

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique

14/03

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Département Electronique
Projet de Fin d'Etudes

en vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat
en Electronique

Thème

Evaluation du codage
Espace-temps appliqué aux systèmes
MIMO

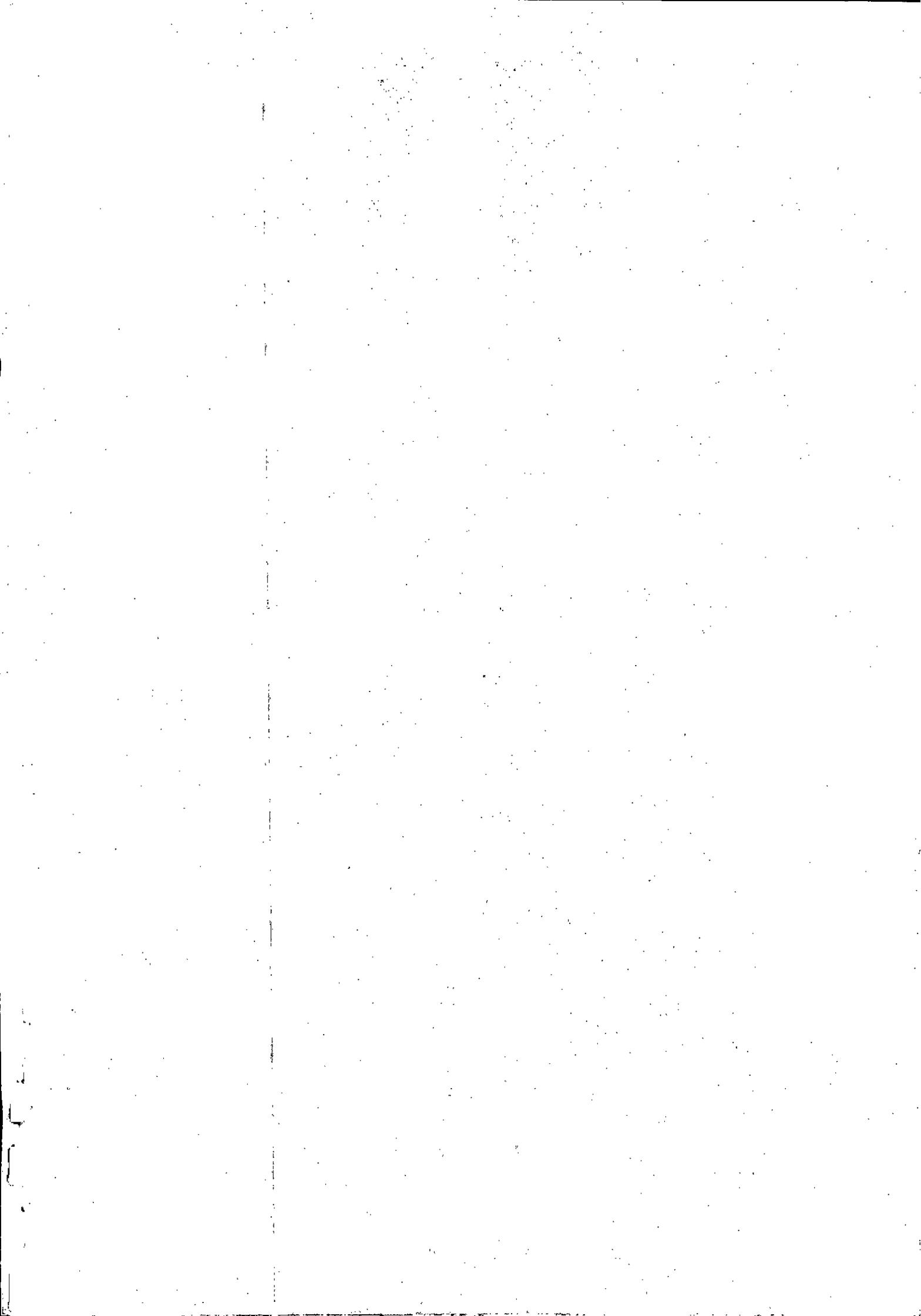
Proposé et Dirigé par :

Z.TERRA

Étudié par :

ZEMOURI Farid

Promotion : Octobre 2003



في العشرية الأخيرة كان يبدو أن سعة وفعالية أنظمة الاتصالات تقترب شيئا فشيئا نحو السعة القاعدية الحدية غير أنه تبين أن استعمال عدة هوائيات في جهاز الإرسال و جهاز الاستقبال (تكنو لوجية MIMO: Multi Input Multi output) يرفع نسبيا و بشكل ملحوظ الفعالية الطيفية المخففة بشرط أن تكون بيئة الانتشار غنية بعوامل التبعثر (التشتت). منظومات MIMO تسمح بإرسال معلومات متعددة و مستقلة عن بعضها البعض بنفس الشريط الطيفي المار وبدون إضافة جديدة. تقنية Codage Espace-Temps هي واحدة من بين الوسائل الجديدة و المعروفة في التطبيقية للإشارة التي تسمح بتحقيق السعة المرجوة. هذه التقنية طورت من قبل V.Tarokh et S.M.Alamouti. هدف هذا المشروع هو دراسة مدى قدرات هذه التقنية في استغلال سعة أنظمة MIMO, بمحاكاة هذه التقنية في لغة البرمجة MATLAB و تقييم جدارتها.

كلمات المفاتيح

أنظمة الاتصالات, السعة الفعالية, منظومات MIMO, الفعالية الطيفية, تقنية Codage Espace-Temps.

Abstract

In the past decade, it seemed that wireless communications systems would more and more approach fundamental capacity limits. However, it has been shown that using multiple antennas at the transmitter and the receiver (MIMO technology), the attainable spectral efficiency can be increased significantly. Provided that the propagation environment, MIMO systems allow the transmission of multiple independent data streams within the same frequency band at no additional power expenditure. One of the most prominent practical signal processing schemes realizing the promised capacity gains is the Space-Time Codes which was developed by V.Tarokh and S.M.Alamouti.

The goal of this project is to implement the Space-Time codes in MATLAB, and to investigate its performance properties.

Keywords : wireless communications systems, fundamental capacity, MIMO, spectral efficiency, Space-Time Codes, MATLAB.

Résumé :

Dans la dernière décennie, il a semblé que les systèmes de communications sans fil s'approcheraient de plus en plus aux limites de la capacité fondamentale. Cependant, il est montré que l'utilisation des canaux multi-antennes à l'émission et à la réception (Canaux MIMO), augmente significativement l'efficacité spectrale de la transmission. A condition que l'environnement de propagation soit riche en dispersion, les systèmes MIMO permettent la transmission de séquences de données multiples et indépendantes dans la même bande de fréquence et sans augmenter la puissance d'émission. L'un des plus connus des méthodes pratiques de traitement du signal réalisant la grande capacité des systèmes MIMO est le codage Espace-Temps qui a été développé par V.Tarokh et S.M.Alamouti.

Le but de ce projet est la simulation du codage Espace-Temps sous MATLAB et l'évaluation des résultats de simulation.

Mots clés : communications sans fil, capacité fondamentale, Canal MIMO, efficacité spectrale, Codages Espace-Temps, MATLAB.

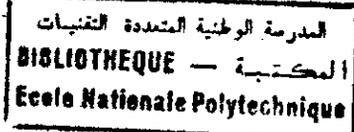
Remerciements



Je tiens à remercier vivement :

- *Dieu le tout puissant pour tout ce qu'il m'a donné.*
- *Mon père, ma belle-mère, mes frères et soeurs pour leurs encouragements et leur patience.*
- *Mon directeur de mémoire, le Docteur-Ingénieur TERRA de m'avoir proposé ce sujet et pour tous ses précieux conseils ainsi pour toute la documentation qu'il a mis à ma disposition.*
- *Monsieur BOUSBIA de l'honneur qu'il me fait en acceptant de faire partie de ce jury.*
- *Monsieur AIT-CHIKH de l'honneur qu'il me fait en acceptant de faire partie de ce jury.*
- *Les enseignants, l'administration et le personnel de l'Ecole Nationale Polytechnique.*

Sommaire



Introduction générale	1
Chapitre 1 : Généralités sur la communication numérique	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Modèle d'un système de transmission des signaux passe bande.....	3
1.3 La modulation M-PSK.....	4
1.4 La modulation QAM	5
1.5 Récepteurs optimaux pour un canal AWGN.....	7
1.5.1 Probabilité d'erreur pour la M-PSK.....	8
1.5.2 Probabilité d'erreur pour M-QAM.....	9
1.6 La Diversité.....	9
1.6.1 Diversité Temporelle.....	9
1.6.2 Diversité de Fréquence	10
1.6.3 Diversité de l'espace (d'antenne).....	10
1.6.4 Diversité à l'émetteur.....	10
1.7 Le codage convolutif	11
1.8 Codage en TCM	12
1.9 Conclusion.....	14
Chapitre 2 : Systèmes MIMO de communication sans fil	15
2.1 Introduction.....	15
2.2 Modélisation des systèmes MIMO	15
2.2.1 Modèle stochastique du canal MIMO	17
2.3 Capacité du canal	18
2.4 Capacité du canal SISO	19
2.5 Capacité du canal MIMO.....	20
2.6 Evaluation de l'efficacité spectrale du canal MIMO	24
2.7 Capacité en sortie (Outage capacity)	25
2.8 Conclusion.....	26

Chapitre 3 : Codage Espace-Temps	27
3.1 Introduction.....	27
3.2 Description de codage espace-temps (STC)	27
3.3 Critères de conception des codages espace-temps.....	29
3.4 Modèle de transmission.....	29
3.5 Codage espace-temps linéaire par bloc (STBC)	30
3.5.1 Conception orthogonale réelle.....	31
3.5.2 Conception orthogonale complexe.....	32
3.5.3 Modèle de codage.....	32
3.5.4 Modèle de décodage.....	34
3.5.5 Estimation de canal	39
3.5.6 Probabilité d'erreur de bits pour STBC.....	40
3.5.7 Constatation pour le codage espace-temps par bloc	41
3.6 Codage espace-temps en treillis (STTC).....	42
3.6.1 Description de codage STTC.....	43
3.6.2 Modèle de décodage.....	46
3.6.3 Probabilité d'erreur de codage espace-temps en treillis.....	50
3.6.4 Constatation aux codages espace-temps en treillis.....	50
4. Conclusion.....	51
Chapitre 4 : Simulation et résultats	52
4.1 Introduction.....	52
4.2 Modèle de Simulation.....	52
4.2 Évaluation des performances de codage STBC.....	53
4.3 Évaluation des performances de codage STTC.....	57
4.4 Conclusion.....	59
Conclusion générale	64
Annexe : Programmes MATLAB	
Bibliographie	

Introduction générale

Le domaine de la communication sans fil et des réseaux a connu une croissance explosive. La demande et l'achat du téléphone cellulaire sont prévus pour bientôt excéder l'achat et l'utilisation du téléphone traditionnel fixe. Le marché des dispositifs de communication sans fil connaît un développement continu. Avec cette croissance rapide vient s'ajouter la demande du consommateur pour plus et meilleures applications qui améliorent la performance et augmentent le débit de transmission. Toutes ces améliorations doivent être accomplies sous un nombre de contraintes. Le canal sans fil est par sa nature aléatoire et imprédictible et en général un système utilisant un canal sans fil est moins performant qu'un système câblé. Le spectre ou la largeur de bande disponible aux fournisseurs du service sont souvent limités. Les exigences de puissance signifient que les dispositifs doivent utiliser de faible puissance possible pour conserver et augmenter leurs fiabilités, et pour tenir également ces produits plus réduits. Les concepteurs des systèmes de communication sans fil font face à un défi double, l'augmentation du débit des données et l'amélioration de la performance en maintenant la largeur de bande ou la puissance constante.

Les systèmes sans fil se développent rapidement pour transmettre la voix, les données et les services multimédia de messagerie. Ces services exigent des canaux sans fil fiables qui ont des grandes capacités. Les systèmes qui communiquent sur un canal à une seule entrée et une seule sortie SISO (Single Input Single Output) ont des capacités limitées. De plus, dans quelques situations, la communication sur un canal SISO n'est pas fiable du fait au fading du multi trajets. Des recherches dans la théorie de l'information ces dernières années, [17] ont montré que de très hautes capacités peuvent être obtenues en utilisant plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur d'un système sans fil.

Le codage Espace-Temps (STC) est une nouvelle approche proposée par V.Tarokh et S.M.Alamouti en 1998 dans l'objectif est de réaliser les prédictions de capacité faites par l'analyse théorique de l'information des canaux MIMO. Plus tard, le codage Espace-temps a été généralisées et divisé sur deux catégories, codage par bloc et en treillis.

Le codage Espace-Temps par bloc et en treillis a été inventé comme un moyen de constituer la diversité spatiale d'antennes en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception et la diversité temporelle en émettant plusieurs signaux simultanément dans des instants

Introduction générale

déférents. Cette technique améliore la performance du taux d'erreur sans exiger une grande augmentation de la largeur de bande et/ou la conception des récepteurs excessivement complexes.

Le but de ce Projet est l'évaluation de la performance du codage Espace-Temps. Au début, on suppose que le récepteur connaît exactement le canal et le codage est simulé en conséquence. Cette mémoire est divisée en quatre chapitres :

Le premier chapitre présente des généralités sur la communication numérique, il contient un rappel sur la modulation QAM, PSK et quelques concepts sur l'espace des signaux et les récepteurs optimaux pour un canal AWGN.

Le deuxième chapitre étudie les canaux MIMO et ses performances, il donne une description détaillée de la capacité d'un canal MIMO et de ses grands avantages.

Le troisième chapitre est consacré au codage Espace-temps. Nous présentons les deux catégories de ce codage (STBC et STTC) et nous faisons ainsi une étude sur les modèles de codage et de décodage.

Le quatrième chapitre donne les résultats de simulation qui permettent l'évaluation de la performance de la détection à partir de la probabilité d'erreur de bit obtenue pour chaque simulation.

Enfin, nous concluons le travail par une conclusion générale.

Chapitre 1

Généralités sur la communication numérique

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous rappelons quelques notions de base des systèmes de transmission numérique, telles que la représentation des signaux passe bande, la modulation numérique, la diversité, la présentation et la description des récepteurs optimaux pour un canal AWGN, ainsi que l'évaluation des performances de détection à partir des formules théoriques de la probabilité d'erreur pour les différentes modulations, ainsi que on donnent des généralités sur le codage convulitif en suite la TCM.

1.2 Modèle d'un système de transmission des signaux passe-bande [1]

Nous pouvons modéliser les systèmes passe-bande d'une transmission des données comme montrées dans Fig.1.1. On suppose une source d'information qui émet un symbole chaque T second, ces symboles équiprobables appartenant à un alphabet de M symboles notés par m_1, m_2, \dots, m_M .

$$p_i = P(m_i) = \frac{1}{M}, \quad \forall i \quad (1.1)$$

Ces symboles sont exprimés par des vecteurs de dimension N:

$$S_i = \begin{bmatrix} S_{i1} \\ S_{i2} \\ \vdots \\ S_{iN} \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1.2)$$

Le modulateur représente ces symboles par des signaux $S_i(t)$ de durée T seconds. Les signaux $S_i(t)$ ont des énergie finies:

$$E_i = \int_0^T S_i^2(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1.3)$$

Le modulateur utilise des opérations de modulation telles que la PSK, la QAM, etc.

On assume que la voie de transmission passe-bande, couplant l'émetteur au récepteur, a deux caractéristiques:

- Le canal est linéaire, avec une largeur de bande qui doit faciliter la transmission de $S_i(t)$ sans distorsion.
- Le signal transmis $S_i(t)$ est perturbé par un bruit additif gaussien, à moyenne nulle, stationnaire, blanc, noté par $N(t)$.

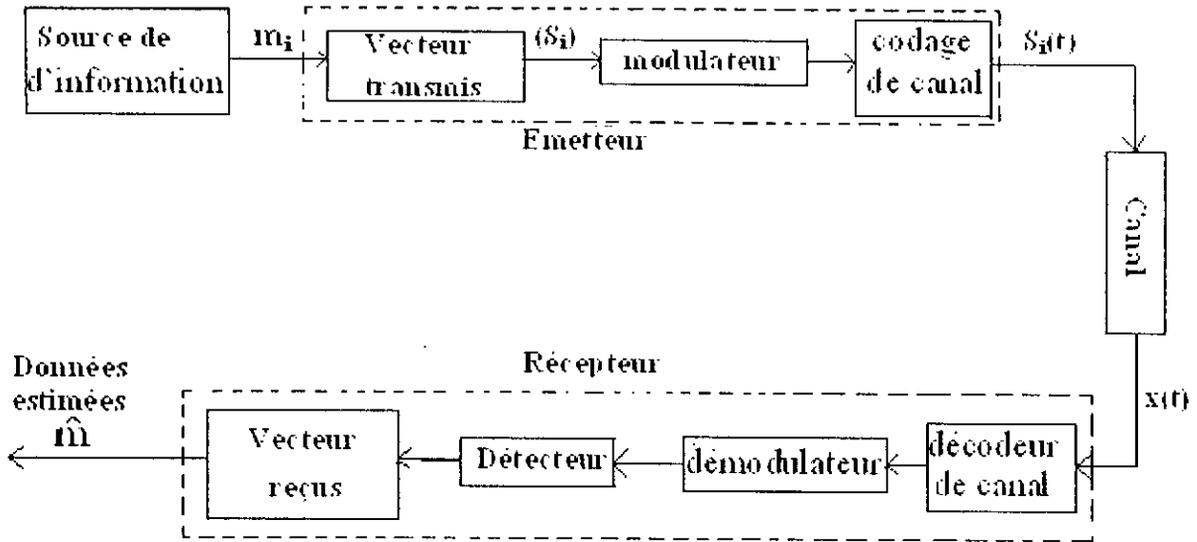


Figure 1.1 : modèle d'un système passe-bande de transmission des données.

Le codage de canal c'est un processus ou un traitement associer aux transmissions des signaux a travers d'un support (câble, fibre optique, l'air ...). Le codeur (transcodeur) de canal faire une transformation ou une transduction de signal passe bas vers une onde passe bande pour se propage à travers le canal, de quel que sorte le codeur faire une adaptation de signal au canal.

1.3 La modulation M-PSK [2,3]

Dans la modulation PSK, la formule générale des signaux modulé PSK est exprimée par :

$$S_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} g(t) \cos\left(\frac{2\pi}{M}(m-1)\right) \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T}} g(t) \sin\left(\frac{2\pi}{M}(m-1)\right) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.4)$$

Où $g(t)$ est l'impulsion de base. Dans cette forme le signal $S_m(t)$ est représenté par un vecteur de dimensions deux ($N=2$) de la forme :

$$S_m = [S_{m1} \quad S_{m2}]$$

$$S_m = \left[\sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi}{M}(m-1)\right) \quad \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi}{M}(m-1)\right) \right] \quad (1.5)$$

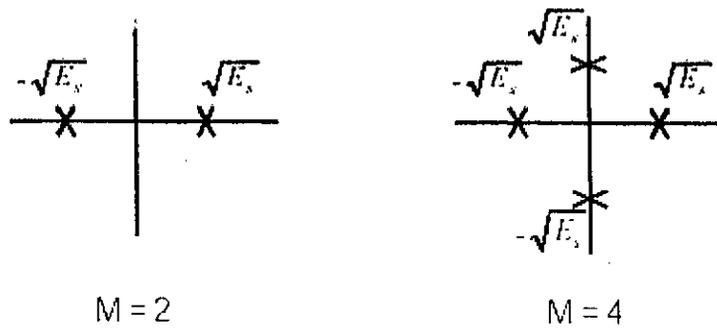


Figure 1.3 : Espace des signaux 2-PSK et 4-PSK

La forme d'onde des signaux PSK peut être représenté par une combinaison linéaire de deux formes d'onde. Le diagramme de l'espace des signaux pour ces valeurs de M est représenté par la fig.1.3 et fig.1.4.

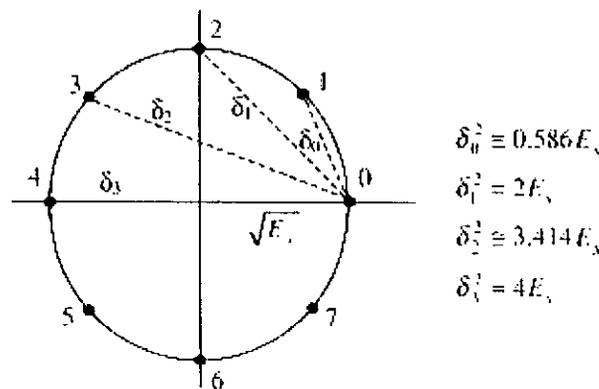


Figure 1.4 : la constellation de 8-PSK

1.4 La modulation QAM [2]

La QAM est la combinaison de deux l'ASK (modulation par déplacement d'amplitude) et la PSK, elle se compose de deux porteuses de même fréquence, mais déphasées l'une par rapport à l'autre de 90° (quadrature). Le signal est exprimé sous la forme suivante :

$$S(t) = x(t). \cos(2\pi f_c t) - y(t). \sin(2\pi f_c t) \tag{1.6}$$

x et y sont les deux séquences de données :

$$x(t) = \sum_k a_k g(t - kT),$$

$$y(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \tag{1.7}$$

Où a_k et b_k sont les séquences de bits et $g(t)$ l'impulsion de base qui vaut 1 pendant une période d'horloge, 0 ailleurs.

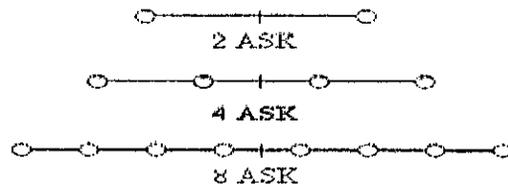


Figure 1.5: modulation ASK

L'expression précédente peut se mettre aussi sous la forme :

$$S(t) = \sum_k A_k \cos(2\pi ft + \Phi_k).g(t - kT) \tag{1.18}$$

Avec
$$\begin{cases} A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \\ \Phi = \arctan g \frac{b_k}{a_k} \end{cases} \tag{1.19}$$

Si a_k et b_k sont des bits notés +1 et -1, on obtient la configuration décrite dans le tableau figure 1.6.

La modulation à plus de 4 états de phase est rarement utilisée seule, pour limiter le taux d'erreur on fait intervenir l'amplitude. Une modulation à 8 états peut par exemple associer 4 états de phase et 2 niveaux d'amplitude. Chaque symbole représente alors 3 bits, pour une bande passante donnée le débit est trois fois plus rapide qu'en PSK2. Dans le plan complexe les états peuvent avoir des positions très variées. La figure 1.6 représente deux exemples pour une modulation à 16 états (chaque symbole est codé sur 4 bits). On notera la différence entre une modulation 16-QAM et une modulation amplitude-phase.

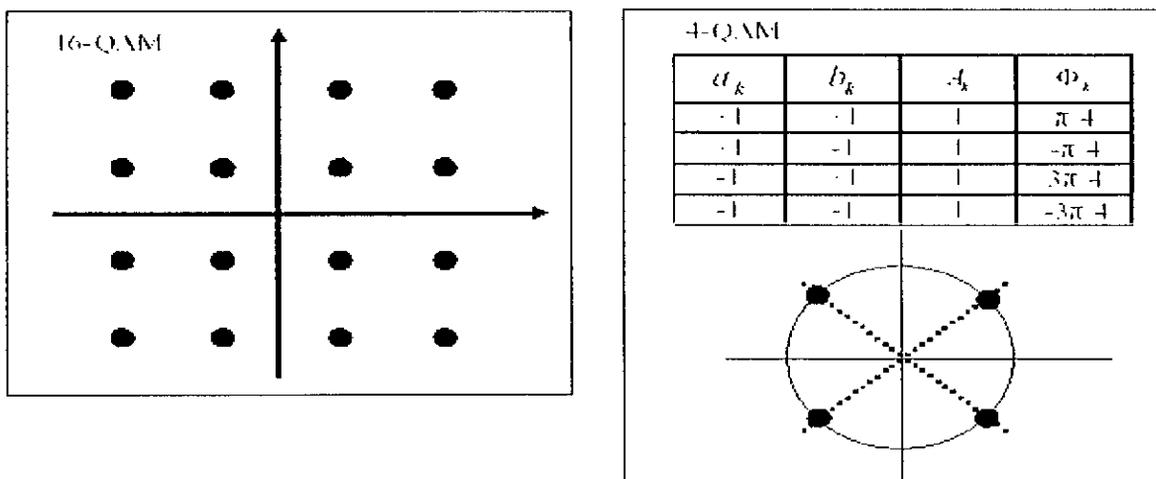


Figure 1.6 : illustration de la modulation QAM dans l'espace des signaux

1.5 Réception optimal pour un canal AWGN [2,3]

Un récepteur peut être séparé en deux blocs, un démodulateur et un détecteur. Dans cette section nous examinerons deux types de démodulateurs, un basé sur l'utilisation des corrélateurs et l'autre sur les filtres adaptés. Nous discuterons également un détecteur optimal utilisant la règle de décision en sens de Maximum à posteriori (MAP) ou celle en sens de Maximum de Vraisemblance (ML).

