

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique

Département d'Electronique



**Mémoire de master**

Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Master en Électronique

Thème :

**Amélioration des Turbocodes avec la technique de  
diversité des antennes**

Réalisé par :

**Mr Mehdi HAFSSIL**

Membres de jury :

**Pr. Z. TERRA** (*Président de jury*)

**Pr. A. MOUSSAOUI** (*Examinatrice*)

**Pr. D. BERKANI** (*Promoteur*)

**Juin 2013**

E.N.P- 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger

## ملخص :

تركز دراستنا في هذا العمل على تنوع هوائي الاستقبال وتطبيقاته على قناة الاتصال مع القمر الاصطناعي. بعد مقدمة موجزة لظاهرة الانتشار، تطرقنا الى فرض حول نظرية الاتصال وترميز القناة . من ذلك، سنذهب إلى الهدف من هذه المذكرة و هو تنوع هوائي الاستقبال وتأثيره على ما يسمى ترميز توربو(Turbo codes).

جانبا من جوانب هذا العمل هو تحليل وتقييم المحاكاة الحاسوبية لدراسة أثر استخدام تقنيات تنوع هوائي الاستقبال على أداء فك الترميز توربو باستخدام خوارزمية log-MAP ذات 4 عقبات، و رسائل ذات 1024 بت مع مبدل من نوع UMTS . قمنا بنموذجة قناة القمر الاصطناعي بقنوات ذات ضجيج أبيض جوس مضاف (AWGN). في عملنا استعملنا فقط التشكيل BPSK.

الكلمات المفتاحية : تنوع هوائي الاستقبال، ترميز القناة، ترميز توربو، سعة القناة، خوارزمية log-MAP ، ترتيب.

**Résumé :** Ce travail est une étude qui porte sur la diversité d'antenne et leurs applications sur un canal satellite. Après une brève introduction sur les phénomènes de propagation, une présentation sur la théorie de l'information et le codage de canal. A partir de la, nous allons passer au but de notre mémoire qui porte sur la diversité d'antenne et leur effet sur les Codes dits Turbo.

L'aspect de ce travail est d'analyser et d'évaluer par simulation sur ordinateur pour étudier l'effet d'utiliser les techniques de diversité d'antenne sur les performances du décodeur Turbo utilisant l'algorithme Log-MAP pour une longueur de contrainte de 4 bits, un taux de codage  $R_t = 1/3$ , et pour des blocs de 1024 bits avec la permutation UMTS. Le canal satellitaire est modélisé par un canal à bruit blanc additif et gaussien adapter. Dans nos simulations, seule la modulation cohérente BPSK est considérée.

**Mots clés :** Diversité d'antenne, Codage de canal, Turbocode, capacité du canal, Concaténation, Permutation, Décodage itératif, Modulation, l'algorithme Log-MAP.

**abstract :** This work is a study that focuses on the antenna diversity and their applications on a satellite channel. After a brief introduction to the phenomenon of propagation, a presentation on information theory and channel coding. From it, we'll go to the purpose of our memory which covers the antenna diversity and their effect on the Turbo Codes.

The aspect of this work is to analyze and evaluate with computer simulation to study the effect of using the techniques of antenna diversity on the performance of the Turbo decoder using the Log-MAP algorithm for length constraint equal 4 bits, a coding rate  $R_t = 1/3$ , and for blocks of 1024 bits with permutation UMTS. The satellite channel is modeled by a additive Gaussian white noise channel with some adaptation. In our simulations, only the coherent BPSK modulation is considered. Medskip

**Key words :** Antenna diversity, Channel coding, Turbocode, channel capacity, Concatenation, interleaving, iteratif Decoding, Modulation, Log-MAP algorithm.

## *Remerciements*

Nous tenons à remercier Dieu le tout Puissant et Maître de l'univers, qui nous a donné la force nécessaire, la forte volonté et la patience, afin d'accomplir ce travail.

Tout d'abord, Nous remercions particulièrement et très chaleureusement notre promoteur, Pr D. BERKANI, avec qui nous avons eu tant de plaisir à travailler et de profiter de son expérience, ses conseils précieux, ses remarques pertinentes.

Nous exprimons notre gratitude et nos remerciements sincères envers le Pr Z. TERRA qui nous a fait l'honneur de présider le jury. Nous remercions aussi Dr A. MOUSSAOUI d'avoir accepté d'être membre du jury et d'examiner notre travail.

Que tous nos professeurs qui ont contribué à notre formation trouvent ici notre plus profonde gratitude.

Enfin, Nous souhaitons dédier ce mémoire à nos parents. Rien n'aurait été possible sans leur soutien, confiance et générosité.

## *Dédicaces*

*A toi ma MERE, si loin de moi depuis ton lieu de résidence et si près de moi par la pensée, TU ME MANQUES*

*A toi mon PERE, si loin de moi depuis mon voyage dans l'au-delà et si près de moi par la pensée, TU DEMEURES A JAMAIS AVEC MOI*

*A mes soeurs*

*A tous mes proches*

*A Monsieur : D. BERKANI*

*A mes amis : Salima, Islem,...*

*A tous mes amis de l'ENP.*

*A tous ceux qui ont su croire en moi*

*A tous ceux qui me sont chers*

*Je dédie ce modeste travail*

**Mehdi HAFSSIL**

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Notions sur la propagation</b>	<b>3</b>
1.1	Introduction . . . . .	3
1.2	La propagation en espace libre . . . . .	3
1.3	La propagation hors espace libre . . . . .	4
1.3.1	Les phénomènes de base en propagation . . . . .	5
1.3.2	La propagation par trajets multiples . . . . .	6
1.4	Canal de propagation . . . . .	7
1.4.1	Dispersion dans les canaux . . . . .	7
1.4.2	La diversité dans le canal . . . . .	9
1.4.3	La sélectivité des canaux . . . . .	9
1.4.4	Modélisation du canal de propagation . . . . .	10
1.4.5	Capacité du canal . . . . .	12
1.5	Conclusion . . . . .	12
<b>2</b>	<b>Système de communication numérique</b>	<b>13</b>
2.1	Introduction . . . . .	13
2.2	Système de transmission . . . . .	13
2.3	Codage/Décodage de canal . . . . .	14
2.3.1	Codes Convolutifs . . . . .	16
2.3.2	Décodage des codes convolutifs . . . . .	17
2.4	Turbocodes convolutifs . . . . .	18
2.5	Turbo décodage . . . . .	19
2.5.1	Principe de Turbo Décodage . . . . .	19
2.5.2	Logarithme de rapport de vraisemblance . . . . .	21
2.5.3	L'algorithme de maximum probabilité à posteriori . . . . .	23
2.5.4	L'algorithme SOVA . . . . .	27
2.6	Conclusion . . . . .	28

<b>3</b>	<b>Diversité d'antenne</b>	<b>29</b>
3.1	Introduction . . . . .	29
3.2	Système de communication Conventionnel (SISO) . . . . .	29
3.2.1	Capacité du canal . . . . .	29
3.3	Systèmes à multiple antennes (MIMO) . . . . .	30
3.3.1	Capacité du canal . . . . .	30
3.4	Problématique . . . . .	31
3.4.1	Principe de la diversité . . . . .	32
3.4.2	Techniques de diversité des antennes en réception . . . . .	33
3.4.3	Techniques de combinaisons de diversité . . . . .	35
3.5	Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du système (DSG) . . . . .	40
3.6	Conclusion . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Simulations et Résultats</b>	<b>43</b>
4.1	Conditions et paramètres de la simulation . . . . .	43
4.1.1	Le nombre d'antenne à la réception . . . . .	47
4.1.2	La méthode de combinaison . . . . .	48
<b>5</b>	<b>Conclusions</b>	<b>49</b>

# Table des figures

1.1	Propagation en espace libre . . . . .	4
1.2	Propagation hors espace libre . . . . .	5
1.3	Spectre Doppler par modèle de Jakes . . . . .	8
2.1	Algorithme d'une chaîne de transmission . . . . .	14
2.2	Représentation du seuil de convergence et de la performance asymptotique	16
2.3	Représentation du code convolutif récursif systématique utilisé ( $R = 1/2$ , $k = 5$ ) . . . . .	17
2.4	Schéma de principe d'un turbo encodeur . . . . .	19
2.5	Schéma de principe d'un turbo-décodeur . . . . .	20
2.6	Principe des itérations et de calcul des $L$ a posteriori . . . . .	25
3.1	Configuration d'antenne d'un système SISO . . . . .	30
3.2	Configuration d'antenne d'un système MIMO . . . . .	31
3.3	Configuration d'antenne d'un système MISO . . . . .	32
3.4	Codeur d'Alamouti . . . . .	33
3.5	Configuration d'antenne d'un système SIMO . . . . .	33
3.6	Principe de la diversité en réception . . . . .	34
3.7	Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes . .	36
3.8	Combinaison par commutation . . . . .	37
3.9	Combinaison par sélection (SC) . . . . .	38
3.10	Combinaison par gain égal (EGC) . . . . .	39
3.11	Canal à $L$ branches de diversité et le récepteur MRC correspondant . . .	40
3.12	Courbes asymptotiques de diversité d'un système sans codage de canal pour $L = 1; 2; 4; 8; 16$ , conversion bit/symbole BPSK/QPSK . . . . .	41
3.13	Estimation du gain de diversité (DG) . . . . .	42
4.1	Configuration du système utilisée dans les simulations . . . . .	44
4.2	Algorithme du système utilisé dans les simulations . . . . .	46
4.3	Effet de la diversité d'antenne . . . . .	47

4.4	Effet de la diversité d'antenne . . . . .	48
1	F.D.P d'une Gaussienne de moyenne nulle et de variance unitaire . . . . .	51
2	P.D.F d'une Rayleigh de variance unitaire . . . . .	52



# Liste des abréviations

<b>BER TEB</b>	Taux d'erreur binaire
<b>PSK</b>	Phase shift keying
<b>BPSK</b>	Binary phase shift keying
<b>CBS</b>	Canal binaire symétrique sans mémoire
<b>AWGN BBAG</b>	Bruit blanc additif gaussien
<b>DVB-S</b>	Digital video broadcasting satellite
<b>DAB</b>	Digital audio broadcasting
<b>OBP</b>	On board processing
<b>OBO</b>	Output back off
<b>IBO</b>	Input back off
<b>PIRE</b>	Puissance Isotrope Rayonnée Effective
<b>RFI</b>	Reponse finie à une impulsion
<b>RII</b>	Reponse infinie à une impulsion
<b>CR</b>	Code récursif
<b>CRC</b>	Code récursif systématique
<b>NRNSC</b>	Code non récursif non systématique
<b>CCSDS</b>	Consultative comited for space data systems
<b>MAP</b>	Maximum à postériori
<b>DMH</b>	Distance minimal de Hamming
<b>CS</b>	Concatination série
<b>CP</b>	Concatination parallèle
<b>RTZ</b>	Retoure à zéro
<b>SISO</b>	Soft in soft out
<b>LLR</b>	Logarithm likelihood ratio
<b>SOVA</b>	Soft Output Viterbi Algorithm

# Introduction Générale

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1880, quand Hertz démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. En 1892, les travaux publiés par l'anglais Sir Williams Crookes prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables. Par la suite, l'Italien Marconi démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée. En effet, en 1895, pour la première fois, disposant d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice très élevées, il arriva à établir un lien radio sur une portée de 29km. Cette grande première est le début de la radiocommunication.

Les interactions des ondes électromagnétiques émises avec l'environnement dans lequel elles se propagent sont diverses et multiples et déterminent les performances des systèmes de communication sans fil. Ainsi, dans un réseau de communication sans fil, l'onde électromagnétique est utilisée comme support de transmission. Par ailleurs, multiplier le nombre d'antenne en émission et/ou en réception peut permettre d'améliorer les performances d'un système de communication sans-fil. Parmi ces solutions nous allons adopter la diversité de réception qui permet de minimiser l'effet de l'évanouissement.

## **Organisation du document**

Ce mémoire comporte 4 chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à l'introduction aux concepts généraux liés à la propagation du signal et au canal de propagation.
- Le Deuxième chapitre est une introduction aux concepts généraux liés à la théorie de l'information et au codage de canal. Dans ce chapitre, on a défini brièvement chaque bloc de la chaîne de communication numérique, et on a détaillé le bloc du codeur de canal.
- Le troisième chapitre contient des notions sur la diversité d'antenne, les techniques de combinaisons de diversité et comment on peut exploiter ce point pour combattre les effets d'évanouissements sur les signaux transmettent.

- Le quatrième et le dernier chapitre contient les simulations et l'analyse des résultats. Utilisant un simulateur d'un système de communication numérique implémenter sur Matlab. Enfin, une conclusion générale sur ce travail.

# Notions sur la propagation

## 1.1 Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques. Nous présenterons dans ce chapitre les différentes modélisations d'un canal, ce qui permettra dans la suite de nos travaux d'appréhender le dimensionnement et la conception physique et logicielle de notre système de communication.

## 1.2 La propagation en espace libre

Selon l'environnement de propagation, les influences du canal diffèrent. Le modèle d'espace libre permet d'avoir une première approche. Dans le cas d'une liaison en vue directe, connue aussi sous le terme LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur, une ellipse appelée zone de Fresnel permet de cerner la validité du modèle espace libre dans un canal réel (Figure(1.2)). Mais, si cette zone n'est pas dégagée, le modèle n'est plus valable.

En espace libre, l'onde se propage depuis l'émetteur jusqu'à ce qu'une partie de la puissance transmise  $P_e$  excite l'antenne réceptrice. Cette puissance reçue  $P_r$  s'exprime en fonction du gain des deux antennes  $G_e$  et  $G_r$ , de la distance de propagation  $d$  et de la longueur d'onde  $\lambda$  comme suit :

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

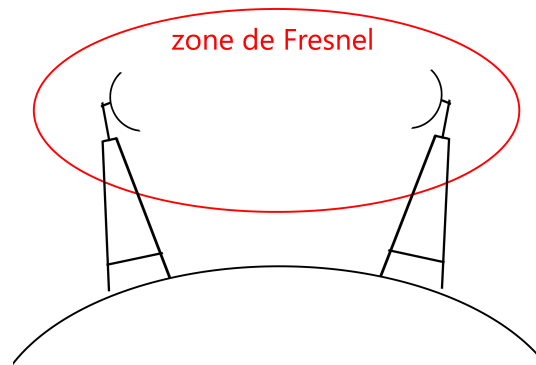


Figure 1.1 – Propagation en espace libre

C'est une puissance de réception maximale. Cette valeur ne prend pas en compte la dépolarisation, la désadaptation et les variations spatiales du gain des antennes. On en déduit l'affaiblissement de la liaison :

$$L = \frac{P_r}{P_e} = G_e \cdot G_r \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

En considérant des antennes omnidirectionnelles ( $G_e = G_r = 1$ ), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à  $d^2$ .

### 1.3 La propagation hors espace libre

Les situations les plus courantes de propagation dans les systèmes de radiocommunication sont loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance (Figure(1.3)).

Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage [1] sont les phénomènes à l'origine de ces variations. La décroissance en  $1/d$  est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations.

En plus de la décroissance de la densité de puissance en fonction de la distance, entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le signal subit deux types de pertes : pertes à petite et grande échelle. Les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit (quelques longueurs d'onde). La présence d'obstacles dans l'environnement de

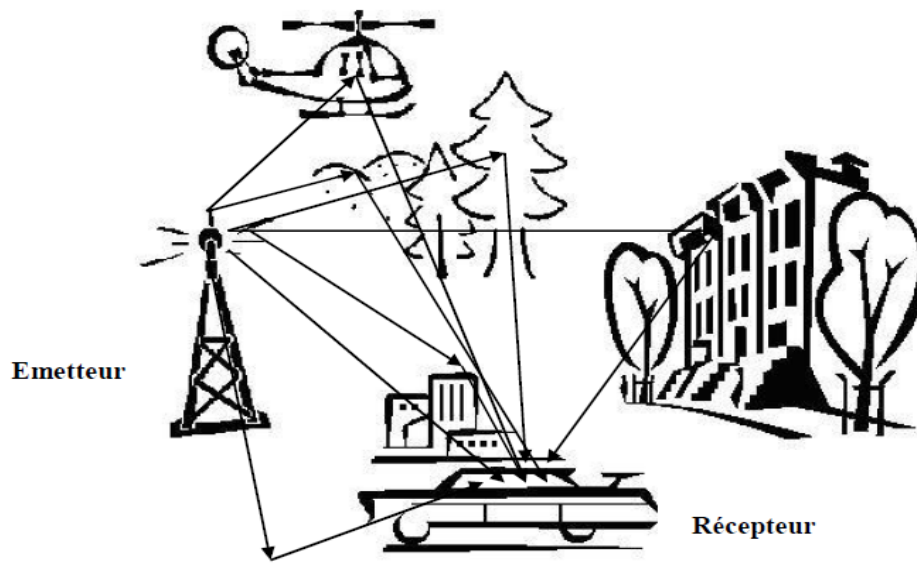


Figure 1.2 – Propagation hors espace libre

propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Selon leurs phases d'arrivée au niveau de l'antenne, la somme de ces répliques peut être constructive ou destructive. C'est la source du phénomène d'évanouissement. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en résulte une multitude de trajets et donc, une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. Ces phénomènes sont détaillés dans la section suivante.

