

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

MECHRI Nawal

pour l'obtention du diplôme de master en Électronique option réseau & télécommunication

---

Thème

---

# L'effet du turbo codage sur une transmission MIMO-OFDM

---

Proposé par : Mlle ZINE Leila et Mr AIT SAADI Hocine

Année Universitaire 2012-2013

## Remerciements

---

Le seul moyen de se délivrer d'une tentation, c'est d'y céder paraît-il alors j'y cède en disant en grand Merci aux personnes qui ont cru en moi et qui m'ont permis d'arriver au bout de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma gratitude à ma promotrice Mlle ZINE Leila ainsi que mon co-promoteur Mr AIT SAADI Hocine de m'avoir donné d'opportunité de travailler sur un tel sujet, pour leur confiance en moi, leurs précieux conseils et leur soutien.

Je remercie les membres du jury d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail.

Un grand merci à l'ensemble du personnel de département d'électronique de l'université de Blida ainsi à mes amies pour l'aide et la sympathie qu'ils m'ont témoignées.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à mener à bien ce travail.

**Je dédie ce travail**

**A mon père qui m'a éclairé mon chemin**

**A ma mère qui m'a encouragé et soutenue**

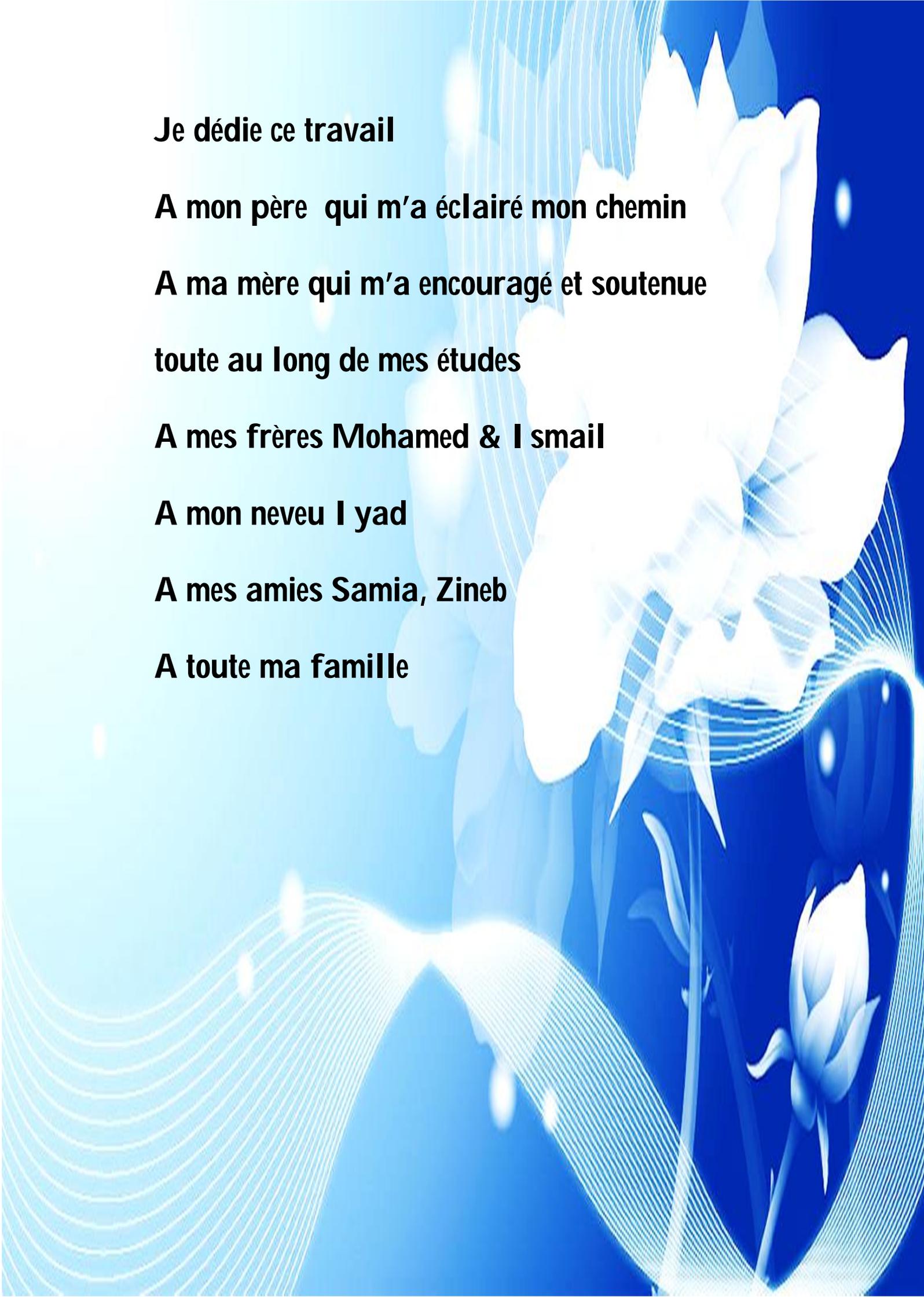
**toute au long de mes études**

**A mes frères Mohamed & I smail**

**A mon neveu I yad**

**A mes amies Samia, Zineb**

**A toute ma famille**



---

## ملخص:

هو استخدام هوائيات متعددة لنقل واستقبال، استنادا MIMO-OFDM يركز هذا المشروع على تقييم أداء رمز توربو لتقنية interleaver ويتكون رمز توربو موازية من مزيج من اثنين من رموز التلافيص ومفصولة. إلى التشكيل متعدد الناقل على قناة MIMO-OFDM من سلسلة من MATLAB وقد أجريت محاكاة. استنادا إلى مستوى الاستقبال على تكرارية فك. وأظهرت نتائج المحاكاة فعالية رموز توربو. رايلي

**كلمات المفاتيح:** إرسال MIMO-OFDM، تعديل QAM، توربو كود، قناة رايلي، تسوية.

---

**Résumé :** Ce projet porte sur l'évaluation des performances d'un turbo code pour la technique MIMO-OFDM qui est l'utilisation de plusieurs antennes en émission qu'en réception, basée sur la modulation multi-porteuses. Le turbo code parallèle est formé à partir d'une combinaison de deux codes convolutifs séparés par un entrelaceur et basé au niveau de la réception sur le décodage itératif. une simulation sur matlab d'une chaine de transmission MIMO-OFDM a été effectuée sur un canal rayleigh. Les résultats de simulation obtenus ont prouvé l'efficacité des turbo codes.

**Mots clés :** transmission MIMO-OFDM, modulation QAM, turbo code, canal rayleigh, égalisation.

---

**Abstract :** This project focuses on evaluating the performance of a turbo code for MIMO-OFDM technique is the use of multiple antennas for transmission and reception, based on multi-carrier modulation. The parallel turbo code is formed from a combination of two convolutional codes and separated by an interleaver based on the reception level on iterative decoding. A matlab simulation of a chain of MIMO-OFDM has been performed on a Rayleigh channel. The simulation results showed the effectiveness of turbo codes.

**Keywords:** MIMO-OFDM, QAM modulation, turbo code rayleigh channel equalization.

---

## Listes des acronymes et abréviations

<b>Ad-hoc</b>	Advanced Developers Hands On Conference.
<b>ADSL</b>	Asymmetric Digital Subscriber Line.
<b>ARQ</b>	Automatic Repeat-reQuest.
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying.
<b>BS</b>	Base Station
<b>BTS</b>	Base Transceiver Station
<b>CP</b>	Cyclic Prefix
<b>CSI</b>	Channel State Information
<b>CT</b>	Communications Technology
<b>DMT</b>	Discrete MultiTone
<b>DSSS</b>	Direct Sequence Spread Spectrum
<b>DVD</b>	Digital Video Data
<b>EQMM</b>	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
<b>FDM</b>	Frequency Division Multiplexing
<b>FER</b>	Frame Error Rate
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FIR</b>	Finite Impulse Response
<b>HIPERLAN2</b>	High Performance Radio LAN 2.0
<b>ICI</b>	Inter Code Interference

<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronic Engineers
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>IP</b>	Internet Protocol
<b>ISI</b>	Inter Symbol Interference
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific and Medical
<b>LLR</b>	Logarithm of the Likelihood Ratio
<b>LOS</b>	Line Of Sight
<b>MAQ</b>	Modulation d'Amplitude en Quadrature
<b>MDF</b>	Modulation par Déplacement de Fréquence
<b>MDP</b>	Modulation par Déplacement de Phase
<b>MPEG</b>	Moving Picture Experts Group
<b>MSK</b>	Minimum-Shift Keying
<b>MDA</b>	Modulation par Déplacement d'Amplitude
<b>MIMO</b>	Multiple Input Multiple Output
<b>Min</b>	Minimum
<b>MMDS</b>	Multichannel Multipoint Distribution Service
<b>MV</b>	Maximum de Vraisemblance
<b>NLOS</b>	No Line of Sight
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OSIC</b>	Ordered Successive Interference Cancellation
<b>PC</b>	Personal Computer

<b>Pe</b>	Probabilité d'erreur
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RSB</b>	Ordered Successive Interference Cancellation
<b>SISO</b>	Soft-Input Soft-Output
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>SDM</b>	Spatial Division Multiplexing
<b>STBC</b>	Space-Time Bloc Code
<b>STC</b>	transmit diversity scheme
<b>TEB</b>	Taux d'Erreur par Bit
<b>V-BLAST</b>	Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time
<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity.
<b>WiMAX</b>	Wide Interoperability for Microwaves access.
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>WMAN</b>	Wireless Metropolitan Area Network
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network.
<b>WWAN</b>	Wireless Wide Area Network
<b>ZF</b>	Zero Forcing

# Table des matières

<b>Introduction générale</b> .....	Erreur ! Signet non défini.
<b>Chapitre1 Les réseaux sans fil</b> .....	<b>4</b>
1.1 Introduction .....	4
1.2 Les différents réseaux WxAN .....	5
1.2.1 WPAN (Wireless Personal Area Network) .....	6
1.2.2 WLAN (Wireless Local Area Network) .....	7
1.2.3 WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) .....	8
1.3 La technologie WIMAX .....	8
1.3.1 Objectifs de WIMAX .....	9
1.3.2 WIMAX capacities et technologie .....	10
1.4 Les bandes de fréquences.....	11
1.5 Canal radio .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.1 Effet multi trajets d'un canal radio .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.2 Modèle de Rayleigh.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.3 Le canal à bruit blanc additif gaussien .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6 Conclusion.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Chapitre2 Modulation et codage canal</b> .....	<b>17</b>
2.1 Modulation numérique.....	17
2.1.1 Introduction .....	17
2.2 codage canal .....	20
2.2.1 Code convolutif .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.2.2 Représentation des codes convolutifs .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.2.3 Décodage des codes convolutifs.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

2.2.4	Codes concaténés .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.2.5	Turbo codes .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.3	Conclusion.....	35
<b>Chapitre3 Transmission MIMO-OFDM.....</b>		<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.1	Transmission OFDM.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.1.1	Principe de modulation OFDM .....	36
3.2	Technique MIMO.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.1	Introduction .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.2	Principe de la technique MIMO .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.3	Les différents types de codage MIMO .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.4	Modèle de système MIMO .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.5	Capacité de canal MIMO .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.6	Récepteurs utilisés .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.3	Conclusion.....	52
<b>Chapitre 4 Simulations et Résultats.....</b>		<b>53</b>
4.1	Introduction .....	53
4.2	La sources de données.....	54
4.3	Codage canal.....	55
4.4	Modulation mono porteuse.....	56
4.5	Conversion série/parallèle .....	57
4.6	Assemblage des sous porteuses.....	57
4.7	Le codage espace-temps en blocs .....	58
4.8	La modulations multiporteuse .....	60
4.8.1	Le bloc modulateur .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.8.2	Insertion de préfixe cyclique .....	64
4.8.2	la conversion série/parallèle .....	64

4.9	Canal AWGN (Additif White Gaussian Noise).....	65
4.10	Canal multi trajet.....	66
4.11	La démodulations multiporteuse .....	67
4.11.1	La conversion série parallèle .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.11.2	La suppression de préfixe cyclique .....	68
4.11.3	Le bloc démodulateur .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.12	Egalisation de canal .....	69
4.13	Décodage espace-temps.....	70
4.14	Démodulations mono porteuse .....	70
4.15	Décodage de canal .....	71
4.16	Calcul de TEB.....	72
4.17	Turbo codage .....	72
4.18	Turbo décodage .....	73
4.19	Présentation des résultats .....	74
4.20	Conclusion.....	85
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>86</b>
	<b>Annexe A</b>	
	<b>Annexe B</b>	
	<b>Annexe C</b>	
	<b>Bibliographie</b>	

## Liste des figures

Figure 1.1 : Classification des réseaux sans fil. ....	5
Figure 1.2 : Configuration d'un réseau local sans-fil (WLAN). ....	7
Figure 1.3 : La propagation multi trajets. ....	9
Figure 1.4 : L'influence du multi trajets. ....	10
Figure 1.5 : propagation LoS et NLoS. ....	10
Figure 1.6 : Modélisation du phénomène de trajets multiples. ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 1.7 : canal multi trajets. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 2.1: diagramme de constellation de la modulation BPSK et QPSK. ....	19
Figure 2.3 : Codage convolutif. ....	21
Figure 2.4 : code convolutif non récursif non systématique (7, 5). ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 2.5 : codes convolutifs récursifs systématique (1, 7/5). ...	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 2.6 : diagramme d'état d'un code convolutifs. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 2.7 : Codage et décodage concaténés. ....	25
Figure 2.8 : Turbo Codeur Parallèle. ....	27
Figure 2.9 : Entrelacement en bloc. ....	29
Figure 2.10 : Entrelacement convolutionnel. ....	29
Figure 2.11 : Schéma d'un turbo décodeur itératif. ....	31
Figure 3.1 : Multiplexage fréquentiel optimal. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 3.2: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM. ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 3.3: Génération d'un signal OFDM. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 3.4 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique). ....	39
Figure 3.5 : Intégration du signal avec intervalle de garde. ...	40
Figure 3.6: Principe du MIMO. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 3.7 : la technologie MIMO dans un réseau Wifi. ....	42
Figure 3.8: Le système MIMO. ....	47
Figure 4. 1 : simulation de chaine transmission MIMO-OFDM. ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.2 : représentation de bloc de la source de données utilisée. ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

Figure 4.3 : représentation de bloc de codeur convolutionnel.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.4 : Code convolutif [171 133]. .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.5 : représentation de bloc de modulation 16 QAM. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.6 : représentation de bloc de conversion parallèle série..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.7 : représentation de bloc d'assemblage des sous porteuses. ....	58
Figure 4.8 : codage d'Alamouti.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure 4.9 : représentation de bloc de codage espace- temps en blocs. ....	60
Figure 4.10 : représentation de bloc des émetteurs.....	61
Figure 4.11 : représentation de bloc s'insertion de séquence d'apprentissage. ....	62
Figure 4.12 : représentation de bloc d'IFFT. ....	63
Figure 4.13: représentation de bloc de préfixe cyclique. ....	64
Figure 4.14 : représentation de bloc de conversion parallèle/série. ....	65
Figure 4.15 : représentation de bloc de canal AWGN. ....	65
Figure 4.16: représentation de bloc de canal multi trajet. ....	66
Figure 4.17 : représentation de bloc des récepteurs. ....	67
Figure 4.18 : représentation du bloc de conversion série/parallèle.....	67
Figure 4.19 : représentation de bloc de suppression de préfixe cyclique. ....	68
Figure 4.20 : représentation de bloc de démodulation. ....	68
Figure 4.21 : représentation de bloc d'égalisation.....	69
Figure 4.22 : représentation de bloc de combineur MIMO.....	70
Figure 4.23 : représentation de bloc de démodulation 16 QAM.....	71
Figure 4.24 : représentation de bloc de décodage canal.....	71
Figure 4.25 : représentation de bloc de calcul de TEB.....	72
Figure 4.26 : représentation du bloc de turbo codeur.....	72
Figure 4.27 : représentation de bloc de turbo décodage.....	73
Figure 4.28 : spectre d'un symbole OFDM avant et après le passage dans le canal.....	74
Figure 4.29 : spectre d'un symbole OFDM avant et après le passage dans le canal dans un système MIMO-OFDM.....	74
Figure 4.30 : diagramme de constellation de la modulation 16 QAM pour un système OFDM. ....	75
Figure 4.31 : diagramme de constellation de la modulation 16 QAM pour un système MIMO-OFDM. ....	75
Figure 4.32 : Comparaison des performances entre OFDM et MIMO-OFDM.....	76

<i>Figure 4.33 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents types de modulation avec codage convolutif..</i>	<i>77</i>
<i>Figure 4.34 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents taux de codage convolutif pour une modulation QPSK.</i>	<i>78</i>
<i>Figure 4.35 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents taux de codage convolutif pour une modulation 16 QAM.</i>	<i>79</i>
<i>Figure 4.36: performance du turbo code pour une transmission MIMO-OFDM.</i>	<i>80</i>
<i>Figure 4.37 : évaluation d'une transmission 16 QAM pour différents rendements du turbo code.</i>	<i>82</i>
<i>Figure 4.38 : Evaluation de l'effet du turbo code sur une transmission MIMO-OFDM pour une modulation 16 QAM pour un canal AWGN.</i>	<i>83</i>
<i>Figure 4.39 : Evaluation de l'effet du turbo code sur une transmission MIMO-OFDM pour une modulation de 16 QAM pour un canal rayleigh.</i>	<i>83</i>
<i>Figure 4.40 :Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation QAM avec turbo code pour un canal AWGN.</i>	<i>84</i>
<i>Figure 4.41 :Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation QAM avec turbo code pour un canal rayleigh.</i>	<i>85</i>

## Liste des tableaux

*Tableau 1.1 : Principales interfaces radio des WxAN.....* **Erreur ! Signet non défini.**

*Tableau 2.1 : les valeurs possibles des phases pour la modulation QPSK..***Erreur ! Signet non défini.**

*Tableau 2.2 : Vecteurs de poinçonnage.....*30

*Tableau 4.1 : vecteurs de poinçonnage pour différents taux de codage du turbo code.....*81



# Introduction générale

---

Les applications sans fil s'incrument dans notre vie quotidienne et deviennent par fois un besoin essentiel, que ce soit au niveau social, professionnel, scientifique, médical ou militaire ; une grande variété de standard de communication sans fil suit une évolution énorme afin de satisfaire ce besoin.

La technique multi-antenne dans les systèmes de communication numérique (MIMO) sans fil augmente considérablement la capacité de canal de propagation. Cette technologie connaît un essor important ces dernières années. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité, auquel cas on favorise la robustesse de la liaison. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. Les techniques MIMO sont déjà utilisées dans les systèmes 802.11n.

Le codage espace-temps (ST) consiste à concevoir des codes pour les systèmes radio à antennes multiples en introduisant une dépendance entre le domaine spatial et temporel dans le but d'augmenter le débit sans sacrifier la bande passante.

Le fait que la modulation OFDM est de plus en plus adoptée, cette technique a motivé son utilisation dans les systèmes MIMO. Elle possède l'avantage de transformer un canal à bande large sélectif en fréquence en un groupe de canaux à bandes étroites non sélectifs en fréquence, ce qui rend la modulation OFDM plus robuste face aux retards de propagation en permettant de préserver l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel. De plus, l'ingénieuse idée d'introduire le préfixe cyclique réduit la complexité du récepteur : les étapes de démodulation et d'égalisation sont réduites à l'application de la FFT et à une simple égalisation scalaire par porteuse.

La qualité d'une transmission numérique dépend principalement de la probabilité d'occurrence d'erreur dans les symboles transmis. Cette probabilité étant fonction du rapport "signal sur bruit", une amélioration de la qualité de transmission peut être envisagée en augmentant la puissance d'émission et en diminuant le facteur de bruit du récepteur. Malheureusement, cette solution implique des coûts énergétiques et technologiques importants, ce qui en limite sensiblement l'emploi. Le contrôle des erreurs par codage est ainsi indispensable. L'utilisation de techniques de traitement numérique du signal, et notamment le codage des informations à transmettre, permet la détection et/ou la correction d'éventuelles erreurs de transmission. Comme ces techniques permettent de contrôler les erreurs induites par le bruit du canal de transmission, elles sont nommées "codages de canal". Parmi les principales techniques existantes, les codages convolutifs sont prédominants et actuellement les turbo codes.

Inventés récemment, Les turbo-codes constituent une famille de codes correcteurs d'erreurs qui permettent d'avoisiner la limite théorique de correction prédite par Shannon il y a plus de 50 ans. Ces codes, inventés par Claude Berrou, sont obtenus par concaténation de deux ou plusieurs codes convolutifs de faible complexité, séparés par une fonction d'entrelacement introduisant de la diversité. Leur décodage fait appel à un processus itératif (ou *turbo*) utilisant deux ou plusieurs décodeurs élémentaires qui s'échangent des informations de fiabilité, appelées *informations extrinsèques*, afin d'améliorer la correction au fil des itérations.

L'objectif de ce travail consiste à cerner les problèmes de transmission numériques en utilisant les codes convolutifs concaténés parallèles associés à un décodage itératif. Pour cela, une simulation informatique est élaborée en se basant sur la modélisation directe des différents éléments de la chaîne de transmission.

Notre mémoire est constitué de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les réseaux sans fil. On présente les différentes classifications de ces réseaux. Ainsi les différents modèles des canaux radio sont cités.

Dans Le deuxième chapitre, on va parler des différents types de modulation adoptés notre simulation. Le chapitre aborde aussi le procédé du codage canal notamment les codes convolutifs, ainsi que la nouvelle famille des codes correcteurs d'erreurs appelée turbo-codes parallèles.

Le troisième chapitre présente une étude détaillée sur la technique de transmission MIMO-OFDM.

Le quatrième chapitre présente une série de simulations et analyses des résultats en utilisant un simulateur d'un système de communication numérique « Simulink » sous Matlab. On a va évaluer les performances du turbo code parallèle pour une transmission MIMO-OFDM.

Enfin, ce mémoire est achevé par une conclusion générale inspirée de l'étude menée tout au long de ce travail.

# Chapitre 1 Les réseaux sans fil

---

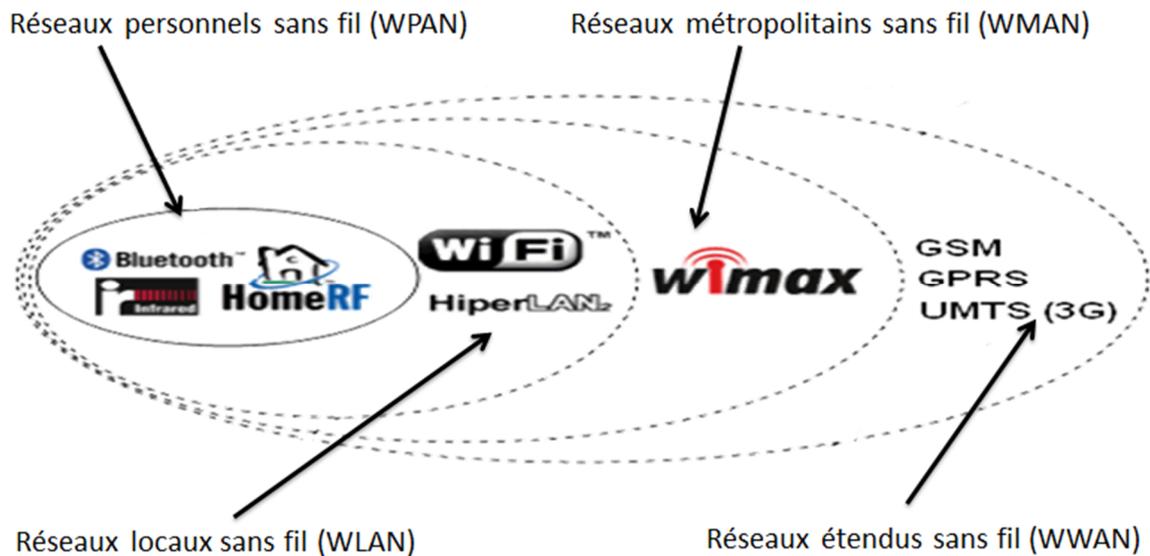
## 1.1 Introduction

Les premiers réseaux locaux sans fil (WLAN Wireless Local Area Network) ont été introduits dans le but de se substituer aux réseaux filaires à l'intérieur des bâtiments et de fournir un accès radio du type Ethernet en offrant des gammes de service et donc de débits comparables avec l'avantage d'une mobilité supplémentaire même si elle est faible par rapport à celle de réseaux cellulaires mobiles. Cet objectif initial a été étendu à un accès sans fil large bande et une connectivité aux réseaux IP il a également donné naissance à de nombreux autres types de réseaux sans fil qu'on peut désigner sous l'acronyme WxAN, qui se distinguent par la nature des services offerts à savoir : débits et bandes de fréquence et qui sont conçus pour être les mieux adaptés à leur environnement.

Un réseau sans-fil substitue les habituels câbles de connexion aérienne via des ondes radios, infrarouges ou éventuellement des faisceaux laser. Cette définition large nous amène à considérer plusieurs types de réseaux sans-fil :

- Les réseaux sans-fil de type infrastructure :

Les réseaux de type infrastructure sont des réseaux structurés, basés sur des équipements d'interconnexion faisant office de ponts entre un réseau radio et un réseau câblé permettant ainsi à de nombreux clients mobiles d'accéder à des ressources informatiques. Dans cette catégorie on trouve : les réseaux sans-fil locaux WLAN (Wireless Local Area Network), ou bien les réseaux sans-fil étendus on parle des WMANs (Wireless Metropolitan Area Network) et WWANs (Wireless Wide Area Network) selon les distances la figure 1.1 illustre la classification des réseaux sans fil.



**Figure 1.1 : Classification des réseaux sans fil**

- Les réseaux ad-hoc :

Les réseaux ad-hoc sont connus sous le nom de WPAN (Wireless Personal Area Network) ou des réseaux personnels. L'objectif de ces réseaux est de fournir une connectivité sans infrastructure dédiée. Ils sont donc exclusivement point à point et ne comportent en général que deux participants.