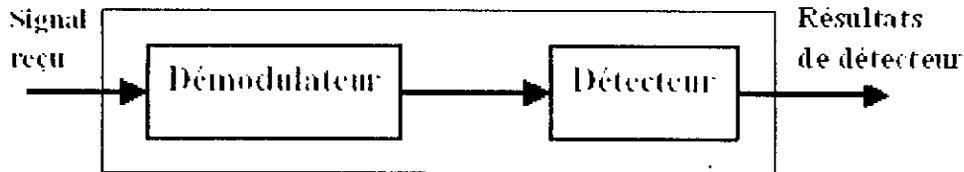


Figure 1.7 : schéma d'un récepteur

Si on transmet un signal $S_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, M$, représenté dans la base $\Phi_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, N$, le signal disponible au récepteur sera le signal original bruité par un bruit blanc additif

Gaussien (AWGN). Le signal reçu sera donc :

$$r(t) = S(t) + n(t) \tag{1.20}$$

Où $n(t)$ est un bruit blanc additif Gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance de $N_0/2$, et $S(t)$ est le signal transmis. Il y a deux types de démodulateurs optimaux :

- Le démodulateur corrélateur qui projette le signal reçu $r(t)$ sur chaque fonction de base pour obtenir les composants du vecteur. Ce démodulateur est représenté par la fig 1.8.
- Le démodulateur à filtres adaptés (Figure 1.9) qui est équivalent au premier mais qui utilise des filtres adaptés, La réponse impulsionnelle de chaque filtre est tout simplement la fonction de base inversée dans le temps et décalée par une période T , c'est-à-dire :

$$h_j(t) = \Phi_j(T-t) \tag{1.21}$$

Pour que la sortie du filtre soit identique à celle du corrélateur, elle doit être échantillonnée au temps $t=T$. Après que le signal a été reçu et démodulé, le vecteur $r(t)$ peut être utilisé pour calculer le signal estimé du signal transmis S . Si la probabilité d'une erreur d'estimation d'un symbole est :

$$P_s = P_r[\hat{S} \neq S] \tag{1.22}$$

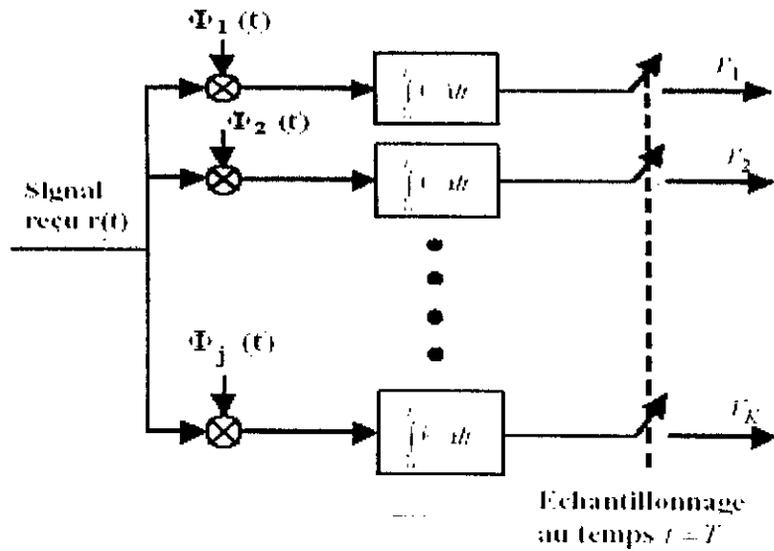


Figure 1.8 : schéma d'un démodulateur utilisé un corrélateur

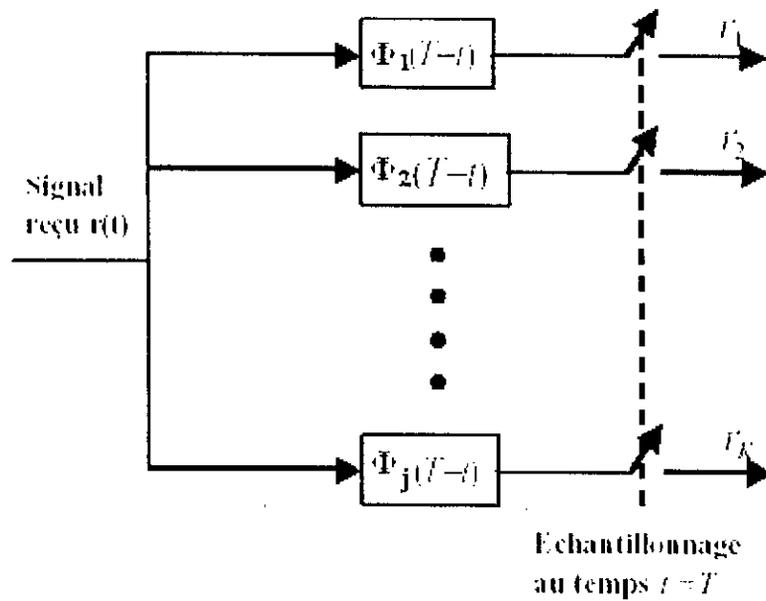


Figure 1.9 : schéma d'un démodulateur utilisé des filtres adaptés

1.5.1 Probabilité d'erreur pour la M-PSK [3]

La probabilité d'erreur de la modulation M-PSK approximé de symbole pour un bruit AWGN pour des grandes valeurs de SNR calculée en [3] est donnée par la formule suivante :

$$P_M \approx 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin\frac{\pi}{M}\right) = 2Q\left(\sqrt{2k\gamma_b} \sin\frac{\pi}{M}\right) \quad (1.23)$$

où γ_s est le rapport signal sur bruit par symbole et γ_b est le rapport signal sur bruit par bit tel que $\gamma_s = k\gamma_b$ et $k = \log_2(M)$

et Q est la fonction d'erreur donnée en [3] par :

$$Q = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

La probabilité d'erreur de bit équivalente pour M-PSK est approximée dans [3] par :

$$P_b \approx \frac{1}{k} P_M \quad (1.24)$$

1.5.2 Probabilité d'erreur pour la M-QAM [3]

La probabilité d'erreur par symbole pour un bruit AWGN et pour M-QAM calculée en [3] est donnée par la formule suivante :

$$P_M = 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 E_{\text{moy}}}{M-1 N_0}} \right) \right)^2 \quad (1.25)$$

Où $\frac{E_{\text{moy}}}{N_0}$ est le rapport signal sur bruit moyen par symbole.

1.6 La Diversité [4,5]

À la différence des canaux gaussien, le canal sans fil est très sensible à l'atténuation due à l'addition destructive, à l'évanouissement du signal utile par l'effet de trajets multiples dans l'environnement de propagation et de l'interférence avec d'autres utilisateurs. L'atténuation rend impossible pour que le récepteur détermine le signal transmis comparé à la fibre micro-onde, au câble coaxial ou même aux transmissions par satellite à moins qu'une certaine reproduction moins atténuée du signal transmis soit fournie au récepteur. Cette ressource est appelée la diversité.

Les techniques de diversité sont basées sur les erreurs qui produisent dans la réception quand l'atténuation du canal est grande, c.-à-d., quand le canal est perturbé. Si nous pouvons fournir au récepteur plusieurs reproductions du même signal d'information transmis aux canaux indépendants à évanouissement, la probabilité que tous les composants de signal s'évanouissent simultanément est réduite considérablement. Les exemples des techniques de diversité sont ci-dessous.

1.6.1 Diversité Temporelle

Le codage du canal en même temps que l'interleaving de temps est employé. Des reproductions du signal transmis sont fournies au récepteur sous forme de redondance dans le domaine temporel.

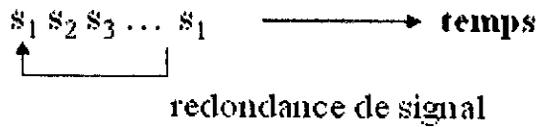


Figure 1.10 : exemple sur la diversité temporelle

1.6.2 Diversité De Fréquence

Le fait que les ondes sont transmises en différentes fréquences (la même onde transmise en plusieurs fréquences) dans un environnement de propagation multi trajets différente on peut le exploité. Cette phénomène la, permet crée des reproductions du signal transmis sont fournis au récepteur sous forme de redondance dans le domaine fréquentielle.

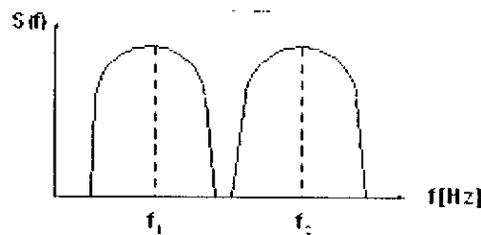


Figure 1.11 : exemple sur la diversité fréquentielle

1.6.3 Diversité de l'espace (d'antenne)

L'utilisation des antennes multiples séparées par une distance égale à $\lambda/2$ telle que λ est la longueur d'ondes. Les reproductions du signal transmis sont fournies au récepteur sous forme de redondance dans le domaine spatial. Ceci peut être fourni sans la pénalité dans l'efficacité de la largeur de bande passante. L'efficacité d'utilisation de cette diversité est qu'on peut récupérer le signal, même si il y a une coupure du signal dans une antenne on peut le récupéré par les autres antennes du récepteur. La diversité est mesurée par $n \times m$, où n et m sont le nombre d'antenne d'émission et de réception respectivement.

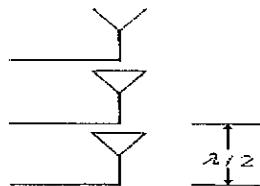


Figure 1.12 : exemple sur la diversité de l'espace

1.6.4 Diversité à l'émetteur

Théoriquement, la technique la plus efficace pour atténuer l'évanouissement par trajets multiples dans un canal sans fil est la commande de puissance à l'émetteur. L'utilisation des systèmes de transmission est classée en trois catégories :

- Arrangements en utilisant la rétroaction (feedback).
- Ceux avec l'alimentation vers l'avant (feed forward) ou la mise en forme de l'information mais aucune rétroaction.
- Arrangements sans visibilité.

La première utilisation de catégorie implicite ou rétroaction explicite d'information du récepteur pour configurer l'émetteur. Si les caractéristiques du canal ont été éprouvées par le récepteur d'un côté du lien, l'émetteur peut connaître le canal de l'autre côté, l'émetteur va augmenter l'effet du canal. Avec cette approche le problème principal est la gamme dynamique exigée à l'émetteur pour surmonter un certain niveau d'évanouissement, ce qui n'est pas le cas dans la plupart des cas pratique en raison des limitations de puissance de rayonnement et de la taille et le coût de l'amplificateur. Le deuxième problème est que l'émetteur n'a aucune connaissance du canal éprouvé par le récepteur excepté dans des systèmes où le lien haut (uplink) de l'utilisateur vers la station de base et la transmission du lien bas (downlink) de la station de base à l'utilisateur sont portés sur la même fréquence. Par conséquent l'information du canal doit être rétroactive (feed back) du récepteur à l'émetteur.

Les arrangements de la diversité d'émission mentionnés dans la deuxième catégorie sont l'utilisation de traitement linéaire à l'émetteur pour « spread » l'information à travers les antennes.

La troisième catégorie emploie de multiples antennes à l'émission combinée avec un codeur de canal pour fournir une meilleure diversité. Dans la plupart des environnements de dispersion, la diversité d'antenne est une technique pratique, efficace et généralement utilisée pour réduire l'effet de l'évanouissement par trajets multiples. L'approche conventionnelle est d'utiliser des antennes multiples et d'améliorer la combinaison ou la sélection et la commutation afin d'améliorer la qualité des signaux reçus à la réception.

1.7 Le codage convolutif [7]

Les codes convolutifs sont différents des codes de bloc par l'existence de la mémoire dans l'arrangement de codage. En codes de bloc, chaque bloc de p bits d'entrée est tracé dans un bloc de longueur p bits sortie de rendement par une règle définie par le code et indépendamment des entrées précédentes au niveau de codeur. Le débit d'un tel code est donné par :

$$R_c = p/n \quad (1.26)$$

En codes convolutifs chaque bloc de p bits est de nouveau tracé dans un bloc de n symboles à transmettre au-dessus du canal, mais ces n bits sont seulement déterminé par les p bits d'information mais également par les bits précédents de l'information. Cette dépendance à l'égard les bits précédents d'information cause le codeur être une machine d'état fini.

Pour être plus spécifique, le schéma fonctionnel d'un codeur convolutif est donné dans fig.1.13. Le codeur convolutif se compose d'un registre à décalage avec les étapes ($p \cdot L$) où L s'appelle la longueur de contrainte du code. À chaque instant du temps les p bits d'information est stocker dans le registre à décalage et les teneurs des derniers p étapes du registre à décalage sont lâché. Après que les p bits ont été stockés dans le registre à décalage, des n combinaisons linéaires du contenu du registre à décalage comme représenté sur la figure 1.13 sont calculées et employées pour produire de la forme d'onde codée. Du procédé de codage ci-dessus il est évident que les n sorties de codeur dépendent non seulement les p bits les plus récents qui sont entrés dans le codeur mais également sur $(L-1) \cdot p$ les $(L-1) \cdot p$ teneurs des premières étapes du registre à décalage avant que p les bits soient arrivés donc, le registre à décalage est une machine d'état de limite avec $2^{(L-1) \cdot p}$ d'états. Puisque pour des symboles de chaque p entré nous prenons des n symboles de rendement, le débit de ce code est simplement :

$$R = p/n \tag{1.27}$$

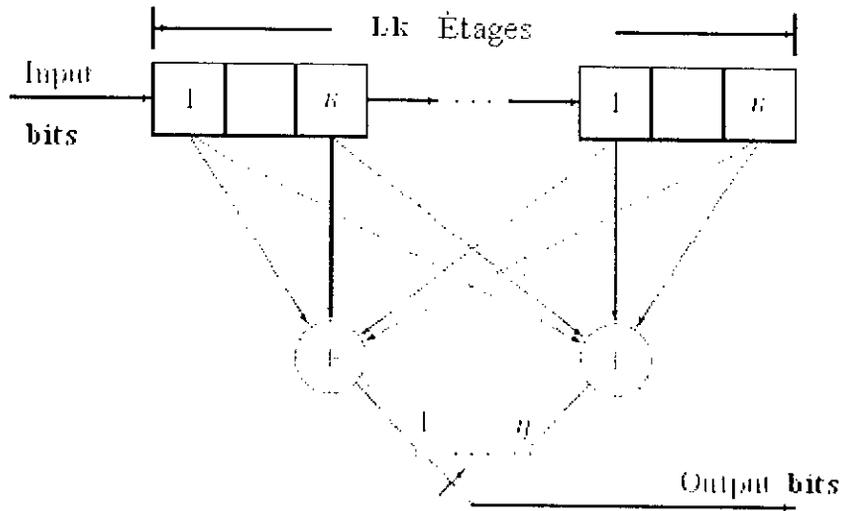


Figure 1.13 : Structure générale d'un codeur convolutif binaire.

1.8 Codage en TCM

La TCM (Trellis Coded Modulation) c'est une technique de codage de canal. La forme simple de codage en treillis proposée par G.Ungerboeck [14], utilise une constellation à deux dimensions, et est illustrée sur la figure 1.14. Dans la figure 1.14.a, le symbole d'information PAM (Pulse Amplitude Modulation) S_k non codé est généré par un transcodeur (qui transforme des séquences binaires à des symboles sous forme d'ondes).

Remarque

On entend par « transcodeur » le bloc qui transforme des séquences binaires à des symboles sous forme d'ondes. On remarque que ce bloc est exprimé dans la littérature anglaise par « line

« coder » (codeur de ligne), et « mapper » [14] (application). Nous avons choisi le mot « transcodeur » pour exprimer cette équivalence.

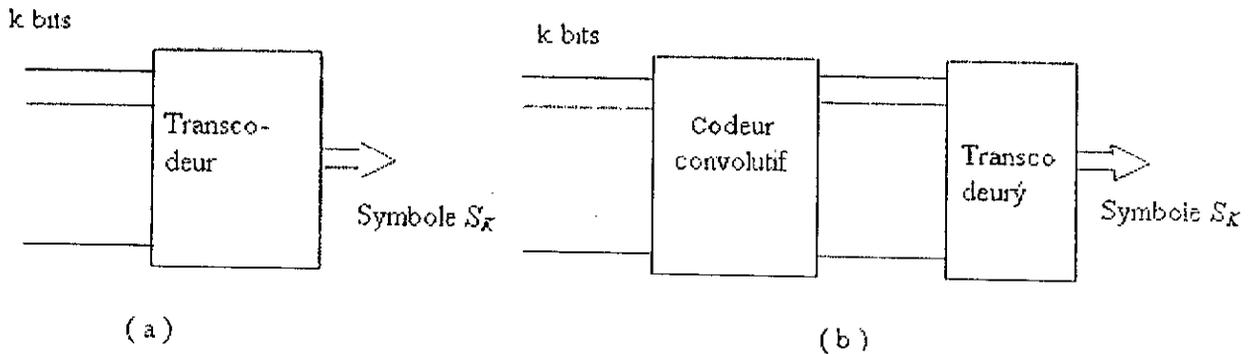


Figure 1.14 : a. Système de transmission sans codage.
b. Système de transmission avec codage.

La taille de la constellation de ce transcodeur est de 2^k , et le débit (Ang: rate) d'information binaire est k bits par symbole (système sans codage). Le codeur en treillis de la figure 1.14.b, est obtenu en modifiant la figure 1.14.a par l'insertion d'un codeur de canal convolutif ayant un taux k/n ($n > k$), le transcodeur est modifié pour utiliser une constellation de taille 2^n .

Un gain de codage significatif peut être atteint par cette méthode, car l'utilisation de codage peut réduire le SNR pour la même probabilité d'erreur ou de réduire la probabilité d'erreur pour le même SNR.

Exemple

La figure 1.16 illustre le schéma d'un codeur en treillis simple à modulation 8-PSK, pour une transmission de 2 bits / symbole. Ce codeur en treillis utilise un codeur convolutif de taux 1/2 avec une entrée non codée. On peut dire que ces deux dernières forment un codeur convolutif de taux 2/3 (c'est-à-dire 2 entrées et 3 sorties). La constellation de ce codeur en treillis est de taille égale à $2^3 = 8$ points messages. Le treillis correspondant est illustré à la figure 1.16. Ce treillis contient 16 états, car le codeur convolutif contient deux éléments mémoire (Ang : Flip-flops).

Dans le bloc de transcodage, le codeur TCM réalise la correspondance entre les sorties binaires du codeur convolutif et les numéros de points messages.

Il est à noter que l'état du codeur en treillis est défini par le contenu des éléments mémoires tels que la lecture se fait de la gauche vers la droite.

Si on applique à l'entrée du codeur la séquence binaire 10 10 11 01, c'est-à-dire 1 1 1 0 à l'entrée x_2 et 0 0 1 1 à l'entrée x_1 , on reçoit, après les opérations d'utilisation du treillis de la figure 1.16 et de la correspondance du transcodeur de la figure 2.2.a, à la sortie la séquence des symboles exprimée par les chiffres 2 3 5 7.

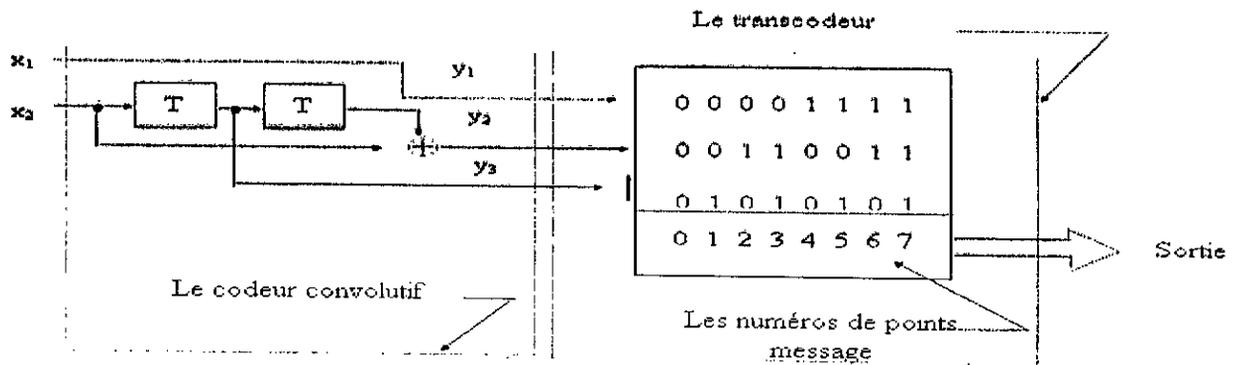


Figure 1.15 : Codeur en treillis de taux 2/3 et une modulation 8-PSK.

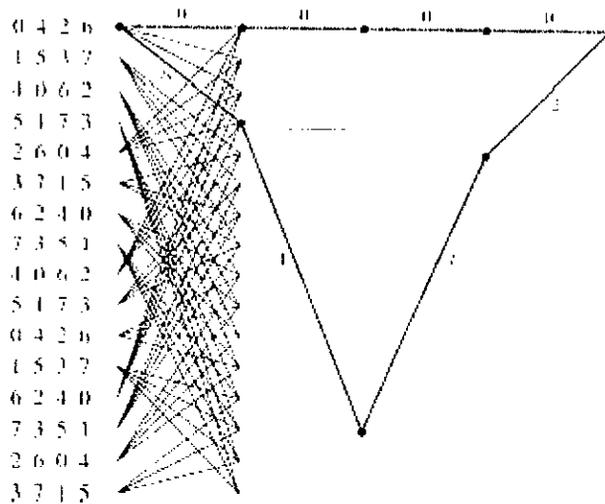


Figure 1.16: diagramme de Treillis 16-state, débit Rc=2/3, 8-PSK pour la TCM.

1.9 Conclusion

Tous ces technique (modulation, codage convolutif, TCM,...etc.) sont conçus pour le codage d'un seul canal pour attendre une meilleur adaptation de signal au canal et/ou la vitesse de transmission des données à travers le canal sans fil. En transmission, le canal sans fil est perturbé par un bruit AGWN et d'autres signaux d'autres utilisateurs, aussi les images de signal émis et le problème de l'évanouissement (fading) a cause de l'effet des multi trajets.

Pour exploité ces effets la, les chercheur en codage de canal prouvé que il existe des systèmes multi canaux qui prendre ces effets comme un support pour augmenté la capacité de canal donc le débit augmente et pour amélioré le service de communication mobile, ces systèmes sont appelé par les systèmes MIMO (Multi Input/Multi Output).

Chapitre 2

Systèmes MIMO de Communication sans fil

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous développons les modèles de la capacité d'un canal MIMO. Nous verrons que cette capacité augmente en fonction du nombre d'antennes à l'émission et la réception. Nous comparons cette capacité avec celle des systèmes traditionnels (SISO). Nous donnerons la définition de la capacité en sortie.

2.2 Modélisation des systèmes MIMO [6]

Pour évaluer efficacement la performance du canal de transmission MIMO, il faut proposer des modèles qui représentent tous les effets principaux sur les différents signaux d'émission. Le modèle le plus utilisé généralement pour représenter les systèmes MIMO est le fading de Rayleigh plat quasi-statique indépendant "*independent quasi-static flat Rayleigh fading*" à tous les éléments d'antennes. Cela a été utilisé dans [Fos96], [Ala98], [Tar98] et [Tar99] où des nouveaux algorithmes de traitement du signal ont été présentés. La simplicité de ce modèle du canal a rendu l'analyse des performances de ces algorithmes moins compliqués, permettant aux auteurs de placer plus d'accent en présentation des algorithmes d'émission et de réception. Ce modèle est aussi utilisé par les concepts théoriques fondamentaux de l'information sur la capacité des canaux MIMO [8] et les techniques de transmission de diversité.

$$Y = H \cdot X + n \quad (2.1)$$

Où X est le vecteur transmis ($N \times 1$), y est vecteur reçus ($M \times 1$), H est la matrice du canal ($M \times N$), et n est le vecteur du bruit additif blanc gaussien (AWGN) ($M \times 1$) à un instant donné. Dans notre travail, on suppose que la matrice du canal est aléatoire et que le récepteur connaît parfaitement de canal. On suppose également que le canal est sans mémoire, c'est-à-dire pour chaque usage du canal une réalisation indépendante de H est faite. Les résultats sont également valables quand H est produit par un processus ergodique aussi longtemps que le récepteur observe le processus de H , seulement les premières statistiques de commande sont nécessaires pour déterminer la capacité du canal.

