الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Projet de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en

Option : Système télécommunication.

THEME

ÉTUDE D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION COMBINANT LE CODAGE DE CANAL ET LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL.

Proposé et dirigé par :

Promoteur :

Dr. Alimohad Abdennour

Co- promoteur :

Mr. Dali Mohamed

Préparé et présenté par :

Mr: Said Hamada Mohamed Mouloud

Mr: Tarek Zellak

Promotion 2016-2017

REMERCIEMENT

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

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

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

Dédicace

Je dédie ce modeste de travail à mes très chers parents qui m'ont aidé et encouragé durant toutes mes études.

A mes chers frères: El Hadi, Mohamed et ma chère sœur et à la famille, et ainsi que tous qui ma proches. A tous mes amis avec lesquels j'ai partagé mes meilleurs moments.

A mes promoteurs Dr. Alimohad Abdennour et Mr. Dali Mohammed

Mon binôme Saïd Hamada et tous mes amis de Génie Électrique surtout la promo de télécommunication.

Zellak Tarek

Dédicace

Je dédie ce modeste de travail à mes très chers parents qui M'ont aidé et Encouragé durant toutes mes études.

A mes chers frères et ma chère sœur et à la famille, et ainsi que tous qui ma proches. A tous mes amis avec lesquels j'ai partagé mes meilleurs moments.

A mes promoteurs Dr. Alimohad Abdennour et Mr. Dali Mohammed

Mon binôme Tarek zellak et tous mes amis de Génie Électrique surtout la promo de télécommunication.

Said hamada mohamed mouloud

Résumé :

Ce travail s'intéresse à l'étude et la simulation d'une chaine de communication et les différents éléments qui la composent. Les performances du système ainsi réalisées sont évaluées à travers la représentation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). On a commencé par voir l'influence des différents types de modulations (BPSK, QPSK, et QAM) pour un canal à bruit additif gaussien et un canal de Rayleigh. Après avoir constaté la dégradation causée par les bruits des canaux, on s'est intéressé à l'apport du codage de canal dans ces situations. Les codes en blocs (BCH, et RS) ont permis d'améliorer les résultats de BER dans le cas d'un canal AWGN, cependant l'amélioration dans le cas d'un canal de Rayleigh n'était pas suffisante. L'utilisation du codage espace-temporelle pour un système Multi antennes (MIMO) nous a permis de montrer l'amélioration des performances à travers la réduction du BER.

Mots clés : communication, modulation, MIMO, codage canal, codage spatio-temporel.

Abstract:

This work focuses on the study and simulation of a communication chain and it's various elements. The performance of the system thus realized is evaluated through the representation of the bit error rate (BER) as a function of the signal-to-noise ratio (SNR). The influence of the different types of modulation (BPSK, QPSK, and QAM) on a Gaussian additive noise channel and a Rayleigh channel was first studied. After noting the degradation caused by channel noise, attention has been paid to the contribution of channel coding in these situations. The block codes (BCH, and RS) have improved BER results in the case of an AWGN channel, but the improvement in the case of a Rayleigh channel was not sufficient. The use of space-time coding for a multi antenna system (MIMO) allowed us to show performance improvement through BER reduction.

Keyword : Communication, modulation, MIMO, channel coding, space time coding.

ملخص :

يركز هذا العمل على دراسة ومحاكاة سلسلة الاتصالات وعناصرها المختلفة. ويتم تقييم أداء النظام الذي تحقق على هذا النحو من خلال تمثيل معدل الخطأ بدلالة نسبة الإشارة إلى الضوضاء (SNR). وقد درس أولا تأثير مختلف أنماط التشكيل (BPSK,QPSK,QAM) على قناة AWGN وقناة Rayleigh. وبعد الإشارة إلى التدهور الناجم عن ضوضاء القناة، تم إيلاء الاهتمام لمساهمة تشفير القناة في هذه الحالات. وقد حسنت شفرات قناة (BCH و RS) نتائج معدل الخطأ في حالة قناة AWGN، غير أن التحسن في حالة قناة Rayleigh لم يكن كافيا. وقد سمح لنا استعمال التشفير الزماني والمكاني لنظام متعدد (MIMO) بتحسين الأداء من خلال تخفيض معدل الخطأ.

الكلمات المفتاحية : اتصالات، التشكيل، نظام متعدد ، شفرات قناة، التشفير الزماني والمكاني

TABLE DES METIERS

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I: GENERALITE SUR COMMUNICATIONS NUMERIQUES

I.1. INTRODUCTION……3

I.2. CHAINE DE COMMUNICATION NUMERIQUE…….....3

I.3. LES MODULATIONS NUMERIQUES……..4

I.3.1. CARACTERISTIQUE D'UNE MODULATION NEMURIQUE…….....5

I.3.2. PRINCIPES DE MODULATION…….6

I.3.3. MODULATION PAR DEPLACEMENT D'AMPLITUDE(ASK)……8

I.3.3.1.LE SPECTRE DE LA"ASK SYMETRIQUE M"……10

I.3.3.2. LES PERFORMANCES "ASK M"…….10

I.3.4. MODULATION PAR DEP LACEMENT DE PHASE (PSK)…….....10

I.3.4.1.LE SPECTRE DE LA "PSK-2"……13

I.3.4.2.LES PERFORMANCES DE LA MODULATION PSK…….13

I.3.5.MODULATION D'AMPLITUDE SUR DEUX PORTEUSES EN QUADRATURE (QAM)……..14

I.3.6.MODULATION PAR DEPLACEMENT DE FREQUENCE (FSK)……...15

1.4. MODELE DE CANAL……..16

I.4.1. LE CANAL AWGN…….16

I.4.2.CANAL RAYLEIGH……18

I.5.LES SYSTEME MIMO……...19

I.5.2. MODELE DU CANAL MIMO.....19

I.5.3.CAPACITE DES CANAUX MIMO.....20

I.6.CONCLUSION……22

CHAPITRE II : CODAGE DE CANAL ET CODAGE DE SPATIO-TEMPORELE

INTRODUCTION..…….....23

II.2. CODAGE CORRECTEUR D'ERRE…...……24

II.2.1. CODES EN BLOC LINÉAIRES …….…….24

II.2.1.1. DETECTION DES ERREURS …….25

II.2.1.2.DÉCODAGE……..……..26

II.2.1.3. POUVOIR DE DETECTION D'ERREUR ……..……...…..27

II.2.1.4. POUVOIR DE CORRECTION D'ERREUR ……...……27

II.*2.2.* LE CODE DE HAMMING ……...……28

II.*2.2.1.* REGLE DE HAMMING……...……...……..28

II.2.3. LE CODE BCH ……...……28

II.2.4. LE CODE REED- SOLOMON……...…29

II .3. CODAGE SPATIO-TEMPOREL EN BLOC……..….30

II .3.1. CODAGE ALAMOUTI…….……30

II.3.1.1. CAS DE CODAGE ALAMOUTI AVEC DEUX EMETTEURS ET UN RECEPTEUR……31

II.3.1.2. CAS DE CODAGE ALAMOUTI AVEC DEUX EMETTEURS ET DEUX RECEPTEURS……...…33

II.4. CONCLUSION……34

CHAPITRE III : SIMULATION ET IMPLEMENTATION

III.1.INTRODUCTION……35

III.2.PERFORMANCES DES MODULATIONS BPSK, QPSK ET 16-QAM POUR UN CANAL AWGN……...35

III.3. PERFORMANCES DES MODULATIONS BPSK, QPSK ET 16-QAM POUR UN CANAL DE RAYLEIGH…….38

III.4.PERFORMANCEES DU CODAGE CORRRCTEUR D'ERREUR POUR UN CANAL AWGN……..42

III.4.1.CODAGE DE TYPE BCH……..……42

III.4.2.CODAGE DE TYPE RS……44

III.5.PERFORMANCES DU CODAGE CORRRCTEUR D'ERREUR POUR UN CANAL DE RAYLEIGH……46

III.5.1. CODAGE DE TYPE BCH……..……...46

III.5.2. CODAGE DE TYPE RS……..……...48

III.6. PERFORMANCES DU CODAGE SPATIO-TEMPOREL……50

III.6.1. CODAGE D'ALAMOUTI……50

III.7. PERFORMANCES DU CODAGE CANAL COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL……..52

III.7.1.CODAGE BCH COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL…….52

III.7.2.CODAGE RS COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL……..55

III.8. CONCLUSION……...58

CONCLUSION GÉNÉRALE.....59

TABLE FIGURE

Figure I.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique…….……...….4

Figure I.2: Forme générale du modulateur.…….…….....7

Figure I.3: Position d'un symbole dans le plan de Fresnel.…….……..…...8

Figure I.4 : Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)……..…....9

Figure I.5 : Constellation de la modulation d'amplitude à M états.…….9

Figure I.6 : Constellation des symboles en modulation de phase M-PSK.……....12

Figure I.7: Chronogramme de la modulation de phase PSK-2……...……..….13

Figure I.8 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64……...…….…...15

FigureI.9: modèle de canal AWGN……...……...…17

Figure I.10 : Représentation d'une distribution gaussienne…….……...17

Figure I.11 : Densité de probabilité de distribution de Rayleigh…….....…18

Figure I.12 : Système MIMO……..…...20

Figure II.1: Représentationensemblisteduprocessusdecodage-décodagedecanal…….….....26

Figure II.2: Une chaine de transmission utilisant le codage espace-temp ……. ...30

Figure II.3: Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et une antenne réceptrice …….....31

Figure II.4: Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices …….....33

Figure III.1 : Modèle de simulation de la modulation BPSK pour un canal AWGN……....35

Figure III.2 : Courbes du BER vs SNR de la modulation BPSK pour un canal AWGN……...36

Figure III.3 : Courbes du BER vs SNR de la modulation QPSK pour un canal AWGN……..…..37

Figure III.4 : Courbes du BER vs SNR de la modulation 16-QAMpour un canal AWGN……...37

Figure III.5: Courbes de BER vs SNR des trois modulations BPSK, QPSK et 16-QAMpour un canal AWGN……..…..38

Figure III.6 : Modèle de simulation de la modulation BPSK pour un canal deRayleigh…….....38

Figure III.7 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation BPSK : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh……....40

Figure III.8 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation QPSK : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh……....40

Figure III.9 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation 16-QAM : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh…….…41

Figure III.10 : Courbes de BER vs SNR des trois modulations QPSK, QPSK et 16-QAMpour un canal de Rayleigh……....41

Figure III.11 : Modèle de simulation du codage BCH pour un canal AWGN……42

Figure III.12: Courbes du BER vs SNR d'une modulation BPSK pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH…….43

Figure III.13 : Courbes du BER vs SNR d'une modulation QPSK pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH…….…43

Figure III.14 : Courbes du BER vs SNR d'une modulation 16-QAM pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH……...44

Figure III.15 : Modèle de simulation du codage de type RS pour un canal AWGN …….…..44

Figure III.16 : Courbes du BER vs SNR d'une modulation 16-QAM pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage RS…….…..45

Figure III.17: Courbes du BER vs SNR d'une modulation 64-QAM pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage RS……..….46

Figure III.18: Modèlede simulation du codage de BCH pour un canal de Rayleigh……....46

Figure III.19 : Courbes de BER vs SNR d'un codage BCH pour canal Rayleigh de modulation BPSK……..47

Figure III.20 : Courbes de BER vs SNR d'un codage BCH pour canal Rayleigh de modulation QPSK…….....47

Figure III.21 : Courbes de BER vs SNR d'un codage BCH pour canal Rayleigh de modulation …...48

Figure III.22: Modèle de simulation du codageRS pour un canal de Rayleigh.16-QAM……..48

Figure III.23 : Courbes de BER vs SNR d'un codage RS pour canal Rayleigh de modulation 16-QAM……..….49

Figure III.24 : Courbes de BER vs SNR d'un codage RS pour canal Rayleigh de modulation 64-QAM.…….….49

Figure III.25:Modèle de simulation utilisée STBC sur 2×1 en codage et sans codage…….…....50

Figure III.26 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, sans codage.……51

Figure III.27 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, sans codage pour canal Rayleigh etmodulationQPSK.pour canal Rayleigh etmodulationBPSK……...…51

Figure III.28 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, sans codage…...52

Figure III.29 : Modèle de simulation combinantSTBC2×1 et code BCH pour canal Rayleigh etmodulation16-QAM…….…….....53

Figure III.30 : Modèle de simulation combinantSTBC 2×2 et code BCH…….....53

Figure III.31 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage BCH pour canal Rayleigh etunemodulation BPSK……...54

Figure III.32 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage BCH pour canal Rayleigh etunemodulation QPSK…….....54

Figure III.33 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage BCH pour canal Rayleigh etunemodulation 64QAM…….55

Figure III.34 : Modèle de simulation utilisée STBC 2×1 et code RS…….....55

Figure III.35 : Modèle de simulation utilisée STBC 2×2et code RS…….……56

Figure III.36 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage RS pour canal Rayleigh etunemodulation BPSK…….……...56

Figure III.37 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage RS pour canal Rayleigh etunemodulation 16QAM…….....57

Figure III.38 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti STBC 2×1,2×2, combinés avec le codage RS pour canal Rayleigh etunemodulation 64QAM……..57

Abréviation

Abréviation	Signification
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCH	Bose, Ray-Chaudhuri et Hocquenghem
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
IOB	Input output Bloc
MIC	Modulation par Impulsion et Codage
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input single Output
MSI	Médium Scale Integration
OOK	On Off keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal Noise Ratio
STBC	Space Time Bloc Coding
STC	Space Time Coding
STTC	Space Time Trellis Coding
TEB	Taux d'erreur binaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE :

Depuis quelques décennies le domaine des télécommunications a connu un développement très rapide et très important surtout pour les communications radio mobiles où l'on constate une augmentation très rapide du nombre d'utilisateurs ainsi que l'apparition de multitude nouvelles techniques et technologies. Ces techniques et technologies ont permis l'introduction de plusieurs services et applications tels que : Internet, transmission de vidéo, opérations financières commerciales, etc. Ce qui nécessite la transmission en haut débit en gardant une meilleure qualité de service. De ce fait les ingénieurs de conception des systèmes de communication sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande de fréquence, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements, multi trajets..) et l'évolution rapide des technologies de communication.

En effet l'une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes électromagnétiques. Ces environnements sont plus souvent de type multi trajets à cause des phénomènes liés à la propagation des ondes électromagnétiques : réflexions, diffractions et dispersions, ce qui entraine le phénomène d'évanouissement des signaux reçus dégradant ainsi la qualité des communications. En plus du multi trajet il s'ajoute aussi le bruit gaussien qui dégrade de plus en plus la qualité de la communication.

En 1948, Claude Shannon a présenté les travaux des fondements de la théorie de l'information. Shannon introduit la notion de la capacité du canal qui mesure la quantité d'information maximale qui peut être transmise à travers le canal. Il s'agit d'une introduction aux principaux théorèmes du code correcteur d'erreurs qui consiste à ajouter de la redondance au message d'informations pour lutter contre les erreurs de transmission. Ainsi et grâce au codage correcteur d'erreurs, Shannon a montré qu'il est toujours possible d'effectuer une transmission avec une probabilité d'erreur petite, dès le débit de la transmission est inférieur à la capacité du canal. Les découvertes de Shannon ont garanti théoriquement l'existence des codes correcteurs d'erreurs qui peuvent réaliser ce défi.

De nombreuses recherches sur la construction des codes correcteurs d'erreurs et sur la limite de Shannon dans le cas Gaussien. Plusieurs structures de codage correcteur d'erreur ont été proposées comme les codes en bloc binaires ou non binaires (Hamming, Bose Chaudhuri Hocquenghem BCH, Reed Muller, le code produit, Reed Solomon RS, ...) et les codes Convolutifs.

Les recherches ont montré que les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) ont une meilleure performance que les systèmes SISO (single-input single-output) dans les canaux à évanouissement.

La construction de structures permettant une exploitation optimale de la diversité disponible pour le système MIMO et le codage spatio-temporel, est un domaine de recherche toujours actif. En 1998, Tarokh a introduit certains critères de conception pour la construction des codes spatio-temporels. Ces critères permettent d'exploiter toute la diversité spatiale et de maximiser le gain de codage spatio-temporel sous l'hypothèse d'une détection optimale à la réception. La même année, le désormais célèbre code d'Alamouti a été introduit pour deux antennes d'émission. Ce code exploite toute la diversité spatiale au détriment d'un rendement égal à la moitié de celui du multiplexage spatial. L'avantage majeur d'un tel code réside dans la simplicité de son décodage optimal qui est linéaire. En plus il atteint la capacité du canal pour une seule antenne de réception d'où son optimalité pour un système à deux antennes d'émission et une seule antenne de réception. La construction des codes en bloc algébriques à rendement plein et à diversité maximale a été le centre de nombreux travaux sur le codage spatio-temporel. Les deux objectifs de maximisation de la diversité et de maximisation du gain de multiplexage (relié à la quantité d'information utile) sont deux aspects opposés dans la construction des codes pour les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Le mémoire se divise en trois chapitres organisés de la manière qui suit :

Le premier chapitre présente des généralités sur la communication numérique, on décrivant le principe de fonctionnement d'une chaine de transmission numérique, ce chapitre traite aussi les modulations numériques ASK,PSK,FSK,QAM et les différents modèles de canaux utilisés. Nous donnons ainsi un aperçu sur les systèmes MIMO.

Dans le Second chapitre nous allons donner un aperçu général des codes correcteurs d'erreur qui sont convenable pour les canaux AWGN ainsi que le codage espace temps qui est adapté aux canaux à évanouissement de Rayleigh.

Dans le chapitre 3 on va essayer d'abord de toucher les fondements de ce sujet et puis en deuxième partie on va faire des simulations en utilisant le logiciel Matlab pour montrer les performances de cette technique en terme de de taux d'erreur par bit (BER) en jouant sur quelques axes fondamentaux comme la modulation, le codage de canal et codage de spatio-temporel.
En conclusion, nous donnerons un récapitulatif des différentes parties de notre présent travail ayant pour but l'amélioration des performances du système.

CHAPITRE I: GENERALITE SUR LES COMMUNICATIONES NUMERIQUES

I.1. INTRODUCTION :

Ce chapitre présente les aspects fondamentaux de la communication numérique qui consiste en la transmission de l'information d'une façon fiable et efficace à partir de la source qui la produit à la ou les destinations qui l'utilisent.

Nous allons commencer par donner une description de la chaine de transmission classique en donnant les blocs de base qui la constituent. Ensuite nous présentons une étude détaillée sur les modulations numériques les plus utilisées. Puis nous expliquons les modèles des canaux de transmission les plus fréquents. Finalement, nous donnons un aperçu sur la technique multi antennaire (MIMO) qui permet d'améliorer le débit et la robustesse des systèmes de communication.

I.2. CHAINE DE COMMUNICATION NUMERIQUE :

Le but de la communication numérique est la transmission de l'information d'un point A à un point B à travers un canal de transmission. L'information peut être de deux type : soit analogique comme la parole, soit numérique comme un SMS d'un téléphone portable (simple message service). Lorsque les données sont analogiques, elles doivent subir un traitement afin d'être numérisées. Il faut d'abord les échantillonner, ce qui consiste à enregistrer à intervalles réguliers la valeur de donnée. Ensuite, Il faut quantifier la valeur enregistrée en lui attribuant un état parmi un ensemble fini d'état [1].

Une chaîne de transmission numérique peut être représentée par différents blocs modélisant les traitements successifs apportés à l'information. Les blocs peuvent être énumérés comme suit [1].

- *La source* : génère l'information à émettre (message),

- *Le codage de source* : supprime les redondances contenues dans le message afin de rendre les éléments binaires mutuellement indépendants,

- *Le codage de canal* : insère des éléments binaires pour améliorer la qualité de la transmission,

- Le modulateur : traduit le message binaire en signal permettant son transport dans les milieux tel que l'air, l'eau, les câbles etc.,

- *L'émetteur* : permet au signal de se propager dans le canal de transmission,

- *Le canal de transmission* : propage le signal ; lors de la propagation, le signal peut être perturbé par du bruit externe, des multi-trajets, le mouvement de l'émetteur et / ou récepteur etc.,

- *Le récepteur* : capte le signal émis,

- Le démodulateur : traduit le message reçu en signal binaire,

- *Le décodeur de canal* : détecte et/ou corrige les erreurs de transmission grâce aux éléments binaires ajoutés lors du codage,

- *Le décodeur de source* : régénère le message binaire.

La figure I.1, montre la chaine de transmission à l'aide d'un schéma bloc.

La source peut être de deux types : soit numérique donc directement codée en binaire, soit analogique. Dans le cas où la source est analogique, le signal est échantillonné, quantifié (transcription sur $N = 2^q$ niveaux analogiques où q est la longueur du mot binaire pour le codage d'un niveau) et ensuite un codage binaire est effectué pour traduire les niveaux en bits. Dans une chaine de transmission numérique, après le bloc « source » le message à émettre est un message binaire.

La quantification et le codage binaire ne produisent pas un code binaire optimal dans le sens où, le message généré peut contenir énormément de redondances. Alors un codeur de source est ajouté. Le codage de source permet de comprimer les données en supprimant les redondances du message. Différentes méthodes peuvent être utilisées telle que : la compression d'image, le codage de la parole, le codage à longueur variable (méthode de Fano et Huffmann [2]). A la sortie du codage de source, les éléments binaires sont d'une part, indépendants ce que signifie que l'apparition d'un élément binaire n'apporte pas de connaissance a priori sur l'élément binaire suivant, et d'autre part, identiquement distribués, c'est-à-dire que la probabilité d'apparition des bits est identique.

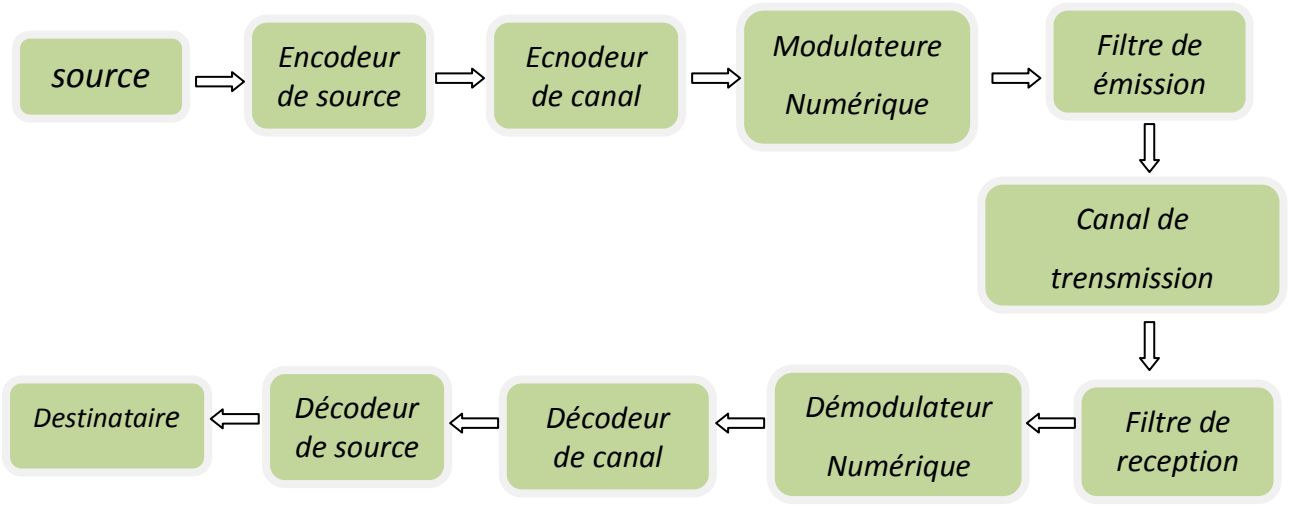


Figure I.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.