## 1.2 Les différents réseaux WxAN

En règle générale, les débits offerts varient à l'inverse de la mobilité, les réseaux cellulaires étant les seuls à pouvoir fonctionner pour une mobilité correspondant à celle d'un véhicule. Les WxAN offrent donc une mobilité réduite mais des débits plus importants que ceux d'un réseau cellulaire et ils sont donc complémentaires pour apporter dans des environnements où il est nécessaire d'avoir des hauts débits une capacité supplémentaire.

Les WxAN peuvent se ranger en trois catégories :

### **1.2.1 WPAN (Wireless Personal Area Networks)**

Les WPAN dont le précurseur a été le système Bluetooth sont complémentaires des WLAN. Ils visent des environnements de type plutôt résidentiel (Home Networking) avec des services de haut débit de type connexions « loisirs » (Home Entertainment) avec des caméras numériques, TV, vidéo temps réel, transferts haut débit (vidéo stream) mais aussi des services de plus bas débit de type domotique (ou maison intelligente) pour la sécurité, télésurveillance, l'automatisation de la maison ou autre service mettant en œuvre des réseaux de capteurs. Un vidéo temps réel peut représenter un débit de l'ordre de 30 Mbit/s, un DVD de l'ordre de 9,8 Mbit/s et un stream MPEG2 19,2 Mbit/s ; bien que ce soient des applications plutôt grand public, ces débits requièrent un accès large bande. Le système Bluetooth ne peut fournir qu'un débit de 1 Mbit/s (en fait plutôt de 780 kbit/s) qui est insuffisant pour ce type de services, ce qui explique que d'autres WPAN soient en cours de développement. Les WLAN pourraient fournir ce type de débits mais ils offrent par ailleurs de nombreuses fonctionnalités au niveau des couches réseau supérieures qui ne sont pas nécessaires pour ce type d'interconnexions. Or un des objectifs des WPAN est le faible coût des circuits et la faible consommation. En revanche, les applications domotiques se contentent d'un débit de quelques kbit/s. Cela explique que plusieurs interfaces radio étaient proposées au-delà de Bluetooth. Les WPAN sont regroupés dans la norme IEEE 802.15, 15.3 pour les hauts débits, 15.4 pour les bas débits, Bluetooth pouvant être considéré comme le 15.1.

#### ➤ Bluetooth

Technologie principale WPAN Lancée par Ericson en 1994 dans la norme est 802.15.1 avec un débit de 1Mbps pour 30m.

#### ➤ HomeRF

Home Radio Frequency group (1998). Débit 10Mbps pour 50 à 100m abandonnée en 2003 au profit du WiFi.

## 1.2.2 WLAN (Wireless Local Area Network)

Les WLAN ont été conçus pour offrir un accès large bande radio avec des débits de plusieurs Mbit/s pour relier des équipements de type PC et autres équipements électroniques ou informatiques dans des environnements professionnels, immeubles de bureaux, bâtiments industriels ou grand public et se connecter à un réseau cœur, tel qu'un réseau Ethernet. Ils sont déployés dans des lieux privés mais aussi dans des lieux publics : gares, aéroports, campus (hot spots). Ils sont complémentaires des réseaux cellulaires 2G et 3G qui offrent une plus grande mobilité mais des débits plus faibles. Deux grandes familles se partagent le domaine des WLAN résultant des travaux menés aux Etats-Unis et en Europe. La première famille est celle du WiFi nom donné à la norme IEEE 802.11b qui est actuellement la plus populaire pour offrir des débits jusqu'à 11 Mbit/s pour des distances de 10 à 100 m. Une évolution pour des débits jusqu'à 22 Mbit/s est en cours de définition. La seconde famille est celle de l'HIPERLAN2 (norme IEEE 802.11a) basée sur l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) plus robuste aux distorsions sélectives en fréquence du canal, offrant des débits jusqu'à 54 Mbit/s mais au prix d'une complexité plus grande, la figure 1.2 montre la configuration d'un réseau local sans-fil.

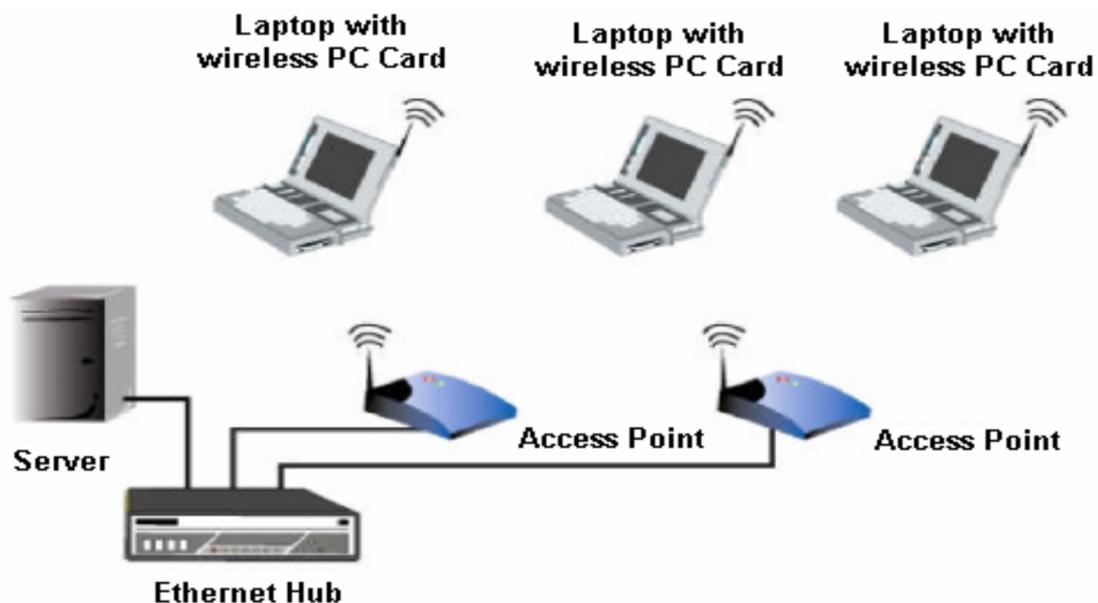


Figure 1.2 : Configuration d'un réseau local sans-fil (WLAN).

➤ WiFi

Wireless Fidelity Soutenu par l'alliance WECA avec un débit allant jusqu'à 54 Mbps, portée de plusieurs centaines de m.

➤ Hiperlan2

High Performance Radio LAN 2.0 Norme européenne de fréquence de 5150MHz à 5300Mhz avec un Débit jusqu'à 54 Mbps, portée de plusieurs centaines de m.

### **1.2.3 WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)**

Les WMAN sont l'accès radio large bande fixe pour l'extérieur des bâtiments en remplacement d'un réseau câblé, filaire ou optique ou d'un réseau ADSL avec une structure un peu similaire à celle d'un réseau cellulaire avec une station de base et une réception à partir d'une antenne extérieure au bâtiment. Le WMAN constitue un accès pour les réseaux WLAN, WPAN qui se trouvent à l'intérieur du bâtiment mais il est envisageable de telle sorte que certains protocoles réseaux (mais pas au niveau de l'interface radio) permettent d'assurer une liaison entre la BS et l'équipement individuel. Les WMAN sont normalisés dans le cadre de l'IEEE 802.16.

## **1.3 La technologie WiMAX**

WiMAX est l'abréviation pour Worldwide Interoperability for Microwave Access. Il s'agit d'un standard de réseau sans fil métropolitain créé par les sociétés Intel et Alvarion en 2002 et ratifié par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineer) sous le nom IEEE-802.16. Plus exactement, WiMAX est le label commercial délivré par le WiMAX Forum aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir un haut niveau d'interopérabilité entre ces différents équipements.

### 1.3.1 Objectifs du WiMAX

L'objectif du WiMAX est de fournir une connexion internet à haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon. Ainsi, dans la théorie, le WiMAX permet d'obtenir des débits montants et descendants de 72 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres. Le standard WiMAX possède l'avantage de permettre une connexion sans fil entre une station de base (en anglais Base Transceiver Station, notée BTS) et des milliers d'abonnés sans nécessiter de ligne visuelle directe (en anglais Line Of Sight, parfois abrégés *LOS*) ou *NLOS* pour *Non Line Of Sight*. Dans la réalité le WiMAX ne permet de franchir que de petits obstacles tels que des arbres ou une maison mais ne peut en aucun cas traverser les collines ou les immeubles. Le débit réel lors de la présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s.

### 1.3.2 WiMAX capacités et technologies

#### a La propagation multi trajets (Multipath)

Quand une station de base diffuse un signal à une station réceptrice, le signal peut être réfléchi à travers de multiples matériaux et prend donc plusieurs directions avant d'arriver au récepteur, comme il est représenté sur la figure 1.3.

Par conséquent, le signal introduit un délai en voyageant par différentes longueurs de chemin.

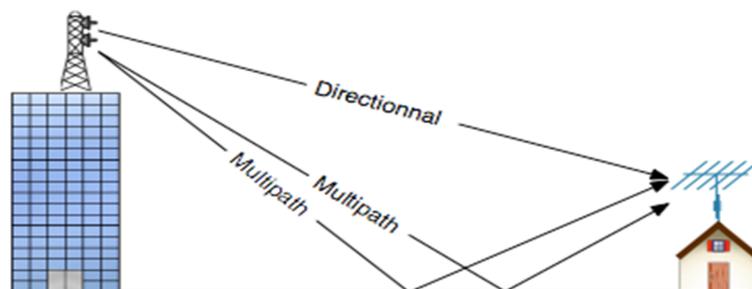
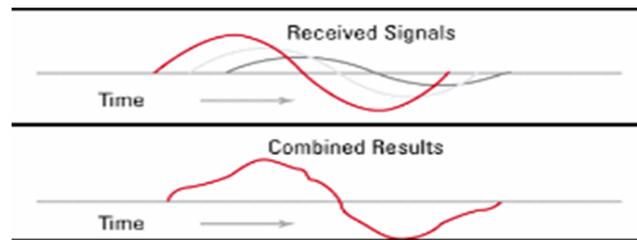


Figure 1.3 : La propagation multi trajets.

Le délai lié au multi trajets engendre une superposition du signal, ce qui perturbe la station réceptrice comme le montre le schéma ci-dessous :



**Figure 1.4 : L'influence du multi trajets.**

Même si la force du signal est grande, la qualité du signal peut être faible si le protocole ne le prend pas en charge.

L'impact du multi trajets dépend de la technique de multiplexage utilisée; En utilisant OFDM, l'impact est réduit avec l'usage de multiples sous-canaux.

Les récents protocoles de transmission sans-fils comme le WiMAX ou 802.11n tirent avantage du multi trajets à travers l'utilisation de multiples antennes.

### ***b LoS et NLoS***

Un signal transmis sans aucune obstruction entre deux stations est appelé un Line-of-Sight signal (ligne de vue). Quand certains objets comme des arbres viennent interférer, le signal est appelé Non-line-of-Sight (non ligne de vue), voir figure 1.5.



**Figure 1.5 : propagation LoS et NLoS.**

Pour permettre les communications NLOS, le WiMAX utilise différents moyens pour être moins sensible aux bruits. Voici les différentes méthodes utilisées :

- la technique OFDM
- sous-canalisation
- antennes à haut gain

- schéma de diversité de transmission (STC)
- modulation adaptative
- technique de correction d'erreur
- requête automatique de répétition de paquets (ARQ)

## 1.4 Les bandes de fréquences

Les périphériques sans fil sont contraints de fonctionner dans une certaine bande de fréquences. Chaque bande possède sa propre largeur, c'est-à-dire le nombre d'intervalles de fréquences dans cette bande. La largeur de bande est devenue une mesure de la capacité de transport de données d'un lien. Une bonne dose de mathématiques, de théorie de l'information de traitement de signal montre qu'une largeur de bande plus importante permet de transmettre plus d'information. Par exemple, un canal de téléphonie mobile analogique nécessite une largeur de bande de 20 KHz. Les signaux de télévision sont beaucoup plus complexes et ont donc une largeur de bande plus importante de 6 MHz. L'allocation du spectre radio est rigoureusement contrôlée par les autorités de régulation à travers un processus de concession de licence [1].

Les deux bandes de fréquence les plus utilisées pour des communications à l'intérieur de bâtiments par les WxAN sont :

La bande ISM abréviation d'*industriel, scientifique et médical*. Les bandes ISM seront réservées aux équipements qui concernent les processus industriels ou scientifiques ou qui sont utilisés dans le domaine médical [1] de 2,4 à 2,5 GHz où il est possible d'émettre sans licence. Cette bande est utilisée par toutes sortes d'applications et les perturbations y sont très nombreuses. Actuellement, il n'existe pas de WLAN ou WPAN précisément défini au niveau international dans les bandes millimétriques pour des applications à l'intérieur des bâtiments malgré les nombreux travaux menés depuis plusieurs années dans ce domaine en Europe et au Japon. La raison en est vraisemblablement la non-maturité de technologie électronique basse coût.

Les bandes 2-11 GHz et 10-66 GHz (ou plutôt des sous bandes de celles-ci notamment

2,5-2,7 GHz et autour de 3,5 GHz pour les applications de type MMDS) sont celles retenues pour les WMAN le tableau ci-dessous résume les bandes de fréquences dédiées aux interfaces radio des WxAN.

	<b>Gamme de fréquence.</b>	<b>Débits</b>	<b>Modulation</b>	<b>Remarques</b>
<b>WLAN</b>				Portée de l'ordre de 100m intérieurs
<b>Hyperplan 2</b>	5.15-5.350 GHz 5.47-5.725 GHz	6-54 Mbit/s	OFDM	Débit effectif 35 Mbits
<b>IEEE 802.11a</b>	5 GHz	6-54 Mbit/s	OFDM	Débit effectif 35 Mbits
<b>IEEE 802.11b</b>	2.4-2.5 GHz	11 Mbit/s	MDP2, MDP4 DSSS	Débit effectif 6 Mbits
<b>IEEE 802.11g</b>		22 Mbit/s	OFDM MDP8 -CT	Débit effectif 11 Mbits

<b>WPAN</b>				Portée de l'ordre de 10m intérieurs
<b>Bluetooth IEEE 802.15.1</b>	2.4-2.5 GHz	1 Mbit/s	MDP	
<b>IEEE 802.15.3</b>	2.4-2.4835 GHz		MDP4	Egalisation
<b>IEEE 802.15.4</b>	868 MHz	20 Kbit/s	MDP2	En cours de définition
	902-928 MHz	40 Kbit/s	MDP2	
	2.4-2.4835 GHz	250 Kbit/s	MSK	

<b>WMAN</b>				Portée de l'ordre de 100m à quelque Km extérieurs
<b>IEEE 802.16</b>	11 GHz	Qq. Mbit/s	OFDM	
	10-66 GHz	Diz. Mbit/s	MDP4 MAQ 16 et 64	

**Tableau 1.1 : Principales interfaces radio des WxAN.**

## 1.5 Canal radio

Le canal est un véritable problème pour les transmissions de données. En effet, il est source de bruits de toutes sortes [3]. Le canal radio est un système à large bande, la propagation d'ondes électromagnétiques à travers ce canal est caractérisée par des pertes et des retards. Pratiquement un canal radio est constitué de plusieurs chemins physiques de propagation (plusieurs ondes), chacun de ces chemins introduit un retard et une perte de propagation.

### 1.5.1 Effet multi trajets d'un canal radio

Le chemin entre l'émetteur et le récepteur n'est pas souvent unique. Mais le trajet le plus court est celui du chemin direct. Le signal émis dans autre direction rencontre dans sa propagation des objets comme des bâtiments, des montagnes ou des voitures qui le réfléchissent, voir figure 1.6. Ces chemins ont des trajets plus longs qui peuvent conduire le signal au récepteur mais avec un certain retard, avec un changement d'amplitude et de phase par rapport au trajet direct [17].

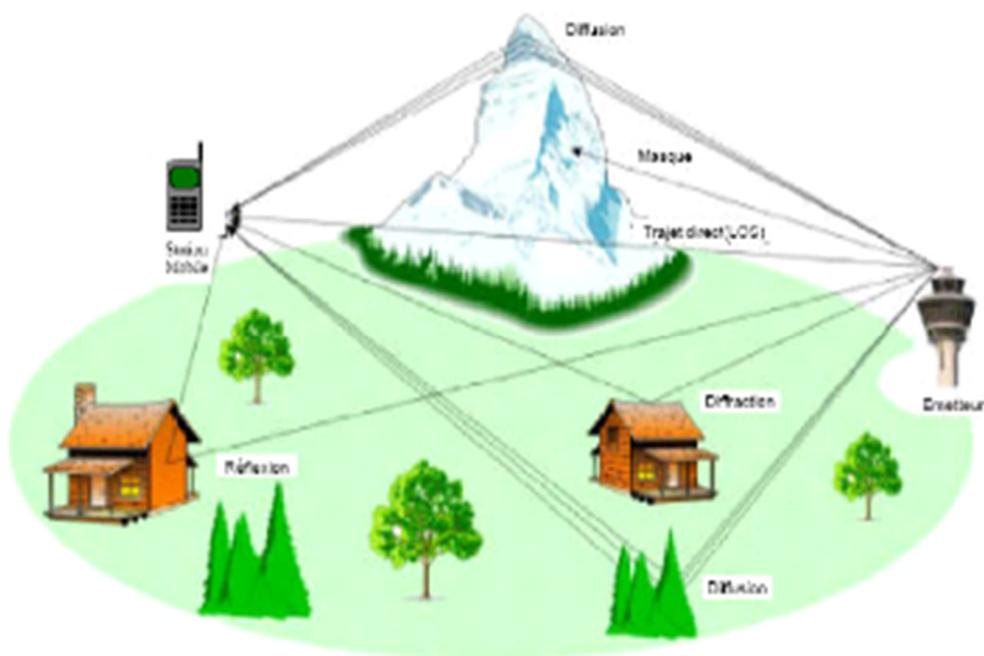


Figure 1.6 : Modélisation du phénomène de trajets multiples.

L'avantage de ce phénomène de propagation multi-trajets est qu'il assure une certaine continuité de la couverture radio en permettant la communication dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Néanmoins, cette multiplicité de trajets engendre des difficultés au niveau du récepteur. En fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs répliques du signal émis avec des amplitudes, des phases et des temps d'arrivées différents, ce que l'on appelle l'effet d'évanouissement.

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la bande de cohérence du canal. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées d'une façon différente que d'autres fréquences. Par contre, si la bande du signal est bien inférieure à la bande de cohérence alors, le canal est considéré comme non sélectif ou plat. Dans ce cas, la réponse en fréquence du canal varie très peu dans la bande du signal.

### **1.5.2 Modèle de Rayleigh**

Ce modèle de canal fait l'hypothèse simplificatrice que le signal reçu par le récepteur est composé d'un grand nombre de trajets, voir figure 1.7. D'autre part, ces derniers sont non corrélés spatialement, c'est-à-dire que les angles d'arrivées sont uniformément repartis entre  $0$  et  $2\pi$ . On peut alors, d'après le théorème de la limite centrale, supposer que les composantes en phase ( $I$ ) et en quadrature ( $Q$ ) de l'enveloppe du signal reçu suivent deux lois Gaussiennes indépendantes et corrélées temporellement. Des lors, on en déduit que l'enveloppe  $r(t)$  du signal reçu suit une loi de Rayleigh. Dans le modèle de Rayleigh, la moyenne de la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$  est considérée comme nulle. Il est à noter que la valeur quadratique définit la puissance moyenne reçue par le récepteur après la prise en compte des phénomènes d'affaiblissement et d'ombrage.

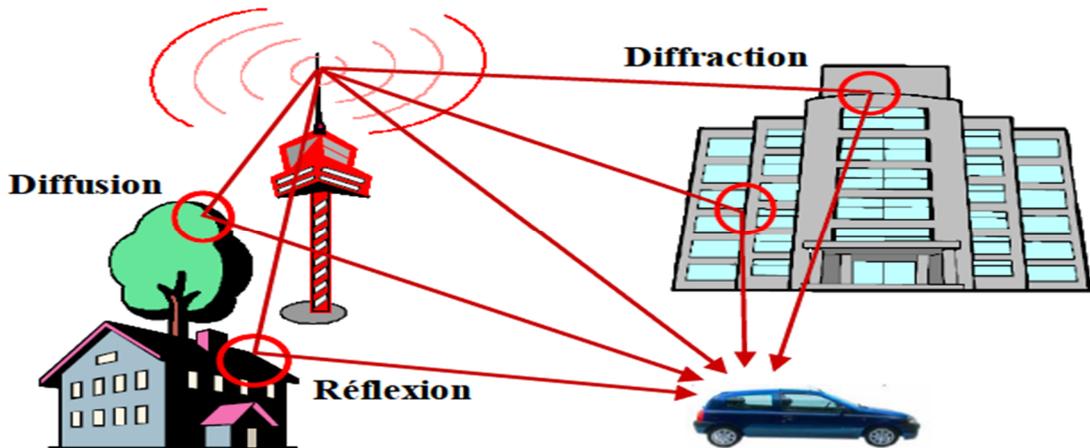


Figure 1.7 : canal multi trajets.

### 1.5.3 Le canal à bruit blanc additif gaussien

C'est un modèle fréquemment utilisé car il décrit souvent bien la transmission dans un milieu physique. Après modulation, on a un signal en entrée du canal ; en sortie du canal, le signal reçu résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit. Pour ce canal, le bruit est modélisé par une variable aléatoire complexe de loi normale  $N(0, N_0)$ . Sa projection sur un axe réel est donc une variable aléatoire réelle de loi normale  $N(0, N_0/2)$ . Puisque l'on s'intéresse souvent aux distorsions subies dans une direction donnée, on invoque alors la densité mono-latérale de bruit  $N_0/2$ . On peut montrer que sous certaines modulations et démodulations, pour un alphabet binaire, le canal de transmission composé du modulateur, du canal à bruit blanc gaussien et du démodulateur peut être assimilé à un canal binaire symétrique de probabilité d'erreur

$$Pe = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N_0}}}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (1.1)$$

## 1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé la véritable révolution dans le monde de télécommunication des réseaux sans fil en décrivant les différents types de réseaux WxAN. Une mobilité plus importante des utilisateurs rend les réseaux traditionnels (filaire) inadaptés. Le réseau sans fil offre la possibilité d'être connecté à un réseau, sans avoir à se soucier du câblage. L'interconnexion entre les différents types de réseaux peut aussi bien se faire au moyen de réseau sans fils que filaires. Aucune technologie sans fils n'est parfaite : c'est toujours un équilibre entre différents facteurs (portée, débit, etc.).

# Chapitre 2 Modulation et codage canal

---

## 2.1 modulation numérique

### 2.1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

- **La probabilité d'erreur  $P_e$**  : permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que  $P_e$  est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur par Bit TEB.
- **L'occupation spectrale** du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- **La complexité du récepteur** dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission.

- **Définition**

L'opération de modulation a pour but essentiel de transformer le signal numérique en bande de base issu du codeur binaire en un signal numérique passe-bande de façon à le transmettre sur un canal passe-bande.

Le modulateur transforme le signal  $c(t)$  en un signal modulé linéairement  $m(t)$  tel que :

$$m(t) = \text{Re}\{F(c(t)) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\} \quad (2.1)$$

Où  $f_0 = \omega_0/2\pi$  et  $\varphi_0$  représentent la fréquence et la phase de l'onde sinusoïdale utilisée pour la modulation (la porteuse).

La fonction complexe  $F(.) = F_R(.) + jF_I(.)$  définit le type de modulation.

Les trois paramètres de la porteuse sont : l'amplitude  $A$ , la fréquence  $f$ , et la phase  $\varphi$ .

On aura donc trois types de modulations possibles :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA,
- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF.
- Modulation par déplacement de phase MDP.

#### **a Binary Phase Shift Keying (BPSK)**

La BPSK est une modulation numérique binaire c.-à-d. un bit est modulé en un symbole. Ceci donne l'immunité élevée contre le bruit et l'interférence. Une modulation de phase, qui est le point de droit pour la modulation de BPSK, emploie la variation de phase pour encoder des bits (chaque symbole de modulation est équivalent à une phase). La phase du signal modulé par BPSK est  $\pi$  ou  $-\pi$  selon la valeur du bit d'informations. Une illustration employée souvent pour la modulation digitale est la constellation. La Figure 2.1 montre la constellation de BPSK ; les valeurs que la phase de signal peut prendre sont 0 ou  $\pi$  [13].

#### **b Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)**

Cette modulation permet de réaliser des transmissions numériques d'efficacité spectrale élevée [16], c.-à-d. plus de b/s/Hz ; de plus des bits peuvent être utilisés pour un symbole de modulation. Par exemple, QPSK considère des symboles modulations deux-bits Le tableau 2.1 affiche les valeurs possibles de phase en fonction du symbole de modulation. Beaucoup de variantes de QPSK peuvent être utilisées mais la QPSK a toujours une constellation de quatre-points. La décision au

récepteur, par exemple entre le symbole '00' et le symbole '01', est moins facile qu'une décision entre le '0' et le '1'. La modulation QPSK est donc moins résistive que BPSK car elle a une plus petite immunité contre l'interférence [13].

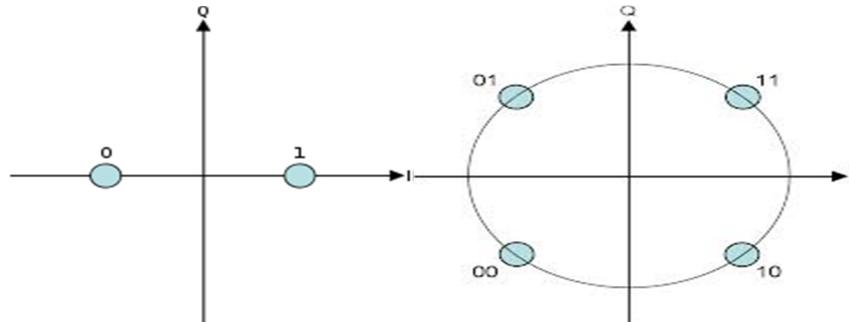


Figure 2.1: diagramme de constellation de la modulation BPSK et QPSK.