### 1.3.1 Les phénomènes de base en propagation

Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, différents phénomènes apparaissent selon la taille vis à vis de la longueur d'onde  $\lambda$ , de la nature et de la forme de ces obstacles [2].

La réflexion, la diffraction et la diffusion sont les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal [3,4]. Leur description est la suivante :

**a - Réflexion/Réfraction :** Les phénomènes de réflexion et de réfraction apparaissent lorsque l'obstacle rencontré par l'onde a une taille très supérieure et de très petites irrégularités devant la longueur d'onde du signal.

**b - Diffraction :** Des phénomènes de diffraction apparaissent lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques. Les dimensions de cet obstacle doivent être faibles devant la longueur d'onde du signal ou l'obstacle possède des arêtes vives. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et d'interventions des autres types d'interactions. C'est une grande source de mutlitrajets.

**c - Diffusion :** La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde une zone très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des irrégularités suffisamment petites. On distingue deux principaux types de réflecteurs :

- Diffuseurs locaux : Les diffuseurs locaux sont les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Au niveau du récepteur, les diffuseurs placés dans son voisinage occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent de faibles étalements, temporel et angulaire.
- Diffuseurs lointains : Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets multiples généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS (Non Line Of Sight), la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison.

### 1.3.2 La propagation par trajets multiples

Les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis. De nombreuses répliques de ce signal sont ainsi créées. Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués. Des lors, elles sont plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés. A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements.

Les systèmes de communications satellitaire, que ce soit à l'intérieur ou l'extérieur des bâtiments, sont ainsi soumis aux distorsions induites par les trajets multiples. Cependant dans le cas NLOS, les trajets multiples évitent l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

## 1.4 Canal de propagation

### 1.4.1 Dispersion dans les canaux

La configuration spatiale du récepteur et de l'émetteur engendre des dispersions temporelles et fréquentielles. Ces dispersions sont déterminantes pour le canal de propagation. Elles définissent des paramètres d'exploitation du canal tel que la bande et le temps de cohérence. Ces paramètres sont essentiels au dimensionnement d'un système de radiocommunication.

#### Les dispersions temporelles

La caractérisation impulsionnelle du canal consiste à observer en réception l'arrivée de l'impulsion émise. En présence de multitrajet, après l'arrivée de la réponse du trajet le plus court, arrivent les réponses des échos. Le temps écoulé entre l'impulsion reçue du premier trajet et celui du dernier écho est l'étalement des retards maximal noté  $\tau_{max}$ . Ainsi, l'étude statistique de la variable aléatoire  $\tau \in [0; \tau_{max}]$  déterminera la dispersion moyenne des retards, notée  $\sigma_\tau$ . Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La bande de cohérence  $B_c$  permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus seront considérés comme décorrélés.

La dispersion des retards et la bande de cohérence sont inversement proportionnelles. En effet, une dispersion élevée des retards provoque une bande de cohérence faible. De nombreuses relations empiriques [1,8] dépendantes du type du canal, permettent alors d'exprimer  $B_c$  en fonction de  $\sigma_\tau$ . Voici quelques expressions empiriques :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_\tau} \quad \text{pour } p_f = 0.5 \quad (1.3)$$

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \sigma_\tau} \quad \text{pour } p_f = 0.9 \quad (1.4)$$

ou  $p_f$  et le coefficient de corrélation

#### Les dispersions fréquentielles

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet Doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement. Ainsi pour un signal émis à la fréquence  $f_c$  le récepteur aura une fréquence de réception  $f_r$  qui sera la somme de la fréquence émise  $f_c$  et le décalage Doppler  $f_d$  :

$$f_r = f_c + f_d \quad (1.5)$$



$f_d$  est fonction de l'angle  $\theta$  d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse  $\nu$  de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{\nu d_c}{c} \cos(\theta) \quad (1.6)$$

où  $c$  désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage Doppler appelée étalement Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{dmax} \quad avec \quad f_{dmax} = \frac{\nu f_c}{c} \quad (1.7)$$

où  $f_{dmax}$  désigne la fréquence Doppler maximale.

Le spectre Doppler représente la répartition de la puissance autour de la fréquence porteuse. Lorsque les signaux sont reçus uniformément sur toutes les directions et que l'antenne de réception est omnidirectionnelle, le spectre Doppler obtenu a une forme de « U » dite de Jakes.

Figure 1.3 – Spectre Doppler par modèle de Jakes

Le temps de cohérence  $t_c$  du canal et la fréquence Doppler maximale  $f_{dmax}$  évoluent de manière inversement proportionnelle. Le temps de cohérence du canal représente l'évolution temporelle de celui-ci, il est lié aux dispersions fréquentielles. Il est alors possible d'exprimer  $t_c$  en fonction de  $f_d$  [1] :

$$t_c \simeq \frac{9}{16\pi f_{dmax}} \quad (1.8)$$

Ces dernières notions de bande et de temps de cohérence permettent de dégager certaines contraintes de développement pour les systèmes de radiocommunications vis-à-vis d'un canal de propagation donné.

#### 1.4.2 La diversité dans le canal

La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. On distingue plusieurs formes de diversité, par exemple, les diversités spatiales, temporelles, fréquentielles, etc ... La notion de diversité est utile afin d'évaluer la robustesse d'un système de radiocommunications vis à vis d'un canal donné. Les grandeurs  $D_t$  et  $D_f$  représentent respectivement l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Ces grandeurs correspondent à l'ordre de diversité utilisé lors de la transmission d'un signal d'une trame de durée  $T_{trame}$  de signaux de durée  $T_s$ , leur expression est la suivante :

$$D_t = \frac{T_{trame}}{\sigma_\tau} \quad (1.9)$$

$$D_f = \frac{B_s}{B_c} \quad (1.10)$$

Recevoir plusieurs répliques décorrélés du même signal apporte de la diversité. Cette diversité permet non seulement de contourner les obstacles physiques du canal (évanouissement) mais aussi de garantir une bonne transmission de l'information.

La dimension spatiale permet aussi d'obtenir une forme de diversité [9,10]. La diversité spatiale consiste à transmettre simultanément ou non, des informations sur plusieurs antennes. Ces dernières doivent être espacées d'au moins la distance minimale assurant l'indépendance des évanouissements qui est dite « distance de cohérence ». Alors que la cohérence fréquentielle est engendrée par les multi-trajets arrivant à des instants différents, la cohérence spatiale à l'émission/réception est engendrée par les multi-trajets partant/arrivant de différentes directions spatiales.

Profiter des diversités temporelles, fréquentielles et spatiales du canal revient à maximiser ces valeurs tout en garantissant une bonne efficacité spectrale. L'efficacité spectrale est une autre forme de caractérisation numérique du canal. Elle est estimée en déterminant la capacité de ce dernier.

### 1.4.3 La sélectivité des canaux

La reconstruction des signaux transmis nécessite quelques suppositions pour un traitement numérique adéquat en aval. Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de cohérence définissent la sélectivité du canal. Les multi-trajets ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont les sources d'une sélectivité fréquentielle et temporelle.

Un signal transmis peut être caractérisé par sa durée symbole  $T_s$  ainsi que sa bande  $B_s$ . La robustesse de ce signal dépendra des rapports  $T_s/t_c$  et  $B_s/B_c$ . Ainsi, quatre cas de figures se présentent :

- $B_s \ll B_c, T_s \gg s_t$  : si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à «évanouissements plats».
- $B_s > B_c, T_s < \sigma_\tau$  : si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrélées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en

fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.

- $T_s < t_c, B_s > B_d$  : si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements lents». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.
- $T_s \gg t_c, B_s \ll B_d$  : si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements plats». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

#### 1.4.4 Modélisation du canal de propagation

La caractérisation d'un canal peut se faire en étudiant sa réponse impulsionnelle. En considérant l'émetteur et/ou le récepteur en mouvement, l'expression de la réponse impulsionnelle  $h$  s'exprime comme :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) \exp^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.11)$$

Dans cette expression,  $P$  correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des  $P$  signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets. Chaque trajet discernable peut ainsi être modélisé par une amplitude  $\beta_p$  et un déphasage  $\theta_p$ , associés au retard  $\tau_p$ . Le terme  $\nu_p$ , désigne la fréquence de décalage Doppler, décalage provoqué par les déplacements relatifs de l'émetteur et/ou du récepteur et/ou des obstacles. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus  $r$  et émis  $s$ , selon les relations (1.12), où  $n$  désigne le terme de bruit additif gaussien.

$$\begin{aligned} r(t) &= (h * s)(t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) \exp^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} \delta(\tau - \tau_p) s(t - \tau) d\tau + n(t) \end{aligned} \quad (1.12)$$

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t) \exp^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} s(\tau - \tau_p) + n(t) \quad (1.13)$$

Il est ainsi possible de définir la réponse impulsionnelle  $h$  du canal dans l'espace temps-retard. Cette réponse désigne la fonction d'étalement des retards [7]. D'autres relations permettent la caractérisation du canal. Une fois la caractérisation du notre canal sera faite nous pouvons le modéliser ou bien approximer son comportement a un modèle de canal connu tel que : canal AWGN, de Rayleigh ou bien de Rice.

### a- Canal AWGN

Le canal AWGN est le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique. Ce modèle représente le signal reçu comme étant la somme du signal émis et d'un bruit blanc additif gaussien. Ce dernier modélise le bruit dont les sources peuvent être externes comme le bruit d'antennes ou internes tel que le bruit thermique provoqué par l'agitation des électrons au sein des équipements électroniques de réception.

Par ailleurs, en plus de l'influence du bruit blanc additif, la puissance du signal émis peut également être affectée par une atténuation, appelée aussi *évanouissement*, dont l'amplitude peut varier lentement ou rapidement dans le temps selon le contexte de transmission d'où la nécessité d'utiliser un canal de *Rayleigh* qui prend en charge ces types d'évanouissements.

### b- Canal Rayleigh

Dans un canal de Rayleigh les échantillons du signal reçu  $r_k$  peuvent s'écrire :

$$r_k = h_k x_k + w_k \quad k = 1, \dots, K \quad (1.14)$$

Ce modèle est un modèle complexe ou :

- $\{ x_k ; k = 1, \dots, K \}$  sont les échantillons du signal émis pour une taille de bloc d'information  $K$  ;
- $\{ w_k \}$  désignent les échantillons de bruit blanc complexe gaussien, de moyenne nulle et de variance  $\sigma_w^2 = N_0$  ;
- $\{ h_k \}$  sont des coefficients d'atténuation, distribués suivant la loi de *Rayleigh*, tels que  $E[|h_k|^2] = 1$  et la phase  $\arg(h_k)$  suit une loi uniforme sur l'intervalle  $[0; 2\pi[$ . Le coefficient  $h_k$  à l'instant  $k$  est différent du coefficient  $h_{k'}$  à l'instant  $k'$  si  $k \neq k'$ .

#### 1.4.5 Capacité du canal

En fonction du rapport signal sur bruit (SNR), il est possible d'estimer la vitesse maximale des bits à transmettre sur un support physique tout en garantissant un certain seuil d'erreur. Cette vitesse est connue par la capacité canal d'un système de communication. Elle permet d'exprimer le taux maximal de bit possible à transmettre tout en garantissant une faible perte de données. Elle est mesurée en bits par seconde par Hertz (bits/s/Hz). Elle permet de définir l'efficacité spectrale d'un canal.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels importants concernant la propagation en/hors espace libre. De même, quelques grandeurs importantes qui caractérisent le canal de propagation ont été brièvement présentées. Ces paramètres : temps de cohérence, bande de cohérence, modèle de canal,.... sont à prendre en compte lors de la conception d'un système de communication. Dans le chapitre suivant, nous présenterons brièvement un système de communication de base pour présenter en détail par la suite les codeurs de canal plus particulièrement les turbocodes qu'ils font objet de notre étude.

# Systeme de communication numérique

## 2.1 Introduction

Les turbo codes ont été découverts par C. Berrou et al. en 1993 [1]. Cette famille de codes offre de grandes performances en puissance permettant de s'approcher de la limite théorique de Shannon [2]. Ils marquent une révolution dans la communauté de la théorie de l'information. Depuis leur introduction, de très nombreux travaux de recherche relatifs aux turbo codes, et plus généralement aux codes concaténés, ont été effectués afin de comprendre et d'analyser leur comportement et d'améliorer leurs performances.

Côté application, les turbo codes ont été adoptés par quelques standards émergents telles que le DVB-RCS pour les liaisons satellitaires montantes. Des schémas de codage turbo ont été aussi proposés par le comité CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) pour les applications de télémétrie et de télémétrie spatiales [3]. Cette nouvelle technique de codage de canal qui est le résultat de travaux pratiques n'a pu battre les autres techniques sans le traitement probabiliste dans les récepteurs.

## 2.2 Système de transmission

L'algorithme d'un système de communication de base est représenté sur la Figure(2.1).

A l'émission, un codage de source est alors effectué dans le but de réduire le volume de données à transmettre. Celui-ci consiste à comprimer les données tout en conservant l'information utile, permettant ainsi d'augmenter l'efficacité de la transmission et d'optimiser l'utilisation des ressources du système.

Étant une suite d'éléments binaires, le message numérique à envoyer est une grandeur abstraite. Afin de le transmettre, l'émetteur doit coder et adapter le message à transmettre au canal de transmission, coder le message en ajoutant de la redondance au message original pour qu'on puisse à la réception détecter et corriger les erreurs qu'ils l'affectent durant la transmission, et l'adapter au canal en l'associant à une représentation physique.

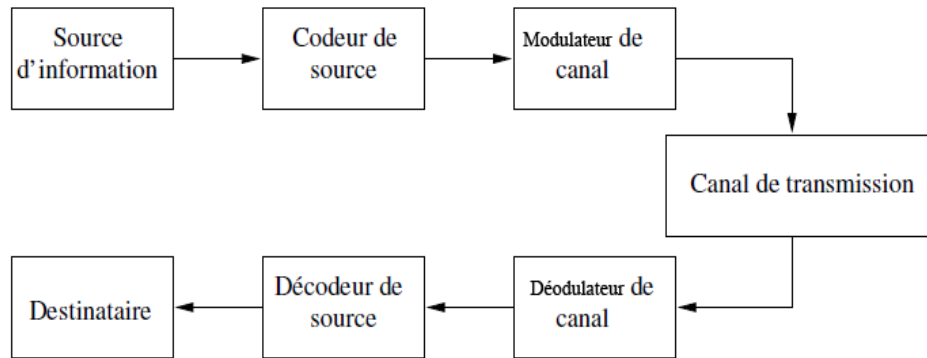


Figure 2.1 – Algorithme d'une chaîne de transmission

Le canal de transmission est un lien physique entre l'émetteur et le récepteur ; il diffère selon le type d'applications envisagé. Dans le cadre de notre travail, nous nous plaçons dans un contexte de communications sans fil qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le milieu de transmission, le canal introduit des perturbations affectant le signal émis. C'est pourquoi, le signal reçu est altéré par du bruit et des distorsions qui peuvent induire le récepteur en erreur.

Le récepteur réalise l'opération inverse en reconstituant le message émis à partir du signal reçu. Ces deux opérations sont appelées respectivement modulateur à l'émission et démodulateur à la réception. Dans ce qui se suit, nous n'allons pas passer par l'adaptation du message au canal parce que ce n'est pas l'objet de notre travail (nous utiliserons uniquement la modulation BPSK lors des études théoriques ou lors de la vérification de la faisabilité du système). En revanche, nous introduirons la notion de codage de canal.

### 2.3 Codage/Décodage de canal

Comme nous le sachons, le milieu de transmission est un facteur de perturbation pour le signal utile. Pour minimiser l'influence du bruit, il est nécessaire de maximiser la puissance du signal émis, ou du moins il faut que celle-ci soit grande par rapport à la puissance du bruit. Cette opération entraîne une augmentation de la consommation du système. Or dans le contexte actuel de communications, l'objectif est d'utiliser des terminaux qui consomment moins d'énergie pour augmenter l'autonomie.

Le codage de canal est un traitement qui permet d'améliorer les performances d'un système sans avoir à augmenter la puissance d'émission. Son principe consiste à ajouter une certaine quantité de bits dits bits de redondance à la séquence de bits d'information utiles afin de détecter les erreurs, voire de les corriger. Le code est alors un code détecteur

correcteur d'erreurs. Donnons maintenant quelques définitions de termes caractérisant les codes correcteurs d'erreurs.

