

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

YEKHLEF Meriem

pour l'obtention du diplôme de Master en Électronique option traitement de l'information et système électronique(TISE)

Thème

Etude et simulation s'une chaine de transmission O-STBC

Proposé par : Dr ANOU Abderrahmane

Année Universitaire 2011-2012

Je remercie en premier lieu Dieu tout puissant de m'avoir honoré par la lumière de la compréhension de m'avoir donné du courage et la persévérance pour réaliser ce travail.

A travers ce modeste travail, je tiens à remercier vivement mon promoteur Dr : ANOU Abderrahmane. Pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il m'a apportées durant l'étude et la réalisation de ce projet.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer mon travail. J'exprime également ma gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier cycle d'étude jusqu'à la fin de mon cycle universitaire. Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à réalisation du présent travail.

Et enfin, que ma chers maman et familles, et bien avant tout, trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères et les plus profonds en reconnaissance de ses sacrifices, aides, soutien et encouragement afin de m'assurer cette formation dans les meilleures conditions.

Je dédie ce modeste travail

A ma chère mère qui m'a beaucoup aidé pour terminer mes études, et qui m'ont tellement encouragé moralement et psychologiquement, qui est prié et se sacrifiés pour moi.

A mon mari Mustapha ainsi qu'à toute sa famille.

A mes sœurs Leïla, Salima et Asmaa.

A mes frères Mohamed, Redouane, Bilal et Younes.

A mes belles-sœurs Ghania, Fayrouze, Amina, Yasmine, et Radia.

A mes nièces Abdou, Ahlame, Imane, Hadjer, Yousra, Bouchra, et Amine, et ma petite fille Rahaf.

A toute la famille Yekhllef et Harreche sans exception.

A mes très chères amis : Sonia, , Lamia, Salma, Batoul, Fifi, Amina, Karima, Ryma, Hiba.

A tous mes amis de la section TISE

A tous ceux qui m'ont aidé durant ma vie universitaire et tous ce qui me connais.

ملخص:

تركز هذه الأطروحة في المقام الأول للدراسة أداء انتقال سلسلة معترميز (TCM الترميز التلافي المرتبطة بتقنية التراسل M-PSK) المرتبط بالانتقال المرمز بتقنية O-STBC. في الأول نوضح سلسلة الانتقال الرقمية مع ذكر بعض التقنيات القاعدية المتعلقة بهذا الموضوع. في المقام الثاني نتطرق الى التراسل بعدة هوائيات مع القدرة المنظومة MIMO.

مع العلم ان التنوع المكاني يعدم الاشارات العشوائية التي تؤثر على المنظومة الرقمية. نقوم بعرض تقنية الترميز و التنوع الى الرموز O-STBC, مع اعطاء سلبيات و ايجابيات هذه التقنية.

كلمات المفاتيح: MIMO, O-STBC , TCM, AWGN, RAYLEIGH.

Résumé : Ce document de thèse s'attache d'abord à étudier les performances d'une chaîne de transmission avec un codage TCM (codage convolutif associés à une modulation M-PSK) concaténé avec un codage O-STBC. Nous détaillons dans le premier temps une chaîne de transmission numérique puis en citons quelque notion de base sur le sujet, Puis, nous abordons le contexte des transmissions multi-antennes, et la capacité des systèmes MIMO. Cependant pour bien profiter de la diversité spatiale offerte par les systèmes MIMO, il faut pouvoir en réception éliminer les signaux interférents. Nous proposons et étudions plusieurs techniques de codage et de multiplexage, jusqu'aux codes spatio-temporels de type O-STBC, nous avons proposé l'utilisation d'un code qui combine l'avantage en diversité des codes O-STBC avec le gain de codage TCM.

Mot clé : MIMO, O-STBC , TCM, AWGN, RAYLEIGH.

Abstract :

This thesis focuses primarily on the study of the performance of a transmission chain with TCM coding (convolutional coding associated with M-PSK modulation) concatenated with an O-STBC encoding. At first, a digital transmission channel is detailed, then some basic notions on the subject are included, then we discuss the context of multi-antenna transmission and capacity of MIMO systems. However to make the most of the spatial diversity offered by MIMO systems, we must be able to eliminate interfering signals reception. We propose and study several techniques for coding and multiplexing, space-time codes of the O-STBC type and the use of code that combines the advantage of diversity in O-STBC codes with coding gain TCM.

Keywords : MIMO, O-STBC , TCM, AWGN, RAYLEIGH

Listes des acronymes et abréviations

AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
BLAST	: Bell Labs Advanced Space Time
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BICM	: Bit Interleaved Coded Modulation
CDMA	: Code Division Multiple Access
D-BLAST	: Diagonal-Bell Labs Advanced Space Time
FER	: Frame error rate
H-BLAST	: Horizontal-Bell Labs Advanced Space Time
LOS	: Line Of Sight
MISO	: Multiple input Single output
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
ML	: Maximum Likelihood
MMSE	: Minimum Mean Square Error
NLOS	: Non Line Of Sight
O-STBC	: OrthogonalSpace Time Block Coding
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplex
SIMO	: single input multiple output
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
STTC	: Space TimeTrellis Coding
STBC	: Space Time BlockCoding
TCM	: Trellis Coded Modulation
TDMA	: Time Division Multiple Access
V-BLAST	: Vertical-Bell Labs Advanced Space Time
ZF	: Zero Forcing
CSI	: Canal stat information
TES	: Taux d'erreur par symbol

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 GENERALISATIONS SUR LES TRANSMISSIONS NUMERIQUES	3
1.1 Introduction	3
1.2 Chaîne de transmission numérique	3
1.3.1 La source.....	4
1.3.2 Le codage source	4
1.3.3 Le codage de canal	4
1.3.4 Modulation	5
1.3.5 Le décodeur de canal.....	5
1.3.6 Le décodeur de source	5
1.4 Mécanismes de la propagation.....	6
1.5 Les type de canaux.....	7
1.5.2 Canal AWGN	7
1.5.1 Le canal de Rayleigh.....	8
1.6 Propagation par trajets multiples.....	9
1.6.1 Phénomène de multi-trajet	9
1.6.2 Effet Doppler	10
1.6.3 Corrélation.....	12
1.6.4 Cohérence	12
1.7 Caractéristiques du canal.....	12
1.7.1 Sélectivité en fréquence.....	12
1.7.2 Sélectivité en temps	13
1.8 Conclusion.....	13
CHAPITRE 2 MIMO ET NOTION DE DIVERSITE	14
2.1 Introduction	14
2.2 Systèmes SISO	14
2.3 Système SIMO	15
2.4 Système MISO	15
2.5 Système MIMO	16
2.5.1 Modèle du système MIMO	17
2.5.2 Capacité du canal MIMO	18
2.6 Techniques MIMO à l'mission.....	20
1.6.1 Codage espace-temps	20

2.6.2 Techniques de multiplexage.....	22
2.7 Techniques MIMO a la réception.....	22
2.7.1 Détection ML (Maximum Likelihood).....	22
2.7.2 Détection ZF	23
2.7.2 Détection MMSE (Minimum Mean Square Error)	23
2.8 Codage de canal	23
2.8.1 Codage en bloc	23
2.8.2 Codage convolutif.....	29
2.8.3 Concaténation de codes	34
2.5 <i>Notion de diversité</i>	35
2.5.1 Diversité temporelle	36
2.5.2 Diversité fréquentielle.....	36
2.5.3 Diversité de parcours.....	37
2.5.4 Diversité spatiale	37
2.5.5 Diversité de polarisation.....	38
2.5.6 Diversité de diagramme	38
2.5.7 Diversité angulaire.....	38
2.6 Conclusion.....	39
CHAPITRE 3 SIMULATIONS ET RESULTATS	40
3.1 Introduction	40
3.2 Outil informatique utilisé : Simulink	40
3.3 Implémentation de La chaine de transmission	41
3.3.1 L'émetteur	41
3.3.2 Codage canal	42
3.3.3 Le canal MIMO	44
3.3.4 Le Récepteur.....	45
3.4 Simulation de la chaîne de transmission sans codage	47
.....	50
3.5 Simulation de la chaîne de transmission avec le codage TCM	50
3.6 Simulation de la chaîne de transmission avec le codage Alamouti	52
CONCLUSION.....	59
BIBLIOGRAPHIE	60
ANNEXE LISTING DU PROGRAMME QUI PERMET DE TRACER LE BER (TEB)	63

Liste des figures

<i>Figure 1. 1.</i> Principe d'une chaîne de transmission numérique.....	4
<i>Figure 1. 2.</i> Illustration des phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion des trajets multiples.....	7
<i>Figure 1. 3.</i> Modèle du canal AWGN.....	8
<i>Figure 1. 4.</i> Représentation d'une distribution GAUSSIENNE.....	8
<i>Figure 1. 5.</i> Modèle de canal de Rayleigh.	9
<i>Figure 1. 6.</i> Paramètres de l'effet Doppler [9].	11
<i>Figure 2. 1.</i> Schéma d'un système SISO.	14
<i>Figure 2. 2.</i> Schéma d'un système SIMO.....	15
<i>Figure 2. 3.</i> Schéma d'un système MISO.....	16
<i>Figure 2. 4.</i> Schéma d'une transmission MIMO.....	16
<i>Figure 2. 5.</i> Comparaison des capacités ergodiques pour différents systèmes SISO, SIMO et MIMO[15].....	19
<i>Figure 2. 6.</i> Space Time Bloc Code - augmentation de la fiabilité.....	25
<i>Figure 2. 7.</i> Schéma du codage OSTBC Alamouti pour le cas 2 antennes à l'émission et 1 à la réception.....	26
<i>Figure 2. 8.</i> Représentation dans le domaine fréquentiel.	29
<i>Figure 2. 9.</i> Principe de codage convolutif [37].	30
<i>Figure 2. 10.</i> Représentation en treillis du code convolutif [37].....	30
<i>Figure 2. 11.</i> Constellations 4-PSK et 8-PSK.	32
<i>Figure 2. 12.</i> Principe de la concaténation de codes — Exemple de l'apport de gain de codage au Schéma d'Alamouti.	35
<i>Figure 2. 13.</i> Principe de la diversité [38].....	36
<i>Figure 2. 14.</i> Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels [39].	36
<i>Figure 2. 15.</i> Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentielle [39].....	37
<i>Figure 2. 16.</i> Principe de diversité spatiale.	38
<i>Figure 3. 1.</i> Schéma globale de la chaîne de transmission.....	41
<i>Figure 3. 2.</i> Le bloc générateur Bernoulli.	42
<i>Figure 3. 3.</i> La concaténation de TCM avec OSTBC.....	43
<i>Figure 3. 4.</i> La modulation codée en Treillis.	43
<i>Figure 3. 5.</i> Le codage Alamouti.....	44
<i>Figure 3. 6.</i> MIMO 2x1.....	44
<i>Figure 3. 7.</i> LE Canal de RAYLEIGH.	45
<i>Figure 3. 8.</i> Canal AWGN.....	45
<i>Figure 3. 9.</i> OSTBC combineur.	46
<i>Figure 3. 10.</i> Le décodage TCM.	46
<i>Figure 3. 11.</i> Le taux d'erreur binaire.....	47
<i>Figure 3. 12.</i> Modélisation de la chaîne de transmission sans codage.....	47
<i>Figure 3. 13.</i> Diagramme de constellation avant et après le canal.....	48
<i>Figure 3. 14.</i> Diagramme du spectre de la fréquence Avant et après le canal.	49

Figure 3. 15. La réponse impulsionnelle du canal.....	49
Figure 3. 16. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.	50
Figure 3. 17. Modélisation de la chaine de transmission avec codage TCM.	50
Figure 3. 18. Diagramme de constellation avec codage TCM avant et après le canal.....	50
Figure 3. 19. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.....	51
Figure 3. 20. La réponse impulsionnelle du canal.....	51
Figure 3. 21. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.	52
Figure 3. 22. Modélisation de la chaine de transmission avec le codage d'Alamouti.	52
Figure 3. 23. Diagramme de constellation avec codage Alamouti avant et après le canal.	53
Figure 3. 24. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.....	53
Figure 3. 25. La réponse impulsionnelle du canal.....	54
Figure 3. 26. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.	54
Figure 3. 27. Modélisation de la chaine de transmission avec codage concaténé (TCM+OSTBC).	55
Figure 3. 28. Diagramme de constellation avec la concaténation des deux codes (OSTBC+TCM) avant et après le canal.	55
Figure 3. 29. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.....	56
Figure 3. 30. La réponse impulsionnelle du canal.....	56
Figure 3. 31. La réponse impulsionnelle du canal.....	57
Figure 3. 32. Le taux d'erreur binaire.....	57

Introduction générale

La recherche dans le domaine des futurs réseaux de radiocommunication est en pleine expansion. Le développement de nouveaux systèmes a pour objectif la transmission d'information numérique à des débits toujours plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante. Dans ce contexte, les systèmes de transmission de type MIMO (Multiple Input Multiple Output), comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont considérés comme étant des techniques incontournables. D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes à l'émission. 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.

Les premiers travaux concernant l'utilisation d'antennes multiples ont commencé avec l'étude de techniques de diversité sur les canaux à évanouissements. Sur ces canaux des erreurs de transmission sont obtenues lorsque le signal subit les évanouissements du canal de transmission.

L'une des premières méthodes employées afin de combattre les évanouissements du canal est la diversité spatiale de réception. Ces systèmes sont constitués d'une seule antenne en émission et de n_r antennes en réception. En recombinaison des signaux résultant de ces n_r canaux, il est alors possible d'accroître la robustesse du système. Ces systèmes ont été baptisés systèmes multi-capteurs puis systèmes SIMO (Single Input Multiple Output). En 1998, Alamouti propose une technique très simple de diversité de transmission dont les

performances équivalentes à celles de systèmes avec diversité spatiale de réception [1]. Basé sur un codage en bloc des données, cette technique sera baptisée codage spatio-temporel en bloc STBC (SpaceTime Block Coding,). A la suite de ces travaux, des chercheurs ont proposé de nombreux schémas de STBC permettant de combiner diversité spatiale d'émission et de réception pour différentes configurations d'antennes. Cependant, une approche intéressante avait été écartée. En effet, le concept de diversité spatiale d'émission consiste à transmettre la même information, codée différemment, sur chaque antenne d'émission. Le débit obtenu est donc équivalent au débit d'un système mono-antenne. Néanmoins, il est possible de transmettre des flux différents sur chaque antenne simultanément, dans la même bande de fréquence et sans augmentation de la puissance. On parle alors de multiplexage spatial [2].

Notre mémoire s'articule sur trois chapitres :

Une présentation d'une chaîne de transmission numérique suivie de l'étude de quelques notions générales font l'objet de premier chapitre.

Dans le second chapitre on s'intéresse au fonctionnement général des systèmes MIMO-OSTBC (Orthogonal Space Time Block Coding), les principaux éléments qui les compose, et finalement la concaténation de code STBC avec TCM (Trellis Coded Modulation).

Le troisième chapitre est consacré aux résultats obtenus des simulations réalisées, ainsi que leurs interprétations.

Et enfin, en terminerons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre 1 Généralisations sur les transmissions numériques

1.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'introduire les notions de base, pour nous faciliter la compréhension du projet. Nous présenterons dans un premier temps la chaîne de transmission numérique, et nous dériverons chaque bloc qui la constitue, du message émis au message reçu en passant par la modulation, le canal de transmission, etc...

1.2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique[3].

La tâche d'un système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec une bonne fiabilité. Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné sur la figure (1.1).

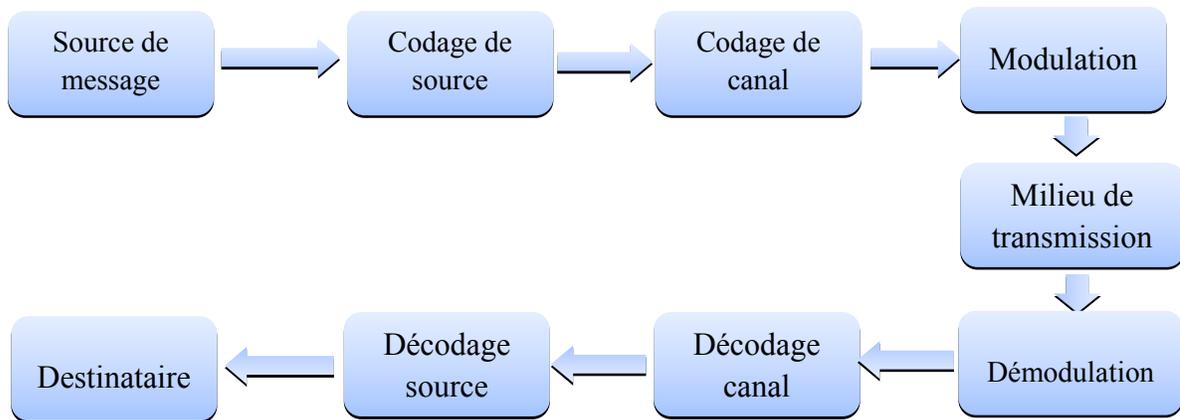


Figure 1. 1. Principe d'une chaîne de transmission numérique.

Les blocs de cette chaîne peuvent être énumérés comme suite :

1.3.1 La source

La source d'information est le premier maillon de la chaîne de transmission. Elle fournit le message porteur de l'information. Le message peut être de nature analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire ou numérique [3].

1.3.2 Le codage source

Consiste à supprimer la redondance contenue dans les messages de la source d'information. Il peut être avec ou sans pertes d'information. La compression avec pertes vise les signaux numérisés (image, audio ou vidéo). Après numérisation et codage, la source de message numérique est caractérisée par son débit binaire D , défini comme le nombre d'éléments binaires émet par unité de temps. D est égale à $D = 1/T$ (bit/s), avec T la durée d'un bit [3].

1.3.3 Le codage de canal

Le codage de canal, aussi appelé codage détecteur et / ou correcteur d'erreur, consiste à insérer dans le message des éléments binaires dits de redondance pour protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de

modifier son contenu. Cette opération conduit donc à une augmentation du débit binaire de la transmission [3].

1.3.4 Modulation

La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.

1.3.5 Le décodeur de canal

Le décodeur canal observe la séquence reçue et détecte la présence éventuelle d'erreur. Cette détection peut servir à contrôler le taux d'erreur [3].