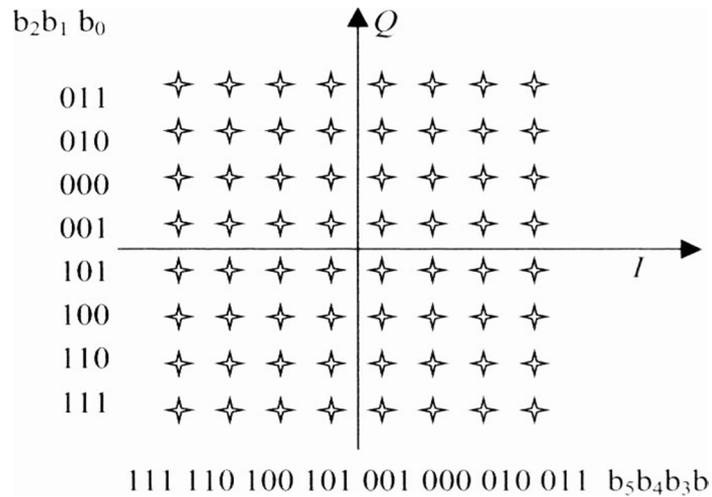
Bit pair	Bit impair	Modulation symbole	$\phi_k$
0	0	00	$\pi/4$
1	0	01	$3\pi/4$
1	1	11	$5\pi/4$
0	1	10	$7\pi/4$

Tableau 2.1 : les valeurs possibles des phases pour la modulation QPSK.

### c Quadrature Amplitude Modulation (QAM): 16-QAM et 64-QAM

La modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (MAQ) ou quadrature amplitude modulation (QAM) consiste à moduler simultanément l'amplitude et la phase de la porteuse par le symbole à transmettre [14].

Il devrait mentionner que selon la théorie de communication numérique, QAM-4 et QPSK sont la même modulation (vue des symboles de données complexes). 16-QAM (4 bits/ symboles de modulation) et (6 bits/symboles de modulation) pour la modulation 64-QAM sont inclus dans la norme d'IEEE 802.16. La 64-QAM est la modulation la plus efficace de 802.16. En effet, 6 bits sont transmis par chaque symbole de modulation, voir la figure 2.2.



**Figure 2.2 : Constellation pour une modulation MAQ64.**

## 2.2 Codage canal

Les canaux de transmission sans fil ne permettent pas d'obtenir des taux d'erreur satisfaisant les spécifications qu'exigent les applications modernes, il est nécessaire donc d'introduire un codage dont le but est de permettre au récepteur de corriger les erreurs introduites par le canal de transmission.

L'une des questions fondamentales est de savoir la quantité d'information qu'il est possible de transmettre de façon fiable. En 1948, C. Shannon démontre que pour une source d'information de débit  $D_s$  (bit/s) qui transmis sur un canal de capacité  $C_c$  (bit/s), il existe si ( $D_s < C_c$ ), un code garantissant une transmission quasi parfaite. Ce théorème n'indique pas comment construire de tels codes, mais simplement qu'il est possible en optimisant le codage, d'obtenir après décodage une information avec très peu d'erreurs.

Le codage de canal, appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs, est une fonction spécifique des transmissions numériques. L'opération de codage de canal consiste à ajouter au message numérique à transmettre des éléments binaires, dits de redondance suivant une loi donnée, pour améliorer la qualité de transmission de telle sorte qu'en réception, l'on puisse détecter et corriger les éventuelles erreurs survenues pendant la transmission.

## 2.2.1 Codes convolutifs

C'est en 1955 que Peter Elias introduit la notion de code convolutif [4], constituant une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. Théoriquement, ils ont les mêmes caractéristiques que les codes en blocs sauf pour leurs valeurs de dimension et longueur. Les codes convolutifs ou récurrents sont caractérisés par le fait que les symboles d'informations générés par la source sont traités en flux continu, sans être séparés en mots-code. Cependant, à fin de pouvoir utiliser certaines notions élaborées pour les codes en blocs, nous allons diviser le flux continu des symboles d'information et de contrôle en des blocs, lesquels n'auront plus la signification de mots-codes [10].

Un code convolutif diffère d'un code bloc par le fait que chaque bloc de  $n$  éléments en sortie ne dépend pas seulement des  $k$  entrées à un instant donné mais aussi des  $m$  blocs précédents (figure 2.3).

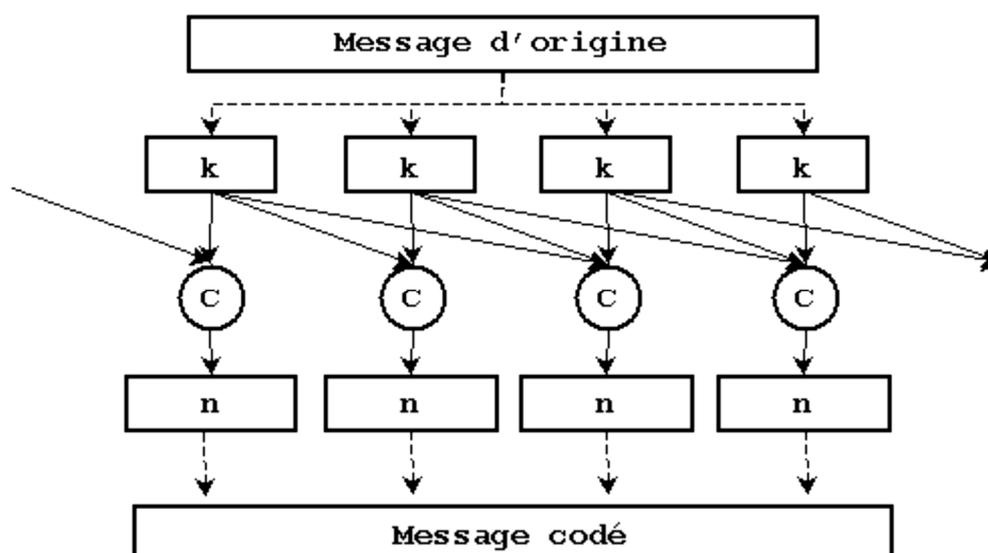


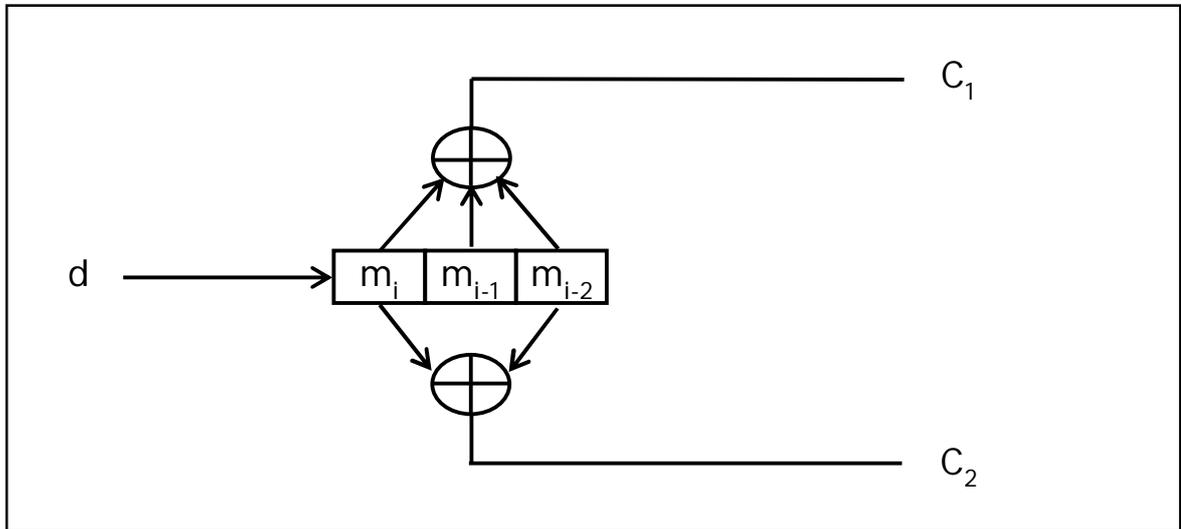
Figure 2.3 : Codage convolutif.

Les différentes catégories de codes convolutifs sont :

- Les codes convolutifs à réponse impulsionnelle finie (codes convolutifs non récurrents non systématiques) :

On prend un simple exemple d'un code convolutif de rendement  $R=1/2$  et longueur de contrainte  $K=3$ .

Le code est systématique, si les éléments de l'information  $d$  sont présents dans le code  $C$ .



**Figure 2.4 : code convolutif non récursif non systématique (7, 5).**

Le registre est initialisé à zéro en début du codage qui se fait de la manière suivante :

On a la suite binaire suivante : 1011

On a pour un bit d'entrée correspond deux bits de sortie qui sont déterminés par les expressions algébriques suivantes :

$$C_1 = m_i \oplus m_{i-1} \oplus m_{i-2}$$

$$C_2 = m_i \oplus m_{i-2}$$

Par la transformée en  $z$ , on aura :

$$C_1(z) = (1+z^{-1}+z^{-2}) m(z)$$

$$C_2(z) = (1+z^{-2}) m(z)$$

Si on remplace  $z^{-1}$  par  $D$ , on aura des polynômes générateurs

$$1+D+D^2$$

$$1+D^2$$

Notre matrice génératrice est :

$$G_1 = [g_{01} \ g_{11} \ g_{21}] = [1 \ 1 \ 1]. \quad \text{Et} \quad G_2 = [g_{02} \ g_{12} \ g_{22}] = [1 \ 0 \ 1].$$

En base octal on a :

$$G_1 = [7]$$

Et

$$G_2 = [5]$$

On a :

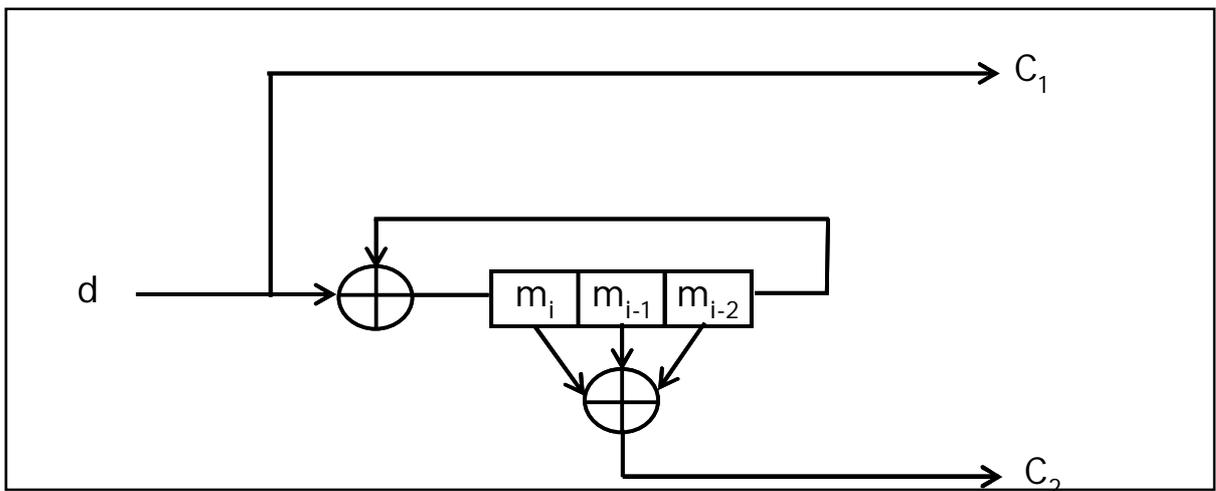
$$G = [G_1, G_2] = [7, 5]$$

➤ **Les codes convolutifs à réponse impulsionnelle infinie (codes convolutifs récurrents systématiques) :**

Le code est systématique, si les éléments de l'information **d** sont présents dans le code **C**.

Un code convolutif est dit récurrent si la séquence passant dans les registres à décalages est « alimentée » par le contenu de ces registres.

On prend le même exemple : rendement  $R=1/2$  et longueur de contrainte  $K=3$ .



**Figure 2.5 : codes convolutifs récurrents systématique (1, 7/5).**

Le registre est initialisé à zéro en début du codage qui se fait de la manière suivante :

On a la suite binaire suivante : 1011

On a pour un bit d'entrée correspond deux bits de sortie qui sont déterminés par les expressions algébriques suivantes :

$$C_1 = d$$

$$C_2 = m_i \oplus m_{i-1} \oplus m_{i-2}$$

Notre matrice génératrice est :

$$G_1 = [g_{01} \ g_{11} \ g_{21}] = [1 \ 0 \ 1]. \quad \text{Et} \quad G_2 = [g_{02} \ g_{12} \ g_{22}] = [1 \ 1 \ 1].$$

En base octal on a :

$$G_1 = [5] \quad \text{Et} \quad G_2 = [7]$$

$$\text{On a :} \quad G = [1, G_2/G_1] = [1, 7/5]$$

## 2.2.2 Représentation des codes convolutifs

Un codeur convolutif non récursif peut être vu comme un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR : Finite Impulse Response) possédant  $k$  entrées et  $n$  sorties. Son état est déterminé par le contenu de ses registres à décalage. En pratique, un codeur convolutif peut être représenté par un diagramme d'état, une structure en arbre ou une représentation en treillis.

### a Diagramme d'état

Le diagramme d'état (figure 2.6) est une représentation du fonctionnement du codeur ne faisant pas apparaître explicitement le temps.

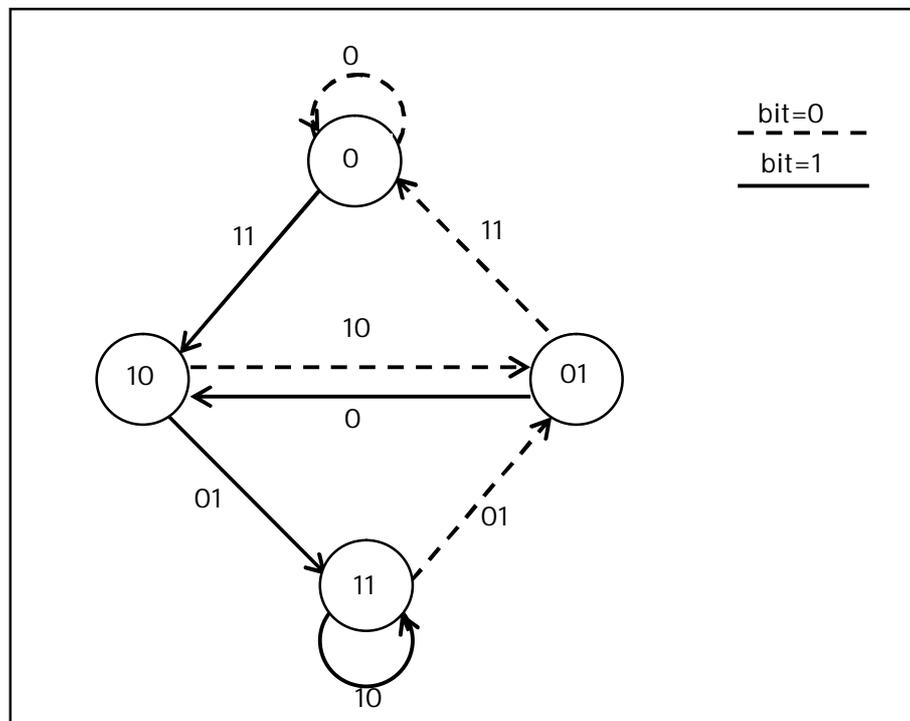


Figure 2.6 : diagramme d'état d'un code convolutifs.

Il représente les transitions possibles entre les états. Les valeurs des sorties du codeur sont indiquées sur chacune des transitions. Tous les états internes possibles du codeur sont représentés par des nœuds  $S_j$ . Pour un codeur de rendement  $1/n$  possédant une mémoire de taille  $m$ , il existe  $2^m$  états internes possibles. Chaque nœud est connecté à un autre via une branche et le passage se fait par une transition  $y/x0x1$ , où  $y$  correspond au bit d'entrée et  $x0x1$  représente la séquence correspondante en sortie.

### 2.2.3 Décodage des codes convolutif

La méthode la plus célèbre est probablement l'algorithme de Viterbi qui repose sur la représentation de treillis des codes, qui permet de trouver à partir de la séquence des symboles reçus la séquence d'état dans le treillis la plus probable. L'algorithme de Viterbi effectue un décodage à sortie ferme, c'est-à-dire qu'il fournit une estimation binaire de chacun des symboles transmis. Il n'est donc pas directement adapté aux systèmes itératifs qui requièrent une information de confiance sur les décisions [4].

### 2.2.4 Codes concaténés

La puissance de correction des erreurs d'un code correcteur, dépend de la longueur de contrainte de l'encodeur. Plus la longueur de contrainte est grande plus le code est puissant. En contrepartie, l'augmentation d'une telle longueur augmente la complexité du décodeur exponentiellement. Pour surmonter cette imperfection, on adopte l'usage de la concaténation des codes [10].

La concaténation de codes permet d'augmenter la puissance des systèmes de codage au prix d'une augmentation de la complexité globale, autrement dit, moins complexe qu'un codeur "simple" mais de capacité équivalente. la concaténation a été employée par Justesen dans un article célèbre pour obtenir une classe de codes asymptotiquement bons [5]. La concaténation peut se faire de trois façons : parallèle, série ou hybride (parallèle et série) et sur deux ou plusieurs niveaux.

Dans le cas d'une structure série à deux codes, l'information est codée deux fois. Une première fois par le premier code appelé code externe qui est le premier appliqué/dernier retiré, puis une seconde fois par le deuxième, dit code interne qui est le dernier appliqué/premier retiré.

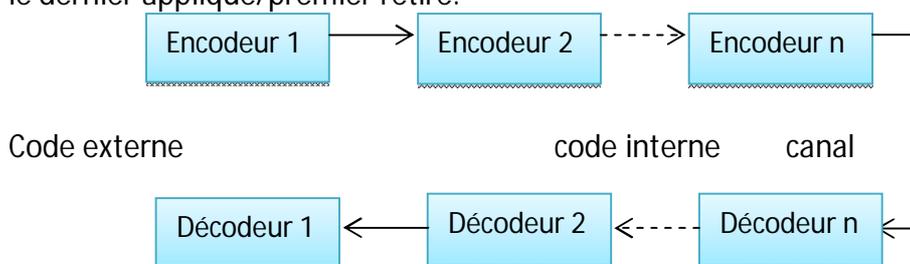


Figure 2.7 : Codage et décodage concaténés.

## 2.2.5 Turbo codes

### *a Introduction*

Les turbo-codes ont été inventés en 1993, par une équipe de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux permis de disposer de codes de complexité raisonnable ayant des performances très proches de la limite de Shannon [7]. Les turbo-codes représentent une famille récente des codes correcteurs d'erreurs. L'implémentation d'un tel code permet d'améliorer l'efficacité spectrale, exprimée en bit/sec/ Hz, d'un système par rapport aux solutions classiques de codage correcteur d'erreurs. En fait, les performances en termes d'efficacité spectrale sont meilleures que celles de toute autre technique antérieure, et par ailleurs, très proches des limites théoriques optimales.

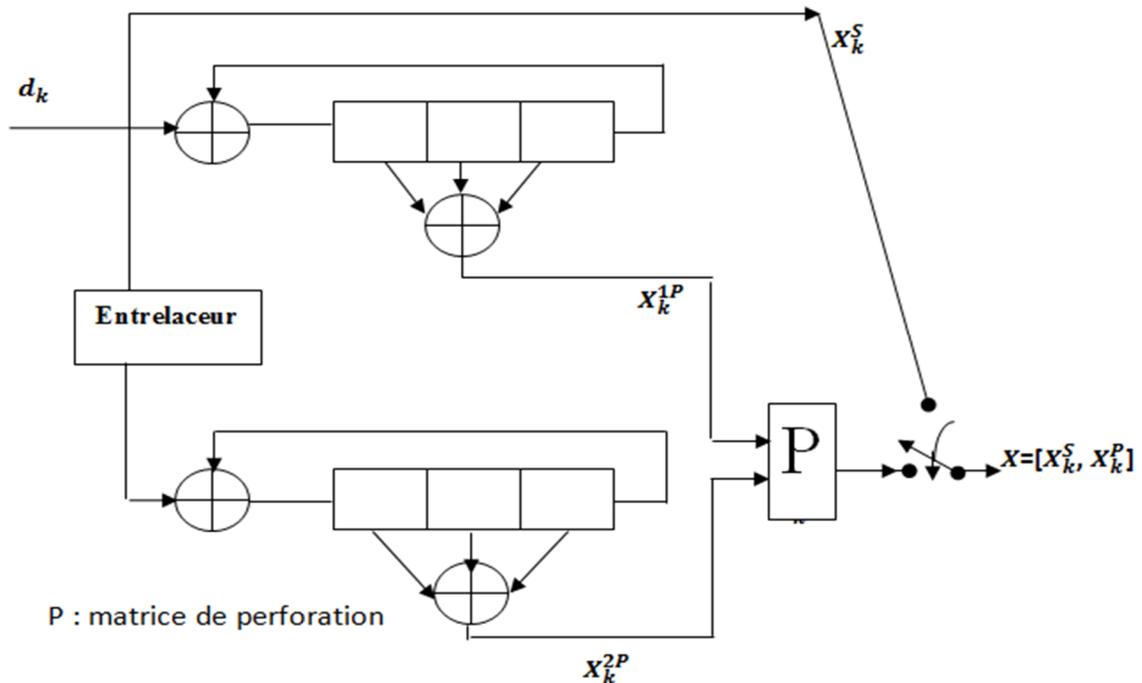
### *b turbo codage*

Un turbo-code est la concaténation d'un ou de plusieurs codes (convolutifs ou blocs) séparés par des blocs d'entrelacements. Les turbo-codes à plusieurs niveaux présentent un faible rendement par rapport aux turbo-codes à deux niveaux, ce qui explique leur rareté dans les applications. Quant aux turbo-codes hybrides, ils ne présentent pas un grand intérêt car les niveaux de performances atteints par les turbo-codes parallèles et séries sont très suffisants pour les applications actuelles.

Les turbo-codes ont permis d'atteindre des taux d'erreurs de  $10^{-5}$  pour un niveau de signal sur bruit égal à 0.7 dB. Au vu de ces résultats, ce sont les codes qui offrent les meilleures performances de décodage en se rapprochant le plus de la limite fixée par le théorème fondamental de Shannon.

Le principe des turbo-codes est l'utilisation conjointe de deux codeurs convolutifs récursifs, non pas en série, comme cela était déjà fait depuis de nombreuses années, mais en parallèle, voir la figure 2.8.

L'entrelaceur permet ainsi de coder avec le même codeur deux séquences d'autant plus différentes que l'entrelacement sera chaotique.



**Figure 2.8 : Turbo Codeur Parallèle.**

Intéressons-nous maintenant au fonctionnement des turbo-codes. Nous allons expliquer ces derniers à partir de la figure 2.8. Nous observons que ce codeur possède deux étages. Le premier étage correspond à la transmission de l'information d'entrée  $X_k^S$ , c'est-à-dire que les bits sont transmis tels qu'ils sont. Ce que nous appelons le deuxième étage, correspond à la génération des symboles de parité permettant la correction des erreurs. Cet étage produit deux symboles de parité pour chaque symbole d'information transmis. Lorsqu'une séquence de symboles  $d_k$  arrive au codeur, elle passe par deux étapes parallèles. La première correspond au premier codeur de l'étage supérieur. Cette étape est simplement le codage convolusionnel de cette séquence. Elle produit alors une séquence de symboles de parité  $X_k^{1P}$ . La séquence d'entrée passe en parallèle par le codeur inférieur après avoir été entrelacée. Ce deuxième codeur produit une séquence de symboles de parité  $X_k^{2P}$ . Une fois ces deux symboles de parité générés, ils peuvent être perforés ou non afin de produire la séquence de parité  $X_k^P = (X_k^{1P}, X_k^{2P})$  qui sera multiplexée avec les symboles d'information  $X_k^S$ . Le but de la perforation, (on cas d'utilisation), est de supprimer certains symboles de parité afin de faire varier le taux de codage. Si

nous considérons la concaténation parallèle de deux codeurs systématiques dont les taux de codage sont :

$R_1 = b/V_1$  et  $R_2 = b/V_2$ , le taux global du codeur turbo est :

$$R = \frac{b}{(V_1 + V_2 - b)} = \frac{b}{[(b/R_1) + (b/R_2) - b]} \quad (2.2)$$

Où :

$b$  : représente l'information d'entrée.

$V_1$  : la sortie du premier codeur.

$V_2$  : la sortie du deuxième codeur.

La soustraction, au dénominateur, de  $b$  est due au fait que les symboles systématiques ne sont transmis qu'une seule fois. Cette dernière équation s'écrit aussi :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - 1 \quad (2.3)$$

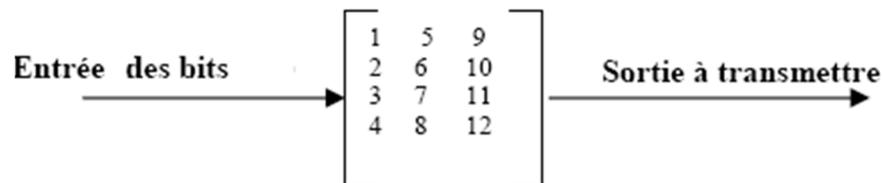
➤ **Entrelacement**

Qu'on l'appelle entrelacement ou permutation, la technique consistant à disperser des données dans le temps, a toujours rendu de grands services en communication numérique [4].

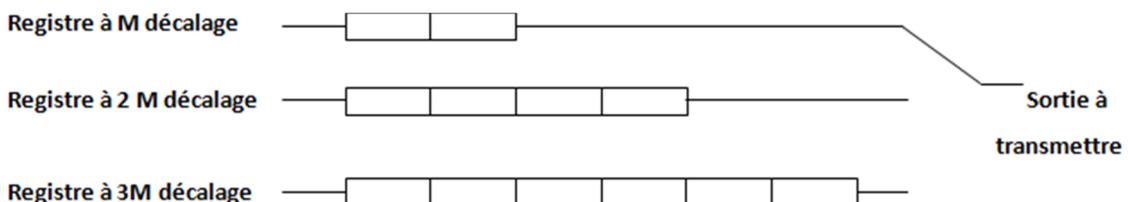
Le but du procédé d'entrelacement (en anglais interleaving) est de permettre l'utilisation des codes destinés à corriger des erreurs indépendantes dans le cas à canaux à paquets d'erreurs.