Le gain de codage est défini par l'écart entre deux courbes de taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal à bruit, à taux d'erreurs binaires fixé. L'une des courbes correspond au système comprenant un codage de canal et l'autre à un système sans codage de canal.

La distance de Hamming entre deux mots de code différents désigne le nombre d'éléments binaires différents entre les deux. La distance minimale de Hamming, notée  $d_{min}$ , est la distance minimale entre l'ensemble des mots de code distincts. La capacité de correction du code est liée à la valeur de  $d_{min}$ . Plus celle-ci est grande, plus le code est performant.

Le rendement de code quant à lui est défini par le rapport entre le nombre de bits à l'entrée du codeur et le nombre de bits codés correspondants. Si  $R$  désigne le rendement de code, l'efficacité spectrale du système utilisant une conversion bit/symbole à  $Q$  points de constellation est donnée par l'équation :

$$\eta = R \cdot \log_2 Q \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (2.1)$$

L'augmentation de l'efficacité spectrale peut être obtenue en faisant varier le nombre de points de constellation et/ou le rendement de code.

Lors de l'analyse d'un système utilisant un code correcteur d'erreurs, les deux paramètres suivants sont souvent considérés : le seuil de convergence du système et la performance asymptotique du système. Dans le contexte d'un système non itératif, le seuil de convergence désigne le rapport signal à bruit à partir duquel un système avec codage de canal représente un taux d'erreurs plus faible par rapport au système sans codage. Tandis que la performance asymptotique est définie par le gain à fort rapport signal à bruit, noté  $G_a$ , d'un système avec codage par rapport au système sans codage. Ces deux comportements sont illustrés sur la Figure(2.2).

La courbe A donne les performances en terme de BER d'un système sans codage de canal, tandis que les deux courbes B et C présentent celles d'un système codé. Le seuil de convergence de la courbe B étant plus faible que celui de la courbe C, le code correspondant présente alors une bonne convergence. Par contre, la courbe C présente un gain asymptotique  $G_a$  de près de 4 dB par rapport à la courbe A, soit de 2 dB supérieur à celui de la courbe B. Dans ce cas, le code utilisé présente un bon comportement asymptotique.

Depuis leur introduction par *P.Elias* en 1955 [4], les codes convolutifs n'ont cessé d'avoir de l'importance et d'être sollicités dans les systèmes de transmission numérique. Ces codes sont en effet assez faciles à mettre en oeuvre et ont un bon pouvoir de



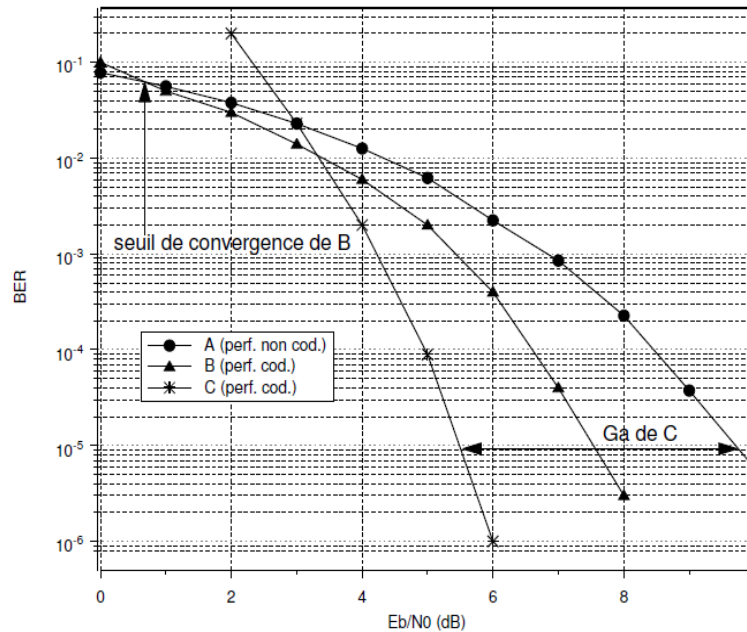


Figure 2.2 – Représentation du seuil de convergence et de la performance asymptotique

correction. Dans le cadre de cette mémoire, nous utiliserons des codes convolutifs récurrents systématiques concaténés.

### 2.3.1 Codes Convolutifs

Soit un codeur de code convolutif de  $p$  bits en entrée et  $q$  bits en sortie. Chaque bloc de  $q$  bits dépend non seulement du bloc de  $p$  bits en entrée mais également de  $\nu$  blocs considérés précédemment. Les codes convolutifs introduisent donc un effet mémoire d'ordre  $\nu$ . Différentes représentations sous forme d'arbre, diagramme d'états ou de treillis sont utilisées pour illustrer cet effet mémoire. Ces représentations sont en effet adaptées à l'élaboration des algorithmes de décodage ; la représentation sous forme de treillis est la plus fréquemment utilisée.

La *longueur de contrainte* du code est définie par la quantité  $k = \nu + 1$  et le nombre d'états du code par  $E = 2^{\nu \cdot p}$ . Lorsque les  $p$  bits d'information en entrée du codeur se retrouvent dans le bloc de  $q$  bits en sortie, le code est dit systématique. De plus, si une ou plusieurs de ses sorties sont réintroduites à l'entrée pour être à nouveau codées, alors le code est dit récurrent systématique. Des études effectuées dans [5] ont montré que les codes convolutifs récurrents systématiques permettent d'obtenir des performances au moins aussi bonnes que les meilleurs codes convolutifs non systématiques. La Figure(2.3) présente un exemple d'un code convolutif récurrent systématique.

Ce code a un rendement  $R = 1/2$ , ce qui correspond à un bit de redondance pour un bit d'information. Il est représenté sous la forme d'un registre à décalage de  $\nu = 4$  éléments

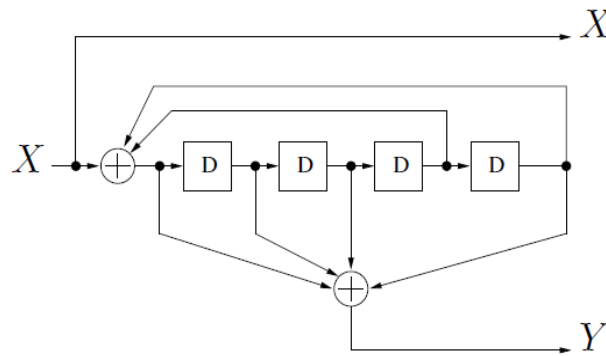


Figure 2.3 – Représentation du code convolutif récursif systématique utilisé ( $R = 1/2$ ,  $k = 5$ )

de retard, noté chacun  $D$ . Il peut aussi être représenté par ses polynômes générateurs écrite en base 8 (octal)  $(1, 35/23)_8$  et sous la forme

$$G = \left[ 1; \frac{1 + D + D^2 + D^4}{1 + D^3 + D^4} \right]$$

Le code convolutif récursif systématique utilisé peut être rendu *circulaire* [6]. Cette propriété consiste à ramener l'état du codeur à l'état zéro (généralement l'état initial), à la fin du codage, sans avoir à ajouter des bits de terminaison de treillis. Ce procédé permet une amélioration de la transmission. Avec le code convolutif récursif systématique circulaire, l'état de départ, qui est aussi l'état d'arrivée du codeur, peut être déterminé à partir du mot de code à émettre si la taille du mot de code n'est pas un multiple de  $(E - 1)$  [6].

### 2.3.2 Décodage des codes convolutifs

Soit un code convolutif représenté par son diagramme en treillis. Connaissant le motif de treillis, le décodeur a pour fonction de chercher dans le treillis un chemin particulier qui correspond à la séquence binaire émise la plus vraisemblable à partir de celle reçue. Les algorithmes basés sur le treillis les plus couramment utilisés pour le décodage de codes convolutifs sont cités ci-dessous.

- L'algorithme de Viterbi à entrée et sorties pondérées, connu sous le nom de SOVA (Soft-Output Viterbi Algorithm) [7].
- L'algorithme BCJR pour Bahl Cocke Jelinek Raviv [8], qui assure un décodage optimal selon le critère de Maximum A Posteriori, d'où le nom MAP.
- L'algorithme Log-MAP que nous utilisons dans cette étude est une transposition de l'algorithme MAP dans le domaine logarithmique. Cette transformation permet de faire disparaître les calculs des exponentiels de l'algorithme MAP et de remplacer les opérations de multiplication par des opérations d'addition, ce qui le simplifie

significativement. Ce sont les raisons pour lesquelles cet algorithme a été choisi dans le cadre de cette étude.

- L'algorithme Max-Log-MAP est aussi une simplification de l'algorithme MAP. Il effectue une approximation de l'opération logarithmique par une fonction de maximisation. C'est donc un algorithme sous-optimal mais il présente un bon compromis entre performances et complexité. Par ailleurs, il ne demande pas la connaissance de la variance de bruit  $\sigma_w^2$ , ce qui facilite sa mise en oeuvre.

Dans notre étude, nous allons adopter les turbocodes comme codeur de canal et c'est la raison pour la quelle nous allons détailler par la suite la partie codage puis le décodage des turbocodes.

## 2.4 Turbocodes convolutifs

De nombreuses études ont montré que pour construire un code convolutif performant, il est impératif que sa longueur de contrainte  $k$  soit suffisamment grande, ce qui correspond à une grande distance minimale de Hamming  $d_{min}$ . Or la complexité d'un treillis et donc d'un décodeur croit de manière exponentielle avec  $k$ . La concaténation de deux ou plusieurs codes de faible longueur de contrainte est une solution appropriée pour obtenir une distance  $d_{min}$  élevée sans pour autant augmenter exponentiellement la complexité du décodeur.

La notion de concaténation de code a été introduite par *G.D.Forney* [9] en 1966 ; mais il faudra attendre 1993 pour voir naître le principe de décodage turbo associé à des codes concaténés appelés *Turbocodes convolutifs*. Ces codes et leur décodage associé sont actuellement considérés comme parmi les plus performants. Ils présentent un excellent gain de codage et ont été les premiers à s'approcher des limites théoriques établies par C. E. Shannon [10]. Depuis les premières publications sur les turbocodes convolutifs par C. Berrou [?] [1], ces codes ont acquis une reconnaissance internationale dans le domaine des télécommunications. Ils ont été adoptés par de nombreux comités de normalisation de standard de communication, notamment dans le domaine de la téléphonie mobile UMTS ou CDMA 2000, de la diffusion vidéo numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou du réseau d'accès métropolitain sans fil IEEE 802.16. De plus, le principe turbo est appliqué à diverses techniques utilisant un processus itératif comme la technique turbo-démodulation [11], la technique turbo-égalisation [12] ou la technique turbo-détection [13].

Les premiers turbocodes ont été construits à partir de la concaténation parallèle de deux codeurs CRS. La Figure(2.4) présente le schéma de principe d'un codeur à 16 états de rendement  $R = 1/3$ , dont chaque code élémentaire a les polynômes générateurs  $(1; 35/23)_8$ .

Les deux codeurs élémentaires notés CRS1 et CRS2 agissent respectivement sur la

séquence de bits d'information en entrée  $X$  et la séquence de bits d'information entrelacée notée  $X'$ . Le codeur délivre à sa sortie la séquence de bits d'information  $X$  ainsi que les séquences de bits de redondance  $Y_1$  et  $Y_2$ , générées respectivement par les codeurs élémentaires CRS1 et CRS2. Le rendement naturel de ce codeur est de  $R = 1/3$ . Les séquences de bits de redondance  $Y_1$  et  $Y_2$  peuvent être poinçonnées pour obtenir un rendement supérieur. Dans le cadre de cette mémoire, aucune opération de poinçonnage ne sera mise en oeuvre.

La fonction *entrelacement* ou *permutation* joue un rôle essentiel dans les performances d'un turbocode car elle permet de lutter contre l'apparition de paquets d'erreurs en réception. Des entrelaceurs aléatoires sont utilisés dans le cadre de cette mémoire.

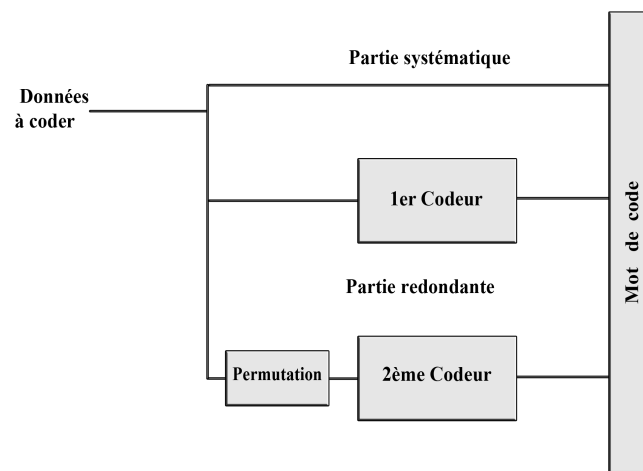


Figure 2.4 – Schéma de principe d'un turbo encodeur

La structure de turbo-décodeur est représentée sur la Figure(2.5). Le turbo-décodeur est constitué de deux décodeurs élémentaires à entrée/sortie pondérées ou SISO (Soft-Input Soft-Output), notés DEC1 et DEC2, qui sont les fonctions duales des deux codeurs élémentaires CRS1 et CRS2 de la Figure(2.4) Ces décodeurs, disposés en série, travaillent alors de manière séquentielle dans le processus itératif de turbo-décodage.

## 2.5 Turbo décodage

### 2.5.1 Principe de Turbo Décodage

Le principe de décodage d'un turbocode est illustré dans Figure(2.5). Il contient deux décodeurs SISO en parallèle [14]. Chaque décodeur reçoit deux informations : une *information intrinsèque* issue du canal de transmission, et une *information extrinsèque* pour la correction. Le résultat est une sortie souple des bits décodés. La sortie souple est représentée par ce que l'on appelle les *logarithmes de rapport de vraisemblance*

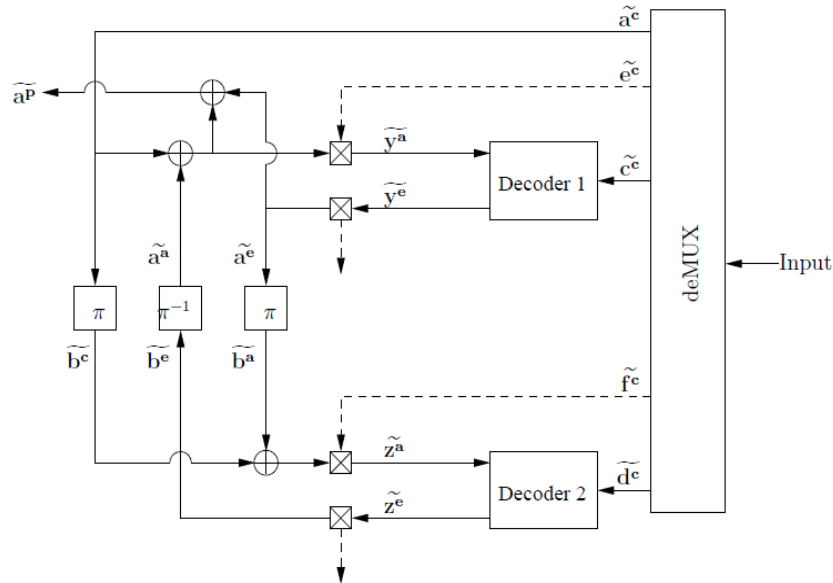


Figure 2.5 – Schéma de principe d'un turbo-décodeur

(LLRs : Log-Likelihood Ratio). Le décodage est effectué itérativement. Le décodeur DEC1, à entrée souple sortie souple, fait un décodage et envoie le résultat au deuxième décodeur DEC2 passant par le désentrelaceur. DEC2 exploite la valeur reçue de DEC1 (information extrinsèque) et la valeur reçue du canal (l'information intrinsèque) pour décoder l'information. A son tour DEC2 envoie le résultat à DEC1 à travers un entrelaceur. DEC1 utilise l'information reçue du DEC2 et l'information reçue du canal pour le décodage, la sortie est renvoyé à DEC2, et ainsi de suite. Le taux d'erreur binaire diminue en augmentant le nombre d'itérations.

Généralement l'opération se termine lorsque l'erreur entre deux sorties souples successives est presque constante.

Dans la figure ci-haut, les notations suivantes sont adoptées :

- $a^{\sim c}$  : la séquence de bits systématiques reçue ;
- $b^{\sim c}$  : la séquence de bits systématiques entrelacée ;
- $c^{\sim c}$  : la séquence de bits reçue codée par le codeur 1 ;
- $d^{\sim c}$  : la séquence de bits reçue codée par le codeur 2 ;
- $e^{\sim c}$  : la séquence de bits de fermeture du codeur 1 ;
- $f^{\sim c}$  : la séquence de bits de fermeture du codeur 2.