I.3. LES MODULATIONS NUMERIQUES :

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission.

Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse

$$p(t)=A\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \qquad \ldots(I.1)$$

centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A

-La fréquence: $f_0 = \frac{w_0}{2\pi}$.

- La phase: φ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend *M* valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. Ces *n* digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.[3]

I.3.1. CARACTERISTIQUE D'UNE MODULATION NEMURIQUE :

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

La rapidité de modulation *R* se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

La "rapidité de modulation" $R = 1/T$ s'exprime en "bauds".

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

Le "débit binaire" $D = 1/T_b$ s'exprime en "bits par seconde".

Pour un alphabet M-aire, on a la relation fondamentale : $T = nT_b$ soit $D = nR$. Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

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

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

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

L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur *D* est le "débit binaire" et *B* est la largeur de la bande occupée par le signal

modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura : $\eta = \frac{1}{T_1.B}\log_2 M$ bit/sec/Hz. Remarquons que pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole $n = \log_2 M$. C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire. [9]

I.3.2. PRINCIPES DE MODULATION :

Le message à transmettre est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$C(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad \ldots(I.2)$$

avec $c_k = a_k + jb_k$

La fonction g(t) est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle [0, T[puisque t doit vérifier la relation : kT<= t <(k+1)T.

Dans les modulations ASK, PSK et QAM, la modulation transforme ce signal c(t) en un signal modulé m(t) tel que :

$$m(t) = Re\left[\sum_k c_k(t).e^{j(w_0 t+\varphi_0)}\right] \quad \ldots(I.3)$$

La fréquence $f_0 = \frac{w_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $c_k(t) = a_k + jb_k(t)$ sont réels ($b_k = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle. Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum a_k\,(t)\,cos(w_0\,t + \varphi_0) - \sum b_k(t)\,sin(w_0\,t + \varphi_0) \quad \ldots(I.4)$$

ou encore :

$$m(t) = a_k(t)\,cos(w_0 t + \varphi_0) - b_k(t)\,sin(w_0 t + \varphi_0) \quad \ldots(I.5)$$

en posant :

$$a(t) = \sum a_k\,(t)\;et\;b(t) = \sum b_k(t) \quad \ldots(I.6)$$

Le signal $a(t) = \sum a_k\,(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(w_0 t + \varphi_0)$

Le signal $b(t) = \sum b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(w_0 t + \varphi_0)$

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_K(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion g(t) appelée aussi "formant".

$a_k(t) = a_k g(t - KT)$ et $b_k(t) = b_k g(t - KT)$

Les deux signaux a(t) et b(t) sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent :

$$a(t) = \sum a_k \, g(t - KT) \; et \;\; b(t) = \sum b_k \, g(t - KT) \qquad \ldots (I.7)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (a_1,a_2 ,…a_m) et dans l'alphabet (b_1 , b_2 ,…b_m).

Le schéma d'un modulateur numérique est représenté dans la figure I.2

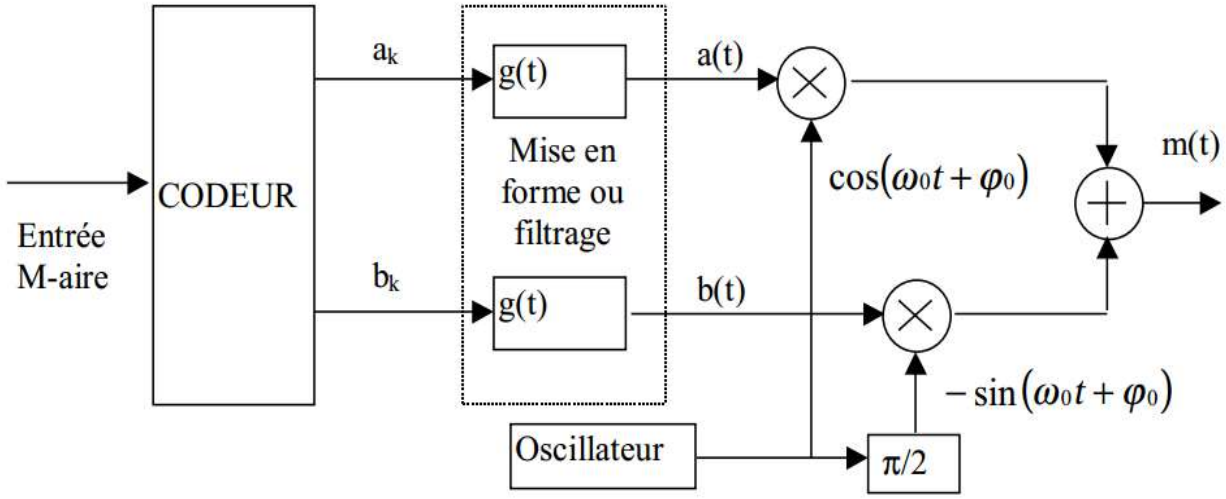


Figure I.2: Forme générale du modulateur.

Les différents types de modulations sont définis par les alphabets décrits ci-dessus et par la fonction g(t).

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

$$m_k(t) = a_k g(t - kT).cos(w_0 t + \varphi_0) - b_k g(t - kT).sin(w_0 t + \varphi_0) \qquad \ldots (I.8)$$

qui peut être représentés (voir figure I.3) dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont : $g(t - kT).\cos(w_0 t + \varphi_0)$ et $-g(t - kT).\sin(w_0 t + \varphi_0)$ (Décomposition de Fresnel).

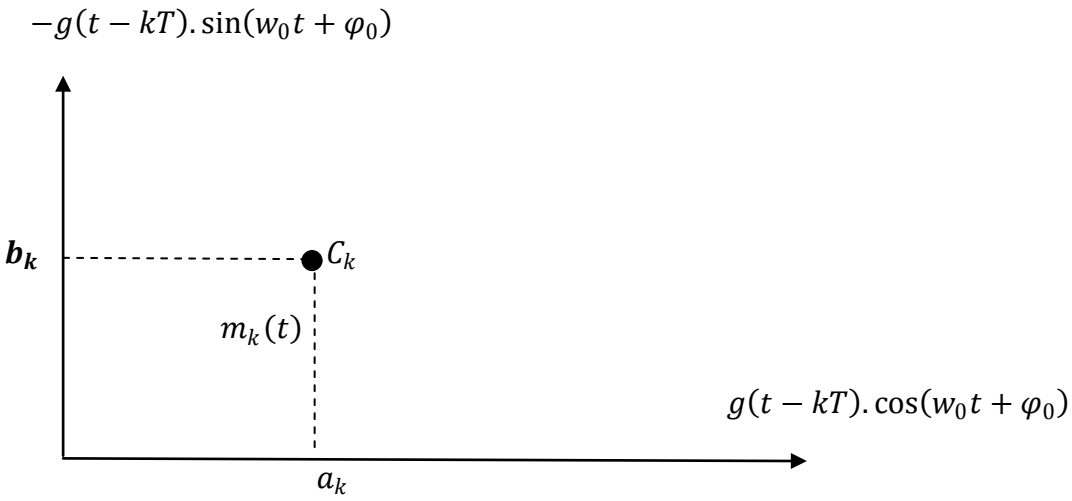


Figure I.3: Position d'un symbole dans le plan de Fresnel.

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = A_k + jB_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.[3]

I.3.3. MODULATION PAR DEPLACEMENT D'AMPLITUDE(ASK) :

Les Modulations par Déplacement d'Amplitude sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying". Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $cos(w_0t + \varphi_0)$ .Il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors:

$$m(t) = \sum a_k g(t - KT)\, cos(w_0t + \varphi_0) \qquad \ldots (\mathrm{I}.8)$$

La forme de l'onde *g(t)* est rectangulaire, de durée *T* et d'amplitude égale à 1. Rappelons que le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (a_1, a_2,…a_m) .Autrement dit, cet alphabet met en évidence les $M=2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n désignant les groupements de *n* bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme *R* de la transmission des symboles.[4]

Un exemple de modulation d'amplitude est la modulation (binaire) par tout ou rien encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying". Dans ce cas, un seul bit est transmis par période *T*, et par conséquent *n=1* et *M=2*. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet *(0, 1)*. On observe donc sur un chronogramme des extinctions de porteuse quand a_k = 0 ce qui est présenté par la **figure I.4** suivante.

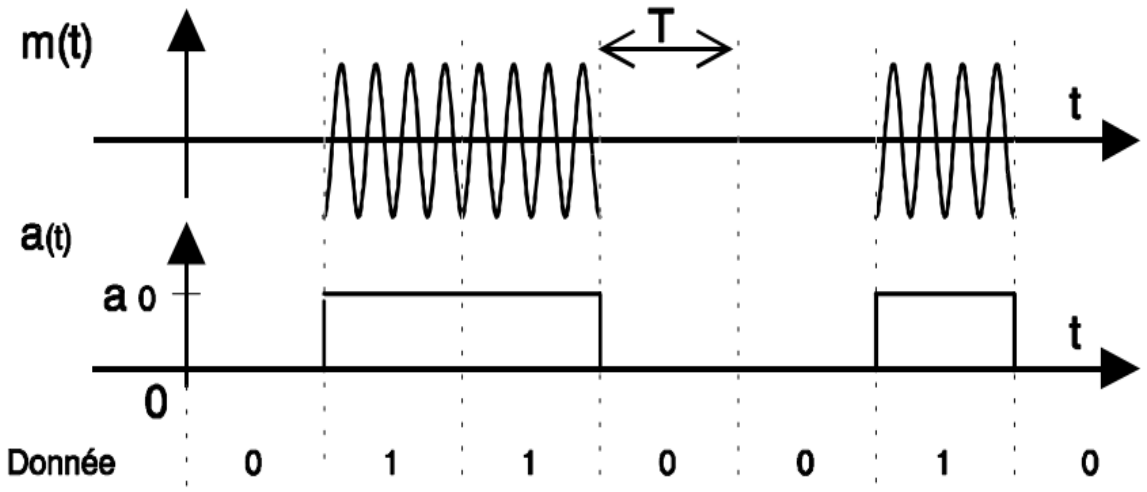


Figure I.4 : Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)

La constellation de la modulation à *M* états symétriques est donnée figure I.6 pour *M* prenant comme valeurs 2, 4 et 8.

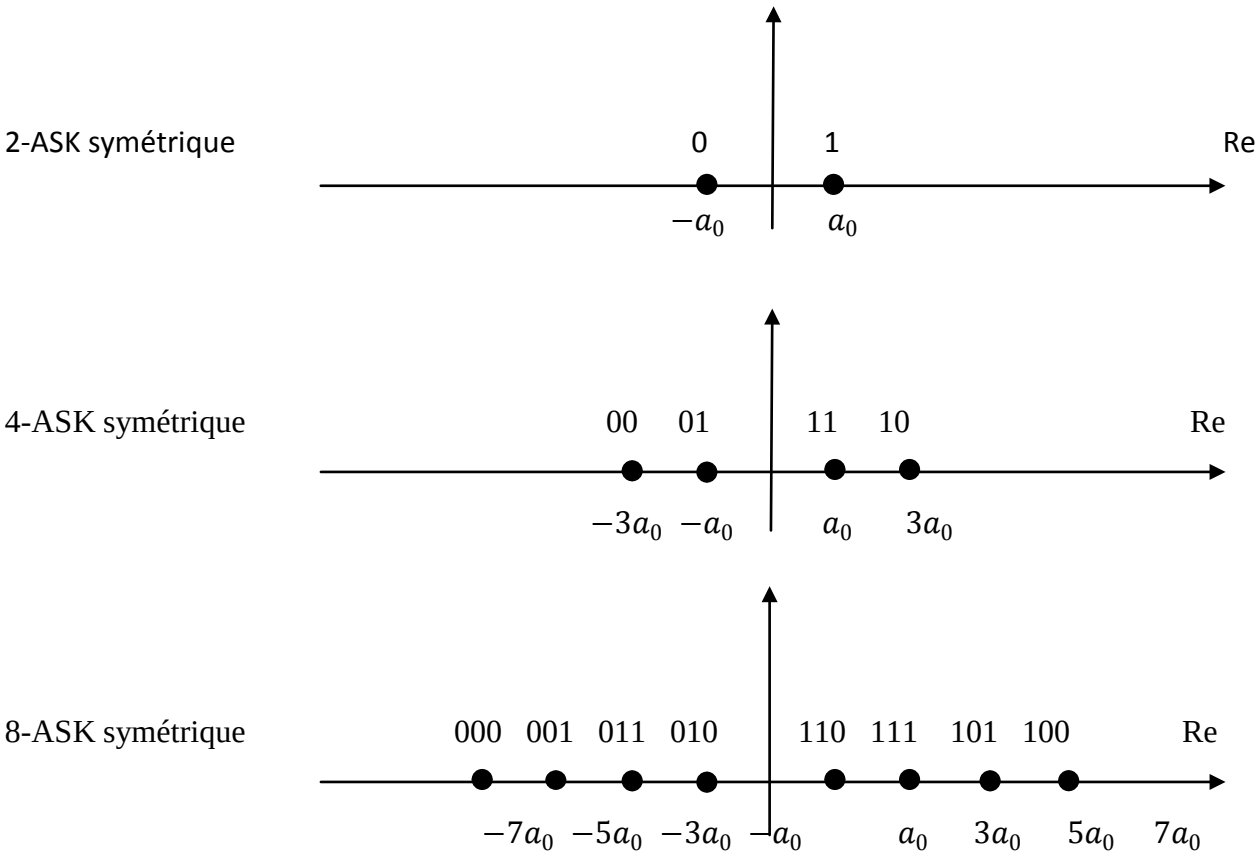


Figure I.5 : Constellation de la modulation d'amplitude à *M* états.

I.3.3.1.LE SPECTRE DE LA"ASK SYMETRIQUE M" :

Le spectre du signal en bande de base ne présente pas de raie et s'écrit [2] :

$$\gamma_{am}(f) = \frac{M^2-1}{3} a_0^2 T \left(\frac{\sin \pi fT}{\pi fT}\right)^2 \quad \ldots (I.9)$$

Le spectre du signal modulé est le même décalé de ± f_0. [10]

I.3.3.2. LES PERFORMANCES "ASK M":

Pour pouvoir comparer les différentes modulations entre elles, il est d'usage d'exprimer la probabilité d'erreur on fonction du rapport E_b/N_0 dans lequel :

E_b représente l'énergie émise par bit.

N_0 représente la densité spectrale de puissance de bruit.

En fonction de ce rapport, que la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation :

$$P_s(e) = \frac{M-1}{M} erfc\left(\sqrt{\frac{(3\log_2 M)E_b}{(M^2-1)N_0}}\right) \quad \ldots (I.10)$$

On peut alors constater que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque *M* augmente, il faut aussi augmenter le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ Autrement dit, il faut augmenter l'énergie émise par bit. La modulation ASK est simple à réaliser mais est assez peu employé pour *M>2* car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment pour sa résistance au bruit. [4]

I.3.4. MODULATION PAR DEP LACEMENT DE PHASE (PSK):

Les Modulations par Déplacement de phase *(MDP)* sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : *PSK* pour "Phase Shift Keying".

Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = Re\left[\sum_k c_k(t).e^{j(w_0 t+\varphi_0)}\right] \quad \ldots (I.11)$$

avec $c_k = a_k(t) + jb_k(t)$

Les signaux élémentaires $a_k(t)$ *et* $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde *g(t)* qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée *T* et d'amplitude égale à *A* si t appartient à l'intervalle *[0, T [* et égale à 0 ailleurs.

On a toujours :

$$a_k(t) = a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - kT) \quad \dots (I.12)$$

Soit :

$$c_k = (a_k + jb_k).g(t - kT) = c_k.g(t - kT) \quad \dots (I.13)$$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi k}$.

d'où $a_k = \cos(\varphi_k)$ $b_k = \sin(\varphi_k)$

et $a_k(t) = \cos(\varphi_k).g(t - kT)$ $b_k(t) = \sin(\varphi_k).g(t - kT)$

On pourrait imaginer plusieurs *MDP-M* pour la même valeur de *M* où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle ! Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

Lorsque *M > 2* $\varphi_k = \frac{\pi}{M} + \frac{k2\pi}{M}$

Lorsque *M = 2* $\varphi = 0 \; ou \; \pi$

Les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de *M >2* éléments $e^{j\varphi k}$ où φ_k est défini avec *k = 0,1,…M-1.*

On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet cos(φ_k) et sin (φ_k)

Le signal modulé devient :

$$m(t) = Re\left[\sum e^{j\varphi k} g(t - kT) e^{j(w_0 t + \varphi_0)}\right] \quad \dots (I.14)$$

$$m(t) = Re\left[\sum g(t - kT) e^{j(w_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}\right] \quad \dots (I.15)$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps *[kT, (k+1) T]* :

$$m(t) = Re\left[Ae^{j(w_{0t}+\varphi_0+\varphi_k)}\right] = A\cos(w_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad \ldots (I.16)$$

$$m(t) = A\cos(w_0 t + \varphi_0)\cos(\varphi_k) - A\sin(w_0 t + \varphi_0)\sin(\varphi_k) \quad \ldots (I.17)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la *PSK*. Remarquons aussi que la porteuse en phase $\cos(w_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A\cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(w_0 t + \varphi_0)$est modulée en amplitude par le signal $(\sin(\varphi_k))$. L'expression de la *PSK* montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante ; l'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante pour des transmissions sur des canaux non linéaires, ce qui fait de la modulation *PSK* un outil de choix par exemple pour les transmissions par satellites. L'intérêt d'avoir un signal modulé à enveloppe constante est que cela permet d'employer les amplificateurs dans leur zone de meilleur rendement qui correspond souvent à un mode de fonctionnement non linéaire.

Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien entendu intimement liés.

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

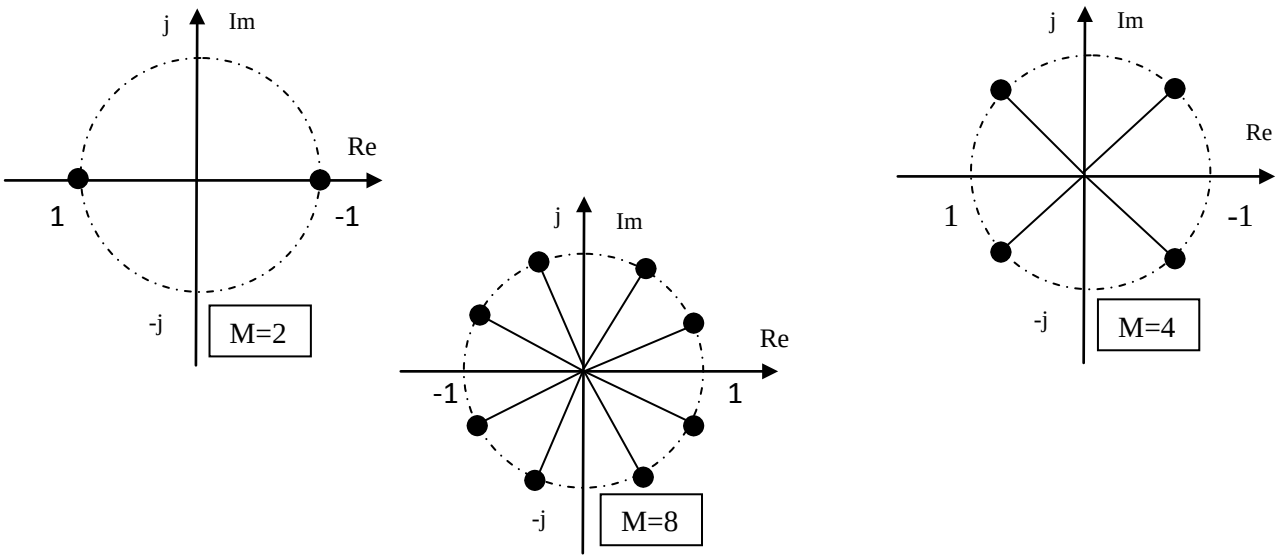


Figure I.6 : Constellation des symboles en modulation de phase *M-PSK*.

La figure I.7 donne le chronogramme de la modulation *PSK* à deux états (*BPSK*)

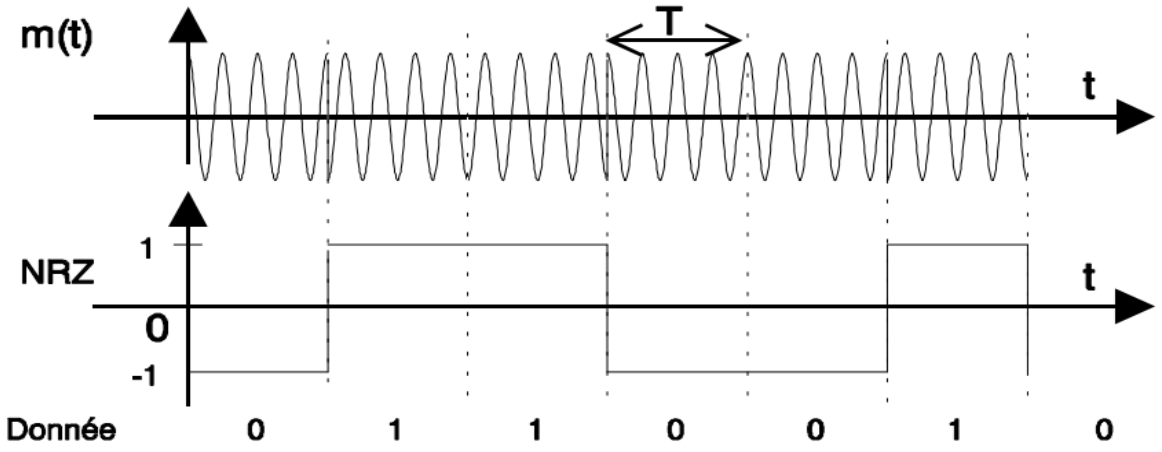


Figure I.7: Chronogramme de la modulation de phase *PSK-2*.

I.3.4.1.LE SPECTRE DE LA "PSK-2" :

Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de *g(t)* qui est ici une impulsion rectangulaire :

$$\gamma_{am} = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)^2 \quad \dots (\text{I. } 18)$$

Le spectre du signal modulé est décalé de ± f_0. [3]

I.3.4.2.LES PERFORMANCES DE LA MODULATION PSK:

L'augmentation de *M* réduit la distance entre symboles adjacents sur la constellation et cela dégrade naturellement les performances.

Comme nous l'avions fait pour les *ASK*, il est possible de comparer les *PSK* entre elles, en utilisant la probabilité d'erreur par symbole *Pe* en fonction du rapport E_b/N_0. Rappelons que E_b représente l'énergie émise par bit, et, N_0 représente la densité spectrale de puissance de bruit. En fonction de ce rapport, que la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation : tiraillement les performances.

$$P_s(e) = erfc\left(\sqrt{log_2 M \frac{E_b}{N_0}}.sin\frac{\pi}{M}\right) \quad \dots (I. 19)$$

On constate que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque *M* augmente, il faut aussi augmenter le rapport $\frac{E_b}{N_0}$. Autrement dit, il faut au gmenter l'énergie émise par bit E_b. [3]

I.3.5.MODULATION D'AMPLITUDE SUR DEUX PORTEUSES EN QUADRATURE (QAM) :

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (*QAM*) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : *QAM* pour "Quadrature Amplitude Modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La modulation *ASK* et *PSK* ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points *M* est grand. En effet, dans la modulation *ASK* les points de la constellation sont sur une droite, et dans la *PSK* les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé *m(t)* peut s'écrire :

$$m(t) = a(t).\cos(w_0 t + \varphi_0) - b(t).\sin(w_0 t + \varphi_0) \quad \ldots (\text{I. } 20)$$

et que les deux signaux *a(t)* et *b(t)* ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad \ldots (\text{I. } 21)$$

Le signal modulé m(t) est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux *a(t)* et *b(t).*

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à *M* éléments (a_1,a_2,… a_m) et (b_1, b_2 ,… b_m).donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k ,b_k) ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$.

