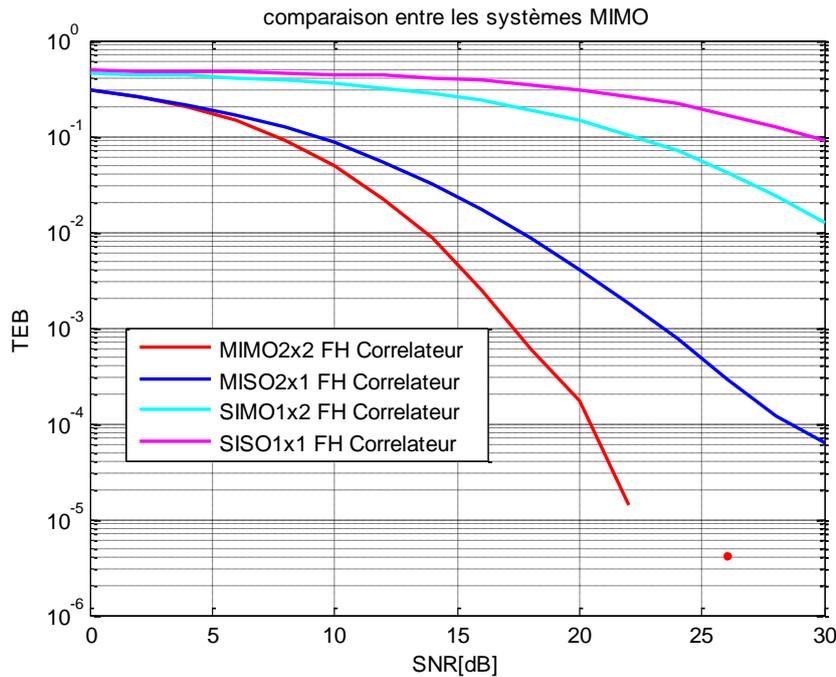


Figure III.14: Comparaison entre les différents systèmes de transmission.

Dans cette figure (III.14) nous pouvons en déduire plusieurs remarques :

De cette courbe, nous pouvons observer que, à mesure que le SNR augmente, la valeur du BER (TEB) diminue, ce qui montre que le système SISO est affecté par le signal de bruit et que le signal d'origine sera atténué.

Dans le système SIMO, nous observons que la valeur BER a augmenté par rapport à SISO depuis il y a plusieurs antennes de réception et il utilise des techniques comme le codage spatio-temporel pour la transmission des signaux.

Ici, dans le système MISO, la valeur BER est un peu meilleure que SIMO. Il utilise un récepteur pour combiner les multiples signaux reçus. Dans ce cas, comme il y'a une antenne de réception et si dans un cas le nombre d'antenne d'émission augmente alors le temps requis par le récepteur sera plus long, nous sommes donc passés à système MIMO pour surmonter les inconvénients de toutes les antennes précédentes.

La courbe du système MIMO, donne le résultat optimal parmi les quatre qui peut être observé à partir du graphique. Le tableau suivant donne l'analyse comparative des résultats BER obtenus pour tous les quatre types d'antennes basés sur l'analyse pratique.

BER \ SNR	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	0.5011	0.5011	0.3162	0.3162
5	0.5011	0.5011	0.1584	0.1584
10	0.3981	0.3981	0.0630	0.0398
15	0.3162	0.3162	0.0158	0.0039
20	0.2511	0.1258	0.0031	0.0001
25	0.1995	0.0398	0.0003	0
30	0.0794	0.0125	0.00001	0

Tableau III.2: Comparaison pratique entre SISO, SIMO, MISO & MIMO.

Remarque :

L'analyse pratique obtenue dans le tableau (III.2) affirme que MIMO donne la meilleure sortie possible par rapport aux trois autres systèmes.

L'idée clé derrière était d'avoir une comparaison de SISO, SIMO, MISO & MIMO afin que nous puissions parvenir à une conclusion que quelle antenne jouera un rôle important dans la future communication sans fil. Sur la base de l'analyse la figure (III.14), nous avons découvert que SIMO est meilleur que SISO, car en raison d'une meilleure valeur de débit, il donne une bonne valeur BER alors que MISO est trouvé pour être encore meilleur que SIMO cela évite qu'il n'y ait qu'une seule antenne de réception mais le temps réembauché ici pour combiner le signal peut être augmenté en cas de nombre plus élevé d'antenne émettrice et puisque nous cherchons à avoir une telle antenne qui peut être utilisé dans la communication numérique, par conséquent, le temps est l'un des principaux facteurs ici, nous ont atteint à MIMO où le signal peut être transmis dans le domaine spatial et il donne les valeurs de BER optimales observées dans le tableau (III.2).