Chaque décodeur reçoit deux informations : la première étant la décision souple de la séquence codée, qui est reçue directement du canal ( $c^{\sim c}$ ,  $d^{\sim c}$ ), l'autre étant la séquence décodée par l'autre décodeur, qui est l'addition de l'information à priori fournie par le deuxième décodeur et la séquence systématique reçue. L'information à priori est

l'information extrinsèque générée par le deuxième décodeur après un entrelacement ou désentrelacement.

Dans la figure ci-haut, le décodeur DC1 reçoit à son entrée  $y^{\sim a}$  du deuxième décodeur, qui est la somme des deux séquences  $a^{\sim c}$  et  $a^{\sim a}$  suivie par la séquence  $e^{\sim c}$ . L'ajout de la séquence de bits de fermeture est indispensable pour que le décodeur opère de façon adéquate, mais cette séquence n'est pas échangée entre les décodeurs, étant spécifique à chaque décodeur. D'un autre côté l'information extrinsèque  $y^{\sim e}$  générée par le décodeur DC1 est transmise au décodeur DC2, après la suppression de la séquence de terminaison  $e^{\sim c}$  et l'entrelacement de la séquence d'information. Le décodeur DC2 effectue les mêmes opérations que le décodeur DC1, il reçoit à son entrée l'information extrinsèque  $z^{\sim a}$  qui est la somme de l'information reçue du décodeur DC1 entrelacée  $b^{\sim a}$  ( $a^{\sim e}$  entrelacé) et l'information systématique entrelacée  $b^{\sim c}$  suivie par la séquence de bits de fermeture  $f^{\sim c}$ . L'information extrinsèque générée par le deuxième décodeur  $z^{\sim e}$  est transmise au premier décodeur après la suppression de la séquence de bits de fermeture et le désentrelacement. Dans la première itération  $b^{\sim e}$  est initialisé par 0 ce qui signifie que l'information est totalement inconnue, et les valeurs sont équiprobables. Par conséquent,  $a^{\sim a}$  est aussi initialisé automatiquement à 0. La seule information extrinsèque considérée est donc l'information systématique  $a^{\sim c}$ . Dans la figure précédente deux entrelaceurs et un désentrelaceur sont utilisés entre les deux décodeurs pour obtenir le bon ordre de séquence à l'entrée de chaque décodeur.

L'algorithme de MAP utilise les informations extrinsèques générées par les décodeurs. L'information à posteriori est obtenue par la somme de l'information à priori  $a^{\sim a}$  et l'information extrinsèque  $y^{\sim e}$  du décodeur DC1. A la fin des itérations la décision ferme est prise en basant sur la décision souple à la sortie.

### 2.5.2 Logarithme de rapport de vraisemblance

Chaque décodeur doit envoyer une décision souple pondérée. Le *logarithme de rapport de vraisemblance* (LLR : Log-Likelihood Ratio) est la valeur appropriée associée à la décision de chaque bit décodé. Les LLRs sont échangées pour améliorer la fiabilité de la décision dans l'opération de décodage itératif.

L'utilisation du logarithme a deux avantages principaux Li09. Premièrement, l'algorithme MAP utilise un bon nombre de multiplications, ce qui fait que le circuit implémenté résultant est complexe. L'utilisation du logarithme MAP (Log MAP) par ailleurs transforme les multiplications au domaine logarithmique, où elles deviennent des sommes. Deuxièmement la gamme des valeurs des décisions souples peut être grand voire illimité (théoriquement), qui implique une utilisation d'une mémoire de grande capacité. L'utilisation du Log MAP réduit la gamme de ces valeurs. Par conséquent, le temps de décodage est réduit en utilisant des opérations simples, et peu de mémoires.

Les opérations de base dans l'algorithme MAP sont l'addition et la multiplication. La multiplication dans le domaine logarithmique revient à une addition :

$$\ln(a.b) = \ln(a) + \ln(b) = A + B \quad (2.2)$$

L'addition peut être résolue par le logarithme Jacobien, qui est définie comme suit :

$$\ln(a + b) = \max(a, b) + \ln(1 + \exp^{-|a-b|}) \quad (2.3)$$

Dans la pratique, le terme  $(\ln(1 + \exp^{-|a-b|}))$  est implémenté dans une table dans la mémoire. Cette fonction peut être réalisée par une sélection de valeurs dans ce tableau. Le décodeur utilise les probabilités à priori reçues du deuxième décodeur (qui sont nulles initialement), et les probabilités à posteriori reçues du canal de transmission pour améliorer la décision.

Le logarithme de rapport de vraisemblance LLR d'un bit décodé ( $u_k$ ), est défini comme :

$$L(u_k) = \ln \frac{P_r \{u_k = 1\}}{P_r \{u_k = 0\}} \quad (2.4)$$

où  $P_r\{d_k = i\}$ ,  $i = 0, 1$ , est la probabilité à priori du bit  $u_k$  [?]. On peut calculer les probabilités pour que  $u_k = 0, 1$  sachant que  $P_r\{u_k = 1\} = 1 - P_r\{u_k = 0\}$  en fonction de  $L(u_k)$ .

$$P(u_k = i) = \frac{e^{i.L(u_k)}}{1 + e^{L(u_k)}} \quad i = 0, 1 \quad (2.5)$$

On définit aussi les LLR basés sur les probabilités conditionnelles. Le premier LLR est le rapport des probabilités à posteriori du bit  $u_k = 0, 1$  conditionné par la séquence  $y_k$ .

$$L(u_k/y_*) = \ln \frac{P(u_k = 1/y_*)}{P(u_k = 0/y_*)} \quad (2.6)$$

Ce LLR est fournit par le décodeur SISO utilisé dans le décodage du Turbo-code. Le deuxième LLR d'intérêt est le rapport des probabilités à posteriori du bit reçu  $y_k$  conditionné par le bit transmis  $x_k = 0, 1$  et donné par

$$L(y_k/x_k) = \ln \frac{P(y_k/x_k = 1)}{P(y_k/x_k = 0)} \quad (2.7)$$

Ce LLR est la valeur reçue du canal de transmission. La probabilité à posteriori du bit reçu  $y_k$  sachant le bit transmis  $x_k = 0, 1$  dans un canal Gaussien utilisant une modulation BPSK est :

$$P(y_k/x_k = \pm 1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-E_b}{2\sigma^2}(y_k - (\pm 1))^2\right) \quad (2.8)$$

Le LLR dans (4.13) devient donc :

$$L(y_k/x_k = \pm 1) = \frac{E_b}{2\sigma^2} 4 y_k = L_c \cdot y_k \quad [15] \quad (2.9)$$

Donc le LLR est le produit de  $y_k$  à la sortie du canal et  $L_c$  qui est connu sous le nom de la fiabilité du canal.

### 2.5.3 L'algorithme de maximum probabilité à posteriori

En 1974, BAHL et al. ont introduit un nouvel algorithme qui est connu sous le nom Maximum probabilité à posteriori . Leur travail est l'estimation de la probabilité a posteriori des états de transitions d'une source de Markov observée à travers un canal discret sans mémoire. Cet algorithme est appliqué au turbocode pour réduire au minimum le taux d'erreur. La différence entre cet algorithme et l'algorithme de Viterbi, est que l'algorithme de Viterbi prend le maximum de vraisemblance pour minimiser l'erreur de la séquence de bit entièrement, tandis que l'algorithme MAP prend le maximum de vraisemblance de chaque bit avec les informations à priori, pour choisir le chemin de décodage dans le treillis. D'après [?], cet algorithme n'est pas un bon concurrent à l'algorithme de Viterbi à cause de sa complexité. Mais il est devenu intéressant avec les turbocodes, ou il a donné de bons résultats après quelques modifications [?]. En pratique on utilise l'algorithme MAP approximé.

L'algorithme MAP consiste à calculer trois valeurs essentielles, pour fournir la probabilité du bit (égal à 1 ou -1) si la séquence reçue est  $y_*$ . ceci est équivalent à calculer le LLR  $L(u_k/y_*)$ . La probabilité de  $P(u_k = +1)$  est la somme des probabilités de toutes les transitions possibles T de l'état  $s_{i-1}$  à l'état  $s_i$  du treillis quand un bit +1 est envoyé. De façon analogue, la probabilité de  $P(u_k = -1)$  est la somme des probabilités de tous les transitions possibles T de l'état  $s_{i-1}$  à l'état  $s_i$  quand un bit -1 est envoyé. On peut écrire donc le LLR comme suit :

$$L(u_k/y_*) = \ln \frac{\sum_{((s',s),u_k=+1)} P(S_{(k+1)} = s' \wedge S_k = s \wedge y_*)}{\sum_{((s',s),u_k=-1)} P(S_{(k+1)} = s' \wedge S_k = s \wedge y_*)} \quad (2.10)$$

On peut diviser la séquence à traiter en trois sections : la transition présente, la séquence reçue avant la transition présente, et la séquence reçue après la séquence présente. Avec la règle de Bayes, on trouve après calculs et simplifications :

$$\sigma_k(s', s) = P(S_{(k+1)} = s'_k = s_*) = P(y_{j>k} / s).P(y_k \wedge s / s').P(s' \wedge y_{j<k}) \quad (2.11)$$

$$P(s' \wedge s \wedge y_*) = \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s') \quad [?] \quad (2.12)$$

$\alpha$ , est la métrique réursive en avant, définie par la probabilité [?] :

$$\alpha_{k-1}(s') = P(S_{k-1} = s' \wedge y_{*j<k}) \quad (2.13)$$

Elle correspond à la probabilité que le treillis est à la position  $s'$  à l'instant  $k - 1$  ,  $y_{*j<k}$  dans l'équation précédente étant la séquence reçue du canal avant cet instant.

$\beta$ , est la métrique réursive en arrière, définie par la probabilité [?] :

$$\beta_k(s') = P(y_{*j>k} / S_k = s) \quad (2.14)$$



C'est la probabilité que la séquence future à recevoir est  $y_{*j>k}$ , sachant que s est l'état du treillis à l'instant k.

$\gamma$ , est la métrique de branche définie par la probabilité [?] :

$$\gamma_k(s', s) = P[(y_k \wedge S_k = s) / S_{k-1} = s'] \tag{2.15}$$

C'est la probabilité que le treillis se déplace vers s à l'instant k et la séquence reçue est  $y_k$ , sachant que l'état précédent est s'.

La sortie du décodeur est donnée en calculant les valeurs LLR. Si cette valeur est positive la décision est un 1, sinon elle est nulle. L'équation qui donne les LLR en fonction des métriques présentées préalablement :

$$L(u_k) = L^e(u_k) + L(y_k / x_k = \pm 1) + L(u_k = \pm 1 / y_*) \tag{2.16}$$

Le premier terme est la valeur a priori du bit décodé reçu du deuxième décodeur. Pour la première itération, comme aucune information n'est disponible, elle est égale à 0 (équiprobabilité p=0.5). Le deuxième terme est le LLR du canal et donne une indication sur le SNR du canal. Il est constant et ne change pas d'une itération à une autre, car le terme  $L_c$  (la capacité du canal) et la séquence de bit systématiques sont constants. La troisième valeur est le LLR à posteriori, et doit être calculé pour chaque itération. Donc on peut écrire que :

$$L(u_k) = L_{apriori} + L_{canal} + L_{aposteriori} \tag{2.17}$$

A chaque itération, seulement le  $L_{aposteriori}$  est calculé. A noter que le  $L_{aposteriori}$  à la sortie du décodeur est le  $L_{apriori}$  à l'entrée du deuxième décodeur(Figure(2.6)).

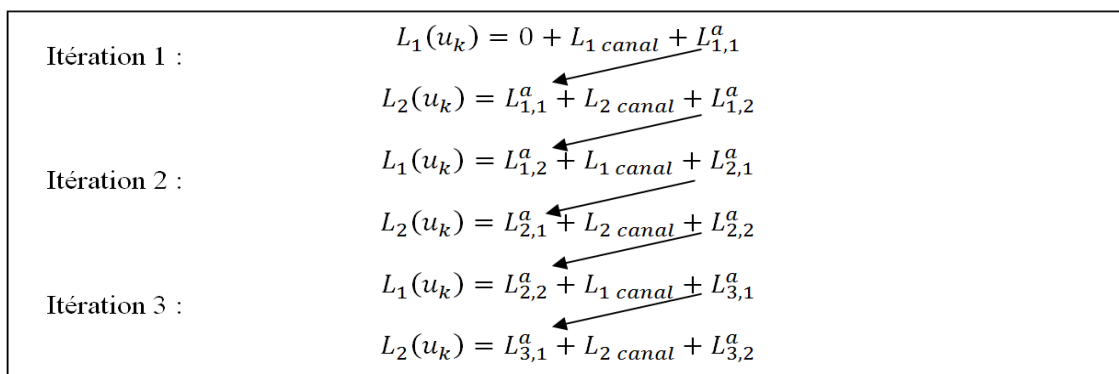


Figure 2.6 – Principe des itérations et de calcul des L a posteriori

Il s'en suit que dans le processus de décodage, le  $L(u_k)$  n'est pas calculé à chaque itération, seul le terme  $L_{aposteriori}$  est calculé jusqu'à un nombre défini d'itérations après

quoi le  $L(u_k)$  est finalement calculé.

Les valeurs  $\alpha_k$  et  $\beta_k$ , sont calculées d'une manière récursive.

**a- La métrique récursive en avant  $\alpha_k$  :**

$\alpha_k$  est calculé en utilisant la dernière métrique et la métrique de branche complète.

$$\alpha_k = \sum_s \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \quad (2.18)$$

Les conditions aux limites pour  $k = 0$  sont  $\alpha_0(0) = 1$  et  $\alpha_0(m) = 0$  pour  $m \neq 0$ . Cela découle du fait que le codage commence toujours par l'état 1, et donc on initialise ces valeurs de telle sorte à signifier que le seul état possible est 1.

Les autres métriques sont calculées récursivement pour chaque état. A chaque fois, avant de passer à la métrique suivante, on normalise la métrique calculée pour éviter le dépassement de gamme. Pour normaliser on divise par la somme des métriques récursives en avant et l'équation suivante est obtenue :

$$\alpha_k^{\sim}(s) = \frac{\sum_{s'} \alpha_{k-1}^{\sim}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \alpha_{k-1}^{\sim}(s') \gamma_k(s', s)} \quad (2.19)$$

**b- La métrique récursive en arrière  $\beta_k$  :**

Elle est calculée d'une manière récursive en commençant par la fin. On suppose aussi que l'état final est 1, puisque le codage a utilisé les bits de fermeture pour forcer le treillis à zéro, d'où  $\beta_\tau(0) = 1$ , et  $\beta_\tau(m) = 0$  pour  $m \neq 0$ ,  $\tau$  étant la longueur du treillis.

Les autres métriques sont calculées récursivement pour chaque état en commençant par la fin. Rappelons qu'avant de passer à la métrique suivante, on devra normaliser la métrique calculée, en divisant par la somme des métriques récursives en avant. L'équation résultante est la suivante :

$$\beta_{k-1}^{\sim}(s) = \frac{\sum_{s'} \beta_k^{\sim}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \alpha_{k-2}^{\sim}(s') \gamma_{k-1}(s', s)} \quad (2.20)$$

**c- La métrique de branches  $\gamma_k$  :**

Pour calculer les métriques récursives il faut calculer d'abord la métrique de branche complète  $\gamma$ . Elle est définie comme étant la corrélation entre le signal reçu et les valeurs du treillis. Si les valeurs reçues sont identiques (même signe) à celles du treillis la corrélation sera donc élevée. Pour chaque décodeur deux métriques sont évaluées : une métrique de branche complète qui contient les bits systématiques ainsi que les bits codés, et une métrique de branche partielle qui contient seulement la séquence de bits partielle.

**c.1- La métrique de branche complète :**

Elle est définie par l'équation :

$$\gamma(s', s) = \exp\left(\frac{1}{2} \cdot L^e(u_k) \cdot c_k^1 + L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1\right) \exp\left(\sum_{i=2}^q L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,p} \cdot c_k^i\right) \quad (2.21)$$

On utilise ici,  $L^e$  la probabilité à priori, les valeurs du treillis de chaque branche  $c_k^i$ , les bits systématiques et de parité reçus  $y_k^{1,s}$   $y_k^{1,p}$ , et la capacité du canal  $L_c$ . Les valeurs du treillis sont les valeurs de sortie qui correspondent à chaque transition. Ces valeurs sont les bits systématiques et les bits de parité de chaque codeur.