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

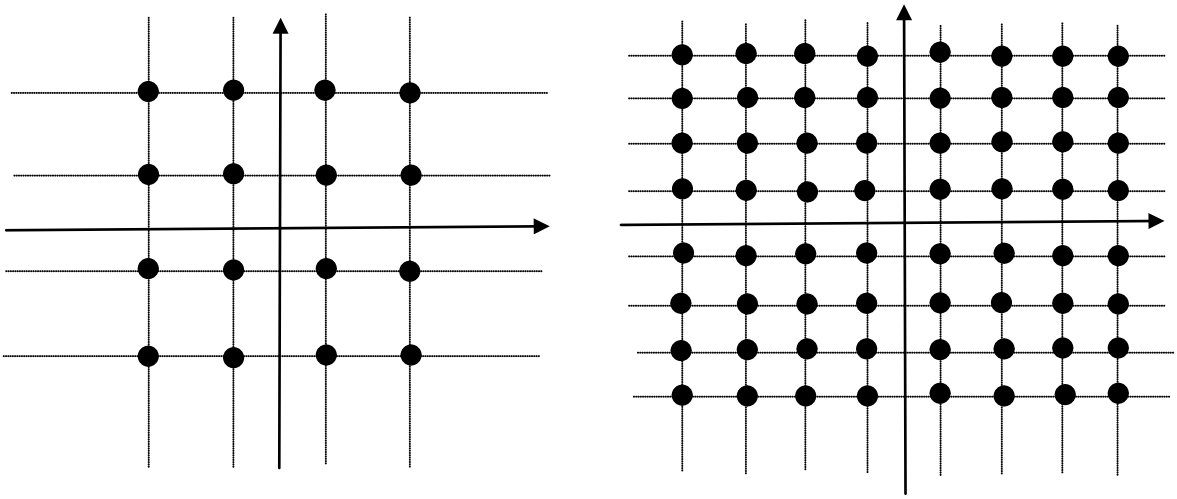
$c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de *2.n* bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal *m(t)* est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants.

De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à *M* éléments.

Par exemple, la *16-QAM* est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet *{±d, ±3d}* où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée dans la figure *I.8*. La *16-QAM* a été souvent utilisée, notamment pour la

transmission sur ligne téléphonique du *RTC* (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet *{±d, ±3d, ±5d,…, ± (M-1) d}* avec $M = 2^n$ on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la *4-QAM*, La *16-QAM*, la *64-QAM* et la *256-QAM*. [3]



16-QAM *64-QAM*

Figure I.8 : Constellations *16-QAM* et *64-QAM*.

I.3.6.MODULATION PAR DEPLACEMENT DE FREQUENCE (FSK) :

Les Modulations par Déplacement de fréquence (*MDF*) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : *FSK* pour "Frequency Shift Keying".

Le signal modulé *m(t)* peut s'écrire :

$$m(t) = Re\left[e^{j\Phi(t)}.e^{j(w_0 t+\varphi_0)}\right] \quad \dots (\text{I. } 22)$$

Une propriété de la modulation par déplacement de fréquence est d'avoir une enveloppe constante :

$$e^{j\Phi(t)} = Cte \quad \dots (\text{I. } 23)$$

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant :

$$\varphi_0 = 0, \text{ par : } m(t) = \cos\left(w_0 t + \Phi(t)\right) = \cos\left(2\pi f_0 t + \Phi(t)\right) \quad \dots (\text{I. } 24)$$

C'est la dérivée de la phase *Φ(t)* qui est reliée de façon simple (linéaire) à la valeur des symboles, le tout constituant une relation non linéaire.

La fréquence instantanée *f (t)* du signal m(t) est obtenue par dérivation de la phase $2\pi f_0 t + \Phi(t)$ par rapport au temps : $f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi}{dt}$

Dans cette expression f_0 représente la fréquence centrale : $f_0 = \frac{w_0}{2\pi}$

Et $\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi}{dt}$ représente la déviation de fréquence par rapport à la fréquence f_0.

Appelons Δf la différence de la fréquence instantanée correspondant à l'émission de deux symboles adjacents ; Et soit a_k un symbole appartenant à l'ensemble *{ ±1, ±3,… ±(M-1)* }. La déviation de fréquence s'écrit alors, suivant la valeur à transmettre :

$\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Delta f}{2}\sum_k a_k . g(t - kT)$ Où *g(t)* est l'impulsion rectangulaire de durée *T*.

Alors : $\frac{d\Phi}{dt} = \pi\Delta f \sum_k a_k . g(t - kT)$

La phase étant l'intégrale de la fréquence, on obtient après intégration de l'expression précédente et pour t appartenant à l'intervalle *[kT, (k+1)T [* :

$$\Phi(t) = \pi . \Delta f a_k . (t - kT) + \theta_k \quad \ldots (\text{I. } 25)$$

Où $\theta_k = \Phi(kT)$

Cette expression montre que la phase varie linéairement sur l'intervalle *[kT, (k+1)T [* et que cette variation est de: $\pi . \Delta f . T . a_k$

En reportant l'expression de *Φ(t)* dans la relation $f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\Phi}{dt}$ on obtient :

La fréquence instantanée :$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k$

L'expression du signal modulé :

$$m(t) = \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k\right) t\right) \quad \ldots (\text{I. } 26)$$

On peut aussi définir l'indice de modulation $\mu = \Delta f$ .T qui conditionne la forme de la densité spectrale du signal modulé. [3]

1.4. MODELE DE CANAL :

I.4.1. LE CANAL AWGN :

Le modèle du canal *AWGN* est composé selon le principe de la Figure *I.9* d'un bruit blanc Gaussien ajouté dans le médium à l'onde modulée *s(t).*

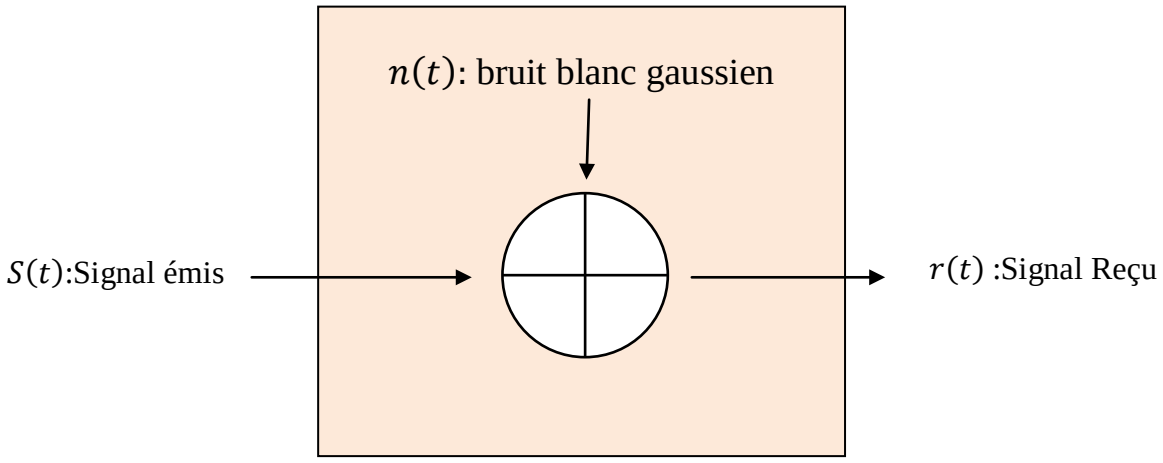


Figure I.9: modèle de canal *AWGN*.

Un bruit blanc Gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N_0 sur toute la bande de fréquences. Du fait de sa largeur de bande théoriquement infinie, il est difficile d'exprimer le bruit blanc, c'est pourquoi l'on suppose que le bruit sommé au signal d'entrée du récepteur a été filtré par un filtre idéal, de largeur de bande *B* très grande devant la bande utile. Le bruit blanc peut être rendu Gaussien par une distribution gaussienne. Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante :

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad \dots (\text{I. } 27)$$

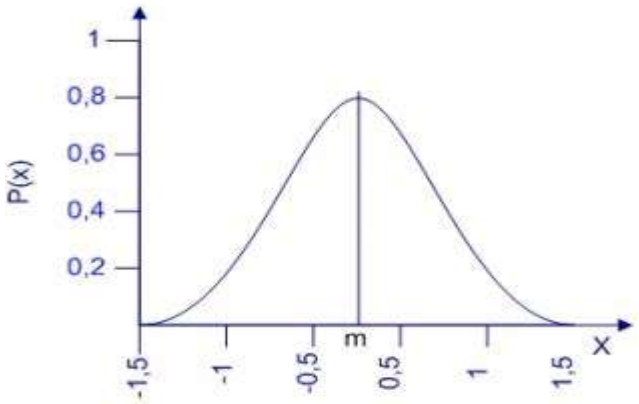


Figure I.10 : Représentation d'une distribution Gaussienne,

la distribution s'écrit si le moyenne de bruit et nulle. [4]

$$\mathrm{P(x)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \mathrm{e}^{-\frac{(\mathrm{x})^2}{2\sigma^2}} \quad \dots (\text{I. } 28)$$

I.4.2.CANAL RAYLEIGH :

A cause de la multitude de facteurs influant sur la propagation d'une onde, dans un environnement cellulaire, il convient d'utiliser des techniques statistiques pour décrire les variations du signal. Dans cette partie, nous allons uniquement parler du modèle statistique. Sachant qu'il existe un autre modèle statistique assez utilisé, c'est celui de Ric. La distribution de Rayleigh est utilisée fréquemment pour modéliser statistiquement les variations temporelles, de l'enveloppe reçue d'un signal à évanouissement plat ou de l'enveloppe d'une composante multi-trajet, des canaux radio-mobiles. Pour illustrer ce point, posons :

$$Y = X_1^2 + X_2^2 \qquad \text{... (I. 29)}$$

Où X_1 et X_2 sont des variables Gaussiennes statistiquement indépendantes, de variance σ^2. Y suit une loi du chi-deux à 2 degrés de liberté. Définissons maintenant une nouvelle variable aléatoire :

$$R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} = \sqrt{Y} \qquad \text{... (I. 30)}$$

Cette variable aléatoire suit une distribution de Rayleigh, de densité de probabilité :

$$P(a) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{\frac{-\alpha^2}{2\sigma^2}} & \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases} \qquad \text{... (I. 31)}$$

Un coefficient d'un canal de Rayleigh est une variable aléatoire gaussienne complexe :

$$h = h_r + jh_i \qquad \text{... (I. 32)}$$

avec h_r et h_i deux variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et de variance σ^2 Par conséquent, l'amplitude :

$$|h| = \sqrt{h_r^2 + h_i^2} \qquad \text{... (I. 33)}$$

est une variable aléatoire de distribution de Rayleigh. La densité de probabilité de la loi de Rayleigh est représentée sur la Figure I.11. [5]

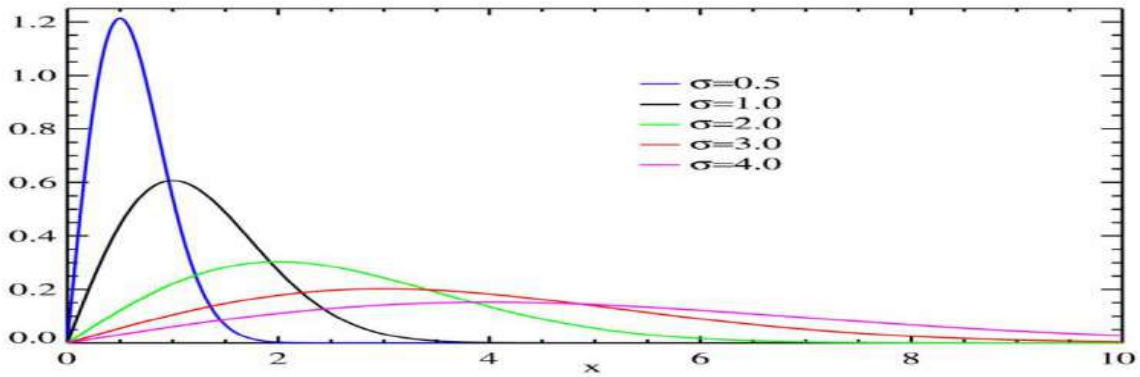


Figure I.11 : Densité de probabilité de distribution de Rayleigh.

I.5.LES SYSTEME MIMO :

Les techniques MIMO sont apparus dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini. Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur.

La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande alloué au signal ni sa puissance d'émission. De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité. Concrètement, plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Cela a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (en anglais Signal to Noise Ratio (*SNR*)) et donc du taux d'erreurs binaires [6, 7].

Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels. Contrairement aux systèmes classiques, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les technique de :

-Diversité d'espace : Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne.

-Diversité fréquentielle : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Il faut toutefois faire attention à la largeur de bande cohérente et à l'étendue fréquentielle due aux multi-trajets et aux distances à franchir par la transmission.

-Diversité temporelle : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse.

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception.

I.5.2. MODELE DU CANAL MIMO :

Considérons un système MIMO (figure *I.12*) composé de N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception. L'information est émise par les N_T antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception.

A la réception on détecte un signal $y(t) \in C^{N_R \times 1}$ qui s'écrit :

$$\boldsymbol{y(t)} = \boldsymbol{H}x(t) + \boldsymbol{b(t)} \qquad \ldots (\text{I. } 34)$$

avec $\boldsymbol{H} \in C^{N_R \times N_T}$ la matrice du canal , $\boldsymbol{x(t)} \in C^{N_T \times 1}$ le signal émis et $\boldsymbol{b(t)} \in C^{N_R \times 1}$ un bruit blanc additif gaussien.

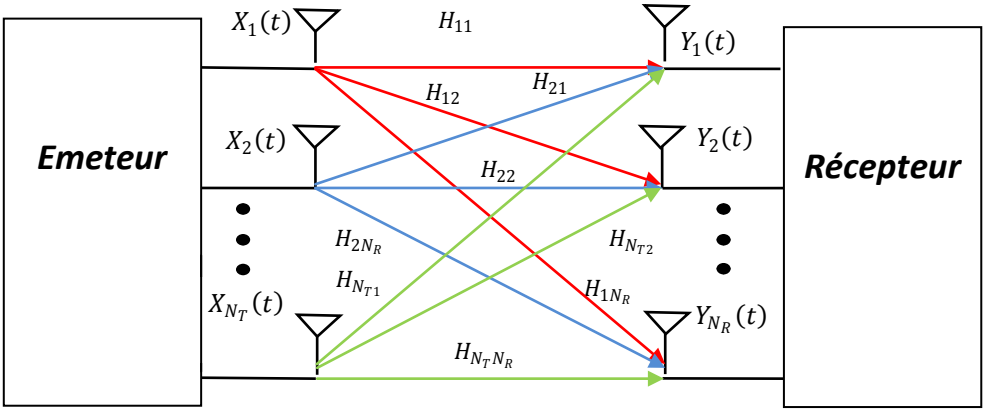


Figure I.12 : Système MIMO

Les équations (I.35) à (I.36) comportent l'écriture matricielle des éléments composant ce système.

$$\boldsymbol{x(t)} = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \dots & x_{N_T}(t) \end{bmatrix} \quad \dots (\text{I. 35})$$

$$\boldsymbol{y(t)} = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2(t) & \dots & y_{N_R}(t) \end{bmatrix} \quad \dots (\text{I. 36})$$

avec $x_i(t)$ et $y_j(t)$ représentent, respectivement, le signal relatif à la $i^{éme}$ antenne d'émission et celui relatif à la $j^{éme}$ antenne de réception.

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1} & H_{N_R2} & \dots & H_{N_TN_R} \end{bmatrix} \quad \dots (\text{I. 37})$$

Avec H_{ij} le coefficient complexe du canal entre la $i^{éme}$ antenne d'émission et la $j^{éme}$ antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

I.5.3.CAPACITE DES CANAUX MIMO :

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, 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 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_T antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P. Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de la puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance $Pi = P / N_T$) [8, 9, 10].

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice et est notée σ_R^2.

- P_T est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute l'énergie *Es* (donc un canal *SIMO*).

Le rapport signal sur bruit moyen (*RSB*) sur chaque antenne de réception est $\rho = P_T/\sigma_R^2$, et est indépendant de N_T.

La capacité (moyenne) ergodique d'un canal aléatoire avec $N_T = N_R = 1$ antenne et une contrainte de puissance moyenne transmettre P_T peut être exprimée comme [10] :

$$C = \varepsilon\{\max_{p(x):P\leq P_T} I(x,y)\} \quad \ldots (I.38)$$

Un canal *SIMO* est un système multi-antennes conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$C = \log_2\left(1 + \rho_R N_R^2 |H_{1j}|^2\right) \quad bps/Hz \quad \ldots (I.39)$$

La capacité d'un canal aléatoire MIMO avec la contrainte de puissance P_T peut être exprimée par l'expression suivante:[11]

$$C = \log_2\left(det\left[I_{n_R} + \frac{\rho_R}{n_T} HH^*\right]\right) \quad bps/Hz \quad \ldots (I.40)$$

Avec : I_{n_R}: est matrice identité de taille n_R.

ρ_R: Rapport signal sur bruit moyen (*RSB*).

H : Matrices de canal

I.6.CONCLUSION :

Dans cette première partie de notre travail nous avons présenté les nations de base sur les transmissions numériques. Nous avons commencé par la chaine de communication numérique, en résumant les différents traitements que subit l'information à transmettre. Nous avons ensuite donné un résumé sur les modulations numériques.

La modélisation du canal de transmission joue un rôle important lors de conception d'une chaine de communication numérique, les deux types les plus courants sont le modèle *AWGN* et le modèle de Rayleigh. Ces deux modèles ont été présentés dans cette partie.

En suite nous avons présenté des systèmes donnant la possibilité d'accroitre le nombre de bits transmis et/ou la robustesse en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, ces systèmes sont dits multi-antennaires (MIMO).

CHAPITRE II : CODAGE DE CANAL ET CODAGE SPATIO-TEMPORELE

II.1. INTRODUCTION :

La communication à distance (téléphone, télévision, satellite, etc.), entre machines et usagers nécessite des canaux de transmission acheminant l'information sans la modifier. Les canaux utilisés sont en général loin d'être parfaites ce qui entraine l'introduction des erreurs au niveau de la réception. Pour cela, l'information doit être codée d'une manière spéciale permettant de déceler les erreurs, ou ce qui est encore mieux de les corriger automatiquement. Ce qui amène à concevoir des codes détecteurs et correcteurs d'erreurs.

Pour les canaux à évanouissement de Rayleigh, afin améliorer la performance en terme du taux d'erreur binaire (TEB). On utilise généralement la technique de codage spatio-temporel. La version la plus simple de ce type de codage est le code d'Alamouti. Le schéma MIMO Alamouti est un schéma ingénieux de diversité d'émission pour deux antennes d'émission et une ou deux antennes de réception qui ne nécessitent pas de connaissances sur les canaux d'émission. Le code MIMO Alamouti est un code espace temps en bloc "space time bloc code" (STBC) qui a été développé en 1998.

Dans le présent chapitre nous allons donner un aperçu général des codes correcteurs d'erreur qui sont convenable pour les canaux AWGN ainsi que le codage espace temps qui est adapté aux canaux à évanouissement de Rayleigh.

II.2. CODAGE CORRECTEUR D'ERREUR:

Le codage correcteur d'erreur ou le codage de canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de modifier son contenu. 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. L'information issue du codage source est transformée en séquence codée [12]. La théorie repose sur le théorème suivant également énoncé par Shannon : Si le débit d'information à l'entrée du canal est inférieur à la capacité, alors il est possible de transmettre un message numérique avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite. Dans sa démonstration, ce théorème assure de l'existence d'un code (le code aléatoire) permettant une transmission fiable, mais en pratique ce code est trop complexe à décoder. Depuis, la communauté scientifique s'efforce de trouver des codes correcteurs d'erreurs de longueur finie ayant une complexité raisonnable et s'approchant le plus près possible de la capacité. [13]

Les codes sont classiquement classés en deux grandes familles :

– les codes algébriques (communément appelés codes en bloc), qui assurent une indépendance du codage à chaque bloc.

– les codes covolutifs, qui, dans leur version originale, codent l'information sortante en flot continu en utilisant à la fois le symbole entrant et un effet mémoire sur les entrées précédentes [14]. Le décodage est dit optimal s'il trouve le mot de code le plus probable en ayant la connaissance du code et de la sortie du canal. On parle alors de décodeur MAP (Maximum A Posteriori).

II.2.1. CODES EN BLOC LINÉAIRES :

On appelle code en bloc une application $C\ (n, k)\ (avec\ n > k)\ de\ \{0,1\}^k$ dans $\{0,1\}^n$ qui à tout vecteur de k éléments binaires $m = [m_1, \ldots, m_k]$ associe un vecteur de n éléments binaires $c = [c_1, \ldots, c_n]$. Un code en bloc $c(n, k)$ est linaire si c'est une application linaire, c'est-à-dire, chaque élément c_i $(avec\ i \leq n)$ est une combinaison linaire des éléments $m_j\ (avec\ j \leq k)$.

Le rendement d'un tel code en bloc vaut donc k/n. [15]

Ainsi, un code en bloc linaire peut être défini par une matrice génératrice, souvent noté G, de dimensions $k \times n$ et pour tout mot $m \in \{0, 1\}^k$, le mot de code associé c est donné par l'équation :

$$c = mG. \qquad \ldots (II.1)$$

C : représente le mot de code (message codé).

m : représente le message à coder.

G : représente la matrice génératrice du code.

Par exemple, pour un code *c (3, 2)* de matrice génératrice.

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \ldots (II.2)$$

le code assoisé à $m = [01]$ est $c = mG = [011]$.

Dans le cas particulier où les k premiers éléments binaire de *c* correspondent à *m* (*i.e.* $c = [m_1 \ldots m_k c_{k+1} \ldots c_n]$), alors le code est dit systématique. Dans chaque mot en sortie du codeur, les éléments binaires d'information et les éléments binaires de redondance apparaissent ainsi bien séparés. La matrice génératrice d'un tel code est de la forme $G = [I_k P]$, où I_k désigne la matrice identité de rang *k* et *P* est une matrice binaire quelconque de dimensions $k \times (n-k)$.

II.2.1.1. DETECTION DES ERREURS :

Matrice de contrôle :

Pour un code en bloc linaire de matrice génératrice G, on appelle *matrice de contrôle* la matrice H de dimensions $(n\text{-}k) \times n$ telle que :

$$GH^T = 0_{k \times (n\text{-}k)} \quad \ldots (II.3)$$

Pour un code en bloc systématique de matrice $G = [I_k, P]$, la matrice de contrôle s'écrit $H = [P^{\top}, I_n\text{-}k]$

Propriété des mots de code :

Pour tout mot de code c, il existe un mot m de k éléments binaires tel que $c = mG$. Par conséquent,

$$cH^T = mGH^T = 0_{1 \times (n\text{-}k)} \quad \ldots (II.4)$$

réciproquement, tout mot $x \in \{0, 1\}^n$ tel que $xH^T = 0_{1 \times (n\text{-}k)}$ est un mot du code.