1.3.6 Le décodeur de source

Le décodage de source consiste à reconstituer l'information originelle. Il existe deux grandes familles de code [4] :

- ***Le codage en bloc***

Le codage en blocs consiste à associer à un bloc de données d de k symboles issus de la source d'information un bloc, appelé mot de code, de n symboles avec $n \geq k$. La différence $(n - k)$ représente la quantité de redondance introduite par le code. La connaissance de la règle de codage en réception permet de détecter et de corriger, sous certaines conditions, des erreurs. Le rapport k/n est appelé rendement ou taux de codage du code.

- ***Le codage convolutif***

Les codes convolutifs constituent une seconde famille de codes correcteurs d'erreurs au moins aussi importante que les codes en blocs cycliques. Pour les codes convolutifs, chaque bloc de n éléments binaires en sortie du codeur dépend non seulement des k éléments binaires présents à son entrée mais également des m blocs précédents. Les codes convolutifs introduisent donc un effet de mémoire d'ordre $m + 1$ s'appelle la longueur de contrainte du code.

1.4 Mécanismes de la propagation

Les trois principaux mécanismes régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement sont la réflexion, la diffraction et la diffusion [5,6] :

- **Réflexion/Réfraction**

Réflexion et réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'objet est parfaitement conducteur, toute l'énergie incidente est réfléchie. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet, selon le phénomène de réfraction. La quantité d'énergie transportée par l'onde réfractée dépend de la capacité d'absorption des matériaux.

- **Diffraction**

La diffraction se produit lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives

- **Diffusion**

La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités suffisamment grandes. La diffusion émerge comme un comportement moyen, alors même que l'interaction élémentaire de l'onde avec chaque obstacle est de type dispersif.

L'utilité relative de ces phénomènes pour le transport d'information dépend de la configuration de propagation et, notamment, de la polarisation des antennes et de la présence ou de l'absence d'une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS (Line Of Sight), NLOS (NonLine Of Sight)).

L'influence d'un obstacle sur le signal capté en réception dépend de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde, de sa composition et de sa position spatiale par rapport à

l'émetteur, au récepteur et aux autres objets. On distingue deux types principaux de récepteurs :

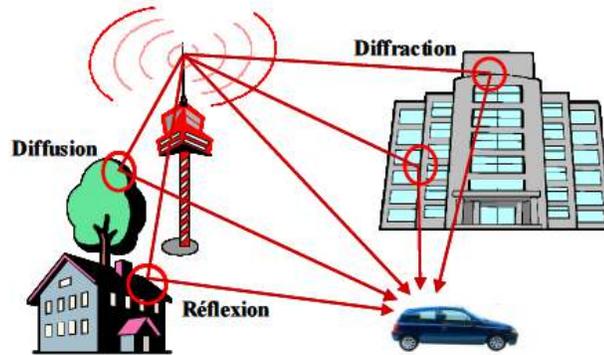


Figure 1. 2. Illustration des phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion des trajets multiples.

1.5 Les type de canaux

Le canal est un véritable problème pour les transmissions de données. En effet, il est source de bruits de toutes sortes. Il existe des modèles pour identifier ce bruit et nous allons nous évertuer à en décrire quelques-uns.

1.5.2 Canal AWGN

Le premier modèle est le plus utilisé en théorie. Il s'agit du bruit additif blanc et gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise). Il fournit un modèle presque parfait pour certains systèmes de communication et se prête à des calculs relativement faciles. Ce modèle implique que le bruit du canal est une variable aléatoire n qui s'ajoute au signal modulé. Dans ce cas, la variable n est gaussienne, de moyenne nulle et de variance σ^2 . Mathématiquement, nous pouvons écrire la densité de probabilité du bruit additif blanc gaussien :

$$P(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}} \quad (1.1)$$

La densité spectrale unilatérale de ce type de bruit est constante de valeur N_0 . Conséquemment, si nous considérons la variable du signal modulé x_k , il nous est possible de donner la sortie du canal comme [7]:

$$r_k = x_k + n \quad (1.2)$$

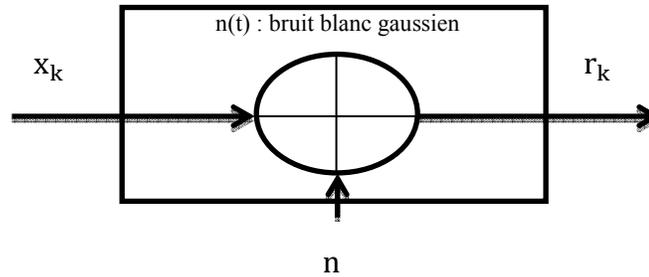


Figure 1. 3. Modèle du canal AWGN.

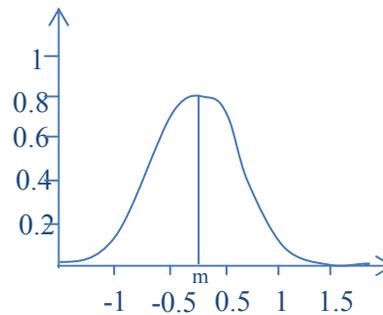


Figure 1. 4. Représentation d'une distribution GAUSSIENNE.

1.5.1 Le canal de Rayleigh

Sur la terre, les signaux sont en général soumis à une forte atténuation. Cette atténuation est le plus souvent reliée à la vitesse du récepteur, par exemple, lorsqu'on téléphone au moyen d'un cellulaire dans une voiture. Cette atténuation n'est pas modélisée par le bruit AWGN. Toutefois, il existe un modèle qui prend en compte cette atténuation, il s'agit du modèle de canal de Rayleigh.

Le modèle de canal de Rayleigh est caractérisé par deux paramètres et est illustré à la figure 1.5. L'un de ces deux paramètres est une variable aléatoire n de distribution gaussienne. L'autre variable est l'enveloppe du signal, a_k . [7]

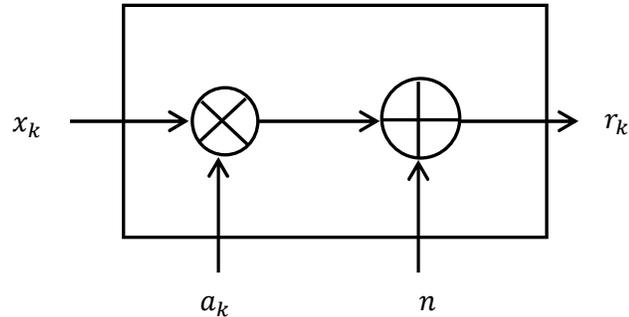


Figure 1. 5. Modèle de canal de Rayleigh.

La sortie r_k du modèle de canal de Rayleigh est :

$$r_k = a_k x_k + n \quad (1.3)$$

La fonction de densité de a_k est :

$$f(a_k) = a_k e^{-\frac{a_k^2}{2}}, \quad \text{avec } a_k \geq 0 \quad (1.4)$$

Le modèle d'un canal de Rayleigh est schématisé à la figure 1.5, où r_k est la version bruitée du signal x_k à l'entrée du canal. La méthode la plus simple pour obtenir l'enveloppe dont la puissance moyenne est unitaire est de générer deux variables gaussiennes b_k et c_k de variance $1/2$ et de moyenne nulle. En considérant que le processus d'évanouissement est décorrélé, l'enveloppe du signal sera alors donnée par :

$$a_k = \sqrt{b_k^2 + c_k^2} \quad (1.5)$$

1.6 Propagation par trajets multiples

1.6.1 Phénomène de multi-trajet

Les systèmes de communication sans-fil sont limités en capacité et en performances à cause de certains facteurs liés au canal de transmission tels que le bruit additif généré

par les composants interne du système de communication, ou les évanouissements et la propagation par trajets multiples[8] lorsqu'un signal émis subit des réflexions, des réfractions ou des diffusions autour des réflecteurs se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards. Dans ces conditions, il apparaît clairement que le mobile, s'il peut recevoir directement l'onde émise à son intention, reçoit toujours les contributions sur la même fréquence de tout un ensemble de réflecteurs et de diffracteurs. Ces obstacles divers, tels que les arbres, les immeubles, la végétation et les véhicules, créent pour chaque fréquence une géométrie d'ondes stationnaires. Le temps de propagation d'une information selon les différents trajets est variable selon la longueur de chaque trajet, ce qui entraîne une distorsion de phase nécessaire à la reconnaissance du message transmis. Le champ électrique d'une onde émise peut être représenté comme suit :

$$E = A \cos(2\pi ft + \Phi) \quad (1.6)$$

La propagation par trajets multiples affecte les trois paramètres de la façon suivante :

- La fréquence par l'effet Doppler
- L'amplitude par les évanouissements Fading de Rayleigh
- La phase par la dispersion des temps de propagation selon les trajets.

1.6.2 Effet Doppler

L'effet Doppler est provoqué par le mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur. L'effet Doppler peut être engendré par le déplacement rapide d'un récepteur ou d'un émetteur dans le cas d'une transmission mobile. Ce déplacement relatif de l'émetteur et du récepteur change le signal reçu par des variations permanentes dans l'amplitude du signal transmis initialement. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux se présente comme l'effet Doppler [9] (voir la Figure 1.6).

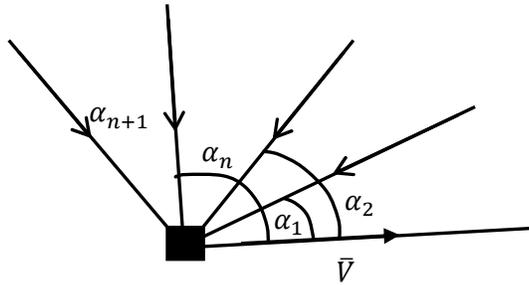


Figure 1. 6. Paramètres de l'effet Doppler[9].

Si V est une vitesse du mobile en mouvement et f_c est la fréquence de l'onde transmise, l'effet Doppler déplace cette fréquence à la réception d'une quantité égale à [10] :

$$f_D = f_c - f_i = \frac{V}{c} f_c \cos \alpha_n \quad (1.7)$$

où :

- V : Vitesse du mobile (m/s),
- f_c : Fréquence de la porteuse (Hz),
- f_i : Fréquence instantanée du signal reçu (Hz),
- c : Vitesse de la lumière (3×10^8 m/s),
- α_n : Angle formé entre le sens de déplacement et l'onde transmise.

Quand un récepteur et un émetteur se déplacent l'un vers l'autre, la fréquence du signal reçu est plus haute que la source, l'écart de Doppler est négatif, et quand ils s'éloignent l'un de l'autre, la fréquence reçue diminue, l'écart de Doppler est positif. L'écart maximal peut être représenté comme suit [10] :

$$f_{D,max} = \frac{V}{c} f_c \quad (1.8)$$

Quand la vitesse de l'émetteur ou du récepteur est plus grande, alors l'effet Doppler peut devenir critique, et le récepteur sera incapable de détecter la fréquence transmise.

designal. Par exemple, si $F_c = 1 \text{ GHz}$ et la vitesse du mobile est $V = 60 \text{ Km/h}$ (16.7 m/s), l'écart maximal de Doppler sera :

$$f_{D,\max} 10^9 = \frac{19.67}{3.10^8} = 55.5 \quad (1.9)$$

Cet écart de Doppler de 55Hz généralement n'affectera pas la transmission. Cependant, l'effet de Doppler peut poser des problèmes si la vitesse du mobile devient assez importante.

1.6.3 Corrélation

La corrélation estime le degré de ressemblance, par transformation linéaire, entre variables aléatoires. Les relations existant dans un groupe de variables aléatoires sont mesurées par une matrice de coefficients de corrélation.

1.6.4 Cohérence

La cohérence estime le degré de ressemblance entre processus aléatoires, au sens de la possibilité de transformer un processus vers un autre par un filtre linéaire invariant [11,12].

En résumé, les concepts de cohérence et de corrélation renvoient tous les deux à une notion de similarité au second ordre mais sont appliqués à des entités différentes, respectivement les processus aléatoires et les variables aléatoires. La terminologie employée dans la suite tiendra compte de cette nuance.

1.7 Caractéristiques du canal

1.7.1 Sélectivité en fréquence

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsque sa réponse fréquentielle n'est pas idéalement plate, du fait des échos et des réflexions produits au cours de la transmission entre émetteur et récepteur. Cela conduit le signal transmis à suivre des trajets différents avec des atténuations et des retards qui leur sont propres. Le signal transmis est alors dispersé

en temps et le signal reçu comprend le signal utile et des interférences entresymboles. Ce canal peut être décrit par l'équation suivante :

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) x(n-l) + w(n) \quad (1.10)$$

où L représente le nombre de trajets parcourus par le signal transmis ce qui traduit la dispersion temporelle du canal en durée symbole. h_l représente l'évanouissement du trajet l appliqué à un signal transmis à l'instant $n-l$. y et x représentent respectivement le signal reçu et le signal transmis et w représente un bruit blanc gaussien [13].

1.7.2 Sélectivité en temps

La sélectivité en temps du canal caractérise la variation du canal au cours de temps. Elle est liée à la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles entre les deux suivant la nature des évanouissements. Cette sélectivité se caractérise par 3 types de canaux :

- Le canal à évanouissement rapide varie à chaque temps symbole,
- Le canal quasi-statique reste constant durant la transmission d'une trame,
- Le canal à évanouissement par blocs reste constant durant la transmission d'un nombre donné de sous-blocs de la trame. Le canal quasi-statique est un cas particulier de ce type de canal [13].

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir succinctement décrit les différents éléments d'une chaîne de transmission numérique, nous avons établi les bases théoriques permettant de décrire l'ensemble des fonctions concernées par notre étude. Nous avons ainsi présenté les deux types de codage utilisés, et les différentes perturbations subies par le signal lors de la transmission. Et enfin nous avons abordé la notion de sélectivité.

Chapitre 2 MIMO et Notion de Diversité

2.1 Introduction

Les systèmes multi-antennaires deviennent prépondérants dans les systèmes de télécommunications sans fil actuels.

Dans ce chapitre nous verrons les différents systèmes multi-antennaires SISO, SIMO et MISO et donnerons les expressions des capacités correspondantes, ainsi que les bénéfices apportés par le MIMO en termes de gain d'antennes multiples, gain de diversité et de réduction des interférences, ensuite on va présenter les différents techniques d'un système MIMO enfin sa capacité.

2.2 Systèmes SISO

Le système SISO est un canal de transmission composé d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception. La capacité d'un système SISO [14] :

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \text{SNR}|H|^2) \quad (2.1)$$

Avec $\text{SNR} = \frac{S}{B}$ est le rapport signal sur bruit exprimé en dB.
 h : le gain complexe du canal.

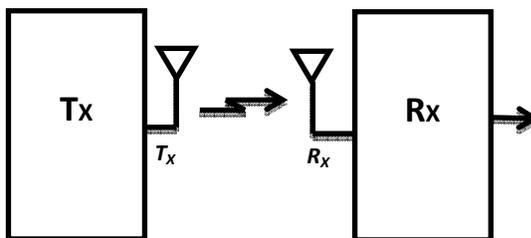


Figure 2. 1. Schéma d'un système SISO.

2.3 Système SIMO

Le système SIMO est constitué d'une antenne en émission et de plusieurs antennes en réception. Une fois que le signal est émis, plusieurs antennes en réception sont utilisées pour recevoir le maximum d'ondes. Cette technique permet de donner une diversité de réception.

L'avantage de cette technique est de contourner les problèmes dus à l'évanouissement de l'onde.

Capacité d'un canal SIMO [14] :

$$C_{\text{simo}} = \log_2 \left(1 + \text{SNR} \sum_{i=1}^{T_{XN}} |h_i|^2 \right) \quad (2.2)$$

Avec :

- T_{XN} : le nombre d'antenne à la réception,
- h : le gain complexe du canal,
- SNR : rapport signal sur bruit.

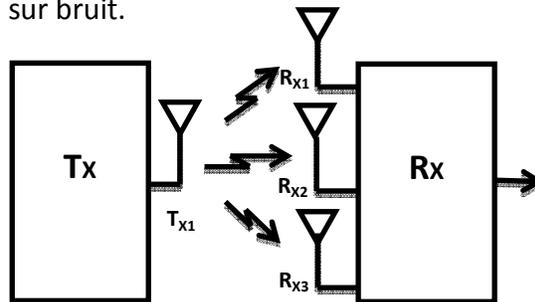


Figure 2. 2. Schéma d'un système SIMO.

2.4 Système MISO

Un système MISO est un canal de transmission. Ces systèmes correspondent à plusieurs antennes émettrices (M_t) et une seule en réception :

Capacité d'un canal MISO [14] :

$$C_{\text{miso}} = \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}}{R_{XM}} \sum_{i=1}^{R_{XM}} |h_i|^2 \right) \quad (2.3)$$

Avec :

- R_{XM} le nombre d'antennes à l'émission.
- h : le gain complexe du canal.

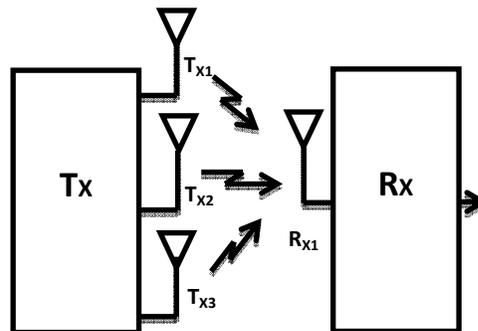


Figure 2. 3. Schéma d'un système MISO.

2.5 Système MIMO

Le principe du système MIMO consiste à compléter la dimension temporelle (naturelle) d'une transmission par une dimension spatiale en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un système MIMO permet à la fois une augmentation du débit et un gain de diversité. Nous rappelons que nous supposons que l'émetteur ne dispose pas de la connaissance du canal. Il est nécessaire de définir un modèle théorique pour le système MIMO afin de formaliser les techniques d'émission/réception.

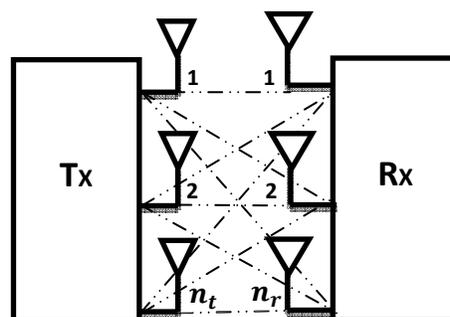


Figure 2. 4. Schéma d'une transmission MIMO.