**c.2- La métrique de branche partielle :**

Elle est basée sur les bits de parité et est utilisée dans le calcul des LLR extrinsèques.

$$\gamma^e(s', s) = \exp\left(\sum_{i=2}^q L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,p} \cdot c_k^i\right) \quad (2.22)$$

Après avoir calculé les valeurs des métriques de branches et des états, les probabilités à postériori sont calculées. Ces probabilités, comme mentionné avant, sont des produits de trois valeurs. On peut les noter par  $\sigma_k$ .

$$\sigma_k(s', s) = \alpha_{k-1} \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \beta_k \quad (2.23)$$

$$L(u_k = \pm 1/y_*) = \ln \frac{\sum_{u=+1}(\sigma_k(s', s))}{\sum_{u=-1}(\sigma_k(s', s))} \quad (2.24)$$

Pour résumer, les étapes de l'algorithme sont :

1. Initialisation des valeurs  $\alpha(0)$ , et  $\beta(n)$  à 0, (équiprobabilité) ;
2. Calcul des valeurs de  $\gamma_k(s', s)$  et de  $\gamma_k^e(s', s)$  selon les équations (2.21) et (2.22) ;
3. Calcul des valeurs de  $\alpha_{k-1}(s')$  selon l'équation (2.19) ;
4. Calcul des valeurs de  $\beta_k(s)$  selon l'équation (2.20) ;
5. Calcul des valeurs  $L(u_k = \pm 1/y_*)$  selon l'équation (2.24) en utilisant l'équation (2.23) ;
6. Calcul de l'erreur à chaque itération et comparaison avec celle de l'itération précédente, si elle converge le processus d'itération se termine ;
7. Si le nombre d'itération est défini le processus se termine après avoir complété le nombre d'itération ;
8. on calcule la valeur de sortie finale en utilisant l'équation (2.16)

La décision est prise à partir du LLR de sortie après l'étape 8 via une décision dure.

### 2.5.4 L'algorithme SOVA

L'algorithme de Viterbi, est modifié pour donner à la sortie non seulement la séquence des états qui a la grande probabilité, mais aussi les probabilités à posteriori pour chaque ou la valeur de fiabilité. Cet algorithme modifié appelé Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA), est conçu pour la première fois pour l'utiliser dans plusieurs applications comme le décodage des codes à concaténation, comme un décodeur interne (inner decoder) [16]. La sortie du décodeur est souple, ce qui augmente la performance du décodeur.

Cet algorithme a deux modifications qui permet d'être exploitable par le décodeur (SISO) du turbo décodeur. Premièrement la métrique du chemin est modifiée pour tenir compte de l'information à priori quand on sélectionne le chemin de maximum de vraisemblance (ML) à travers le treillis.

Deuxièmement l'algorithme est modifié pour fournir des sorties soft sous la forme de LLR

$$L(u_k/y^*)$$

pour chaque bit décodé. On définit la probabilité que la séquence d'états jusqu'à l'instant  $k$  est correct à travers le treillis est donnée par :

$$P(s_k^s/y_{j \leq k}) = \frac{P(s_k^s \wedge y_{j \leq k})}{P(y_{j \leq k})} \quad (2.25)$$

La probabilité  $P(y_{j \leq k})$  est constante pour tous les chemins à travers treillis jusqu'à l'instant  $k$ .

La probabilité  $P(s_k^s/y_{j \leq k})$  que le chemin est correct à travers le treillis est proportionnelle à la probabilité  $P(s_k^s \wedge y_{j \leq k})$ . Donc elles sont proportionnelles. On peut écrit :

$$P(s_k^s \wedge y_{j \leq k}) = P(s_{k-1}^{s'} \wedge y_{j \leq k-1}) \cdot P(S_k = s \wedge y_k/S_{k-1} = s') \quad (2.26)$$

On définit  $M(s_k^s)$  la métrique de chemin pour  $s_k^s$ , où :

$$M(s_k^s) = \ln \left( P(s_k^s \wedge y_{j \leq k}) \right) = M(s_{k-1}^{s'}) + \ln \left( P(S_k = s \wedge y_k/S_{k-1} = s') \right) \quad (2.27)$$

On peut constater que le deuxième terme est la métrique de branche utilisée dans l'algorithme MAP. L'équation peut s'écrire donc :

$$M(s_k^s) = \ln \left( P(s_k^s \wedge y_{j \leq k}) \right) = M(s_{k-1}^{s'}) + \ln \left( \gamma_k(s', s) \right) \quad (2.28)$$

On a :

$$\ln \left( \gamma(s', s) \right) = \left( \frac{1}{2} \cdot L^e(u_k) \cdot c_k^1 + \frac{1}{2} \cdot L_c \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right) + \left( \sum_{i=2}^q \left( \frac{1}{2} \cdot L_c \cdot y_k^{1,p,i} \cdot c_k^i \right) \right) \quad (2.29)$$

$$\ln \left( \gamma(s', s) \right) = \left( \frac{1}{2} \cdot L^e(u_k) \cdot c_k^1 \right) \cdot L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \left( \sum_{i=1}^q \left( y_k^{1,i} \cdot c_k^i \right) \right) \quad (2.30)$$

La métrique devient :

$$M(s_k^s) = M(s_{k-1}^{s'}) + \left( \frac{1}{2} \cdot L^e(u_k) \cdot c_k^1 \right) \cdot \left( L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^q (y_k^{1,i} \cdot c_k^i) \right) \quad (2.31)$$

La métrique dans l'algorithme SOVA est mise en forme comme dans le cas de l'algorithme de Viterbi, avec le terme additionnel  $\left( \frac{1}{2} L^e(u_k) c_k^1 \right)$  qui est l'information à priori prise en compte.

Dans un treillis binaire, on a deux chemins pour atteindre l'état à l'instant  $k$ ,  $s_k^s$  et  $\hat{s}_k^s$ , qui les deux métriques de chemin respectivement  $M(s_k^s)$  et  $M(\hat{s}_k^s)$ . Pour déterminer le chemin le plus correct (le plus probable) on calcul la différence de métrique  $\Delta_k^s$  :

$$\Delta_k^s = M(s_k^s) - M(\hat{s}_k^s) \quad (2.32)$$

Si  $\Delta_k^s < 0$  donc le chemin  $s_k^s$  est le chemin le plus probable, sinon le chemin  $\hat{s}_k^s$ , est le plus probable. La sortie sera donc une sortie souple qui est le LLR du bit  $u_k$ .  $\Delta_k^s$  est la valeur du LLR du bit  $u_k$ .

Cet algorithme est l'algorithme moins complexe que l'algorithme de MAP, mais sa performance n'est pas mieux que celle de l'algorithme de MAP [15].

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis la lumière sur le Turbo codeur qui est constitué de codeurs convolutionnels récurrents et systématiques. Nous avons aussi décrit les conditions ou les hypothèses qui nous serviront comme base de départ dans nos simulations et comme nous l'avons signalé dans la description du système de communications : un système de codage ou un codeur ne peut pas fonctionner seul. Nous avons donc besoin d'un décodeur d'où la nécessité d'un algorithme de décodage qui pourrait remplir cette tâche. L'algorithme Log MAP est l'algorithme par excellence qui est désigné ou choisi par la majorité des chercheurs pour le décodage des Turbo codes et on a expliqué pour quoi on a choisi cet algorithme dans notre travail.

Dans le suivant chapitre nous allons introduire la diversité d'antenne et comment l'utiliser pour améliorer les performance d'un codeur turbo.

# Diversité d'antenne

## 3.1 Introduction

Multiplier le nombre d'antenne en émission et/ou en réception peut permettre d'améliorer les performances d'un système de communication sans-fil. Parmi ces solutions on cite la diversité de réception permettant de minimiser l'effet de l'évanouissement. De plus, on démontre qu'il est possible de multiplexer des signaux dans l'espace. Grâce à la dé-corrélation spatiale apportée par des différents trajets, il est possible d'émettre des signaux utilisant la même bande spectrale. C'est ce que la technologie MIMO propose.

Deux parties distinctes sont présentées dans ce chapitre. Dans la première partie de ce chapitre nous décrivons brièvement les systèmes de communications conventionnels (SISO) et le systèmes multi-antennes MIMO. La seconde partie de ce chapitre traite la problématique des évanouissements. Cela nous permettra de choisir une des techniques de diversité d'antenne comme solution qui nous allons l'explorer dans le cadre de cette mémoire.

## 3.2 Système de communication Conventionnel (SISO)

Le système de communication convolutionnel utilise une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception. Dans la terminologie de MIMO, ceci s'appelle SISO (Single Input Single Output) (Figure(3.1)).

### 3.2.1 Capacité du canal

Selon Shannon [10], la capacité  $C$  d'un canal de communication dépend de la largeur de bande  $B$  et du rapport *signal/bruit* (SNR). Ce qui suit s'applique à un système de communication SISO :

$$C_{SISO} = B \cdot \log_2(1 + \rho) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.1)$$

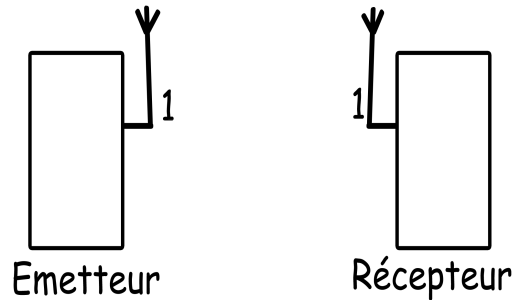


Figure 3.1 – Configuration d'antenne d'un système SISO

où  $\rho$  est le SNR en réception.

### 3.3 Systèmes à multiple antennes (MIMO)

Un système avec une multitude d'antenne ou MIMO (Multi Input Multi Output) se compose typiquement de  $m$  transmetteurs et  $n$  récepteurs (Figure(3.2)). En utilisant le même canal, chaque antenne reçoit non seulement les composants directs destinés à elle, mais également les composants indirects destinés aux autres antennes. Le canal est supposé indépendant dans le temps et à bande étroite. La connexion directe de l'antenne 1 vers l'antenne 1 est indiquée avec  $h_{11}$ , etc..., alors que la connexion indirecte de l'antenne 1 vers l'antenne 2 est représentée par la composante  $h_{21}$ , etc... De ceci est la matrice obtenue  $H$  de transmission avec les dimensions  $n.m$  :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \cdots & h_{nm} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

La formule suivante de transmission modélise les système MIMO, elle résulte de réception d'un vecteur  $y$  après la transmission d'un vecteur  $x$  qui était infecter par un bruit  $n$  :

$$y = x.H + n \quad (3.3)$$

#### 3.3.1 Capacité du canal

Les données à transmettre sont divisées en flux de données indépendants. Le nombre  $M$  de flux à émettre en même temps est toujours inférieur ou égal au nombre d'antennes ; dans le cas d'asymétrie ( $m$  différent de  $n$ ), il est toujours plus petit ou égale au nombre minimum d'antennes. Par exemple, un système 4x4 pourrait être employé pour transmettre au max

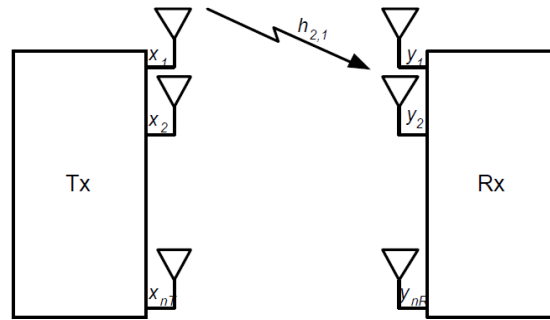


Figure 3.2 – Configuration d'antenne d'un système MIMO

quatre flux de données en même temps, tandis qu'un système 3x2 pourrait transmettre au max deux. Théoriquement, la capacité  $C$  augmente linéairement avec le nombre de flux  $M$ .

$$C_{MIMO} = M.B.\log_2(1 + \rho) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.4)$$

### 3.4 Problématique

La puissance d'un signal  $RF$  transmise entre deux antennes est atténuée à travers l'espace ce qui peut affecter considérablement les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes cités précédemment (Chapitre 1). Cet affaiblissement est dû notamment à la dispersion de la puissance mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Donc, plus on s'éloigne de l'antenne émettrice, plus la puissance reçue est faible.

- L'évanouissement rapide ou fast fading qui est une atténuation variant entre une valeur maximale et minimale d'une façon irrégulière. L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses, comme des montagnes, immeubles ou tunnels. Ces obstacles peuvent complètement atténuer le signal. Bien que les conséquences de tels effets d'ombrage dépendent de la taille de l'obstacle et de la distance, la force du signal reçue variera inévitablement. Ce type d'évanouissements est appelé shadow fading. Les effets du shadow fading peuvent être minimisés grâce à une planification adéquate du réseau c'est-à-dire en plaçant la station de base le plus haut possible. Cependant, ce n'est pas le shadow fading qui est le paramètre le plus imprévisible sur l'atténuation de la puissance. Le fading de Raleigh (Rayleigh fading), qui est une autre sorte d'évanouissement, entraîne des variations irrégulières du signal qui sont très problématiques à surmonter. Ainsi, l'onde qui se propage peut suivre divers trajets de telles sortes que différentes copies déphasées du même signal peuvent arriver au récepteur avec un effet cumulatif ou soustractif. Ce phénomène est à l'origine de variations continues et imprévisibles des phases des signaux



suivant le temps, entraînant des évanouissements répétitifs. Le Rayleigh fading est plus perceptible dans les zones urbaines. Pour éviter ce problème, une technique de réception spéciale appelée combinaison de récepteurs multiples mais plus connu sous le nom de diversité est envisageable.

### 3.4.1 Principe de la diversité

#### a- Diversité en émission

Quand il y a plus d'antenne en émission qu'en réception, ceci s'appelle la diversité en émission. Le scénario le plus simple utilise deux TX et une antenne de RX (MISO, 2x1). (Figure(3.3))

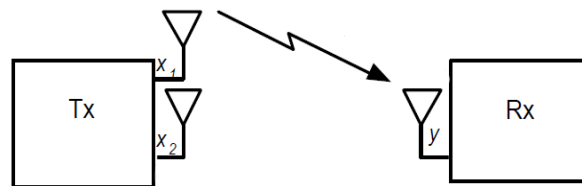


Figure 3.3 – Configuration d'antenne d'un système MISO

Dans ce cas le plus simple, les mêmes données sont transmises d'une manière redondante sur les deux antennes. Cette technologies a l'avantage d'être la plus simples et la moins chère pour la mettre en application. Pour coder le signal, des codes Espace-temps sont employés. Alamouti a développé les premiers codes pour le cas de deux antennes en émission.

Les codes Espace-temps montrent leurs performances en rendent la diversité spatiale utilisable. La copie de signal est transmise non seulement d'une antenne différente mais également à un temps différent. Cette transmission retardée s'appelle la diversité temporel. les codes Espace-temps combinent les copies spatiales et temporelles de signal comme illustré sur la Figure(3.4). Les signaux  $s_1$  et  $s_2$  sont multiplexés dans deux chaînes de données. Après ça, une réplique de signal est ajoutée pour créer le code en bloc Espace-temps d'Alamouti.

Le codage peut également être manipulé dans le domaine fréquentiel. Ceci s'appelle le codage Espace- fréquence.

#### b- Diversité en réception

La diversité en réception utilise plus d'antennes du côté de récepteur que du côté d'émetteur. Le scénario le plus simple se compose de deux antenne en réception et d'une antenne en transmission (SIMO, 1x2).

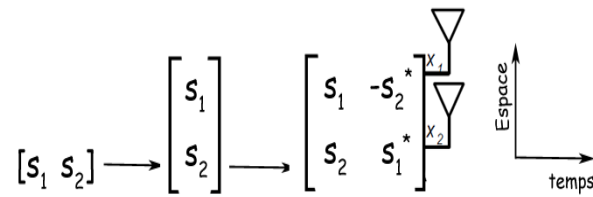


Figure 3.4 – Codeur d'Alamouti

Le principe de base de la diversité en réception est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. La Figure(3.5) illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne : en d'autres termes les évanouissements sont moins importants. Pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie.

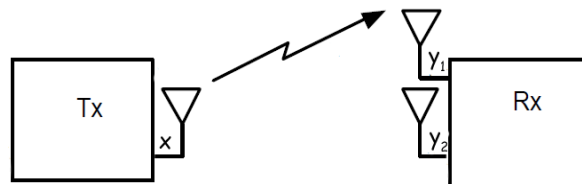


Figure 3.5 – Configuration d'antenne d'un système SIMO

### 3.4.2 Techniques de diversité des antennes en réception

Pour obtenir une bonne diversité, les critères suivants doivent être respectés : il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même. Si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, même si les antennes ont une faible corrélation mais que les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, alors l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile car elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. Il existe plusieurs techniques de diversité des antennes.