Syndrôme:

Selon la modélisation logique du canal binaire symétrique, à tout vecteur $c \in \{0,1\}^n$ le canal ajoute un vecteur erreur $e \in \{0,1\}^n$.) à la sortie du canal on reçoit un code donné par :

$$r = c + e \quad \ldots (II.5)$$

Les erreurs sont détectées par le calcul du syndrôme :

$$s = rH^T \quad \ldots (II.6)$$

Comme $r = c + e$ *et* $cH^T = 0$, *on obtient :*

$$s = eH^T \quad \ldots (II.7)$$

Ainsi si $s \neq 0$, il existe une erreur et si $s = 0$, alors e est un mot de code.

Dans le premier cas, l'erreur est détectable, dans le deuxième cas le syndrôme ne permet pas de différencier l'absence d'erreur (e=0) d'un vecteur erreur *e appartenant à l'ensemble des mots de code.*

II.2.1.2. DÉCODAGE :

La chaine de communication peut être décrite comme une suite d'opérations d'un esemble à l'autre, ainsi que l'illustre **Figure II.1.** Un message binaire $m \in \{0,1\}^k$ est codé en un mot $c \in C \subset \{0,1\}^n$. C est un sous-ensemble de 2^k mots parmi 2^n.

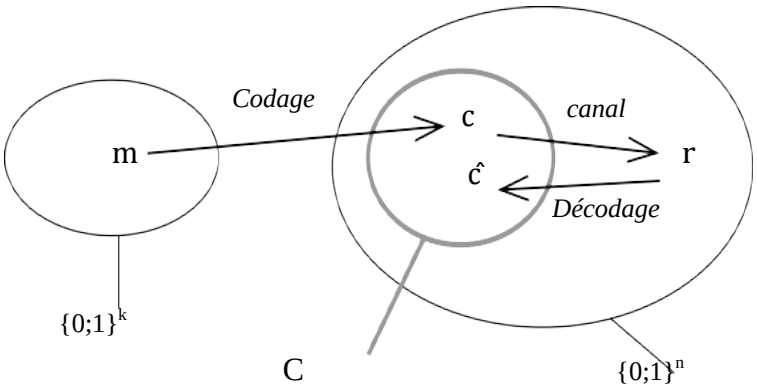


Figure II.1: Représentation ensembliste du processus de codage-décodage de canal.

Le canal ajoute une erreur $e \in \{0,1\}^n$. On reçoit donc un message $r = c + e, r \in \{0,1\}^n$, qui peut ne pas appartenir à C.

Le décodage consiste à trouver le mot de $\hat{c} \in \boldsymbol{C}$ le plus proche du mot reçu *r*. Comme précédemment, si e est un mot de code, *r* aussi et décodage donne *r*, de sorte que si *e* est un mot de code non nul, les erreurs ne sont pas détectables.

La proximité est mesurée par la distance de Hamming. Pour deux mots binaires a et b, la distance de Hamming entre *a* et *b*, notée $d_H(a,b)$,est le nombre d'éléments binaires par lesquels *a* et *b* différent.

II.2.1.3. POUVOIR DE DETECTION D'ERREUR :

Le pouvoir de détection d'un code est le nombre d'erreurs détectables par mot de code.

Soit d_{min} la distance de Hamming minimale entre deux mots de code différents. On émet le i^{eme} mot de code $c^{\boldsymbol{i}}$ et on reçoit $r = c^i + e$. Pour tout mot de code $c^j \neq c^i$,

on peut écrire :

$d_{min} \leq d_H(c^i, c^j) \leq d_H(c^i, r) + d_H(r, c^j)$ (inégalité triangulaire). ... $(II.8)$

Les erreurs de *r* sont détectables si $\forall c^j \neq c^i$, $r \neq c^j$, *i.e.* : $\forall c^j \neq c^i$, $d_H(r, c^j) \geq 1$. D'après l'inégalité (II.8), une condition suffisante pour détecter les erreurs est donc que $d_H(c^i, r) \leq d_{min} - 1$. Cette condition est nécessaire et suffisante s'il existe c^j pour lequel l'inégalité (II.8) est une égalité.

La distance entre c^i et r est le nombre d'erreurs introduites par la liaison. Par conséquent, le pouvoir de détection d'un code vaut d_{min-1}.

II.2.1.4. POUVOIR DE CORRECTION D'ERREUR :

Le pouvoir de correction d'un code est le nombre d'erreurs corrigible par mot de code.

Supposons que d_{min} soit impair, *i.e.* $d_{min} = 2t + 1$, avec *t* entier positif.

L'inégalité (II.8) s'écrit alors :

$$2t + 1 \leq d_H(c^j, r) + d_H(r, c^i) \quad ... (II.9)$$

Si $d_H(c^i, r) \geq t$, *alors* $\forall c^j \neq c^i$, $d_H(c^j, r) \geq t + 1 > d_H(c^i, r)$, *i.e.* aucun autre mot de code que c^i n'est plus proche de *r*. Le décodage selon la règle du plus proche voisin permet donc de corriger les erreurs contenues dans r.

Supposons maintenant que d_{min} soit pair, *i.e.* $d_{min} = 2t + 2$, avec t entier positif.

L'inégalité (II.8) s'écrit alors :

$$2t + 2 \leq d_H(c^i, r) + d_H(r, c^j) \quad ... (II.10)$$

Si $d_H(c^i, r) \geq t$, alors $\forall c^j \neq c^i$, $d_H(c^j, r) \geq t + 2 > d_H(c^i, r)$, ***i.e.*** aucun autre mot de code que c^i n'est plus proche de r. Le décodage selon la règle du plus proche voisin permet donc de corriger les erreurs contenues dans r. Dans les deux cas, les erreurs sont corrigé´si :

$$d_H(r, c^i) \geq \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor \quad ... (II.11)$$

Où [.] désigne la partie entière. Ainsi, le pouvoir de correction d'un code est donné par :

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor \quad ... (II.12)$$

II.*2.2.* LE CODE DE HAMMING :

Un code de Hamming est un code correcteur linéaire. Il permet la détection et la correction automatique d'une erreur si elle ne porte que sur une lettre du message.

Un code de Hamming est parfait, ce qui signifie que pour une longueur de code donnée, il n'existe pas d'autre code plus compact ayant la même capacité de correction. En ce sens, son rendement est maximal.

Le code de Hamming est de paramètres ($2^m - 1$, $2^m - m - 1$,3), il permet de détecter 3 erreurs et de corriger une seule. [16]

Plusieurs méthodes permettent de construire un code de Hamming. Une approche consiste à rechercher les codes cycliques de distance minimale égale à trois, le code apparaît alors comme un cas particulier de code BCH .

II.*2.2.1.* REGLE DE HAMMING:

Pour détecter des erreurs, il faut que le code ait une distance de Hamming de *(d+1)*. Par contre si on veut être en mesure de corriger des erreurs, il faut une distance de Hamming de *(2d+1)*.

II.2.3. LE CODE BCH :

Le code BCH est un code correcteur. Il reprend les initiales de ses inventeurs Bose, Ray-Chaudhuri et Hocquenghem.

Il est utilisé pour corriger des erreurs aléatoires suivant un certain taux de correction. Il est à plusieurs niveaux, cyclique et à longueur variable.

Il est difficile de calculer le taux de correction d'un code cyclique mais il est toute fois possible de garantir la minoration de la distance d'un code, et, à la suite de cela, une minoration du taux de détection d'erreur. Il est possible de construire des codes avec un taux de correction choisi, mais pour ce faire il faut parvenir à trouver une racine primitive adéquate à ce dernier. [17]

Le polynôme générateur de code proposé par les inventeurs du code BCH le plus petit multiple commun (PPCM).

$$g(x)= PPCM\{P_{i\,k+1}(x)+ P_{i\,k+s}(x)\} \quad \dots (II.13)$$

Les code BCH les plus utilisés correspondent à $n=q^t-1$ qualifiée de code primitif. q étant le nombre d'éléments, t erreurs, n nombre des symboles.

Parmi ceux ci on distingue les codes de Reed-Solomon qui correspondent à l'expression $n=q-1$. Les codes de Reed-Solomon sont particulièrement économiques et plus facile à construire que les codes primitifs.

II.2.4. LE CODE REED- SOLOMON:

L'intérêt des codes de Reed-Solomon réside dans le fait qu'ils soient d'une part optimaux car ils requièrent un nombre de chiffres de redondance minimal pour une capacité de correction fixée, et, d'autre part ils sont très rapide a coder ainsi qu'à décoder.

Ils ne possèdent pas de redondances inutile et toute information source contenant au plus deux altération peut être corrigé. [18]

Les codes de Reed-Solomon, notés Reed-Solomon(k,t) avec k le nombre de bits par symbole et t le nombre de symboles d'erreurs.

Les codes Reed-Solomon sont formés de n symboles, au plus $n=q-1$ avec $q=2^k$, q étant le nombre d'éléments.

Le polynôme générateur est de degré global minimal donc le code est de redondance minimal pour un taux de correction donné.

Pour que le taux de correction de ce code soit optimal avec r chiffres de redondance arbitraire $k=n-r$.

Le décodage des codes Reed-solomon ce fait par une transformée de Fourrier rapide ou une transformée de Fourrier tronqué lorsque *n* n'est pas une puissance de 2.

II .3. CODAGE SPATIO-TEMPOREL EN BLOC:

Dans beaucoup de systèmes de télécommunications sans fil, comme les systèmes cellulaires, on a tendance à privilégier la diversité en émission plutôt que la diversité en réception, car il y a plus d'espace, de puissance et de capacité de traitement, à l'émission . La diversité en émission peut être réalisée par le codage espace temps en blocs et qui ne nécessite qu'une simple transformation linéaire au niveau du récepteur pour décoder. [19]

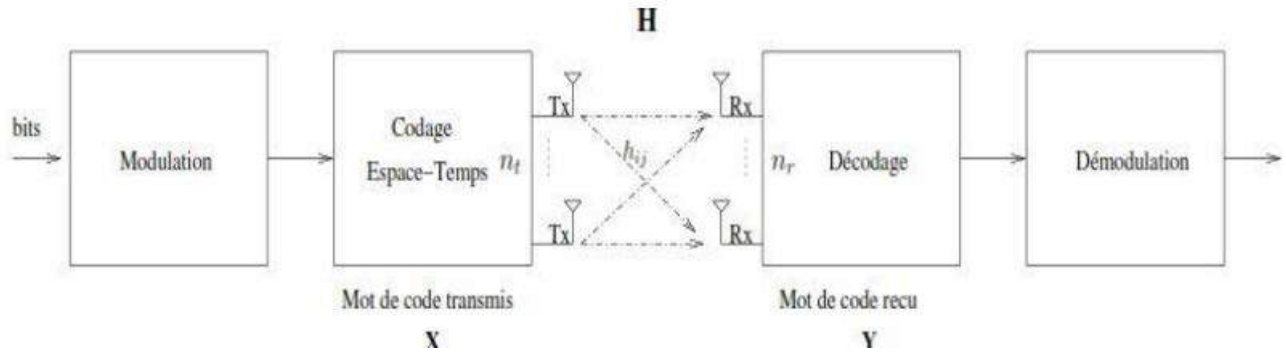


Figure II.2: Une chaine de transmission utilisant le codage espace-temps.

II .3.1. CODAGE ALAMOUTI :

Le premier et le bien connu STBC est le code d'Alamouti, en référence de son inventeur Siavash Alamouti. Dans l'encodeur Alamouti, deux symboles consécutifs s_1 et s_2 sont codés avec la matrice suivante:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad \ldots (II.14)$$

Ceci indique qu'à une période symbole donnée, les deux signaux s_1 et s_2 sont simultanément transmis sur les antennes 1 et 2 respectivement. Pendant la prochaine période symbole, les antennes 1 et 2 transmettent respectivement les signaux -s_2^* et s_1^* , ou $*$ désigne l'opérateur complexe conjugué.

Il est montré que le codage Alamouti permet d'atteindre un ordre de diversité maximale à savoir et $M_r.M_t$, sans sacrifier le débit de données, car il réalise un rendement *R=1* , puisque , il faut deux intervalles de temps pour transmettre deux symboles.

Du point de vue historique, le premier schéma STBC et le plus simple a été proposé par S.M.Alamouti

Il a présenté comme l'illustre les figures **II.3:** et **II.4:** deux systèmes de transmissions dotés d'une diversité de deux antennes en émission en considérant les cas d'un et de deux antennes en réception.

II.3.1.1. CAS DE CODAGE ALAMOUTI AVEC DEUX EMETTEURS ET UN RECEPTEUR:

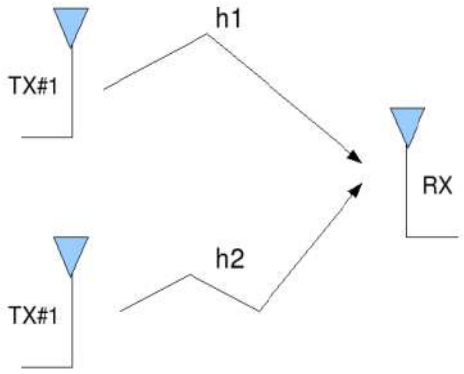


Figure II.3: Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et une antenne réceptrice.

Soient r_1 et r_2 les signaux reçus pendant deux périodes symbole successives, alors :

$$r_1 = [h_1 \quad h_2]\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + n_1 \qquad \dots (II.15)$$

$$r_2 = [h_1 \quad h_2]\begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + n_2 \qquad \dots (II.16)$$

Tel que n_1 et n_2 représentent le bruit blanc gaussien complexe sur deux périodes symbole successives.

En combinant l'équation (II.15) et le complexe conjugué de l'équation (II.16), on aura alors:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \qquad \dots (II.17)$$

On pose :

$$C = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2^* \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} h_2 \\ -h_1^* \end{bmatrix}$$

Il est intéressant de noter que :

$$C_1^H C_2 = h_1^* h_2 - h_2 h_1^* = 0 \quad \ldots (II.18)$$

De l'équation (II.17), il est clair que les colonnes de la matrice du canal C sont orthogonales. A partir de là, on en déduit d'une part, que le code Alamouti appartient à une classe spéciale de STBC nommée OSTBC et d'autre part, la matrice C peut être utilisée comme former pour le décodage. En multipliant l'équation (II.18) par C^H, on aura comme premier membre de l'équation résultante :

$$\tilde{r}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \quad \ldots (II.19)$$

$$\tilde{r}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \quad \ldots (II.20)$$

Les symboles estimés sont donnés par les formules suivantes :

$$\hat{s}_{1,ML} = \arg \min_{s \in A^{Mt}} |\tilde{r}_1 - s|^2 + \zeta |s|^2 \quad \ldots (II.21)$$

$$\hat{s}_{2,ML} = \arg \min_{s \in A^{Mt}} |\tilde{r}_2 - s|^2 + \zeta |s|^2 \quad \ldots (II.22)$$

Avec:

$$\zeta = -1 + \sum_{j=1}^{M_t} |h_j|^2 \quad \ldots (II.23)$$

II.3.1.2. CAS DE CODAGE ALAMOUTI AVEC DEUX EMETTEURS ET DEUX RECEPTEURS:

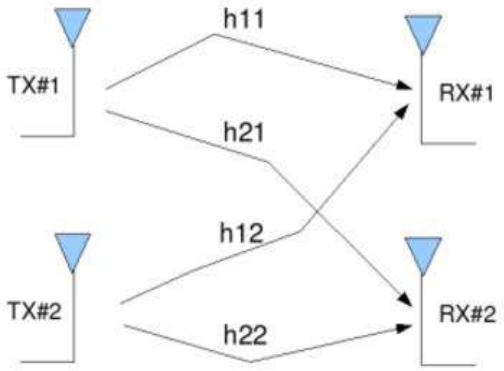


Figure II.4: Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices.

Soient r_{11} et r_{21}, les signaux reçu par la première et la deuxième antenne respectivement pendant la première période symbole, et r_{12} et r_{22} les signaux reçu par la première et la deuxième antenne respectivement pendant la deuxième période symbole, alors on a:

$$\begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{21} \end{bmatrix} \quad \ldots (II.24)$$

$$\begin{bmatrix} r_{12} \\ r_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{bmatrix} \quad \ldots (II.25)$$

Tels que n_{11}, n_{21} représentent le bruit blanc gaussien complexe au niveau des antennes de réception 1 et 2 pendant la première période symbole, et n_{12}, n_{22} représentent le bruit blanc gaussien complexe au niveau des antennes de réception 1 et 2 pendant la deuxième période symbole.

En combinant l'équation (II.24) et le complexe conjugué de l'équation (II.25), on aura alors :

$$\begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \\ r_{12}^* \\ r_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{21} \\ n_{12}^* \\ n_{22}^* \end{bmatrix} \quad \ldots (II.26)$$

En multipliant l'équation (II.26) par la transposée conjuguée de la matrice du canal, on aura comme premier membre de l'équation résultante :

$$\tilde{r}_1 = h_{11}^* r_{11} + h_{12} r_{12}^* + h_{21}^* r_{21} + h_{22} r_{22}^* \quad \dots (II.27)$$

$$\tilde{r}_2 = h_{12}^* r_{11} - h_{11} r_{12}^* + h_{22}^* r_{21} - h_{21} r_{22}^* \quad \dots (II.28)$$

Les symboles estimés sont donnés par les formules suivantes :

$$\hat{s}_{1,ML} = \arg \min_{s \in A^{Mt}} |\tilde{r}_1 - s|^2 + \zeta |s|^2 \quad \dots (II.29)$$

$$\hat{s}_{2,ML} = \arg \min_{s \in A^{Mt}} |\tilde{r}_2 - s|^2 + \zeta |s|^2 \quad \dots (II.30)$$

Avec:

$$\zeta = -1 + \sum_{i=1}^{M_r} \sum_{j=1}^{M_t} |h_{i,j}|^2 \quad \dots (II.31)$$

II.4. CONCLUSION:

Le chapitre deux était consacré à présenter les codes correcteurs d'erreurs appelé « les codes en blocs », et qui regroupent des différents types d'autre codes comme les codes linéaires, polynomiaux, cycliques. Dans ce chapitre, nous avons éclairé aussi les relations qui existent entre les différents codes avec leurs principes et leurs méthodes de détection et de correction d'erreurs (codage et décodage).

Le codage spatio-temporel d'Alamouti parait être une solution efficace pour lutter contre la dégradation des performances des systèmes de communication en présence de multi trajet. En effet, ce type de codage permet de diminuer considérablement le taux d'erreur binaire (TEB) du système.

CHAPITRE III : SIMULATION ET IMPLEMENTATION

III.1. INTRODUCTION:

Les performances d'un système de transmission sont principalement évaluées par son aptitude à résister aux perturbations. Dans ce chapitre, on se propose à évaluer par simulation les performances d'un système de communication utilisant le codage de canal et le codage spatio-temporel d'Alamouti. Notre objectif est donc de calculer le taux de l'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) en utilisant l'outil de simulation Simulink lorsqu'on introduit quelques techniques qui améliorent les performances comme la modulation, le codage de canal et le codage spatio-temporel.

Afin de faire une comparaison, nous avons effectué les simulations pour plusieurs types de modulation (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM), pour les deux types de canaux (AWGN et à Rayleigh) et pour deux types de codage de canal (RS et BCH).

III.2. PERFORMANCES DES MODULATIONS BPSK, QPSK ET 16-QAM POUR UN CANAL AWGN :

Le schéma bloc de simulation d'un système de communication utilisant une modulation BPSK pour un canal AWGN est donné dans la figure III.1

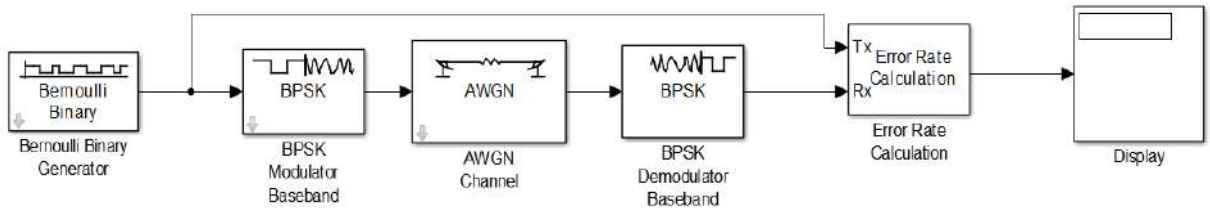


Figure III.1 : Modèle de simulation de la modulation BPSK pour un canal AWGN.

Le schéma contient les blocs suivants :

- **Source aléatoire de Bernouli** : ce bloc génère une séquence aléatoires de nombres binaires avec une distribution de Bernoulli. La distribution de Bernoulli de paramètre *p* produit des zéros (0) avec une probabilité *p* et des uns (1) avec une probabilité *1-p*. La distribution de Bernoulli a une valeur moyenne de *(1-p)* et de la variance *p(1-p).* La valeur de *p* est un nombre réel qu'on peut choisir entre zéro et un.
- **Modulateur BPSK:** Le bloc *BPSK* est un modulateur numérique par déplacement de phase binaire. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé.
- **Canal AWGN :** Le bloc de canal *AWGN* ajoute du bruit blanc gaussien à un signal d'entrée réel ou complexe. Lorsque le signal d'entrée est réel, ce bloc ajoute du bruit gaussien réel et produit un signal de sortie réel. Lorsque le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute du bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe.
- **Démodulateur BPSK:** Ce bloc démodule un signal qui a été modulé à l'aide de la méthode de changement de phase binaire. L'entrée est une représentation en bande de base du signal modulé. Ce bloc accepte un signal d'entrée de vecteur scalaire ou de colonne. Le signal d'entrée

doit être un signal complexe à temps discret. Le bloc mappe les points *exp(jθ)* et *exp(-jθ)* à 0 et 1, respectivement, où θ est le paramètre de décalage de phase.

- **Calculateur du Taux d'erreur, « Error Rate Calculation » :**Ce bloc compare les données d'entrée d'un émetteur avec les données d'entrée d'un récepteur. Il calcule le taux d'erreur en tant que statistique de fonctionnement, en divisant le nombre total de paires inégales d'éléments de données par le nombre total d'éléments de données d'entrée d'une source.

Les figures III.2, III.3 et III.4 donnent les graphes du *BER* en fonction du *SNR* pour les modulations *BPSK*, *QPSK* et *16-QAM* respectivement. Pour chaqu'une des figures le *BER* obtenu par simulation est comparé à sa valeur théorique.

Les simulations montrent queles resultats de simulation sont pratiquement identiques avec les valeurs théorique. On outre les simulations montrent que le *BER* diminue rappidement avec l'augmentation du rapport signal sur bruit (*SNR*). Pour les deux modulations *BPSK* et *QPSK* on peut atteindre un *BER* de 10^{-6} pour un *SNR* égale à 10 dB. Cette même valeur du *SNR* peut assurer un *BER* égale à 10^{-3} pour la modulation *16-QAM*.