L'idée maîtresse de ce procédé est de transmettre les symboles d'un mot-code entrelacés à des symboles d'autres mot-code, de sorte que deux symboles successifs du même mot se trouvent, l'un par rapport à l'autre, à une distance plus grande que la longueur  $l$  du paquet d'erreurs. De cette sorte, un paquet d'erreurs ne peut affecter plusieurs symboles du même mot et par conséquent les symboles du mot-code seront affectés par des paquets différents (donc indépendants) et donc leur effet sera celui produit par les erreurs indépendantes [8].

Les figures 2.9 et 2.10 représentent respectivement entrelacement en bloc et entrelacement convolutionnel.



**Figure 2.9 : Entrelacement en bloc.**



**Figure 2.10 : Entrelacement convolutionnel.**

➤ **Le poinçonnage :**

Le processus de poinçonnage consiste à éliminer systématiquement les bits du flux à faible rendement de la sortie du codeur, afin de réduire la quantité des données à transmettre. Ceci conduit à un code à rendement élevé. Les bits sont effacés selon une matrice de poinçonnage [12].

Le processus de poinçonnage est employé, pour créer les taux variable du codage requis pour fournir divers niveaux de protection d'erreur aux utilisateurs du système. Les différents taux qui peuvent être utilisés, sont 1/2, 3/4, 5/6. Dans le cas d'un rendement 3/4, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels. Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Le tableau 2.2 présente les vecteurs permettant de garantir ces différents taux de codage.

Taux de codage	Vecteur de poinçonnage
1/2	[1 1]
2/3	[1 0 1 1]
3/4	[1 0 1 1 1 0]
5/6	[1 0 1 0 1 0 1 0 1 1]

**Tableau 2.2 : Vecteurs de poinçonnage.**

***c turbo décodage***

La méthode de décodage optimal des codes turbo s'est avérée trop complexe, et les découvreurs de codes turbo ont proposé un nouveau décodeur itératif basé sur le posteriori [11].

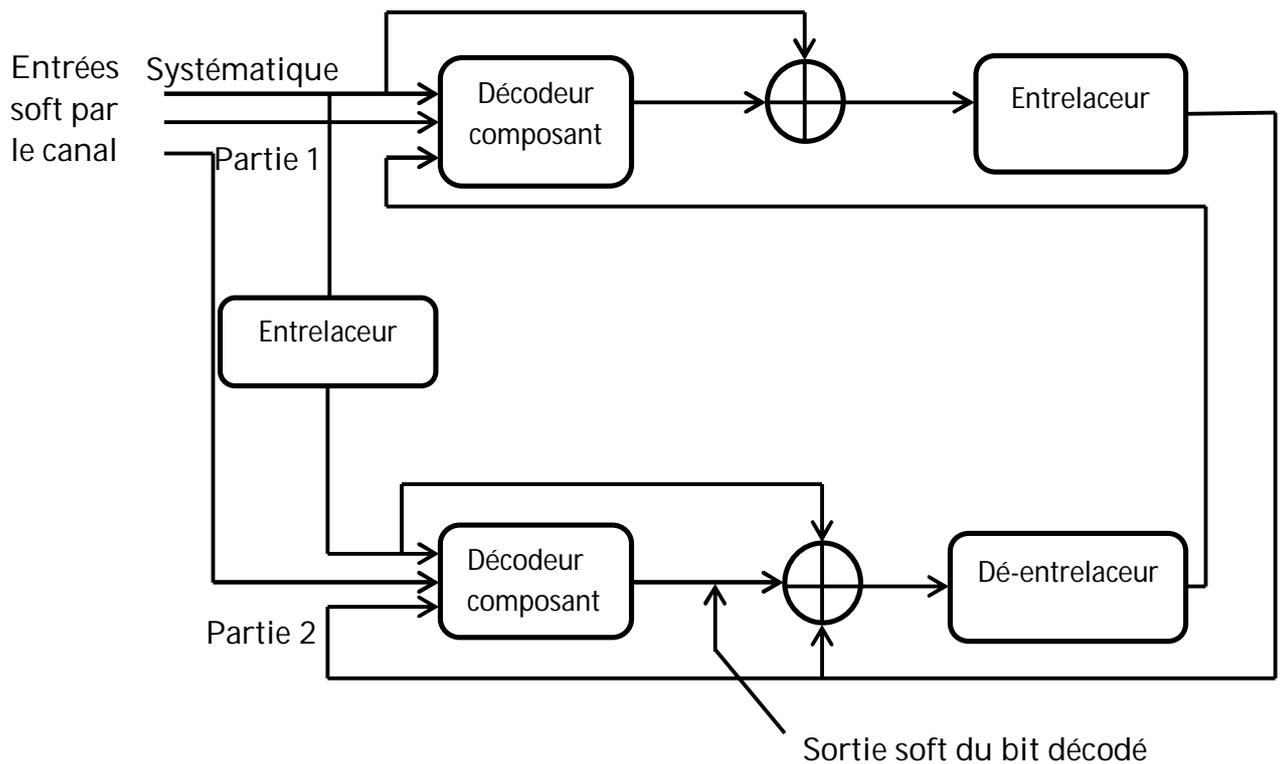
Toute l'astuce du décodage itératif des turbo-codes consiste alors à décoder le message reçu au moyen d'une succession de décodages simples, qui échangent de l'information à chaque itération [10].

La structure générale d'un turbo décodeur itératif est montrée dans la figure 2.11.

Deux décodeurs SISO sont liés par des entrelaceurs structure semblable à celle du turbo codeur. Chaque décodeur reçoit trois entrées : les bits systématiquement codés, les bits de parité transmis du codeur associé et l'information de l'autre décodeur au

sujet des valeurs probables des bits concernés. Cette information de l'autre décodeur est désignée sous le nom de l'information à priori.

Les deux décodeurs doivent exploiter : les entrées soft par le canal et l'information à priori. Ils doivent également fournir des sorties soft pour les bits décodés. Les décodeurs doivent également donner les probabilités associées pour chaque bit qu'il a été correctement décodé. Les sorties soft sont typiquement représentées en termes appelés rapports de l'algorithme de vraisemblances « LLR ».



**Figure 2.11 : Schéma d'un turbo décodeur itératif.**

Le décodeur de la figure 2.11 fonctionne itérativement. Dans la première itération, le premier décodeur prend seulement les valeurs d'entrées soft par le canal « bits systématique, bits de parité et les LLRs d'information à priori mis à zéro » ; et fournit une sortie soft exprimant une estimation des bits d'information additionnelle pour la deuxième itération, le premier décodeur décode les bits reçus avec des informations additionnelles sur les valeurs des bits d'entrée fournis par la sortie du deuxième décodeur de la première itération. Cette information additionnelle permet au premier décodeur d'obtenir une sortie soft plus précise, qui est alors utilisée par le deuxième décodeur comme étant information à priori. Ce cycle est répété, et on remarque qu'à

chaque itération, le taux d'erreur par bit s'améliore, et après un certain nombre d'itération, il reste constant.

#### ***d Rapports de Logarithme de vraisemblance***

Le concept des rapports de logarithme de vraisemblance (LLRs) a été montré par Robertson [15] pour simplifier le passage d'information du premier décodeur au deuxième décodeur dans l'opération du décodage itératif des turbos code. Le LLR d'un bit  $U_K$  des données est dénoté par  $L = (U_K)$ , est défini pour être simplement le logarithme du rapport des probabilités du bit prenant ses deux valeurs possibles, on a alors :

$$L(U_K) \triangleq \ln \left( \frac{P(U_K=+1)}{P(U_K=-1)} \right) \quad (2.4)$$

Noter que les deux valeurs possibles pour le bit  $U_K$  sont prises pour être +1 et -1, plutôt que 1 et 0. Cette définition des deux valeurs d'une variable binaire ne fait aucune différence conceptuelle, mais elle simplifie légèrement les mathématiques dans les dérivations qui suivent.

Etant donné le LLR  $(U_K)$ , il est possible de calculer la probabilité de  $U_K = +1$  ou  $U_K = -1$  comme suit. Rappelons que  $P = (U_K = -1) P(U_K = +1)$  et en prenant l'exposant des deux côtés dans l'équation 2.4, nous pouvons écrire :

$$e^{L(u_K)} = \frac{P(U_K=+1)}{1-P(U_K=+1)} \quad (2.5)$$

Ainsi :

$$P(U_K = +1) = \frac{e^{L(u_K)}}{1+e^{L(u_K)}} = \frac{1}{1+e^{-L(u_K)}} \quad (2.6)$$

De la même façon ;

$$P(U_K = -1) = \frac{1}{1+e^{L(u_K)}} = \frac{e^{-L(u_K)}}{1+e^{-L(u_K)}} \quad (2.7)$$

Et par conséquent, nous pouvons écrire :

$$P(U_K = \pm 1) = \left( \frac{e^{-L(u_K)/2}}{1+e^{-L(u_K)}} \right) \cdot e^{\pm L(u_K)/2} \quad (2.8)$$

Le terme entre parenthèse dans cette équation ne dépend pas de si nous sommes intéressés par la probabilité que  $U_K = +1$  ou  $U_K = -1$ . Ainsi, ce terme peut être pris comme une constante, comme nous allons le voir dans la section 2.5 où nous utilisons cette équation dans la dérivation de l'algorithme de MAP.

Comme le LLR  $L(U_K)$  est basé sur les probabilités sans conditions  $P(U_K = \pm 1)$ , nous sommes également intéressés par le calcul des LLRs basé sur des probabilités conditionnelles. Par exemple, dans la théorie du codage de canal nous sommes intéressés par la probabilité de  $U_K = \pm 1$  conditionnée par la séquence reçue  $y_*$ . Le LLR conditionnel  $L(U_K/y_*)$  est défini par :

$$L(U_K/y_*) \triangleq \ln \left( \frac{P(U_K=+1/y_*)}{P(U_K=-1/y_*)} \right) \quad (2.9)$$

Les probabilités conditionnelles  $P(U_K = \pm 1/y_*)$  sont connues comme étant des probabilités à posteriori du bit décodé  $U_K$ . Ces probabilités sont fournies par les décodeurs d'entrée soft et de sortie soft (SISO) décrits dans les sections précédentes.

Indépendamment du LLR conditionnel  $L(U_K/y_*)$  basé sur les probabilités à posteriori  $P(U_K = \pm 1/y_*)$ , nous utilisons également le LLR conditionnel basé sur la probabilité pour que la sortie du canal serait  $y_k$  étant donné que le  $x_k$  transmis correspondant au bit +1 ou -1. Ce LLR conditionnel est noté par  $L(y_k/x_k)$  et est défini par :

$$L(y_k/x_k) \triangleq \ln \left( \frac{P(y_k/x_k=+1)}{P(y_k/x_k=-1)} \right) \quad (2.10)$$

Noter la différence conceptuelle entre les définitions de  $L(U_K/y_*)$  dans l'équation 2.9 et  $L(y_k/x_k)$  dans l'équation 2.10.

Si nous supposons que le bit transmis  $x_k = \pm 1$  a été envoyé en utilisant un canal gaussien ou un canal d'évanouissement en utilisant la modulation BPSK, alors nous pouvons écrire la probabilité de  $y_k$  à la sortie du canal comme :

$$P(y_k/x_k = +1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma^2} (y_k - a)^2\right) \quad (2.11)$$

Où  $E_b$  est l'énergie transmise par bit,  $\sigma^2$  est la variance de bruit et  $a$  est l'amplitude d'évanouissement (nous avons  $a=1$  pour le canal AWGN). De même, nous avons :

$$P(y_K/x_K = -1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma^2} (y_k + a)^2\right) \quad (2.12)$$

Par conséquent, si nous utilisons la modulation BPSK dans un canal gaussien (probablement à évanouissement), nous pourrions réécrire l'équation 2.10 comme suit:

$$L(y_K/x_K) \triangleq \ln\left(\frac{P(y_K/x_K=+1)}{P(y_K/x_K=-1)}\right) \quad (2.13)$$

$$= \ln\left(\frac{\exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma^2} (y_k - a)^2\right)}{\exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma^2} (y_k + a)^2\right)}\right)$$

$$= \frac{E_b}{2\sigma^2} \cdot 4a \cdot y_k$$

$$= L_c y_k$$

Avec :

$$L_c = 4a \frac{E_b}{2\sigma^2} \quad (2.14)$$

$L_c$  est défini comme étant la valeur de fiabilité du canal, et dépend seulement du SNR et de l'amplitude d'évanouissement du canal. Par conséquent, pour la BPSK utilisée dans un canal gaussien (probablement à évanouissement), le LLR conditionnel  $L(y_K/x_K)$ , qui est désigné sous le nom de sortie soft du canal, est simplement  $y_k$  à la sortie du canal multiplié par la valeur de fiabilité du canal  $L_c$ .

Après avoir donné l'expression de logarithme de vraisemblance, nous procédons maintenant à décrire l'algorithme à posteriori maximum, qui est l'un des algorithmes d'entrée soft et sortie soft (SISO: soft-input soft-output), ces derniers peuvent être utilisés dans le turbo décodage itératif [16].

## 2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, quelques types de modulation numérique ont été identifiés comme la BSK, la QPSK, et la QAM. Ainsi les techniques modernes des codes concaténés ont été largement détaillées. En effet, le codage concaténé en utilisant les encodeurs RSC, le décodage itératif à partir des décodeurs SISO et l'emploi de l'entrelacement entre ces blocs ont permis la réalisation d'un mécanisme très performant du codage/décodage dit *turbo*. Dans le chapitre suivant nous allons présenter quelques notions sur la modulation multi-porteuse ainsi que la technique de transmission MIMO.

# Chapitre 3 Transmission OFDM -MIMO

---

## 3.1 transmission OFDM

### 3.1.1 principe de modulation OFDM

L'OFDM aussi connu comme multi-tonalité discrète modulation (DMT) [2], est basée sur le principe de multiplexage en fréquence (FDM), illustré sur la figure mais il utilise comme schéma de modulation numérique. Le train de bits qui doit être transmis est divisé en plusieurs flux binaires parallèles, typiquement des milliers.

Le fait de répartir l'information sur un nombre important de porteuses, assure qu'une partie au moins de l'information sera transmise correctement [12]. Le spectre de fréquences disponible est divisé en sous-canaux et chaque flux bas débit est transmis sur un canal secondaire en modulant sous-canal par, modulation d'une sous-porteuse utilisant un schéma de modulation standard, par exemple: BPSK, QPSK, 16-QAM.

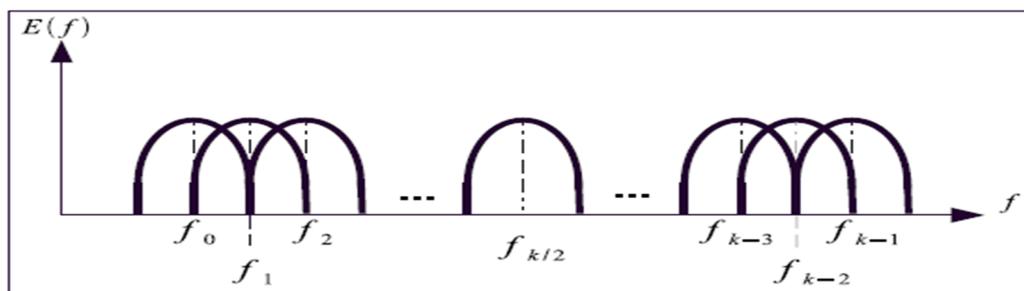
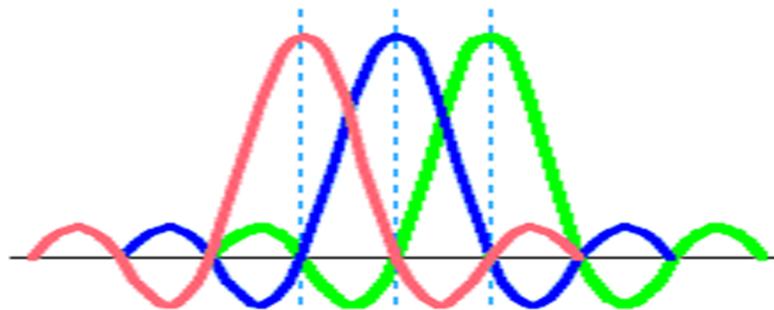


Figure 3.1 : Multiplexage fréquentiel optimal.

### **a Notion d'orthogonalité**

Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une plage de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles (déphasées de  $90^\circ$ ). Les sous-porteuses OFDM sont alignées de telle sorte que les valeurs nulles du spectre d'une sous-porteuse coïncident avec les pics de fréquence des sous-porteuses adjacentes, voir figure 3.2, ce qui entraîne un chevauchement spectral partiel. Le chevauchement partiel des signaux des sous porteuses permet de réduire la bande occupée sur le canal. Mais grâce à l'orthogonalité, il n'y a pas d'interférence entre les porteuses. Le signal à transmettre est généralement répété sur différentes fréquences porteuses. Ainsi, dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été détruites.

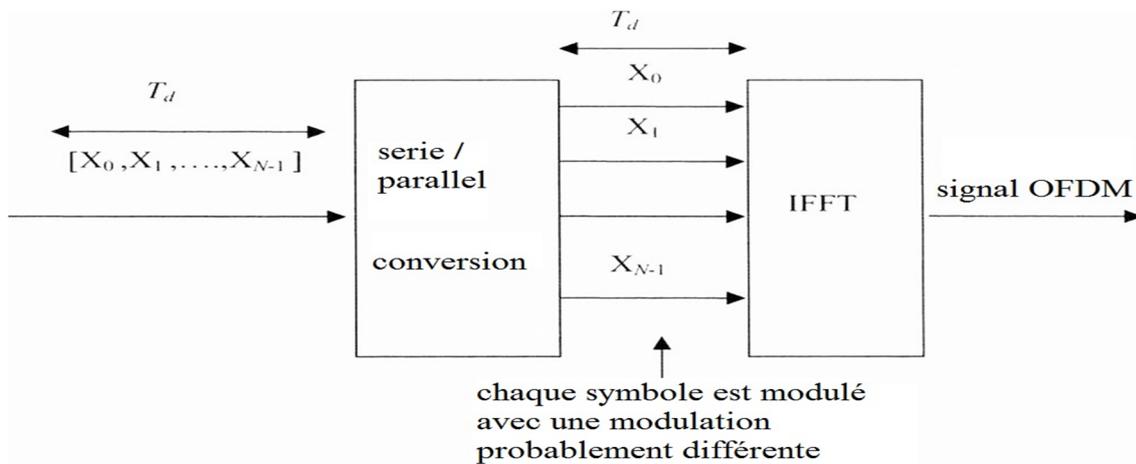


**Figure 3.2: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.**

#### ➤ **Principe de base : Utiliser l'opérateur d'IFFT**

La FFT est la transformée de Fourier rapide. Il s'agit d'un calcul matriciel qui permet à la transformée de Fourier discrète à calculer. La FFT fonctionne pour n'importe quel nombre de points. L'opération est plus simple lorsqu'il est appliqué à un nombre qui est une puissance de deux (par exemple  $N = 256$ ). L'IFFT est l'opération inverse de FFT, elle réalise l'exécution inverse. La théorie de l'OFDM montre que l'IFFT de grandeur  $N$ , appliquée sur  $N$  symboles, réalise un signal OFDM, où chaque symbole est transmis sur  $N$  fréquences orthogonales. Les symboles sont les symboles de données de type BPSK,

QPSK, 16-QAM et 64-QAM. La figure 3.3 montre une illustration du principe simplifié de la génération d'un signal OFDM.



**Figure 3.3: Génération d'un signal OFDM.**

Si la durée de transmission d'un symbole de modulation transmis est  $T_d$ , alors  $T_d = 1/\Delta f$ , où  $\Delta f$  est la largeur de bande de fréquence des fréquences orthogonales. Comme les symboles de modulation sont transmis simultanément, cette durée,  $\Delta f$  est la distance de fréquence entre le maximum de deux ondes sous-porteuses adjacentes d'OFDM. En fait, la durée du vrai symbole OFDM est plus grande à l'ajout du Cyclic Prefix (CP), détaillé sur le paragraphe qui suit.

### ➤ L'intervalle de garde

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme deux informations identiques arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

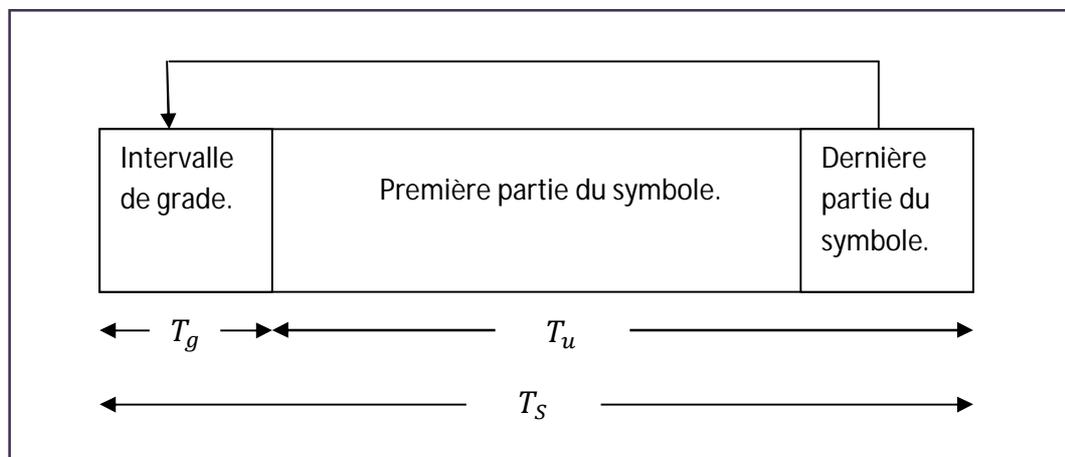
- L'interférence intra symbole: addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole: addition d'un symbole avec le suivant, plus le précédent légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde. De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par

rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole. La durée pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" qui a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal) entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaure donc la relation

$$T_s = T_u + T_g \quad (3.1)$$

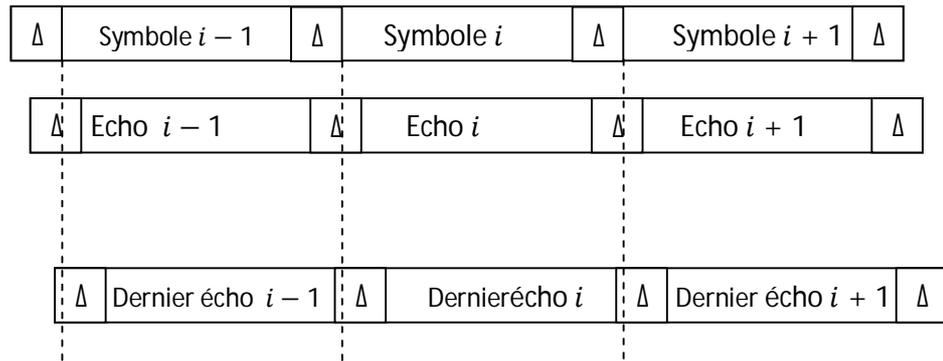
Le temps de garde, s'il peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien, est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM, voir figure 3.4. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.



**Figure 3.4 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique).**

La figure 3.5 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration  $T_u$ . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de  $T_u$ , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de

garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : Le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI (Inter Code Interference) et ISI (Inter Symbol Interference) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.



**Figure 3.5 : Intégration du signal avec intervalle de garde.**

## 3.2 Technique MIMO

### 3.2.1 Introduction

Les systèmes de transmission MIMO (multiple input multiple output) comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont considérées comme étant des techniques incontournables. D'une part l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antenne à l'émission.

D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de transmission.

Les systèmes MIMO peuvent être vus comme une extension des antennes « intelligentes », « smart antennas » [2]. Un brevet est déposé pour les communications sans-fil utilisant des antennes multiples en 1984 par M. Jack Winters du Bell Laboratories. M. Jack Salz publia un article sur le MIMO basé sur les travaux de M. Winters en 1985. Par la suite, de 86 à 95, plusieurs auteurs ont fait publications dans le domaine. En 1996, Greg Rayleigh, Gérard, J. Foschini ont inventé des nouvelles approches accroissant l'efficacité du MIMO. Aussi, il a été démontré que la capacité du canal MIMO augmente avec le nombre d'antennes de façon proportionnelle [3].

Cependant il est tombé aux Bell Labs pour être le premier à démontrer un prototype de laboratoire de multiplexage spatial en 1998.

### 3.2.2 Principe de la technique MIMO

Les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de

transmission voir figure 3.6. D'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes. La figure 3.7 montre un exemple d'utilisation de la technologie MIMO.

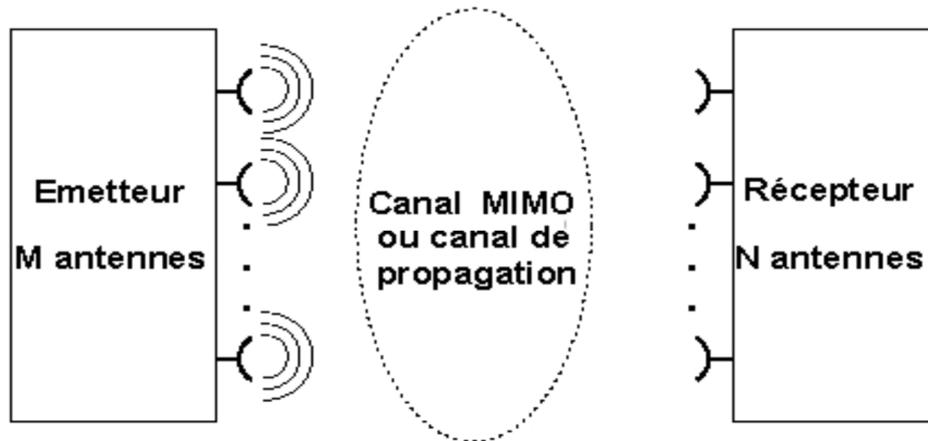


Figure 3.6: Principe du MIMO.



Figure 3.7 : la technologie MIMO dans un réseau Wifi.

Les technologies MIMO utilisent des réseaux d'antennes à l'émission et/ou à la réception afin d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (signal-to-noise ratio ou SNR en anglais) et / ou le débit de transmission. Cela permet ensuite de pouvoir diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, mais aussi de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone.