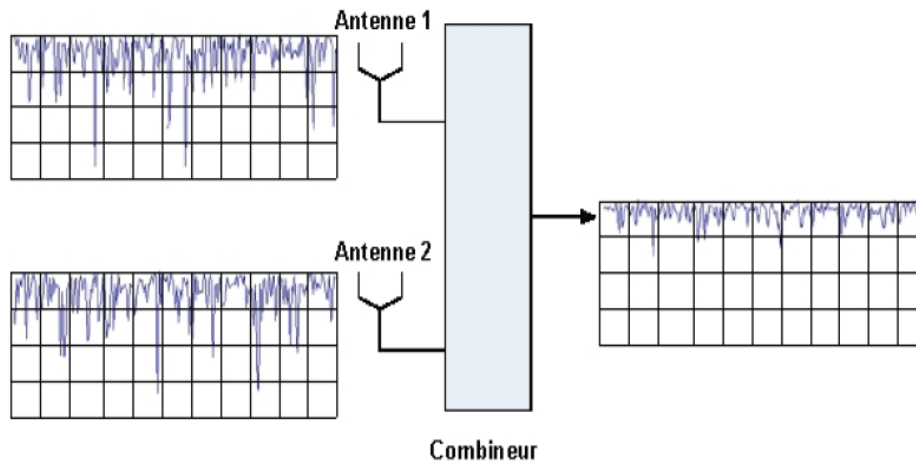


Figure 3.6 – Principe de la diversité en réception

### Diversité spatiale

Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale [17]. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement identiques mais suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins  $0,5 \lambda$  pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre. Ce fait pose un problème dans le cas de la téléphonie mobile où l'encombrement est limité par la taille du plan de masse. Cependant, lorsque l'espacement entre les antennes est trop petit, d'autres mécanismes de diversité peuvent intervenir .

### Diversité de polarisation

Avec cette technique de diversité, la transmission d'un signal avec une certaine polarisation peut s'effectuer avec une dépolarisation par le moyen de propagation en deux polarisations orthogonales avec des variations d'évanouissements indépendants [17]. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles.

### Diversité de diagramme

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

est généralement combinée avec la diversité spatiale.

### Diversité fréquentielle

La diversité en fréquence consiste à transmettre le même signal à deux fréquences porteuses différentes pour obtenir deux versions à évanouissements indépendants du même signal [18]. C'est un mécanisme délicat à mettre en oeuvre à cause de la difficulté de générer plusieurs signaux à émettre mais aussi de combiner les signaux reçus à différentes fréquences simultanément.

### Diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes [17]. Dans le cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

#### 3.4.3 Techniques de combinaisons de diversité

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements. Il existe notamment des techniques de combinaisons linéaires plus ou moins complexes qui permettent de récupérer un signal avec un bon niveau moyen. La Figure(3.7) montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par un système. Le signal combiné de sortie  $y(t)$  est représenté par :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* u_n(t) \quad (3.5)$$

avec

$$u_n(t) = v_n(t) s(t) + b_n(t) \quad (3.6)$$

Où  $N$  est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système,  $w^*$  est le conjugué du coefficient de pondération,  $u_n(t)$  est le signal plus le bruit à la réception,  $v_n(t)$  est la réponse du canal,  $s(t)$  est le signal transmis,  $b_n(t)$  est le bruit à la  $n^{\text{ième}}$  branche du système. En forme matricielle nous obtenons :

$$y(t) = w^H u(t) \quad (3.7)$$

$$u(t) = v(t) s(t) + b(t) \quad (3.8)$$

ou

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T \quad (3.9)$$

$$v = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_N]^T \quad (3.10)$$

$$b = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_N]^T \quad (3.11)$$

H représente la transposée conjuguée d'une matrice, et T sa transposée.

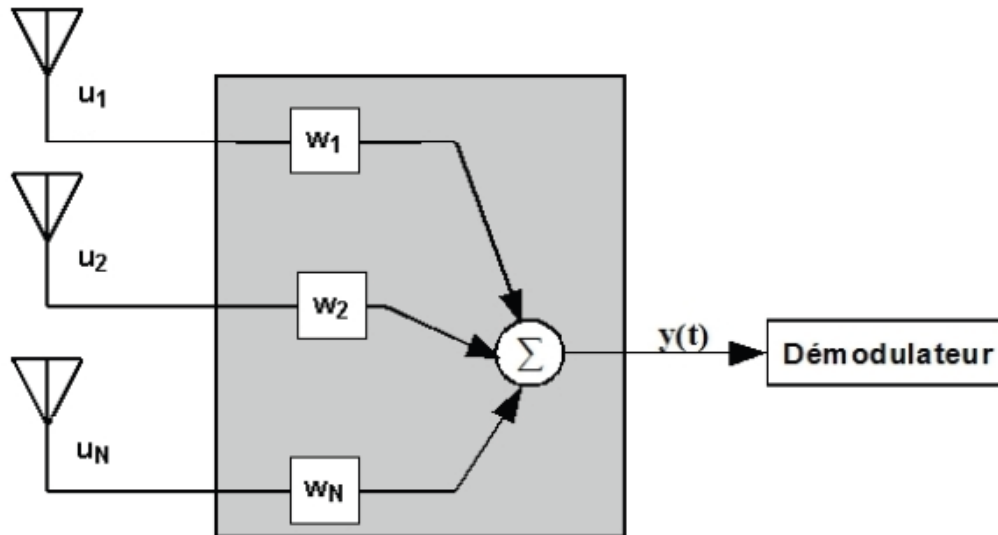


Figure 3.7 – Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes

Il existe quatre types de techniques de combinaison que nous pouvons utiliser dans le combineur de la Figure(3.6).

### Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les N branches (Figure(3.8)), alors que les autres techniques utilisent N récepteurs radios (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés. A chaque instant, une branche ayant un signal supérieur au seuil fixé est sélectionné. Mais dès que le signal est inférieur au seuil, alors il y a commutation sur une autre branche. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants. Due à la taille limitée du terminal mobile, la technique de combinaison par commutation est la technique qui est actuellement implémentée dans la plupart des terminaux utilisant la diversité d'antennes [18]. Les performances que cette technique peut fournir sont similaires à celles de la technique de combinaison par sélection (SC).

### Combinaison par sélection (SC)

La combinaison par sélection est similaire à celle de la technique par commutation,

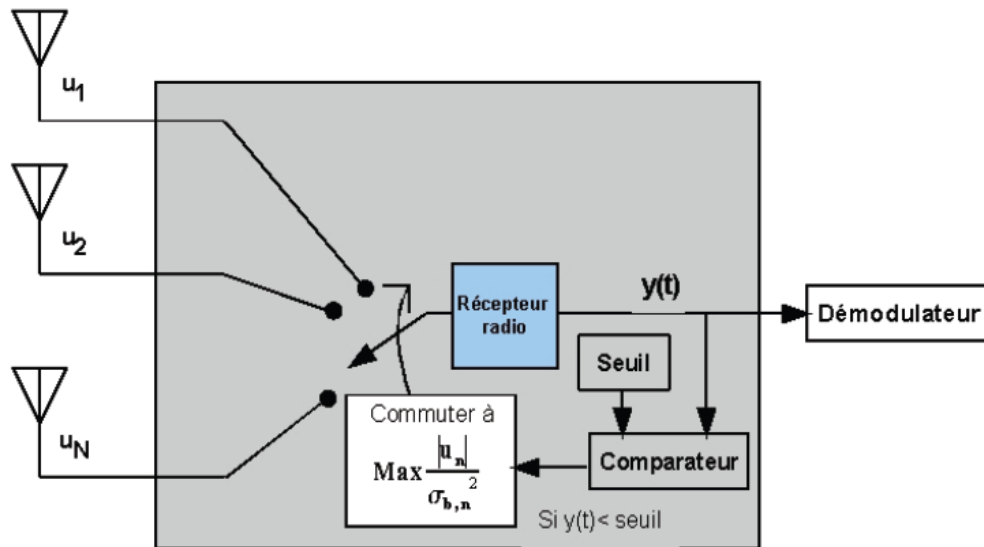


Figure 3.8 – Combinaison par commutation

excepté que  $N$  récepteurs radios sont requis [19]. Elle consiste à choisir le signal ayant la puissance maximale ou le meilleur rapport signal sur bruit (SNR) parmi tous les signaux indépendants arrivant aux récepteurs (Figure(3.9)).

Pour la méthode de la combinaison par sélection (SC),  $w_k$  dans (3.5) représente l'indice de la branche pour laquelle le SNR est  $\gamma_k \geq \gamma_n$ ; ( $\gamma_k$  représente le SNR de la branche d'indice  $k$  sélectionné, et  $\gamma_n$  le SNR de la  $n$ ème branche). Ainsi :

$$w_n = \begin{cases} 1 & \text{si } k = n \\ 0 & \text{si } k \neq n \end{cases} \quad (3.12)$$

Pour  $n = 1, \dots, N$

### Combinaison par gain égal (EGC)

Les deux techniques précédentes n'utilisent le signal que d'une branche à chaque instant comme signal de sortie. Pour améliorer la puissance moyenne du signal de sortie, les signaux de toutes les branches peuvent être combinés pour former le signal de sortie. Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés (Figure(3.10)).

### Combinaison par rapport maximal (MRC)

Considérons un canal à  $L$  branches de diversité ou les  $L$  répliques du signal sont émises sur  $L$  canaux indépendants distincts. Ces répliques sont affectées par des échantillons  $\{w_l\}$  de bruit AWGN et subissent des atténuations  $\{h_l\}$  IID de type Rayleigh ou  $l = 0, \dots, L-1$ .

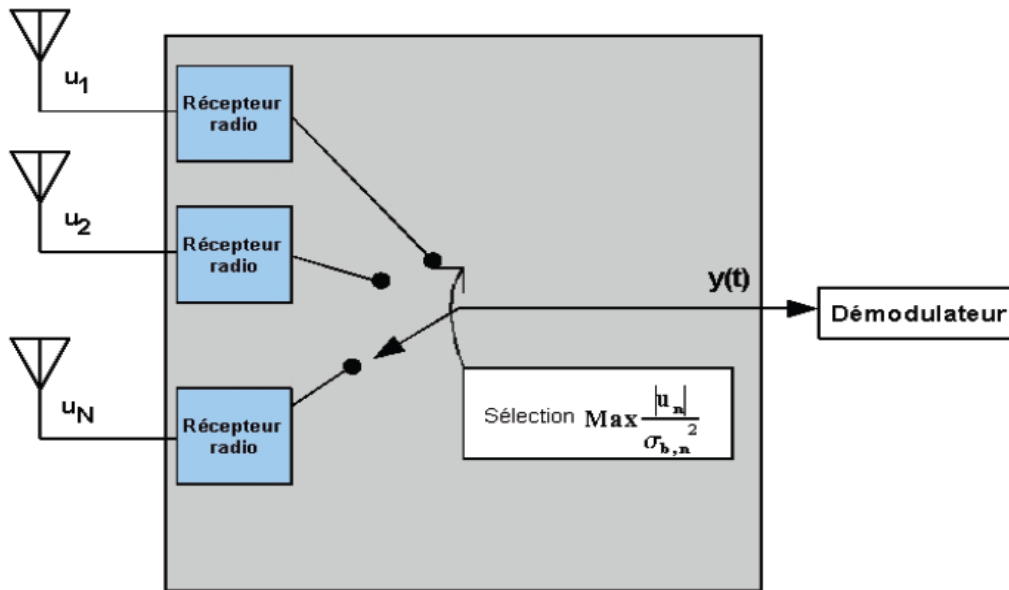


Figure 3.9 – Combinaison par sélection (SC)

La Figure(3.11) représente le canal à  $L$  branches de diversité et le récepteur MRC correspondant

Le récepteur MRC est constitué d'un ensemble de  $L$  branches. Il a pour rôle d'additionner de manière pondérée les signaux fournis par ces  $L$  branches. Dans chaque branche le signal reçu est multiplié par un coefficient noté  $g_l$ , donnant à la sortie du récepteur un signal :

$$y = \sum_{l=0}^{L-1} g_l h_l x + g_l w_l \quad (3.13)$$

Le rapport signal à bruit en sortie de ce récepteur est donné par [5] :

$$\gamma = \frac{E_s |\sum_{l=0}^{L-1} g_l h_l|^2}{N_0 \sum_{l=0}^{L-1} |g_l|^2} \quad (3.14)$$

ou  $E_s$  désigne l'énergie par symbole. L'inégalité de Cauchy-Schwarz  $|\sum_{l=0}^{L-1} g_l h_l|^2 \leq \sum_{l=0}^{L-1} |g_l|^2 \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2$  permet de donner une borne supérieure à ce rapport, menant par la suite à la relation :

$$\gamma \leq \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (3.15)$$

Si  $g_l = \lambda h_l^*$ , quel que soit  $\lambda \in \mathbb{C}$ , les coefficients du récepteur MRC sont donc les  $\{h_l^*\}$  et le rapport signal à bruit est maximisé. L'équation (3.15) devient alors :

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (3.16)$$

Pour un canal à évanouissements de Rayleigh, la probabilité d'erreurs binaires  $P_e$  en

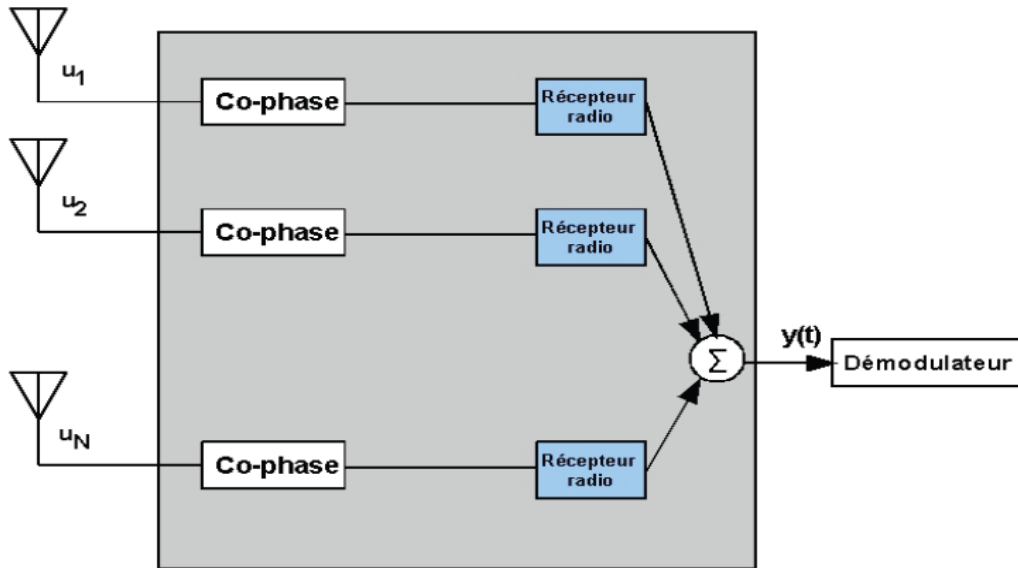


Figure 3.10 – Combinaison par gain égal (EGC)

fonction du rapport signal à bruit par bit moyen  $\bar{\gamma}_b$  b est donnée par [61] :

$$P_e = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right) \quad (3.17)$$

Pour une grande valeur de rapport signal à bruit  $\bar{\gamma}_b \gg 1$ , cette probabilité peut être approchée par :

$$P_e \simeq \frac{1}{4 \bar{\gamma}_b} \quad (3.18)$$

Dans le cas du canal à  $L$  branches de diversité tel défini plus haut, la probabilité  $P_e$  en fonction du rapport signal à bruit par canal moyen  $\bar{\gamma}_c = \frac{\bar{\gamma}_b}{L}$  est quant à elle donnée par [61] :

$$P_e = q^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} (1-q)^l \quad (3.19)$$

ou

$$q = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right) \quad (3.20)$$

Si la valeur de rapport signal à bruit est grande, c'est-à-dire  $\bar{\gamma}_c \gg 1$ , l'équation (3.19) peut être approchée par :

$$P_e \simeq \left( \frac{1}{4\bar{\gamma}_c} \right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (3.21)$$

La probabilité d'erreurs binaires théorique pour un récepteur MRC sur un canal de Rayleigh à  $L = 1, 2, 4, 8, 16$  branches indépendantes, calculée à partir de l'équation (3.21) est tracée sur la Figure(3.12).