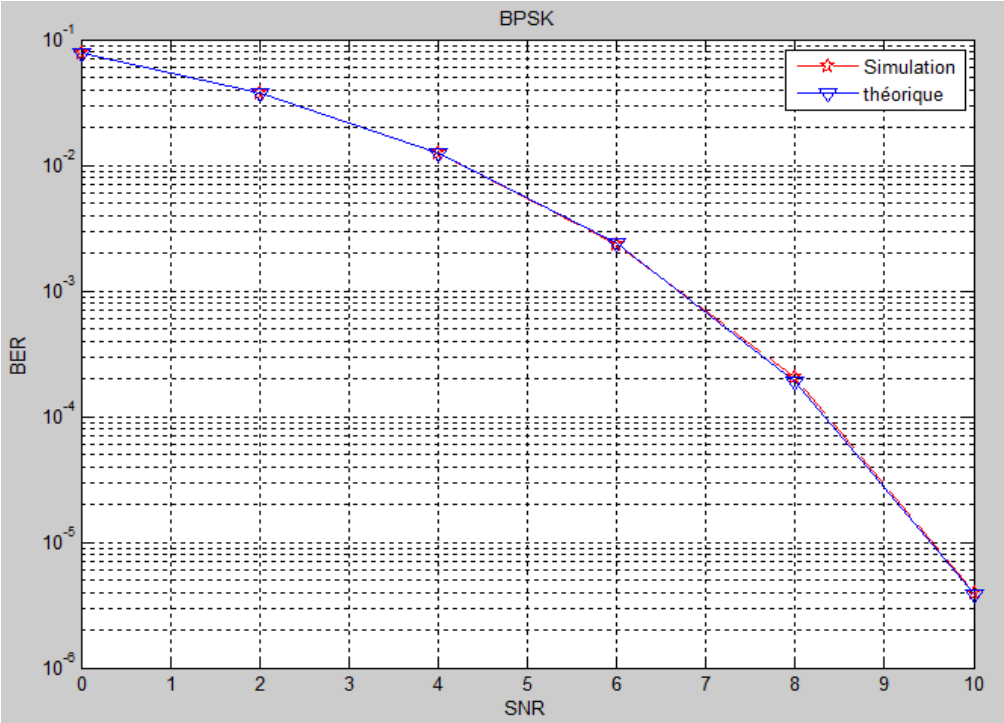


Figure III.2 : Courbes du BER vs SNR de la modulation BPSK pour un canal AWGN.

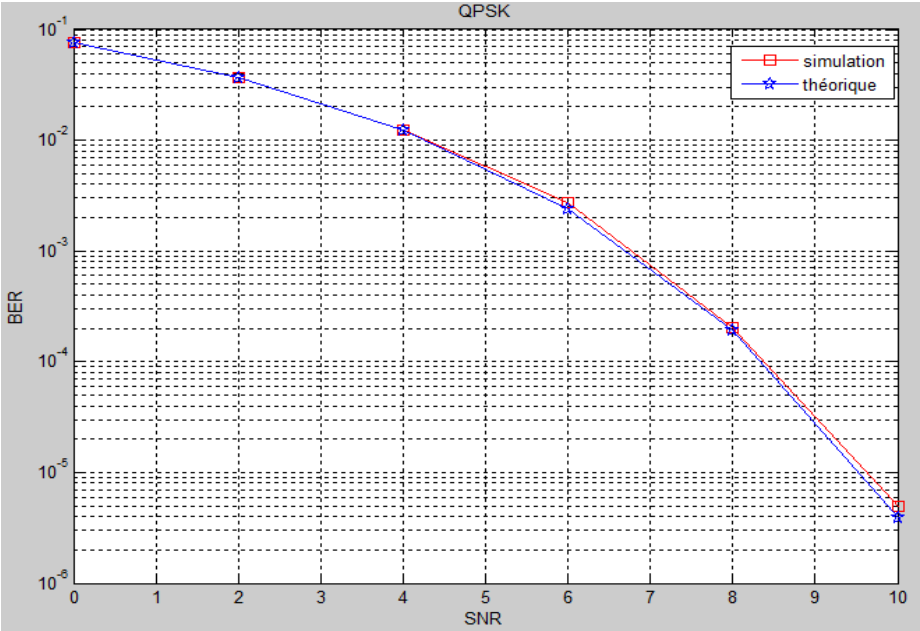


Figure III.3 : Courbes du BER vs SNR de la modulation QPSK pour un canal AWGN.

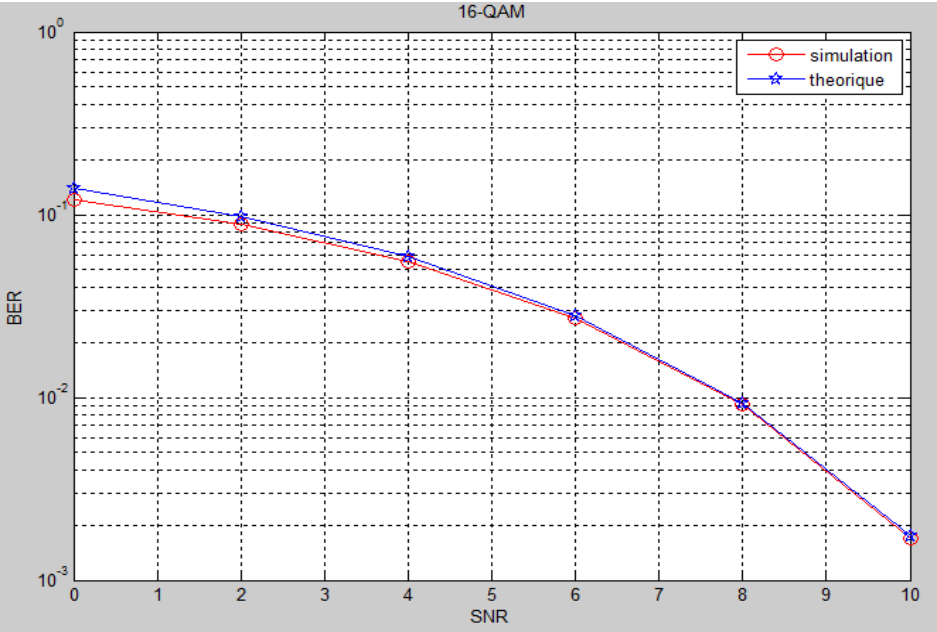


Figure III.4 : Courbes du BER vs SNR de la modulation 16-QAM pour un canal AWGN.

.

Afin de faire une comparaison entre les trois types de modulation (BPSK, QPSK et 16-QAM) nous avons tracé les courbes de leur BER sur la même figure (Figure III.5). A partir de la figure III.5, on constate que le BER de la modulation BPSK est presque identique à celui de la modulation QPSK. On outre on remarque que les modulations BPSK et QPSK sont meilleures par rapport à la modulation 16-QAM. L'écart du BER augmente avec l'augmentation du rapport SNR.

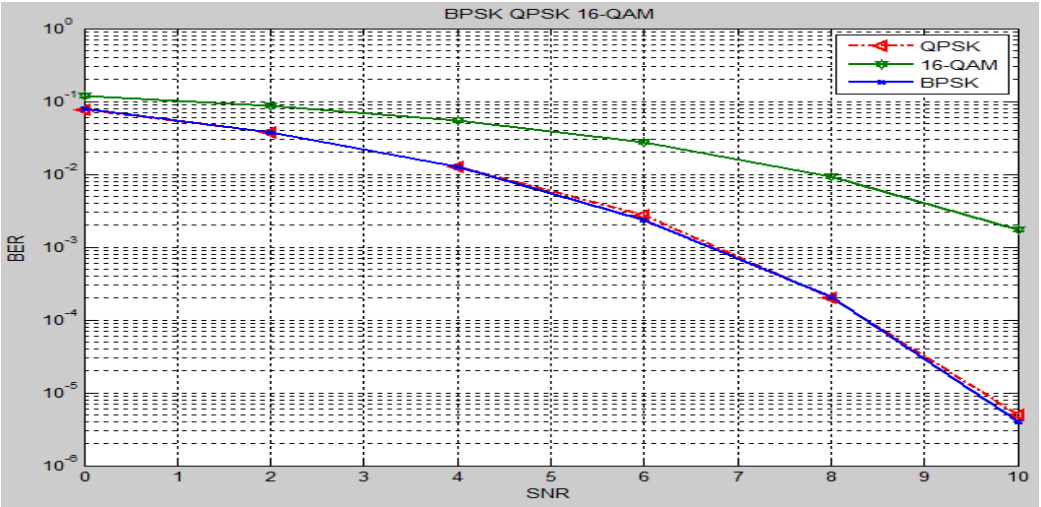


Figure III.5: Courbes de BER vs SNR des trois modulations BPSK, QPSK et 16-QAM pour un canal AWGN.

III.3. PERFORMANCES DES MODULATIONS BPSK, QPSK ET 16-QAM POUR UN CANAL DE RAYLEIGH :

La figure III.6 présente le schéma bloc de la simulation d'un système de communication utilisant la modulation 16-QAM dans le contexte d'un canal de Rayleigh.

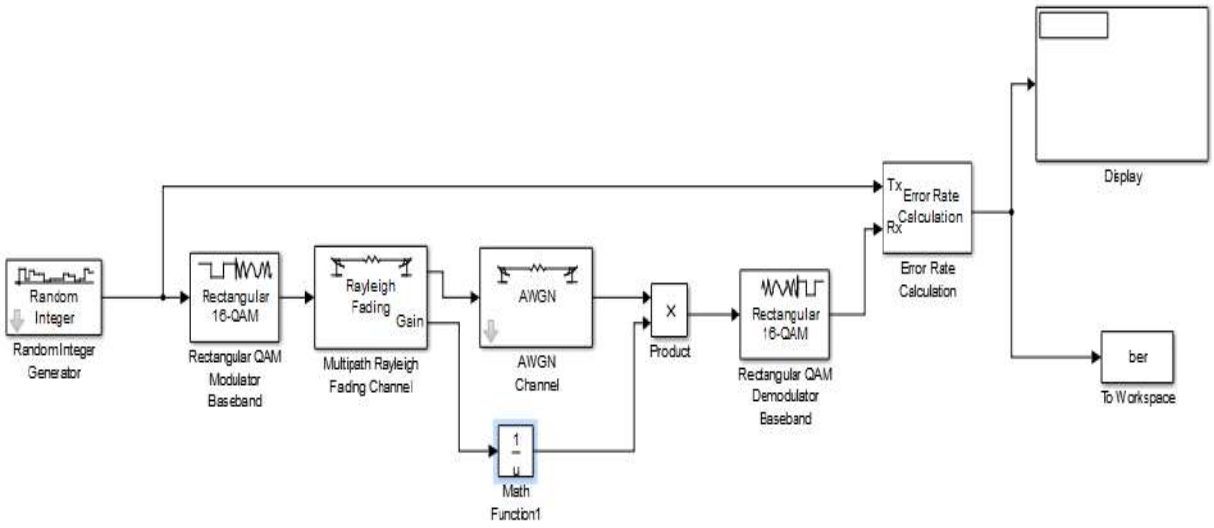


Figure III.6 : Modèle de simulation de la modulation BPSK pour un canal de Rayleigh

Le modèle de simulation contient les blocs suivants :

- **Générateur d'entier Aléatoire « Random Integer Generator »** : Ce bloc génère une séquence aléatoire de nombres entiers positifs uniformément répartis dans la plage *[0, M-1]*, où *M* est le nombre *M-ary* défini dans la boîte de dialogue du bloc.
- **Modulateur QAM Rectangulaire « Rectangular QAM Modulator Baseband »:**Ce bloc module la séquences des nombres entiers en utilisant la modulation d'amplitude en quadrature

M-Ary avec une constellation sur un réseau rectangulaire. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé.

- **Multipath Rayleigh Fading Channel :** Ce module implémente une simulation en bande de base d'un canal de propagation à multi trajets ayant une distribution de Rayleigh. Ce bloc est généralement utilisé pour modéliser les systèmes de communication mobile.
- **Math Function :** Le bloc de fonctions mathématiques simule de nombreuses fonctions mathématiques courantes. Dans notre application on l'utilise pour le calcul de *1/u*, ou *u* est l'entrée du bloc. Cette valeur est utilisée pour l'égalisation du canal.
- **Product :**Par défaut, le bloc produite le résultat de la multiplication de deux entrées qui ont les mêmes dimensions.
- **Démodulateur QAM Rectangulaire « Rectangular QAM Demodulator Baseband »:**Ce bloc démodule un signal qui a été modulé en utilisant une modulation d'amplitude en quadrature avec une constellation sur un réseau rectangulaire.

Le reste des blocs utilisés dans cette simulation sont expliqués précédemment.

Les figures III.7, III.8 et III.9 donnent les graphes du BER en fonction du SNR pour les modulations BPSK, QPSK et 16-QAM respectivement dans le contexte d'un canal de Rayleigh en comparaison avec le canal AWGN.

Les trois figures montrent clairement que la communication à travers un canal de Rayleigh soufre d'une dégradation énorme en terme du *BER* pour les trois types de modulations (*BPSK, QPSK* et *16 QAM*) par rapport à une communication à travers le canal *AWGN*.

Cette dégradation de performance s'explique par le fait qu'un canal de Rayleigh tient en compte la propagation multi-trajets. Ce qui signifie que l'amplitude du signal reçu subit une variation aléatoire supplémentaire selon la distribution de Rayleigh.

A partir des figures III.7, III.8 et III.9 on constate que l'augmentation du rapport signal sur bruit ne porte pas d'amélioration significative sur le *BER*.

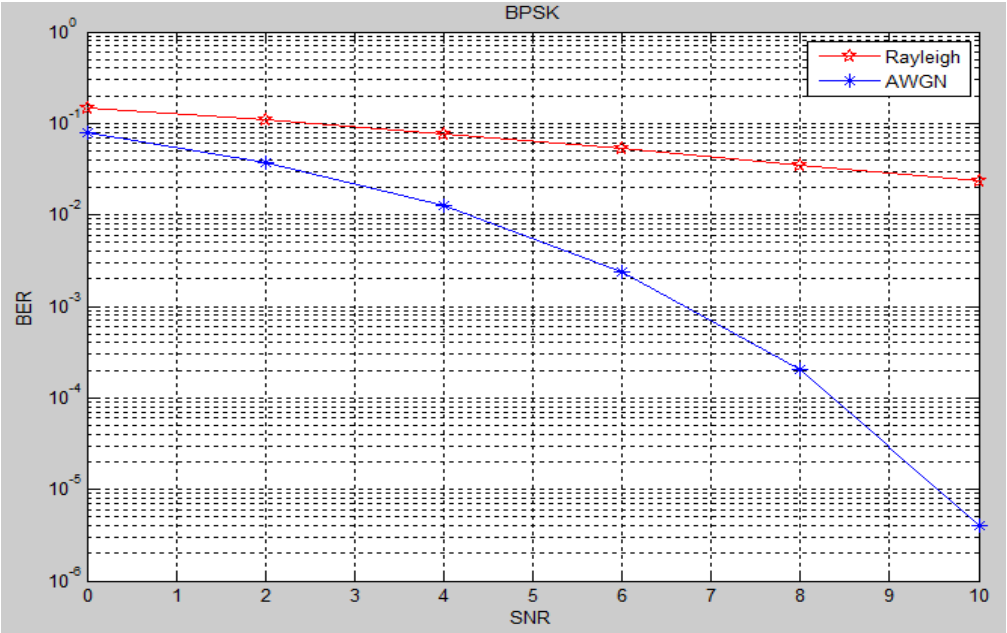


Figure III.7 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation BPSK : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh.

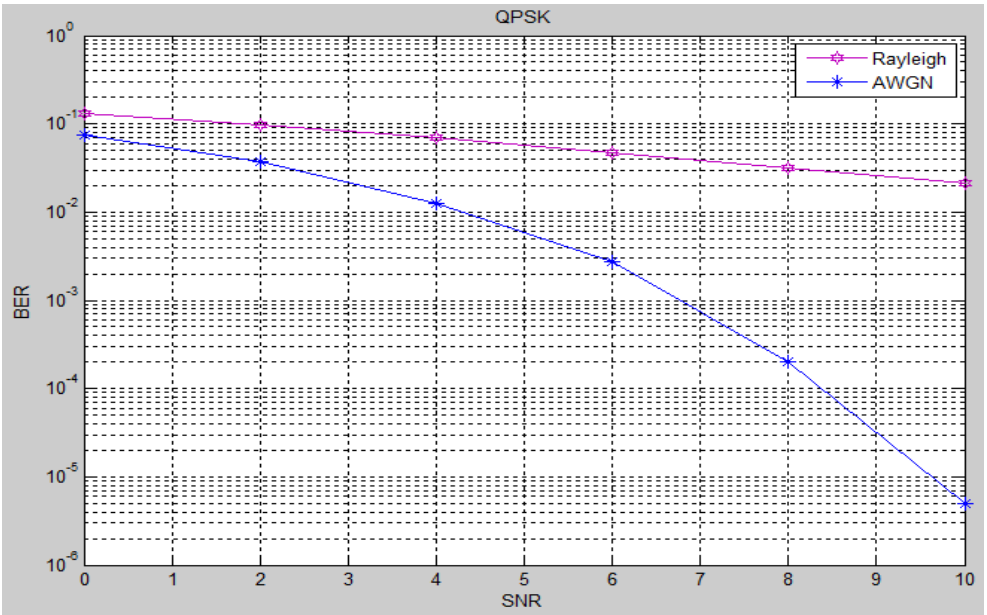


Figure III.8 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation QPSK : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh.

.

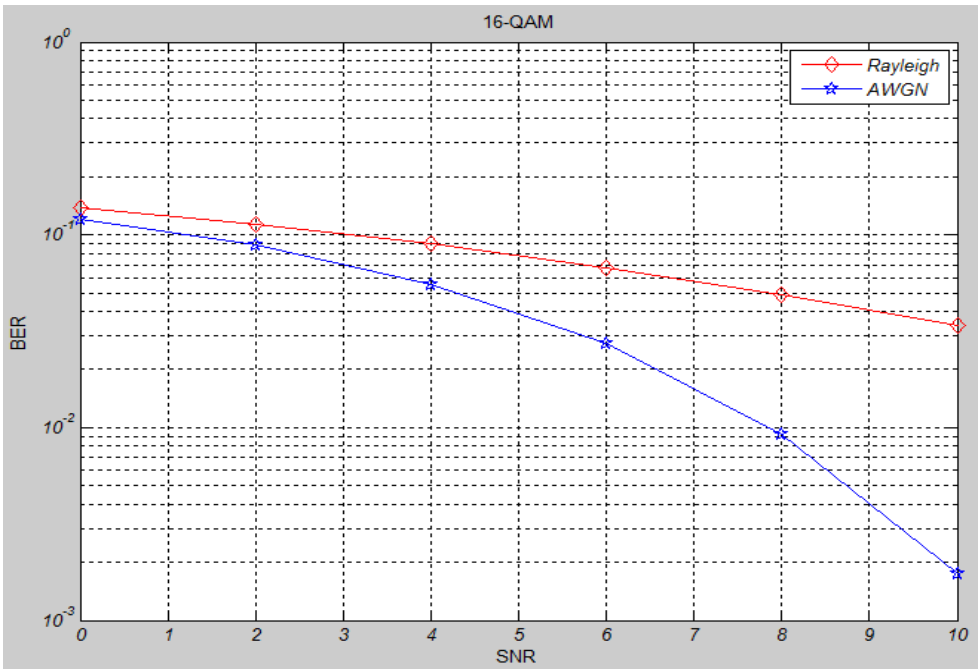


Figure III.9 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation 16-QAM : comparaison entre le canal AWGN et le canal de Rayleigh.

La figure III.10 montre que ; contrairement au cas d'un canal AWGN ; le changement du type de la modulation influe légèrement sur le BER pour le cas d'un canal de Rayleigh.

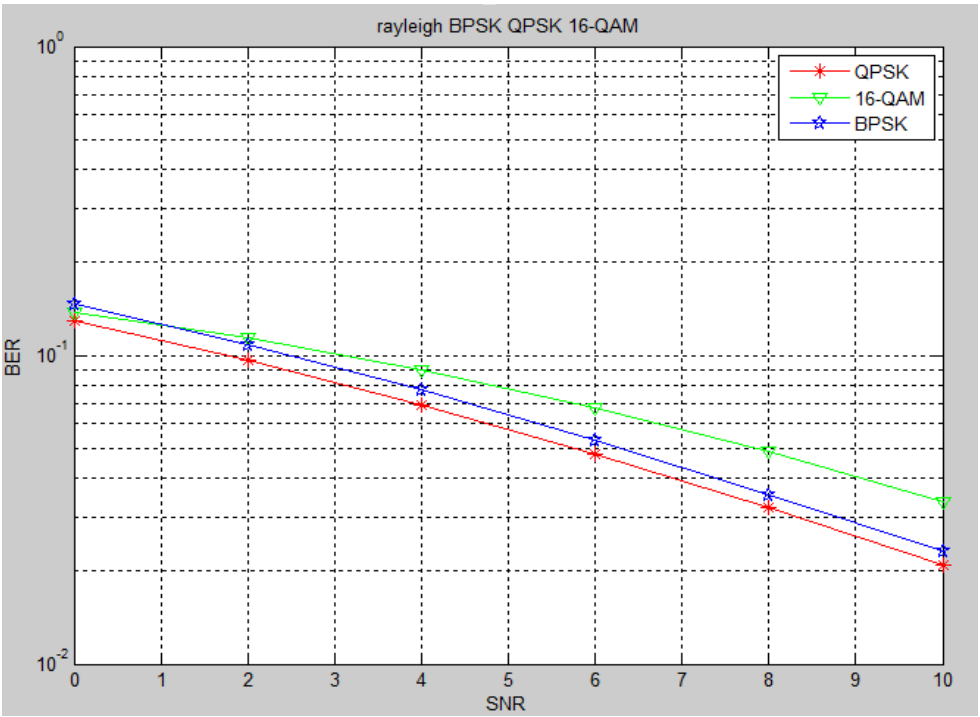


Figure III.10 : Courbes de BER vs SNR des trois modulations BPSK, QPSK et 16-QAM pour un canal de Rayleigh.

III.4. PERFORMANCEES DU CODAGE CORRRCTEUR D'ERREUR POUR UN CANAL AWGN :

III.4.1. CODAGE DE TYPE BCH :

Le modèle de simulation du codeur BCH pour une modulation BPSK et en présence d'un canal AWGN est donné dans la figure III.11.

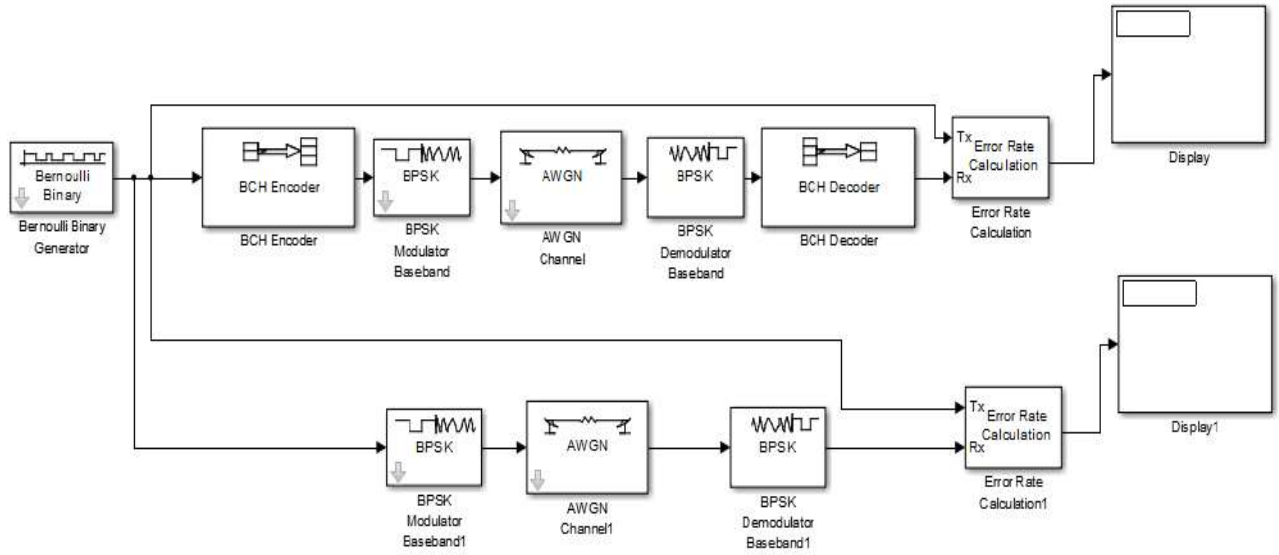


Figure III.11 : Modèle de simulation du codage BCH pour un canal AWGN.