2.5.1 Modèle du système MIMO

Nous considérons un système MIMO non sélectif en fréquence composé de n_t antennes d'émission et n_r antennes de réception comme présenté sur la figure 2.4. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission :

$$y = \sum_{j=0}^{n_t-1} h_{ij} x_j + \omega_i \quad (2.4)$$

où h_{ij} représente l'évanouissement qui caractérise la liaison entre l'antenne de réception i et l'antenne d'émission j et ω_i est un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle. Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. Le canal de transmission est défini par la matrice de canal MIMO H de taille $n_r \times n_t$ [2]:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1n_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r 1} & \dots & h_{n_r n_t} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Ainsi, le modèle de transmission s'exprime sous forme matricielle de la manière suivante :

$$y = H \cdot x + W \quad (2.6)$$

tel que :

$$\begin{aligned} Y &= [y_1, \dots, y_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \\ X &= [x_1, \dots, x_{n_t}]^T \in \mathbb{C}^{n_t \times 1} \\ W &= [\omega_1, \dots, \omega_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \end{aligned}$$

où Y et X représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et W représente le vecteur de bruit blanc gaussien. Les canaux MIMO sont caractérisés par leur pouvoir de traiter simultanément différents signaux au niveau spatial. Cela présente deux avantages importants, à savoir la diversité des antennes et le multiplexage spatial. Afin de mettre en évidence l'intérêt d'un canal MIMO, nous présentons une métrique fréquemment utilisée à savoir la capacité.

2.5.2 Capacité du canal MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature [15] [16], dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise p_0 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les n_T antennes de façon à ce que leur somme reste égale à p_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance p_0/n_T) [17].

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice¹ et est notée σ_v^2 .
- P_R est la puissance moyenne reçue sur chaque antenne
- Le rapport signal sur bruit moyen (RSB) sur chaque antenne de réception est $\rho_r = \frac{P_R}{\sigma_v^2}$, et est indépendant de n_T .

Pour un canal MIMO, avec une puissance de $p = n$ sur chaque émetteur, la capacité est [18] :

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{n_R} + \frac{P_R}{n_T} H H^* \right] \right) \text{ bps/hz} \quad (2.7)$$

En particulier lorsque n_T et n_R sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croît proportionnellement à n_R :

$$E[C] \approx n_R \log_2(1 + \rho_R) \text{ bps/hz} \quad (2.8)$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO. La figure 2.5 représente l'espérance de la capacité en fonction du RSB pour plusieurs valeurs de n_T et n_R .

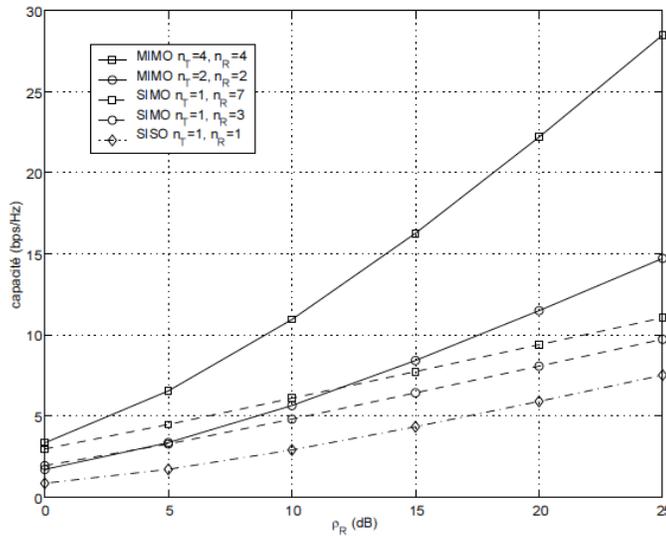


Figure 2. 5. Comparaison des capacités ergodiques pour différents systèmes SISO, SIMO et MIMO[15].

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [19], [20]. En effet, les systèmes MIMO offrent deux types de gain : un gain de diversité et un gain de multiplexage. Sachant que l'augmentation de l'un n'implique pas l'augmentation de l'autre, un compromis doit être trouvé entre les deux [21].

- **Gain de multiplexage**

Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, grâce au nombre de sous-canaux indépendants égal à $\min(n_t; n_r)$, permettant de transmettre de l'information différente sur chacun. Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du débit d'information grâce aux sous-canaux disponibles pour le multiplexage d'information[13].

- ***Gain de diversité***

Un système MIMO employant n_t antennes à l'émission et n_r antennes à la réception peut atteindre un gain de diversité maximal de $n_t \cdot n_r$. Le gain de diversité d'un système MIMO représente la pente asymptotique de la courbe de taux d'erreur paquets (FER). On montre [21] que la probabilité d'erreurs moyenne décroît exponentiellement en fonction de d : $P_e \propto \rho^{-d}$ où ρ représente le rapport signal à bruit. La diversité apportée par un système MIMO peut être donc utilisée pour combattre les évanouissements. Plusieurs techniques dites MIMO en émission et en réception sont utilisées pour mettre en pratique les notions de diversité et de multiplexage. Parmi ces techniques, nous nous intéressons plus particulièrement aux techniques espace-temps qui supposent le canal inconnu à l'émission et estimé à la réception. Nous présentons dans la suite de ce chapitre, les techniques MIMO associées ou non à un codage de canal.

2.6 Techniques MIMO à l'émission

1.6.1 Codage espace-temps

À l'émission, les techniques MIMO sont employées pour exploiter la diversité d'émission et/ou pour augmenter le débit. Pour ce faire, un code espace-temps doit être mis en œuvre. L'idée de base du codage espace-temps est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. Un code espace-temps est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code espace-temps est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. Un code espace-temps est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à $n_t \cdot n_r$ [22].

On peut distinguer deux grandes classes de codage espace-temps permettant l'exploitation de la diversité : le codage en treillis et le codage en blocs.

2.6.1.1 Codage espace-temps en treillis STTC

Il consiste à coder à l'aide d'une représentation sous forme de treillis les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi en minimisant une métrique de vraisemblance cumulée pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [22] que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

2.6.1.2 Codage espace-temps en blocs STBC

La complexité mise en œuvre des codes STTC a motivé la construction de codes espace-temps en blocs. Ils sont définis sous une forme matricielle. Ainsi, les symboles à transmettre sont codés par des opérations matricielles. Dans [1], Alamouti a construit un code espace-temps orthogonal qui atteint la diversité maximale pour un système MIMO 2-1 avec un rendement égal à 1 (équivalent au rendement d'un système SISO). Dans [23], Tarokh a généralisé le code d'Alamouti à des dimensions plus élevées. L'avantage des codes orthogonaux est leur décodage linéaire. De plus, ils peuvent atteindre la diversité maximale. Par contre leur rendement reste limité à 1. Cette contrainte a motivé la construction de codes espace-temps dits quasi-orthogonaux permettant d'atteindre des rendements supérieurs à 1. Une autre famille de codes STBC dit à dispersion linéaire [24] est obtenue de manière générique à partir des combinaisons linéaires des symboles à transmettre. Parmi les codes de cette famille, nous pouvons citer les Golden codes [25] représentant un code parfait pour un système 2x2, les codes DAST [26] de rendement unitaire et diversité maximale et les codes TAST [27] ayant à la fois un rendement plein et une diversité pleine.

2.6.2 Techniques de multiplexage

Le rendement limité des codes orthogonaux a motivé la construction des codes encouchant un rendement plein. Foschini [28] propose un premier schéma BLAST3 exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes. La trame binaire à transmettre est divisée en sous-trames. Les sous-trames (couches) sont ensuite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale.

- **H-BLAST** : Chaque sous-trame d'information est transmise indépendamment par une antenne émettrice. Ce schéma permet d'exploiter seulement la diversité temporelle à l'émission lorsque les sous-trames sont indépendantes.
- **D-BLAST** : Chaque sous-trame d'information est répartie sur une diagonale espace-temps grâce à un entrelasseur espace-temps. Ainsi, chaque sous-trame subit tous les évanouissements du canal MIMO. L'avantage de ce système est qu'il exploite à la fois la diversité spatiale et temporelle.
- **V-BLAST** : Chaque symbole de la trame est transmis par une des antennes émettrices. Ainsi, ce schéma comme le schéma D-BLAST permet d'exploiter la diversité spatiale et/ou temporelle à l'émission, mais il est de complexité plus faible.

2.7 Techniques MIMO a la réception

2.7.1 Détection ML (Maximum Likelihood)

La détection à maximum de vraisemblance ou détection ML consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu.

$$\tilde{x} = \arg \min_x \|y - \mathcal{H}_{eq} \cdot x\|^2 \quad (2.8)$$

Ce type de détection est optimal en termes de taux d'erreurs, mais il présente une complexité qui augmente exponentiellement avec la taille du vecteur reçu et l'ordre de modulation. Il est possible de réduire cette complexité en utilisant un décodage par sphère [29].

2.7.2 Détection ZF

La détection par forçage à zéro ou détection ZF (Zero Forcing) est basée sur l'inversion ou la pseudo inversion de la matrice \mathcal{H}^{eq} .

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{cases} \mathcal{H}_{\text{eq}}^{-1} \cdot \mathbf{y} & \text{si } \mathcal{H}_{\text{eq}} \text{ est carré} \\ (\mathcal{H}_{\text{eq}}^{\text{H}} \mathcal{H}_{\text{eq}})^{-1} \cdot \mathcal{H}_{\text{eq}}^{\text{H}} \cdot \mathbf{y} & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.9)$$

L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du niveau de bruit pour les faibles SNR. Dans ce cas, un autre type de filtrage linéaire est nécessaire.

2.7.2 Détection MMSE (Minimum Mean Square Error)

La technique de détection MMSE consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur des symboles transmis et celui des symboles estimés. A la différence de la détection ZF, cette technique prend en considération à la fois le bruit additif et l'interférence entre symboles.

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\mathcal{H}_{\text{eq}}^{\text{H}} \mathcal{H}_{\text{eq}} + \frac{\sigma_{\omega}^2}{\sigma_{\mathbf{x}}^2} \mathbb{I} \right)^{-1} \cdot \mathcal{H}_{\text{eq}}^{\text{H}} \cdot \mathbf{y} \quad (2.10)$$

Où σ_{ω}^2 et $\sigma_{\mathbf{x}}^2$ représentent respectivement la variance du bruit et la puissance moyenne de la constellation des symboles transmis.

2.8 Codage de canal

Le principe du codage de canal consiste à introduire de la redondance dans le message à transmettre pour permettre au récepteur de détecter et/ou corriger les erreurs de transmission. Il existe deux grandes familles de codes : les codes en blocs et les codes convolutifs. Traditionnellement, les codes convolutifs sont considérés pour la structure à modulation codée avec entrelacement de bit BICM (bit Interleaved Coded Modulation). Dans cette étude, nous nous intéressons aux ces deux codes.

2.8.1 Codage en bloc

L'un des codages spatio-temporels utilisés dans les systèmes MIMO est le code espace-temps en bloc. Pour cela nous allons décrire le principe de fonctionnement de ce

dernierainsique ses caractéristiques, ensuite nous allons présenter un cas de codage O-STBC qui est leO-STBC d’Alamouti pour le mieux comprendre [1].Le OSTBC fait partir de la famille des techniques exploitant la diversité temps espace à l’émission. Cette technique se base sur la diversité d’antennes à l’émission pour construireunschéma de transmission. A la réception, la détection des symboles transmis se fait encombinant différents signaux reçu consécutivement dans le temps.

2.8.1.1 Principe

Le principe du O-STBC est d’introduire une redondance d’information entre les deuxantennes et ainsi améliorer la robustesse pour une même puissance d’émission mais sansgagner en débit. Dans l’exemple de la figure 2.6, l’émetteur va prendre les paquets àenvoyerdeux par deux, et il va envoyer d’un côté S_1 et S_2 sans les modifier et sur ladeuxièmeantenne il va émettre d’abord le conjugué de S_2 et après l’inverse du conjuguéde S_1 . Lesystème de réception va en premier temps, déterminer les coefficientscomplexes des canaux[30].Ensuite ce système va recevoir un premier couple S_1 et le conjugué de S_2 puis dans unsecondtemps S_2 et $-S_1^*$. Avec ces deux couples la trame émise va pouvoir êtrereconstituée de façontrès sûre grâce à un système de vérification entre les paquets S_1 et S_2 envoyés et leursconjugués, ainsi l’algorithme de codage espace-temps permet d’augmenter la fiabilité dusystème MIMO.Afin d’augmenter la portée des communications, l’émetteur envoie à l’instant T_1 , lepaquet S_1 sur les antennes « E1 » et « E2 », ensuite à l’instant T_2 le paquet S_2 est envoyéégalementsur les deux antennes. Les ondes correspondantes se superposent, ce qui provoquel’augmentation de la puissance du signal émis et donc la portée decommunication.

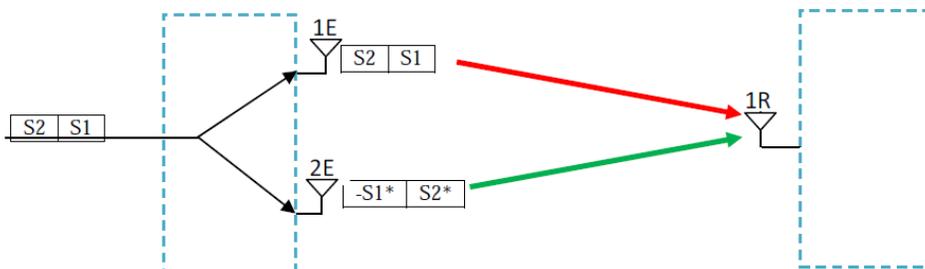


Figure 2. 6. Space Time Bloc Code - augmentation de la fiabilité.

2.8.1.2 Les codes espace-temps en blocs orthogonaux(O-STBC)

Les codes espace-temps en blocs orthogonaux utilisent des symboles complexes issus d'une modulation affectés par un codage à la fois en espace et en temps. Le but de ces codes est d'exploiter la diversité d'émission des systèmes multi-antennes. Cependant, ils n'exploitent pas la capacité des systèmes MIMO à cause de la redondance intrinsèque du code utilisé. La capacité des codes espace-temps en blocs orthogonaux considérant des canaux de Rayleigh décorrélés est [31] :

$$C = RE \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} \chi_{2mn}^2 \right) \right\} \quad (2.11)$$

avec $n = \min(N_t, N_r)$ et $m = \max(N_t, N_r)$, et R le rendement du code espace-temps étant défini comme le rapport entre le nombre de symboles N et le nombre de durées symboles T pendant lequel ces symboles ont été émis $R = N/T$. Le code d'Alamouti est le seul code espace-temps en blocs à exploiter la capacité optimale pour $N_t = 2$ et $N_r = 1$ grâce à son rendement unitaire [32]. Malgré ces inconvénients, ils ont l'avantage d'être simples à décoder, puisque décodables avec une simple combinaison linéaire des signaux reçus.

1.8.1.3 Le code espace-temps en blocs d'Alamouti

Le schéma de transmission peut se résumer en trois grandes étapes : la première étape décrit la technique de codage de la séquence d'information à émettre. La deuxième étape explique la méthode de combinaison des signaux reçus afin de faciliter la détection symbole transmis [1].

- **Schéma de codage et transmission de la séquence**

Supposons que nous avons une séquence de transmission, par exemple $\{S_1, S_2, \dots\}$. Dans la transmission normale, nous envoyons S_1 dans le premier intervalle de temps, S_2 le second temps, S_3 et ainsi de suite. Toutefois, Alamouti a suggéré que nous groupions les

symboles par deux. Dans le premier intervalle de temps, envoyer S1 et S2 respectivement sur la première antenne et sur la seconde. En second temps envoyer S2* et -S1* respectivement sur la première antenne et la seconde. Dans le troisième intervalle de temps, envoyer S3 et S4 respectivement sur la première antenne et sur la seconde, et pour le quatrième intervalle de temps envoyer -S4* et S3* respectivement sur la première antenne et sur la seconde. Pour envoyer deux symboles, nous avons encore besoin de deux créneaux horaires. conséquent, il n'y a aucun changement dans le débit de données. Cela constitue l'explication simple de la chaîne de transmission avec utilisant le codage espace-temps en bloc d'Alamouti[30].

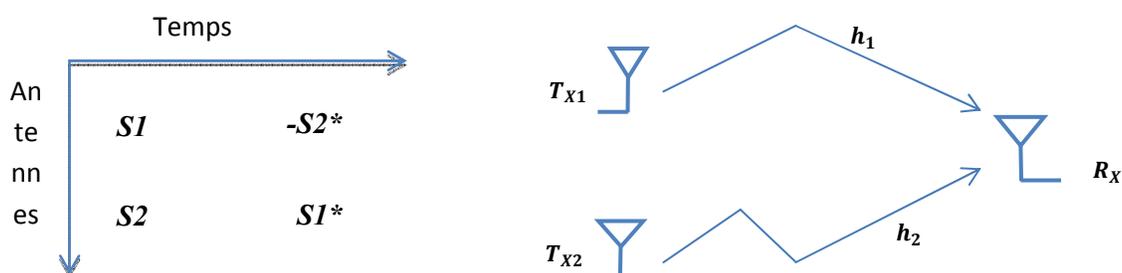


Figure 2. 7. Schéma du codage OSTBC Alamouti pour le cas 2 antennes à l'émission et 1 à la réception.

• **Schéma de combinaison**

On suppose que le canal est un canal de Rayleigh et que ces coefficients restent constants sur la période double considérée. En d'autres termes on a : Les paramètres du canal sont exprimés par[30] :

$$\begin{aligned}
 h_1(t + T) &= h_1 \\
 h_2(t + T) &= h_2
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Soit $[s_1, s_2]^T$ le vecteur symbole à envoyer.

D'après STBC d'Alamouti :

- A T1 on envoie $[s_1; s_2]^T$
- A T2 on envoie $[-s_2^*; s_1^*]^T$

Les signaux reçus aux deux instants consécutifs sont données par r_1 et r_2 tels que :

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Où n_1 et n_2 sont des variables aléatoires complexes caractérisant le bruit interfèrent à la réception. Sous forme matricielle on peut écrire ces deux expressions de r_1 et r_2 comme suit :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Cette même expression peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$r_2^* = h_1^* s_2 + h_2^* s_1 + n_2^* \quad (2.16)$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

2.8.1.2 Modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Les techniques de modulation OFDM offrent plusieurs avantages par rapport aux méthodes de modulation conventionnelle à une seule porteuse. Un grand avantage de l'OFDM est sa simplicité due à l'utilisation d'IFFT [33]. L'OFDM est basé sur la répartition de l'information à transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonales modulées à bas débit binaire de façon à rendre le canal radio-mobile non dispersif en temps et non sélectif en fréquence. Cette technique réside dans le chevauchement du spectre des différentes sous-porteuses produisant une efficacité spectrale optimale. L'OFDM est une solution efficace au problème d'interférence inter-

symboles (ISI) dans des canaux radio-mobiles, grâce à l'insertion d'un intervalle de garde après chaque symbole utile [34]. Cet intervalle a pour effet d'absorber l'effet multivoies du canal et de maintenir la condition d'orthogonalité de sous porteuses au récepteur. La procédure de conservation d'orthogonalité pour l'OFDM est beaucoup plus simple comparée aux techniques de CDMA ou de TDMA. L'OFDM peut être employé dans des applications à grande vitesse de multimédia avec un coût inférieur de service. La solution OFDM utilise d'une façon optimale la largeur de bande disponible, elle possède donc une haute efficacité spectrale [35].