On peut considérer trois catégories de MIMO :

- la diversité spatiale MIMO : on transmet simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente, cela permet d'augmenter le ratio S/B (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous-canaux MIMO soient décorrélés les uns des autres.
- le multiplexage spatial MIMO : chaque message est découpé en sous-messages. On transmet simultanément les sous-messages différents sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reformer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés. Le multiplexage MIMO permet d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage).

Les techniques de diversité et de multiplexage MIMO peuvent être conjointement appliquées. Par exemple pour un système MIMO 5 x 5 (c'est-à-dire 5 antennes d'émission et 5 antennes de réception), on peut configurer un sous-système MIMO 2 x 3 pour faire du multiplexage et un sous-système MIMO 3 x 3 pour faire de la diversité MIMO.

- le MIMO - Beamforming : on utilise le réseau d'antenne MIMO pour orienter et contrôler le faisceau d'onde radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs / destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible. Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé).

Les avantages exclusifs offerts par les canaux MIMO, par rapport à ceux traditionnels, sont les gains de diversité et de multiplexage [12].

### **i) Le gain de multiplexage**

Admettant que  $n_t$  antennes sont utilisées à l'émission, et  $n_r$  antennes sont utilisées à la réception. Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, ça revient au nombre de sous-canaux indépendants qui est égal à  $\text{Min}(n_t; n_r)$ , permettant de transmettre de différente information sur chacun. Ce type de gain se traduit par une augmentation du débit de l'information grâce à la disponibilité des sous-canaux pour le multiplexage d'information.

### **ii) Le gain de diversité**

Le gain de diversité **dd**ans un système MIMO employant  $n_t$  antennes à l'émission et  $n_r$  antennes à la réception peut atteindre une valeur maximale  $(n_t; n_r)$ , il représente la pente asymptotique de la courbe de taux d'erreur paquets FER. On peut montrer que la probabilité d'erreur moyenne décroît exponentiellement en fonction de  $d: P_e \propto \rho^{-d}$ . sachant que  $\rho$  représente le rapport signal sur bruit. En effet, la diversité apportée par un système MIMO peut être utilisée pour combattre les évanouissements.

### **iii) Gain de densité (array gain)**

En utilisant plusieurs antennes, la sensibilité de détection du système multi-antennaire est augmentée ce qui accroît la portée du signal. Ainsi pour couvrir une grande surface où la densité de population est faible, il n'est plus nécessaire d'avoir une puissance de signal élevée grâce à la recombinaison des différentes répliques. C'est cette technique qui a été utilisée par Marconi.

### 3.2.3 Les différents types de codage MIMO

Dans un système MIMO, il existe plusieurs méthodes pour effectuer le codage des signaux :

– **Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale (OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing)** consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses, le signal numérique que nous souhaitons transmettre (comme si nous combinons le signal à transmettre sur des émetteurs indépendants et à des fréquences différentes). Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre eux.

Ainsi, dans un environnement multi-trajets où certaines fréquences seront détruites à cause des perturbations, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui elles n'auront pas été détruites.

– **Le multiplexage par division spatiale (SDM Spatial Division Multiplexing)** au cours duquel plusieurs flux de données indépendants (essentiellement des canaux virtuels) sont simultanément multiplexés dans un canal spectral. Le multiplexage SDM peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résolues est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de sa propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lien radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radiofréquences RF et qu'un convertisseur analogique-numérique distincts sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations qui nécessitent plus de deux chaînes d'antennes RF doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances.

– **Le codage spatio-temporel par bloc (STBC Space-Time Bloc Code)** tout comme le SDM permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC

comprend  $M \times N$  sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur. Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité, un système MIMO doit être implémenté avec les deux types de codages à savoir le SDM et le STBC.

### 3.2.4 Modèle du système MIMO

On considère un système MIMO non sélectif en fréquence composé de  $n_t$  antennes d'émission et  $n_r$  antennes à la réception voir figure 3.8. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission :

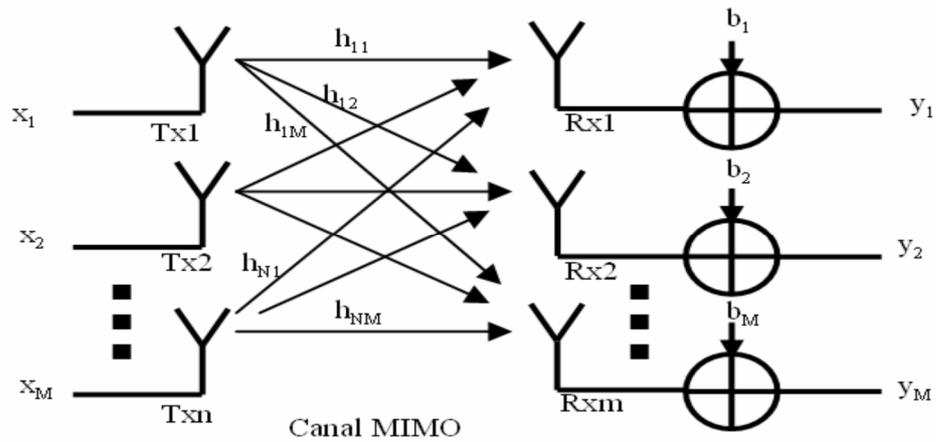
$$y_i = \sum_{j=0}^{n_t-1} h_{ij} \cdot x_j + w_i \quad (3.2)$$

Avec :

- $h_{ij}$ : représente l'évanouissement qui caractérise la liaison entre l'antenne réceptrice  $i$  et l'antenne émettrice  $j$ .
- $w_i$ : le bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle.

Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. On définit le canal MIMO par la matrice H de taille  $(n_r \times n_t)$  :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1nt} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{nr1} & \cdots & h_{nrnt} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$



**Figure 3.8: Le système MIMO.**

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

$$Y = H \cdot X + W \quad (3.4)$$

Tel que :

$$y = [y_1, \dots, y_{nr}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \quad (3.5)$$

$$x = [x_1, \dots, x_{nr}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \quad (3.6)$$

$$w = [w_1, \dots, w_{nr}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \quad (3.7)$$

Où  $\mathbf{y}$  et  $\mathbf{x}$  représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, tant dit que  $\mathbf{w}$  représente le vecteur de bruit blanc gaussien.

Le canal MIMO est souvent caractérisé par son pouvoir de traiter simultanément différents signaux au niveau spatial. Cela présente deux avantages importants, à savoir la diversité des antennes et le multiplexage spatial. Afin de mettre en évidence l'intérêt d'un canal MIMO, on présente une métrique utilisée à savoir la capacité.

### 3.2.5 Capacité d'un canal MIMO

Un des avantages majeurs de système MIMO est l'augmentation substantielle de la capacité du canal, qui se traduit immédiatement par des débits plus élevés de données [6].

La notion  $C$  désignera par défaut capacité  $C_{\text{CSIR}}$  lorsque le récepteur seul connaît l'état du canal (CSIR Channel State Information at The Receiver). La configuration ou l'émetteur seul à accès à l'état du canal, d'un intérêt pratique limité pour les applications sans fil, est ignorée ici [9].

Dans les années 40, Shannon a introduit la notion de capacité du canal, cette dernière mesure la quantité d'information maximale par unité de temps. Ensuite, dans les années 90 Foschini et Telatar ont démontré que la capacité du canal MIMO accroît linéairement avec le nombre d'antennes.

Considérant un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués. Avant de définir la capacité de ce dernier, on rappelle que la capacité d'un canal SISO non sélectif en fréquence s'écrit :

$$C(\rho) = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (3.8)$$

Où :

- $\rho$  représente le rapport signal sur bruit.
- $h$  représente l'évanouissement complexe du canal.

Or la matrice du canal MIMO peut être découpée en plusieurs canaux SISO parallèles et indépendants en se basant sur le théorème de décomposition en valeurs propres :

$$H = U\Sigma V^H \quad (3.9)$$

Avec :

- $U$  et  $V$  sont des matrices unitaires.

- $\Sigma$  est une matrice diagonale contenant des racines carrées des valeurs propres de la matrice de corrélation :  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  de taille  $(n_r \times n_r)$  si  $n_r \leq n_t$ , ou de taille  $(n_t \times n_t)$  dans le cas contraire.

L'utilisation simultanée de plusieurs antennes en émission et réception permet ainsi d'exploiter la dimension spatiale. L'exploitation de la diversité spatiale favorise l'amélioration des performances et/ou du débit. Cependant, les systèmes MIMO offrent deux types de gains ; le gain de diversité ainsi que le gain de multiplexage. Sachant que l'élévation de l'un n'implique pas l'élévation de l'autre.

### 3.2.6 Récepteurs utilisés

Il existe un grand nombre de récepteurs différents pour estimer les symboles émis pour les systèmes MIMO ainsi qu'un grand nombre de variantes. Dans ce paragraphe, les principaux récepteurs sont présentés.

#### *a Forçage à Zéro*

Le récepteur de forçage à zéro (ZF Zero Forcing) est le récepteur le plus simple. Il est basé sur l'inversion de la matrice  $\mathbf{H}$  du canal. Bien sûr il faut que  $\mathbf{H}$  soit carrée et inversible, ainsi les symboles estimés sont égaux à :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{y} \quad (3.10)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{n} \quad (3.11)$$

Nous pouvons voir que pour des faibles RSB, la contribution du bruit dans l'estimation des symboles va fortement perturber le récepteur ZF. Par contre pour des RSB plus élevés, le récepteur ZF donne des résultats corrects. Dans la pratique la matrice  $\mathbf{H}$  n'est pas forcément carrée ( $n_T \neq n_R$ ). Il est donc nécessaire d'utiliser la pseudo-inverse  $\mathbf{H}^*$  de la matrice canal pour estimer les symboles :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (3.12)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (3.13)$$

### ***b Minimisation de l'erreur quadratique moyenne***

Un autre récepteur linéaire est le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM). A la différence du ZF qui inverse juste le canal et qui augmente donc le niveau de bruit, ce récepteur minimise l'erreur globale due à la contribution du bruit et à l'interférence mutuelle des signaux, ce qui fait qu'il résiste mieux au bruit en ne séparant pas parfaitement les sous-canaux. L'expression des symboles estimés est donnée par :

$$\hat{s} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \frac{n^T}{\rho})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (3.14)$$

Où  $r = P_0/s^2$  est le RSB moyen par antenne de réception.

Nous pouvons noter que le récepteur EQMM tend vers le récepteur ZF à haut RSB car  $s^2$  tend vers 0.

### ***c Maximum de vraisemblance***

Les meilleures performances en termes de taux d'erreur sont obtenues par le récepteur utilisant le maximum de vraisemblance (MV). Après avoir estimé en réception la matrice du canal, le récepteur génère la constellation de tous les symboles possibles et recherche la distance minimale entre le symbole reçu et les symboles générés :

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (3.15)$$

Ce récepteur est optimal si les symboles sont équiprobables et si les  $n_T$  voies parallèles sont indépendants. Cette méthode a le désavantage de devenir complexe lorsque le nombre de points de la constellation est grand et quand le nombre d'antennes augmente. En effet, si  $M$  représente la taille de la constellation, le récepteur doit calculer  $M^{n_T}$  distances ce qui devient rapidement exorbitant en termes de calcul.

### ***d Annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST)***

Les trois récepteurs présentés jusqu'à présent présentent des avantages et des inconvénients : le MV est performant mais demande des calculs, le ZF est simple mais sensible au bruit, et l'EQMM simple résiste mieux que le ZF au bruit mais n'élimine pas complètement les IES. C'est dans ce contexte que les laboratoires Bell ont développé l'algorithme Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST). Ce récepteur

contrairement aux précédents n'est pas linéaire. Il se base sur une égalisation (ZF ou EQMM) associée à un retour de décision dont le principe général est le suivant :

Le récepteur considère dans un premier temps le symbole sur l'antenne émettrice ayant le meilleur RSB puis procède à son estimation selon le critère choisi (MV, EQMM. . .) : la probabilité de se tromper sur ce symbole est à priori la plus faible. Sa contribution est ensuite estimée puis retranchée du vecteur  $\mathbf{y}$  : les RSB des symboles restants sont alors améliorés. Cette manipulation est répétée jusqu'au dernier symbole. En résumé, voici les étapes de cet algorithme aussi appelé Ordered Successive Interference Cancellation (OSIC) :

1. Choix du symbole  $s_i$  possédant le meilleur RSB.
  2. Estimation du symbole  $s_i$  pour obtenir  $\hat{s}_i$ .
  3. Calcul de la contribution de  $s_i$  en utilisant la colonne  $i$  de  $\mathbf{H}$  et  $\hat{s}_i$ .
  4. Soustraction de la contribution estimée.
  5. La contribution du symbole étant supposée annulée, la colonne  $i$  de  $\mathbf{H}$  est annulée.
  6. Les étapes précédentes sont répétées jusqu'à ce que les  $n_T$  symboles soient estimés.
- Le point faible de cette solution est la propagation des erreurs. En effet, si l'estimation d'un symbole est erronée alors celle de sa contribution est également fautive. Le prochain symbole ne voit pas son RSB amélioré et risque d'être faux aussi : l'erreur se propage aux symboles suivants. Cependant, les performances sont globalement améliorées sans nécessiter une charge importante de calculs.

### 3.3 conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons rappelé le principe de L'OFDM qui apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, avec l'utilisation de la bande de fréquence allouée et ceci en la divisant en  $N$  sous-canaux orthogonaux. Cette modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe à savoir : la FFT. L'OFDM permet une égalisation simple grâce à l'ajout du "préfixe cyclique". Ensuite nous nous intéressons à la technique MIMO qui est la plus adéquate pour augmenter la capacité de transmission de données. On divise l'information en autant

de flux que d'antennes d'émission, ce qui implique l'augmentation du débit proportionnellement au nombre d'antennes d'émission.

Cependant, lorsque les antennes ne sont pas assez espacées, la corrélation entre les antennes peut s'en trouver diminuée de même que leurs efficacités totales, ce qui peut dégrader leurs performances en diversité ainsi que la capacité MIMO.

## Chapitre 4 simulation et résultats

---

### Introduction

La simulation des systèmes des communications est un moyen efficace et rapide pour mettre en lumière les performances et les principales difficultés de conception de ces derniers. En se servant d'un outil de simulation comme Matlab /Simulink il est possible de modéliser des chaînes de transmissions, et analyser par exemple les performances en termes de taux d'erreur binaire «TEB».

L'objectif essentiel de ce chapitre est d'évaluer par simulation les performances des Turbo-codes parallèle dans une chaîne de transmission MIMO-OFDM. Cette simulation nous permet d'analyser et d'évaluer l'influence ou l'effet de quelques paramètres tels que: le nombre d'états pour la modulation, le nombre d'itérations, ainsi que le taux de codage sur la qualité de transmission. La simulation de la chaîne de transmission est représentée dans la figure 4.1.

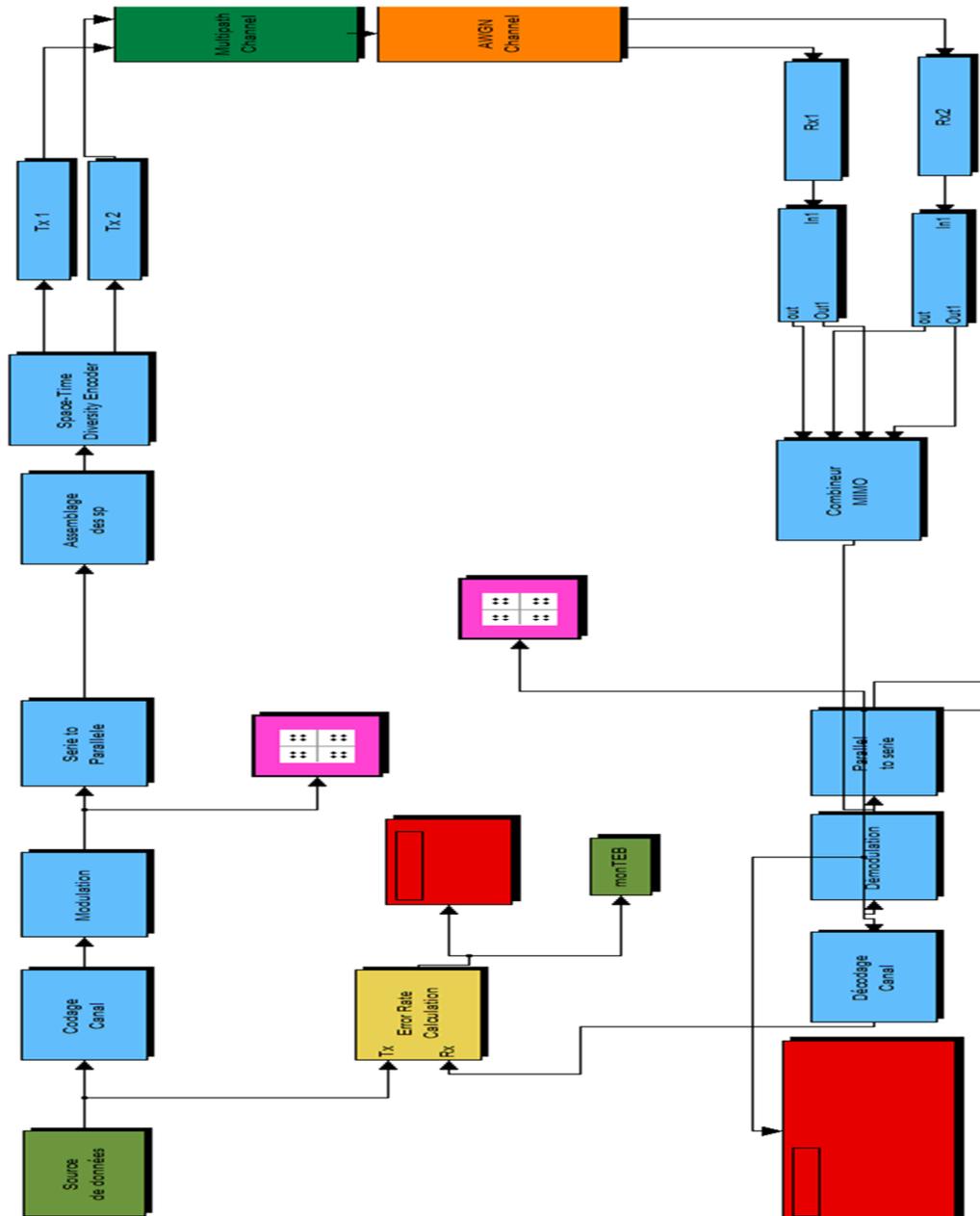
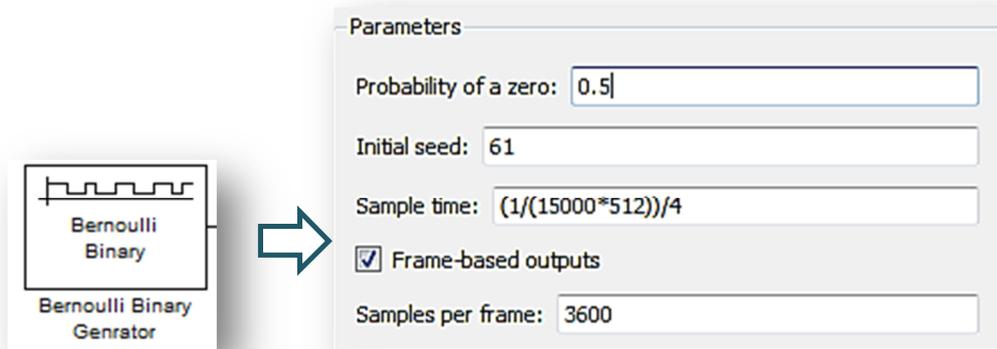


Figure 4. 1 : simulation de chaine transmission MIMO-OFDM.

## 4.1 La source de données

La source de données utilisée est numérique et binaire et cela est réalisé en utilisant le bloc Bernoulli Binary Generator qui produit des nombres binaires aléatoires avec la distribution de Bernoulli qui produit la valeur 0 par une probabilité  $p$  et la valeur 1 par une probabilité de  $1-p$ .



**Figure 4.2 : représentation de bloc de la source de données utilisée.**

- On peut régler la probabilité d'apparition des '0' et des '1' :  $p = 0.5$ .
- Comme en sortie d'un codage source le débit binaire est fixé à  $(1 / (15000 * 512)) / 4$

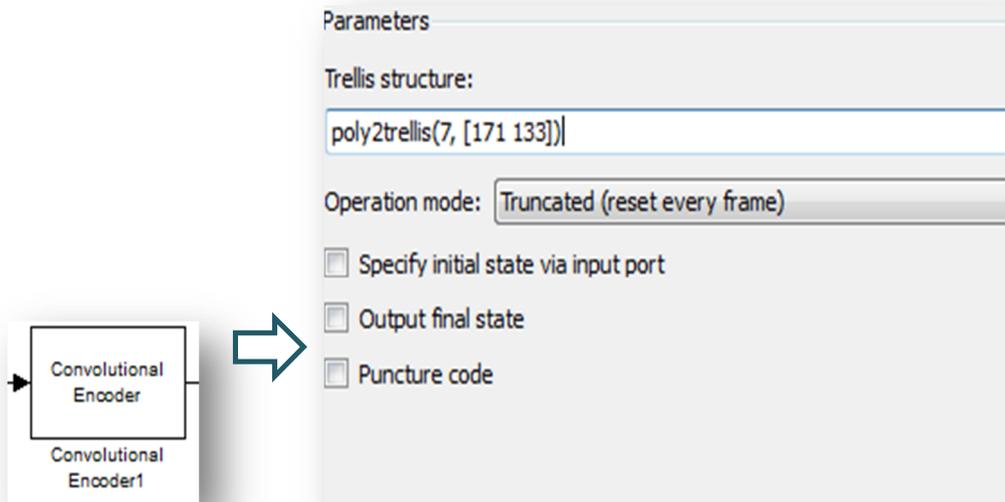
## 4.2 Codage canal

Le canal de transmission, pose le problème de la fiabilité du message transmis. Une transmission à distance est obligatoirement parasitée et génère des erreurs de détection à la réception. Il y a donc nécessité de « sécuriser » la transmission : c'est le rôle de codage canal. On rajoute au message à transmettre des informations supplémentaires (redondance), qui permettent de reconstituer le message au niveau du récepteur.

L'un des codes les plus utilisés est le code convolutif qui transforme des mots de  $k$  éléments binaires à  $n$  éléments binaires ( $n > k$ ) le codeur dans la figure est constitué de  $k$  registre à décalage en parallèle.

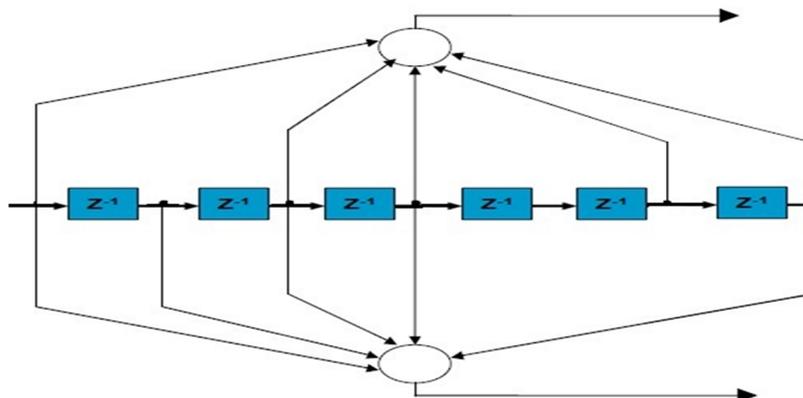
Dans notre projet nous avons utilisé les codes correcteurs d'erreurs défini par les paramètres suivants :

Code convolutif de rendement 1/2, longueur de contrainte 7 et polynôme générateur (133,171). Pour définir la structure d'un tel codeur, on fait appel à la fonction poly2trellis comme illustré sur la figure ci-dessous :



**Figure 4.3 : représentation du bloc du codeur convolutionnel.**

Le schéma de base du codeur convolutif est donné par la figure ci-dessous.



**Figure 4.4 : Code convolutif [171 133].**

### 4.3 Modulation mono porteuse

La modulation mono porteuse permet d'adapter le signal transmis au canal de transmission.

Le type de modulation dans notre chaine est la M-QAM avec M=16.

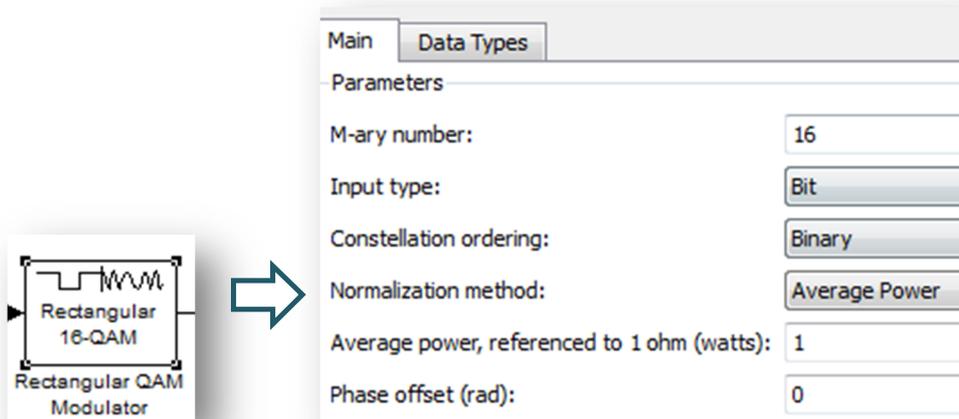


Figure 4.5 : représentation de bloc de modulation 16 QAM.

#### 4.4 Conversion série / parallèle

Le bloc de conversion série / parallèle qui permet de mettre les symboles sortant du bloc de modulation sous une forme adéquate pour passer dans le bloc IFFT est montré par la figure ci-dessous.

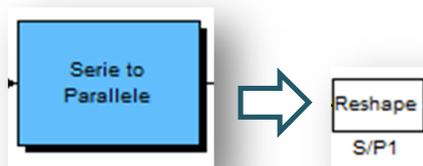


Figure 4.6 : représentation du bloc de conversion parallèle / série.

#### 4.5 Assemblage des sous porteuses

Les blocs utilisés pour cette opération sont :

**Le bloc multiport selector** : fait la division des données à plusieurs parties afin d'insérer les sous porteuses nulles.

**Le bloc concatenate** : combine toutes les opérations précédentes pour réaliser un arrangement de toutes les sous porteuses.