La matrice du canal est notée par h_{ij} . Ceci représente le gain complexe du canal entre $i^{\text{ème}}$ émetteur et le $j^{\text{ème}}$ récepteur. Pour un système MIMO comportant N antennes d'émission et M antennes de réception comme montré dans la fig.2.1, la matrice du canal est écrite par :

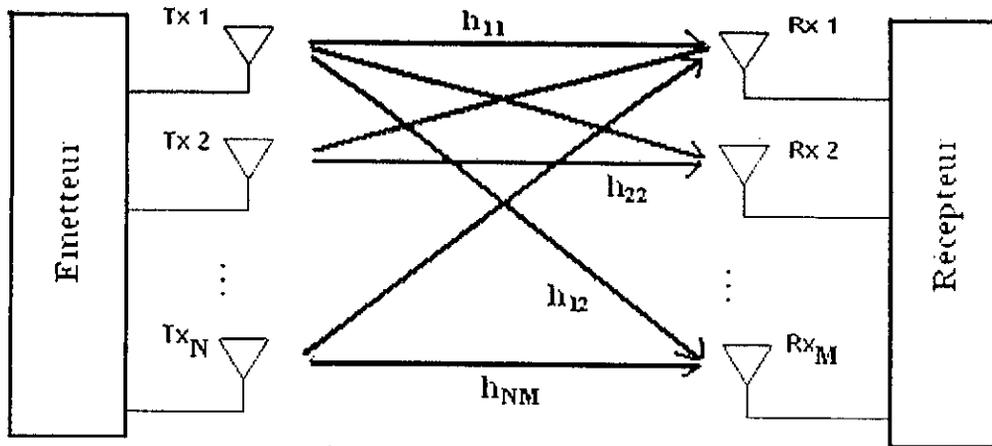


Figure 2.1 : Modèle de système MIMO

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

où

$$h_{ij} = \alpha + j\beta = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \cdot e^{-j \arctan \frac{\beta}{\alpha}} = |h_{ij}| \cdot e^{j\phi_{ij}} \tag{2.3}$$

Les suppositions de base du modèle du canal MIMO "*independent quasi-static flat Rayleigh fading*" d'après [8] sont :

- Un grand nombre de diffuseurs est présent dans le canal pour que le signal reçu à chaque antenne de réception du système MIMO soit la somme de plusieurs composants de multi trajets. Dans ce cas la distribution du signal reçu à chaque antenne sera Gaussienne complexe, son amplitude a une distribution de Rayleigh.
- Le retard du canal dû aux multi-trajets est inférieur à une période d'un symbole. Cette supposition garantit le fading plat "*flat fading*".

- Les caractéristiques du canal restent constantes au moins pendant la période de transmission d'un encadrement entier (ensemble des symboles). Cette supposition représente le fading quasi-statique "quasi-static fading".
- Les antennes à l'émetteur et au récepteur du système MIMO sont placés assez loin (dans l'espace) tel que l'effet du canal à un signal émis par une antenne particulière diffère pour ceux émis par les autres antennes. Cela confirme la supposition d'indépendance ou le fading non corrélé spatialement.

2.2.1 Modèle stochastique du canal MIMO [9]

La propagation des ondes dans les systèmes de communication sans fil est très complexe et le signal transmis atteint le récepteur après plusieurs réflexions sur le chemin de propagation (propagation multi trajets). Si le milieu de propagation est assez riche en dispersion, alors le modèle stochastique est le plus appropriée pour modéliser le canal. Les éléments de la matrice H sont supposés des variables aléatoires prises d'une fonction de densité de probabilité.

La distribution des phases des coefficients de la matrice H est supposée uniforme dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$ et celle des amplitudes est supposée une distribution de Nakagami-m, de Rayleigh ou de Rícen.

Soit h_{pq} ($p = 1, \dots, N$ et $q = 1, \dots, M$) les coefficients de la matrice H exprimés :

$$h_{pq} = x_{pq} + jy_{pq} = A_{pq} e^{i\phi_{pq}}$$

en coordonnées cartésiennes et polaires respectivement.

❖ **Distribution de fading de Nakagami-m**

La distribution de l'amplitude A_{pq} est sous la loi de Nakagami- m si la fonction de densité de probabilité de A_{pq} est :

$$P_{A_{pq}}(A_{pq}) = \frac{2}{\Gamma(m_f)} \left(\frac{m_f}{\Omega}\right)^{m_f} A_{pq}^{2m_f-1} e^{-m_f A_{pq}^2 / \Omega}, \quad A_{pq} \geq 0 \quad (2.4)$$

où

- $\Omega = E \{A_{pq}^2\}$ est le moment d'ordre 2 (la puissance moyenne). La lettre m dans le nom « Nakagami-m » est le paramètre de la distribution appelé facteur d'évanouissement (*Fading figure*).

- m_f facteur d'évanouissement, $m_f \geq 1/2$. Si m_f est entier, pour m_f et $m_f/2$, la variable aléatoire de Nakagami est la racine carrée de la somme des carrés de $2m_f$ variables aléatoires gaussiennes indépendantes. La distribution de Nakagami couvre un grand ensemble de distributions :
 - Pour $m_f = 1/2$, elle devient une distribution gaussienne
 - Pour $m_f = 1$, elle est égale à la distribution de Rayleigh,
 - Et pour m_f tend vers l'infini, le canal devient statique et la densité de probabilité devient une impulsion égale à $\sqrt{\Omega}$.

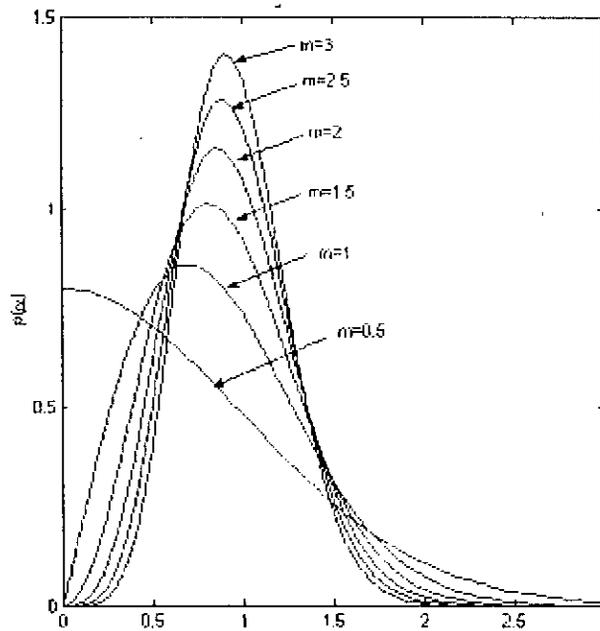


Figure 2.2 : distribution de Nakagami-m

❖ La distribution de fading de Rayleigh et de Rice

Pour le canal de Rayleigh, l'amplitude A_{pq} a une distribution de Rayleigh

$$P_{A_{pq}}(A_{pq}) = \frac{1}{\Omega} e^{-A_{pq}^2 / 2\Omega}, \quad A_{pq} \geq 0 \tag{2.5}$$

2.4 Capacité du canal [6]

La capacité d'un canal est le maximum d'information moyenne transmise à travers le canal. C'est une mesure de la quantité d'information qui peut être transmise et reçue avec une probabilité négligeable d'erreur, avec une bande passante du canal limitée, la capacité du canal est alors mesurée

en bits/s/Hz. Représentons l'entrée et la sortie d'un canal sans fil sans mémoire par les variables aléatoires X et Y respectivement, la capacité du canal est définie comme suit :

$$C = \max_{p(x)} I(X; Y) \quad (2.6)$$

où $I(x, y)$ représente l'information mutuelle entre X et Y . L'équation (2.6) montre que l'information mutuelle est maximisée selon toutes les distributions statistiques $p(x)$ possibles à l'émission. L'information mutuelle est une mesure de la quantité d'information d'une variable aléatoire contenant une autre variable. L'information mutuelle entre X et Y peut être aussi écrite :

$$I(X; Y) = H(s) - H(Y/X) \quad (2.7)$$

où $H(Y/X)$ représente l'entropie conditionnelle entre les variables aléatoires X et Y .

L'information mutuelle peut être décrite comme étant la réduction de l'incertitude d'une variable aléatoire en raison de la connaissance de l'autre. Noter que l'information mutuelle entre X et Y dépend des propriétés du canal (matrice du canal H) et les propriétés de X (la distribution de probabilité de X). La capacité est mesurée en bits par seconde (bits/s). Il est parfois préférable de la représenter par unité de la bande passante du canal. La capacité du canal est alors mesurée en bits/s/Hz.

2.5 Capacité du canal SISO (Single Input Single Output)

La capacité (moyenne) ergodique d'un canal aléatoire avec $N = M = 1$ et une contrainte de puissance moyenne transmise P_T , peut être exprimée par :

$$c = E_H \left\{ \max_{p(x) : p \leq p_T} I(X; Y) \right\} \quad (2.8)$$

où P_T est la puissance moyenne d'un mot code du canal simple transmis à travers canal et E_H dénote l'espérance à travers toutes les réalisations de canal. Comparé à la définition en (2.6), la capacité du canal est maintenant définie comme le maximum d'information réciproque entre la puissance d'entrée et la sortie à travers toutes les distributions statistiques sur la puissance d'entrée qui satisfont la contrainte de la puissance moyenne. Si chaque symbole du canal à l'émetteur est noté par s la contrainte de la puissance moyenne peut être exprimée par:

$$P = E \left[|S|^2 \right] \leq P_T \quad (2.9)$$

avec l'utilisation de (9), la capacité (moyenne) ergodique d'un système de SISO ($N = M = 1$) avec un gain complexe aléatoire de canal devient :

$$c = E_H \left\{ \log_2 (1 + \rho \cdot |h_{11}|^2) \right\} \tag{2.10}$$

où R est le taux (SNR) signal/bruit moyen au branchement d récepteur. Si $|h_{11}|$ est une distribution de Rayleigh, $|h_{11}|^2$ suit une distribution χ^2 avec deux degrés de liberté. L'équation (2.10) peut alors être écrite :

$$c = E_H \left\{ \log_2 (1 + \rho \cdot \chi_2^2) \right\} \tag{2.11}$$

où χ est une variable aléatoire distribuée avec deux degrés de liberté.

La figure 2.3 présente un sur la capacité d'un canal à évanouissement de Rayleigh (avec l'adaptation optimale de la puissance moyenne) comparé avec la capacité maximum de Shannon.

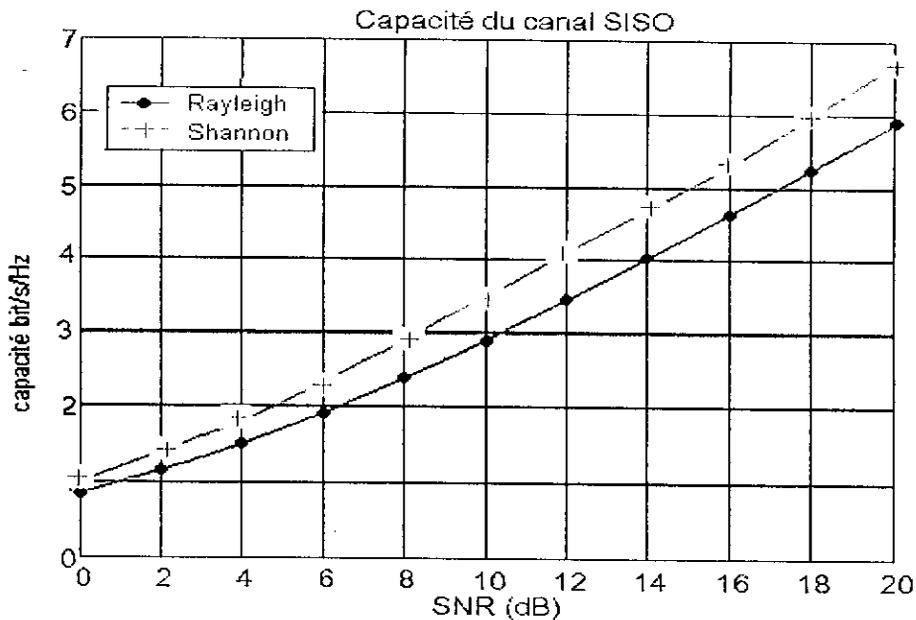


Figure 2.3 : Capacité d'un canal SISO à évanouissement de Rayleigh comparé avec la capacité de Shannon

2.6 Capacité d'un canal MIMO

La capacité d'un canal aléatoire d'un système MIMO avec la contrainte P_T puissance moyenne, peut être exprimée par

$$C = E_H \left\{ \max_{p(x) : \text{tr}(\Phi) \leq P_T} I(X; Y) \right\} \tag{2.12}$$

où $\Phi = E\{xx^*\}$ est la matrice de covariance du vecteur du signal de transmission \mathbf{X} . La puissance moyenne totale transmise est limitée à P_T indépendamment du nombre d'antennes d'émission. En utilisant (4) et le rapport entre l'information et l'entropie mutuelles, (2.12) peut être exprimée par :

$$I(X ; Y) = h(y) - h(y/x) \tag{2.13}$$

$$= h(y) - h(H \cdot x + n/x) \tag{2.14}$$

$$= h(y) - h(n|x) \tag{2.15}$$

$$= h(y) - h(n) \tag{2.16}$$

où $h(\cdot)$ est l'entropie différentielle d'une variable aléatoire continue. On suppose que le vecteur transmis X et le vecteur de bruit n sont indépendants.

L'Eq (2.16) est maximisé quand y est gaussien, puisque la distribution normale maximise l'entropie pour une variance donnée. L'entropie différentielle d'un vecteur gaussien réel $y \in R^n$ avec la

matrice moyenne nulle et de covariance K est égal à $\frac{1}{2} \log_2 ((2\pi e)^2 \det K)$. Pour un vecteur

gaussien complexe $y \in C^n$ l'entropie différentielle est inférieure ou égal à $\log_2 (\det (\pi e K))$ avec l'égalité si et seulement si y est gaussien complexe circulairement symétrique avec $E \{y y^t\} = K$.

Assumant la distribution gaussienne optimale pour le vecteur X de transmission, la matrice de covariance du vecteur complexe reçu y est donnée par :

$$E \{y y^t\} = E \{ (H \cdot x + n)(H \cdot x + n)^t \} \tag{2.17}$$

$$= E \{ H \cdot x x^t H^t \} + E \{ n n^t \} \tag{2.18}$$

$$= H \Phi H^t + K^n \tag{2.19}$$

$$= K^d + K^n \tag{2.20}$$

L'indice d et n respectivement la partie désirée et le bruit de (2.20). L'information réciproque maximum d'un canal aléatoire de MIMO est alors donné par :

$$\begin{aligned} I &= h(y) - h(n) \\ &= \log_2 [\det(\pi e (K^d + K^n))] - \log_2 [\det(\pi e K^n)] \\ &= \log_2 [\det(K^d + K^n)] - \log_2 [\det(K^n)] \\ &= \log_2 [\det(K^d + K^n)(K^n)^{-1}] \\ &= \log_2 [\det(K^d)(K^n)^{-1} + I_M] \\ &= \log_2 [\det(H \Phi H^t (K^n)^{-1} + I_M)] \end{aligned}$$

Quand l'émetteur n'a aucune connaissance au sujet du canal, il est optimal pour utiliser une distribution d'énergie uniforme. La matrice de covariance de transmission est alors donnée par

$\Phi = \frac{P_T}{N} \mathbf{I}_N$. C'est également un champ commun pour assumer le bruit non corrélatif dans chaque branchement de récepteur décrit par la matrice de covariance $\mathbf{K}'' = \sigma^2 \cdot \mathbf{I}_M$. La capacité (moyenne) ergodique pour un canal complexe d'AWGN MIMO peut alors être exprimée par :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{P_T}{\sigma^2 \cdot N} \mathbf{H}\mathbf{H}^t \right) \right] \right\} \quad (2.21)$$

Ceci peut également être écrit par

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^t \right) \right] \right\} \quad (2.22)$$

où $\rho = P_T/\sigma^2$ est le rapport signal sur le bruit moyen (SNR) à chaque branche du récepteur. Par la loi de grands nombres, la limite $\frac{1}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^t \rightarrow \mathbf{I}_M$ comme N devient grande et M est fixe. Ainsi la capacité dans la limite de grand N est :

$$C = E_H \left\{ M \cdot \log_2 (1 + \rho) \right\} \quad (2.23)$$

L'avantage d'analyse de la capacité du canal de MIMO donnée en (2.22) est possible par diagonalisation de la matrice de produit $\mathbf{H}\mathbf{H}^t$ par décomposition de la valeur propre ou décomposition de la valeur singulière. En employant la décomposition de valeur propre, le produit de matrice est écrit par :

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^t = \mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{E}^t \quad (2.24)$$

où \mathbf{E} est la matrice des vecteurs propres avec les colonnes orthonormales et \mathbf{A} est une matrice diagonale avec les valeurs propres sur la diagonale principale. En utilisant cette notation, (2.22) peut être écrit comme:

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{E}\mathbf{A}\mathbf{E}^t \right) \right] \right\} \quad (2.25)$$

Le produit de matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^t$ peut également être décrit en employant la décomposition singulière de valeur sur la matrice \mathbf{H} du canal écrite par :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^t \quad (2.26)$$

où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont les matrices unitaires des vecteurs singuliers gauches et droits respectivement, et \mathbf{D} est une matrice diagonale avec des valeurs singulières sur la diagonale principale.

Tous les éléments sur la diagonale sont nuls excepté les premiers k éléments. Le nombre de valeurs différentes de zéro de singulier k égale le rang de la matrice de canal. On remplace (2.26) dans (2.22), la capacité du canal de MIMO peut être écrite par :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\rho}{N} U D D U^t \right) \right] \right\} \quad (2.27)$$

Après la diagonalisation de la matrice de produit de $\mathbf{H}\mathbf{H}^t$ les formules de capacité du canal de MIMO inclut maintenant les matrices unitaires et diagonales seulement. Il est alors plus facile de voir que toute la capacité d'un canal de MIMO se compose par la somme de sous canaux AWGN SISO en parallèles.

Le nombre de sous canaux parallèles est déterminé par le rang de la matrice de canal. En général, le rang de la matrice du canal est donné par :

$$\text{Rang}(H) = k \leq \min \{N, M\} \quad (2.28)$$

Employer (29) ainsi que le fait que la cause déterminante d'une matrice unitaire est égale à 1, (26) et (28) peuvent être exprimé respectivement par:

$$C = E_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \right\} \quad (2.29)$$

$$= E_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sigma_i^2 \right) \right\} \quad (2.30)$$

Dans (2.29), λ_i sont les valeurs propres de la matrice diagonale E et dans (2.30), σ_i^2 sont les valeurs singulières carrées de la matrice diagonale D . La capacité maximum d'un canal de MIMO est atteinte dans la situation peu réaliste quand chacun des N signaux transmis est reçu par le même ensemble M d'antennes sans interférence. Il peut également être décrit comme si chaque signal transmis où reçu par un ensemble séparer d'antennes de réception, donnant un nombre total $N \times M$ de d'antennes de réception.

Avec la combinaison optimale entre l'émetteur et récepteur la diversité seulement ($N=1$), la capacité du canal peut être exprimé par :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left(1 + \rho \cdot \chi_{2M}^2 \right) \right\} \quad (2.31)$$

où χ_{2M}^2 est la variable aléatoire de Khi-deux de $2M$ degrés de liberté. S'il y a N antennes d'émission et une combinaison optimale entre les M antennes de récepteur, la capacité peut être écrite:

$$C = E_H \left\{ N \cdot \log_2 \left(1 + \rho \cdot \chi_{2M}^2 \right) \right\} \quad (2.32)$$

L'Eq. (2.32) représente la limite supérieure d'un canal à évanouissement de Rayleigh MIMO. La figure 2.3 montre la capacité de Shannon d'un canal SISO comparée à la limite supérieure de (2.32). Pour $N=M=5$ la limite sur le canal de MIMO représente un cas spécial, la figure.2.4 montre clairement le potentiel de la technologie de MIMO.

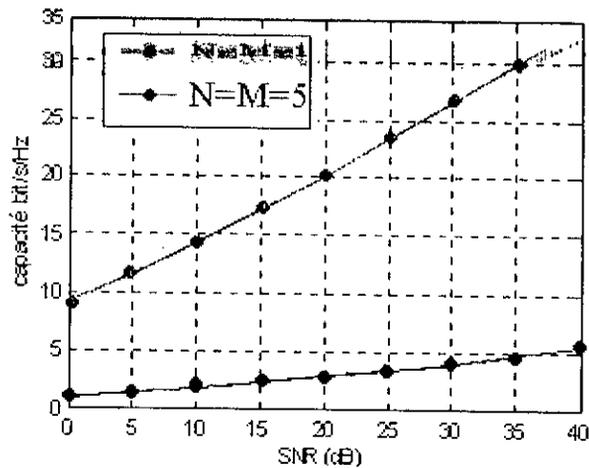


Figure 2.4: l'efficacité du canal MIMO

2.7 Evaluation de la capacité du canal MIMO [6]

Comme nous l'avons vu précédemment, La capacité d'un canal est le maximum d'information moyenne transmise à travers le canal. Cette capacité dépend du milieu de propagation et du signal transmis. A partir de la formule (2.21), la capacité du canal MIMO dépend de la matrice H du canal et du rapport signal sur bruit à la réception ρ (ou bien de la puissance émise et du bruit au niveau de la réception).

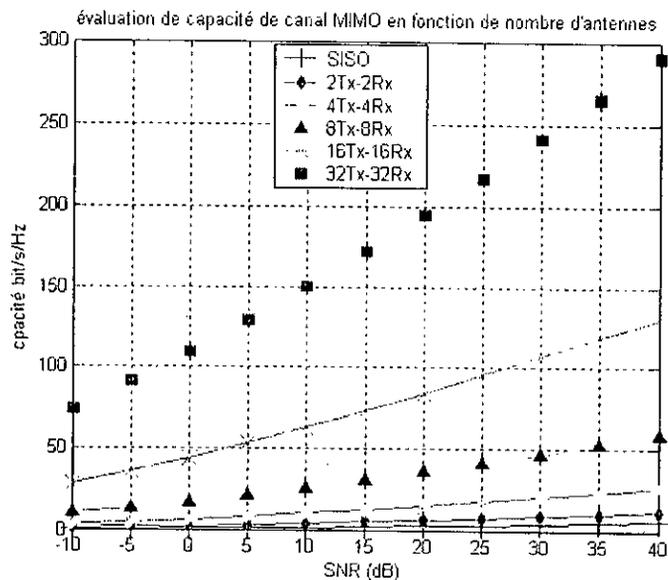


Figure 2.5 : Variation de la capacité du canal MIMO en fonction du rapport signal sur bruit et des nombres d'antennes d'émission et de réception [Programme I].

Le graphe donné par la Figure 2.5 représente l'augmentation de l'efficacité spectrale du canal MIMO avec l'augmentation du rapport signal sur bruit (SNR). Nous remarquons que la capacité du canal MIMO augmente rapidement avec l'augmentation du rapport signal sur bruit (SNR). Cela encourage les opérateurs et les investisseurs dans ce domaine d'utiliser les systèmes MIMO surtout dans le cas d'émission de grande puissance.

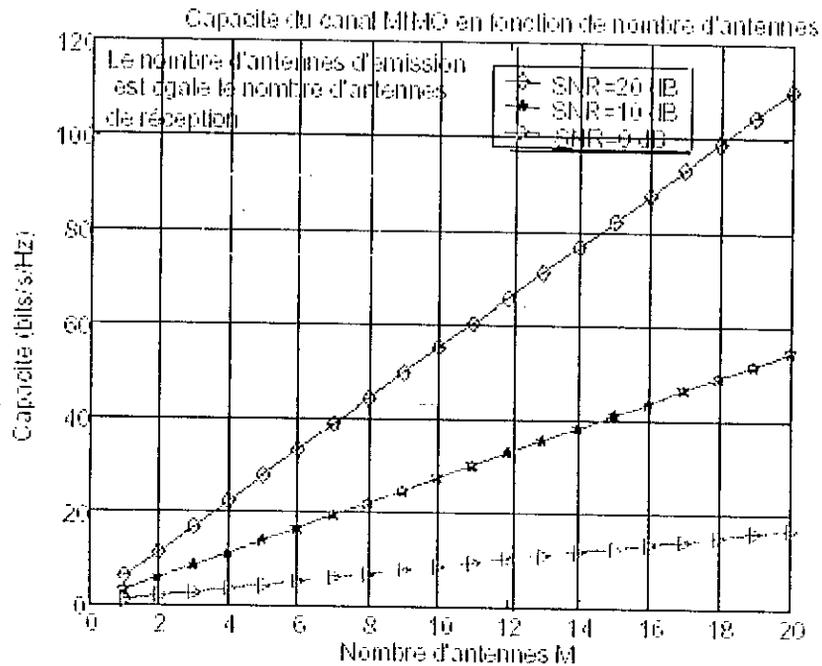


Figure 2.6 : l'augmentation de la capacité du canal MIMO en fonction de nombre d'antennes [Programme I].

Nous voyons clairement que la capacité du canal MIMO augmente linéairement en fonction du nombre d'antennes d'émission et de réception. Nous avons utilisé ici le même nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Ça représente un grand avantage pour les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (MIMO).