3.6 Conclusion

Dans ce troisième et dernier chapitre, Nous nous sommes penchés sur la simulation des systèmes (SISO, MIMO) à l'aide des programmes MATLAB dans le but de confirmer ce qu'on a vu dans la théorie et nous avons aussi simulé les deux systèmes avec les polynômes d'Hermite Pour cela, deux approches ont été proposées :

- système SISO à formes d'ondes avec corrélateur.
- système MIMO à formes d'ondes avec corrélateur.

Dans le but de constater le système le plus performant en termes du taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal à bruit pour plusieurs valeurs. par conséquent, dans la 3ème partie de ce chapitre nous pouvons conclure que de toutes les analyses effectuées, nous pouvons comprendre que le système MIMO est celui qui peut être utilisé dans les futures communications sans fil pour transmettre les signaux avec le moins d'évanouissement, dans un délai optimisé avec le meilleur débit. et cela entraînera la transformation dans la communication sans fil avancée donnant un débit de données maximal à tous les utilisateurs. et l'avantage de MIMO, réside dans le fait qu'il maximise le SNR (le rapport signal sur bruit).

Conclusion générale

Ce mémoire rentre dans le cadre de l'étude de système MIMO non codé. Il traite la problématique suivante : comment améliorer la qualité de transmission pour la voix et les données et accroître le débit (les services), et minimiser le coût des équipements c-à-d comment améliorer les performances de transmission dans les réseaux mobiles sans fil grâce à des techniques plus avancées ? Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux sans fil, sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants.

Dans ce projet, nous avons développé une recherche orientée vers des problématiques originales en communications numériques et basée sur des approches avancées en traitement du signal.

Nous avons abouti à deux chaînes de transmission, en bande de base, utilisant les formes d'ondes d'Hermite à base de corrélateurs. Ces chaînes de transmission comportent deux approches d'implémentation : le système SISO à forme d'onde à base de corrélateur et la deuxième chaîne sur le système MIMO à forme d'onde à base de corrélateur. Ces formes d'ondes sont développées à partir des polynômes d'Hermite, ensuite, elles sont tenues en version tronquée afin qu'elles soient adaptées à la transmission numérique, tout en assurant un niveau acceptable de pourcentage d'énergie dans ces formes d'ondes. Lors de cette étude :

- la première consiste à simuler une chaîne transmission classique, dont le but est de montrer les principaux signaux issus des différents blocs de la chaîne ainsi que l'effet du bruit additif gaussien sur le signal émis pour une certaine valeur du rapport signal à bruit , ensuite, l'évaluation des performances de cette configuration en termes du taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal à bruit pour plusieurs valeurs. Nous avons constaté que La qualité du signal est assez faible et le BER a la plus basse valeur parce qu'elle ne contient qu'une seule antenne de transmission.
- La deuxième partie porte sur l'évaluation des performances de ce système dans la configuration MIMO à deux antennes d'émission et deux antennes de réception. Au départ, nous avons présenté la chaîne de transmission MIMO sans codage de canal. Ensuite, nous avons calculé le taux d'erreurs binaires en fonction du SNR.
- Enfin, nous avons finalisé notre étude par une comparaison des taux d'erreurs binaires avec des différents schémas tels que : SISO, SIMO,

MISO et MIMO (théoriquement et pratiquement), et on peut affirmer que le système MIMO donne la meilleure sortie possible par rapport aux trois autres systèmes. il donne une bonne valeur BER, Et c'est lui peut être utilisé dans les futures communications sans fil pour transmettre les signaux avec le moins d'évanouissement.

Nous proposons, dans les futures études, des techniques qui permettent d'améliorer beaucoup plus les performances de ce système MIMO à formes d'onde orthogonales et améliorer la qualité de transmission.