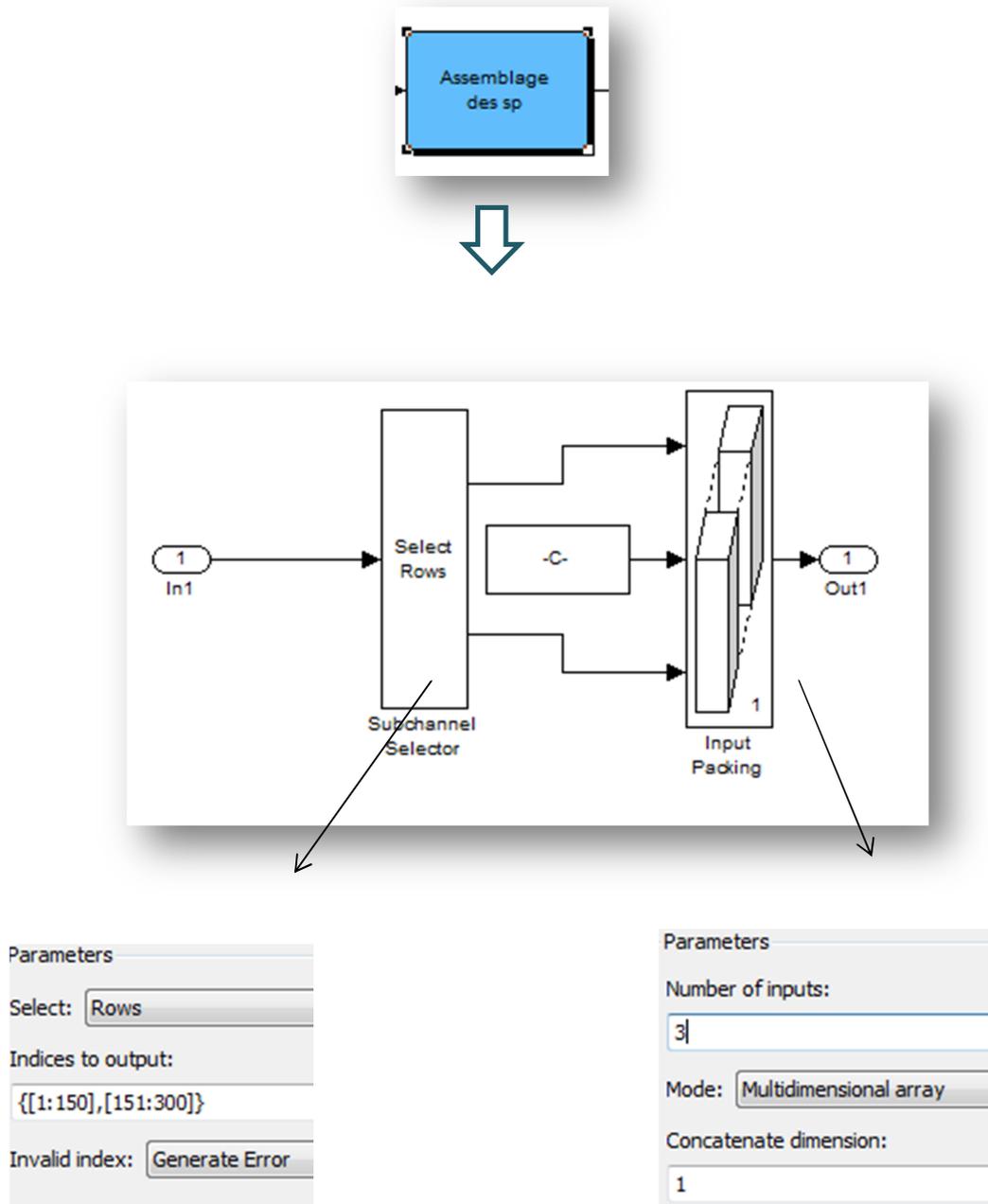


Figure 4.7 : représentation de bloc d'assemblage des sous porteuses.

## 4.6 Le codage espace- temps en blocs

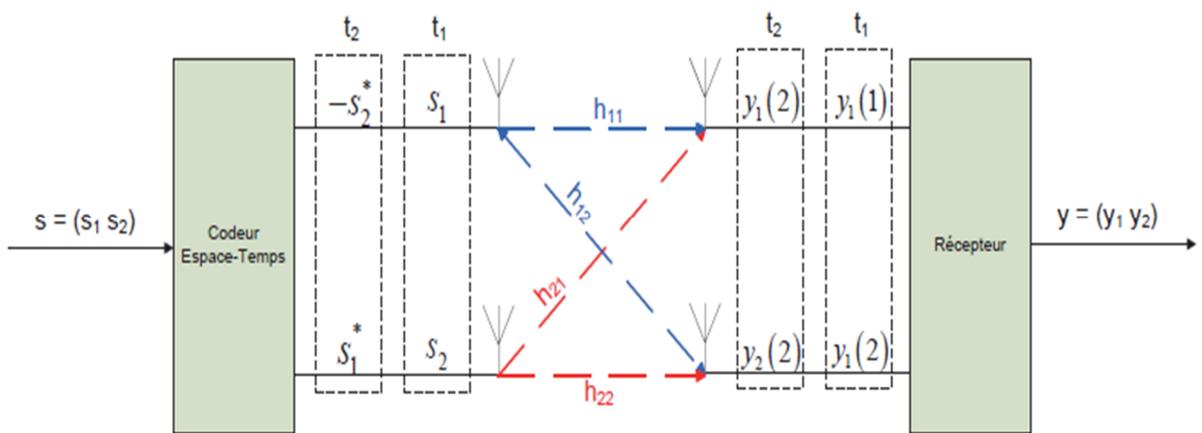
Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés ; nous nous intéressons à celle du codage espace-temps en bloc.

Le codage espace-temps en bloc (en anglais Space-Time Bloc Coding) a été présenté, pour la première fois par Alamouti en 1998. Cette approche prend avantage des

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

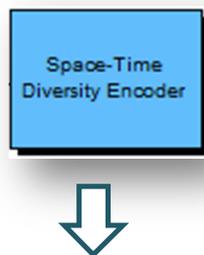
Alamouti a présenté son code avec, au plus, deux antennes réceptrices. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

Le codeur d'Alamouti est utilisé (en émission) pour créer une diversité d'émission sur 2 antennes.



**Figure 4.8 : codage d'Alamouti**

La simulation de bloc OSTB est donnée par la figure 4.9.



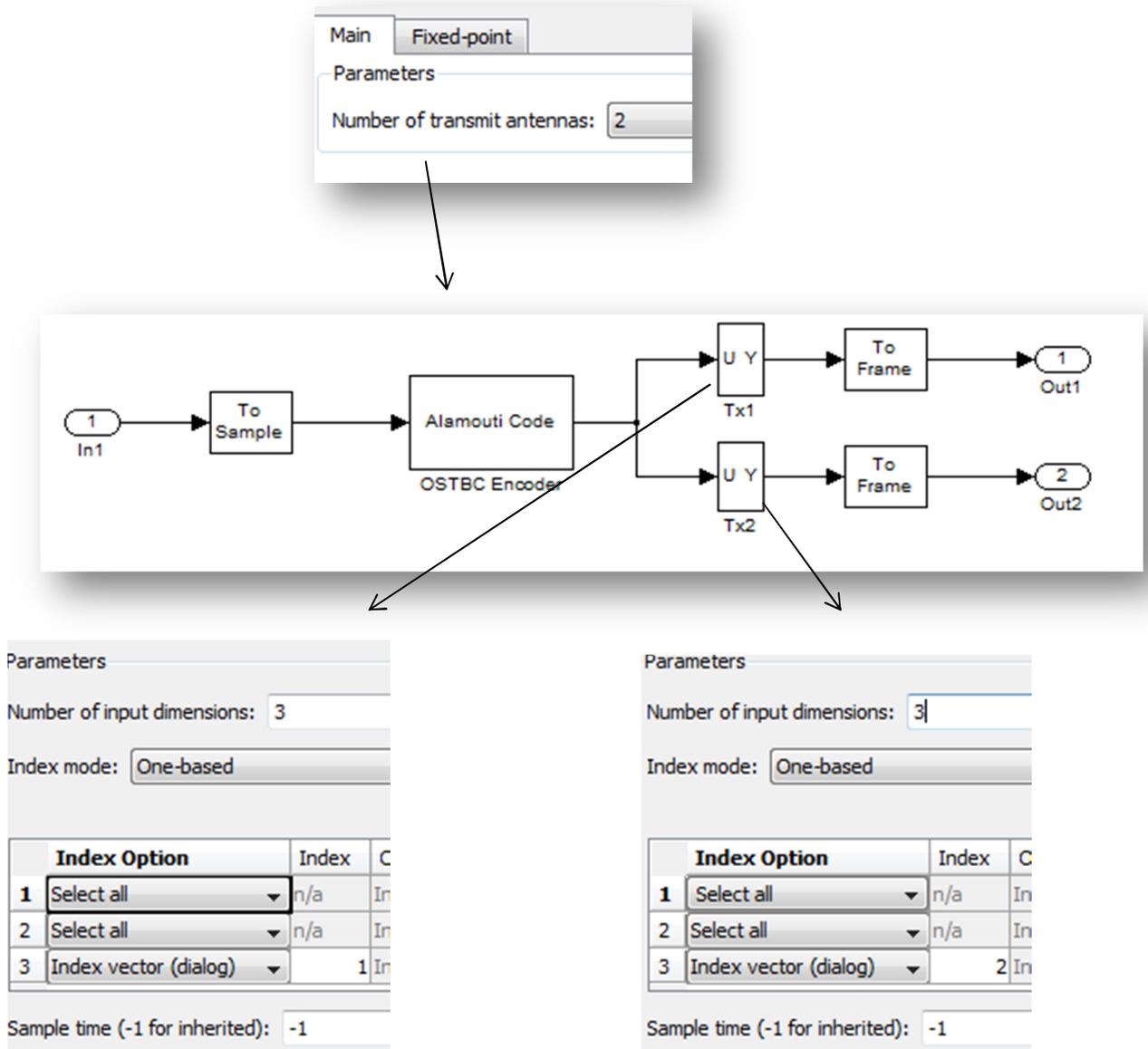


Figure 4.9 : représentation du bloc du codage espace- temps en blocs.

## 4.7 La modulation multi-porteuse

Pour la réalisation du système MIMO  $2 \times 2$  on a besoin de 2 émetteurs, on réalise donc, la modulation OFDM au niveau de chaque émetteur de la même façon, voir figure 4.10.

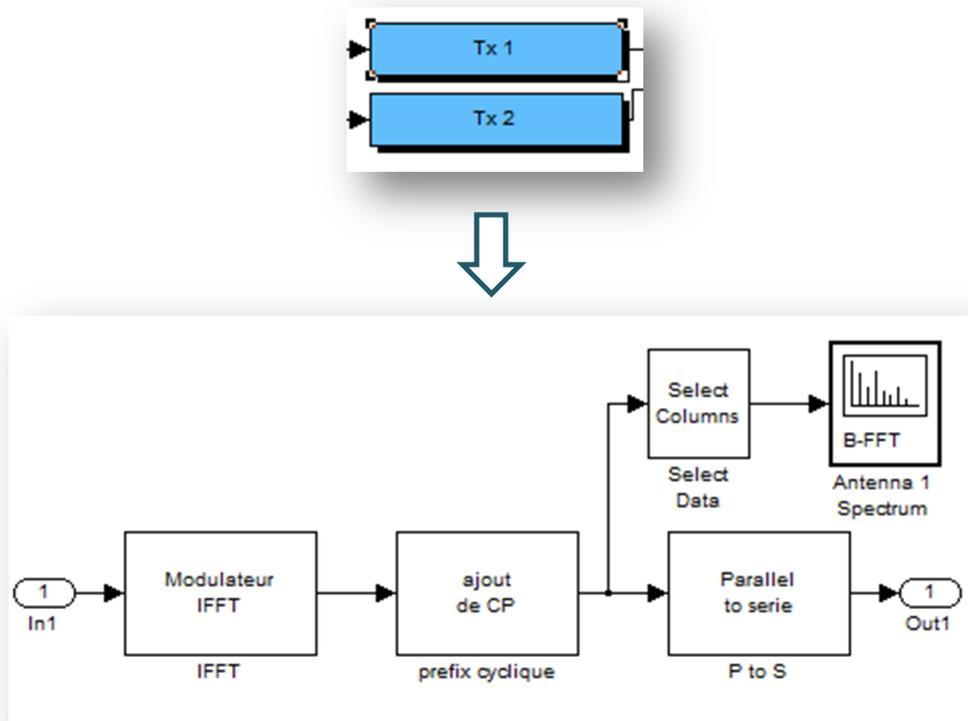


Figure 4.10 : représentation des blocs émetteurs

#### 4.7.1 Le bloc de modulateur IFFT

Les sous blocs du modulateur IFFT sont détaillés dans les paragraphes suivants.

##### *a Insertion de la séquence d'apprentissage*

Au cours de toute transmission, le récepteur a besoin d'avoir une connaissance du canal de propagation afin de mettre en place des traitements adéquats permettant de contrer les effets négatifs de ce canal. Pour ce faire, une séquence dite d'apprentissage connue du récepteur est émise périodiquement afin d'aider le récepteur à estimer le canal de propagation.

Le bloc d'insertion de la séquence d'apprentissage est illustré sur la figure ci-dessous.

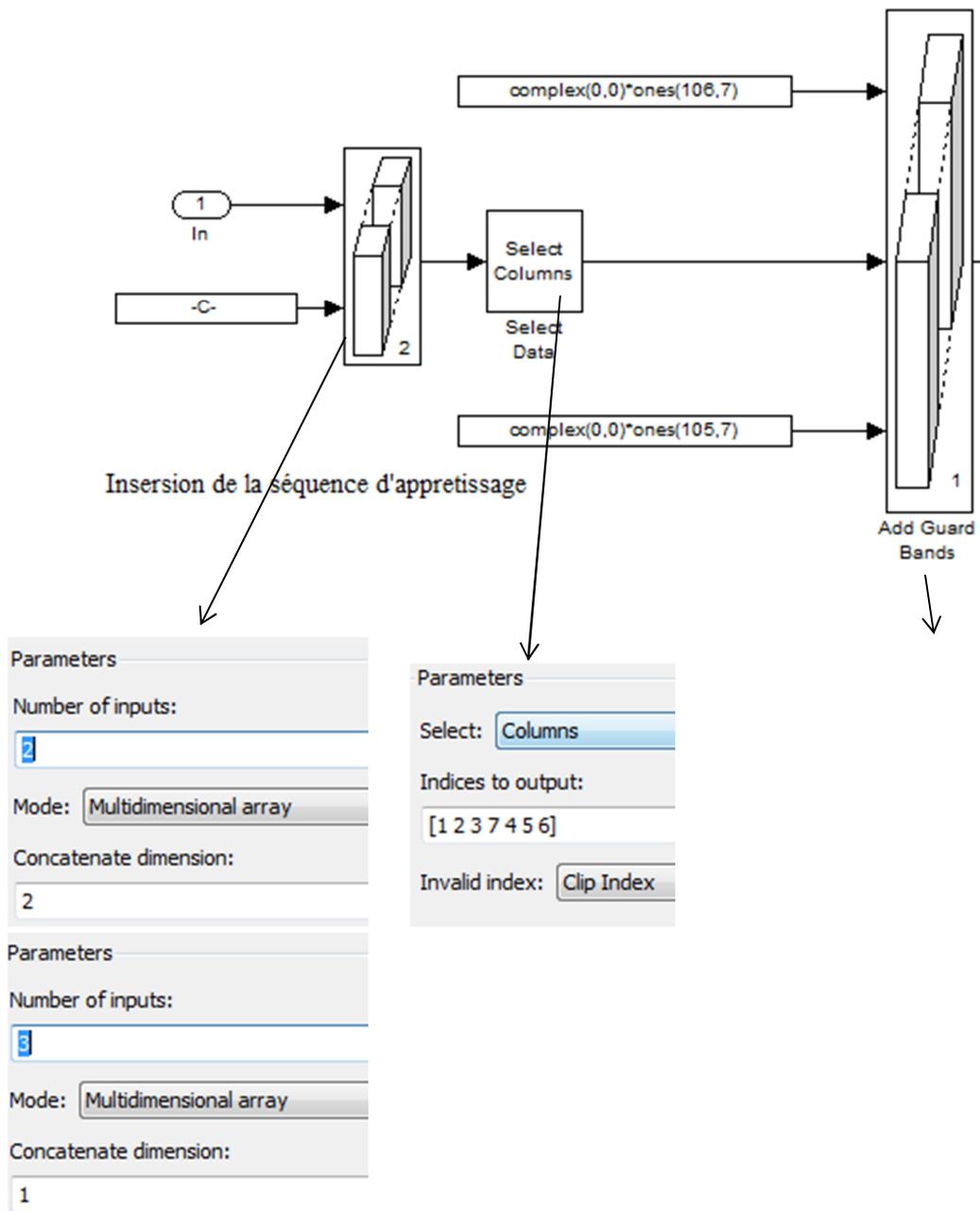


Figure 4.11 : représentation du bloc s'insertion de séquence d'apprentissage.

### ***b L'opération d'IFFT***

Ce bloc représenté par la figure 4.12, applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Après cela, les symboles OFDM sont reconvertis en série.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} s_k e^{j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}} \quad (4.1)$$

$$n = 0, \dots, N - 1$$

Où :

- $k$  représente l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel),

- $S_k$  représente le symbole modulé sur la sous-porteuse  $k$ ,

- $N_{FFT}$  représente la taille de la FFT.

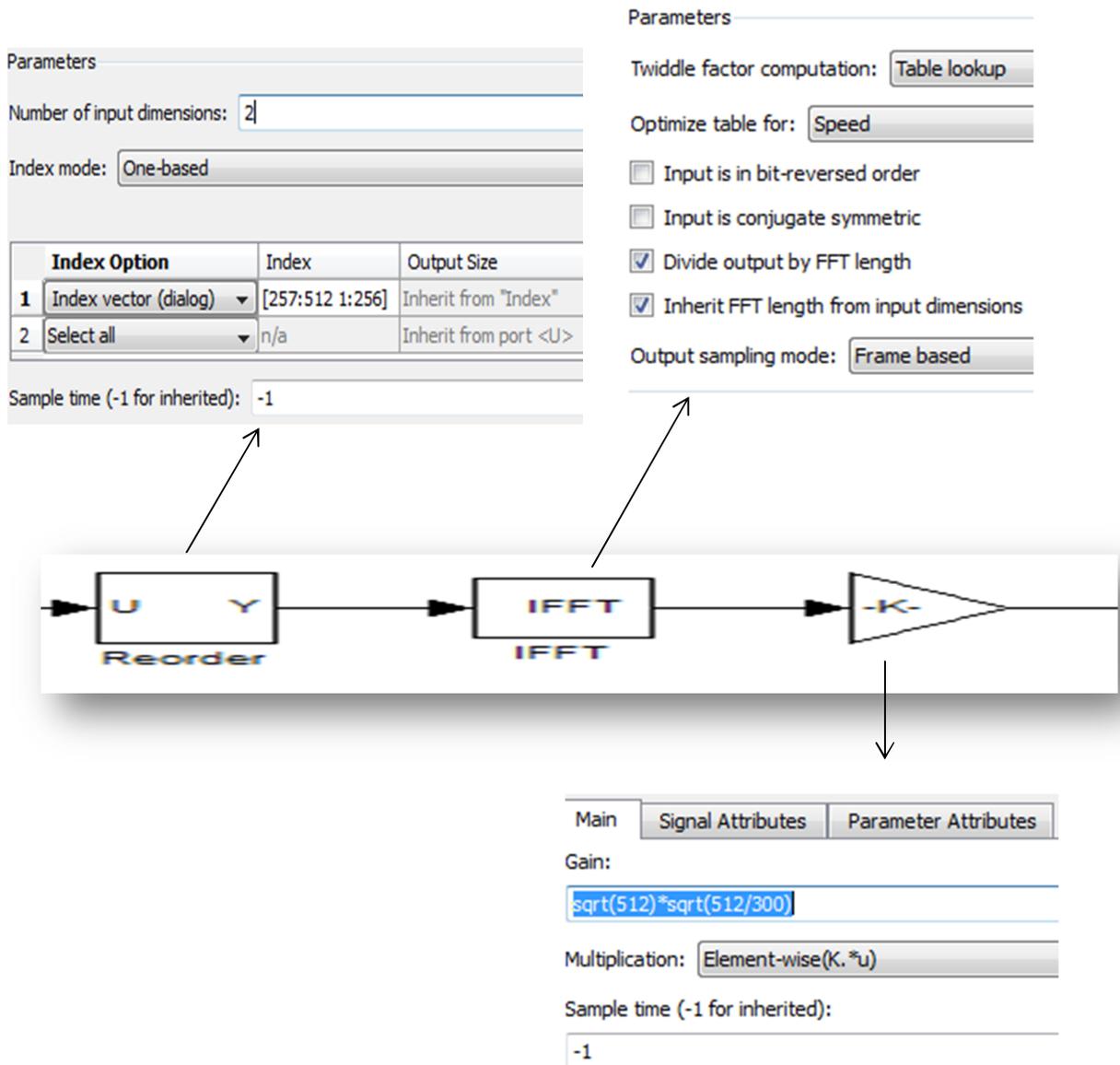


Figure 4.12 : représentation du bloc d'IFFT.

## 4.7.2 Insertion de préfixe cyclique

Dans le cas de système OFDM avec préfixe cyclique, l'annulation de l'IES est réalisée en ajoutant un intervalle entre chaque symbole OFDM utile à la sortie de l'IFFT à l'émission. Le préfixe cyclique est une copie de la fin du symbole OFDM qui est placée dans cet intervalle. A la réception, le préfixe cyclique est supprimé avant d'effectuer la FFT. On constate que la durée du préfixe cyclique  $T_{PC}$  est supérieure à la dispersion du canal  $\tau_{canal}$ , alors l'IES est complètement supprimée. De plus, les symboles OFDM reçus ne sont plus affectés par l'IEC car ils possèdent la propriété de convolution circulaire. La figure 4.13 correspond au cas limite où la durée préfixe cyclique est égale à la durée de la réponse impulsionnelle de canal ( $T_{PC} = \tau_{canal}$ ).  $T_{PC}$ ,  $T_{utile}$ ,  $T_{OFDM}$  correspondent respectivement à la durée du préfixe cyclique, du symbole OFDM utile, et du symbole OFDM complet comprenant le préfixe cyclique.

Le bloc du rajout du préfixe cyclique est donné par la figure ci-dessous.

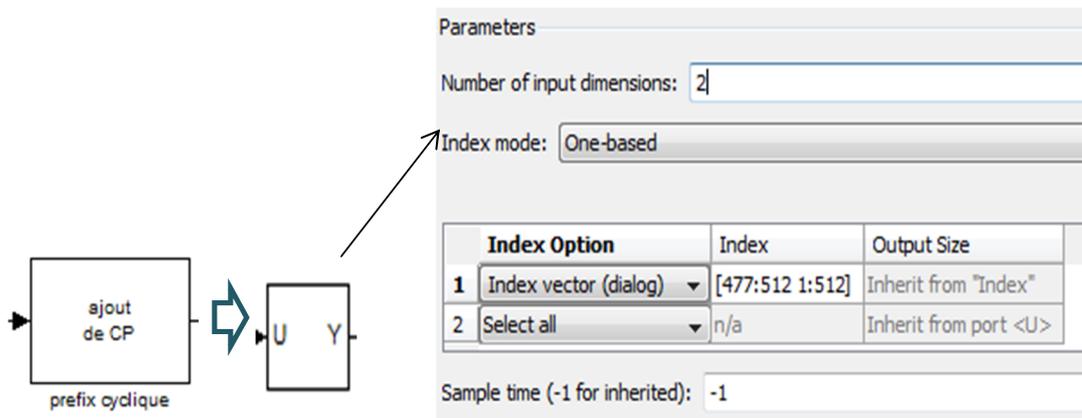


Figure 4.13: représentation du bloc de préfixe cyclique.

## 4.7.3 La conversion parallèle / série

Le bloc rephase montré par la figure ci-dessous est utilisé pour la conversion parallèle / série des symboles OFDM.

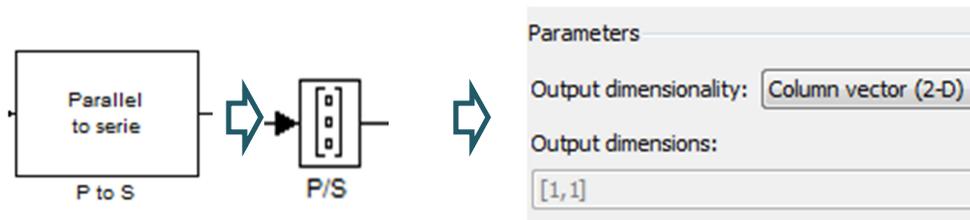


Figure 4.14 : représentation du bloc de conversion parallèle/série.

## 4.8 Le canal AWGN (Additif White Gaussian Noise)

Dans toute application de ce type, les mesures issues des simulations (gain en traitement, rapport signal sur bruit SNR, taux d'erreur sur le bit TEB) s'effectuent en milieu bruité. Il est donc nécessaire de simuler un modèle de canal AWGN, voir figure 4.15 dans lequel nous pouvons aisément le rapport signal sur bruit.

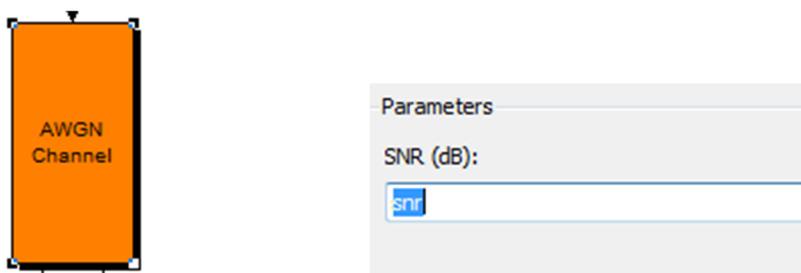


Figure 4.15 : représentation de bloc de canal AWGN.

## 4.9 Canal multi trajet

La simulation d'un canal Rice se fait par le bloc Rician Fading montré dans la figure 4.16.