2.8 Capacité en sortie (Outage capacity)

Dans cette partie, la capacité (moyenne) ergodique a été employée comme mesure pour l'efficacité spectrale du canal de MIMO. La capacité moyenne du canal en (2.8) et (2.12) définie comme la moyenne de la valeur maximale d'information mutuelle entre le signal transmis et reçu, où la maximisation a été effectuée en ce qui concerne toutes les distributions statistiques d'émetteur

possible. Une autre mesure de capacité du canal qui est fréquemment employée est *capacité en sortie*. À la capacité en sortie, la capacité du canal est associée à une probabilité en sortie. La capacité est traitée comme une variable aléatoire qui dépend de la réponse instantanée et du reste du canal constant pendant la transmission d'un bloc coder par la longueur d'information. Si la capacité du canal tombe au-dessous de la capacité de panne, il n'y a aucune possibilité que le bloc transmis d'information ne peut être décodé sans erreurs, à n'importe quel code utilisé. La probabilité que la capacité est moins que la capacité de panne notée par $C_{\text{sorté}}$ est q . Ceci peut être exprimé en termes mathématiques par :

$$\text{Prob}\{C \leq C_{\text{sorté}}\} = q \quad (2.33)$$

Dans ce cas-ci, (2.33) représente une limite supérieure due au fait qu'il y a une probabilité finie q que la capacité du canal est *moins* que la capacité de panne. Il peut également écrire comme limite inférieure, représentant le cas où il y a une probabilité finie de $(1 - q)$ que la capacité du canal est plus haute que $C_{\text{sorté}}$ c.-à-d :

$$\text{Prob}\{C \leq C_{\text{sorté}}\} = 1 - q \quad (2.34)$$

2.8 Conclusion

À partir des résultats présentés précédemment, nous pouvons dire que le canal MIMO peut atteindre une grande efficacité spectrale si en le comparant avec les systèmes conventionnels qui n'utilisent pas la diversité spatiale. La haute efficacité spectrale atteinte par un système MIMO est faite dans le cas où l'environnement est riche en dispersion, les signaux de chaque émetteur apparaissent fortement non corrélés dans chacune des antennes de réception. Quand les signaux sont transmis par des canaux non corrélés entre l'émetteur et le récepteur, chacun des signaux transmis suit un chemin spatial différent des autres. Le récepteur peut utiliser les différences de la signature spatiale simultanément et à la même fréquence pour séparer les signaux qui sont provenus de différentes antennes d'émission et qui ont parcouru différents chemins du milieu de propagation.

Pour exploiter ces potentielles des systèmes MIMO, des techniques ont été développées pour exploiter ces systèmes, par mis ces techniques il y a une technique dite Codage Espace-Temps (Space-Time Code) qui sera développé dans le chapitre prochain

Codage Espace-Temps

3.1 Introduction

Le codage Espace-temps (Space-Time Code) a été présenté pour la première fois par V.Tarokh et S.M.Alamouti en 1998, comme une nouvelle approche permettant d'utiliser la diversité spatiale (antennes multiples) et temporelle pour le canal à évanouissement par trajet multiples. Dans la première partie on donne une description générale sur le codage espace-temps et on divise le codage sur deux types codage par bloc et en treillis, dans la deuxième partie on étudie le codage espace-temps par bloc pour le modèle de codage et de décodage, ainsi que la règle de détection utilisé dans ce codage, et dans la troisième partie on étudie le codage espace-temps en treillis ensuite on étudie la règle de détection optimale pour ce codage.

3.2 Description de codage espace-temps (STC) [5, 8, 10]

Le codage espace-temps est une technique utilisée dans la communication sans fil. Elle utilise la diversité spatiale et temporelle pour obtenir un débit de transmission très élevé par rapport aux techniques conventionnelles.

Dans ces systèmes de communication sans fil, les ondes hertziennes ne se propagent pas simplement de l'antenne d'émission à l'antenne de réception, mais rebondissent et se dispersent aléatoirement sur les objets et les obstacles dans l'environnement de propagation. Cette dispersion s'appelle multi-trajets. Dans les systèmes conventionnels sans fil, les multi-trajets représentent un obstacle significatif à une transmission fiable, du fait que les formes d'onde parviennent au récepteur à des temps différents et peuvent ainsi se superposer de façon destructive. Pour cette raison, les multi-trajets sont traditionnellement vus comme un grand problème. Cependant, par l'utilisation du codage espace-temps, il est possible d'exploiter les multi-trajets, c'est-à-dire d'exploiter les caractéristiques de dispersion du milieu de propagation pour augmenter, plutôt de dégrader. L'efficacité de la transmission dans cette technique vient du traitement de la multiplicité de chemins dispersés comme des sous canaux séparés parallèlement.

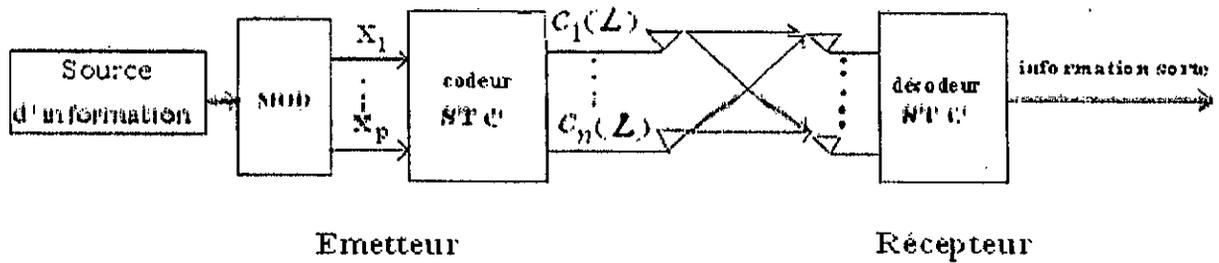


Figure 3.1 : un système MIMO utilise le codage espace-temps

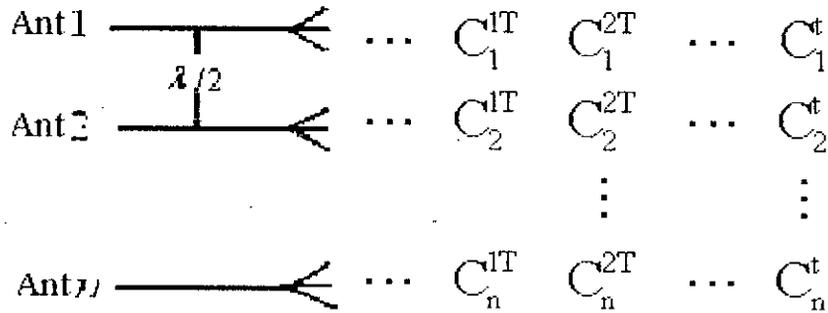


Figure 3.2 : les sorties d'un système de codage espace-temps

La figure 3.1 et 3.2, montre la diversité de l'espace (antenne séparé par une distance de $\lambda/2$) et la diversité temporelle (ce qu'est indiqué par le paramètre t) ainsi que la transmission simultanée des signaux. A la réception, les séquences multiples transmises sont reçues de façon que chaque antenne de réception reçoit toutes les séquences transmises en superposition, non séparément. Cependant, si la dispersion due aux multi-trajets est suffisante, alors toutes les multiples séquences sont dispersées différemment. Le codage espace-temps est modélisé par une matrice C qui rassemble les deux diversités et peut être exprimée par :

$$C = \begin{bmatrix} c_1^{1T} & c_1^{2T} & c_1^{3T} & \dots & c_1^t \\ c_2^{1T} & c_2^{2T} & c_2^{3T} & \dots & c_2^t \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ c_n^{1T} & c_n^{2T} & c_n^{3T} & \dots & c_n^t \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

où n est le nombre d'antenne d'émission, $t = T, 2T, \dots, LT$, et T est une période de temps généralement égale à la durée du symbole T_s et L représente la longueur de trame de codage, donc la matrice C est la trame de codage. Les éléments c_i^t de la matrice de codage C sont des signaux (symboles) choisis à partir des modulations PSK et QAM. L'emplacement des symboles dans la

matrice de codage est caractérisé par le type de codage dit codage par bloc STBC ou en treillis STTC.

3.3 Critères de conception des codages espace-temps

La conception des codes espace-temps est basée sur deux critères principaux :

- L'une prendre la diversité au niveau de l'émission et au niveau de la réception comme un outil de conception pour exploiter les potentielles des systèmes MIMO et/ou l'amélioration de la qualité de service telle que le débit élevé en communication mobile et la rentabilité des systèmes pour la complexité de codage/décodage, le coût, la taille, ...etc.
- Le deuxième critère prend le rendement de codage comme un outil de conception pour atteindre un rendement maximal de codage et/ou l'amélioration de débit, la complexité de codage/décodage, types de codage. Les performances des critères de conception des codes, tiennent compte du modèle stochastique du canal d'après la section 2.3.

Pour mieux expliqué les critères de conception on suppose deux matrice de codage la première est C contient les signaux transmises et la matrice E contient les signaux erronés détecter au niveau de la réception, on pose que :

$$B = C - E \quad (3.2)$$

- **Le critère basé sur le rang (gain de diversité) :** Afin de réaliser la diversité maximum $n \times m$, la matrice $B(c, e)$ doit avoir un rang maximum pour tous les mots codes C et E . Si $B(c, e)$ a un rang minimum r l'ensemble de deux antennes distinctes de mots code, alors une diversité de $r \times m$ est réalisée.
- **Le critère basé sur le déterminant (gain de codage):** Supposons qu'un avantage de diversité de $r \times m$ est notre objectif. Le minimum de la somme du $r^{\text{ième}}$ racines du déterminant de tous les $r \times r$ cofacteurs principaux de $A(c, e) = B(c, e) \times B(c, e)^*$ d'assurés toutes les paires de mot de code E et C distincts, correspond à l'avantage de codage, où r est le rang de $A(c, e)$. Le but de la conception rend cette somme aussi grande possible. Si une diversité de $n \times m$ est le but de la conception, puis le minimum de déterminante $A(c, e)$ doit être maximisé.

3.4 Modèle de transmission

On considère un système de communication sans fil avec n antennes à l'émission et m antennes à la réception. À chaque instant t , des signaux x_t^i , $i=1, 2, 3, \dots, n$ sont transmis

simultanément à travers n antennes d'émission. On assume que le canal est un canal à évanouissement (fading) plat. Le gain du trajet d'antenne de transmission i jusqu'à l'antenne de réception j est défini par $h_{i,j}$. Les gains des trajets sont modélisés comme étant des échantillons de variables aléatoires gaussiennes complexes indépendantes de variance de 0,5 par dimension. On assume que le canal sans fil est quasi-statique de sorte que les gains des trajets soient constants à travers une trame de longueur L et changent d'une trame à l'autre. Au temps t le signal r_t^j , reçu à l'antenne j , est donné par

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n h_{i,j} \cdot x_t^i + \eta_t^j \quad (3.3)$$

où les échantillons du bruit η_t^j sont des variables aléatoires, indépendantes, gaussiennes, complexes de moyenne nulle et de variance $n/(SNR)$ par dimension. L'énergie moyenne des symboles transmis de chaque antenne est normalisée à l'unité, de sorte que la puissance moyenne du signal reçu à chaque antenne de réception est n et le rapport signal/bruit est SNR .

Supposer que l'état d'information de canal **CSI** est parfait, le récepteur détecte les symboles reçus par le calcul de la distance euclidien et prend la décision de choix des signaux reçus le processus est montré par la formule suivant :

$$\sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n h_{ij} \cdot x_t^i \right|^2 \quad (3.4)$$

Au-dessus de tous les mots de code de $G = \{ x_t^i, i = 1, 2, \dots, n \}$

Et décide en faveur du mot de code qui réduit au minimum la somme.

3.5 Codage espace-temps linéaire par bloc (STBC)

Généralement, les codes espace-temps se divisent en deux catégories :

- Codage espace-temps linéaire par bloc (STBC) ;
- Codage espace-temps en treillis (STTC).

Le codage espace-temps linéaire par bloc est défini par la matrice de transmission (3.1) de dimension $p \times n$, pour distinguer entre les différentes matrices de codage, on peut noter par $G_i, i = 2, 3, \dots, n$. Les éléments de la matrice G sont des combinaisons linéaires les signaux x_1, x_2, \dots, x_q et de leurs conjugués. Le nombre d'antennes de transmission est n , et nous l'employons habituellement

pour séparer des codes différents. Le premier qui a défini un codage espace-temps linéaire par bloc pour deux antennes à l'émission est S. M. Alamouti en 1998, et V. Tarokh en 1999 pour 3 et 4 antennes d'émission. La matrice de codage est conçue en utilisant la technique de la conception orthogonale, qui se divise en deux types :

- conception orthogonale réelle ROD (Real Orthogonal Design)
- et conception orthogonale complexe COD (Complex Orthogonal Design).

3.5.1 Conception orthogonale réelle [4]

En utilisant cette théorie pour construire les codes espace-temps par bloc pour tout nombre d'antennes d'émission peuvent être employés, le mot réelle indique que les symboles restent sous la même forme initiale, donc la taille de la matrice de codage est de $n \times n$, $p=n$, les matrices G_2 , G_4 , G_8 montre bien cette technique.

- conception pour 2 antennes, débit de codage $R_c=1$

$$G_2 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2 & X_1 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

- conception pour 4 antennes, débit de codage $R_c=1$

$$G_4 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 \\ -X_2 & X_1 & -X_4 & X_3 \\ -X_3 & X_4 & X_1 & -X_2 \\ -X_4 & -X_3 & X_2 & X_1 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

- conception pour 8 antennes, débit de codage $R_c=1$

$$G_8 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 & X_5 & X_6 & X_7 & X_8 \\ -X_2 & X_1 & X_4 & -X_3 & X_6 & -X_5 & -X_8 & X_7 \\ -X_3 & -X_4 & X_1 & X_2 & X_7 & X_8 & -X_5 & -X_6 \\ -X_4 & X_3 & -X_2 & X_1 & X_8 & -X_7 & X_6 & -X_5 \\ -X_5 & -X_6 & -X_7 & -X_8 & X_1 & X_2 & X_3 & X_4 \\ -X_6 & X_5 & -X_8 & X_7 & -X_2 & X_1 & -X_4 & X_3 \\ -X_7 & X_8 & X_5 & -X_6 & -X_3 & X_4 & X_1 & -X_2 \\ -X_8 & -X_7 & X_6 & X_5 & -X_4 & -X_3 & X_2 & X_1 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

La où le nombre des colonnes et le nombre des lignes de la matrice représente le nombre d'antennes d'émission et les périodes de temps ou la longueur de trame, respectivement.

3.5.2 Conception orthogonale complexe [4]

En utilisant cette théorie pour construire les codes espace-temps par bloc pour tout nombre d'antennes d'émission peuvent être employés, le mot complexe indique que la matrice de codage contient les conjugués des symboles, donc la taille de la matrice de codage est de $p \times n$, la formule ci-dessous qui est indiquée cette technique.

$$G_2 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{pmatrix} \tag{3.8}$$

Donné une conception orthogonale, si on multiplie une colonne d'une matrice de codage par -1 pour arriver à une autre conception orthogonale où toutes les entrées de la première rangée ont les signes positifs. Ces caractéristiques ont été utilisées pour renforcer la transmission des signaux et pour adapter mieux le canal dans les cas de multi trajet.

3.5.3 Modèle de codage

Le modèle du codage STBC (space-time block coding) utilisant le code G_2 nécessitant deux antennes à l'émission (Alamouti-98) est représenté par la figure 3.4. A une période donnée de symbole t , deux signaux sont simultanément transmis des deux antennes. Le signal transmis de l'antenne Tx_0 est noté par S_0 et de l'antenne Tx_1 par S_1 . Pendant le prochain signal de période T de symbole, $(-S_1^*)$ est transmis de l'antenne Tx_0 , et le signal (S_0^*) est transmis de l'antenne Tx_1 , la où (*) est le complexe conjugué. Cet ordre est montré dans le tableau 1.

Tableau 1

	Antenne Tx_0	Antenne Tx_1
L'instant t	S_0	S_1
L'instant $t+T$	$-S_1^*$	S_0^*

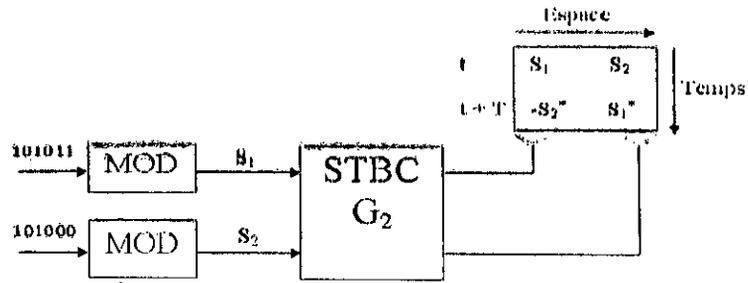


Figure 3.3 : schéma représente le modèle codage pour STBC $-G_2$ (Alamouti-98)

Le processus de codage commence à partir de la séquence binaire naturel ou gray génère par la source d'information, une modulation PSK ou QAM est utilisée puis le choix d'un codeur espace-temps selon le nombre d'antennes d'émission. L'arrangement (matrice de codage) d'Alamouti a un débit de codage égal à 1, pour un nombre d'antenne supérieure à 2 le débit de codage va démunie jusqu'à 0.5. Ce débit de 0.5 est associé aux matrices de codage G_3 et G_4 :

$$G_3 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \\ -X_2 & X_1 & -X_4 \\ -X_3 & X_4 & X_1 \\ -X_4 & -X_3 & X_2 \\ X_1^* & X_2^* & X_3^* \\ -X_2^* & X_1^* & -X_4^* \\ -X_3^* & X_4^* & X_1^* \\ -X_4^* & -X_3^* & X_2^* \end{pmatrix} \tag{3.9}$$

$$G_4 = \begin{pmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 \\ -X_2 & X_1 & -X_4 & X_3 \\ -X_3 & X_4 & X_1 & -X_2 \\ -X_4 & -X_3 & X_2 & X_1 \\ X_1^* & X_2^* & X_3^* & X_4^* \\ -X_2^* & X_1^* & -X_4^* & X_3^* \\ -X_3^* & X_4^* & X_1^* & -X_2^* \\ -X_4^* & -X_3^* & X_2^* & X_1^* \end{pmatrix} \tag{3.10}$$

Ces matrices de codage sont conçues sous l'arrangement (scheme) d'Alamouti (COD). En 1999, tarokh a inventé un autre arrangement (matrice de codage) pour 3 et 4 antennes d'émission, à un débit de codage $R=3/4$. Il est conçu sous la technique COD, appelé arrangement pacifique (moins d'arrangement) et noté par H_3 et H_4 . La forme de ces matrices de codage est donnée par :

$$H_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*)}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_1 - x_1^* - x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*)}{2} & \frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

3.5.4 Modèle de décodage

Pour montrer bien l'algorithme de décodage on prend un cas simple avec la matrice de codage de Alamouti G_2 (deux antennes d'émission $N=2$), la technique utilisée au niveau de récepteur c'est l'arrangement MRRC (Maximal Ratio Receive Combining), cette arrangement compose d'un multiplicateur et un somateur, ce qui montré par la figure 3.4 et on utilise maximum de vraisemblance MI, comme une règle de décision.

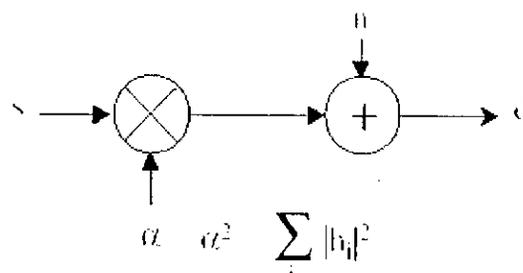


Figure 3.4 : modèle équivalent de MRRC

L'algorithme de décodage a été destiné pour la diversité $D = 2$ pour (2Tx-1Rx) et $D = 4$ pour (2Tx-2Rx), le système émetteur-récepteur est montré par la figure 3.5 et 3.6.

1) **Modèle de décodage de code G_2 pour 2Tx-1Rx**

L'arrangement de l'utilisation de deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception peut être définis par les deux fonctions suivantes : -

- L'arrangement de combinateur (eg. combiner) au récepteur.
- La règle de décision pour la détection de maximum de vraisemblance.

Le canal entre l'antenne d'émission Tx_0 et l'antenne Rx_0 de réception est noté par h_{11} et le canal entre l'antenne d'émission Tx_1 et l'antenne de réception Rx_0 est noté par h_{12} où :

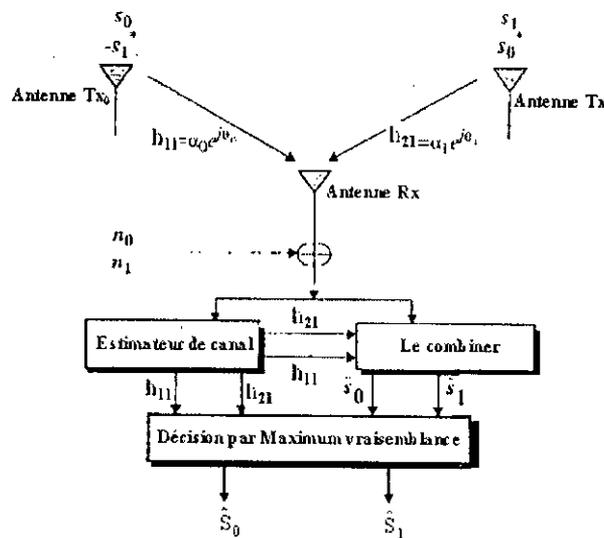


Figure 3.5 : schéma représentatif de la diversité $D = 2$ pour 2Tx-1Rx

$$h_{11} = \alpha_0 e^{j\theta_0}$$

$$h_{12} = \alpha_1 e^{j\theta_1} \tag{3.13}$$

Les paramètres α_0 et α_1 ayant une distribution gaussien représentent la distorsion du canal au signal utile. Le bruit et l'interférence sont ajoutés aux deux antennes de réception. Le canal au temps t peut être modélé par une déformation multiplicative complexe $h_{11}(t)$ pour transmettent l'antenne zéro, et $h_{21}(t)$ pour transmettez l'antenne une. Supposant que l'effacement est constant à travers deux symboles consécutifs, nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} h_{11}(t) &= h_{11}(t + T) = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_{21}(t) &= h_{21}(t + T) = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Là où T est la durée de symbole. Les signaux reçus peuvent alors être exprimés comme:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_{11} S_0 + h_{21} S_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T) = -h_{11} S_1^* + h_{21} S_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.15)$$

La où r_0 et r_1 sont les signaux reçus à l'instant t et $t+T$ et n_0 et n_1 sont les perturbations due au bruit et l'interférence d'autres utilisateurs à la réception.

1.1) L'arrangement de Combinateur : Le combineur (Combiner) montré dans la figure 3.5 établit les deux signaux combinés suivants qui sont envoyés au détecteur de maximum de vraisemblance :

$$\begin{aligned} \tilde{S}_0 &= h_{11}^* r_0 + h_{21} r_1^* \\ \tilde{S}_1 &= h_{21}^* r_0 - h_{11} r_1^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

Il est important de noter que cet arrangement de combineur est différent du MRRC. Substituant (3.14) et (3.15) dans (3.16) nous obtenons.

$$\begin{aligned} \tilde{S}_0 &= h_{11}^* (h_{11} S_0 + h_{21} S_1 + n_0) + h_{21} (-h_{11} S_1^* + h_{21} S_0^* + n_1)^* \\ \tilde{S}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_{11}^* n_0 + h_{21} n_1^* \\ \tilde{S}_1 &= h_{21}^* (h_{11} S_0 + h_{21} S_1 + n_0) - h_{11} (-h_{11} S_1^* + h_{21} S_0^* + n_1)^* \\ \tilde{S}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_{11} n_1^* + h_{21}^* n_0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

1.2) la règle de décision de maximum de vraisemblance : Ces signaux combinés sont alors envoyés au détecteur de maximum de vraisemblance qui, pour chacun des signaux S_0 et S_1 , utilise la règle de décision de maximum de vraisemblance au récepteur pour ces signaux reçus doit choisir le signal S_i seulement si

$$d^2(r_0, h_{11} s_i) + d^2(r_0, h_{12} s_i) \leq d^2(r_0, h_{11} s_k) + d^2(r_0, h_{12} s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.18)$$

Là où $d^2(x, y)$ est la distance euclidienne carrée entre les signaux X et y calculés par l'expression suivante:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.19)$$

Utilisant de (3.18) et (3.19), on choisit S_i seulement si :

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|S_i|^2 + d^2(\tilde{S}_0, S_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|S_k|^2 + d^2(\tilde{S}_0, S_k), \forall i \neq k \quad (3.20)$$

Pour la modulation M-PSK :

$$|S_i|^2 = |S_k|^2 = E_s, \forall i \neq k \quad (3.21)$$

Là où E_s est l'énergie du signal. Par conséquent, pour un signal PSK, la règle de décision en (3.20) peut être simplifiée pour choisir S_i si :

$$\begin{cases} d^2(\tilde{S}_0, S_i) \leq d^2(\tilde{S}_0, S_k) \\ d^2(\tilde{S}_1, S_i) \leq d^2(\tilde{S}_1, S_k) \end{cases} \quad (3.22)$$

Les signaux combinés résultants en (3.17) sont équivalents à ceux obtenus par deux branches MRRC en (4). La seule différence est les rotations de phase sur les composantes du bruit qui ne dégradent pas le SNR. Néanmoins, l'ordre de diversité résultant à partir de l'arrangement des deux nouvelles branches de transmission avec un seul récepteur est égale à celui des deux branchements MRRC.