ANNEXE

Annexe A – CONSTELLATION [14]

B.1 Modulation BPSK :

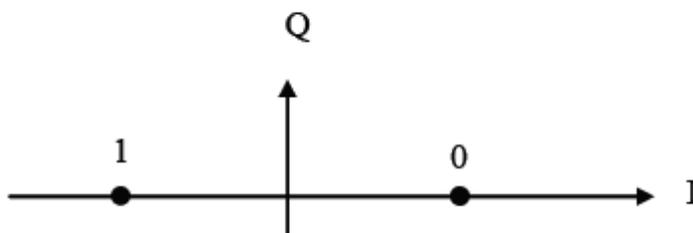


Figure B.1.1 : Modulation BPSK

B.2 Modulation QPSK :

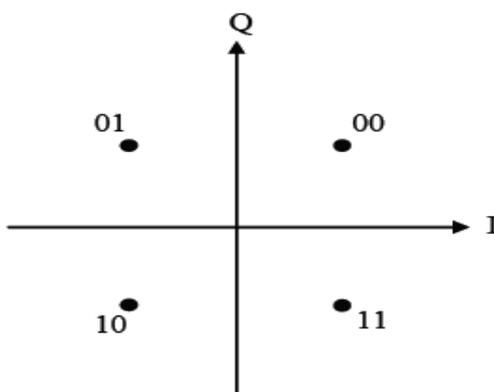


Figure B.2.1: Modulation QPSK avec le mapping -Gray.

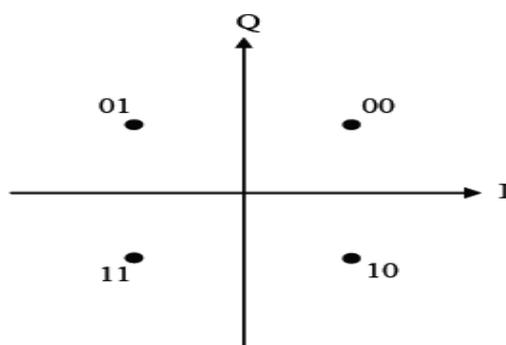


Figure B.2.2: Modulation QPSK avec le mapping SP.

B.3 Modulation 8-PSK :

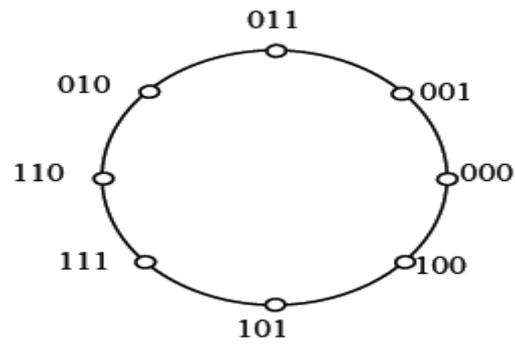


Figure B.3.1 : Modulation 8-PSK avec le mapping Gray.

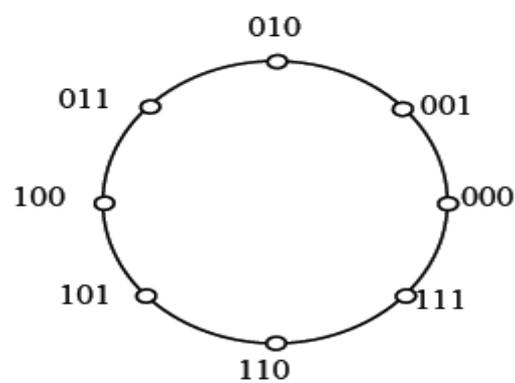


Figure B.3.2 : Modulation 8-PSK avec le mapping SP.

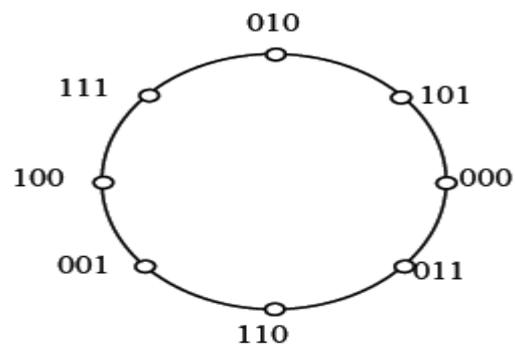


Figure B.3.3 : Modulation 8-PSK avec le mapping SSP.