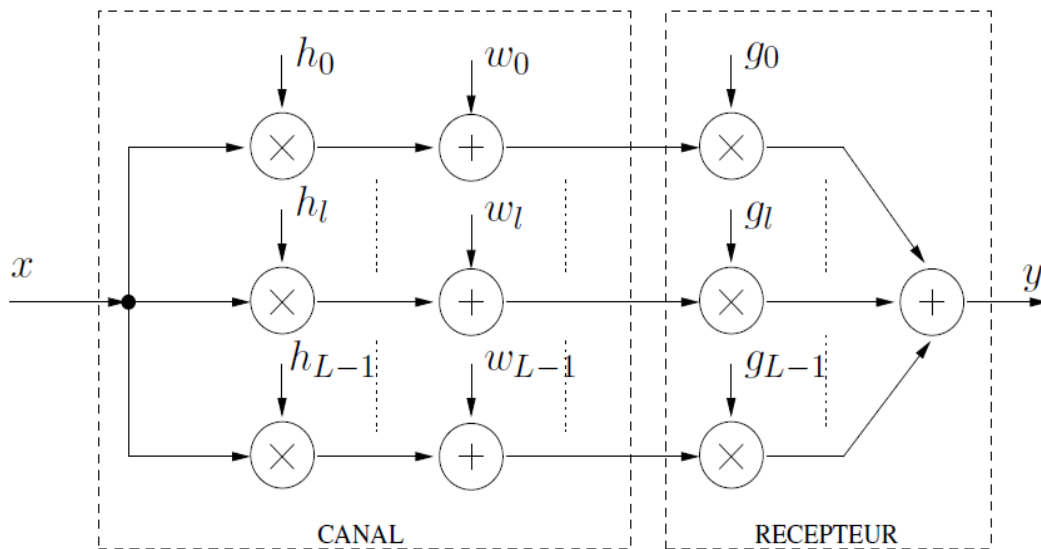


Figure 3.11 – Canal à  $L$  branches de diversité et le récepteur MRC correspondant

Cette probabilité est comparée avec la probabilité d'erreurs binaires théorique d'un système sur canal AWGN et avec celle d'un système sur canal de Rayleigh. La pente de chaque droite vaut  $L$  et  $L$  est appelé ordre de diversité. Lorsqu'un système sur canal de Rayleigh exploite de façon optimale la diversité, ses performances asymptotiques en terme de BER s'améliorent en fonction de l'ordre de diversité. Pour une grande valeur de  $L$ , elles s'approchent de celles d'un système sur canal AWGN, à fort SNR.

### 3.5 Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du système (DSG)

Le gain de diversité est défini comme l'amélioration du rapport signal sur bruit (SNR) des signaux relatifs combinés par rapport au signal sur bruit reçu sur une antenne seule. La fonction de distribution (CDF) d'un canal de type Rayleigh est donnée par la relation suivante :

$$P(\gamma \leq x) = (1 - \exp^{-\frac{x}{\Gamma}}) \quad (3.22)$$

ou  $\Gamma$  est le SNR moyen,  $\gamma$  est le SNR instantané,  $P(\gamma \leq x)$  est la probabilité d'avoir le SNR en dessous du seuil  $x$ . Pour une technique de combinaison par sélection avec  $N$  antennes indépendantes, en supposant que les  $N$  branches reçoivent des signaux indépendants et ayant des SNR moyens qui sont égaux, nous avons vu que la probabilité que toutes les branches aient un SNR en dessous du seuil fixe est équivalente à la probabilité d'une simple branche élevée à la puissance  $N$ . Sur la Figure(3.13), nous avons trace l'équation (3.22) pour montrer la réduction de la probabilité d'avoir les évanouissements en dessous d'un certain seuil quand nous passons d'un système de 1 antenne à  $N$  antennes. Sur cette figure, le gain de diversité est aussi illustre en fonction du

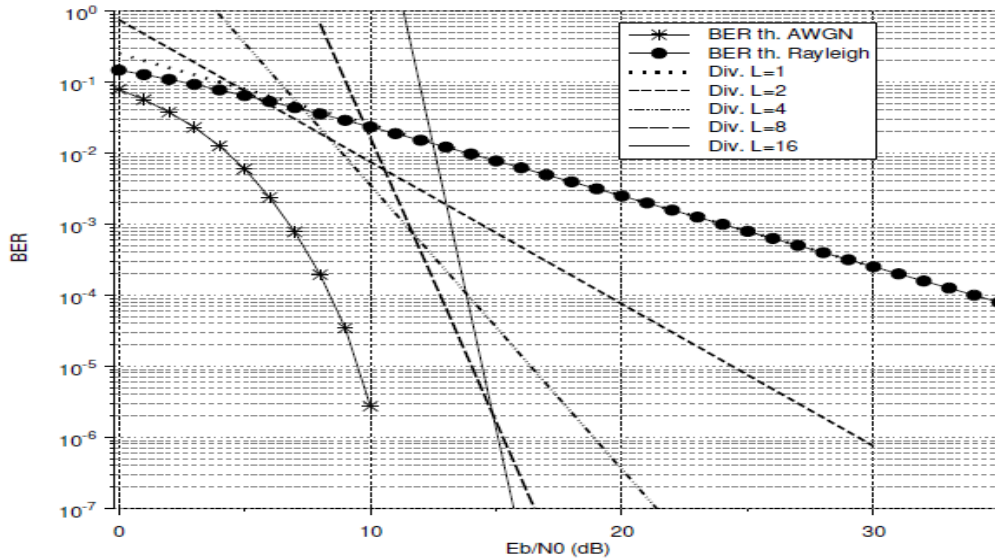


Figure 3.12 – Courbes asymptotiques de diversité d'un système sans codage de canal pour  $L = 1; 2; 4; 8; 16$ , conversion bit/symbole BPSK/QPSK

nombre d'antennes a la réception. Ce gain de diversité est pris ici au moment où  $P(\gamma \leq x)$  est a 1% (soit 99% de fiabilité). Cette figure montre que nous avons une augmentation du gain de diversité de 10.2 dB a 15.7 dB quand nous passons de 2 a 4 antennes

Ce gain de diversité n'est vraiment significatif que si toutes les antennes du système ont une efficacité totale égale à 100% ce qui est loin d'être évident en pratique. Ainsi le gain en diversité réaliste d'un système (DSG) doit également prendre en compte l'efficacité totale de chaque antenne. En supposant que toutes les antennes du système sont identiques, le DSG sera alors :

$$DSG = \eta_{tot} \cdot DG \quad (3.23)$$

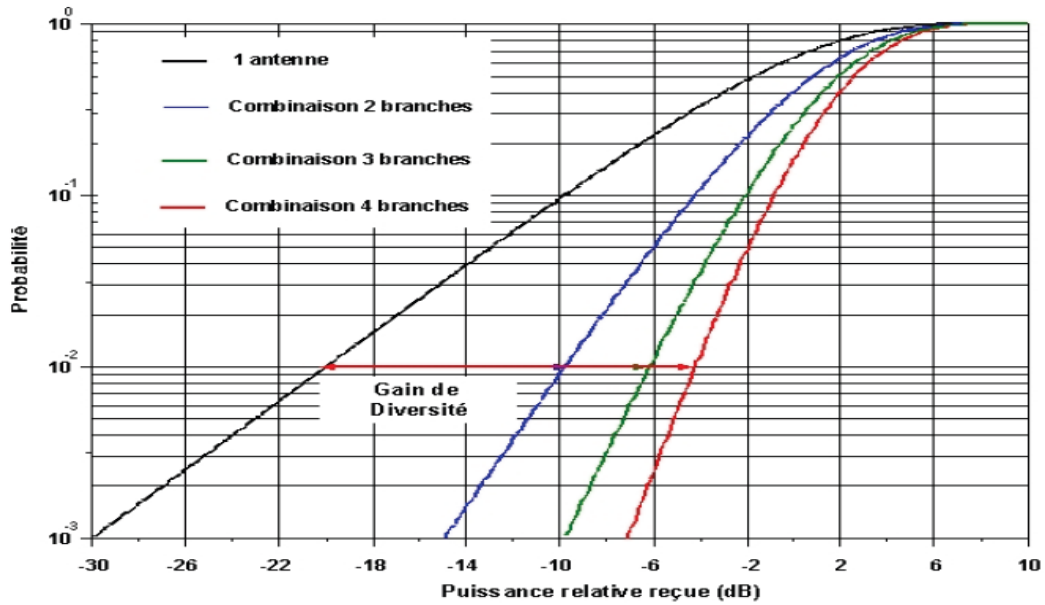


Figure 3.13 – Estimation du gain de diversité (DG)

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu dans une première partie les systèmes de communication SISO et MIMO et leurs principe de fonctionnement, Puis on a pose le problème des évanouissements et comme solution simple et non couteuse nous avons choisi les techniques de diversité. nous avons définie la diversité en émission et en réception pour détailler par la suite la technique de diversité en réception que nous avons adopte dans notre travaille. Passant par les différentes techniques de combinaison et de diversité d'antennes. Nous avons vu que les performances en diversité d'un système pouvaient être estimées à partir du gain en diversité du système et du gain effectif moyen.

# Simulations et Résultats

## 4.1 Conditions et paramètres de la simulation

L'émission utilise un élément transducteur qui permet de créer un signal physique adapté au support de transmission : une onde électromagnétique pour une transmission sans fils ou un signal lumineux pour la fibre optique. Le canal correspond au milieu physique associé à quelques blocs de l'émetteur et du récepteur comme ceux évoqués précédemment qu'ils seront englobés dans le modèle de canal choisi d'où l'importance du choisir un modèle du canal le plus approprié pour avoir des résultats proche de la réalité.

Comme nous avons déjà vu, dans le cas d'une liaison en espace libre ou le signal parcourt un seul chemin on a une seule variable qui suite une distribution gaussienne dans ce cas le modèle du canal le plus approprié est le canal AWGN, ce qui n'est pas le cas dans les communications sans fils dans les milieux urbain ou à cause des différents phénomène expliquer précédemment notre signal parcourt plusieurs chemins avant qu'il arrive au récepteur on aura dans ce cas deux variable aléatoires qui suivent une distributions gaussienne l'amplitude et la phase, le module de ce signal suite une distribution de Rayleigh<sup>1</sup>, le modèle de canal qu'on doit choisir est un canal de Rayleigh.

Dans le cadre de notre mémoire nous allons étudier l'effet de la diversité d'antenne dans une communication sans fils sur les performances d'un turbo codeur. Pour ce faire, nous allons utiliser la configuration d'un système SIMO (un seul émetteur et plusieurs antennes à la réception) après avoir terminer avec l'implémentation de notre turbo codeur sur MatLab. Dans ce point nous devons motionner que nos programmes étaient inspirés des scripts Matlab crée par Robert G. Maunder sous une Licence GNU.

Au lieu d'utiliser le canal de Rayleigh, on a travaillé avec le canal AWGN puisque nous n'avons pas accès à tous les données qui nous permettre de l'utiliser dans nos programme et aussi à cause de la contrainte de temps, et comme on a déjà conçu le système de

---

1. voir l'annexe A pour la démonstration mathématique

communication qui utilise les turbocodes comme codeur de canal associé à un canal AWGN dans le cadre de notre projet de fin d'étude, nous avons apporté les modifications présentées sur la Figure(4.1) pour qu'on puisse l'utiliser dans notre étude sur l'effet de la diversité

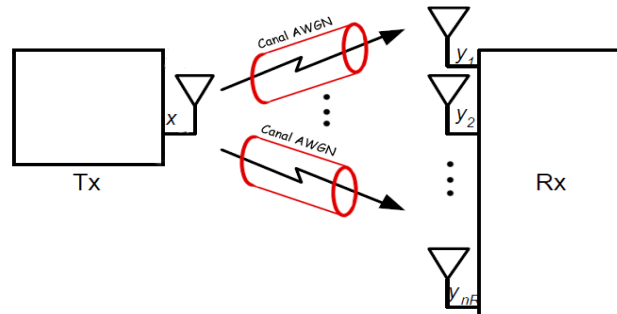


Figure 4.1 – Configuration du système utilisée dans les simulations

D'après le théorème de la limite centrale, si la somme de variables aléatoires quelconques, indépendantes, et identiquement distribuées à une variance finie, elle devra tendre vers la forme d'une fonction gaussienne. Donc nous pouvons approximer le modèle de notre canal à un canal AWGN et pour avoir à la réception plusieurs versions du même signal, nous allons utiliser plusieurs canaux AWGN (chaque canal représente un chemin différent) qu'ils ont les mêmes caractéristiques mais comme il agit d'une façon aléatoire sur le signal qu'il le transmette on aura à la réception plusieurs versions du même signal.

Pour les communications en direct ou bien pour les longs messages on ne peut pas attendre jusqu'à la réception totale de ce message pour le traiter, le message sera découpé en petites flux d'information qui ont la même taille que celle de l'entrelaceur, ces flux seront transmis un par un et ils seront traités d'une façon simultanée.

Dans le cas de nos simulations comme nous ne disposons pas d'une base de données nous faisons appel à une fonction MatLab (`randi`) qui génère un vecteur (contient que 0 et 1) aléatoire gaussien de taille similaire à celle de l'entrelaceur que nous allons l'adopter comme le message informatif. un codeur de canal qui fonctionne avec les turbocodes, un modulateur BPSK, canal satellitaire modélisé par un canal AWGN (Figure(4.1)).

Dans la partie réception, on reçoit plusieurs versions du signal, nous devons soit choisir un signal parmi les autres ou bien les combiner pour construire un seul signal, c'est l'objet de cette étude. Une fois cette étape terminée, nous aurons à la sortie de ce bloc un seul message qui passera par la suite par un démodulateur BPSK et un décodeur itératif SISO. Le codeur utilise deux blocs RSC concaténés en parallèle, un entrelaceur sépare les deux blocs.

Le décodeur utilise l'algorithme Log-MAP. La condition d'arrêt de la simulation (génération et transmission des messages) pour chaque valeur du SNR est d'atteindre au moins 100 erreurs pour un message d'une taille minimale de 10000 bits.

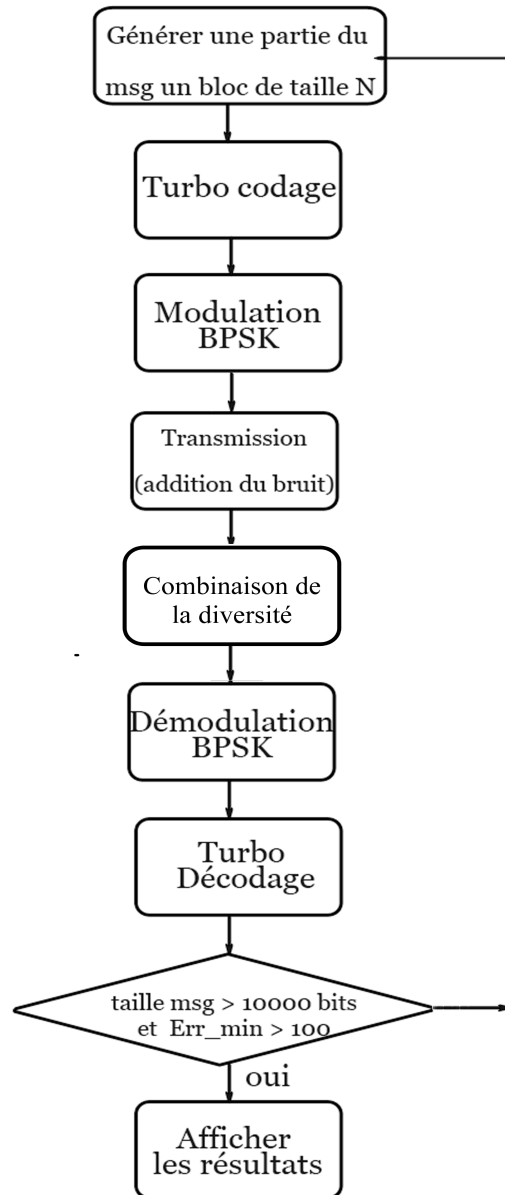


Figure 4.2 – Algorithme du système utilise dans les simulations

Si la taille du message transmit atteint les 10000 bits et nous n'enregistrons pas 100 erreurs, nous continuerons à générer et à transmettre Les blocs des messages jusqu'à la satisfaction de cette dernière condition(Figure(4.2)). Les paramètres qui identifient notre codeur sont :

- un code de rendement  $R = 1/3$  (dans toutes les simulations) ;
- La taille de bloc  $N$  : on a pris pour notre étude  $N = 1024bits$  ;

- Le Polynôme générateur : on a choisi le polynôme de la norme UMTS

$$G(D) = [4, (15, 13), 13]$$

- L'entrelaceur UMTS ;
- Nombre d'itérations : dans notre travail on utilisé que 6 itérations, qui est suffisante dans notre étude.
- Nombre d'antennes : on a utilisé 7 antennes pour comparer les différentes techniques de combinaison.
- Technique de combinaison de la diversité : combinaison par commutation, par sélection, par gain égal et par rapport maximal.

Nous présentons la probabilité d'erreur par bit BER (Bit Error Probability) en fonction du rapport  $E_b/N_0$ . Des résultats des simulations, nous pouvons déduire les comportements suivants :

#### 4.1.1 Le nombre d'antenne à la réception

Le résultat de la simulation qui montre l'effet du nombre d'antenne en réception est représenté dans la Figure(4.3), de la simulation on voit bien que lorsque on augmente le nombre d'antenne à la réception, les courbes se rapprochent de plus en plus vers la courbe du canal AWGN (le cas de mono trajet).