En plus des blocs expliqués précédemment, le modèle de simulation contient les blocs suivants :

- **Le bloc BCH Encoder :** Ce ploc permet de générer un code de type BCH avec la longueur du message *K* et longueur mot de code *N*. Les paramètres *N* et *k* sont directement choisis à partir de la boîte de dialogue.
- **Le bloc BCH décodeur :** Récupère un vecteur de message binaire à partir d'un vecteur binaire de mot de code BCH. Pour le décodage approprié, les deux valeurs de premier paramètre dans ce bloc doivent correspondre aux paramètres dans le bloc BCH codeur correspondant.

Afin d'avoir une idée précise sur l'importance et l'apport du code BCH, nous avons comparé le BER de la chaine de communication utilisant le code BCH (*n=15* et *k=5*) avec le BER d'une autre chaine identique mais qui n'utilise pas de codage BCH. Les résultats de ces comparaisons sont reportés sur les figures III.12, III.13 et III.14 pour les modulations BPSK, QPSK et 16-QAM respectivement.

Les trois figures montrent que le codage de canal de type BCH apporte une amélioration très significative du BER pour les trois types de modulations choisis. Se qui signifie que les erreurs introduites par un canal AWGN sont facilement corrigeables par un codage BCH.

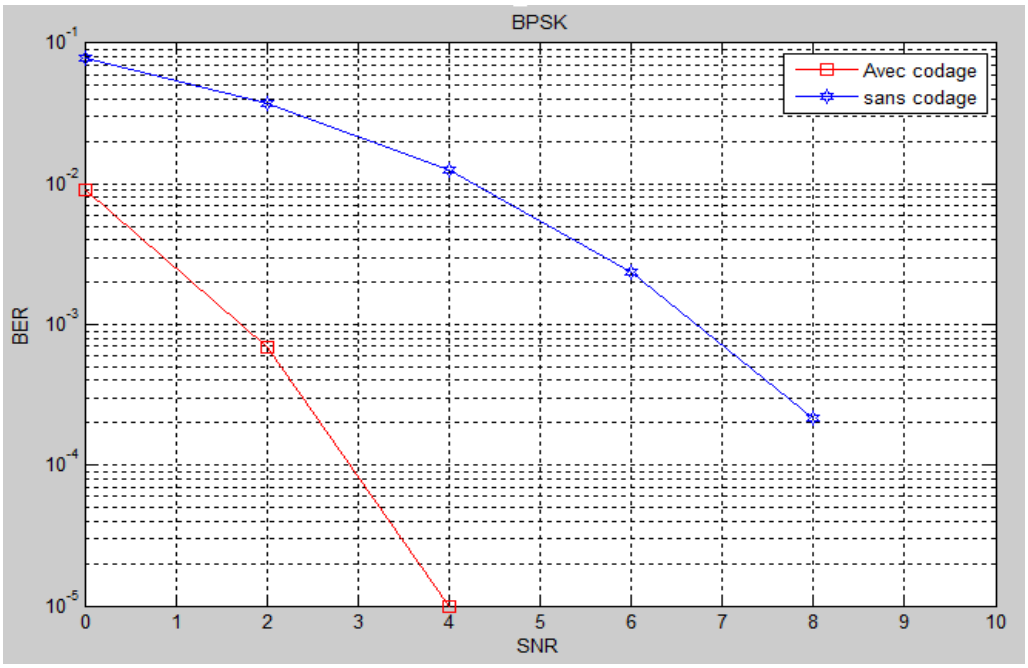


Figure III.12: Courbes du BER vs SNR d'une modulation BPSK pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH.

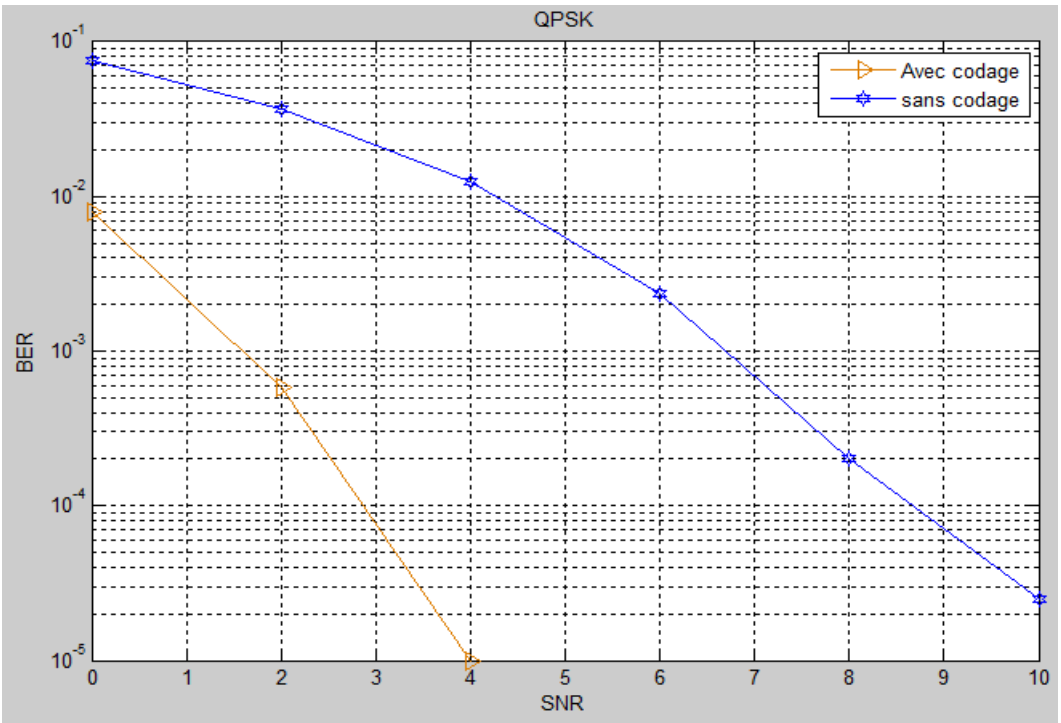


Figure III.13 : Courbes du BER vs SNR d'une modulation QPSK pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH.

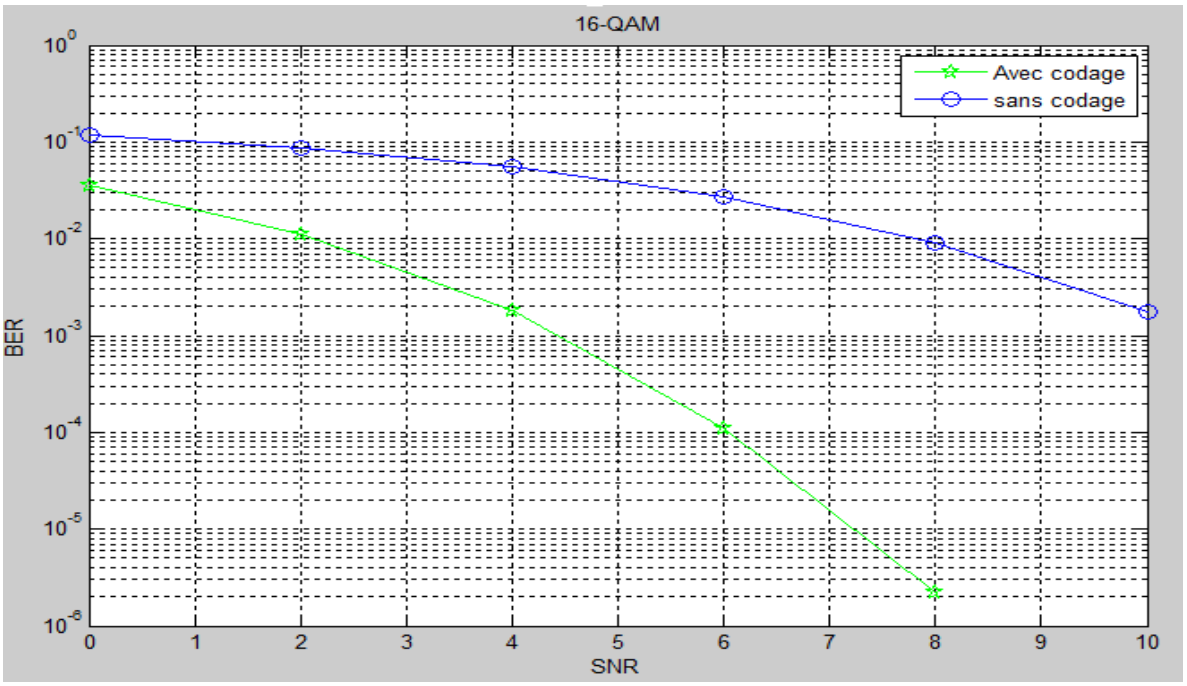


Figure III.14 : Courbes du BER vs SNR d'une modulation 16-QAM pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage BCH.

III.4.2. CODAGE DE TYPE RS

Le modèle de simulation du codage RS est donné dans la figure III.15. Ce modèle se diffère de celui de la figure III.11 par l'utilisation des deux blocs « *Integer-Input RS Encoder*»et« *Integer-Output RS Decoder* ».

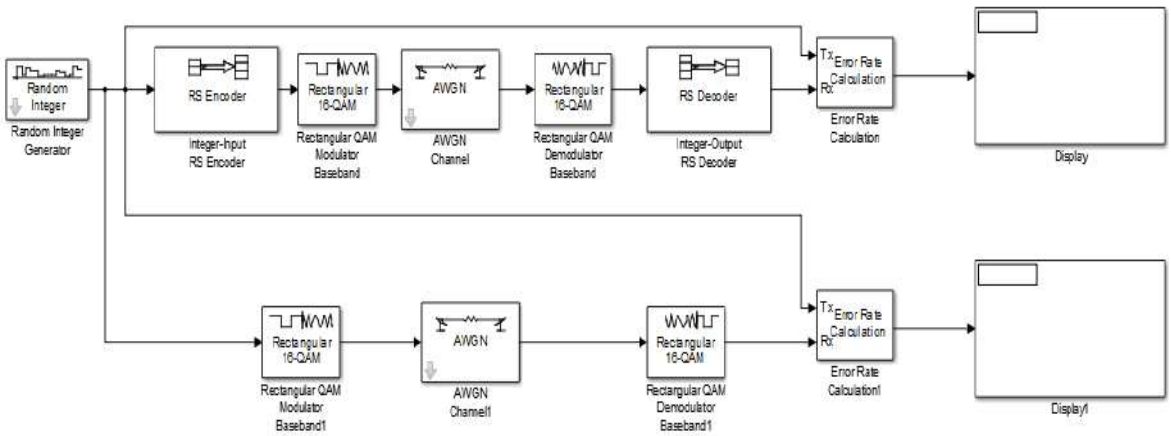


Figure III.15 : Modèle de simulation du codage de type RS pour un canal AWGN

Integer-Input RS Encoder : Ce bloc crée un code Reed-Solomon avec une longueur de message, *K* et une longueur de mot de code *N* qui sont directement choisies à partir de la boîte de dialogue du bloc.

Integer-Output RS Decoder : Ce bloc récupère un vecteur de message à partir d'un vecteur de mots de code Reed-Solomon. Pour un décodage correct, les valeurs de paramètre dans ce bloc doivent correspondre à celles du bloc codeur RS correspondant.

Dans les figures III.16 et III.17, nous avons comparé le *BER* de la chaine de communication utilisant le code *RS* (*n=15 et k=5*) avec le BER d'une autre chaine identique mais qui n'utilise pas de codage RS et ce pour les deux modulations *16-QAM* et *64-QAM*.

Les simulations montrent que le codage *RS* porte une amélioration importante pour la modulation *16-QAM* alors que l'amélioration n'est pas importante pour la modulation *64-QAM*. Cela est dû au fait que le nombre d'erreur introduites par le canal pour la modulation *64-QAM* dépasse le nombre d'erreur corrigeable par le code *RS(15,5)*.

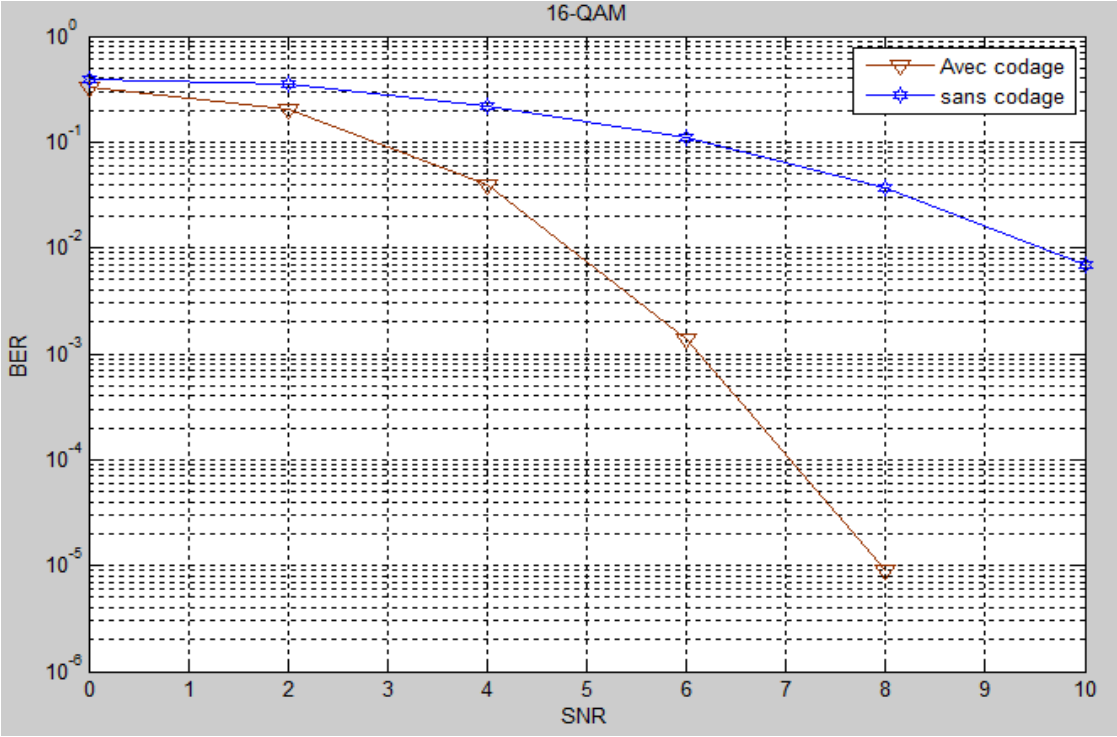


Figure III.16 : Courbes du *BER* vs *SNR* d'une modulation *16-QAM* pour un canal *AWGN* : comparaison d'une chaine avec et sans codage *RS*.

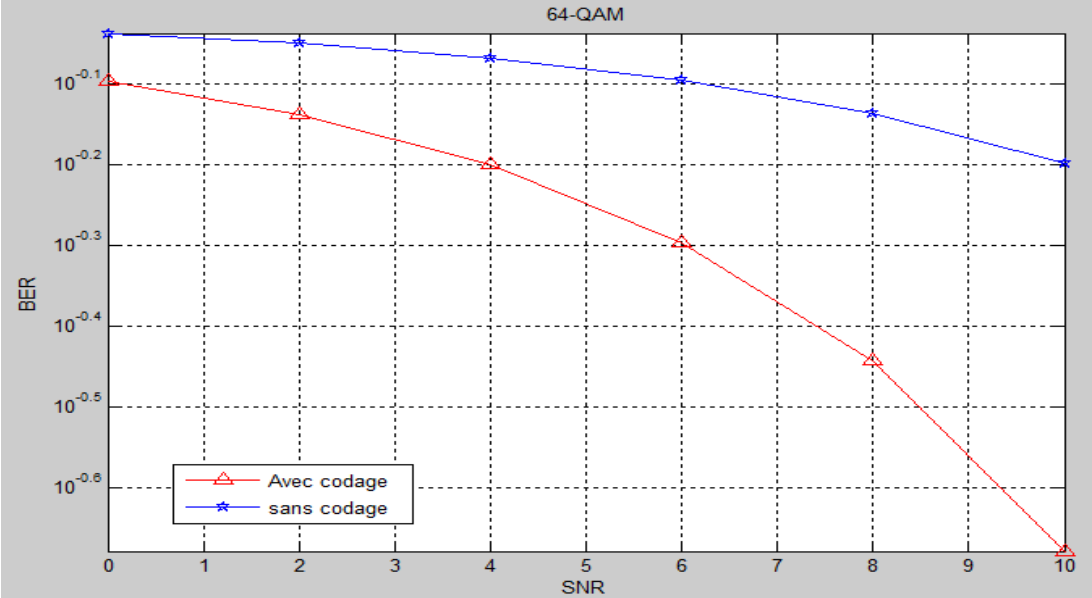


Figure III.17: Courbes du BER vs SNR d'une modulation 64-QAM pour un canal AWGN : comparaison d'une chaine avec et sans codage RS.

III.5. PERFORMANCES DU CODAGE CORRRCTEUR D'ERREUR POUR UN CANAL DE RAYLEIGH :

III.5.1. CODAGE DE TYPE BCH :

Le modèle de simulation du codage BCH pour un canal de Rayleigh est donné dans la figure III.18 :

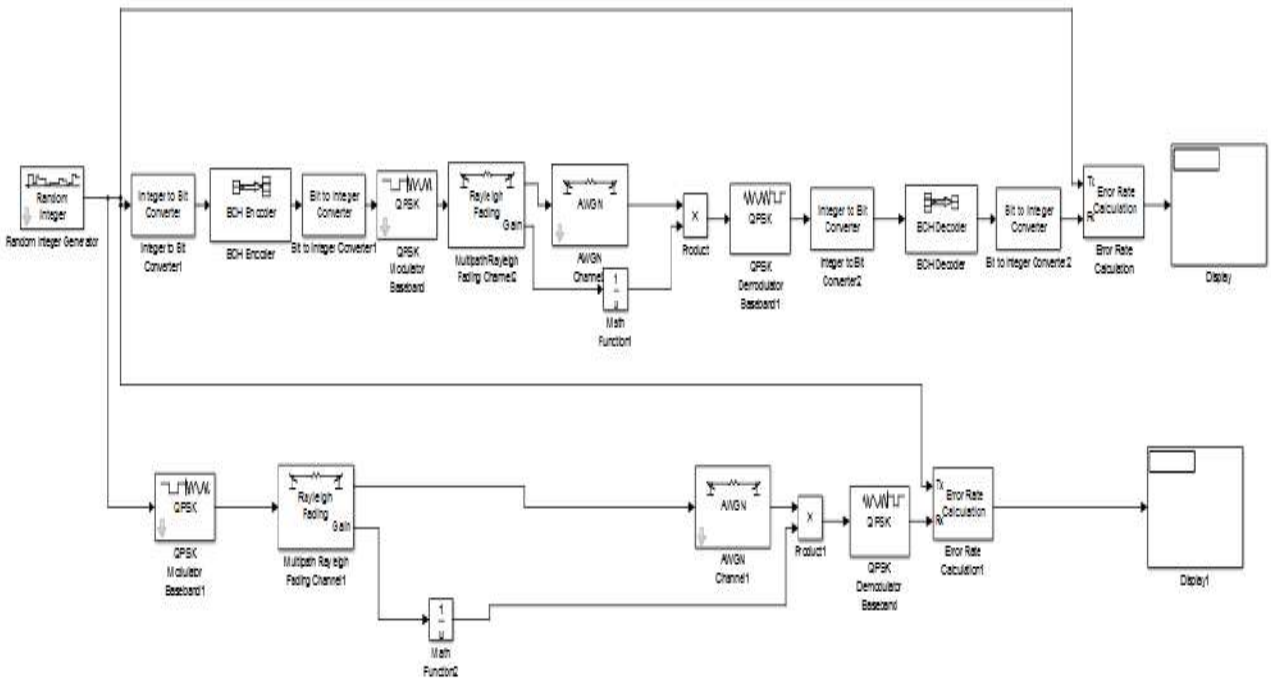


Figure III.18: Modèlede simulation du codage de BCH pour un canal de Rayleigh.

En plus des modules utilisés au cours des simulations précédentes, le présent modèle introduit deux nouveaux blocs :

- **Integer to Bit Converter :** Ce bloc permet la conversion de chaque élément entier du vecteur d'entrée en un groupe de bit dans le vecteur de sortie**.**
- **Bit to Integer Converter :** Ce bloc réalise l'opération inverse du bloc précèdent**.**

Les figures III.19, III.20 et III.21 montrent les résultats de comparaison obtenus dans les cas d'une chaîne sans codage puis en insérant le codage BCH.

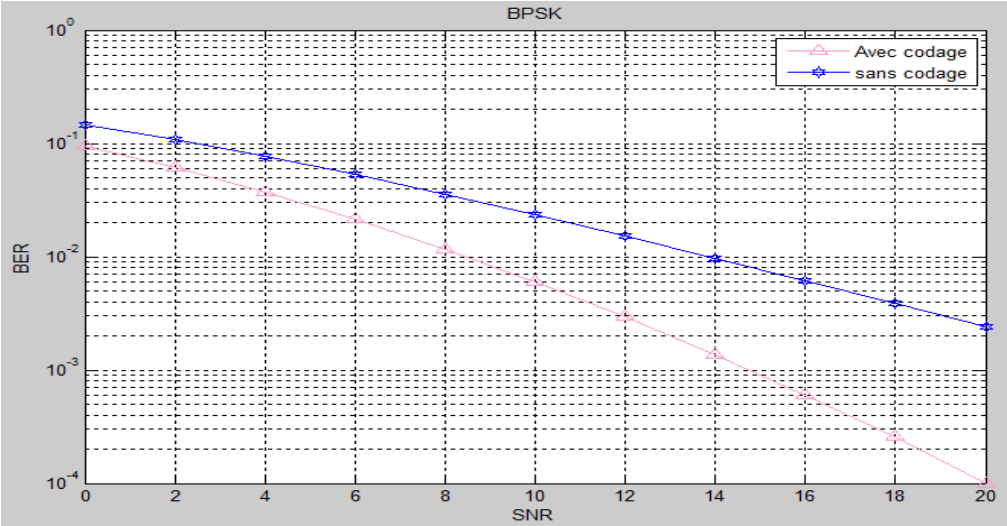


Figure III.19 : Courbes de BER vs SNR d'une de modulation BPSK pour un canal Rayleigh comparaison d'une chaine avec et sans codage.

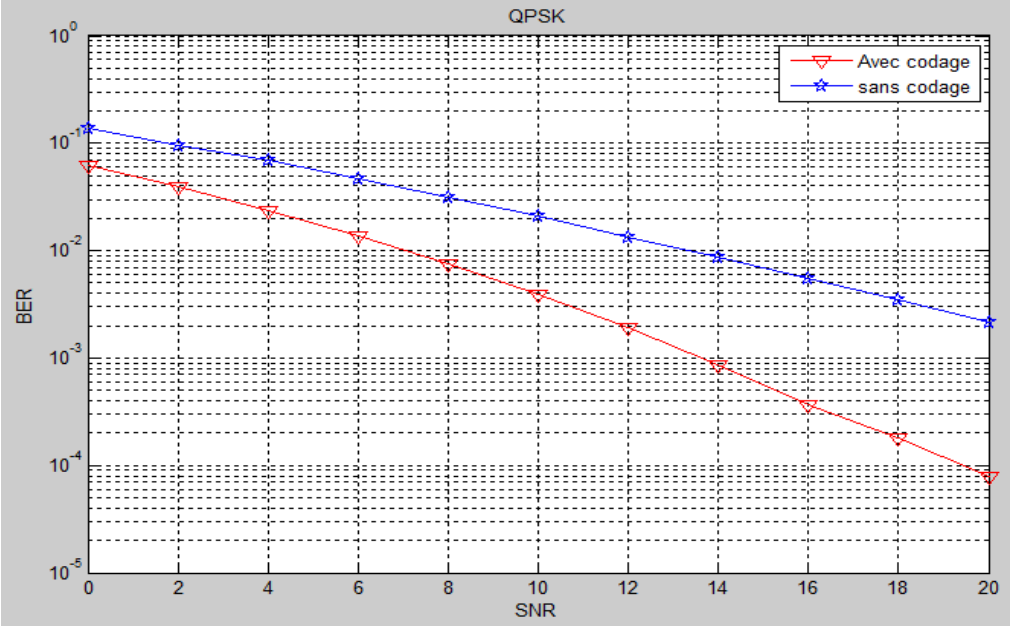


Figure III.20 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation QPSK pour canal Rayleigh comparaison d'une chaine avec et sans codage.