C-Différents types d'étiquetage pour la constellation 8-PSK

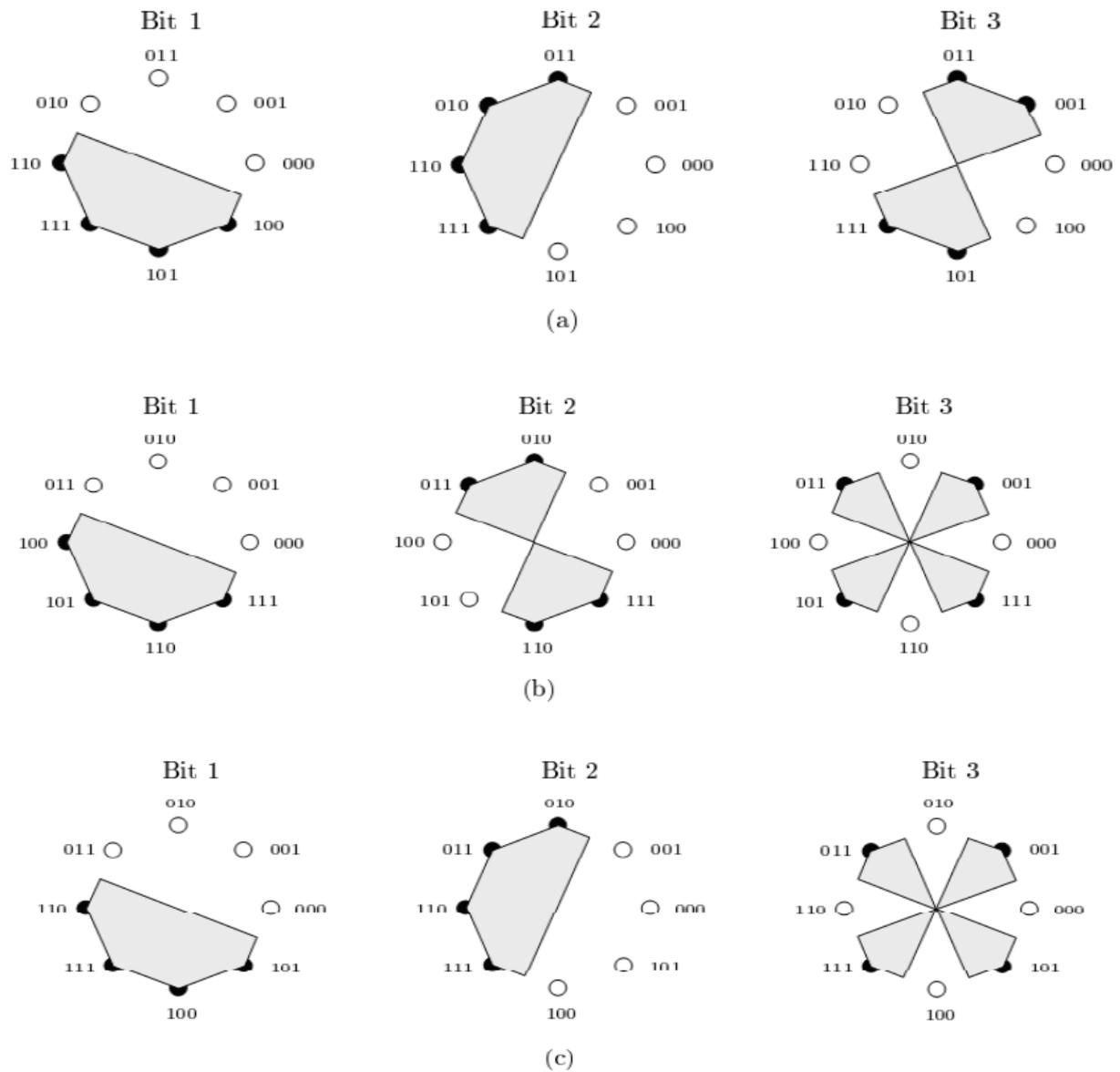


Figure C.1: Représentation des trois types d'étiquetage et des régions de décision pour chacun des trois bits de la 8-PSK. (a) Gray, (b) Ungerboeck, (c) Mixte

ANNEXE B- Le rapport de maximum de vraisemblance logarithmique [14]

Les signaux combinés \hat{e}_1 et \hat{e}_2 sont envoyés au détecteur de vraisemblance maximale qui utilise la même règle de décision décrite plus haut pour le MRRC.

MRRC: maximal ratio receiver combining.