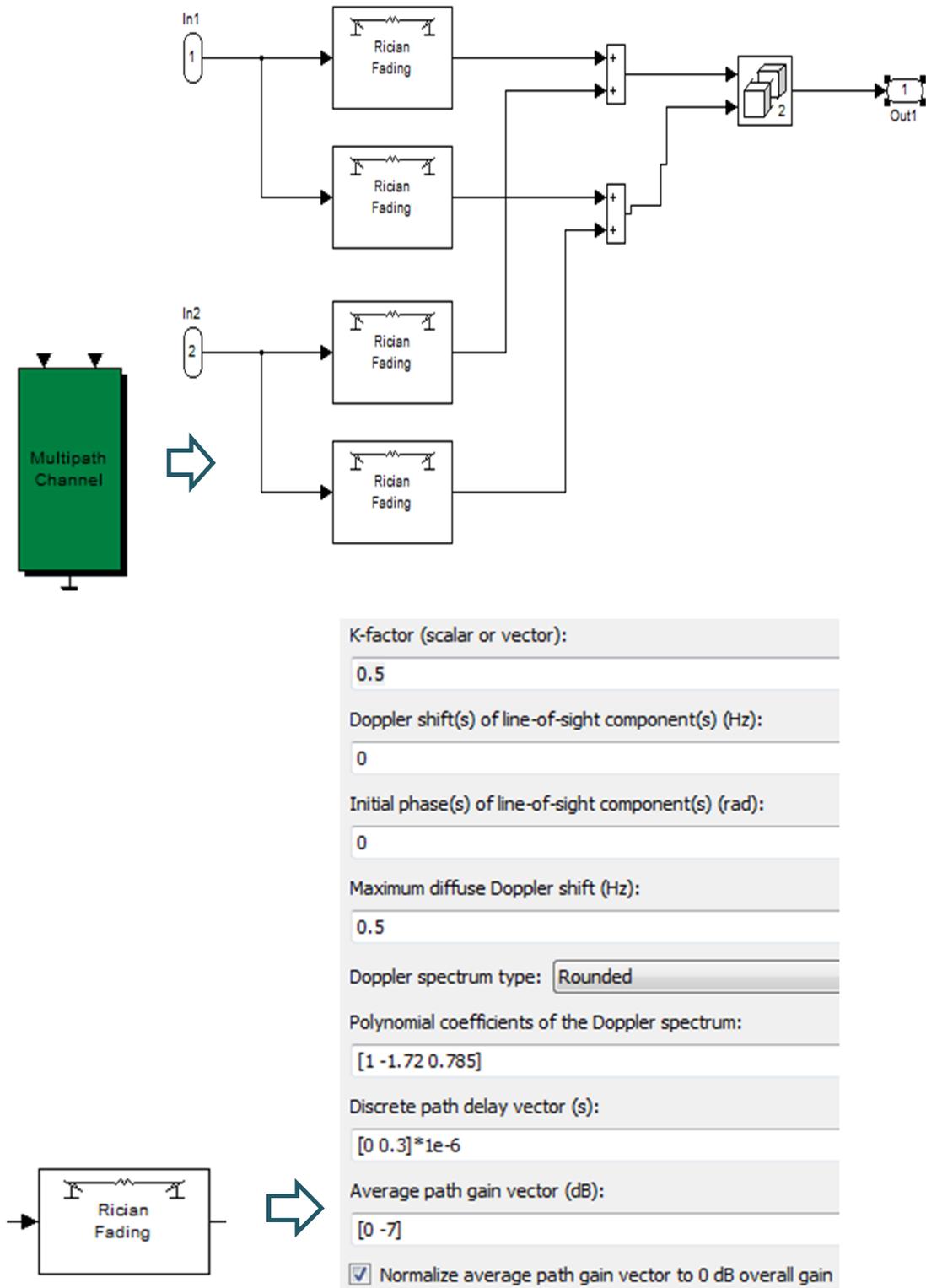


Figure 4.16: représentation de bloc de canal multi trajet.

A la réception on trouve les opérations inverses de celles de l'émission:

## 4.10 La démodulation multi-porteuse

On réalise la démodulation au niveau de chaque récepteur de la même façon. La figure ci-dessous illustre les détails.

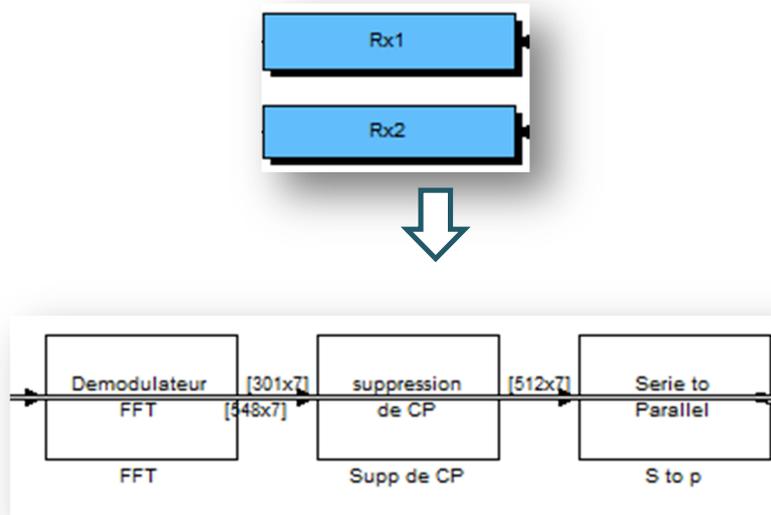


Figure 4.17 : représentation du bloc des récepteurs.

### 4.10.1 La conversion série/ parallèle

Le bloc rephase montré par la figure ci-dessous est utilisé pour la conversion série/parallèle.

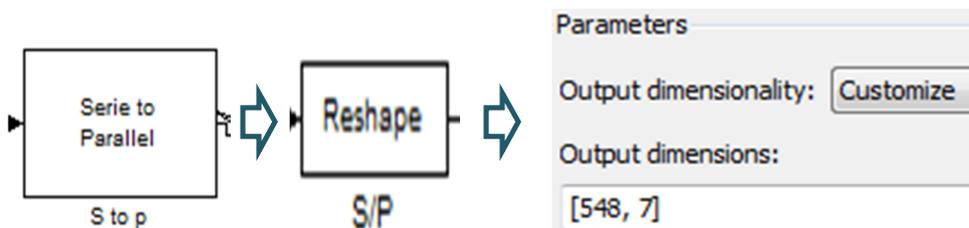


Figure 4.18 : représentation du bloc de conversion série/parallèle

### 4.10.2 La suppression du préfixe cyclique

Le bloc selector est utilisé pour la suppression de préfixe cyclique, voir figure 4.19.

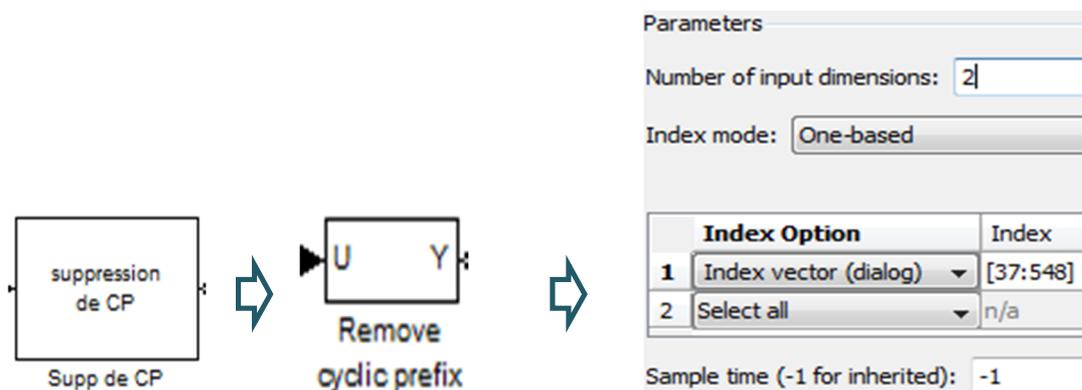


Figure 4.19 : représentation du bloc de suppression de préfixe cyclique.

### 4.10.3 Le bloc démodulateur

Ce bloc est représenté par la figure 4.20, il comprend essentiellement l'opération de la FFT et la suppression des intervalles de garde.

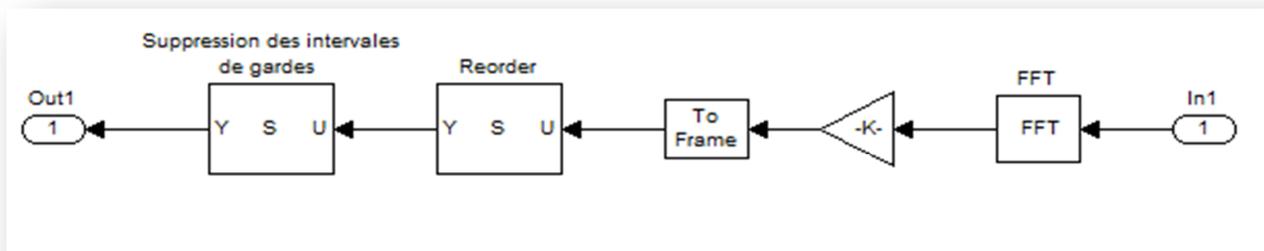


Figure 4.20 : représentation du bloc de démodulation.

## 4.11 Egalisation de canal

Cette opération est effectuée par l'ensemble des blocs mentionnés dans la figure ci-dessous.

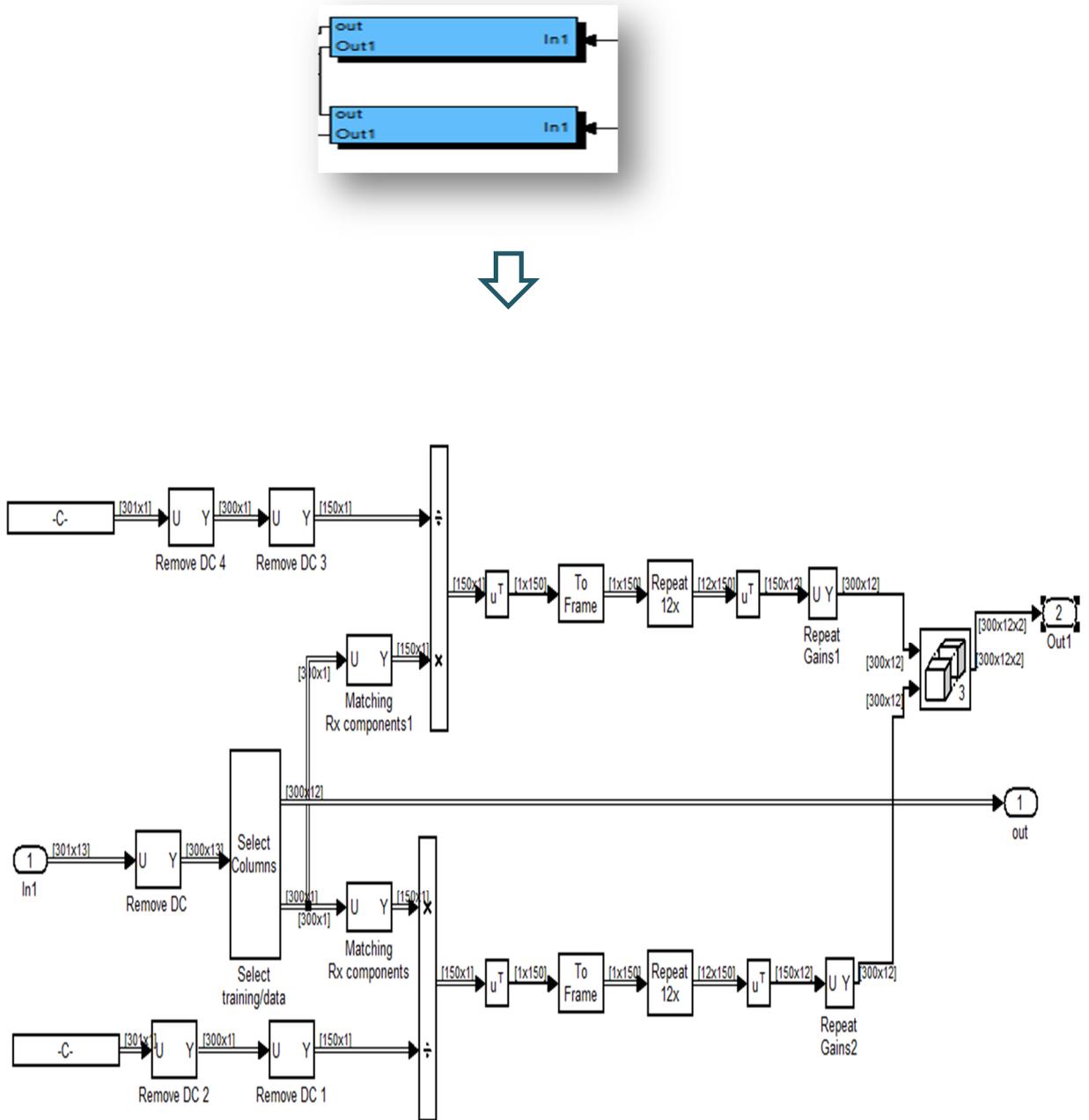


Figure 4.21: représentation de bloc d'égalisation.

## 4.12 Décodage espace-temps

Le bloc OSTB Combiner est utilisé au niveau du récepteur pour combiner les données reçues suivant les différents canaux de transmission, voir figure 4.22.

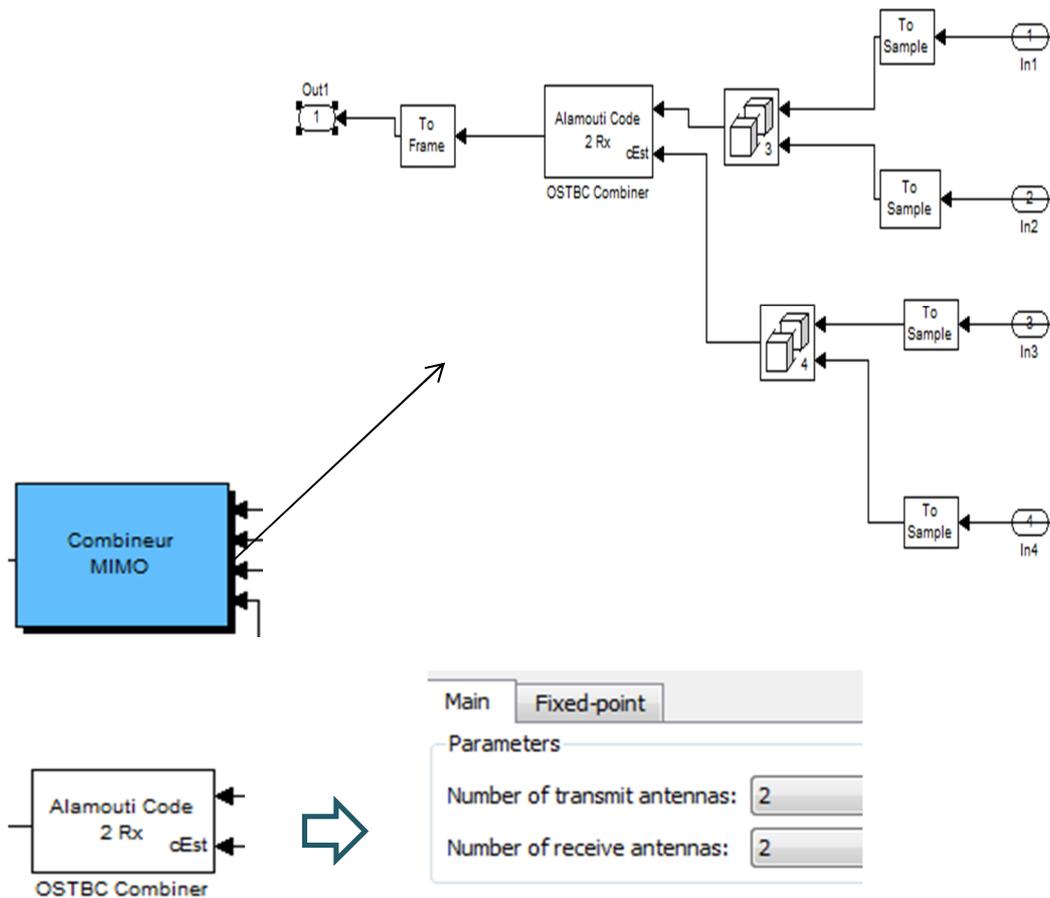


Figure 4.22 : représentation du bloc de combineur MIMO.

## 4.13 Démodulation mono porteuse

Dans le cas de la transmission de signaux numériques, il faut reconstituer la séquence binaire émise et donc prendre la bonne décision : est-ce un "1" ou un "0" ?

La démodulation mono porteuse peut être simulée à l'aide du bloc Rectangular 16-QAM délivré par la figure 4.23.

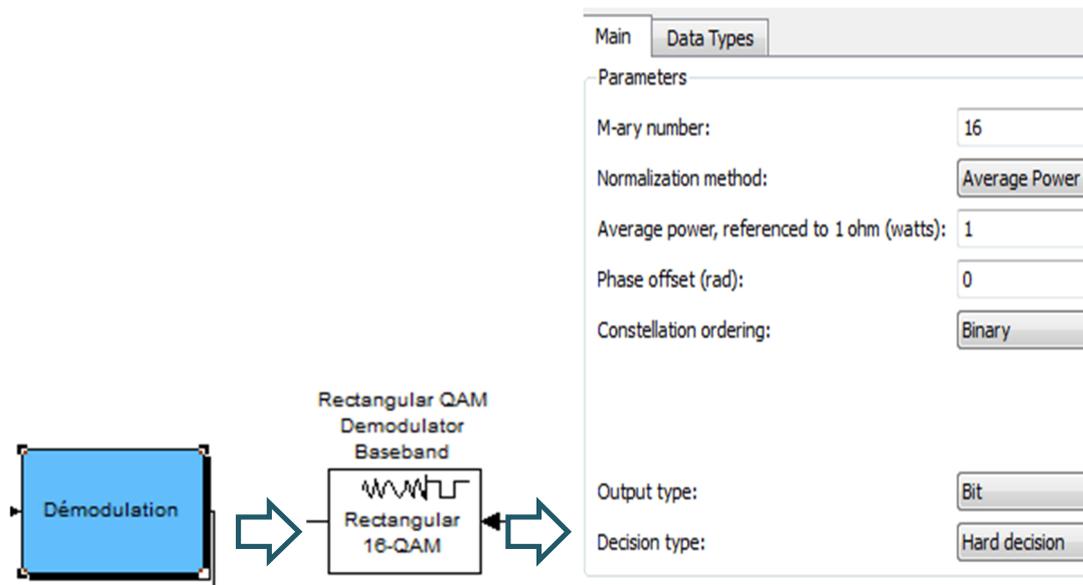


Figure 4.23 : représentation du bloc de démodulation 16 QAM.

## 4.14 Décodage canal

Le principe d'algorithme de Viterbi est d'examiner tous les chemins possibles du message à travers le diagramme des états de transition en supprimant au fur et à mesure les moins probables.

Le décodage canal se fait à l'aide d'un algorithme de Viterbi qui est simulé à l'aide du bloc Viterbi decoder représenté sur la figure 4.24.

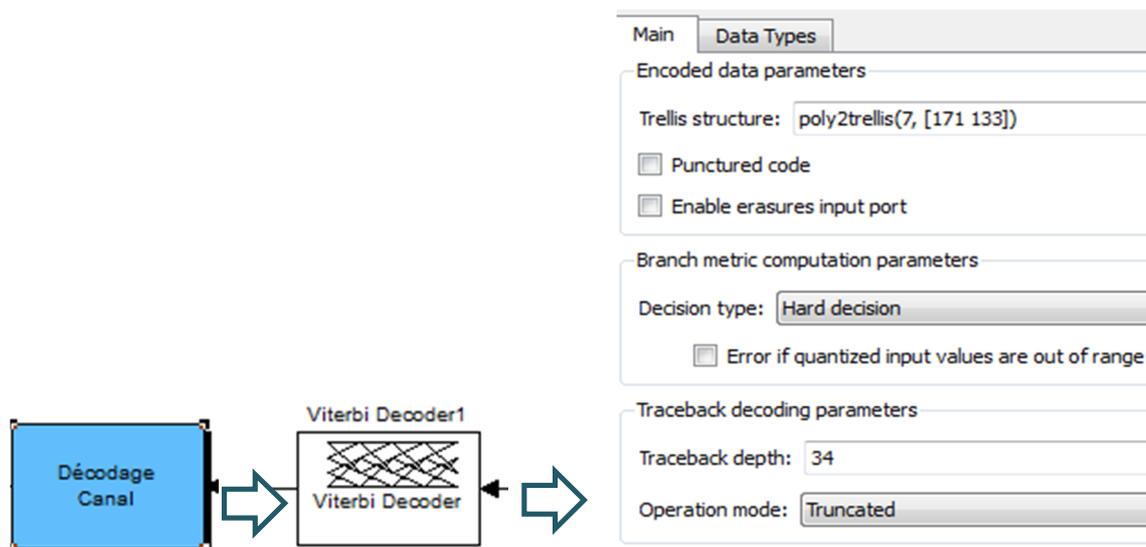


Figure 4.24 : représentation du bloc de décodage canal.

## 4.15 Calcul de TEB

Le taux d'erreurs binaires est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits transmis 
$$TEB = \frac{\text{le nombre de bits erronés}}{\text{le nombre de bits transmis}}$$

Le bloc Error Rate Calculation donné sur la figure 4.25 permet de calculer le TEB.

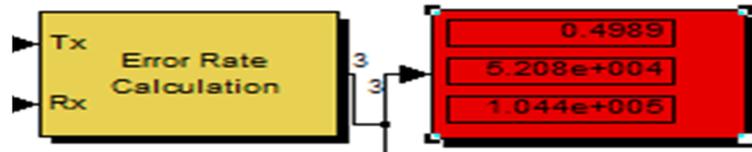


Figure 4.25 : représentation du bloc de calcul de TEB.

## 4.16 turbo codage

Le principe du turbo-code présenté dans la figure 4.26 est l'utilisation conjointe de deux codeurs convolutifs récursifs en parallèle.

L'entrelaceur permet ainsi de coder avec le même codeur deux séquences d'autant plus différentes que l'entrelacement sera chaotique.

On constate que le taux de codage R des turbo-codes est de: trois bits de sortie pour un bit d'entrée.

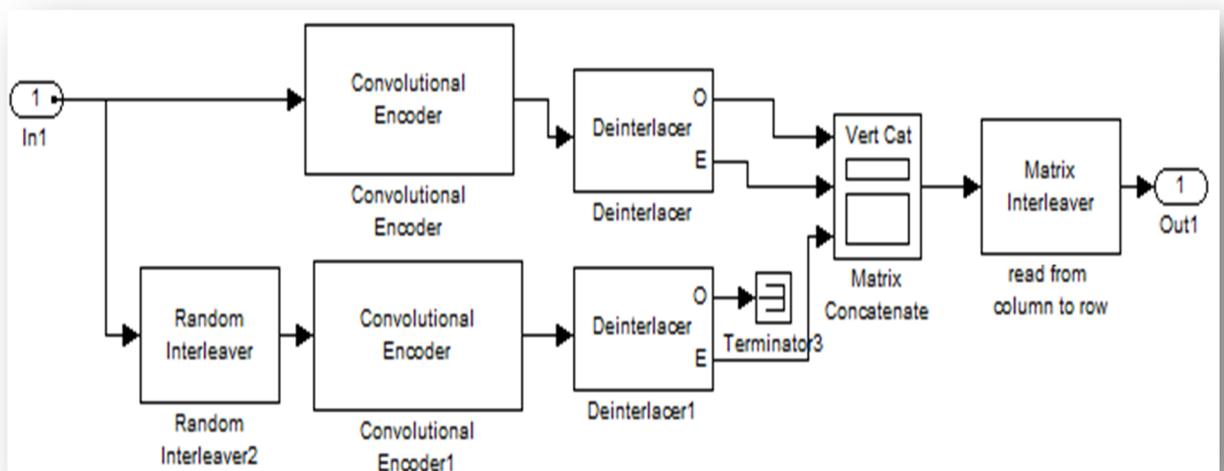


Figure 4.26 : représentation du bloc de turbo codeur.

## 4.17 Turbo décodage

Le turbo décodage est basé sur le principe itératif conçu à base de deux blocs APP décodeur illustrés sur la figure ci-dessous.

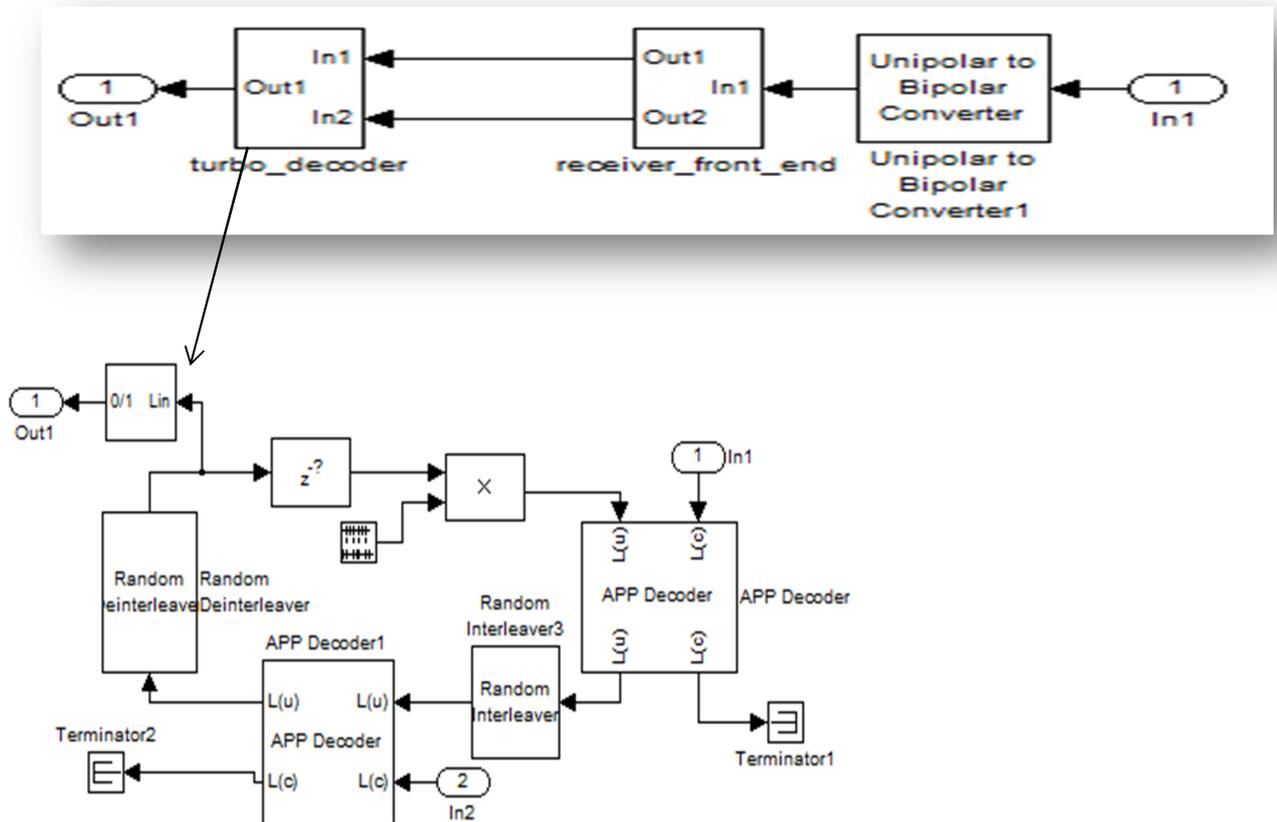


Figure 4.27 : représentation de bloc de turbo décodage.