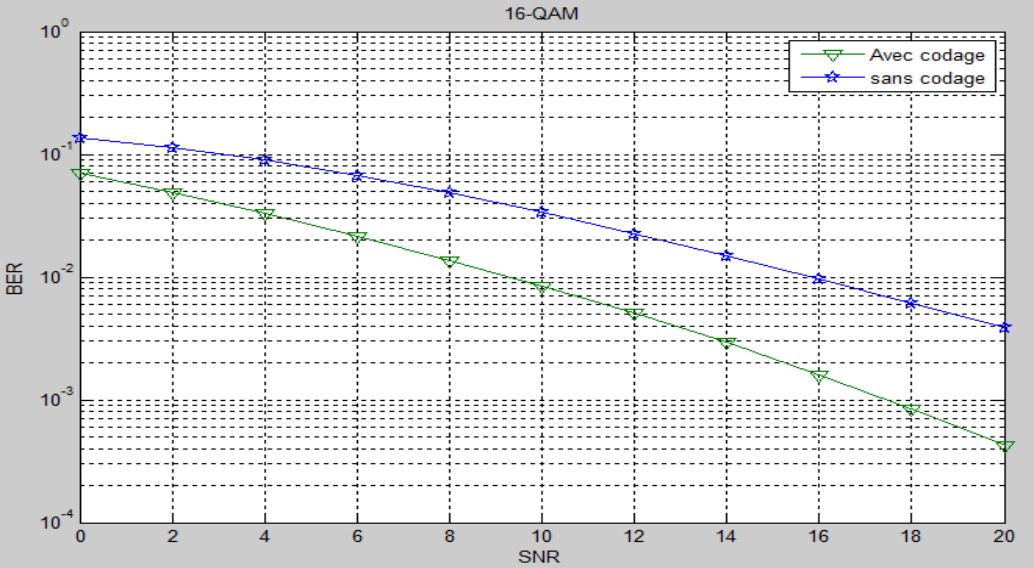


Figure III.21 : Courbes de BER vs SNR d'une modulation 16-QAM pour canal Rayleigh comparaison d'une chaine avec et sans codage.

Les résultats de comparaison montrent clairement l'apport du codage BCH en termes d'amélioration de BER. Notant que l'amélioration est plus marquée pour les grands SNRs.

III.5.2. CODAGE DE TYPE RS :

Le modèle de simulation du codage RS pour un canal de Rayleigh est donné dans la figure III.22 :

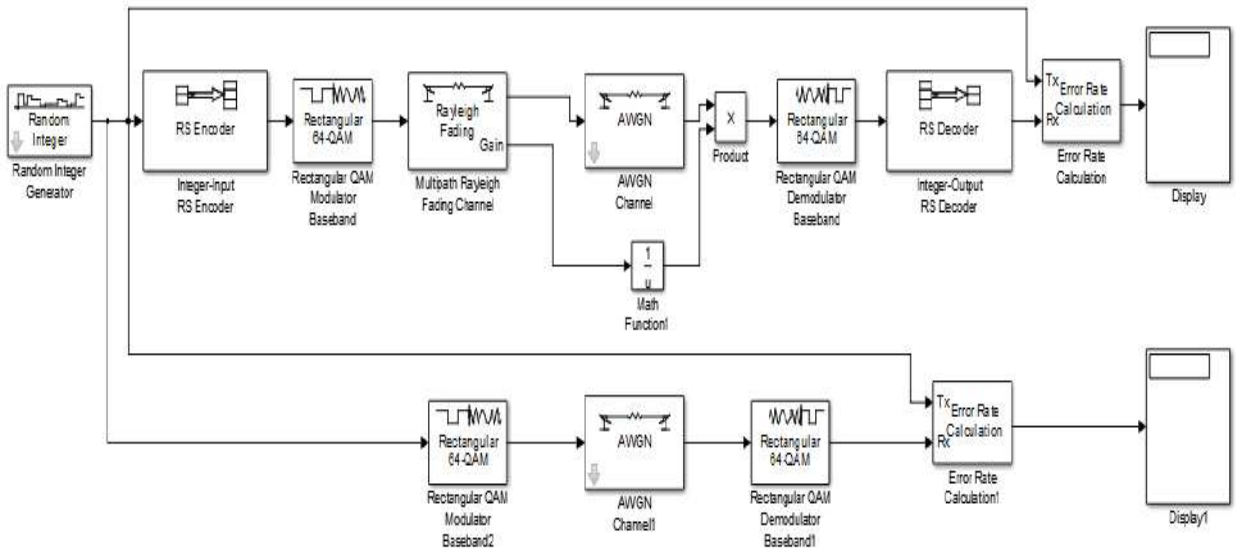


Figure III.22: Modèle de simulation du codage RS pour un canal de Rayleigh.

Les trois figures suivantes (figures III.23, III.24 et III.25) montrent les résultats de comparaison obtenus dans les cas d'une chaîne sans codage puis en insérant le codage RS.

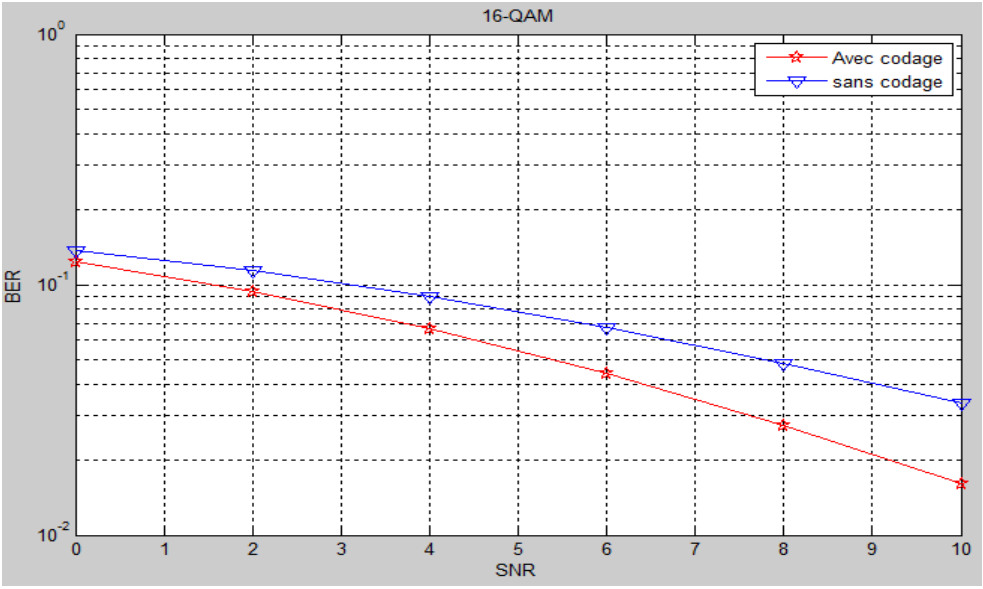


Figure III.23 : Courbes de BER vs SNR d'un codage RS pour un canal Rayleigh et une modulation 16-QAM.

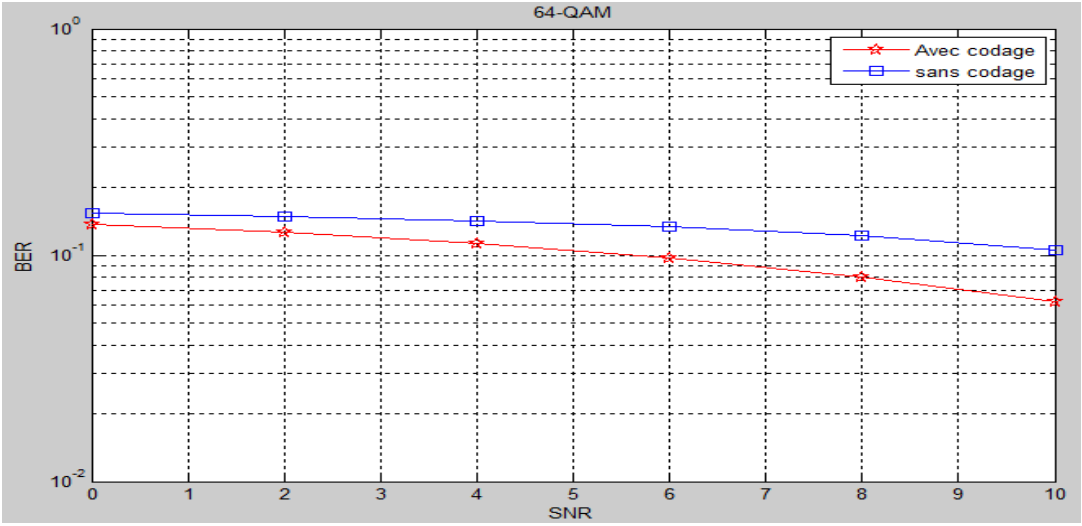


Figure III.24 : Courbes de BER vs SNR d'un codage RS pour un canal Rayleigh et une modulation 64-QAM.

A partir de ces figures, on constate que le codage RS n'introduit pas d'amélioration importante pour la modulation 16-QAM et 64-QAM.

III.6. PERFORMANCES DU CODAGE SPATIO-TEMPOREL :

Dans cette partie de simulation on veut tester l'influence du codage Alamouti sur la transmission MIMO. Comme précédemment les performances du système seront évaluées via le taux d'erreur binaire.

Les modulations BPSK, QPSK,16-QAM, et 64-QAM seront considérées à chaque cas.

Nous considérons aussi, que les données sont transmises dans un canal à évanouissement de Rayleigh.

On va aussi prendre deux cas de systèmes MIMO : (*nTx=2*, *nRx=1*), puis (*nTx=2*, *nRx=2*). Afin de bien voir l'influence du codage Alamouti, nous avons comparé la chaîne de communication avec et sans codage d'alamouti.

Une séquence de symboles d'entrée est codée en utilisant un code en bloc spatio-temporel orthogonal (OSTBC).

III.6.1. CODAGE D'ALAMOUTI :

La figure III.25 donne le modèle de simulation du codage d'Alamouti pour un canal de Rayleigh.

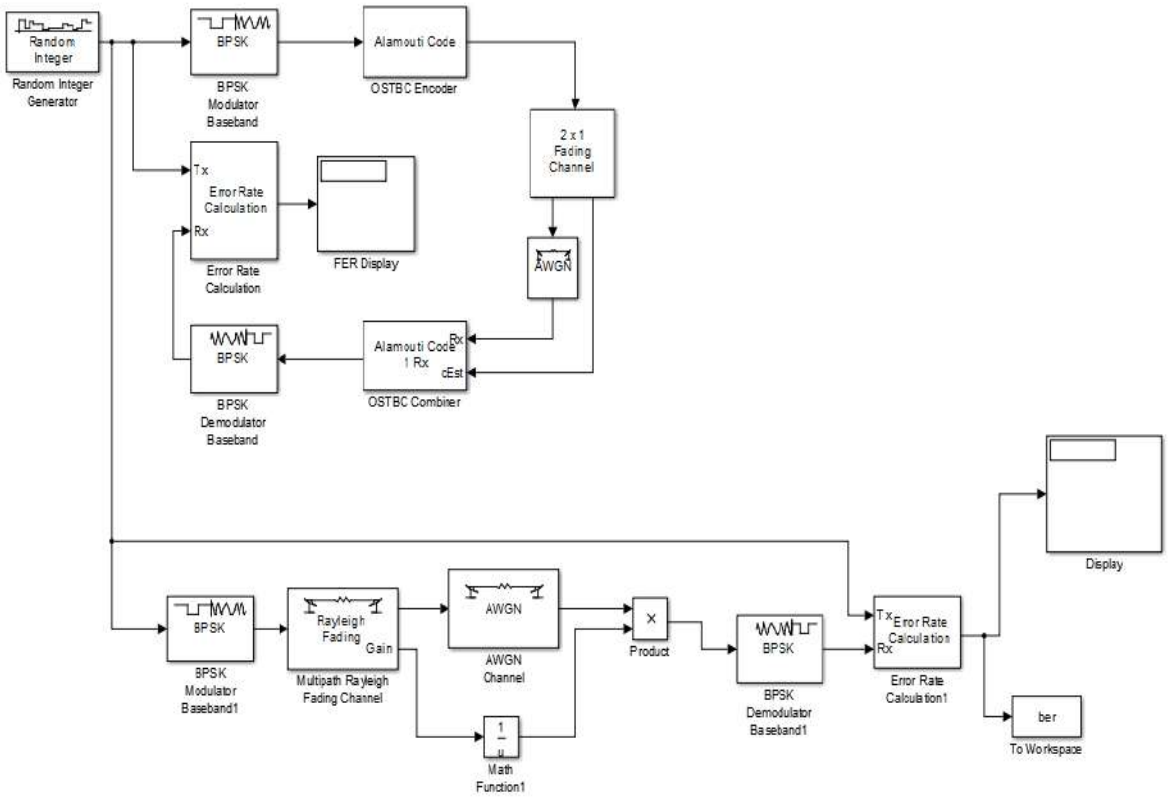


Figure III.25: Modèle de simulation du codage d'Alamouti (2×1).

Les résultats correspondant à ce modèle sont montrés ci-après (voir figures III.26, III.27, et III.28).

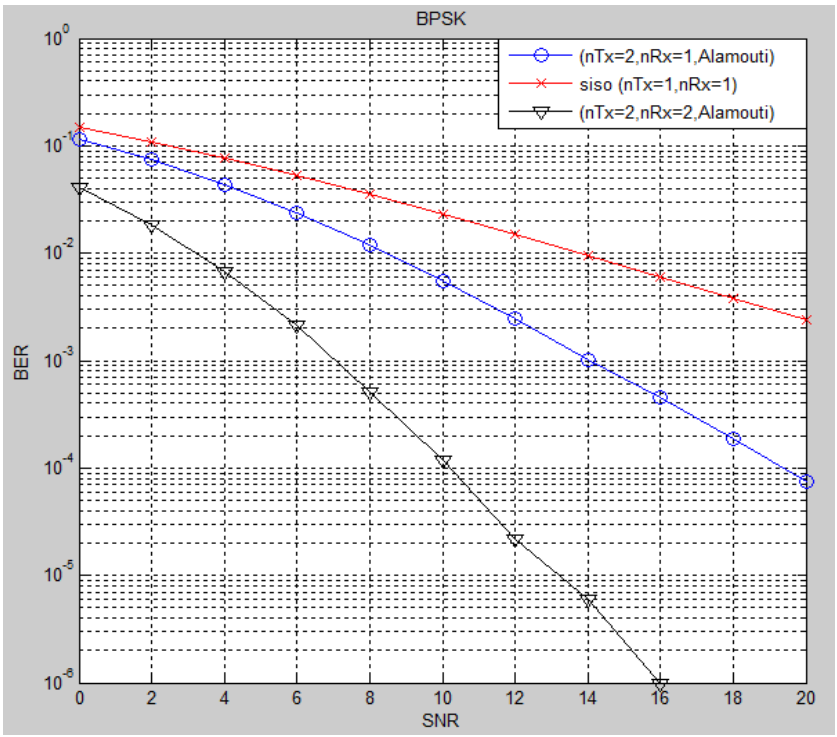


Figure III.26 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) pour un canal de Rayleigh et une modulation BPSK.

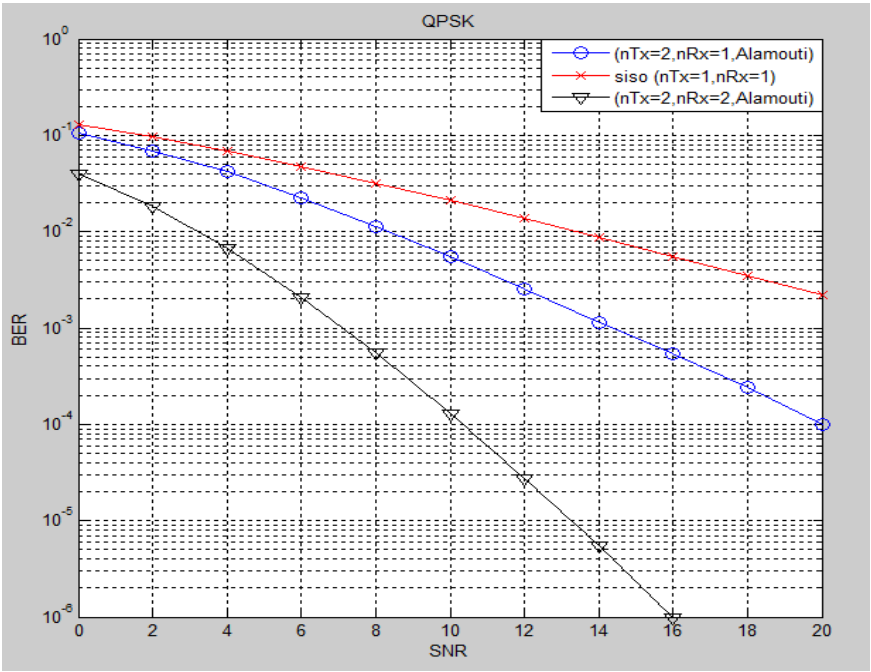


Figure III.27 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) pour un canal de Rayleigh et une modulation QPSK.

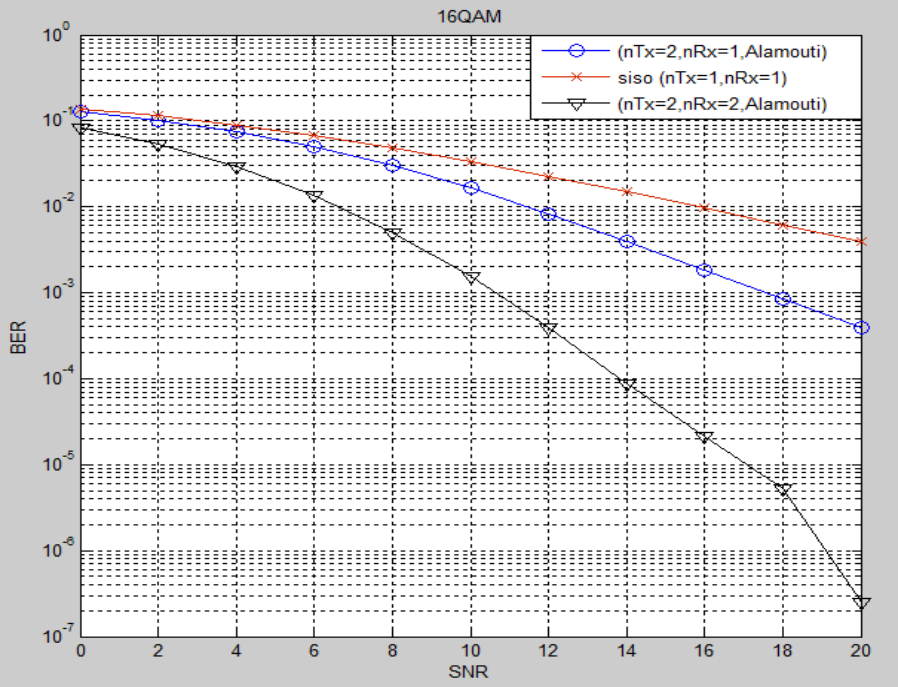


Figure III.28 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) pour un canal de Rayleigh et une modulation 16-QAM.

Dans tous les cas de modulation considérés (BPSK, QPSK, ou 16-QAM), les performances du système en utilisant le code en bloc spatio-temporel sont meilleures qu'en l'absence de codage. Il est aussi à noter que l'utilisation de deux émetteurs et de deux récepteurs permet d'obtenir une meilleure performance que celle du code en bloc spatio-temporel utilisant deux transmetteurs et une seule antenne réceptrice.

III.7. PERFORMANCES DU CODAGE CANAL COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL :

III.7.1.CODAGE BCH COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL :

Les figure III.29 et III.30 représentent les modèles de simulation du codage d'Alamouti 2x1 puis le codage d'Alamouti 2x2 combiné avec le codage BCH.

Dans ces modèles, nous considérons les modulations BPSK, 16-QAM, et 64-QAM, pour un canal de Rayleigh

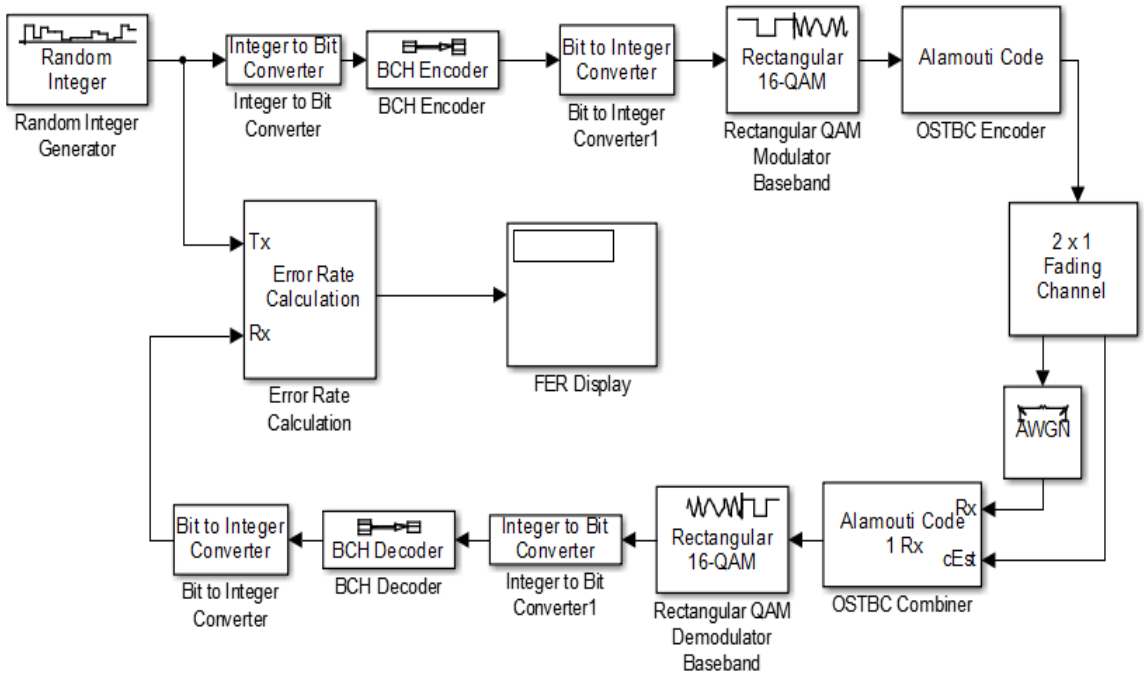


Figure III.29 : Modèle de simulation combinant le STBC 2×1 et le code BCH.