- **Notion d'orthogonalité**

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférences. Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions f et g peut être définie dans un intervalle $[a, b]$ par la relation [35] :

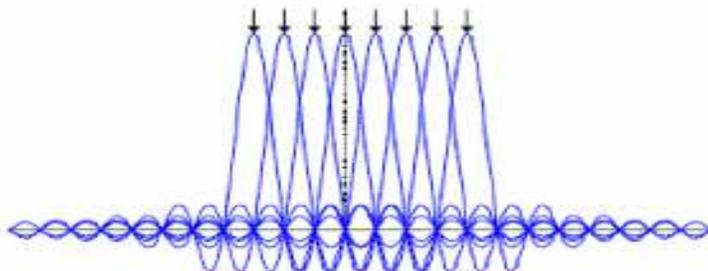
$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (2.18)$$

Cette relation s'explique par le fait que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$. Et donc pour réaliser une base orthogonale à P dimensions, il suffit de trouver P fonctions orthogonales deux à deux. La modulation OFDM peut être vue comme une combinaison à coefficients complexes de signaux orthogonaux représentant les translations temps-fréquence d'une onde rectangulaire. La transformée de Fourier d'un signal rectangulaire étant un sinus cardinal, on note, comme le montre la figure 2.8, que les sous-porteuses se recouvrent spectralement tout en restant orthogonales entre elles. En autorisant un fort recouvrement spectral entre les porteuses, l'OFDM permet d'augmenter sensiblement le nombre des porteuses ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Pour garantir une utilisation efficace de la largeur de bande disponible, c'est-à-dire une excellente efficacité spectrale, il est nécessaire de faire chevaucher mutuellement les sinus cardinaux dans le domaine fréquentiel des différentes sous-porteuses, de telle sorte que la condition d'orthogonalité soit conservée. Cependant, pour que ce

recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. Lors d'une transmission OFDM, les spectres des sous-porteuses ne sont pas séparés mais sont bien superposés

le montre la

suivante :



comme
figure

Figure 2. 8. Représentation dans le domaine fréquentiel.

Pour récupérer l'information utile transportée par l'ensemble des sous-porteuses, on exploite la relation d'orthogonalité, à savoir qu'au maximum d'une porteuse donnée les autres porteuses sont nulles. On évite ainsi les pertes d'efficacité spectrale.

2.8.2 Codage convolutif

Pour ces codes, chaque bloc de n éléments binaires en sortie dépend non seulement des k éléments binaires présents en entrée mais aussi des m blocs de k éléments binaires précédents. Le codage se fait avec des registres à décalage et des additionneurs formés par des ou exclusif. Chacun des deux codeurs est un codeur convolutif récursif (voir la Figure 2.9) [36].

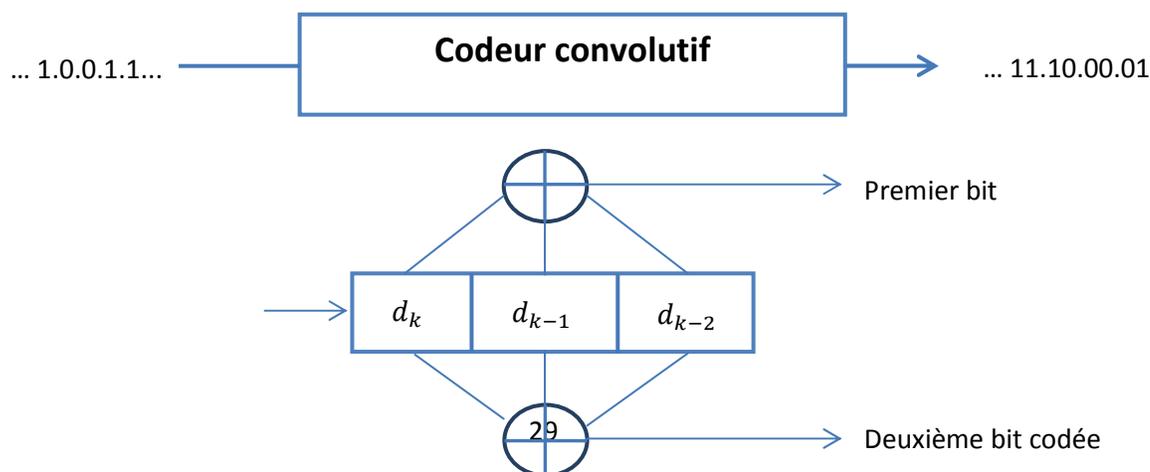


Figure 2. 9. Principe de codage convolutif[37].

La Figure 2.9 représente un codeur convolutif de taux de codage $R = 1/2$ et de longueur de contrainte $k = 3$. Le codeur fonctionne de la manière suivante : avant que le processus de décodage ne débute, le contenu du registre à décalage est initialisé à zéro. Les bits d'information arrivent à l'entrée du codeur de façon continue. La séquence des symboles codés est obtenue en échantillonnant les additionneurs modulo 2 à l'aide d'un commutateur. En appliquant la technique de perforation sur le code convolutif de faible taux, un code convolutif perforé de taux de codage élevé peut être produit. Cette technique consiste à supprimer un bit de sortie, selon une règle prédéfinie par une matrice de perforation. L'utilisation des codes convolutifs perforés conduit à une grande flexibilité du système, car par le simple changement de matrice de perforation on peut varier le taux de codage sans changer la complexité du codeur et du décodeur. Un treillis d'encodage est une représentation du codeur convolutif qui tient compte du fait que le nombre d'états du codeur est fini. Le treillis est constitué de nœuds représentant les états du codeur en question, et de branches reliant les nœuds du treillis représentant les transitions entre les états du codeur. La longueur du treillis représente la profondeur dans la séquence des bits d'information, et sa largeur représente le nombre d'états du codeur. La Figure 2.10 illustre une représentation en treillis d'un code convolutif. On peut constater que le treillis a toujours deux branches sortantes de chaque état.

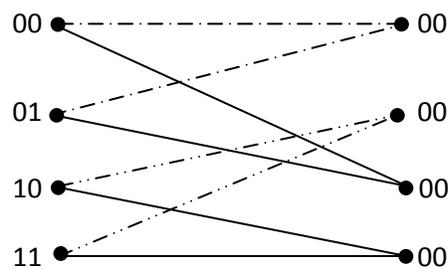


Figure 2. 10. Représentation en treillis du code convolutif[37].

2.8.2.1 Modulations Codées en Treillis

La modulation codée par treillis (TCM) a suscité beaucoup d'intérêt ces derniers temps grâce à ses bonnes performances pour la transmission numérique sur les canaux à largeur de bande limitée ou à puissance limitée. Ce type de codage associé à une modulation est appelé la modulation codée par treillis, le fameux TCM[36], dénommée aussi codulation ou simplement modulation codée. Le train binaire qui constitue l'information à transmettre est scindé par blocs comme dans un code bloc. Une partie des bits passe dans un codeur convolutif et l'autre partie va directement dans les circuits de modulation ou elle rejoint les bits codés. Cette technique, si elle permet d'augmenter le taux de codage sans trop affecter le gain de codage, présente l'avantage réel d'améliorer la performance des systèmes de modulation en utilisant des décodeurs qui préalablement ne sont pas conçus pour eux. Le cas exact de ce projet, est d'adapter un système de M-PSK, codé à un décodeur de Viterbi initialement conçu pour une.

2.8.2.2 Modulation M-PSK

La modulation consiste à faire correspondre à chaque symbole y_k^t , un signal $s_k^t = \Phi(y_k^t)$, avec $k = \overline{1, n_T}$. La fonction Φ dépend de la modulation utilisée. Le type de constellation que nous avons principalement exploités est la constellation 2^n PSK avec $n \in \mathbb{N}$.

Si une modulation de type PSK est utilisée par le système, les symboles MIMO (avant la modulation) sont réels et appartiennent à $\mathbb{Z}_{2^n}^{n_T}$. Les signaux MIMO sont définis par $S^t = [s_1^t \dots s_k^t \dots s_{n_T}^t]^T$, où les signaux $s_k^t \in \mathbb{C}$ avec $k = \overline{1, n_T}$ sont obtenus à l'aide de la fonction Φ définie par

$$\Phi : \mathbb{Z}_{2^n} \rightarrow \mathbb{C}$$

$$s_k^t = \Phi(y_k^t) = \exp\left(j \frac{\pi}{2^{n-1}} y_k^t\right) \text{ ou } j^2 = -1. \quad (2.19)$$

Similairement, nous pouvons définir une fonction Φ_v qui associe directement un

symbole MIMO à un signal MIMO tel que

$$\Phi_v: \mathbb{Z}_2^n \rightarrow \mathbb{C}^{n_T}$$

$$S^t = \Phi_v(Y^t) = \begin{bmatrix} \exp\left(j \frac{\pi}{2^{n-1}} y_1^t\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j \frac{\pi}{2^{n-1}} y_{n_T}^t\right) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Des exemples de modulations 2^n PSK avec $n \in \{2, 3\}$ sont présentés dans la figure 2.11. De manière à normaliser la puissance d'émission du signal à 1, chaque point de la constellation est placé sur le cercle unitaire.

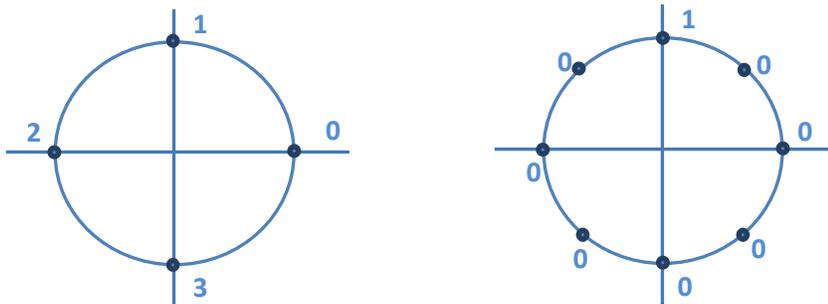


Figure 2. 11. Constellations 4-PSK et 8-PSK.

2.8.2.3 Algorithme de Viterbi

Pour décoder les codes en Treillis, l'algorithme de Viterbi [31] est généralement utilisé. Le but de cet algorithme est de trouver dans le treillis le chemin le plus probable. Son avantage est d'être beaucoup plus rapide qu'une recherche exhaustive parmi l'ensemble de chemins possibles. Un chemin dans le treillis est une succession de transitions passant par des états différents. Ainsi, chaque chemin correspond à un mot de code. Considérons un système MIMO constitué en émission d'un codeur temps-espace en treillis avec n_T antennes d'émission. Le récepteur est muni de n_R antennes de réception et il connaît parfaitement les coefficients du canal. Les signaux MIMO sont reçus durant l'intervalle de temps. A chaque instant t , pour chaque transition entre deux états, il est possible de définir une métrique de branche valant

$$\sum_{k=1}^{n_R} \left| r_k^t - \sum_{k=1}^{n_T} h_{kk}^t \hat{s}_k^t \right|^2 \quad (2.21)$$

Où $S = [\hat{s}_1^t, \hat{s}_2^t \dots \hat{s}_{n_T}^t]^T$ est le signal MIMO correspondant à la transition entre un état précédant et l'état donné, h_{kk}^t le coefficient du canal entre la k^e antenne d'émission et la k^e antenne de réception et r_k^t le signal reçu sur la k^e antenne de réception. De cette manière, pour chaque état, l'ensemble des distances entre le signal MIMO reçu et les signaux correspondant aux transitions convergeant vers l'état considéré est obtenu. Pour chaque état et à chaque instant, la métrique cumulée est calculée de la sorte :

- pour chaque transition arrivant sur l'état considéré, on calcule une métrique cumulée intermédiaire qui est la somme entre la métrique de branche relative à la transition et la métrique cumulée de l'état précédant considéré .
- la valeur de la métrique cumulée retenue parmi toutes les transitions pour l'état considéré est la valeur minimale prise parmi les métriques cumulées intermédiaires.

Par conséquent, pour chaque état, l'état précédent le plus probable, c'est à dire celui qui minimise la métrique cumulée, est conservé. A la fin des L transitions, le chemin le plus probable est celui qui a la métrique cumulée la plus faible. Pour retrouver les signaux envoyés, la remontée des survivants est appliquée sur le chemin le plus probable. Le principe de la remontée des survivants est de regarder parmi les derniers états possibles du treillis celui qui a la métrique cumulée la plus faible. Sachant que pour chaque état, l'état d'avant le plus probable a été conservé, il est possible en partant du dernier état du treillis de retrouver le chemin le plus probable. Cet algorithme très performant et beaucoup plus simple qu'une recherche exhaustive reste malgré tout relativement complexe comparé par exemple au décodage des OSTBCs. Ainsi, la complexité de décodage quand le nombre d'états devient important demande de la puissance de calcul. Nos travaux se sont principalement orientés vers la construction des TCM PSK.

2.8.3 Concaténation de codes

L'avènement de la concaténation de codes a constitué une étape significative dans le progrès des techniques de codage d'erreur. Le principe général repose sur la concaténation de fonctions de codage possédant des propriétés complémentaires dans le but d'atteindre des performances globales supérieures tout en relâchant les contraintes sur les codes élémentaires. Les fondations théoriques ont été édifiées par Forney, où il prouve que le décodage séquentiel de deux codes courts concaténés se révèle plus simple, à performances identiques, que le décodage d'un code long. L'exemple emblématique rencontré sur les canaux générant des erreurs isolées et indépendantes, est la combinaison d'un code externe algébrique, généralement un code de Reed-Solomon, et d'un code interne convolutif. Le récepteur associé effectue un décodage à décision souple du code convolutif, suivi d'un décodage algébrique du code en bloc corrigeant les paquets d'erreurs éventuellement produits en sortie du décodeur interne. L'intérêt de recourir à cette stratégie dans le cas présent est d'optimiser séparément les gains de diversité et de codage, tâche difficile à mener conjointement. Il est, par exemple, possible de combler la d'efficacité en gain de codage des modulations OSTBC à diversité pure à l'aide d'un code correcteur classique. Le canal équivalent, vu entre le modulateur temps-espace orthogonal et le démodulateur associé, se réduit à un canal MIMO, pour lequel les TCM forment un choix naturel. En particulier, pour un canal quasi-statique, où l'objectif du code externe est la maximisation de la distance euclidienne libre, on pourra utiliser les TCM développées par Ungerboeck [33]. La figure (2.12) illustre le diagramme d'un système à concaténation de codes, accompagné de son application au schéma d'Alamouti. De toute évidence, les techniques de turbocodage manquent à l'appel. Dans le cas d'une liaison par paquets assez courts dans un environnement statique, les performances en erreur sont dominées par les événements d'atténuation profonde de tous les canaux de transmission, vis-à-vis desquels les turbocodes n'offrent pas d'avantages sur les codes classiques fortement structurés. Les gains en performance ne deviennent significatifs qu'en présence d'un degré de diversité suffisant apporté soit par

allongement de la taille des trames, soit par accroissement de la dynamique temporelle du canal.

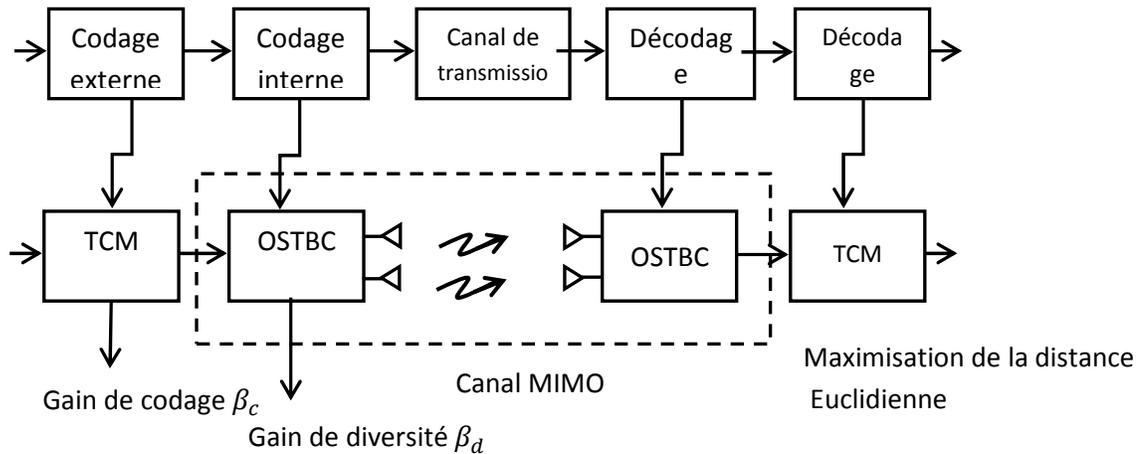


Figure 2. 12. Principe de la concaténation de codes — Exemple de l’apport de gain de codage au Schéma d’Alamouti.

2.5 Notion de diversité

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. La Figure 2.13 illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne : en d'autres termes les évanouissements sont moins importants. Pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie[38].

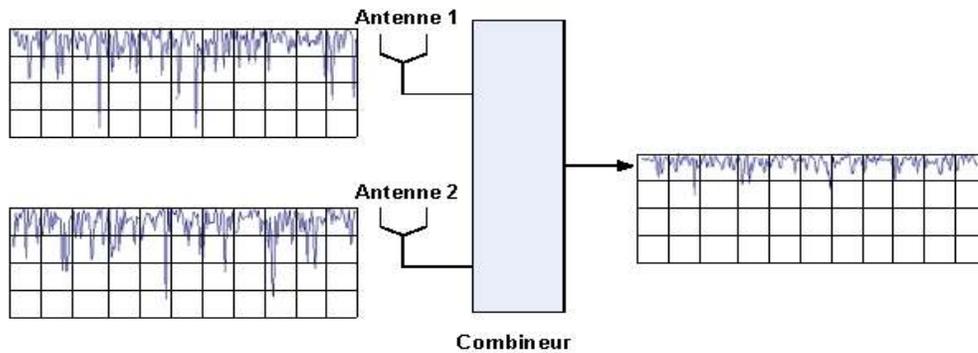


Figure 2. 13. Principe de la diversité[38].