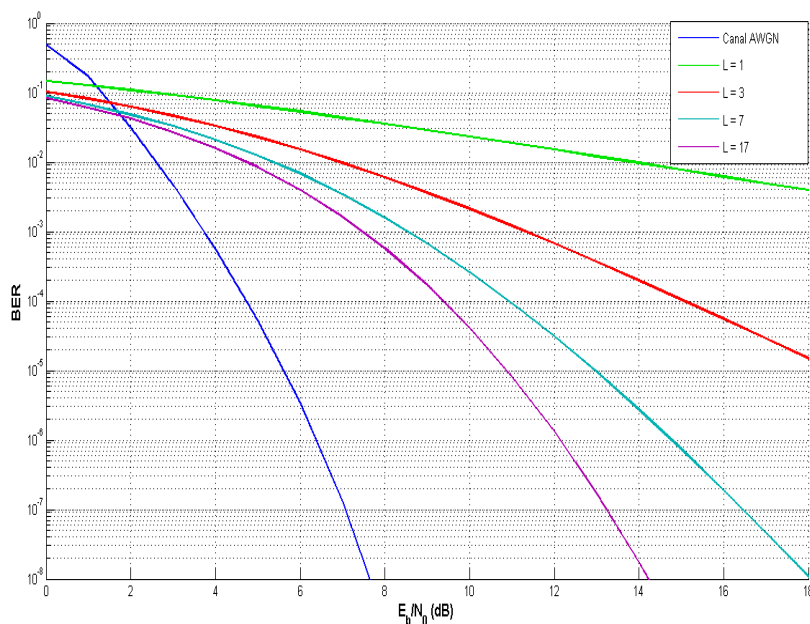


Figure 4.3 – Effet de la diversité d'antenne

nous remarquons que l'exploitation de la diversité d'antenne élimine l'effet d'évanouissement dans le système de communication ce qui veut dire que lorsque le nombre d'antenne tend vers l'infinie le système SIMO avec un canal muti-trajet aura le même comportement que celui d'un système SISO avec canal mono-trajet.

#### 4.1.2 La méthode de combinaison

Dans cette partie nous voulons comparer le rendement des différentes technique de combinaisons, les résultats de la simulations sont présente dans la Figure(4.3).

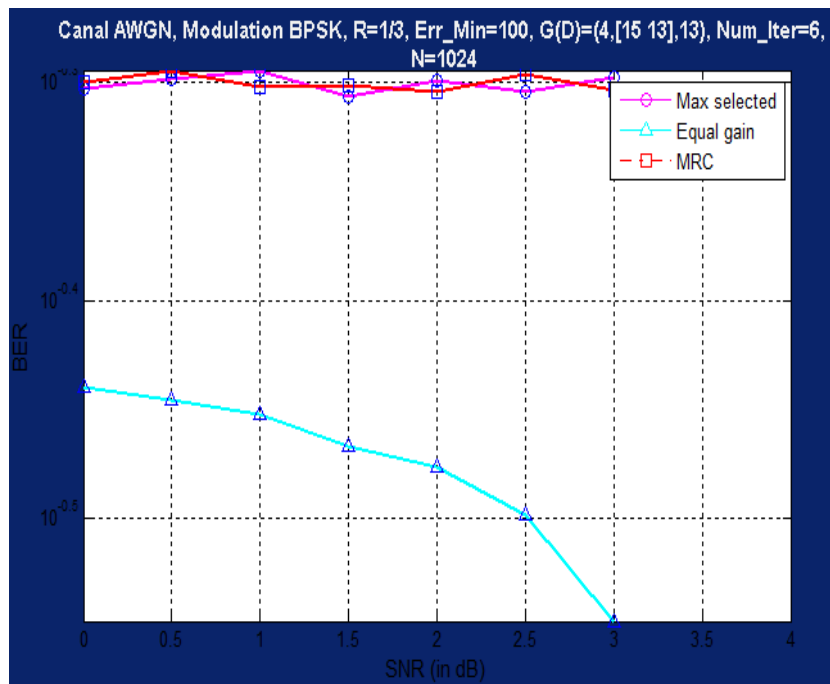


Figure 4.4 – Effet de la diversité d'antenne

de cette figure, nous remarquons que la combinaison de diversité d'antenne par gain égal (EGC) donne les meilleurs résultats ce qui est en contradiction avec la théorie qui dis que la combinaison par rapport maximal (MRC) c'est elle qui donne les meilleurs résultats.

Dans la technique d'EGC ou bien MRC, on combine tous les signaux de toutes les branches à la réception pour former le signal de sortie et on les multipliant par un co-phaseur pour que ils ne soient plus déphasés, mais l'inconvénient de EGC si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie c'est la ou MRC apporte la solution on multipliant les signaux par un coefficient de pondération, de ce la nous pouvons expliquer les résultats de la simulation par un mauvais choix de coefficient de pondération.



## Conclusions

Afin de proposer une qualité de service compétitive avec les systèmes terrestres, les futurs systèmes de communication par satellite en bande Ka doivent franchir certains handicaps. Les fortes atténuations du canal, causées principalement par les précipitations, constituent un défi qu'il va falloir relever. Même si plusieurs techniques de codage de canal et modulation ont été proposées afin de lutter contre les évanouissements du canal, l'adoption d'une technique de diversité est nécessaire pour une exploitation optimale des ressources du canal. Dans ce mémoire, les techniques de diversité d'antennes ont été adoptées pour lutter contre les évanouissements du canal, les principales motivations de ce choix peuvent se résumer par les points qui suivent :

- L'utilisation du réseau d'antenne permet d'améliorer les performances d'un système sans-fil.
- Selon l'augmentation du nombre d'antenne en émission ou/et en réception donne lieu à des techniques différentes d'exploitation.
- Nous avons espéré de trouver un technique d'exploitation de la diversité d'antenne pour améliorer les performances de notre codeur.

Après avoir introduit dans un premier temps, Le phénomène de propagation. Nous avons détaillé un peu dans le chapitre suivant les systèmes de communication en se basant beaucoup plus sur les turbo codes, présentant par la suite la diversité d'antenne et les différents techniques de combinaison.

Quant à la partie expérimentale, nous avons tout d'abord commencé par introduire la chaîne de transmission et les techniques de combinaison de diversité d'antenne, les conditions et hypothèses de simulations, ensuite, nous avons présenté les résultats de simulations, à partir desquelles nous avons tiré les conclusions suivantes :

- La technique de diversité d'antenne élimine l'effet des évanouissements sur le signal (l'effet du multi-trajet).

- Le choix des coefficients de pondérations est cruciale dans la technique de combinaison de diversité MRC.
- La technique de combinaison MRC donne les meilleurs résultats (ce qu'on a vu dans la théorie et qu'on a pas pu le démontrer par les simulations).
- La diversité d'antenne agit d'une façon indirecte sur les performances du turbo-codeur <sup>1</sup>, elle améliore la qualité du signal à la réception <sup>2</sup>.

---

1. la fonction qui évolue ses performance BER = f(SNR)

2.  $SNR_{avecdiversité} > SNR_{sansdiversité}$

# Annexe A

## Fonction Gaussienne

### Fonction de densité de probabilité

Une variable aléatoire est dite de type gaussien si elle suit la fonction de densité de probabilité décrite par l'équation (1). On représente généralement une variable aléatoire  $X$ , une variable aléatoire de type gaussien de la façon suivante :  $X \sim N(\mu, \sigma^2)$ , où  $\mu$  représente la moyenne et  $\sigma^2$  la variance.  $P_r x = X = f_x(x)$  définit la fonction de densité  $f_x(x)$ . L'intégrale sous la courbe de la fonction de densité de probabilité est toujours égale à 1. Le tracé de la fonction de densité de probabilité gaussienne a la forme d'une cloche symétrique autour de la moyenne. La figure(1) présente une f.d.p<sup>3</sup> gaussienne de moyenne nulle et de variance unitaire.

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\sigma^2}} \exp \frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \quad (1)$$

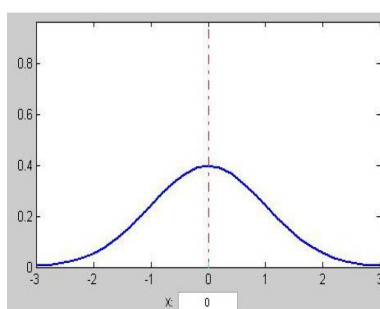


Figure 1 – F.D.P d'une Gaussienne de moyenne nulle et de variance unitaire

### Fonction de deux variables aléatoires conjointement gaussiennes

On dit de deux variables aléatoires jointes qu'elles sont conjointement gaussiennes lorsque la fonction de densité de probabilité conjointe  $f_{xy}(x, y)$  suit la courbe décrite à

---

3. f.d.p : fonction de densité de probabilité

l'équation (2). Cette équation peut représenter aussi bien les fonctions jointes dans les cas où elles sont corrélées que dans les cas où elles sont indépendantes. En effet, le coefficient de corrélation  $\rho$ , qui existe dans l'intervalle  $[-1, 1]$ , indique le niveau de corrélation. Il suffit de porter la valeur de ce coefficient à 0 afin d'atteindre un état où les deux fonctions sont indépendantes.

$$f_{xy}(x, y) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_X \cdot \sigma_Y \cdot \sqrt{1 - \rho^2}} \exp^{\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left( \frac{(x-\mu_x)^2}{\sigma_X^2} - \frac{2 \cdot \rho \cdot (x-\mu_x)(y-\mu_y)}{\sigma_X \cdot \sigma_Y} + \frac{(y-\mu_y)^2}{\sigma_Y^2} \right)} \quad (2)$$

Avec :  $-\infty < x < \infty$ ,  $-\infty < y < \infty$  et  $|\rho| < 1$

## Fonction de Rayleigh

### Fonction de densité de probabilité

Une variable aléatoire est dite de Rayleigh si elle suit la fonction de densité de probabilité décrite par l'équation (3). Une variable aléatoire de Rayleigh,  $Z$ , n'a besoin que d'un paramètre  $\sigma^2$ , sa variance, afin d'être uniquement représentée. Tel que l'on constate par la définition de l'équation, il n'existe aucune valeur à  $z \leq 0$ , et la fonction atteint un maximum au point de son paramètre. La figure(2) présente la F.D.P de Rayleigh de variance unitaire.

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp^{\frac{-z^2}{2\sigma^2}} U(z) \quad (3)$$

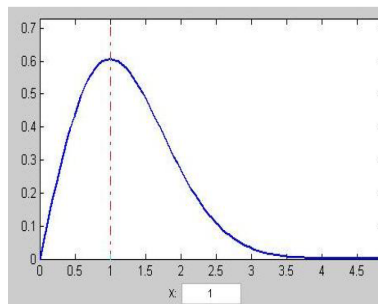


Figure 2 – P.D.F d'une Rayleigh de variance unitaire

### Lien avec la fonction de densité gaussienne

On sait qu'une transmission peut se représenter par une variable aléatoire gaussienne complexe comme suit :

$$X + jY = Z$$

où  $X, Y$  sont des variables aléatoires gaussiennes réelles et indépendantes. Lorsque

$$|W| = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

,  $W$  correspond à une fonction de densité de probabilité de Rayleigh. En effet,  $W$ , qui graphiquement est représentable par un cercle, peut se développer mathématiquement via les étapes suivantes :

$$F_Z(z) = \int_{y=-z}^z \int_{x=-\sqrt{z^2-y^2}}^{\sqrt{z^2-y^2}} f_{XY}(x, y) dx dy \quad (4)$$

$$F_Z(z) = \int_{y=-z}^z \left( f_{XY}(\sqrt{z^2 - y^2}, y) + f_{XY}(-\sqrt{z^2 - y^2}, y) \right) dy$$

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= 2 \int_0^z \frac{z}{\sqrt{z^2 - y^2}} \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2} e^{-\frac{z^2 - y^2 + y^2}{2\sigma^2}} dy \\ &= \frac{2 \cdot z}{\pi \cdot \sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{z^2 - y^2}} dy \\ &= \frac{2 \cdot z}{\pi \cdot \sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \int_0^{\pi/2} \frac{z \cos \theta}{z \cos \theta} d\theta \\ &= \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} U(z) \end{aligned}$$

[20] [?] [?] [21] [2] [1] [16] [22] [3] [23] [24] [25] [26] [14] [27] [28] [29] [30] [15] [31] [32]

# Bibliographie

- [1] C. Berrou and A. Glavieux. Near optimum error correcting coding and decoding :turbo-codes. *IEEE Transactions on Communications*, 1996.
- [2] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical*, 1948.
- [3] Ccsds 101.0 b 6. *telemetry channel coding*. blue book. issue 6, 2002.
- [4] P. Elias. Coding for noisy channel. *I.R.E Conv*, 1955.
- [5] P. Thitimajshima. Les codes convolutifs récurrents systématiques et leur application à la concaténation parallèle. Master's thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, 1993.
- [6] J. B. Anderson et S. M. Hladick. Tailbiting map decoders. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998.
- [7] J. Hagenauer et P. Hoeher. Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1989.
- [8] F. Jelinek et J. Raviv L. Bahl, J. Cocke. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans Inform Theory*, 1974.
- [9] G. D. Forney. Concatenated codes. *Cambridge, M.I.T. Press*, 1966.
- [10] C. E. Shannon. a mathematical theory of communication. *The Bell Systems Technical Journal*, 1948.
- [11] L. J. Cimini et N. R. Sollenberger Y. Li. robust channel estimation for ofdm systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans on Communications*, 1998.
- [12] M. Jézéquel et C. Berrou C. Douillard. Iterative correction of intersymbol interference : Turbo equalization. *European Transactions on Telecommunications*, 1995.
- [13] X. Wang et H. V. Poor. iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded cdma. *IEEE Trans on Communications*, 1999.
- [14] Liang Li. *Analysis of Low Power Implementational Issues of Turbo-like Codes in Body Area Networks*. PhD thesis, UNIVERSITY OF SOUTHAMPTON, 2009.

- [15] MAKDOUR Mansour. Application du turbo-code au codage de canal. Master's thesis, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [16] J.Hagenauer P.Hoeher. A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. *IEEE Globecom*, 1989.
- [17] W.C.T. Brown. *Antenna Diversity for Mobile Terminal*. PhD thesis, University of Surrey, 2002.
- [18] S. Stein M. Schwartz, W.R. Bennet. *Communication Systems and techniques*. McGraw-Hill Book Company, 1966.
- [19] Z. Lee T. Lee. A beamspace diversity combiner for sector division multiple access communications. *IEEE Antennas and Propagations Society Symposium Digest, Atlanta*, 1998.
- [20] Alain Glavieux et Claude Berrou Stkphane Le Goff. Turbo-codes and high spectral efficiency modulation. *IEEE*, 1994.
- [21] Horacio Gonzalez Claude Berrou and Sylvie Kerouédan. Serial/parallel (s/p) turbo codes for low error rates. *IEEE Communications Society*, 2004.
- [22] S.Benedetto G.Montorsi. Unveiling turb codes : Some results on parraillel concatenated coding schemes. *IEEE Trans Inform Theory*, 1996.
- [23] Claude Berrou. *Codes et turbo codes*. Springer collection IRIS, 2007.
- [24] Ramesh Pyndiah Michel Jézéquel. *Turbo codes, error-correcting codes of widening application*. HPS, 2001.
- [25] Ph. GODLEWSKI G.COHEN, J.-L. DORNSTETTER. *Codes correcteurs d'erreurs : une introduction au codage algébrique*. MASSON, 1992.
- [26] J.C. OMURA A.J VITERBI. « *Principles of Digital Communications and Coding* », traduction par G. Battail « *Principes des communications numérique* ». Dunod, 1983.
- [27] G. Montorsi S. Benedetto, D. Divsalar and F. Pollara. Serial concatenation of interleaved codes : performance analysis, design, and iterative decoding. *IEEE Trans. Info. Theory*, 44(3), 1998.
- [28] OSSEIRAN Afif Hani. Le dÉcodage des codes turbo. Master's thesis, ÉCOLE POLYTECHNIOUE DE MONTRÉAL, 1999.
- [29] M. TEMER Elias. Etude des codes ldpc et application dans un système mimo. Master's thesis, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 2009.
- [30] Olivier Muller. Architectures multiprocesseurs monopuces génériques pour turbo-communications haut-débit. Master's thesis, Université de Bretagne-Sud, 2007.
- [31] Alexandre Boyer. Canaux de transmissions bruités. Master's thesis, INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE, 2010.



- [32] Yvon Mori. *Electronique pour le traitement du signal théorie de l'information et du codage*. Lavoisier, 2006.