Le décodage des MIMO par le critère de Maximum de vraisemblance est très compliqué à implémenter en pratique due à la présence de l'entrelacement aléatoire.

Pour chaque signal reçu, 2^m métriques associées aux m bits codés $v_k, 1 \leq k \leq m$, sont calculées en utilisant la règle du maximum de vraisemblance comme suit:

$$\lambda(v_k = b) = \log p(y_i \mid v_k = b, h_i) \sim \log \sum_{s_i \in \Omega_b^k} p(y_i \mid s_i, h_i) \tag{1}$$

Où $\Omega_b^k, b \in \{0,1\}$ dénote le sous-ensemble de la constellation Ω qui contient tous les symboles ayant la valeur b à la k^{eme} position.

Le terme $p(y_i \mid s_i, h_i)$ désigne, quant à lui, la densité de probabilité du signal reçu y_i sachant que le coefficient du canal h_i et le signal émis s_i . Le symbole \sim dans l'équation (1) représente un remplacement par équivalence statistique. La densité de probabilité $p(y_i \mid s_i, h_i)$ est donnée par :

$$p(y_i \mid s_i, h_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{|y_i - h_i s_i|^2}{2\sigma^2}\right] \tag{2}$$

Pour une implémentation pratique, Les métriques associées aux bits peuvent être écrites, en utilisant une approximation logarithmique du maximum de vraisemblance comme suit :

$$\lambda(v_k = b) \approx \max \log p(y_i \mid s_i, h_i) = -\min_{s_i \in \Omega_b^k} \frac{\|y_i - h_i s_i\|^2}{2\sigma^2} \tag{3}$$

L'équation (3) indique que chaque métrique associée au bit est calculée en se basant sur le minimum de la distance euclidienne au carré entre le signal reçu y_i et le signal s_i dans le sous ensemble Ω_b^k . La figure (2.1) illustre les sous-ensembles correspondant aux trois bits d'une constellation 8PSK avec un étiquetage de Gray.

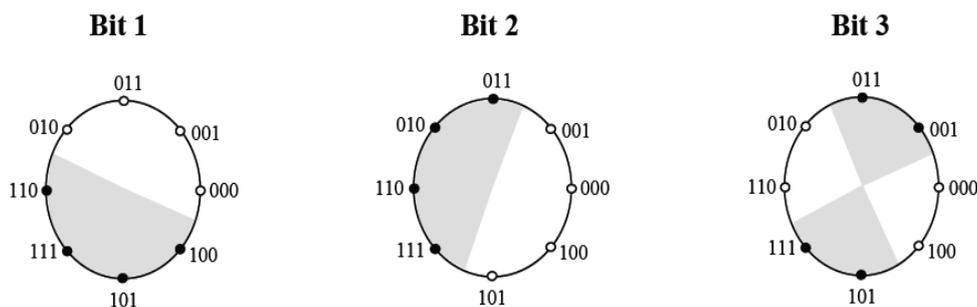


Figure 2.1: Les sous-ensembles de la constellation 8-PSK avec étiquetage Gray

- **Calcul métrique**

Pour calculer les différentes métriques selon l'étiquetage de la figure (2.1), on procède comme suit :

La métrique associée au premier bit du signal transmis prenant la valeur 1 est :

$$\lambda(v_1 = 1) = -\min(d_{100}, d_{101}, d_{111}, d_{110}) \quad (4)$$

De même, la métrique associée au premier bit du signal transmis prenant la valeur 0 est :

$$\lambda(v_1 = 0) = -\min(d_{000}, d_{001}, d_{011}, d_{010}) \quad (5)$$

Dans les équations (4) et (5), $d_{v,v=000;.....111}$, est le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu y_i et le signal transmis attribué à l'étiquette v . Les métriques associées aux deux autres bits peuvent être calculées pareillement.

Le calcul du rapport de vraisemblance logarithmique (LLR : Log Likelihood Ratio) au coût d'une complexité élevée. Ce rapport est défini comme suit :

$$LLR(v_k) = \log\left(\frac{p(v_k = 1 \mid y)}{p(v_k = 0 \mid y)}\right) = \lambda(v_k = 1) - \lambda(v_k = 0)$$

- **Algorithme de décodage**

Le LLR est calculé à partir de la distance minimale entre le symbole reçu y et tous les symboles des sous-ensembles de la constellation. Pour interpréter ce calcul, prenons l'exemple de la figure (2.2).