Il existe plusieurs techniques de diversité peuvent être différenciées :

2.5.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, et consiste à émettre plusieurs répliques du signal $S(t)$ (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c [39]. Cette diversité est obtenue en utilisant conjointement d'un entrelaceur et un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le désavantage de cette technique est le retard induit, et la baisse de débit utile.

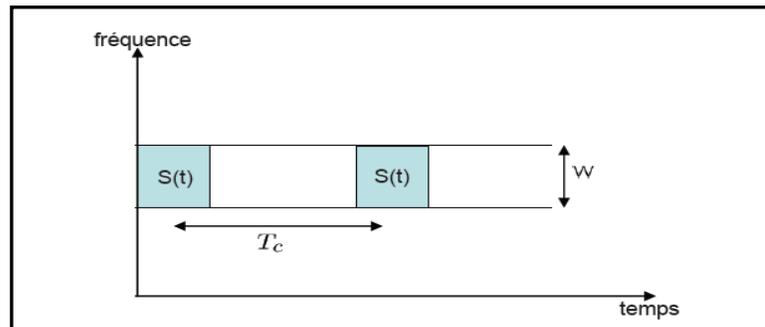


Figure 2. 14. Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels [39].

Avec w : La bande de fréquence du support.

2.5.2 Diversité fréquentielle

Cette diversité peut être obtenue lorsque le canal est sélectif en fréquence. L'émetteur envoie le même signal avec des fréquences différentes, ce qui permet d'obtenir un gain de

diversité à condition de séparer les différentes fréquences utilisées d'au moins la bande cohérente du canal tout en respectant la bande de fréquence disponible [39].

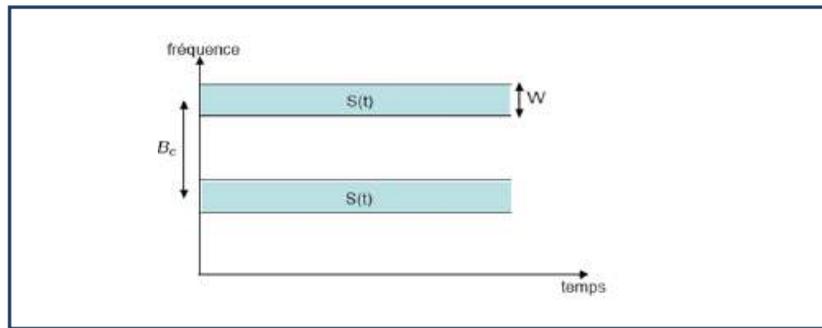


Figure 2. 15. Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentielle [39].
 W : largeur de bande passante

2.5.3 Diversité de parcours

Elle est due à la présence de canaux multi-trajets à partir desquels le récepteur peut tirer profit pour obtenir un gain en diversité.

2.5.4 Diversité spatiale

Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne. Elle consiste à envoyer ou/et recevoir le signal sur des antennes différentes espacées par une distance plus grande que la distance de cohérence. Cette distance est la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants. Les diversités temporelles, fréquentielles et spatiales à l'émission diminuent l'efficacité spectrale du système puisqu'elles nécessitent la répétition du même signal. En associant un codage correcteur d'erreurs avec l'une des techniques de diversité, on augmente l'efficacité spectrale et on évite le gaspillage des ressources spectrales. On note également que la combinaison de plusieurs techniques de diversité permet de mieux combattre les effets d'évanouissements du canal. On présente dans le paragraphe suivant le modèle des systèmes multi-antennes MIMO qui associent plusieurs antennes à l'émission et à la réception [40].

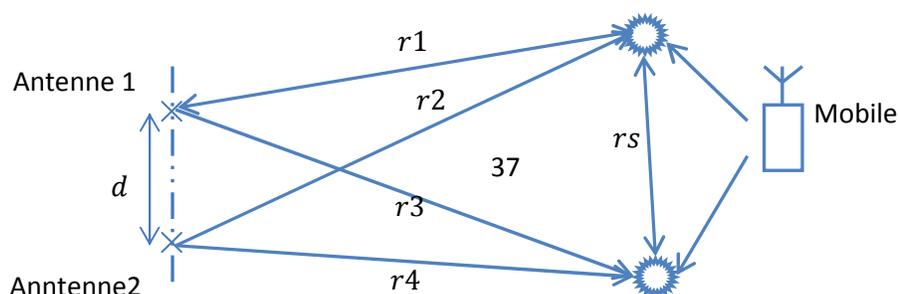


Figure 2. 16. Principe de diversité spatiale.

2.5.5 Diversité de polarisation

Avec cette technique de diversité, la transmission d'un signal avec une certaine polarisation peut s'effectuer avec une dépolarisation par le moyen de propagation en deux polarisations orthogonales avec des variations d'évanouissements indépendants [41]. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles et est très faible.

2.5.6 Diversité de diagramme

La diversité de diagramme peut être utilisée quand les diagrammes des deux antennes sont différents. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux parvenant aux antennes seront de directions différentes et donc probablement indépendants [42, 43]. La diversité en diagramme n'est jamais appliquée seule, elle est généralement combinée avec la diversité spatiale [42].

2.5.7 Diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes [41]. Dans les cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu initialement un modèle du système MIMO ainsi sa capacité, ensuite nous avons présentées caractéristiques et les différentes techniques qu'elle utilise, à l'émission et à la réception.

A l'émission nous nous sommes intéressés plus particulièrement au codage espace-temps et au multiplexage spatial, Quant à la réception, l'intérêt a été accordé plus particulièrement à la détection non linéaire introduisant le codage de canal.

Et enfin Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elles soient temporelles, spatiales.....

Chapitre 3 SIMULATIONS ET RESULTATS

3.1 Introduction

La simulation de systèmes de transmission est un moyen efficace et rapide pour montrer les performances et les difficultés de conception. Parmi l'ensemble de ces logiciels de simulation, nous avons choisi Simulink de Matlab pour l'implémentation et l'évaluation de notre chaîne de transmission. L'implémentation est réalisée en plusieurs étapes. La première consiste à une implémentation simple sans codage (source-canal, modulation, destinataire), pour en évaluer les performances du système. On ajoutant les différentes techniques de codages (convolutif, en bloc et concaténation des deux) pour les canaux de Rayleigh et AWGN ainsi que la modulation par saut de phase à plusieurs états (MPSK), on a essayé d'améliorer les performances.

3.2 Outil informatique utilisé : Simulink

Le Simulink est un outil interactif permettant de modéliser et de simuler des systèmes dynamiques. Il propose un environnement de simulation convivial avec utilisation de blocs de simulation grâce auxquels la modélisation d'un système se trouve simplifiée. Simulink s'intègre de manière transparente dans MATLAB et fournit un accès immédiat à une vaste gamme d'outils d'analyse et de conception. Ces avantages font du Simulink un outil de prédilection pour la conception de systèmes de contrôle, de DSP, de communications et d'autres applications de simulation. Par ailleurs, la visualisation graphique des résultats de simulation se fait de manière interactive; on y retrouve aussi

des blocs de visualisation des données, ainsi que des blocs de calculs de taux d'erreurs qui facilitent l'analyse des résultats. Simulink est donc un instrument de choix pour les scientifiques et les ingénieurs. C'est pour cela que dans le cadre de ce travail, on l'a choisi.

3.3 Implémentation de La chaîne de transmission

Après avoir définis les différents blocs de la chaîne de transmission en chapitre 1, nous pouvons expliciter l'implémentation et la simulation de notre chaîne de transmission qui est indiquée en figure 3.1

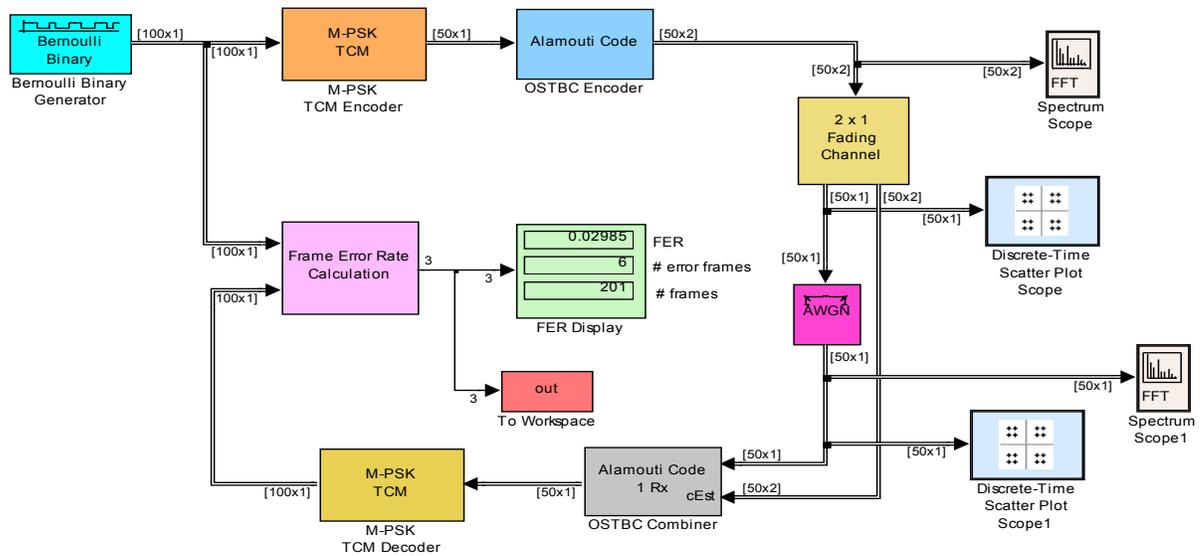


Figure 3. 1. Schéma globale de la chaîne de transmission.

3.3.1 L'émetteur

Le modèle général est une source numérique qui délivre des symboles prenant leurs valeurs dans l'alphabet. L'alphabet contient souvent seulement deux éléments, notés 0 et 1, on parle alors de source binaire.

Simulation Dans le simulateur il existe différents type de source d'information , dans le cadre de notre projet on a utilisé un générateur Bernoulli comme une source binaire.

Bernoulli la source de Bernoulli produit des données binaires équiprobable.

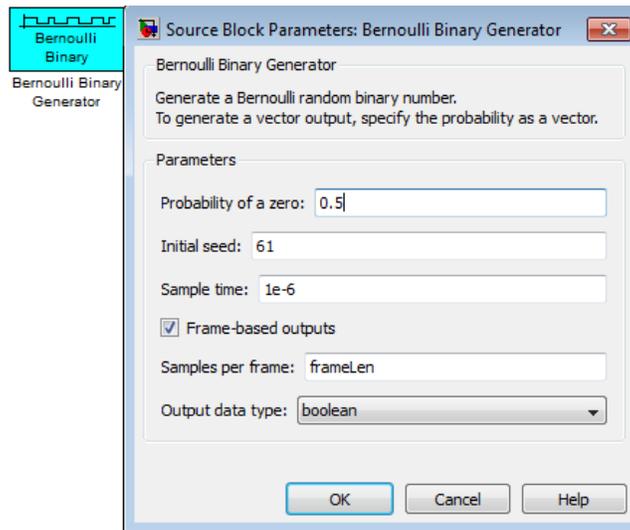


Figure 3. 2. Le bloc générateur Bernoulli.

3.3.2 Codage canal

Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de modifier son contenu (voir chapitres précédents). Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet.

- **Concaténation de code :**

Le codage concaténé augmente la puissance de codage ; en contre partie une augmentation de la complexité de la chaîne de transmission. La concaténation peut être réalisée de trois façons différentes (parallèle, série ou parallèle/série) sur deux ou plusieurs niveaux. Pour la structure série à deux codes, l'information est codée en double. Une première fois par un code externe, une seconde fois par un code interne.

Simulation:

pour effectuer cette simulation On a utilisé la technique de concaténation entre le code convolutif TCM et le code en bloc OSTBC pour perfectionner cette dernière .

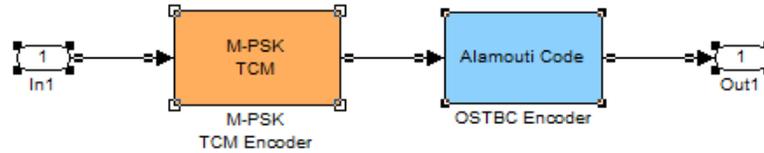


Figure 3. 3. La concaténation de TCM avec OSTBC.

- **Le codage TCM (modulation codée en treillis)**

Ce type de codage est associé à une modulation codée par treillis TCM, appelé par fois modulation ou simplement modulation codée. Le train binaire qui constitue l'information à transmettre est scindé par blocs comme dans un code en bloc. Une partie des bits passe dans un codeur convolutif et l'autre partie va directement dans les circuits de modulation ou elle rejoint les bits codés. Le but la technique PSK TCM est d'associer à chaque symbole binaire un point de constellation PSK. L'établissement ModulationOrder spécifie la taille de la constellation PSK, dans notre cas la constellation est 8-PSK.

Simulation :

Dans cette étape on a implémenter un bloc de codage TCM associé à une modulation qui est défini dans bloc ci-dessus.

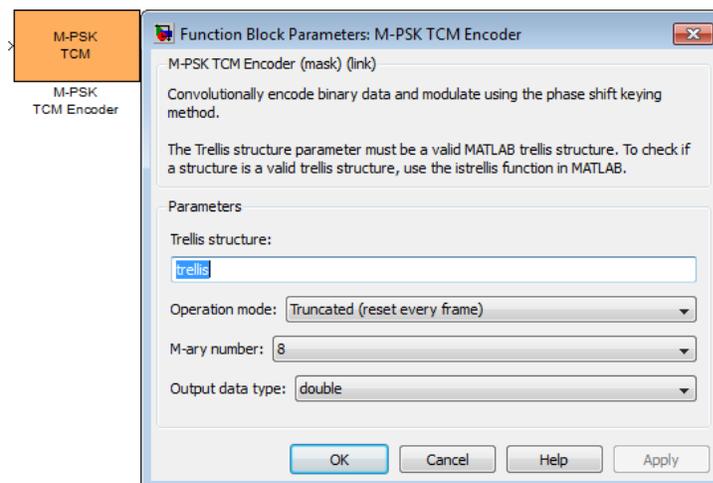


Figure 3. 4. La modulation codée en Trellis.

- **Code Alamouti (OSTBC) :**

L'objet encodeur OSTBC système encode les symboles d'information de l'encodeur TCM en utilisant le code d'Alamouti [1] pour 2 antennes d'émission. La sortie de ce bloc est une matrice 50x2, où les entrées de chaque colonne correspondent à des données transmis à travers 1 antenne.

Simulation:

Dans cette étape on a implémenter un bloc de codage Alamoutiqui est défini le bloc ci-dessus

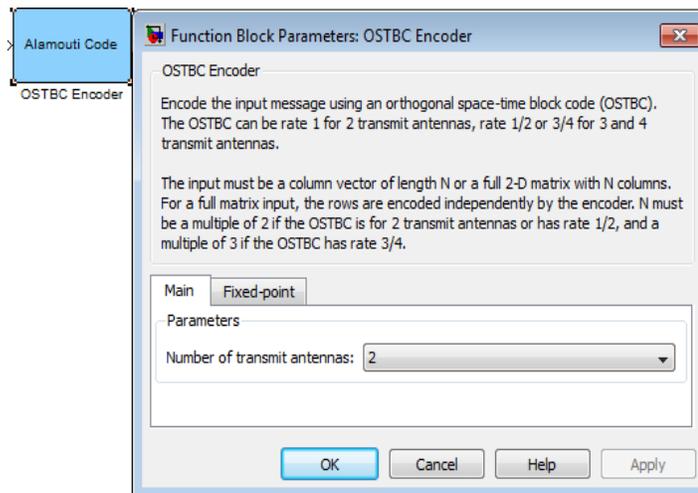


Figure 3. 5. Le codage Alamouti.

3.3.3 Le canal MIMO

Le MIMO 2x1 est un sous-système qui définit un canal à évanouissements comportant 2 antennes à l'émission et une antenne en réception, il utilise le canal multi-trajet de Rayleigh pour simuler des sous canaux à évanouissement plat de Rayleigh à partir des 2 antennes d'émission vers l'antenne de réception.

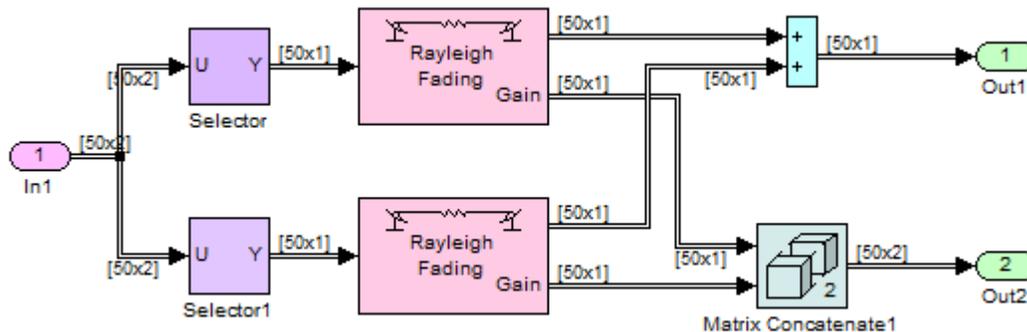


Figure 3. 6. MIMO 2x1.

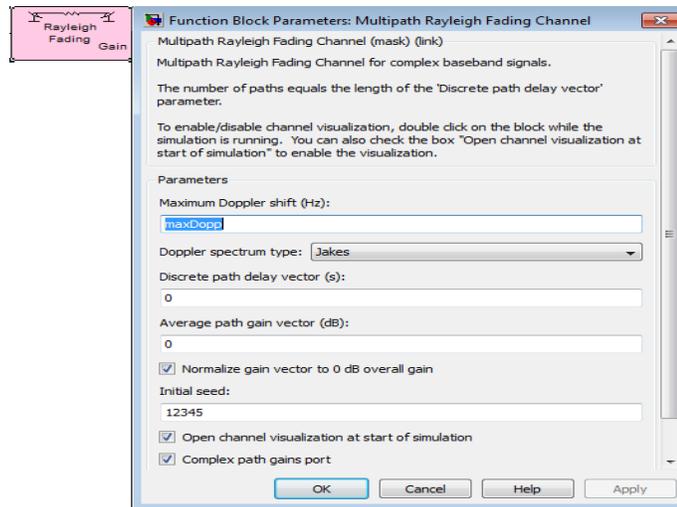


Figure 3. 7. LE Canal de RAYLEIGH.