2) Modèle de décodage de code G_2 pour 2Tx-2Rx

Les gains de chemin $h_{11}, h_{21}, h_{12}, h_{22}$ sont les canaux qui relient chaque émetteur avec les deux récepteurs, le tableau 2 montre cette diversité.

Tableau 2

	Antenne Rx0	Antenne Rx1
Antenne Tx0	h_{11}	h_{12}
Antenne Tx1	h_{21}	h_{22}

Les signaux reçus dans le tableau 3.

Tableau 3

	Antenne Rx0	Antenne Rx1
L'instant t	r_0	r_1
L'instant $t+T$	r_2	r_3

Il peut y avoir des applications d'ordre plus supérieur de diversité est nécessaire et les multiples récepteurs aux unités à distance sont faisables. Dans ces cas, il est possible de fournir un gain de diversité de $2M$ avec deux antennes émettrices et M antennes réceptrices. Pour l'illustration, nous discutons en détail le cas spécial de deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception. La généralisation est insignifiante.

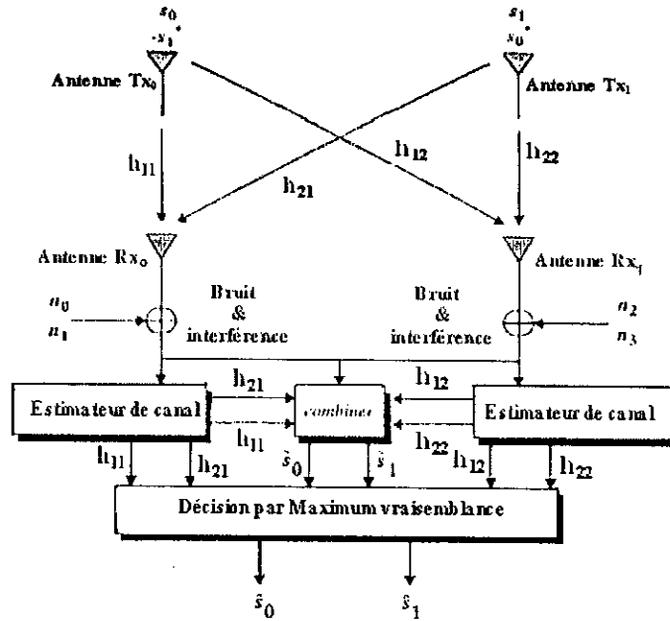


Figure 3.6 : schéma représentatif de la diversité Espace-Temps avec deux émetteurs et deux récepteur 2Tx-2Rx

L'ordre de codage de la transmission des symboles pour cette configuration est identique au cas d'un récepteur simple, montré dans le Tableau I. le tableau II définit les canaux entre la transmission et les antennes de réception, le tableau III définit la notation pour le signal reçu aux deux antennes de réception.

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_{11} S_0 + h_{21} S_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_{11} S_1^* + h_{21} S_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_{12} S_0 + h_{22} S_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_{22} S_1^* + h_{12} S_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

La où n_0, n_1, n_2 et n_3 sont des variables aléatoires complexe représentent le bruit gaussien et l'interférence d'autres utilisateurs.

$$\begin{aligned}
 \tilde{S}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
 \tilde{S}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

En substituant les équations appropriées nous avons :

$$\begin{aligned}\tilde{S}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1^*n_1 + h_2^*n_2 + h_3^*n_3 \\ \tilde{S}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_1 - h_0^*n_1 + h_1^*n_0 - h_2^*n_3 + h_3^*n_3\end{aligned}\quad (3.25)$$

Pour la modulation M-PSK en appliquant la règle de décision en (3.20) peut être simplifiée pour choisir S_i si :

$$\begin{cases} d^2(\tilde{S}_0, S_i) \leq d^2(\tilde{S}_0, S_k) \\ d^2(\tilde{S}_1, S_i) \leq d^2(\tilde{S}_1, S_k) \end{cases}, \quad \forall i \neq k \quad (3.26)$$

Les signaux combinés en (3.25) sont équivalents à celui de quatre branches MRRC. Par conséquent, l'ordre résultant de la diversité à partir des nouveaux arrangements de diversités de branches avec deux antennes réceptrices est égal à celui d'un arrangement de quatre branchements MRRC.

Il est intéressant de noter que les signaux combinés à partir de deux antennes de réception sont l'ajout simple des signaux combinés de chaque antenne de réception, c'est à dire l'arrangement de combinaison est identique au cas avec une seule antenne à la réception. Nous pouvons par conséquent conclure que, en utilisant deux antennes de transmission et M antennes de réception, nous pouvons utiliser le combineur pour chacun l'antenne de réception et puis nous ajoutons simplement les signaux combinés de toutes les antennes de réception pour obtenir le même ordre de diversité du branchement MRRC de 2M. En d'autres termes, à l'aide de deux antennes à l'émetteur, l'arrangement double l'ordre de diversité des systèmes avec une seule antenne à l'émission des antennes multiples à la réception.

3.5.5 Estimation de canal

Comme nous avons vu au algorithme de décodage le combineur besoin chaque réception les caractéristiques de canal (amplitude et phase) pour fait la combinaison entre les signaux reçus r_i et les éléments de canal pour ce la on utilise un estimateur de canal qui donnée par la formule suivant :

$$H_e = \frac{r}{\sum_{q=1}^N |x_q|^2} \quad (3.27)$$

3.5.6 Probabilité d'erreur de bits pour STBC

La probabilité d'erreur pour le codage espace-temps par bloc pour un canal MIMO des caractéristiques selon « Nakagami-m », pour une certaine valeur de facteur d'évanouissement m_f la probabilité en sortie (outage probability) est donnée dans [9] et écrit par la formule suivant :

$$P_o = \frac{1}{\Gamma(m_f N M)} \Gamma\left(m_f N M, \frac{\sigma_n^2 N}{P_T} (2^{cK/n_s} - 1)\right) \quad (3.28)$$

où N et M sont les nombre d'antennes d'émission et de réception respectivement, c est la vitesse d'onde, K est nombre de symboles interleaving, n_s est le nombre de symboles par un mot de code . Et la probabilité d'erreur pour une détection cohérent BPSK et QPSK est par :

$$P_{STBC} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{P_T}{N \sigma_n^2 \pi}} \frac{\Gamma(m_f N M + 1/2)}{\Gamma(m_f N M)} F\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} + m_f N M; \frac{3}{2}; -\frac{P_T}{N \sigma_n^2}\right) \quad (3.29)$$

où la fonction $F(\cdot)$ est une fonction hyper géométrique.

Dans le cas générale, la probabilité d'erreur d'un codage espace-temps pour un nombre d'antennes d'émission N et de réception M donnée est approximé en formule simple donnée par :

$$P_{STBC} \approx \left(\frac{P_T}{N \sigma_n^2}\right)^{-m_f N M} \quad (3.30)$$

Dans notre étude on suppose que le canal à un évanouissement de Reyleigh ($m_f = 1$) donc la formule (3.30) est simplifier à :

$$P_{STBC} \approx \left(\frac{P_T}{N \sigma_n^2}\right)^{-NM} \quad (3.31)$$

où $N = 1, 2, \dots, n$, où n est le nombre d'antennes et $M = 1, 2, \dots, q$, où q est le nombre d'antennes de réception la probabilité d'erreur pour ces cas-ci est par la figure 3.10.

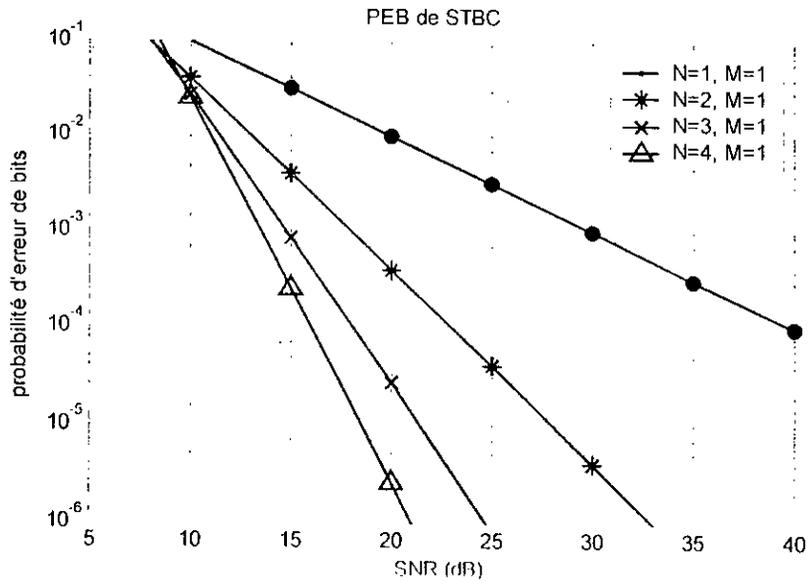


Figure 3.7 : probabilité d'erreur de bits plot à partir de formule théorique de (3.31)

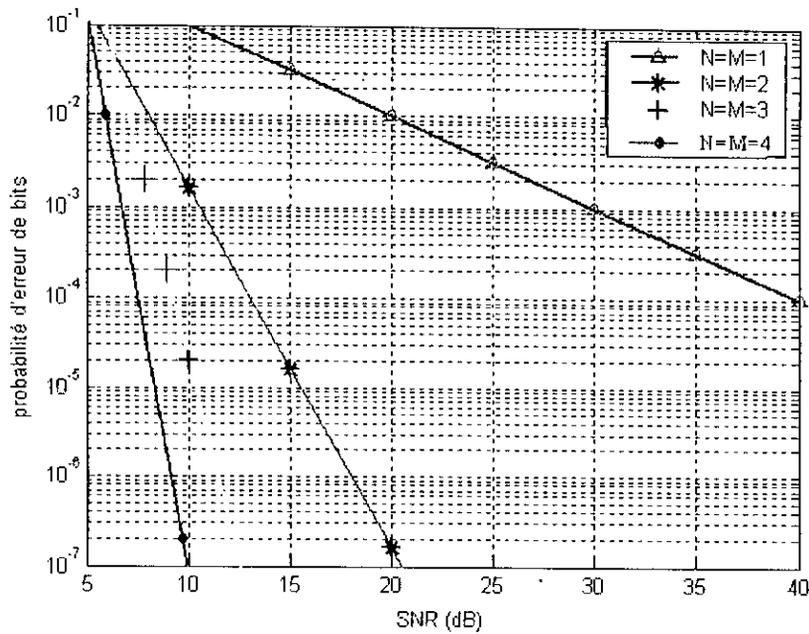


Figure 3.8 : probabilité d'erreur de bits plot à partir de formule théorique de (3.31)

Pour une diversité égale $N \times M$

3.5.7 Constatation pour le codage espace-temps par bloc

D'après les différentes technique de codage et le décodage, ainsi que les critères de conception et d'arrangement de Alamouti et tarokh on constate que :

- Il est difficile de trouvez une matrice orthogonale de transmission, avec une diversité maximum D et débit R égale 1 (symboles/canal utile).

- Orthogonal signifie que il y a une matrice tel que $\mathbf{G}_N \mathbf{G}_N^H = \gamma \left(|x_1|^2 + \dots + |x_N|^2 \right) \mathbf{I}$, la où γ est un constante.
- Tarokh a montré que la seule conception à toute vitesse optimale de diversité maximal (c.-à-d., avec $D = N$, pour N antennes d'émission) c'est $R=1$ (l'arrangement d'Alamouti $N=2$).
- Pour $N > 2$, la diversité maximal seulement possible avec $R < 1$.
- Il n'y a pas une règle générale connue pour la technique COD dans le cas de $N > 2$.
- Aucune débit (vitesse de transmission) augmenter pour un N d'antennes d'émission très grande, par ce que le nombre des lignes se qu'est représente le paramètre de temps dans le codage devient très grand, donc ça coûte beaucoup temps.
- Le type de détection utilisé dans ce codage dit symbole par symbole et n'exige pas une mémoire dans le récepteur.

3.6 Codage espace-temps en treillis (STTC)

Les codes Espace-Temps en treillis sont des arrangements (schemes) de modulation codée en treillis qui utilisent des antennes multiples à l'émission pour obtenir la diversité spatiale et gain de codage. En utilisant les mêmes critères de conception pour le codage espace-temps par bloc pour les canaux à trajets multiples séparables. Le codage espace-temps en treillis pour l'évanouissement quasi-statique a été construit dans [8].

Le codage convolutif n'est pas conforme avec le codage de canal, car celui-ci fonctionne avec des signaux en forme d'onde, pour adapter ce type de codage (convolutif) au codage de canal, on ajoute les modulations M-PSK, 16-QAM. On obtient un type de codage dit TCM (Trellis Coded Modulation) qui couple le codage convolutif et la modulation. La TCM répond au besoin du débit élevé, mais les systèmes de communication traditionnels utilisaient une seule antenne, donc des problèmes de détection qui sont dues à l'effet des multi trajets et l'évanouissement du signal.

L'utilisation des systèmes multi canaux tels que les systèmes MIMO permettra d'exploiter ces effets pour résoudre les problèmes de détection, comme nous avons vu que ces systèmes exigent des codes Espace-temps, au début ces systèmes fonctionnent en utilisant des codes espace-temps par bloc. L'étude de ce type de codage (STBC) montre que ces codes améliorent la détection des signaux par les règles de discision simple sans mémoire au niveau de la réception mais posent

beaucoup d'inconvénients si le nombre d'antennes devient très grand, donc aucune amélioration au niveau du débit de transmission des données (section 3.5.7).

En 1998, Tarokh a prouvé qu'on peut utiliser des codes espace-temps en treillis STTC, ce choix basé sur deux propositions :

- diminution du niveau d'arrangement au codage (utilise des codes simples)
- utilisation des techniques de détection plus sophistiquée.

3.6.1 Description de codage STTC

La structure générale d'un système de communication utilise le codage espace-temps en treillis est illustrée sur la figure 3.9. La source d'information génère des données en binaire, le codeur espace-temps en treillis sélectionne le code associé aux données, puis transmission simultanée des signaux par des antennes multiples. À la réception, le récepteur reçoit les signaux émis par l'émetteur à travers les canaux, l'estimateur du canal estime la matrice H caractérisant ces canaux, le décodeur décode ensuite la séquence émise par une technique de détection séquentielle au maximum de vraisemblance MLSE utilisant l'algorithme de Viterbi.

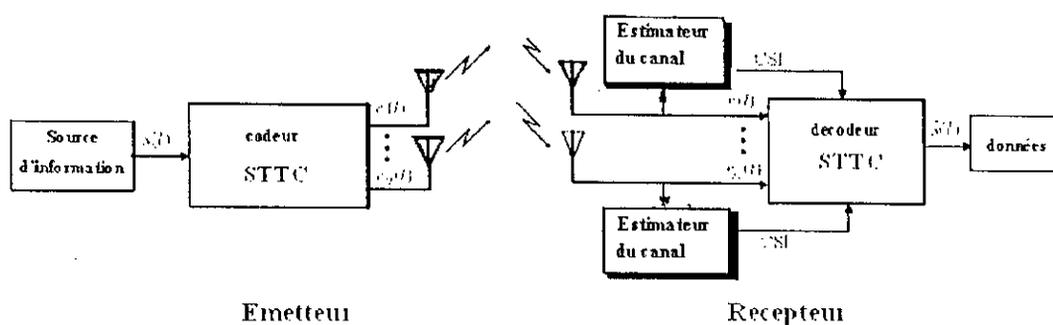


Figure 3.9 : structure générale d'un codage espace-temps en treillis

En codage espace temps en treillis, il existe deux catégories de codeurs

- l'une utilise directement la sortie de la source d'information, on code cette séquence en espace-temps, puis on utilise la modulation pour sélectionner les symboles associés à cette sortie binaire,
- l'autre utilise le codage débuté par la modulation, on sélectionne le symbole associé à cette entrée binaire puis on le code en espace-temps en utilisant la TCM. Ces codes sont utilisés dans les conditions de canal quasi-statique à fading plat.

1) Codage espace-temps temps en treillis de Tarokh [8,16]

La structure du codeur espace-temps en treillis à deux antennes à l'émission proposés par Tarokh est illustrée dans la figure 3.10. La structure du codeur est semblable à celui du codeur convolutif présenté sur la figure 1.13. Les bits d'entrée au codeur sont décalés dans le long d'un registre à décalage, k bits à la fois. Après chaque décalage de bit d'entrée, le contenu du registre à décalage alimente n générateurs de fonctions algébriques linéaires, dont chacune produit un symbole. Les symboles sont tracés à une constellation des signaux et transmis simultanément vers n antennes d'émission.

Cette structure se compose des éléments suivants :

- a) **l'entrée** : le codeur espace-temps travaille avec des bits générés par la source d'information.
- b) **Le registre T** : permet de mémoriser les bits durant le codage.
- c) **Le modulateur** : utilise la modulation M-PSK

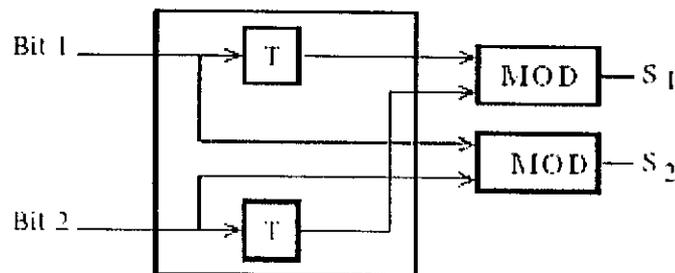


Figure 3.10 : structure interne d'un codeur espace-temps en treillis pour deux antennes à l'émission proposé par Tarokh

Comme un exemple sur le codage espace-temps, on prend un cas simple pour deux antennes à l'émission est le codage 4-états 4-PSK, $R_c=1/2$ montré dans la figure 3.11 :

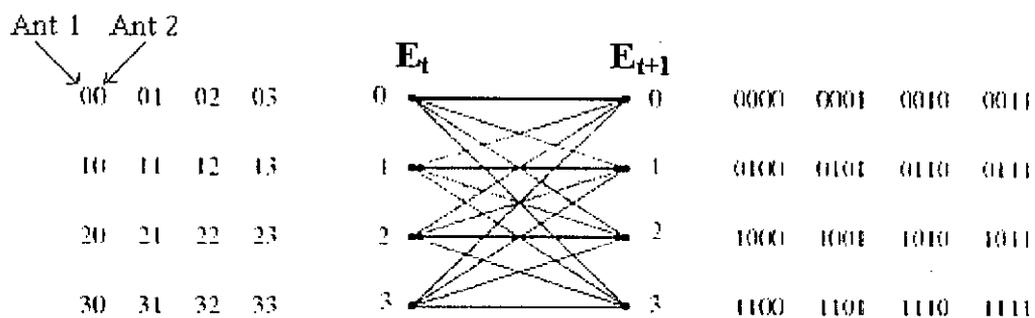


Figure 3.11 : modèle d'un codage STTC à 4-états, 4-PSK

Les paires de symboles (00, 33, 12, ...) montrées à gauche de la figure 3.11 représentent la transition entre les états du treillis de l'étage E_t vers l'états E_{t+1} , et chaque paire de symbole est associé a une branche reliant deux états.

Les entrées/sorties d codeur est donnée dans le tableau 4 :

Tableau 4

états \ Branche	Branche			
	B0	B1	B2	B3
0	00/00	01/01	10/02	11/03
1	00/10	01/11	10/12	11/13
2	00/20	01/21	10/22	11/23
3	00/30	01/31	10/32	11/33

Où B0, B1, B2, B3 représentent les entrées/sorties du codeur à 4états, 4-PSK pour les autres modèles de codage à 8, 16, 32 et 64 états en 4-PSK et 8-PSK sont présentés dans [8, 17].

2) Codage espace-temps en treillis avec TCM [5]

Il y a d'autres structures des codeurs déférentes de Tarokh utilisant la TCM. Cette structure de codeur est appeler codage Espace-Temps à anneau en TCM (Space-Time Ring TCM). La figure 3.11 montre deux antennes à l'émission.

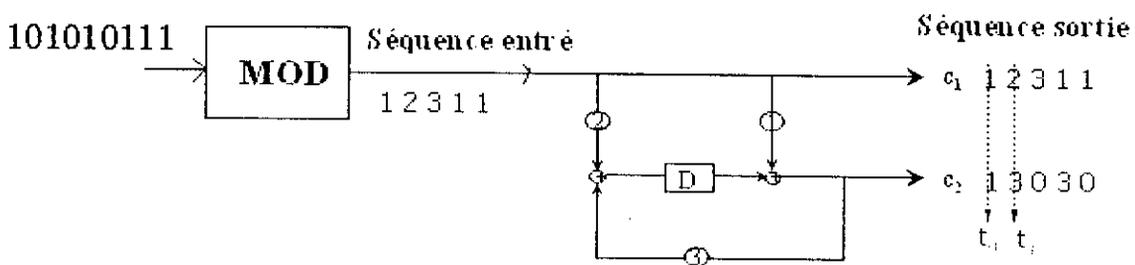


Figure 3.12 : structure d'un codeur Espace-Temps

Le digramme de treillis associé à ce codeur est montré par la figure 3.12.

D'après la relation (3.1), la sortie générale d'un codeur STTC peut être représenté par une matrice $C (2 \times P)$. Un exemple de codage à deux antennes à l'émission est donné dans par le modèle suivant :

$$C(2 \times P) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 2 & 3 & \dots & 1 & 2 & 3 & 1 \\ 1 & 1 & 2 & 3 & 0 & \dots & 2 & 3 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans cette matrice à deux dimensions, le nombre des lignes correspond au nombre des antennes et les colonnes P correspondent au nombre de symbole par trame. Nous avons vu que les éléments C_{11} , C_{2P} ayant la valeur 0 cette particularité indique que dans le codage espace-temps en treillis la trame transmise doit être commencée par l'état 0 et terminée par l'état 0.

Le tableau 5 contient les sorties de chaque symbole rentrant le codeur.

Tableau 5

Entré	c		Entré	c	
	E_c	E_{c+1}		E_c	E_{c+1}
0	0	0	0	0	0
0	1	3	0	1	1
0	2	2	0	2	2
0	3	1	0	3	3
1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	2	2
1	2	3	1	3	3
1	3	2	1	0	0

Entré	c		Entré	c	
	E_c	E_{c+1}		E_c	E_{c+1}
2	0	2	2	2	2
2	1	1	2	3	3
2	2	0	2	0	0
2	3	3	2	1	1
3	0	3	3	3	3
3	1	2	3	0	0
3	2	1	3	1	1
3	3	0	3	2	2

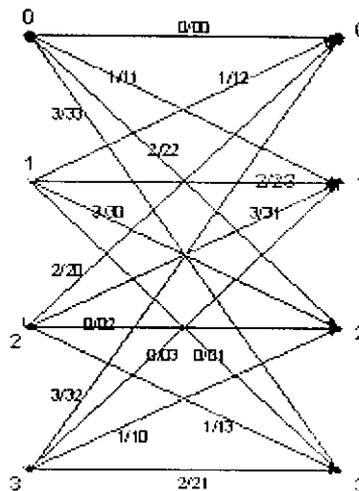


Figure 3.12 : digramme de treillis de codage ST-Ring TCM

3.6.2 Modèle de décodage

Comme nous avons vu pour le décodage des signaux dans la technique de codage par bloc, la détection se fait symbole par symbole sans mémoire, c'est à dire la détection de symbole x_i est indépendante à la détection du symbole x_j . Dans cette technique, nous utilisons comme règle de

décision le maximum de vraisemblance. Comme nous avons vu précédant, au niveau du codeur espace-temps en treillis l'émission des mots code se fait par des trames qui débutent par un état 0 et terminent par l'état 0. Cette particularité de codage permettra de connaître à l'avance l'état initial et l'état final pour chaque trame émise. Grâce à la dépendance entre les états, la transition d'un état à l'autre dans le digramme de treillis crée une dépendance entre les états de chemin de la trame. Pour détecter les symboles de chaque trame, on utilise les techniques de détection séquentielle au maximum de vraisemblance. La technique qui répond à ce type de détection est l'algorithme de Viterbi.