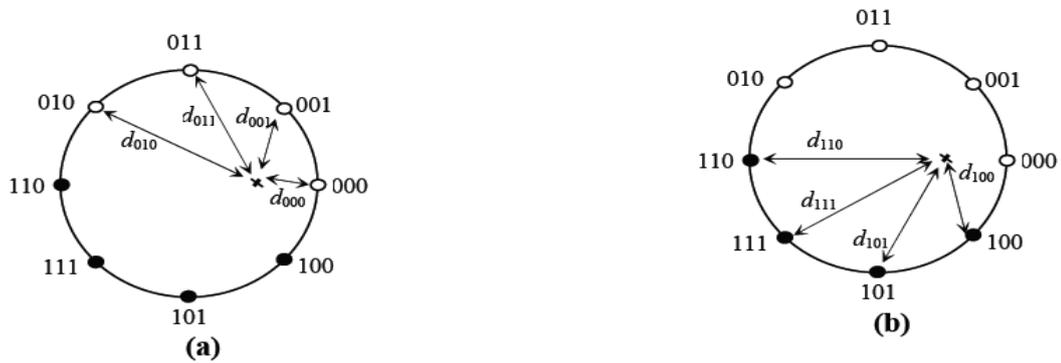


Figure 2.2 : Exemple de calcul du LLR pour le premier bit

Nous devons calculer huit distances dont quatre pour que le bit v_1 soit estimé un 0 et nous prendons la distance minimale, soit $\lambda(v_1=0) = d_{000}$. Nous suivons la même procédure pour que le bit v_1 soit estimé un 1, soit $\lambda(v_1=1) = d_{100}$. Finalement, nous aurons :

$$LLR(v_1) = d_{100} - d_{000}$$

Donc :

$$v_1 = \begin{cases} 0 & , \text{ Si } LLR > 0 \\ 1 & , \text{ Si autrement} \end{cases}$$

Pour les autres positions de bits, on effectue le même calcul. Si, $LLR(v_1)$, $LLR(v_2)$, $LLR(v_3)$ ont des valeurs positives, on peut conclure que le symbole 000 est celui qui a été transmis par la probabilité la plus élevée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. COLLIN, " Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance Minimale". Ph.D. Dissertation, Université de Bretagne Occidentale, Laboratoire LESTUMR CNRS 6165, décembre 2002.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge, United Kingdom, 2003.
- [3] FERHOUNI SOUHILA, " Etude de la capacité du canal de propagation dans un système MIMO". Mémoire de fin d'études, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2007.
- [4] ZERROUKI EL-HADJ, "Application de la technologie MIMO dans les réseaux WI-FI". Thèse de Magister en Télécommunications, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen2006.
- [5] AHAMAT BADAWI HAMIT, "Les antennes intelligentes MIMO". Mémoire de fin D'études, Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF – Oran, 2006.
- [6] S. B. Wicker, " Error control systems for digital communication and storage ". Prentice Hall, Inc., 1995.
- [7] Telatar, E,"capacity of multiple antenna Gaussian channels",AT&T Bell Laboratories,Technical Report 1995.
- [8] M. SAYED HASSAN, " Codage spatio-temporel optimisé pour une concaténation série avec les codes correcteurs d'erreurs ". Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, octobre 2010.
- [9] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time block codes From orthogonal designs", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999
- [10] Mr .NaarDjilali" Codage espace-temps dans les systèmes MIMO en utilisant les polynômes d'Hermite" Thèse soutenue doctorat en science le : 03 Novembre 2016
- [11] CherchaliAbdelghani et HamraouiRedouane" Transmission à haut débit basée sur les polynômes d'Hermite En utilisant des corrélateurs en réception" Mémoire du Projet de Fin d'Études 2018
- [12] CherchaliAbdelghani et HamraouiRedouane" Transmission à haut débit basée sur les polynômes d'Hermite En utilisant des corrélateurs en réception" Mémoire du Projet de Fin d'Études 2018
- [13] A.J.Viterbi. " Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decodingalgorithm ".*IEEE Transactions on Information Theory* 13(2), vol.4. pages 260- 269, Apr. 1967.
- [14] Mr .NaarDjilali" Codage espace-temps dans les systèmes MIMO en utilisant lepolynômes d'Hermite "Thèse soutenue doctorat en science le : 03 Novembre 2016