- **Le AWGN**

Le canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN, Additive White GaussianNoise) est le modèle le plus fréquemment utilise pour caractériser un canal detransmission. Dans ce modèle, le signal reçu $r(t)$ est la somme du signal transmis $s(t)$ et d'un bruit gaussien $n(t)$:

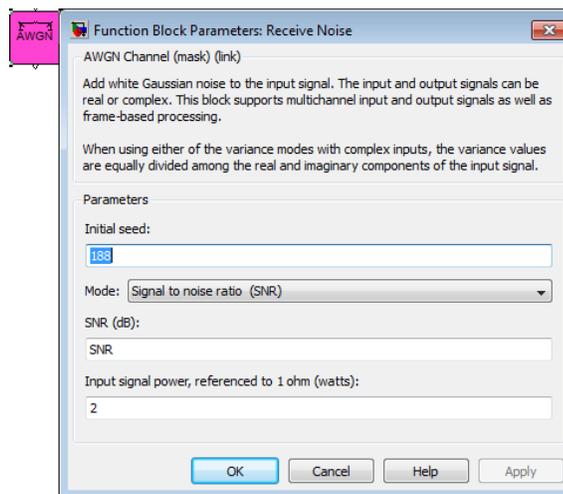
$$r(t) = s(t) + n(t).$$


Figure 3. 8. Canal AWGN.

3.3.4Le Récepteur

- **Alamouti combineur**

L'objet OSTBC Système combineur utilise une seule antenne pour decode le signal reçu en utilisant les informations d'état de canal (CSI).

La sortie de ce bloc représente les estimations des symboles transmis, qui par la suite introduites dans le bloc démodulateur PSK TCM. Le CSI est supposé parfaitement connu du côté du récepteur.

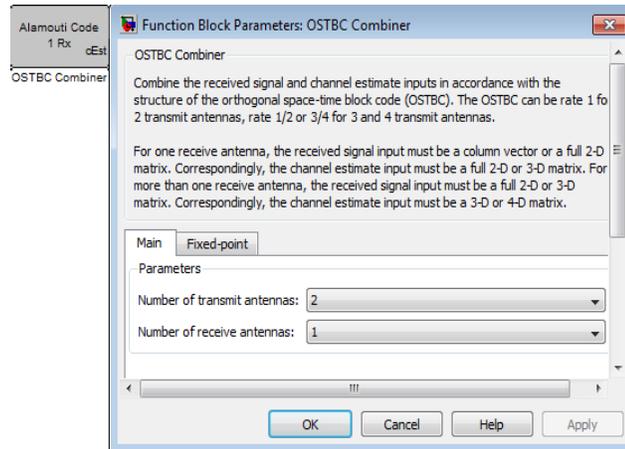


Figure 3. 9. OSTBC combineur.

- **M-PSK décodeur**

Le M-PSK TCM décodeur est un bloc qui utilise l’algorithme de Viterbi pour décoder le signal provenant du combineur OSTBC. La démo définit la propriété TerminationMethod qui traite donc chaque information indépendamment. La démo définit également la propriété TracebackDepth à 30, pour la comparer avec la longueur de contrainte du TCM elle est suffisamment longue pour assurer des performances presque sans perte.

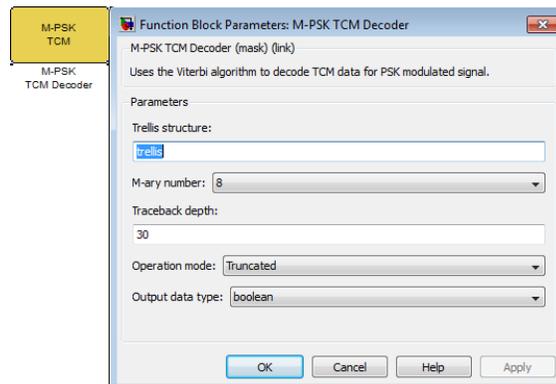


Figure 3. 10. Le décodage TCM.

- **Taux d'erreur par symbole**

Le sous-système qui calcule Le taux d'erreur par symbole (TES) compare les bits décodés résultant du TCM décodeur avec les bits d'entrée générés par Bernoulli puis détecte les erreurs et calcule le FER (frame error rate) dans toute la simulation.

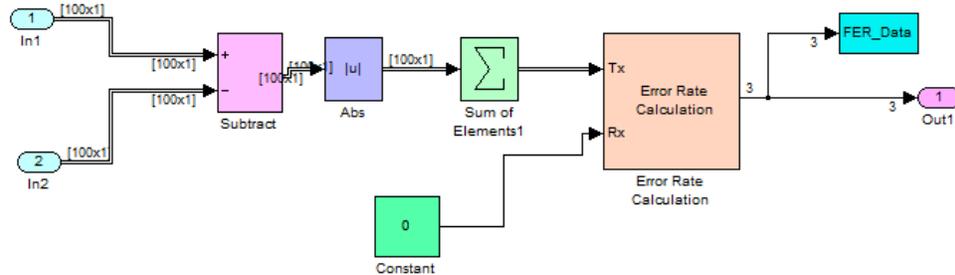


Figure 3. 11. Le taux d'erreur binaire.

3.4 Simulation de la chaîne de transmission sans codage

En premier temps nous avons simulé une chaîne de transmission comportant une modulation et démodulation (M-PSK) autour d'un canal AWGN et un canal Rayleigh. Cette chaîne peut être vue comme une chaîne de référence afin d'évaluer les performances apportées par la suite. D'autre part, des dispositifs de visualisation nous permettent pendant la simulation de voir le signal reçu en même temps.

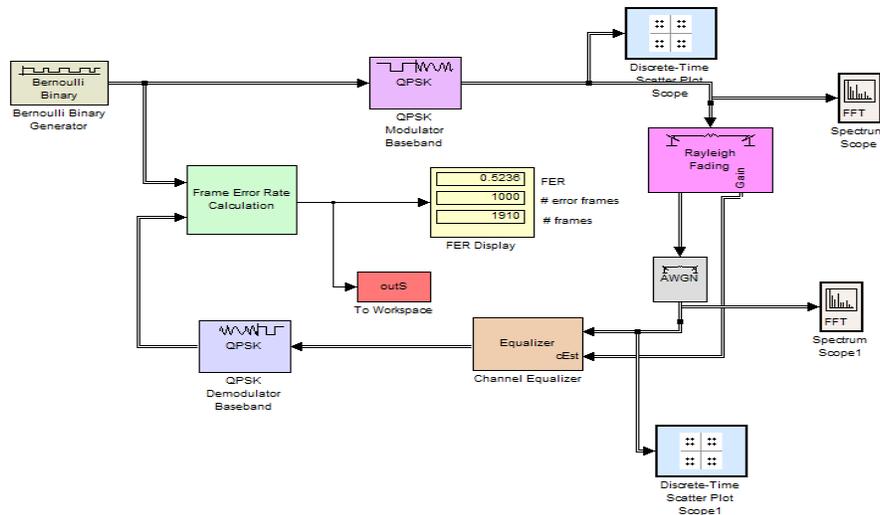


Figure 3. 12. Modélisation de la chaîne de transmission sans codage.

Nous avons représenté :

- Les diagrammes de constellations avant et après le canal de transmission,
- Le spectre de fréquence avant et après le canal,
- La réponse impulsionnelle du canal,
- La réponse impulsionnelle du canal en 3D,
- Et le taux d'erreur binaire.

Pour évaluer les performances de notre chaîne de transmission, il est important de déterminer les diagrammes de constellation des modulations. Dans notre projet ils sont décrits sur les figures ci-dessus:

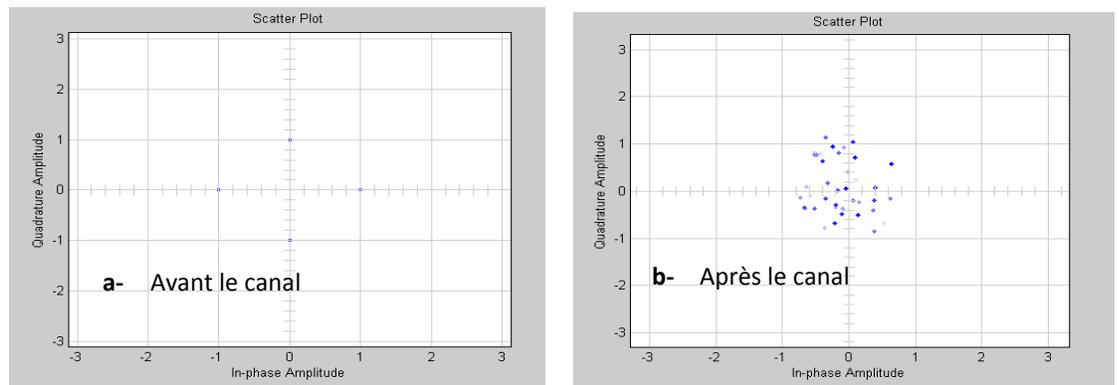


Figure 3.13. Diagramme de constellation avant et après le canal.

Nous constatons d'après la figure ci-dessus, l'effet du bruit sur le signal après passage dans le canal. En effet chaque constellation de chaque symbole est devenu un nuage qui interfère avec les nuages des constellations des symboles voisins, rendant ainsi difficile la prise de décision.

Le spectre de fréquence avant et après le canal

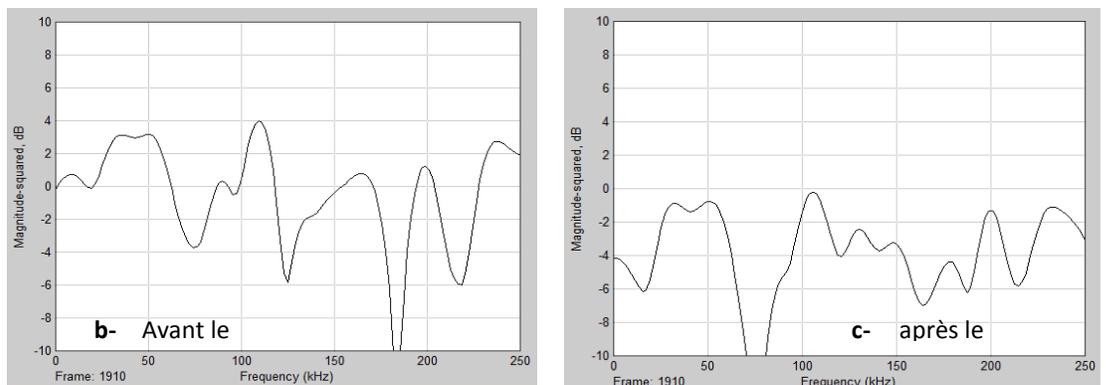


Figure 3. 14.Diagramme du spectre de la fréquence Avant et après le canal.

La figure précédente illustre le spectre de fréquence du signal transmis avant et après le canal. Et à partir de cela on peut facilement distinguer la différence due à l'effet du canal ; autrement dit, une forte atténuation avec une déformation du spectre. Ce qui permet d'exploiter l'effet de multi-trajet sur le signal transmis.

La réponse impulsionnelle du canal

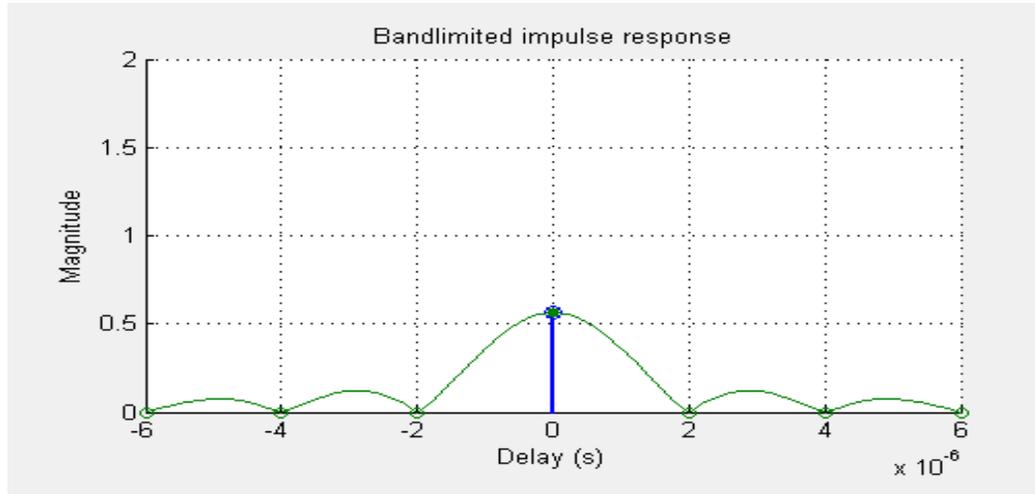


Figure 3. 15. La réponse impulsionnelle du canal.

Dans cette figure on a présenté la réponse impulsionnelle du canal Rayleigh.

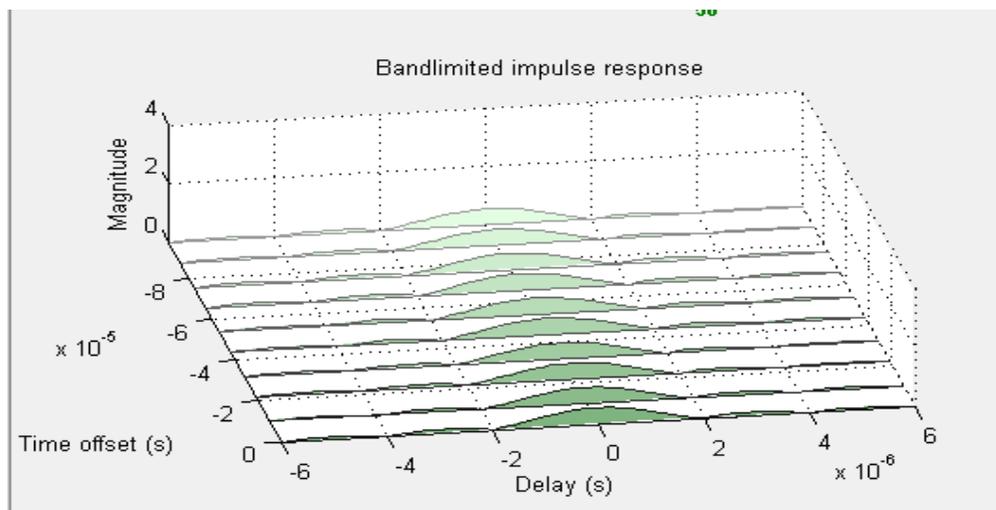


Figure 3. 16. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.

3.5 Simulation de la chaîne de transmission avec le codage TCM

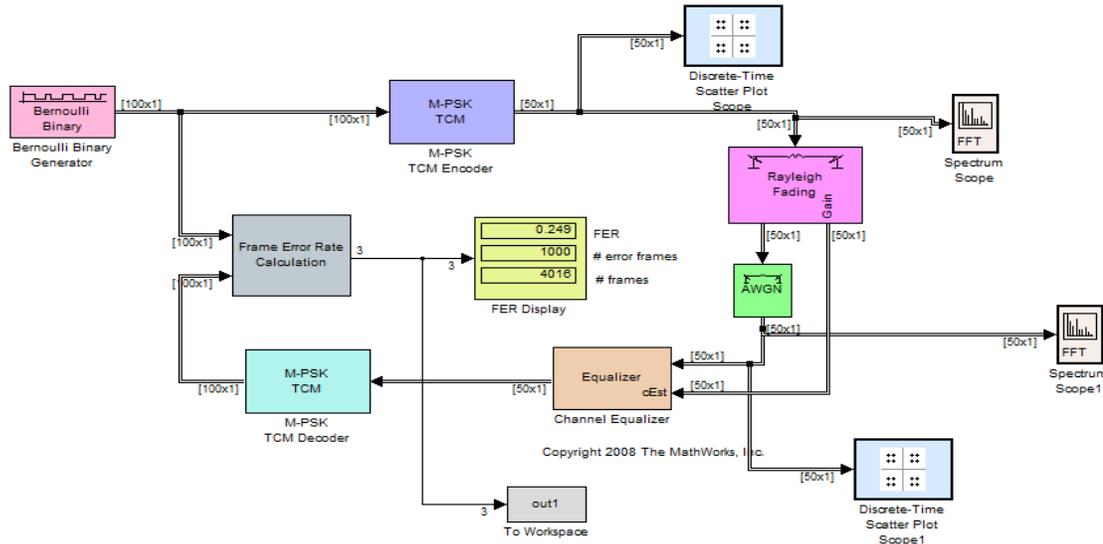


Figure 3. 17. Modélisation de la chaîne de transmission avec codage TCM.

En deuxième étape nous avons simulé une chaîne de transmission comportant une modulation codée en treillis (TCM) et la démodulation associée autour d'un canal AWGN et un canal Rayleigh .

Les diagrammes de constellations

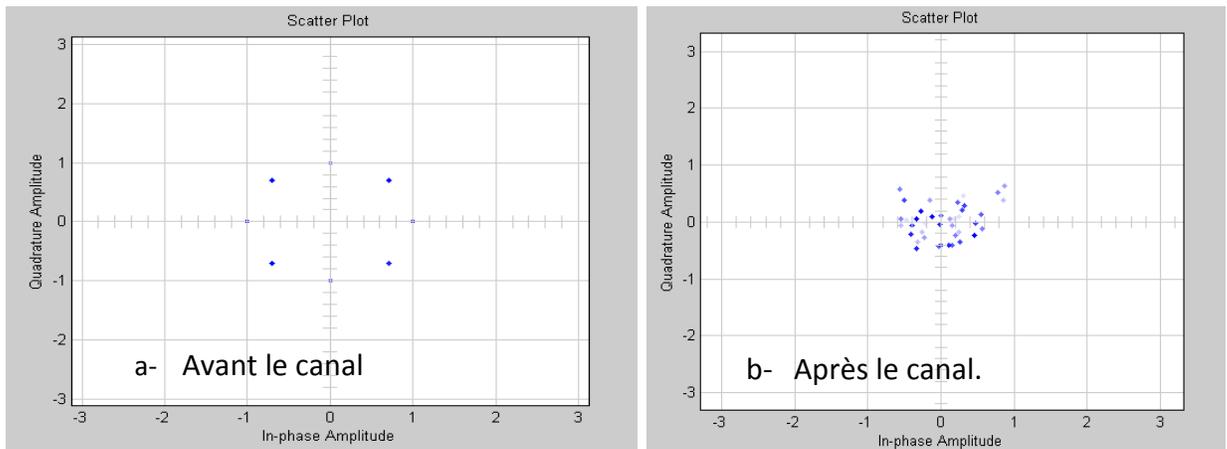


Figure 3. 18. Diagramme de constellation avec codage TCM avant et après le canal.