1) Algorithme de Viterbi [11]

L'algorithme de Viterbi est un algorithme séquentiel de recherche d'un chemin à partir du treillis qui est largement répandu pour le décodage au maximum de vraisemblance séquentiel MLSE des codes et la détection avec mémoire des signaux. Quand le détecteur n'a aucune mémoire, la détection symbole-par-symbole est optimum dans le sens de réduire au minimum la probabilité d'erreur. D' autre part, la détection optimale avec mémoire pour des symboles successifs interdépendants, est basée sur l'observation de la séquence des signaux reçus successifs. Dans cette approche, le détecteur essaye de réduire au minimum la probabilité d'erreur de la séquence. En choisissant la séquence transmise ayant une longueur aussi étroitement possible. L'algorithme d'évaluation d'ordre au ML recherche le chemin ayant le minimum de distance dans le treillis qui caractérise la mémoire de la séquence des symboles transmis. L'algorithme de Viterbi se décompose en 3 étapes successives suivantes :

1. Il commence par l'état 0, il calcule la distance Euclidienne associée aux branches du treillis pour chaque paire de symboles reçus, et il mémorise le chemin survivant (survivor) correspondant au minimum distance.
2. Pour un déplacement de l'état i vers l'état j, il ajoute la distance minimum correspondante à la branche.
3. Il prend le chemin survivant (survivor path) correspondant à la somme la plus petite, en supposant que l'état d'information du canal CSI est parfait. le récepteur détecte les symboles reçus par le calcul de la distance Euclidienne et fait la décision de choisir es signaux reçus.

Le processus est montré par la formule suivante :

$$B_{rm} = \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n h_{ij} \cdot C_t^i \right|^2 \tag{3.32}$$

Le processus continue jusqu'à la détermination de la trame émise.

Exemple 1 :

Codage STTC 4-états 4-PSK (Tarokh)

- 4-états avec modulation 4-PSK
- deux antennes émettrices avec une antenne réceptrice
- débit de codage $R_c = 1/2$

On a la trame suivante :

$$C(2 \times 5) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous avons vu que cette trame ayant 5 étages

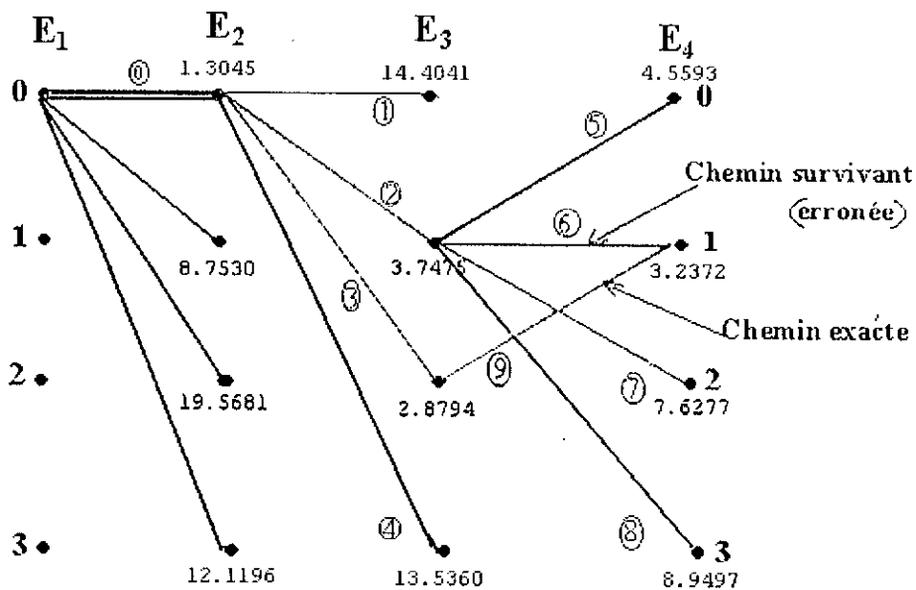


Figure 3.13 : schéma explicatif pour l'algorithme de Viterbi

On prend une valeur SNR=4 dB avec la diversité d'antenne égale deux antennes à l'émission et une antenne réceptrice, on applique la relation (3.32) qui donne :

$$Brm = \sum_{i=1}^4 \left| r_i^1 - (h_{11} C_i^1 + h_{12} C_i^2) \right|^2$$

On calcule la somme des distances a l'étages E3 on trouve :

$$Brm(\text{exacte}) = (0 + 3) = 1.3045 + 2.8794 = 4.1839$$

$$Brm(\text{chemin survivant}) = (0 + 2) = 1.3045 + 3.7475 = 5.052$$

$$Brm(0 + 1) = 1.3045 + 14.4041 = 15.7086$$

$$\text{Brm}(0 + 4) = 1.3045 + 13.5360 = 14.8405$$

Dans cet étage nous avons vu que la valeur 5.052 correspond au chemin survivant, donc le détecteur mémorise cette valeur avec les signaux correspondants (00, 01) et il élimine les autres branches. En déplaçant vers l'étage E₄, le calcul de la somme des distances donne :

$$\text{Brm}(\text{exacte}) = (0 + 3 + 9) = 4.1839 + 3.2372 = 7.4211$$

$$\text{Brm}(\text{chemin survivant}) = (0 + 2 + 6) = 5.052 + 3.2372 = 8.2892$$

Après le calcul, on trouve que la valeur 8,2892 correspondant au chemin survivant calculé à l'étage E₄ est la plus proche de 7,4211 correspondant au chemin exacte, donc le détecteur mémorise cette valeur et les signaux associés à cette branche (00, 01, 11) et élimine les autres branches, en poursuivant cette procédure jusqu'à déterminer la trame, à la fin des calculs, on prend le chemin correspondant à la somme le plus petite.

Exemple 2 :

Codage espace-temps Ring TCM

- 4-state
- débit de code 1/2 (et n=2)

Le codeur est montré dans la figure 3.12

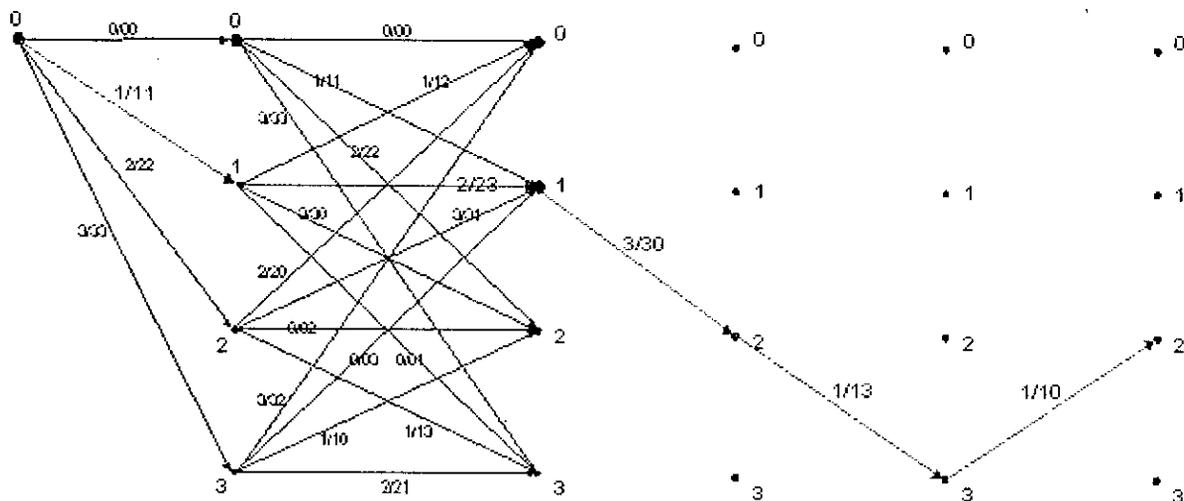


Figure 3.14 : schéma explicatif au algorithme de Viterbi pour le codage ST-Ring TCM

En suivant la même procédure pour décoder la trame montrée dans la figure 3.14, les résultats sont montrés dans la figure 3.15.

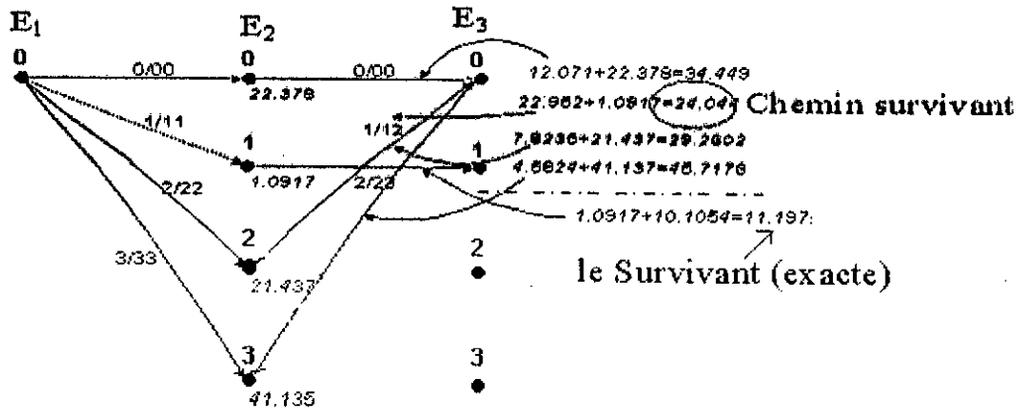


Figure 3.15 : schéma explicatif pour le décodage de ST-Ring TCM

3.6.3 Probabilité d'erreur de codage espace-temps en treillis [8]

La probabilité d'erreur de codage espace-temps en treillis donnée pour deux critères suivants :

Pour les critères de conception (gain de codage et gain de diversité) : Quand le gain $r \times M$ de diversité est petit, les critères de rang et de déterminant (gain de codage et gain de diversité) détermineront les performances de ce codage par la relation suivante :

$$Pe \leq \left(\prod_{l=1}^r \lambda_l \right)^{-M} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rM}, \quad rM \leq 4$$

(3.33)

Où λ_l sont les valeurs propres de la matrice $A(C, E) = B(C, E) \times B(C, E)^H$, la matrice $B = C - E$

3.6.4 Constatation aux codages espace-temps en treillis

À partir de l'étude de codage espace-temps en treillis on constate que :

- une simplicité de codage (moins d'arrangement) par rapport au codage par bloc, un débit très élevé.
- complexité de décodage, le décodeur ne donne pas le résultat jusqu'à que la trame soit terminée, donc un problème d'interférence entre les trames émises, si la trame est grande.
- Le décodeur exige beaucoup de mémoire pour stocker les résultats de calcul.
- Le décodage a besoin d'un estimateur fiable de canal pour que la probabilité d'erreur devienne plus petite.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le codage espace temps avec ses deux variétés : codage par bloc STBC et le codage en treillis STTC. Une modélisation de ces codages est faite afin de faciliter leur étude. On a présenté les modèles de décodage avec les deux règles de détection : la règle de maximum de vraisemblance et la détection séquentiel au maximum de vraisemblance recherchée par l'algorithme de Viterbi. Ces règles améliorent considérablement la performance de la détection utilisée dans le codage espace-temps.

Dans le chapitre suivant, nous simulerons sous MATLAB ces deux règles pour analyser et évaluer ses performances.

Simulation et résultats

4.1 Introduction

Nous avons étudié dans le chapitre précédent les algorithmes de décodage pour le codage espace-temps tels que le codage espace-temps par bloc et en treillis, les règles de décision au maximum de vraisemblance ML, et l'algorithme de Viterbi, nous évaluons maintenant les performances de ces algorithmes au niveau de la détection. Pour cela, nous avons simulé sous MATLAB une chaîne de transmission pour évaluer ces deux règles.

4.2 Modèle de Simulation

- **La source d'information**

Dans notre simulation on utilise une source qui génère une séquence binaire des 0 et des 1 qui sont équiprobables. **La constellation M-PSK et 16-QAM**
BPSK, 4-PSK, 8-PSK et 16-QAM sont des modulations utilisées pour cette simulation, L'ordre des bits est divisé en symboles qui se composent de plusieurs bits, c.-à-d., 4 bits forment un symbole pour 16QAM, et chaque symbole est tracé par un point dans la constellation utilisée. Dans cette simulation, l'initiation de phase est 0.

- **Le codage Espace-Temps**

Comme expliqué dans le chapitre précédent, le codage espace-temps par bloc est défini par la matrice de transmission $p \times n$ qui est la combinaison des signaux qui seront transmis (section 3.5.3). Cette simulation emploie les matrices de transmission indiquées dans [15]. Le codage espace-temps en treillis à 4-états est défini dans [8].

- **Modèle de canal**

Dans cette simulation, le canal est considéré comme un canal d'évanouissement (fading) plat. Le facteur considéré est le gain de chemin entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et le $j^{\text{ème}}$ d'antenne de réception. Les gains de chemin sont des variables aléatoires gaussiennes complexes indépendantes avec une variance de 0,5 par dimension. Nous supposons que tous les gains de chemin sont indépendant du temps. L'autre facteur est le bruit AWGN. AWGN est considéré comme une variable aléatoire gaussien complexe avec une variance

de $i/(2 \cdot \text{SNR})$, où i est le nombre d'antennes d'émission. Dans notre étude, on suppose que le canal est connu par le récepteur, donc le canal estimé par l'estimateur \hat{H}_e (3.27) est égal à H .

Le modèle de simulation est donné par le schéma bloc de la figure 4.1.

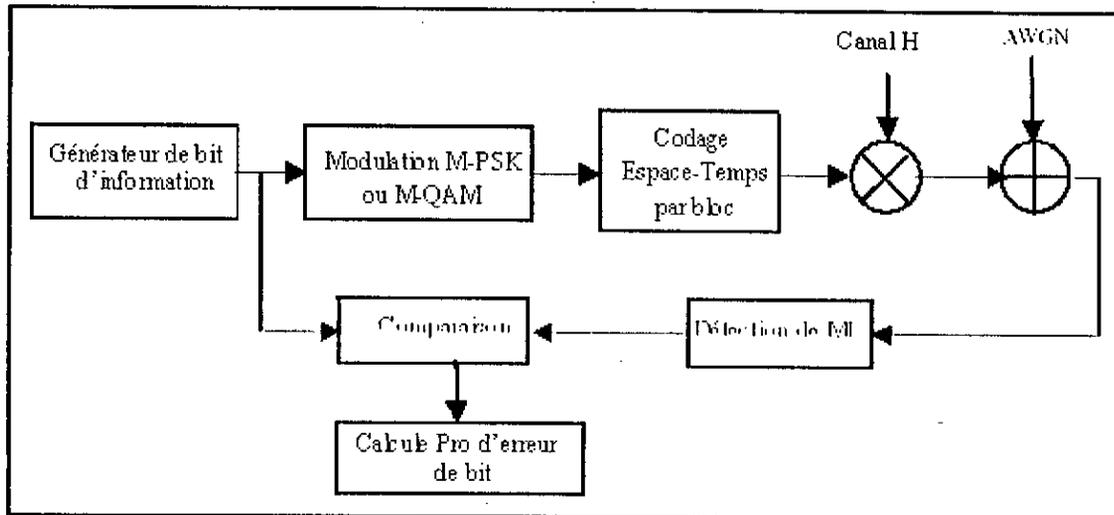


Figure 4.1 : schéma bloc du modèle de simulation

Pour le codage espace-temps en treillis, on utilise la modulation M-PSK et la règle de détection au MLSE (Estimation Séquentiel par Maximum de Vraisemblance).

4.2 Évaluation des performances de codage STBC

Pour évaluer efficacement la performance de détection dans le codage espace temps par bloc, on prend toujours dans la simulation le cas d'une seule antenne à la réception. Pour mieux évaluer les performances de cette technique de codage (STBC), on trace des courbes représentant la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit pour les différents codes. Comme nous avons vu que n'importe quelle transmission/réception de données peut être caractérisée par la puissance d'émission et la règle de détection. Donc ces deux paramètres permettront d'évaluer les performances de ce codage.

Le choix de ce cas (une antenne réceptrice) permettra de montrer les performances de ce codage au-delà de 30-dB du rapport signal sur bruit SNR. Dans les cas de trois et quatre antennes à l'émission (G_3 et G_4) utilisés avec un nombre d'antennes à la réception supérieure ou égale au nombre d'antennes, d'émission la probabilité d'erreur s'annule rapidement au-delà de 5dB de SNR. Donc on ne peut pas voir clairement l'efficacité du codage.

Dans cette partie, les résultats de simulation évaluent les performances de codage espace-temps par bloc. Le nombre de simulation est différent selon les cas. En outre, nos

résultats sont différents des résultats de [15] à cause canal simulé par une variable aléatoire. notre simulation est différente de [15] pour sa il faut que le nombre de simulation doit être grand.

La figure 4.2 montre la probabilité d'erreur de bit de détection pour le code G_2 en fonction du rapport signal sur bruit pour trois diversités dans les cas suivants :

- un canal simple (SISO),
- deux antennes émettrices avec une antenne réceptrice,
- deux antennes émettrices avec deux antennes réceptrices utilisant la modulation BPSK.

Pour notre simulation on utilise un nombre de simulation égale à 1000 et 20000 symboles testés jusqu'à 15 dB, puis on augmente le nombre de simulation usqu'à 100 000. Nous obtenons des performances remarquables par rapport au canal SISO, nous gagnions 7-dB de puissance émis et une probabilité d'erreur de 10^{-5} si en utilisant la diversité : deux antennes émettrices avec deux antennes réceptrices au-dessus de l'utilisation de codage deux antennes émettrices avec une antenne réceptrice. Nous constatons que l'augmentation du nombre d'antennes à la réception permettra d'améliorer la détection au niveau du récepteur et d'économiser la puissance émise.

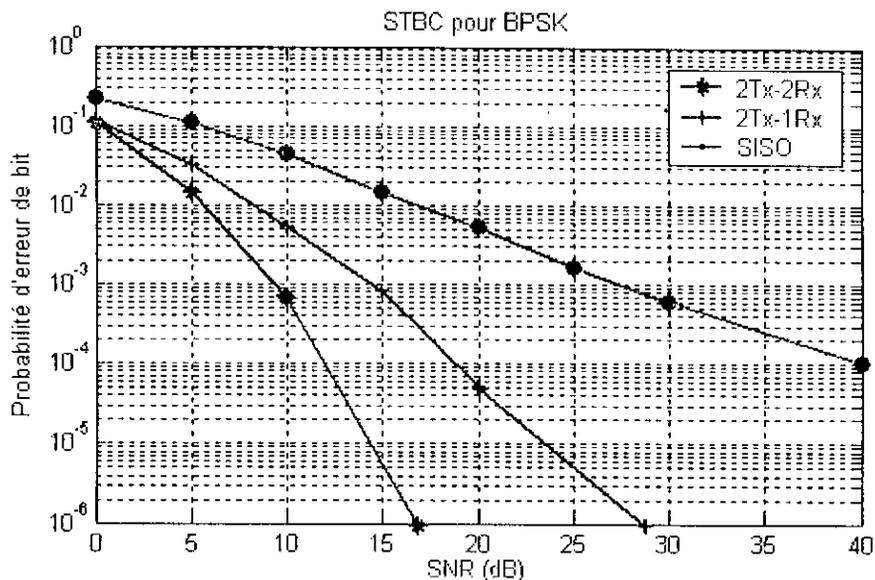


Figure 4.2 : probabilité d'erreur pour le codage G_2 en fonction de rapport signal sur bruit

La figure 4.4 illustre la probabilité d'erreur de détection du codage espace-temps dans les cas suivants :

- un canal simple (SISO) utilise la modulation 8-PSK,
- deux antennes émettrices avec une antenne réceptrice utilisant le codage G_2 à l'émission et une modulation 8-PSK est utilisé, dans ces deux cas le nombre de simulation est égal à 1000.

- Pour trois, quatre antennes émettrices avec une antenne réceptrice utilisant les codages H_3 , H_4 respectivement de débit de codage $3/4$ et la modulation 16-QAM est utilisée. Dans ce cas la, le nombre de simulation est égal à 100 000 et le nombre de symboles testé est égal à $100\ 000 \times 3$.

Nous constatons des résultats remarquables par rapport au codage G_2 , nous gagnons un gain de puissance transmise de 3dB à la probabilité d'erreur 10^{-4} si en utilisant le codage H_4 de débit $3/4$.

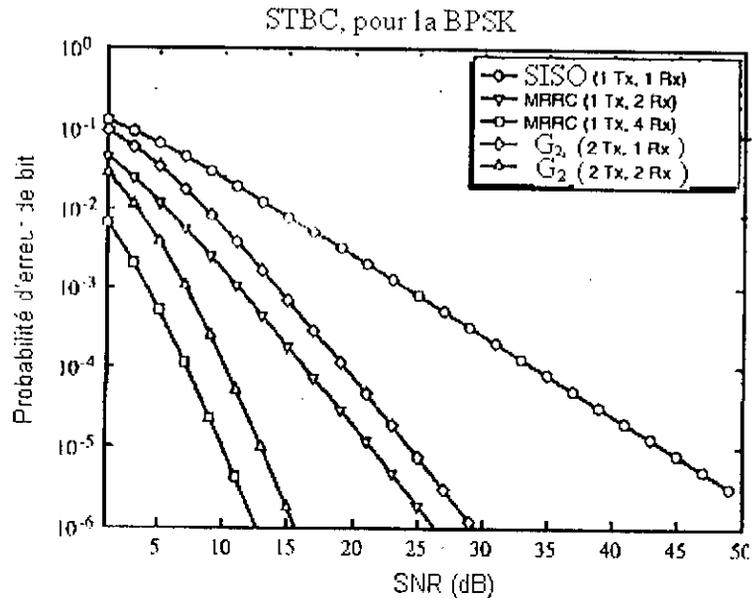


Figure 4.3 : probabilité d'erreur de bit pour le codage STBC donné dans [10]

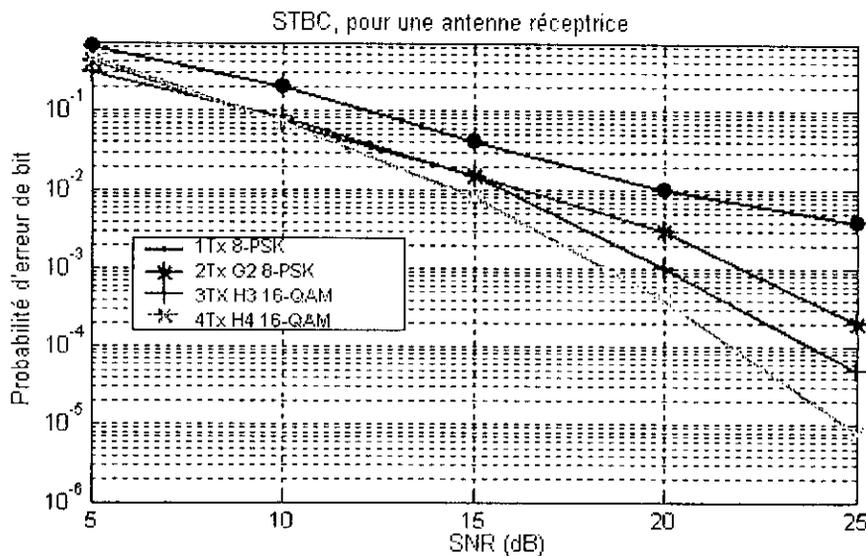


Figure 4.4 : probabilité d'erreur pour le codage STBC en fonction de rapport signal sur bruit, avec une antenne réceptrice.

La figure 4.6 montre la probabilité d'erreur de bit de détection du codage espace-temps par bloc dans les cas suivants :

- un canal SISO et le code G_2 avec une antenne réceptrice et une modulation 4-PSK est utilisée, dans ce cas on prend un nombre de simulation égale à 1000.

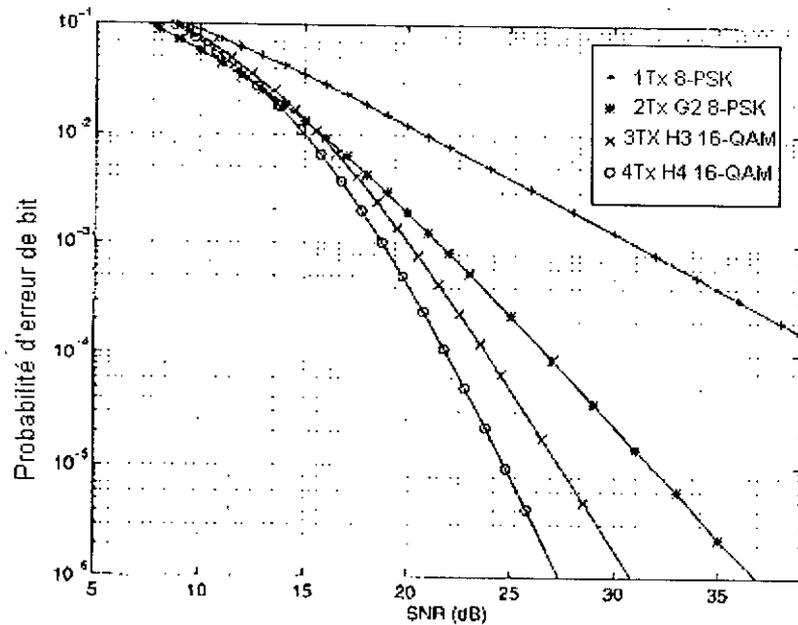


Figure 4.5 : probabilité d'erreur de STBC (SISO, G₂, H₃, H₄) donnés dans [15]

- Pour trois et quatre antennes émettrices les codes G₃, G₄ et un débit de codage de 1/2 sont utilisés et une modulation 16-QAM est utilisée également, le nombre de simulation dans ce cas est égal à 100 000 et un nombre de symboles testé égale à 4×100 000. Pour obtenir des résultats dans la gamme de (35-40) dB et une probabilité d'erreur de bit de 10⁻⁶, il faut augmenter le nombre de simulation.