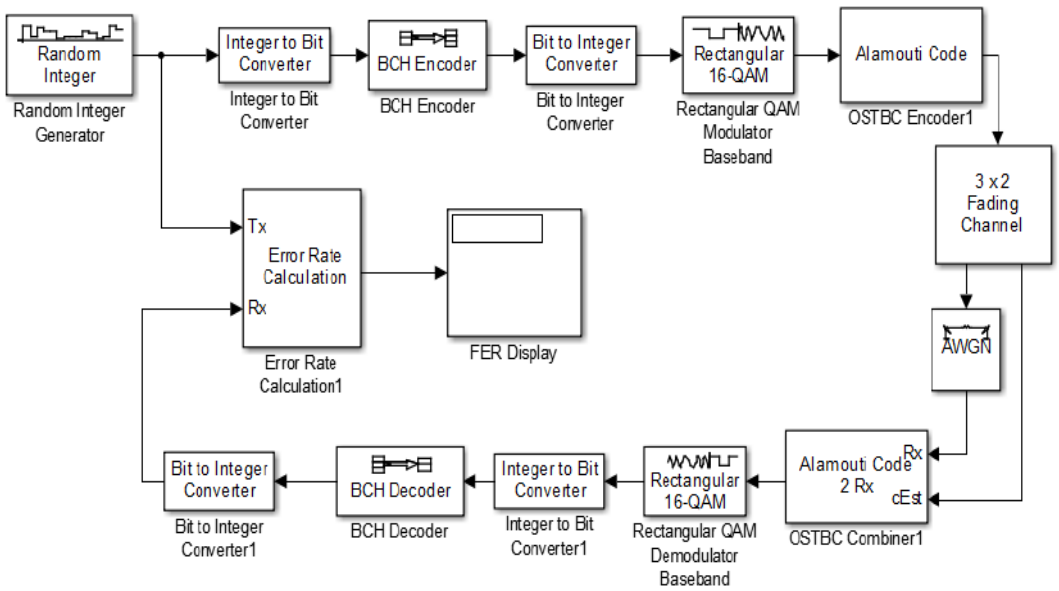


Figure III.30 : Modèle de simulation combinant le STBC 2×2 et le code BCH.

Les figure III.31, III.32, et III.33 montrent les courbes BER correspondant à la combinaison du STBC 2x1 avec le codage BCH et la combinaison du STBC 2x2 avec le codage BCH pour chaque type de modulation cité précédemment.

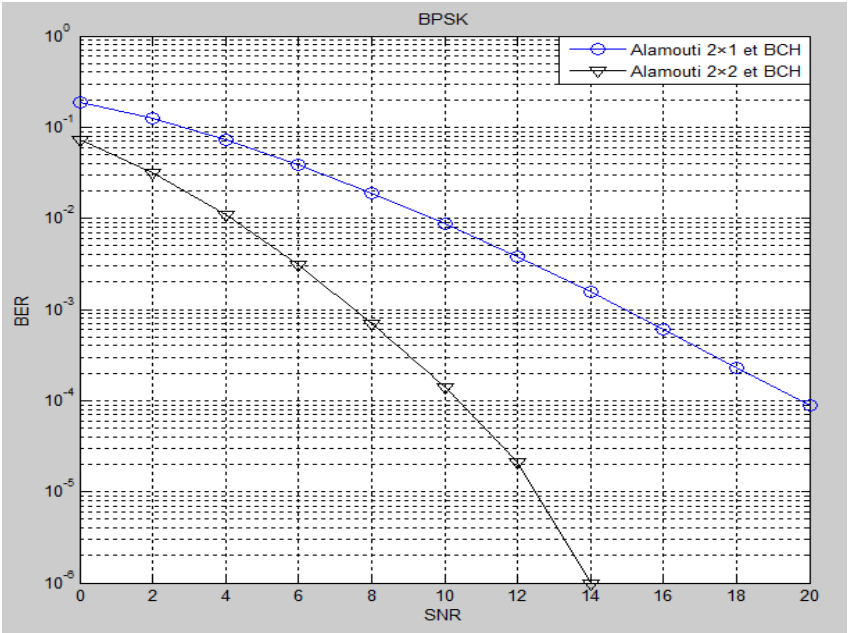


Figure III.31 : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) combiné avec le codage BCH pour un canal de Rayleigh et une modulation BPSK.

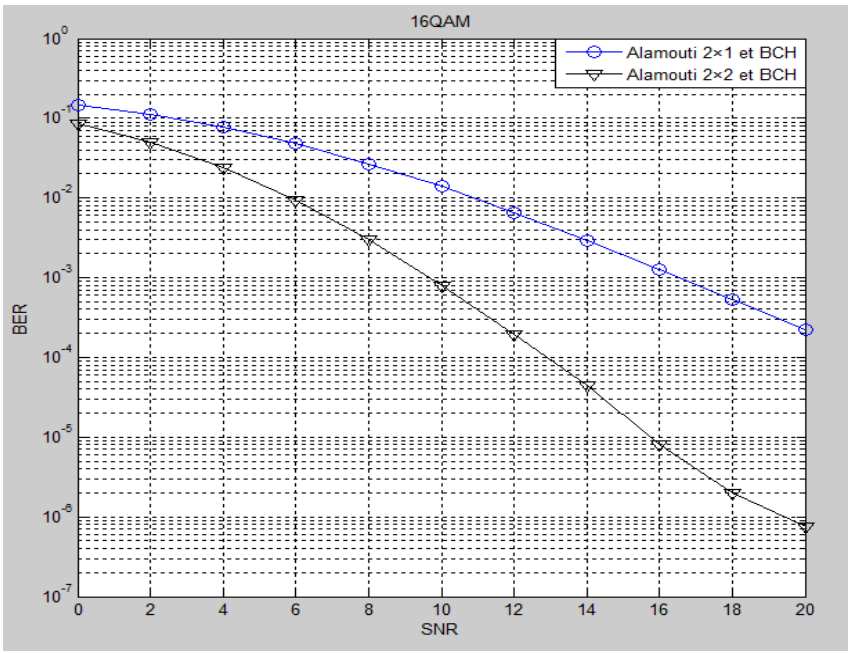


Figure III.32 : : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) combiné avec le codage BCH pour un canal de Rayleigh et une modulation 16-QAM.

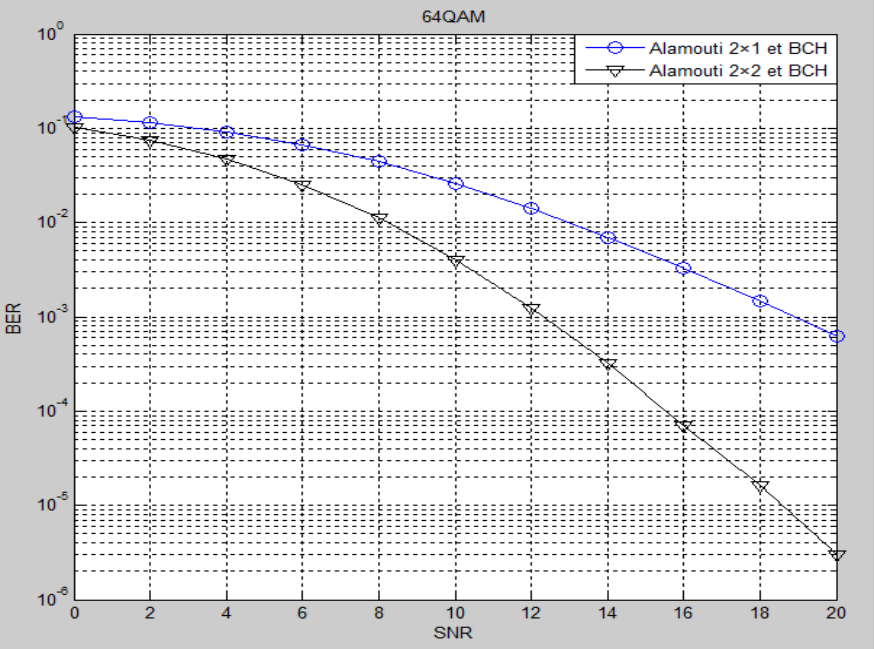


Figure III.33 : : Courbes de BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2) combiné avec le codage BCH pour un canal de Rayleigh et une modulation 64-QAM.

Nous remarquons que le taux d'erreur par bit diminue progressivement avec l'augmentation du SNR dans les systèmes. Il est aussi clair qu'une réduction du BER dans le cas 2×2 est obtenue par rapport au cas 2×1, ceci est le cas pour chaque type de modulation.

III.7.2. CODAGE RS COMBINE AVEC LE CODAGE SPATIO-TEMPOREL:

On utilise maintenant un codage RS au lieu de code BCH toujours en combinaison avec le codage d'Alamouti 2x1 puis le codage d'Alamouti 2x2, Comme indiqué ci-dessous (figure III.34 et III.35) :

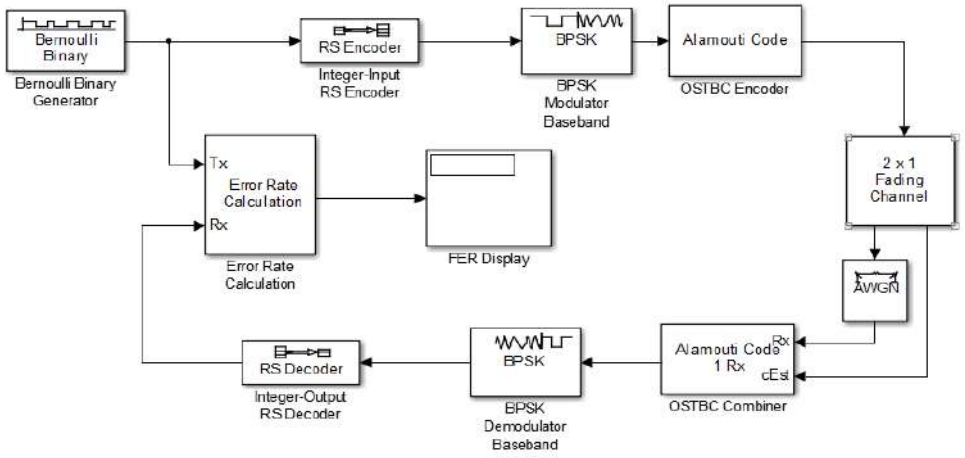


Figure III.34 : Modèle de simulation utilisé pour le codage Alamouti 2×1 combiné avec le code RS.

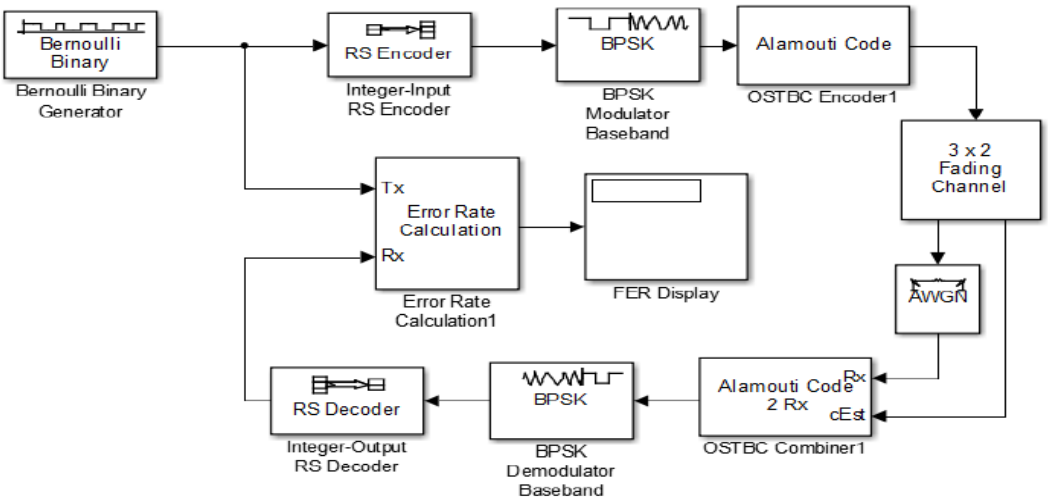


Figure III.35 : Modèle de simulation utilisé pour le codage Alamouti 2×2 combiné avec le code RS.

Les figure III.36, III.37, et III.38 montrent les courbes BER correspondant à la combinaison du codage d'Alamouti 2x1 avec le codage RS et la combinaison du codage d'Alamouti 2x2 avec le codage RS pour chaque type de modulation.

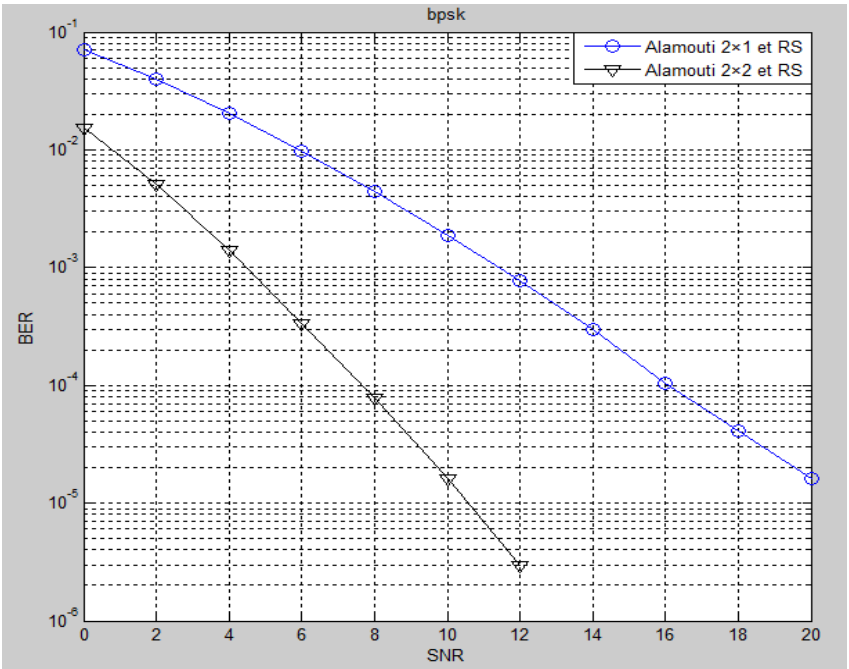


Figure III.36 : Courbes du BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2), combiné avec le codage RS pour un canal de Rayleigh et une modulation BPSK.

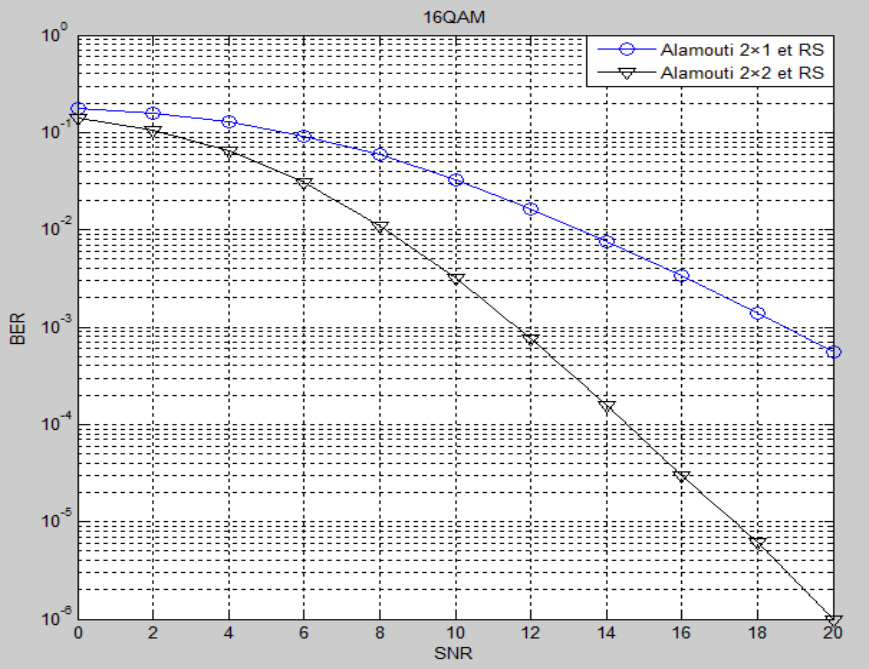


Figure III.37 : Courbes du BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2), combiné avec le codage RS pour le canal de Rayleigh et une modulation 16-QAM.

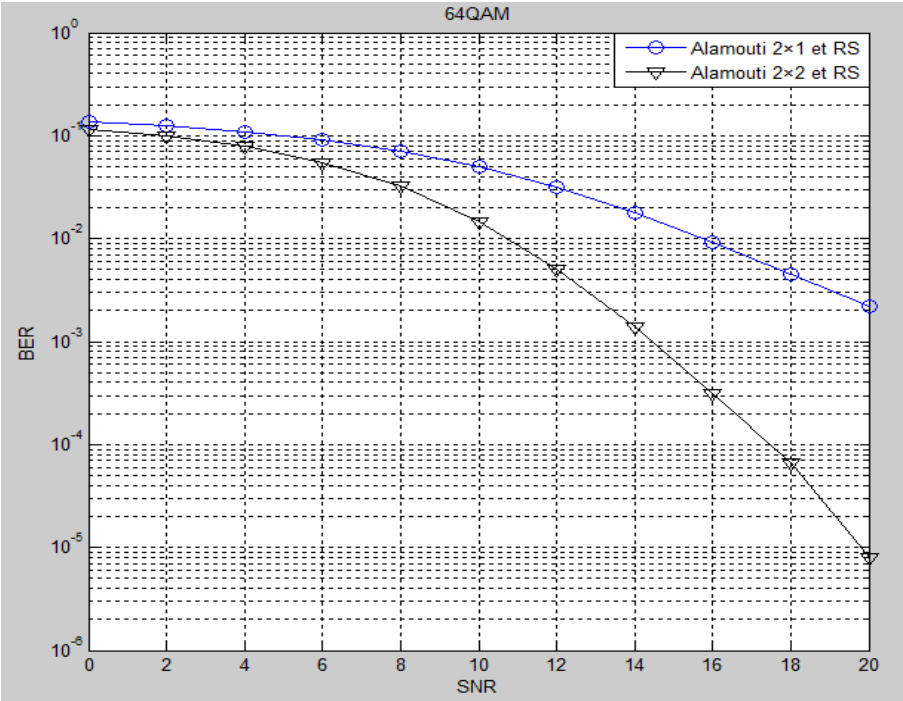


Figure III.38 : Courbes du BER vs SNR d'un codage d'Alamouti (2×1 et 2×2), combiné avec le codage RS pour le canal de Rayleigh et une modulation 64-QAM.

Dans tous les types de modulation une réduction de BER est obtenue avec l'augmentation du SNR. Aussi, la combinaison du codage STBC 2x2 avec le code RS est plus performante que le système STBC 2x1 combiné au code RS.

III.8. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons vérifié par simulation les notions théoriques présentées dans le chapitre précédent. Différentes simulations ont été réalisées pour tester les différents types de modulation et de codage de canal. Enfin, nous avons terminé nos simulations par un système de communication combinant les codes en blocs et les codes spatio-temporel. Ceci nous a permit de constater l'amélioration de performance dans ce cas.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE :

Notre mémoire était destiné à étudier un système de communication combinant le codage de canal et le codage spatio-temporel en terme de taux d'erreur binaire *BER*, pour plusieurs types de modulation.

Dans le premier chapitre, on a passé en revue les aspects de base de la transmission numérique, en citant en premier lieu, les éléments principaux de la chaine de transmission tel que l'émetteur, le canal de propagation et le récepteur. En deuxième partie on a abordé le fonctionnement d'un système de communication numérique en détail, en commençant par le codage de source qui a pour but d'assurer l'élimination des bits redondants sans toutefois diminuer la quantité d'information. D'autres bits additionnels vont passer au codage de canal pour faciliter la détection et/ou correction des erreurs en réception. Enfin, la modulation est l'opération permettant la transformation des bits en un signal compatible avec le canal de transmission. Dans la partie réception, des opérations inverses à ceux d'émission permettent de réaliser; la démodulation, le décodage de canal et le décodage de source. En outre, on a donné un aperçu sur les systèmes *MIMO*, en expliquant le principe de base, la modélisation mathématique, et leurs capacités.

Le chapitre deux était consacré à présenter les codes correcteurs d'erreurs appelés « les codes en blocs », et qui regroupent des différents types d'autre codes comme les codes linéaires, polynomiaux, cycliques. Dans ce chapitre, nous avons éclairé aussi les relations qui existent entre les différents codes avec leurs principes et leurs méthodes de détection et de correction d'erreurs (codage et décodage).

Le codage et le décodage dans les systèmes *MIMO* est le titre de la 2^{eme} partie de ce chapitre dans laquelle on a cité quelques techniques, notamment le codage *STBC* (space time bloc code) qui consiste à fournir le même niveau de protection à chaque antenne du système, et ce que nous intéressait précisément est le codage d'Alamouti qui est un code *STBC* orthogonal, sa propriété permet un décodage linéaire de ces codes, cette technique est évaluée dans le 3^{eme} chapitre en utilisant *Matlab*.

La simulation par *Matlab* est indispensable pour ce genre d'études afin de confirmer les notions théoriques. Le $3^{ème}$ chapitre est dédié à cet objectif. Donc on a commencé par l'évaluation des performances du codage de canal et du codage spatio-temporel ainsi que la combinaison des deux types de codage. Les résultats obtenus montrent l'efficacité des codes en blocs à corriger les erreurs de transmission dans un canal à bruit additif gaussien. Néanmoins, ces mêmes codes n'apportent que de faibles améliorations dans un canal à évanouissement. Les simulations montrent l'apport en termes de *BER* par l'utilisation du codage spatio-temporel, et ça dans un canal à bruit additif gaussien et à évanouissement.

Références Bibliographiques

[1] jonathan LETESSIER, "performances théorique de systèmes mimo pré-égalises et application avec un simulateur de propagation 3D", thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidental, novembre 2005.

[2] Francois Auger, "Introduction à la théorie du signal et de l'information", Edition OPHRYS, Paris, 1999.

[3] Patrice KADIONIK, "bases de transmission numérique, modulations numériques", note de cours, l'école nationale supérieure d'électronique, informatique et radiocommunication Bordeaux, 2000.

[4] Jean-Luc Azan, " Précis d'électronique", Volume 2, Editions Bréal, France, 2005.

[5] Emmanuel AMADOR, "Synthèse de canaux de Rice et de Rayleigh en chambre de réverbération", mémoire de Master, Faculté Des Sciences Université Laval 2008.

[6]G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, vol. 6,no.3,pp.311–335,1998.

[7]C. TOUNOU, "Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts Mesures de performances en environnement réel", Thèse de Doctorat, Universitéde Limoges, Octobre, 2008.

[8] A. Chaboub, "Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO", Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal, 2003.

[9]H. Zerrouki, M. Feham and H. Labiod, "A full Analysis of the MIMO Technology Capacity for Wireless Communications", International Computer Systems and Information Technology Conference, ICSIT'5, July 2005.

[10] B. Holter, "On the capacity of the MIMO channel – A tutorial introduction", In Proceedings of IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing, Trondheim, Norway, 2001, pp. 167-172.

[11] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.

[12] S.Maadi, Y. Peneveyre, et C. Lambercy, "Compression de données sans pertes", Support de cours, France, 2010.

[13] David Taubman, Michael Marcellin, "JPEG2000 Image Compression Fundamentals, Standards and Practice", Springer Science & Business Media, New York, 2012.

[14] Francois Auger, "Introduction à la théorie du signal et de l'information", Edition OPHRYS, Paris, 1999.

[15] Gaël Mahé,"Systèmes de communications numérique", Université Paris Descartes 2010.

[16] M. Coste, A. Paugam, R. Quarez, "Codes Correcteurs", Université de Rennes1, juin 2002.

[17,18] Camille ALDEBERT, "Code BCH et RS", SUPINFO International Université, 2015.

[19] L.fergani, "Etude et simulation d'un système de communication MIMO/OFDM", Mémoire De MASTER, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne, 2015.