On remarque d'après les graphes de constellation, ci-dessus, que le signal est aussi bruité à la sortie du canal comparé à son entrée, mais il est moins bruité comparé au signal obtenu par la chaîne précédente, ce qui permet d'en déduire l'effet du codage TCM.

Le spectre de fréquence avant et après le canal

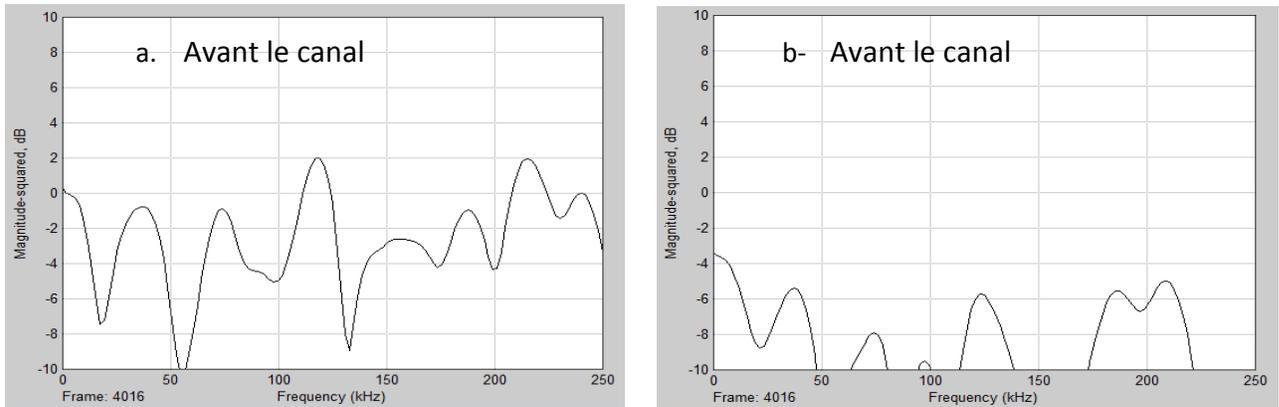


Figure 3. 19. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.

On remarque d'après les figures de spectre de fréquence du signal avant et après le canal que le signal subit une forte atténuation et déformation du spectre dû à l'effet du canal.

La réponse impulsionnelle du canal

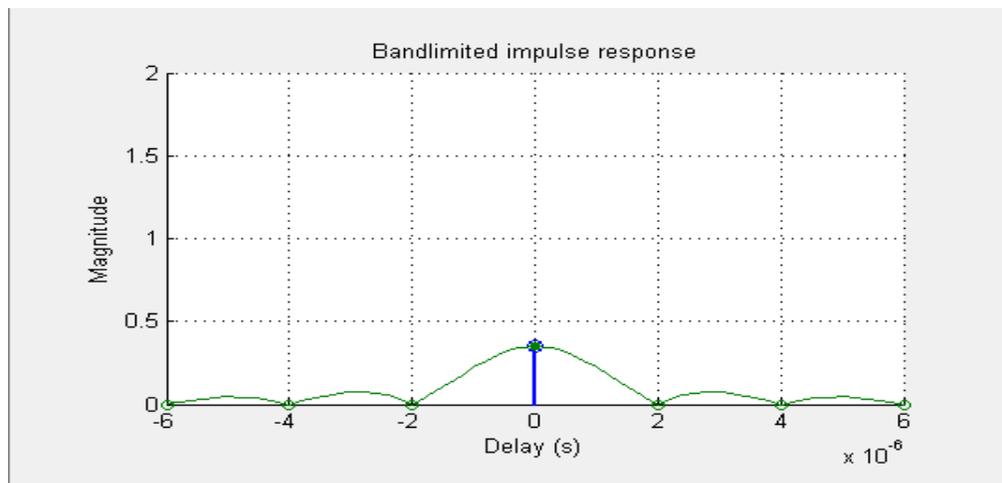


Figure 3. 20. La réponse impulsionnelle du canal.



Figure 3. 21. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.

3.6 Simulation de la chaîne de transmission avec le codage Alamouti

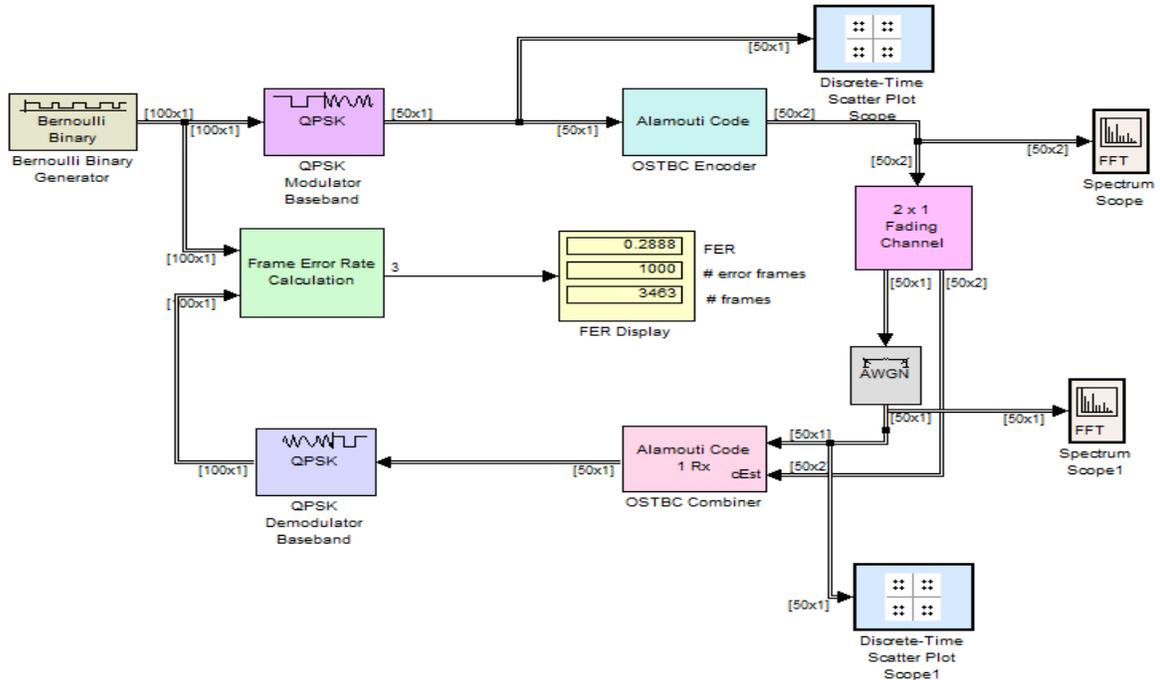


Figure 3. 22. Modélisation de la chaîne de transmission avec le codage d'Alamouti.

En troisième étape nous avons simulé une chaîne de transmission comportant une modulation et démodulation M-PSK et un codage Alamouti O-STBC autour d'un canal AWGN et un canal Rayleigh .

Les diagrammes de constellations

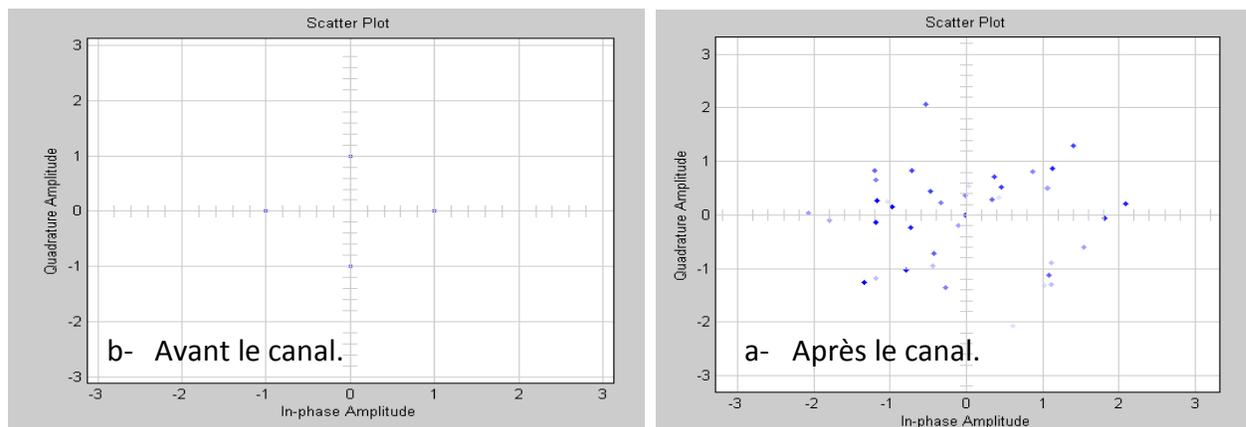


Figure 3. 23. Diagramme de constellation avec codage Alamouti avant et après le canal.

Nous remarquons d'après ces figures, l'effet du bruit sur le signal après passage dans le canal AWGN. En effet on peut dire qu'après le codage Alamouti OSTBC le signal est moins perturbé par rapport au signal codé avec TCM.

Le spectre de fréquence avant et après le canal

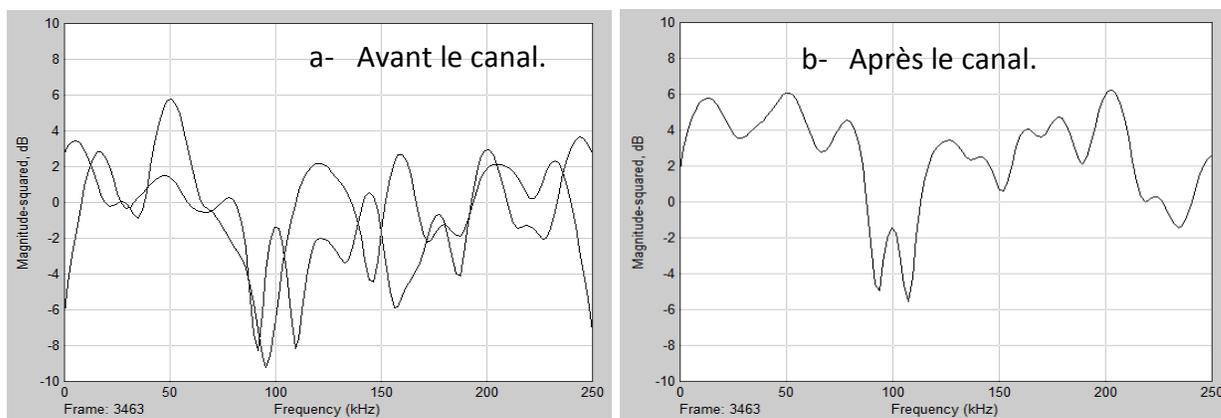


Figure 3. 24. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.

La figure précédente illustre le spectre de fréquence du signal transmis avant et après le canal. Et en constate l'atténuation due à l'effet du canal ; autrement dit, le signal est moins atténué par rapport au signal de la chaîne précédente.

La réponse impulsionnelle du canal

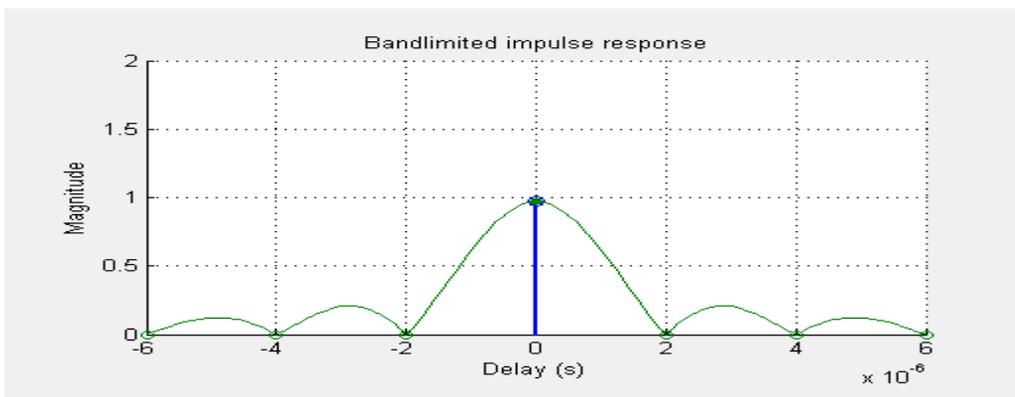


Figure 3. 25. La réponse impulsionnelle du canal.

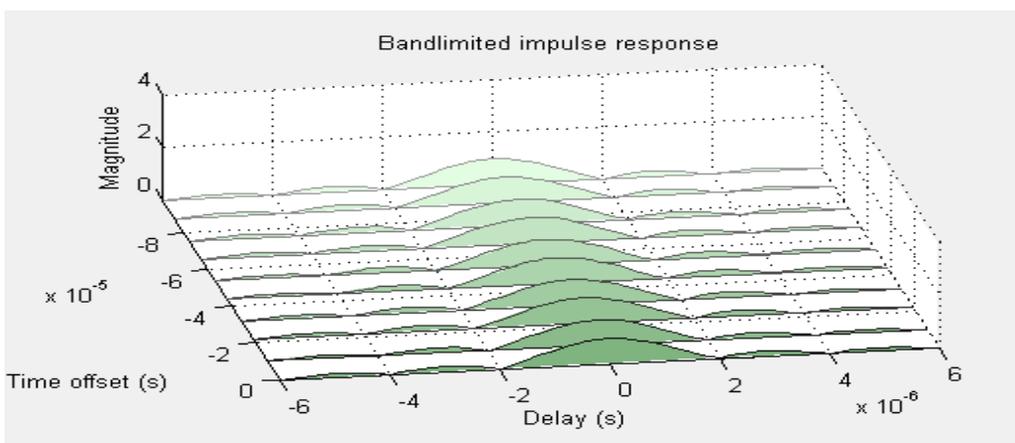


Figure 3. 26. La réponse impulsionnelle du canal en 3D.

3.7 Simulation de la chaîne de transmission avec une concaténation des deux codes(TCM+OSTBC)

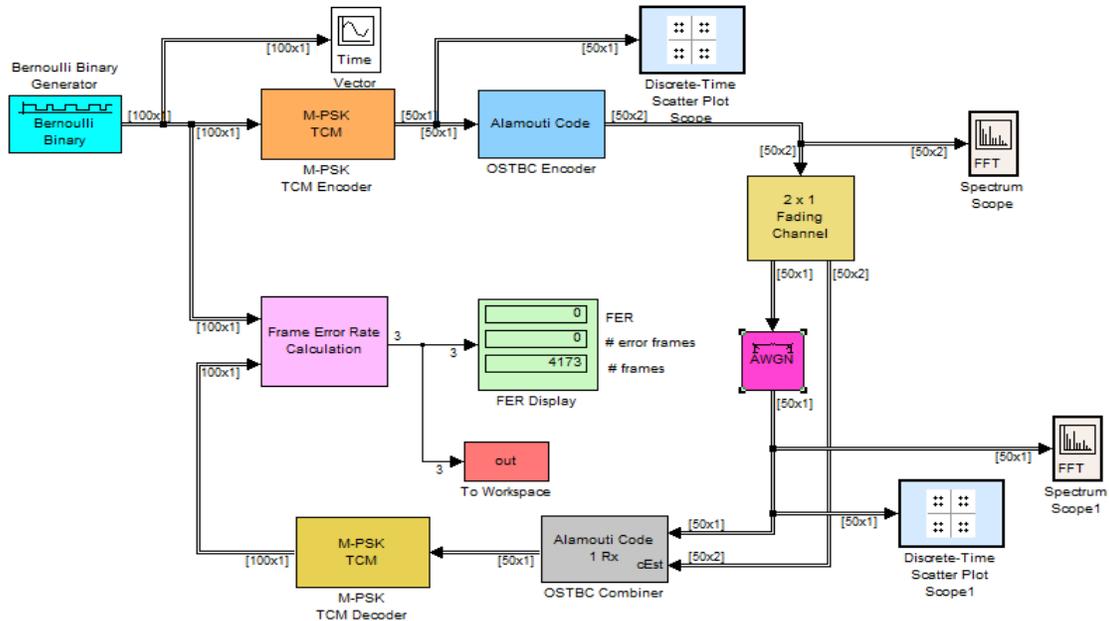


Figure 3. 27. Modélisation de la chaîne de transmission avec codage concaténé (TCM+OSTBC).

La figure précédente illustre le spectre de fréquence du signal transmis avant et après le canal. Et à partir de cela on peut facilement distinguer la différence due à l'effet du canal ; autrement dit, une forte atténuation avec une déformation du spectre. Ce qui permet d'exploiter l'effet de multi-trajet sur le signal transmis.

Les diagrammes de constellations

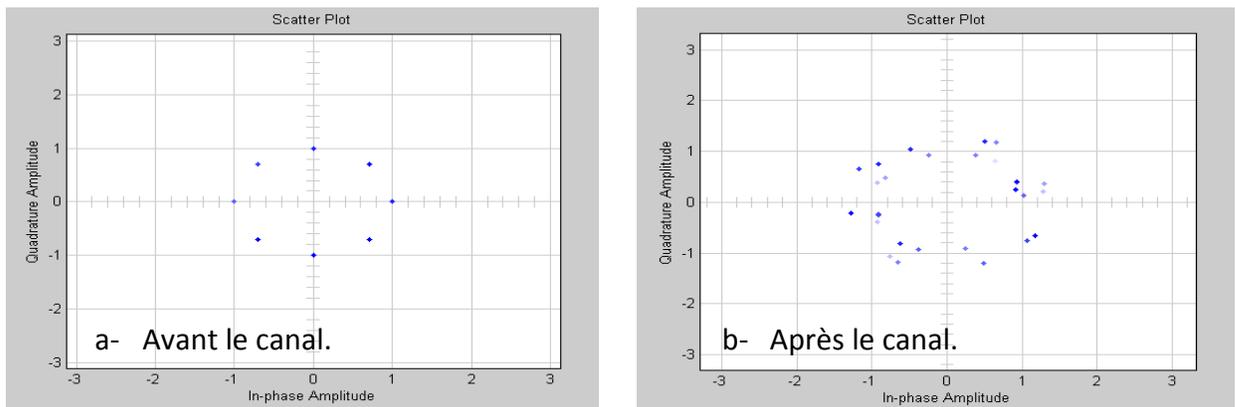


Figure 3. 28. Diagramme de constellation avec la concaténation des deux codes (OSTBC+TCM) avant et après le canal.