Nous constatons des performances remarquables par rapport aux résultats précédant (les cas de H₃, H₄ 16-QAM, G₂ 8-PSK), un gain de 4dB à la probabilité d'erreur de bit de 10⁻⁴.

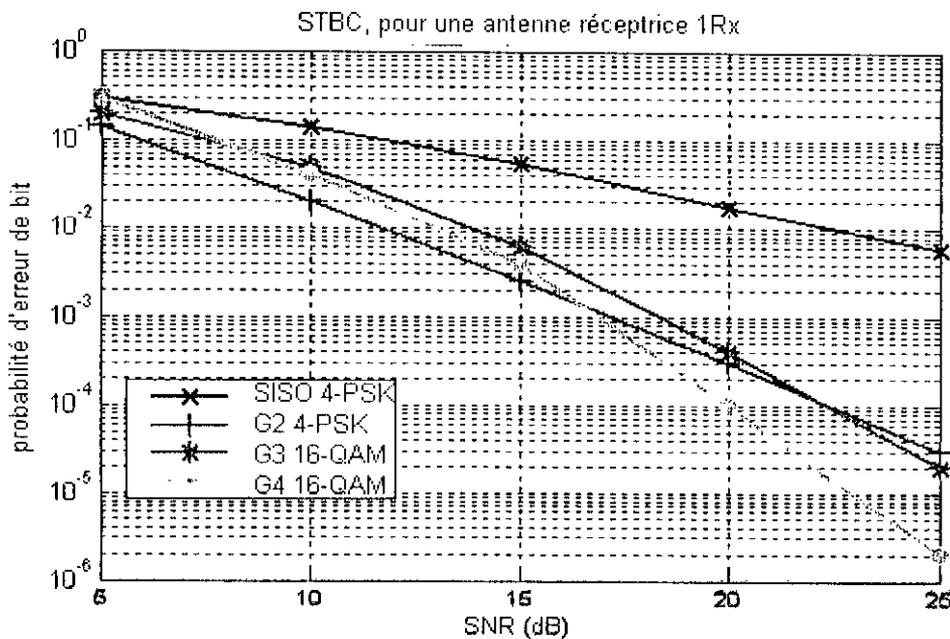


Figure 4.6 : probabilité d'erreur de bit de codage par bloc en fonction de rapport signal sur bruit avec une antenne émettrice.

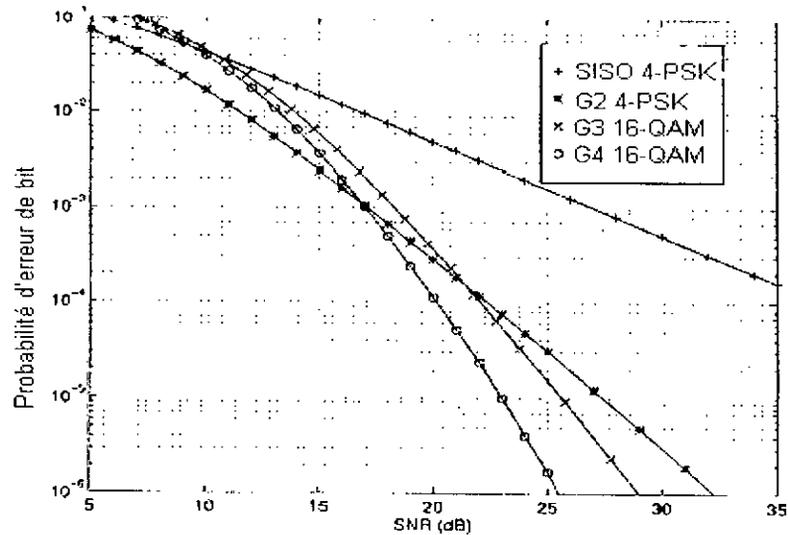


Figure 4.7 : probabilité d'erreur de STBC (SISO, G2, G3, G4) donné dans [15].

4.3 Évaluation des performances de codage STTC

Pour évaluer efficacement la performance de détection dans le codage espace temps en treillis, on fait une simulation de ce codage pour un cas de 4-états, une modulation 4-PSK, une antenne émettrice et deux antennes réceptrices. On utilise la relation théorique de probabilité d'erreur indiquée par la relation (3.33).

Les résultats obtenus par la simulation évaluent les performances de codage espace-temps en treillis. Le nombre de simulation est différent dans chaque cas, mais la longueur de la trame est fixée à 130 symboles émis par antenne. En outre, nos résultats sont différents des résultats donnés dans [8] à cause de la simulation du canal par une variable aléatoire. Les résultats obtenus par cette simulation sont différents des résultats donnés par [8]. Pour que les résultats s'approchent, il faut que le nombre de simulation doit être grand.

La figure 4.8 et 4.9 illustrent la probabilité d'erreur de bit par trame pour chaque valeur de rapport signal sur bruit pour un codage espace-temps en treillis à 4-états dans les cas de deux émettrices avec deux antennes réceptrices (2Tx-2Rx) et deux antennes émettrices avec une antenne réceptrice et une modulation 4-PSK est utilisée, dans ce cas la on prend un nombre de simulation égale à 10000.

Nous constatons des hautes performances par rapport au codage par bloc, par ce que on obtient une probabilité d'erreur d'ordre de 10^{-2} dans un rapport signal sur bruit SNR égale à 10 dB et 18 dB par une trame de 130 symboles pour le premier cas (2Tx-2Rx) et le deuxième cas (2Tx-1Rx) respectivement, cette probabilité d'erreur peut diminuer jusqu'à 10^{-5} si on transmettes 1000 trames.

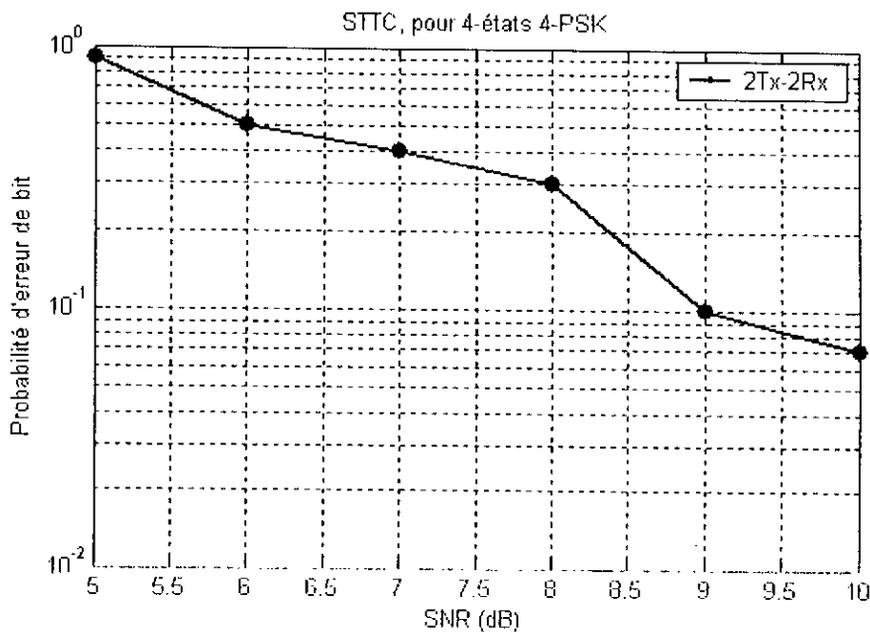


Figure 4.8 : probabilité d'erreur de bit par trame pour le codage STTC à 4-états et une modulation 4-PSK.

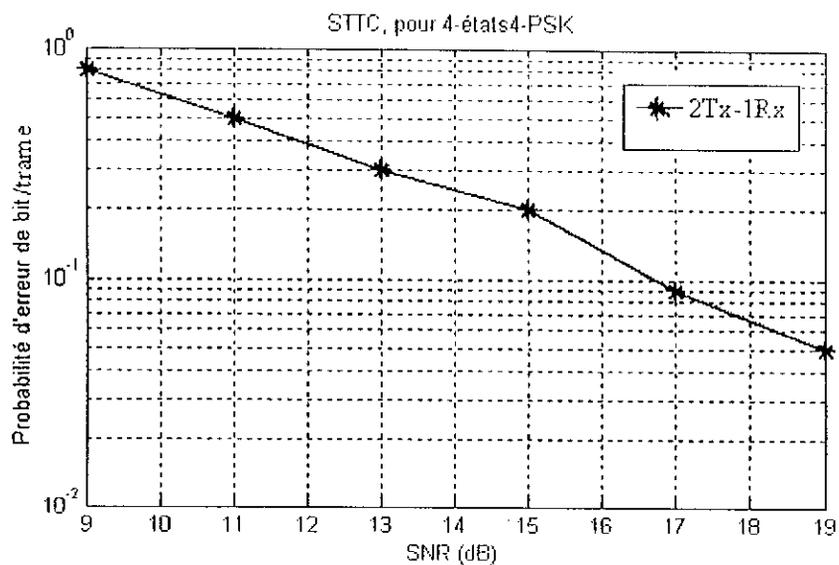


Figure 4.9 : probabilité d'erreur de bit/trame pour le codage STTC à 4-états et une modulation 4-PSK.

Comme nous avons vu précédemment que le codage en treillis caractérisé par le nombre déferant d'états (4, 8, 16, 32, ...) pour chaque type de modulation, donc la probabilité d'erreur de bit est diminuer en fonction de l'augmentation des états de diagramme de treillis. La figure 4.10 et 4.11 donné par [8] montre bien ces performances.

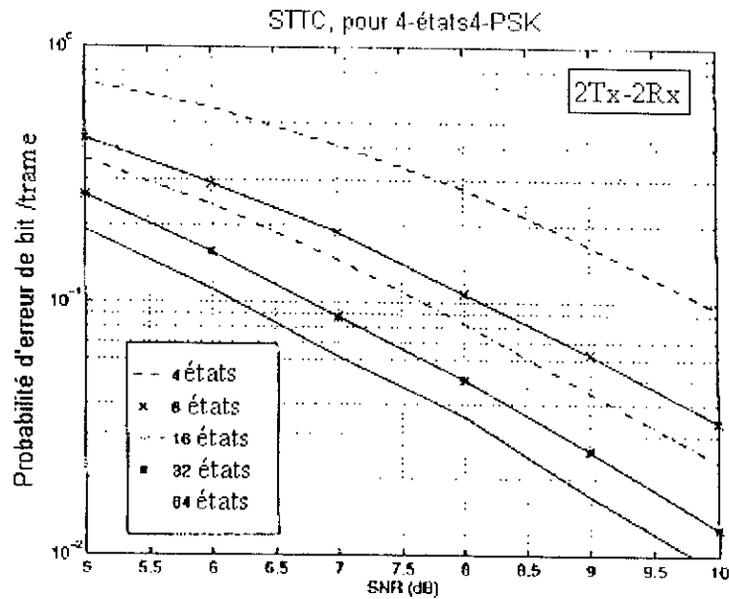


Figure 4.9 : probabilité d'erreur de bit/trame pour le codage STTC donné dans [8].

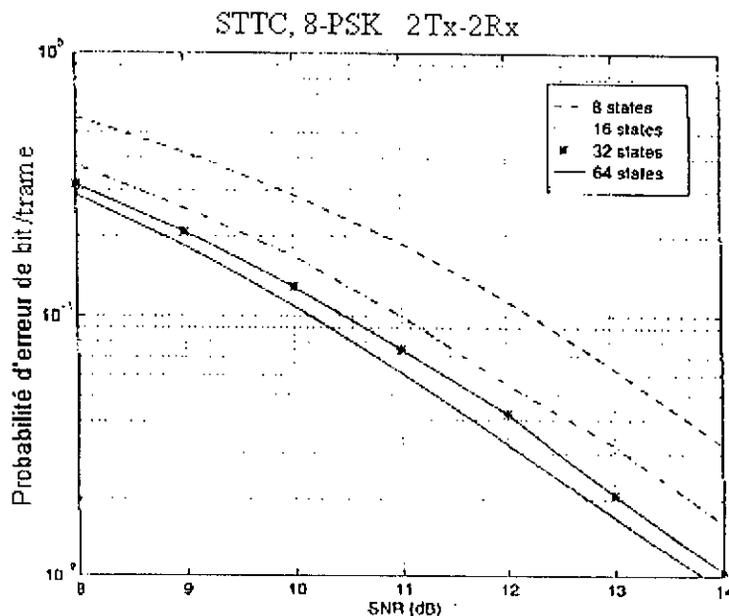


Figure 4.11 : probabilité d'erreur de bit/trame donné dans [8].

4.4 Conclusion

Nous avons montré les performances de codage espace-temps par bloc et en treillis et évalué plusieurs possibilités d'amélioration de cette performance. Nous avons d'abord analysé l'amélioration obtenue selon les règles de détection appliquée au décodage de ces codes.

les résultats obtenus par cette simulation sont les suivants:

- L'augmentation du nombre d'antennes à la réception améliore la détection, donc on peut exploiter une grande partie de la capacité théorique du canal MIMO en utilisant cette diversité spatiale.

- L'utilisation du codage espace-temps par bloc permet d'améliorer la détection au niveau de la réception d'une part et diminuer le débit d'autre part.
- Les résultats obtenus par la simulation pour la modulation BPSK et 4-PSK sont conformes avec les résultats théoriques obtenus par la relation (3.31).
- La probabilité d'erreur de bit varie en fonction du type de modulation.
- L'algorithme de Viterbi est le meilleur outil utilisé à la détection des signaux codé en treillis.

Conclusion générale

L'objectif de notre travail été l'étude du codage Espace-Temps et l'évaluation des performances de la détection de ce codage afin d'exploiter les grandes capacités offertes par les canaux MIMO.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté les résultats de simulation du codage Espace-Temps par bloc STBC et en treillis STTC. Le premier résultat montre bien l'efficacité du codage Espace-Temps par bloc en diminuant la probabilité d'erreur et en économisant puissance transmise. Ce codage exploite mal les grandes capacités offertes par les systèmes MIMO si le nombre d'entrées/sorties est grand. Le codage Espace-Temps en treillis donne une meilleure performance par rapport au codage par bloc, il exploite mieux la capacité du canal MIMO, mais il cause des problèmes de complexité de décodage, ce qui nécessite une implémentation complexe des récepteurs.

A partir de ces résultats obtenus, nous pouvons dire que cette approche peut exploiter les grandes capacités offertes par les canaux MIMO, donc elle peut trouver son application dans les services de transmission à haut débit comme l'Internet sans fil à haut débit, et d'autres multimédias.

Ce codage peut être combiné avec d'autres techniques pour améliorer en plus les performances de détection. L'utilisation du codage par block et décodage Turbo ou encore le codage en Treillis en combinaison avec V-BLAST améliore considérablement la performance de détection et diminue le taux d'erreur. Il existe d'autres techniques couplant le codage par bloc avec la TCM, ceci permet d'augmenter le débit et améliore la détection. le codage en treillis peut être amélioré par le Turbo-STTC.

1- capacité

```
%
%=====
% La simulation de capacité de système MIMO à une dimension N-M
%=====
```

```
N=2;%nombre d'antennes d'émission.
M=1;%nombre d'antennes à la réception
SNR=-10:5:40;% rapport signal sur bruit en dBw
B=sqrt(10.^(SNR/10));% puissance du signal
Nd=length(SNR);
Ns=1000;%nombre d'essai
%===== boucle pour calculer la capacité =====
for j=1:Nd;
    Cm=0;
    for k=1:Ns;
        H=sqrt(0.5)*(randn(N,M) + i*randn(N,M));%matrice du canal MIMO
        [U,S,V]=svd(H*(conj(H')));%la décomposition de la matrice du canal à 3 matrices
        I=eye(M);%génération d'une matrice identité
        c=log2(det(I + (B(j)/N)*U*S*S'*U'));%la capacité du canal MIMO
        Cm=Cm + c;
    end %fin de Ns
    C(j)=Cm/Ns;
end %fin de Nd
plot(SNR,C);grid
```

2-Codage STBC

```
%
%=====
% La simulation codage pour un canal SISO
%=====
SNR=0:5:20; % rapport signal sur bruit en dBw
Ns=1000; %nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Es=1;%nombre d'essais pour calculer la probabilité moyen de chaque valeur de SNR
B=sqrt(10.^(SNR/10)); % puissance du signal
M=8; % nombre de points de modulation M-aire PSK
%déclaration des constellations
for u=1:1:M;
    s(u)= B(j)*(cos(2*pi*(u-1)/M)+ i*sin(2*pi*(u-1)/M));
end
for j=1:1:Nd;
    for essai=1:1:Es;%boucle pour calculer la probabilité moyen
        compt0=0 ;
        %génération de la matrice du canal MIMO
        H=sqrt(0.5)*(randn(1) + i*randn(1));
        for q=1:1:Ns;
            %génération de bruit AWGN+l'interférence.
            N=randn + i*randn ;
            %génération de bloc des signaux émis
            x=randsrc(1,1,[s]) ;
            %boucle de reconnaissance des symboles émises
```

```

        for k=1:1:M;
            if x(1,1)==s(k);
                y0=k;
            end
        end
    y=[y0];%les symboles l'hors de l'émission
    X=[x(1,1)];
    %Le signal reçu
    r=X*H+N;%matrice contient les signaux reçus aux antennes de réception taille 2*2
    % pour notre traviale on sepose que le récepteur est conner le canal%
    % calcule de signale estimer
    schap0=conj(H)*r;
    % calcule de distance euclidean
    for l=1:M;
        d1(l)=(schap0-s(l))*(conj(schap0)-conj(s(l)));
    end
    [f,g]=min(d1);
    Sr=[g];%les signaux détecter "après la décision"
    if y0==g; % boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
        compt0= compt0 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
    end
end %boucle Ns
compteur(essai)=compt0;
Pb0(essai)=(Ns-compteur(essai))/(Ns);
end %boucle essai
Pbm2(j)=sum(Pb0)/Es;
end %boucle Nd
plot(SNR,Pbm2);grid

%=====
% La simulation d'un codage espance-temps de "Alamouti ;october 1998" %
% sous la conception "Complex Orthogonal Design (COD)" 2Tx-1Rx (1)
%=====
SNR=0:5:40;% rapport signal sur bruit en dBw
Ns=100;%nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Es=10;%nombre d'essais pour calculer la bprobabilité moyen de chaque valeur de SNR
B=sqrt(2*10.^(SNR/10))/sqrt(2);% puissance du signal
M=2;% nombre de points de modulation M-aire PSK
for j=1:1:Nd;
    %déclaration des signaux
    for u=1:1:M;
        s(u)= B(j)*(cos(2*pi*(u-1)/M)+ i*sin(2*pi*(u-1)/M));%les symboles BPSK
    end
    for essai=1:1:Es;%boucle pour calculer la probabilité moyenne
        compt0=0;%début de compteur
        compt1=0;%début de compteur
        for q=1:1:Ns;
            %génération de la matrice du canal MIMO gaussien
            H=sqrt(0.5)*(randn(2,1) + i*randn(2,1));%matrice du canal MIMO
            %génération de bruit AWGN+l'interférence.
            N=randn(2,1)+i*randn(2,1);

```

Annexe

```
%génération de bloc des signaux émises
x=randsrc(1,2,[s]);%choix de bloc aléatoire
%boucle de reconnaissance des symboles émises
for k=1:1:M;
    if x(1,1)==s(k);
        y0=k;
    end
end
for p=1:1:M;
    if x(1,2)==s(p);
        y1=p;
    end
end
y=[(y0)-1 (y1)-1];%les symboles l'hors de l'émission
X=[x(1,1) x(1,2);-conj(x(1,2)) conj(x(1,1))];%matrice du codage espace-temps
r=X*H+N;%matrice contient les signaux reçus
% pour notre travail on se pose que le récepteur est connu le canal%
% calcul de signal estimer
S0=conj(H(1,1))*r(1,1) + H(2,1)*conj(r(2,1));
S1=conj(H(2,1))*r(1,1) - H(1,1)*conj(r(2,1));
% calcul de distance euclidean
for l=1:M ;
    d1(l)=(S0-s(l))*(conj(S0)-conj(s(l)));
    d2(l)=(S1-s(l))*(conj(S1)-conj(s(l)));
end
[f,g]=min(d1);
[x,m]=min(d2) ;
Sr=[g-1 m-1];%indice des signaux détecter
%détection des signaux
if g==y0;
    compt0= compt0 +1;
end
if m==y1;
    compt1= compt1 +1;
end
[number(q),ratio]=biterr(Sr,y);
end %Fin de boucle Ns
rapport(essai)=sum(number)/(2*Ns);
compteur(essai)=compt0 + compt1;
Pb0(essai)=(2*Ns-compteur(essai))/(2*Ns);
end %Fin boucle essai
Pbm(j)=sum(Pb0)/Es;%probabilité d'erreur moyenne
BER(j)=sum(rapport)/Es;
end %boucle Nd
plot(SNR,BER,SNR,Pbm);grid

%=====
% La simulation d'un codage espace-temps de "Alamouti ;october 1998" %
% dans le critère "Complex Orthogonal Design (COD)" 2Tx-2Rx (2)
%=====
SNR=0.5:30;% rapport signal sur bruit en dBw
```

Annexe

```
Ns=10000;%nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Es=10;%nombre de boucle la bprobabilité moyenne
B=sqrt(10.^(SNR/10));% puissance du signal
N=2;% nombre d'antenne d'émission
M=2;% nombre d'antenne
K=8;%nombre de points de modulation BPSK
%déclaration des constelations
for u=1:1:K;
    s(u)= B(j)*(cos(2*pi*(u-1)/M)+ i*sin(2*pi*(u-1)/M)
end
for j=1:1:Nd;
    for essai=1:1:Es;%boucle pour calculer la probabilité moyen
        compt0=0;
        compt1=0
        %=boucle de nombre de simulation
        for q=1:1:Ns;
            %génératiion de la matrice du canal MIMO
            H=sqrt(0.5)*(randn(N,M) + i*randn(N,M));
            %génératiion de bruit AWGN+l'interférence.
            n=(randn(N,M)+i*randn(N,M));
            %génératiion de bloc des signaux émis
            x=randsrc(1,2,[s]);
            %boucle de reconnaissance des symboles émises
            for k=1:1:K;
                if x(1,1)==s(k);
                    y0=k;
                end
            end
            for p=1:1:K;
                if x(1,2)==s(p);
                    y1=p;
                end
            end
            end
            y=[y0-1 y1-1];%les symboles l'hors de l'émission
            % matrice du codage
            X=[x(1,1) x(1,2);-conj(x(1,2)) conj(x(1,1))];%
            % le signaux reçus
            r=X*H+n;%
            % pour notre traviale on sepose que le récepteur est connais le canal
            % calcule de signale estimer
            S0=conj(H(1,1))*r(1,1) + H(2,1)*conj(r(2,1)) + conj(H(1,2))*r(1,2) - H(2,2)*conj(r(2,2));
            S1=conj(H(2,1))*r(1,1) - H(1,1)*conj(r(2,1)) + conj(H(2,2))*r(1,2) - H(1,2)*conj(r(2,2));
            % calcule de distance euclidean
            for l=1:K;
                d1(l)=(S0-s(l))*(conj(S0)-conj(s(l)));
                d2(l)=(S1-s(l))*(conj(S1)-conj(s(l)));
            end
            [f,g]=min(d1);
            [x,m]=min(d2);
            Sr=[g-1 m-1];%les signaux détecter "après la décision" montré par leurs indice
            if y0==g;% boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
```

```

        compt0= compt0 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
    end
    if y1==m;
        compt1= compt1 +1;
    end
    [number(q),ratio]=biterr(SR,y);
end %boucle Ns
rapport(essai)=sum(number)/(2*Ns);
compteur(essai)=compt0 + compt1;
Pb0(essai)=(2*Ns-compteur(essai))/(2*Ns);
end %boucle essai
BER(j)=sum(rapport)/Es;
Pbm(j)=sum(Pb0)/Es;
end %boucle Nd
plot(SNR,Pbm,SNR,BER);grid
%
%=====
%* La simulation d'un codage espace-temps pour le cas d'un canal MIMO à
%* 3 antennes à l'émission et 3 antennes à la réception (G3)
% dans le critaire "Complex Orthogonal Design (COD)"

SNR=10; % rapport signal sur bruit en dBw
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
B=sqrt(10.^(SNR/10)); % puissance du signal
Ns=1000; %nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Es=100;%nombre d'essais pour calculer la bprobabilité moyen de chaque valeur de SNR
K=2;%nombre d'antenne de réception
M=4; % nombre de points de modulation M-aire PSK
for m=1:M;
    s(m)= B(j)*(cos(2*pi*(m-1)/M)+ i*sin(2*pi*(m-1)/M));
end
for j=1:Nd;
    for essai=1:1:Es;
        % initialisation des compteurs pour compter les décisions correcte
        compt1=0;
        compt2=0;
        compt3=0;
        compt4=0;%%%%%%%%%%%
        %génération des éléments de la matrice du cartal
        H=sqrt(0.5)*(randn(3,K)+i*randn(3,K));
        for q=1:1:Ns;
            %génération de bruit n= AWGN + interférence d'autres utilisateurs
            N= randn(8,K)+ i*randn(8,K);%
            % génération de bloc d'un signal
            x=randsrc(1,4,[s]);
            %boucle de reconnaissance des symbole l'hors de codage
            for k=1:1:M;
                if x(1,1)==s(k);
                    y0=k;
                end
            end
        end
    end
end
for p=1:1:M;

```

```

    if x(1,2)==s(p);
        y1=p;
    end
end
for w=1:1:M;
    if x(1,3)==s(w);
        y2=w;
    end
end
for v=1:1:M;
    if x(1,4)==s(v);
        y3=v;
    end
end
Bloc=[y0 y1 y2 y3];%afficher le bloc entrant de codé
%matrice de codage espace-temps
X=[x(1,1) x(1,2) x(1,3);-x(1,2) x(1,1) -x(1,4);-x(1,3) x(1,4) x(1,1);-x(1,4) -x(1,3)
x(1,2);conj(x(1,1)) conj(x(1,2)) conj(x(1,3));-conj(x(1,2)) conj(x(1,1)) -conj(x(1,4));-conj(x(1,3))
conj(x(1,4)) conj(x(1,1));-conj(x(1,4)) -conj(x(1,3)) conj(x(1,2))];
% les signaux reçus
r=X*H+N;
%les signaux produit par le combiner
for n=1:1:K;
    z(n)=r(1,n)*conj(H(1,n));
    e(n)=r(2,n)*conj(H(2,n));
    t(n)=r(3,n)*conj(H(3,n));
    ug(n)=conj(r(5,n))*H(1,n);
    k(n)=conj(r(6,n))*H(2,n);
    ee(n)=conj(r(7,n))*H(3,n);
    ff(n)=conj(r(8,n))*H(4,n);
end
    S1= sum(z)+ sum(e) + sum(t) + sum(ug) + sum(k) + sum(ee);
    S2= sum(z)- sum(e) + sum(y) + sum(ug) - sum(k)+sum(ff);
    S3= sum(z)- sum(t) - sum(y) + sum(ug) - sum(ee) - sum(ff);
    S4= - sum(e) + sum(t) - sum(y) - sum(k) + sum(ee)-sum(ff);

%La décision par le calcul de distance euclidean
for l=1:M;
    d1(l)=(S1-s(l))*(conj(S1)-conj(s(l)));
    d2(l)=(S2-s(l))*(conj(S2)-conj(s(l)));
    d3(l)=(S3-s(l))*(conj(S3)-conj(s(l)));
    d4(l)=(S4-s(l))*(conj(S4)-conj(s(l)));
end
[f,g]=min(d1);
[x,d]=min(d2);
[h,a]=min(d3);
[e,z]=min(d4);
Sr=[g d a z];%les signaux détecter "après la décision" montré par leurs indice
if y0==g; % boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
    compt1= compt1 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
end

```

```

    if y1==d;
        compt2= compt2 +1;
    end
    if y2==a;
        compt3= compt3 +1;
    end
    if y3==z;
        compt4= compt4 +1;
    end
end %fin de boucle Ns
compteur(essai)=compt1 + compt2 + compt3 + compt4;
Pb0(essai)=(4*Ns-compteur(essai))/(4*Ns);
end %fin boucle essai
Pbm(j)=sum(Pb0)/Es;
end %fin boucle Nd
disp(Pbm) ;

%=====
%* La simulation d'un codage espace-temps pour le cas d'un canal MIMO à
%* 4 antennes à l'émission et 4 antennes à la réception (G4)
% dans le critaire "Complex Orthogonal Design (COD)"
%%%%%%%%%%
SNR=0:5:20; % rapport signal sur bruit en dBw
B=sqrt(10.^(SNR/10)); % puissance du signal
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Ns=1000; %nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Es=100;%nombre d'essais pour calculer la bprobabilté moyen de chaque valeur de SNR
K=8;%nombre d'antenne de réception
M=2; % nombre de points de modulation M-aire PSK
for m=1:M;
    s(m)= B(j)*(cos(2*pi*(m-1)/M)+ i*sin(2*pi*(m-1)/M));
end
for j=1:Nd;
    for essai=1:1:Es;
        % initialisation des compteurs pour compter les décisions correcte
        compt1=0;
        compt2=0;
        compt3=0;
        compt4=0;%%%%%%%%%%
        %génération des éléments de la matrice du canal
        H=sqrt(0.5)*(randn(4,K)+i*randn(4,K));
        %génération de bruit n= AWGN + interférence d'autres utilisateurs
        for q=1:1:Ns;
            %matiere du bruit AWGN
            N=randn(8,K)+ i*randn(8,K);
            % génération des matrices signal
            x=randsrc(1,4,[s]);
            %boucle de reconnaissance des symbole l'hors de codage
            for k=1:1:M;
                if x(1,1)==s(k);
                    y0=k;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

end
for p=1:1:M;
    if x(1,2)==s(p);
        y1=p;
    end
end
for w=1:1:M;
    if x(1,3)==s(w);
        y2=w;
    end
end
for v=1:1:M;
    if x(1,4)==s(v);
        y3=v;
    end
end
end
%afficher le bloc entrant de codé
Bloc=[(y0)-1 (y1)-1 (y2)-1 (y3)-1];
%matrice de codage espace-temps
X=[x(1,1) x(1,2) x(1,3) x(1,4);-x(1,2) x(1,1) -x(1,4) x(1,3);-x(1,3) x(1,4) x(1,1) -x(1,2);-x(1,4) -
x(1,3) x(1,2) x(1,1);conj(x(1,1)) conj(x(1,2)) conj(x(1,3)) conj(x(1,4));-conj(x(1,2)) conj(x(1,1))
-conj(x(1,4)) conj(x(1,3));-conj(x(1,3)) conj(x(1,4)) conj(x(1,1)) -conj(x(1,2));-conj(x(1,4)) -
conj(x(1,3)) conj(x(1,2)) conj(x(1,1))];
% les signaux reçus
r=X*H+N; %matrice contient les signaux reçus
%les signaux produit par le combinateur
for n=1:1:K;
    z(n)=r(1,n)*conj(H(1,n));
    e(n)=r(2,n)*conj(H(2,n));
    t(n)=r(3,n)*conj(H(3,n));
    y(n)=r(4,n)*conj(H(4,n));
    ug(n)=r(5,n)*conj(H(1,n));
    k(n)=conj(r(6,n))*H(2,n);
    ee(n)=conj(r(7,n))*H(3,n);
    ff(n)=conj(r(8,n))*H(4,n);
end
S1= sum(z)+ sum(e) + sum(t) + sum(y) + sum(ug) + sum(k)+sum(ee)+sum(ff);
S2= sum(z)- sum(e) - sum(t) + sum(y)+ sum(ug) - sum(k)-sum(ee)+sum(ff);
S3= sum(z)+ sum(e) - sum(t) - sum(y) + sum(ug) + sum(k)- sum(ee) - sum(ff);
S4= -sum(z)- sum(e) + sum(t) - sum(y) + sum(ug) - sum(k)+sum(ee)-sum(ff);
% La décision par le calcul de distance euclidean
for l=1:M;
    d1(l)=(S1 - s(l))*(conj(S1) - conj(s(l)));
    d2(l)=(S2 - s(l))*(conj(S2) - conj(s(l)));
    d3(l)=(S3 - s(l))*(conj(S3) - conj(s(l)));
    d4(l)=(S4 - s(l))*(conj(S4) - conj(s(l)));
end
[f,g]=min(d1);
[x,d]=min(d2);
[h,a]=min(d3);
[e,z]=min(d4);
%les signaux détecter "après la décision" montré par leurs indice

```

```

Sr=[g-1 d-1 a-1 z-1];
% boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
if y0==g;
    compt1= compt1 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
end
if y1==d;
    compt2= compt2 +1;
end
if y2==a;
    compt3= compt3 +1;
end
if y3==z;
    compt4= compt4 +1;
end
[number(q),ratio]=biterr(Sr,Bloc);%probabilité d'erreur
end %fin de boucle Ns
rapport(essai)=sum(number)/(2*4*Ns);
compteur(essai)=compt1 + compt2 + compt3 + compt4;
Pb0(essai)=(4*Ns-compteur(essai))/(4*Ns);
end %fin boucle essai
Pbm1(j)=sum(Pb0)/Es;%probabilité d'erreur de symbole
BER(j)=sum(rapport)/Es;
end %fin boucle Nd
plot(SNR,BER);grid

%=====
%* La simulation d'un codage espace-temps pour le cas d'un canal MIMO à
%* 3 antennes à l'émission et 3 antennes à la réception (H3)
% dans le critère "Complex Orthogonal Design (COD)"
%=====
SNR=25; % rapport signal sur bruit en dBw
Ns=100; %nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Es=10;%nombre d'essais pour calculer la bprobabilité moyen de chaque valeur de SNR
K=1;%nombre d'antennes de réception
M=16;%
B=sqrt(10.^(SNR/10)); % puissance du signal
%génération de constellation 16-QAM
S=(B(j)/sqrt(2))*[-3+i*3 -1+i*3 1+i*3 3+i*3 -3+i -1+i 1+i 3+i -3-i -1-i 1-i 3-i -3-i*3 -1-i*3 1-
i*3 3-i*3];

for j=1:Nd;
%génération des éléments de la matrice du canal
H=sqrt(0.5)*(randn(3,K)+i*randn(3,K));
for essai=1:1:Es;
    % initialisation des compteurs pour compter les décisions correcte
    compt1=0;
    compt2=0;
    compt3=0;%%%%%%%%%%%
for q=1:1:Ns;

```

Annexe

```
%génération de bruit n= AWGN + interférence d'autres utilisateurs
i=sqrt(-1);

N=randn(4,K)+ i*randn(4,K);
% génération des matrices signal
x=randsrc(1,3,[S]);
%boucle de reconnaissance des symbole l'hors de codage
for p=1:M;
    if x(1,1)==S(p);
        y0=p;
    end
end
for q=1:M;
    if x(1,2)==S(q);
        y1=q;
    end
end
for v=1:M;
    if x(1,3)==S(v);
        y2=v;
    end
end
Bloc=[y0 y1 y2];%afficher le bloc entriant de codé
%matrice de codage espace-temps
X=[x(1,1) x(1,2) x(1,3)/sqrt(2);-conj(x(1,2)) conj(x(1,1)) x(1,3)/sqrt(2);conj(x(1,3))/sqrt(2)
conj(x(1,3))/sqrt(2) (-x(1,1)-conj(x(1,1)) + x(1,2)-conj(x(1,2)))/2;conj(x(1,3))/sqrt(2) -
conj(x(1,3))/sqrt(2) (x(1,2) + conj(x(1,2)) + x(1,1)+conj(x(1,1)))/2];
%les signaux reçus
r=X*H+N; %matrice contient les signaux reçus aux antennes de réception taille 4*3
%les signaux produit par le combiner
for n=1:1:K;
    z(n)=r(1,n)*conj(H(1,n));
    e(n)=conj(r(2,n))*H(2,n);
    t(n)=r(3,n)*conj(H(3,n));
    y(n)=r(4,n)*conj(H(3,n));
    ug(n)=conj(r(3,n))*H(3,n);
    k(n)=conj(r(4,n))*H(3,n);
    c(n)=conj(r(3,n))*(H(1,n)+H(2,n));
    ze(n)=conj(r(4,n))*(H(1,n)-H(2,n));
    er(n)=(r(1,n)+r(2,n))*conj(H(3,n));
end
Z=[z e (y-t)/2 -(ug+k)/2];
E=[z -e (t+y)/2 (y-t)/2];
T=[er/sqrt(2) c/sqrt(2) ze/sqrt(2)];

S0=sum(Z);
S1=sum(E);
S2=sum(T);

%La décision par le calcul de distance euclidien
for l=1:16;
    d1(l)=(S0-S(l))*(conj(S0)-conj(S(l)));
    d2(l)=(S1-S(l))*(conj(S1)-conj(S(l)));
```

```

d3(l)=(S2 -S(l))*(conj(S2)-conj(S(l)));
end
[o,F]=min(d1);
[y,Q]=min(d2);
[h,D]=min(d3);
Sr=[F Q D];%les signaux détecter "après la décision" montré par leurs indice
if F==y0; % boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
    compt1= compt1 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
end
if Q==y1;
    compt2= compt2 +1;
end
if D==y2;
    compt3= compt3 +1;
end
end %La fin de boucle Ns
compteur(essai)=compt1 + compt2 + compt3;
Pb0(essai)=(3*Ns-compteur(essai))/(3*Ns);
end %La fin de boucle essai
Pbm1(j)=sum(Pb0)/Es;
end %La fin de boucle Nd
disp(Pbm1);

%=====
%* La simulation d'un codage espace-temps pour le cas d'un canal MIMO à
%* 4 antennes à l'émission et 4 antennes à la réception (H4)
% dans le critaire "Complex Orthogonal Design (COD)"
%=====
SNR=0:2:40; % rapport signal sur bruit en dBw
Ns=100; %nombre de simulation (nombre de bloc émis)
Nd=length(SNR);%nombre de boucle
Es=100;%nombre d'essais pour calculer la bprobabilité moyen de chaque valeur de SNR
B=sqrt(10^(SNR/10)); % puissance du signal
M=8;% nombre de points de modulation M-aire PSK
for j=1:Nd;
for m=1:M;
    s(m)= B(j)*(cos(2*pi*(m-1)/M)+ i*sin(2*pi*(m-1)/M));
end
%génération des éléments de la matrice du canal
H=sqrt(0.5)*(randn(4,4)+i*randn(4,4));
for essai=1:1:Es;
    % initialisation des compteurs pour compter les décisions correcte
        compt1=0;
        compt2=0;
        compt3=0;%%%%%%%%%%
for q=1:1:Ns;
%génération de bruit n= AWGN + interférence d'autres utilisateurs
N= randn(4,4)+ i*randn(4,4);
%génération des matrices signal
x=randsrc(1,3,[s]);
%boucles de reconnaissance des symbole l'hors de codage
for k=1:1:M;

```

Annexe

```
if x(1,1)==s(k);
    y0=k;
end
end

for p=1:1:M;
    if x(1,2)==s(p);
        y1=p;
    end
end

for w=1:1:M;
    if x(1,3)==s(w);
        y2=w;
    end
end

Bloc=[y0 y1 y2];%afficher le bloc entrant de codé
%matrice de codage espace-temps
%matrice du codage espace-temps
X=[x(1,1) x(1,2) x(1,3)/sqrt(2) x(1,3)/sqrt(2);-conj(x(1,2)) conj(x(1,1)) x(1,3)/sqrt(2) -
x(1,3)/sqrt(2);conj(x(1,3))/sqrt(2) conj(x(1,3))/sqrt(2) (-x(1,1)-conj(x(1,1)) + x(1,2)-
conj(x(1,2)))/2 (-x(1,2)-conj(x(1,2)) + x(1,1)-conj(x(1,1)))/2;conj(x(1,3))/sqrt(2) -
conj(x(1,3))/sqrt(2) (x(1,2) + conj(x(1,2)) + x(1,1)-conj(x(1,1)))/2 (-x(1,2)-conj(x(1,2)) -
x(1,1)+conj(x(1,1)))/2];
%les signaux reçus
r=X*H+N; %matrice contient les signaux reçus aux antennes de réception taille 8*4
%les signaux produit par le combiner
He=H*H';
Hs=abs(sum(diag(He)));

S1= Hs*x(1,1) + sqrt(1/B(j)*Hs)*(randn + i*randn);
S2= Hs*x(1,2) + sqrt(1/B(j)*Hs)*(randn + i*randn);
S3= Hs*x(1,3) + sqrt(1/B(j)*Hs)*(randn + i*randn);
% La décision par le calcul de distance euclidien
for l=1:M;
    d1(l)=(S1-s(l))*(conj(S1)-conj(s(l)));
    d2(l)=(S2-s(l))*(conj(S2)-conj(s(l)));
    d3(l)=(S3-s(l))*(conj(S3)-conj(s(l)));
end
[f,g]=min(d1);
[x,d]=min(d2);
[h,a]=min(d3);
Sr=[g d a];%les signaux détecter "après la décision" montré par leurs indice
if y0==g; % boucle de comparaison entre les signaux émis et les signaux reçus
    compt1= compt1 +1;%le nombre des symboles "g" à une décision correcte
end
if y1==d;
    compt2= compt2 +1;
end
if y2==a;
    compt3= compt3 +1;
end
```

```

end %fin de boucle Ns
compteur(essai)=compt1 + compt2 + compt3;
Pb0(essai)=(3*Ns-compteur(essai))/(3*Ns);
end %fin boucle essai
Pbm(j)=sum(Pb0)/Es;
end %fin boucle Nd
plot(SNR,Pbm);grid

```

3- Codage STTC

```

%
%===== %
% Simulation de codage espace temps en trellis 4-états 2Tx-2Rx (1)
%===== %
SNR=4;% rapport signal sur bruit en dBw
B=sqrt(10.^(SNR/10));% puissance du signal
N=5;%longueur de trame
M=4;% nombre de points de modulation M-aire PSK
Ns=1;%nombre de simulation
%génération des constellations M-PSK
for u=1:1:M;
    s(u)= B*(cos(2*pi*(u-1)/M) + i*sin(2*pi*(u-1)/M));
end
for g=1:Ns;
%==génération de la matrice du canal MIMO gaussien==%
H=sqrt(0.5)*(randn(2,2) + i*randn(2,2));
%génération de trame a transmis vers l'antennes d'émission
n=randsrc(1,1,[0,1,2,3]);
C(1,1)=0;
C(2,1)=n;
for m=2:1:N;
    C(1,m)=C(2,m-1);
    C(2,m)=randsrc(1,1,[0,1,2,3]);
end
for p=1:1:N;%boucle de codage/décodage
    %génération de bruit AWGN+l'interférence.
    Nb=randn(1,2) + i*randn(1,2);% bruit AWGN + interférence
    %génération de bloc des signaux émises
    X=[s(C(1,p)+1) s(C(2,p)+1)];%signaux émis par l'antenne 1 et 2 respectivement

    r(1,p)= X*[H(1);H(2,1)] + Nb(1);%les signaux reçus aux antennes de réception taille 1*2
    r(2,p)= X*[H(1,2);H(2,2)] + Nb(2);
end
%== detection des symboles reçus par l'algorithme de Viterbi ==%
R(1,1)=0;
R(2,1)=0;
for f=2:131;
    for v=1:4;
Bm(v,(f-1))=(abs(r(1,f-1)-(H(1)*s(R(2,(f-1))+1) + H(2,1)*s(v)))).^2 + (abs(r(2,f-1)-
(H(1,2)*s(R(2,(f-1))+1) + H(2,2)*s(v)))).^2;%calcul de branche metrique pour chaque pair de
symbole reçus

```

```

end
[V,A]=min(Bm,[],1);
R(1,f)=R(2,(f-1));
R(2,f)=A(f-1)-1;
end
R(2,131)=0;
for q=1:1:N;
    Ce(1,q)=s(C(1,q)+1);
    Ce(2,q)=s(C(2,q)+1);
end
for p=1:1:N+1;
    E(1,p)=s(R(1,p)+1);%matrice reçus erronés
    E(2,p)=s(R(2,p)+1);
end
for L=1:1:N;
    D(1,L)=Ce(1,L)-E(1,L);%
    D(2,L)=Ce(2,L)-E(2,L);
end
T=D*conj((D)');
y=rank(A);
[V F G]=svd(T);
Pe(g)=(1/prod(diag(F)))*((B.^2/4).^(-y));%probabilité d'erreur
end
Pem=sum(Pe)/Ns;
disp(Pem);

% ===== %
% Simulation de codage espace temps en treillis 4-états 2Tx-1Rx (2)
% ===== %
SNR=0;% rapport signal sur bruit en dBw
B=sqrt(10.^(SNR/10));% puissance du signal
N=130;%longueur de trame
M=4;% nombre de points de modulation M-aire PSK
Ns=1000;%nombre de simulation
%génération des constelations M-PSK

for u=1:1:M;
    s(u)= B*(cos(2*pi*(u-1)/M) + i*sin(2*pi*(u-1)/M));
end
for g=1:Ns;
    %==génération de la matrice du canal MIMO gaussien==%
    H=sqrt(0.5)*(randn(2,1) + i*randn(2,1));
    %==génération de trame a transmis vers l'antennes d'émission ==%
    n=randsrc(1,1,[0,1,2,3]);
    C(1,1)=0;
    C(2,1)=n;
for m=2:1:N;
    C(1,m)=C(2,m-1);
    C(2,m)=randsrc(1,1,[0,1,2,3]);
end
C(1,N+1)=0;
C(2,N+1)=0;

```

Annexe

```
for p=1:1:N;
    %génération de bruit AWGN+l'interférence.
    Nb=randn(1) + i*randn(1);% bruit AWGN + interférence
    %génération de bloc des signaux émises
    X=[s(C(1,p)+1) s(C(2,p)+1)];%signaux émis par l'antenne 1 et 2 respectivement
    r(p)=X*H + Nb;
end
% detection des symboles reçus par l'algorithmme de Viterbi
R(1,1)=0;
R(2,1)=0;
for f=2:N+1;
    for v=1:4;
        Bm(v,(f-1))=(abs(r(f-1)-(H(1)*s(R(2,(f-1))+1) + H(2,1)*s(v))))).^2;%calcul de branche metrique
        pour chaque pair de symbole reçus
    end
    [V,A]=min(Bm,[],1);
    R(1,f)=R(2,(f-1));%la matrice des signaux reçus
    R(2,f)=A(f-1)-1;
end

R(2,N+1)=0;

for q=1:1:N+1;
    Ce(1,q)=s(C(1,q)+1);
    Ce(2,q)=s(C(2,q)+1);
end

for p=1:1:N+1;
    E(1,p)=s(R(1,p)+1);%matrice reçus erronés
    E(2,p)=s(R(2,p)+1);
end

for L=1:1:N;
    D(1,L)=Ce(1,L)-E(1,L);%
    D(2,L)=Ce(2,L)-E(2,L);
end

T=D*conj((D)');

y=rank(A);

[V F G]=svd(T);

Pe(g)=(1/prod(diag(F)))*((B.^2/4).^(-y));%probabilité d'erreur

end

Pem=sum(Pe)/Ns;

disp(Pem);
```

Bibliographie

- [1] Smon Haykin "communication systems".
- [2] MAKHLOUFIA Seddik « Evaluation de l'Architecture V-BLAST Appliquée aux Systèmes MIMO ». ENP. Promotion : Juin 2003
- [3] I.Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", AT&T Technical Memorandum, June 1995.
- [4] HEEJUNG NAM & BYUNG-SEO KIM "Performance Evaluation of Space Time Block Code based on Simulation".
- [5] Professor R. A. Carrasco "Space-time Diversity Codes for Fading Channels", Staffordshire University.
- [6] B.Holter, "On the capacity of the MIMO channel -A tutorial introduction- ", Oct. 2001.
- [7] John G.Proikis, Masoud Salehi "Communication systems engineerind"
- [8] V.Tarokh, N.Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.44, pp. 744-765, March 1998.
- [9] M.Wennstrom, "On MIMO systems and adaptive arrays for wireless communication, Analysis and Practical Issues", Thèse de Doctorat de Uppsala University, 2002.
- [10] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [11] Kunnari E., "Space-Time Coded Transmit Diversity Techniques for Wideband CDMA Systems", University of Oulu, Department of Electrical Engineering. Master's Thesis, 142 p. (2000)
- [12] S. Haykin, "Digital Communication", John Wiley & Sons, New York, 1988.
- [13] V. Tarokh, A.Naguib, N.Seshadri and A. R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no. 4, pp. 1121-1128, May 1999.
- [14] G. Ungerboeck, « Channel Coding with Multilevel / Phase Signals, » *IEEE Trans. On Information Theory*, Vol. IT-28, pp.55-67, Janu 1982.

Bibliographie

- [15] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results", IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 17, NO. 3, MARCH 1999
- [16] Hesham M. Al-Salman and Saud A. Al-Semari "Distance Properties of Space-Time Trellis Codes".
- [17] P. W. Wonianski, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over rich scattering wireless channels", in ISSSE, 1998, pp. 295-300.
- [18] T. M. Cover, J. A. Thomas, "Elements of Information theory", John Wiley & Sons, Inc, 1991.
- [19] M. A. Beach, D. P. McNamara, P. N. Fletcher & P. Karisson, "MIMO a solution for advanced wireless access ?", University of Bristol, p. 233, 2001.