D'après ces diagrammes de constellation, on constate que le bruit est très faible par rapport à la chaîne précédente, et ce phénomène est dû à la concaténation de deux codes.

Le spectre de fréquence avant et après le canal

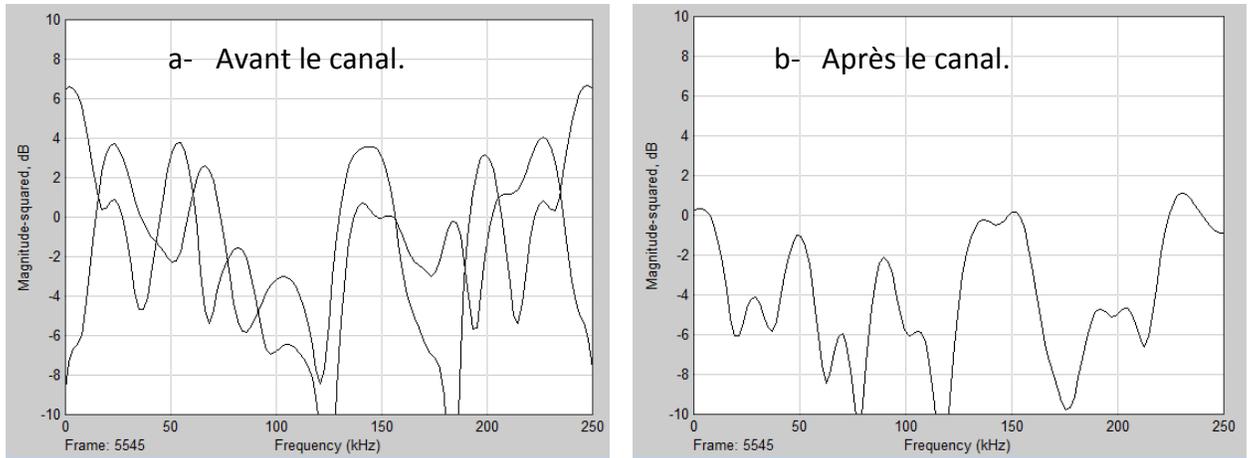


Figure 3. 29. Diagramme du spectre de la fréquence avant et après le canal.

La figure précédente montre que l'antenne après le canal subit des minimisations des évanouissements par rapport au spectre de fréquence des deux antennes avant le canal, ceci est dû à la combinaison qui se fait au niveau du récepteur.

La réponse impulsionnelle du canal

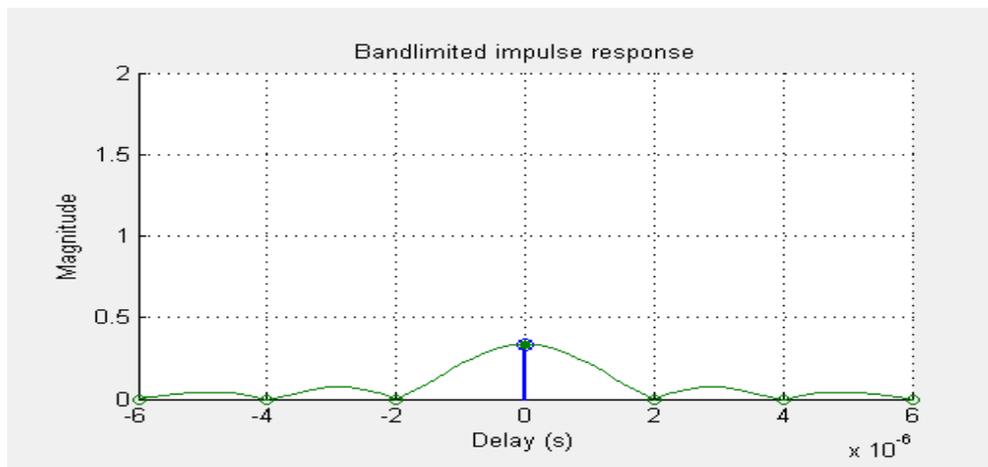


Figure 3. 30. La réponse impulsionnelle du canal.

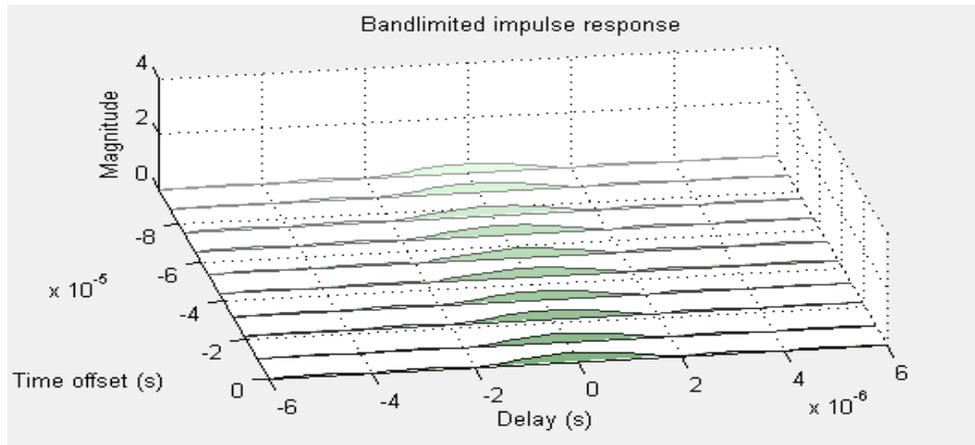


Figure 3. 31. La réponse impulsionnelle du canal.

Le taux d'erreur binaire :

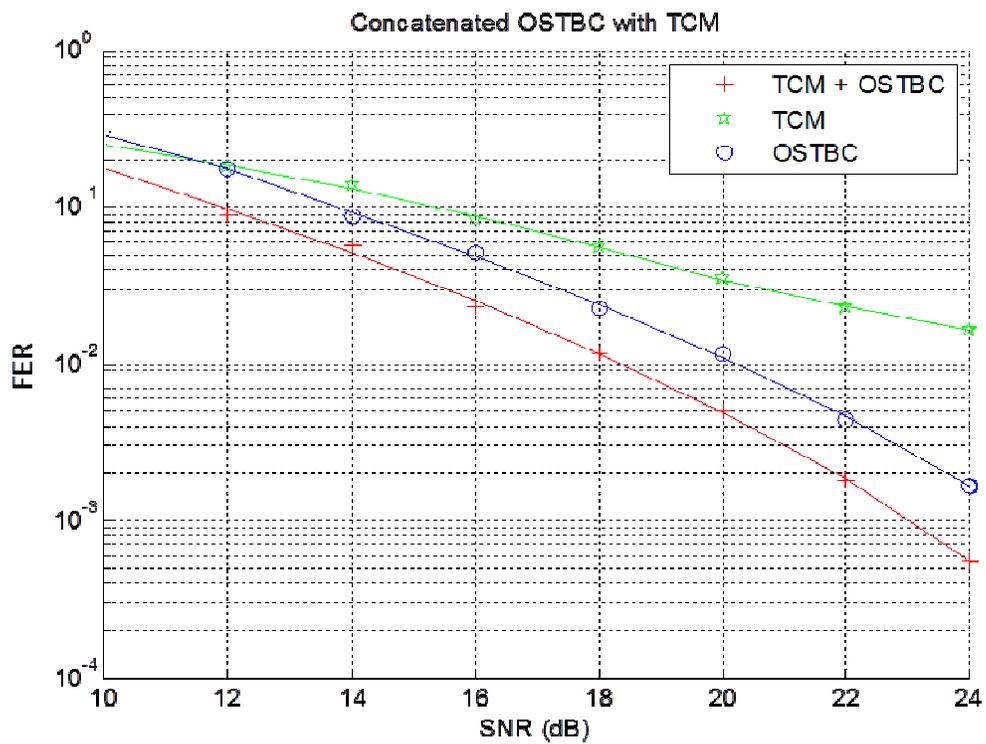


Figure 3. 32. Le taux d'erreur binaire.

Dans cette chaine, on a utilisé dans un premier temps une modulation (8 PSK) codée en Trellis TCM, ensuite un codage Alamouti O-STBC, et enfin la concaténation des deux, le signal est transmis à travers un canal Rayleigh et AWGN.

D'après les résultats, on peut facilement remarquer la sensibilité du système avec (TCM+ O-STBC) qui a besoin de 18 dB pour attendre un seuil de FER égal a 10^{-2} , on gagne un gain presque de 2 dB avec La concaténation par rapport au codage O-STBC et plus de 6 dB avec O-STBC par rapport à la modulation codée TCM. Ce qui confirme l'efficacité de la concaténation des deux code (O-STBC+ TCM).

Conclusion

Ce travail a été consacré à l'étude et la simulation d'une chaîne de transmission sans fil en utilisant une technique concaténée à deux codes. Le premier est un code en bloc O-STBC et le deuxième est convolutif TCM. Cette concaténation a pour objectif d'améliorer la qualité de transmission, et d'augmenter la performance du système.

On a commencé notre travail par une étude théorique détaillée de la chaîne de transmission numérique, suivi par une présentation des notions de base en télécommunication.

Afin d'atteindre nos objectifs, on a présenté dans le deuxième chapitre les différentes architectures MIMO, ainsi que le codage spatio-temporel en bloc et les systèmes basés sur la diversité spatiale.

Les résultats obtenus montrent la résistance des systèmes à codage spatio-temporels (O-STBC) à l'évanouissement des multi-trajets.

Lorsque on compare les résultats de simulation des chaînes de transmissions avec ou sans codage avant et après le canal, on trouve que les symboles de constellations à la sortie du canal ont perdu leur position sur le diagramme de Fresnel et sont devenues un nuage de symboles. Et les spectres de fréquences sont atténués et déformés à cause des évanouissements dus aux multi-trajets. Cela nous permet de conclure que le signal est assez bruité.

Les résultats obtenus avec la chaîne sans codage comparés avec celle codée en TCM ou O-STBC montrent que les constellations sont moins bruitées et que les spectres de fréquences sont moins atténués et déformés. Enfin, d'après la figure du BER déduit que l'utilisation de la concaténation des deux codes donne de meilleures performances par rapport à l'utilisation d'un seul code.

Bibliographie

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [2] Karakolah, "Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire", Docteur de TELECOM Bretagne, l'Université de Bretagne, Bretagne, novembre 2009.
- [3] J. Letessier, « Performances théoriques de systèmes MIMO pr e-egalises et applications avec un simulateur de propagation 3D », Docteur, l'Université de Bretagne Occidentale, Bretagne, novembre 2005.
- [4] S. Khalef, S. Rzkache, Simulation et amélioration des performances d'un système MIMO-IDMA
- [5] L. Boithias, *Radio wave propagation*, McGraw-Hill, 1987
- [6] M. Schwartz, *Principles of electrodynamics*, McGraw-Hill, 1972
- [7] G. ROYER, « Evaluation des entrelaceurs au sein des codes turbo par simulations », *Maitrise des sciences appliquées, école polytechnique, MONTREAL*, Novembre 2000.
- [8] Née, Richard Van: *OFDM wireless multimedia communications*, Boston, Mass: Artech House, c2000.
- [9] Piefrzyk, Sławomir : *OFDMA for broadband wireless access*, Boston, Mass: Artech House, c2006.
- [10] Remy, J.G., Cueugnet, J., Siben, C, *Systèmes de radiocommunication avec les mobiles*. Editions Eyralles, CENT-ENST, 2^{ème} tirage, 1997.
- [11] D.R. Billinger, *Time series : data analysis and theory*. San Francisco, CA : Holden Day, 1981.
- [12] W.A. Gardner, *Introduction to random processes with applications to signals and systems*. Mc Graw-Hill, 1989.
- [13] D. Karakolah, Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire, thèse, l'Université de Bretagne-Sud, Bretagne, Novembre 2009
- [14] A. Cardenal-López, C. García-Mateoa, L. Docío-Fernández, « Weighted viterbi decoding strategies for distributed speech recognition over IP networks star », *Speech Communication*, vol. 48, pp. 1422-1434, Nov. 2006.

- [15] H. BÖLCSKEI, D. GESBERT, and A. J. PAULRAJ. On the capacity of OFDM-based multi-antennasystems. In Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, June 2000.
- [16] M. A. KHALIGHI, J. M. BROSSIER, G. JOURDAIN, and K. RAOOF. Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels. In Proceedings of the IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), San Diego (CA), USA, September 30 - October 3 2001.
- [17] G. J. FOSCHINI and M. J. GANS. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. volume 6, pages 311–335, March 1998.
- [18] I. E. TELATAR. Capacity of multi-antenna gaussian channels. In European Transactions on Telecommunications, volume 10, pages 585–595, 1999.
- [19] P. F. DRIESSEN and G. J. FOSCHINI. On the Capacity Formula for Multiple Input-Multiple Output Wireless Channels: A Geometric Interpretation. In IEEE Transactions on Communications, volume 47, pages 173–176, February 1999.
- [20] F. BOIXADERA and J. BOUTROS. Capacity considerations for wireless multiple-input multiple-output channels. In Workshop on Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Wireless Communications, volume 4, Venice, Italy, October 1999.
- [21] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff. In multiple-antenna channels,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, March 1998.
- [23] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” IEEE Transactions in Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [24] B. Hassibi and B. M. Hochwald, “High-rate codes that are linear in space and time,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 1804–1824, 2002.
- [25] J. C. Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo, “The Golden code : a 2x2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants,” in ISIT’04, IEEE International Symposium on Information Theory, June-July 2004, pp. 310–310.
- [26] M. O. Damen, K. Abed-meraim, and J. C. Belfiore, “Diagonal algebraic space-time block codes,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 628–636, 2002.
- [27] H. El Gamal and M. O. Damen, “Universal space-time coding,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1097–1119, 2003.
- [28] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multiple antennas,” Bell Labs Technical Journal, pp. 41–59, 1996.
- [29] E. Viterbo and J. Boutros, “A universal lattice code decoder for fading channels,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1639–1642, July 1999. vol. 52, no. 1, pp. 61–71, 2004.
- [30] A. Jalloul and B. Houcine, « Etude de codage espace-temps en bloc pour le système MIMO », thèse, UNIVERSITE DE MONASTIR , mai 2010 Jonathan Jallou

- [31] Vincent Le Nir, " Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses" ,thèse de doctorat, l' Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 16 NOVEMBRE 2004
- [32] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai. Fading channels: Information-theoretic and communications aspects. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(6) :2561–2595, October 1998.
- [33] S.A. Fechtel, A. Blaichner: "Efficient FFT and equalizer implementation for OFDM receivers", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 1104-1107, november 1999.
- [34] W. Henkel, G. Taubock, P. Odiing, P. Borjesson, and N. Petersson, "The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis," in *International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access, Transmission, Networking*, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [35] Muhammad Imadur Rahman, Suvra Sekhar Das, Frank H.P. Fitzek, « OFDM Based WLAN Systems, » Technical Report R-04-1002; vl.2 ISBN 87-90834-43-7 ISSN 0908-1224, Aalborg University 2004.
- [36] A. EL KHETTABI, « CONCEPTION DU SYSTEME DE TRANSMISSION OFDM CODE POUR LES APPLICATIONS À HAUT DÉBIT », À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE, L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE, FEVRIER 2000.
- [37] William Stallings, "*Wireless Communications and Networking*", Prentice Hall, 2003.
- [38] A. DIALLO, « SYTEMES MULTI-ANTENNES POUR DIVERSITE ET MIMO », THESE pour obtenir le titre de Docteur en Sciences spécialité Electronique, UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS UFR SCIENCES, 28 Novembre 2007.
- [39] Thèse RIHAWI_ « Etude de l'amplification non linéaire de signaux MIMO pour les terminaux radio-mobiles »_ « RIHAWI, BASEL »_20/01/2009.
- [41] Brown W.C.T., "Antenna Diversity for Mobile Terminal", PhD dissertation, University of Surrey 2002, <http://kom.aau.dk/~tbr/thesis.pdf>.
- [42] Sulonen K., "Evaluation of Handset Antenna Configurations", Dept. of Electrical and Communications Engineering, Helsinki University of Technology, March 1999, <http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512271648/isbn9512271648.pdf>.
- [43] Plicanic V., "Antenna Diversity Studies and Evaluation", Master of science Thesis, Lund University Sweden May 2004, <http://www.es.lth.se/teorel/Publications/TEAT-5000-series/TEAT-5064.pdf>.

ANNEXE Listing du programme qui permet de tracer le BER (TEB)

```
SNRRange = 10:2:24;
maxNumErrs = 1e3; % Nombre de trames erronées
maxNumFrms = 5e6; % Nombre de trames traitées
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca, 'yscale', 'log', 'xlim', [SNRRange(1), SNRRange(end)], 'ylim', [1e-4
1]);
xlabel('SNR (dB)'); ylabel('FER');
set(h, 'NumberTitle', 'off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer');
set(h, 'Name', 'Concatenated OSTBC with TCM');
title('Concatenated OSTBC with TCM');
    FERTCMOSTBC = zeros(length(SNRRange), 3);
for idx = 1:length(SNRRange)
    SNR = SNRRange(idx);
    sim('commtcmstbc');
    FERTCMOSTBC(idx, :) = FER_Data;
    h1 = semilogy(SNRRange(1:idx), FERTCMOSTBC(1:idx, 1), 'r+');
end
fitFERTCMOSTBC = berfit(SNRRange, FERTCMOSTBC(:, 1));
semilogy(SNRRange, fitFERTCMOSTBC, 'r');
    FERTCM = zeros(length(SNRRange), 3);
for idx = 1:length(SNRRange)
    SNR = SNRRange(idx);
    sim('commtcm');
    FERTCM(idx, :) = FER_Data;
    h2 = semilogy(SNRRange(1:idx), FERTCM(1:idx, 1), 'gp');
end
fitFERTCM = berfit(SNRRange, FERTCM(:, 1));
semilogy(SNRRange, fitFERTCM, 'g');

    FEROSTBC = zeros(length(SNRRange), 3);
for idx = 1:length(SNRRange)
    SNR = SNRRange(idx);
    sim('commostbc');
    FEROSTBC(idx, :) = FER_Data;
    h3 = semilogy(SNRRange(1:idx), FEROSTBC(1:idx, 1), 'bo');
end
fitFEROSTBC = berfit(SNRRange, FEROSTBC(:, 1));
semilogy(SNRRange, fitFEROSTBC, 'b');

legend([h1, h2, h3], 'TCM + OSTBC', 'TCM', 'OSTBC');
```