## 4.18 Présentation des résultats

### ➤ densité spectrale de puissance

Les figures 4.28 et 4.29 représentent la densité spectrale de puissance d'un symbole OFDM avant et après le passage dans le canal multi trajets.

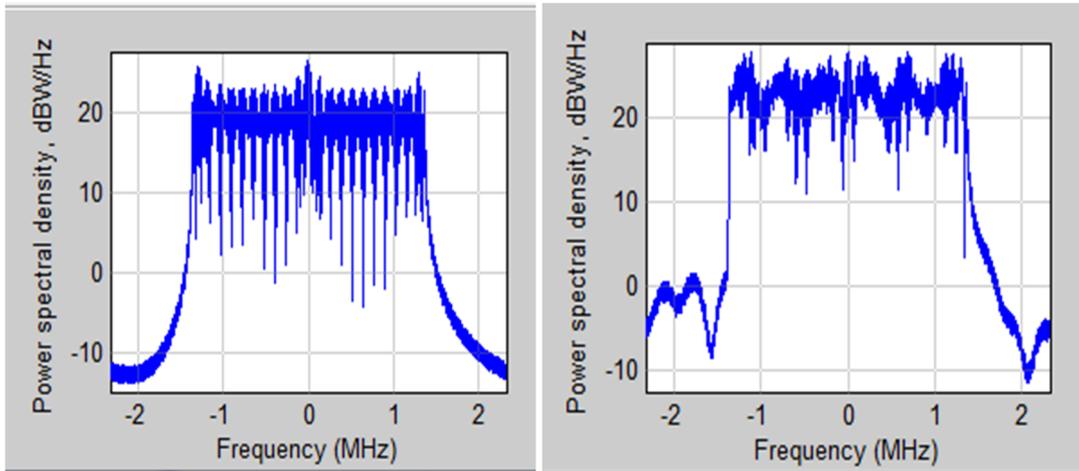


Figure 4.28 : spectre d'un symbole OFDM avant et après le passage dans le canal.

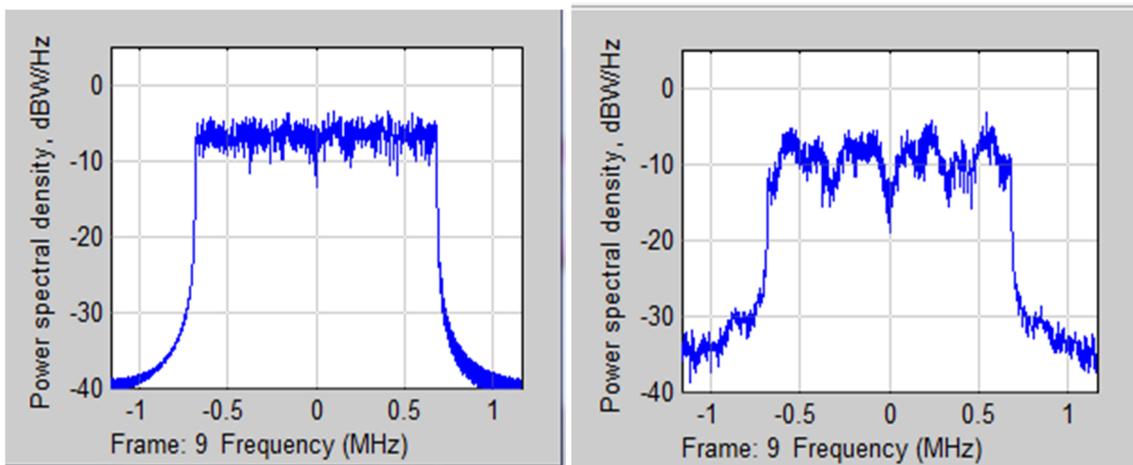
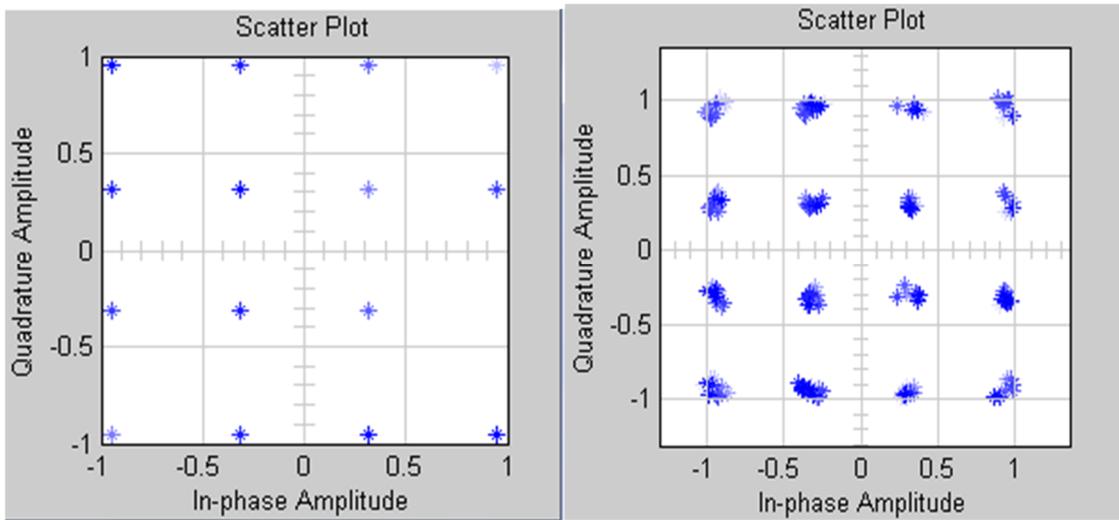


Figure 4.29 : spectre d'un symbole OFDM avant et après le passage dans le canal pour un système MIMO-OFDM.

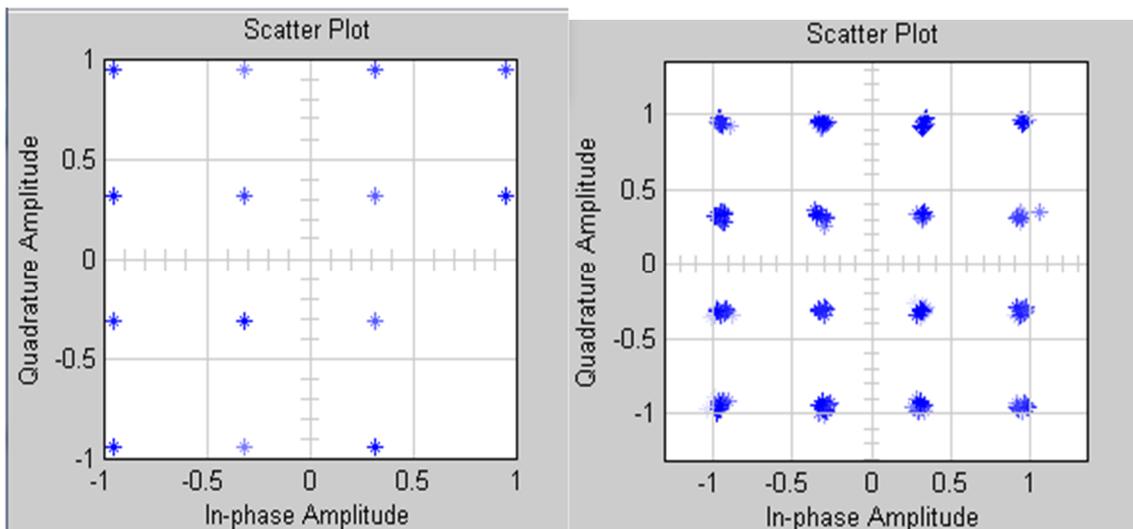
Il est constaté que la bande passante étant quasiment utilisée, le spectre de fréquence presque plat.

➤ **Diagramme de constellation**

Le terme symbole est employé pour parler des signaux créés par une modulation, ils peuvent être étudiés sous forme graphique grâce au diagramme de constellation. Les figures 4.30 et 4.31 représentent le diagramme de constellation de la 16-QAM pour les deux techniques OFDM et MIMO-OFDM via un canal rayleigh.



**Figure 4.30 : diagramme de constellation de la modulation 16 QAM pour un système OFDM.**

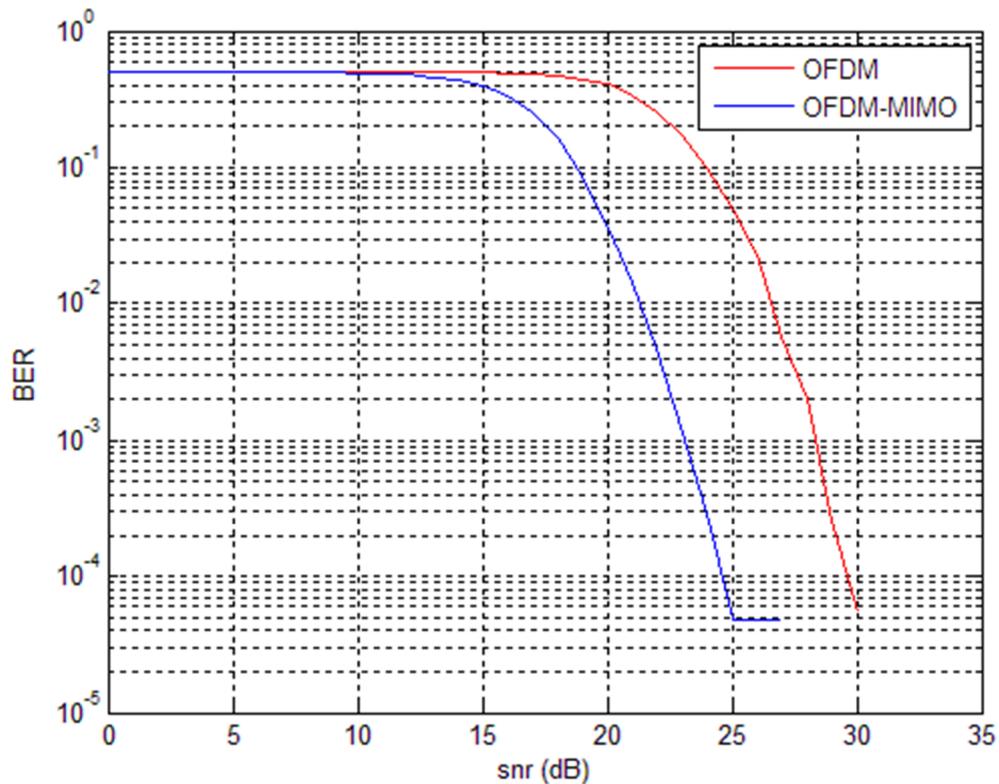


**Figure 4.31 : diagramme de constellation de la modulation 16 QAM pour un système MIMO-OFDM.**

On remarque que chaque point de constellation a sa propre amplitude et sa propre phase, les 16 états sont à leurs positions idéales.

➤ **Comparaison des performances en vue de TEB de la transmission MIMO-OFDM**

Dans cette phase, on a commencé par une comparaison de performances d'une modulation 16QAM systèmes, le premier est OFDM et le second et celui de MIMO-OFDM. Le résultat de simulation est illustré sur la figure ci-dessous.



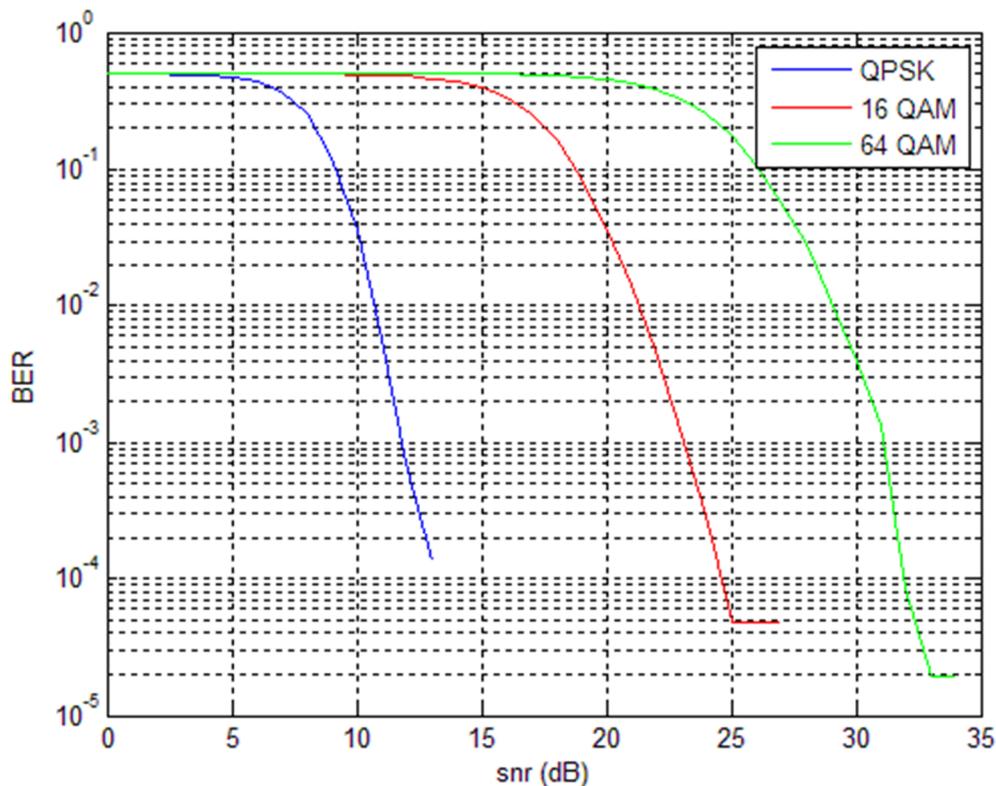
**Figure 4.32 : Comparaison des performances entre OFDM et MIMO-OFDM.**

La technique MIMO-OFDM- est plus robuste par rapport à la technique OFDM comme le montre la figure 4.32. L'implémentation du système MIMO à la modulation 16QAM va nous introduire une augmentation de débit ainsi qu'une amélioration de la qualité de transmission.

➤ **Effet de l'augmentation du nombre d'états de la modulation dans un système MIMO-OFDM**

Les échanges d'information dans les systèmes de télécommunication visent des débits toujours plus élevés et s'effectuent dans des bandes de fréquences de plus en plus étroites. On cherche par conséquent à maximiser le rapport débit utile sur bande passante, c'est-à-dire l'efficacité spectrale des transmissions.

La figure 4.33 illustre l'effet de l'augmentation du nombre d'états pour les modulations QPSK, 16 QAM et 64 QAM.



**Figure 4.33 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents types de modulation avec codage convolutif.**

Il apparaît naturel que le fait d'augmenter le nombre d'états des modulations numériques, cela conduit à minimiser la distance entre les points de constellation. Donc Les modulations à nombre d'états élevé sont sensibles aux imperfections du canal, cela signifie que la probabilité d'erreur lors du décodage est plus importante (augmentation de TEB).

➤ **Comparaison entre les différentes modulations et les différents taux de codage (poinçonnage)**

Cette phase de travail illustre bien l'effet de perforation ou poinçonnage. Pour cette raison on a opté du même codeur convolutif seulement, on a utilisé l'opération de poinçonnage qui permet d'augmenter le rendement du codeur et par la suite l'efficacité spectrale. Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation pour les modulations QPSK et 16QAM.

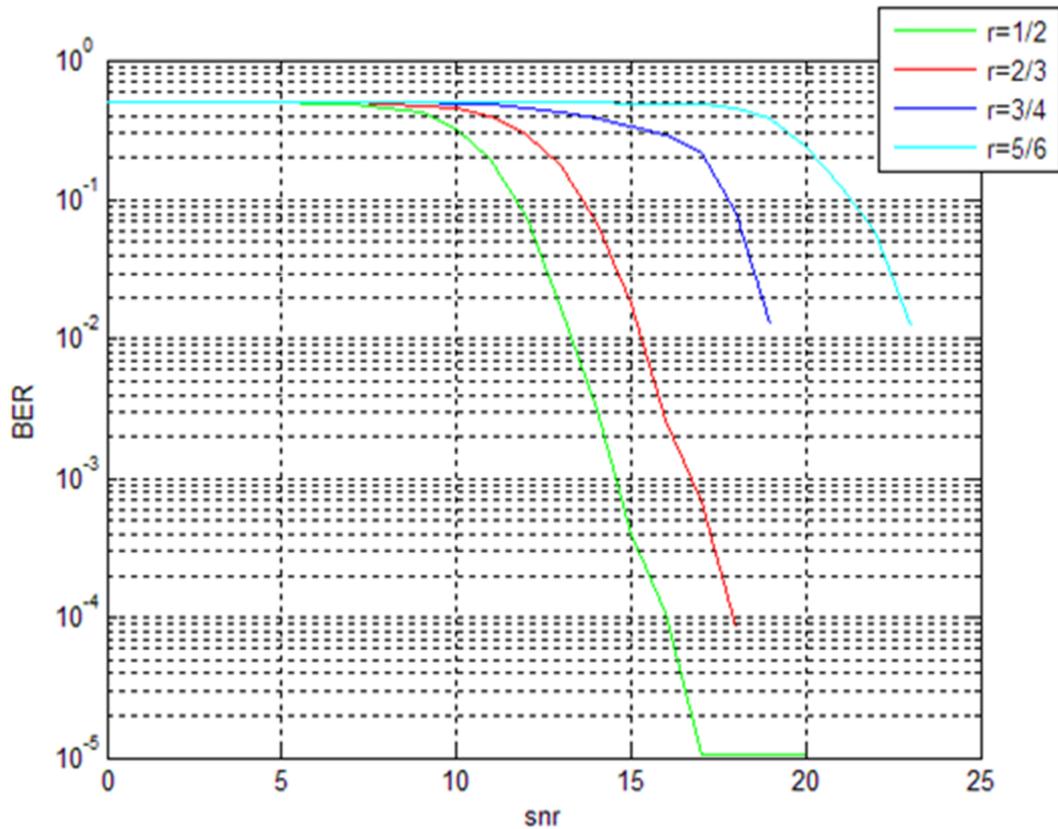
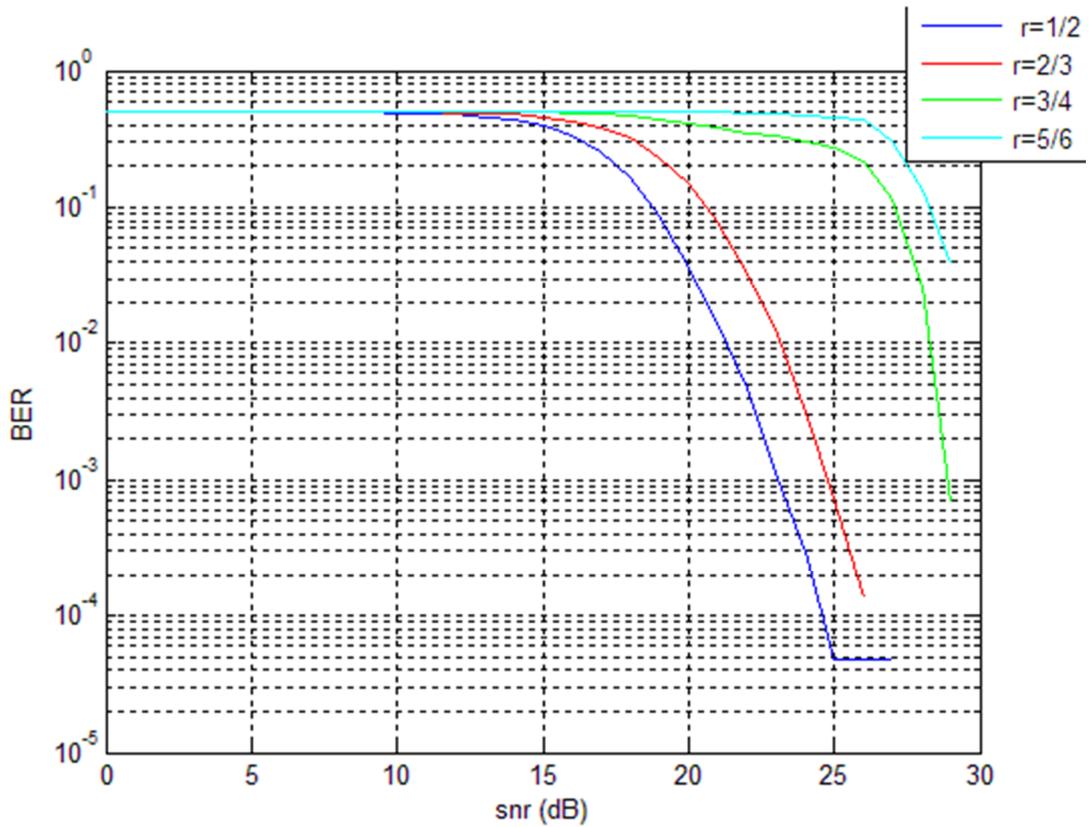


Figure 4.34: Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents taux de codage convolutif pour une modulation QPSK.

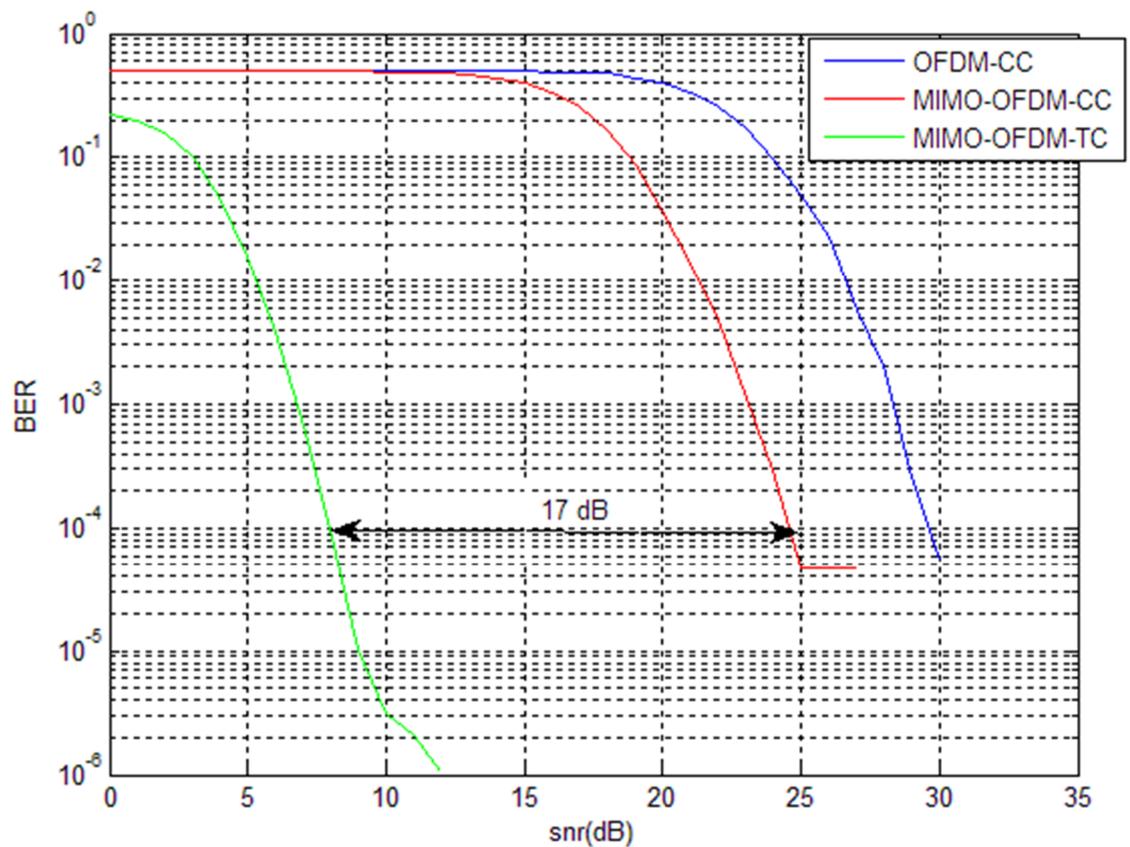


**Figure 4.35 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents taux de codage convolutif pour une modulation 16 QAM.**

D'après les figure 4.34 et 4.35 on remarque une dégradation du TEB pour les deux types de modulations pour les taux de codage élevés qui nous assurent une amélioration de l'efficacité spectrale mais au prix d'une perte en qualité de transmission, car l'effet de poinçonnage crée des erreurs puisqu'il ne transmet pas tous les bits de redondance.

➤ **L'impact du turbo code par rapport à un code convolutif dans un système MIMO-OFDM pour différents types de modulation**

Dans cette phase de simulation, on essaye de donner une courbe comparative entre les performances d'un système MIMO-OFDM utilisant un simple code convolutif, et le même système adoptant un turbo code. La simulation est effectuée pour une modulation 16QAM dont les résultats sont mentionnés sur la figure 4.36.

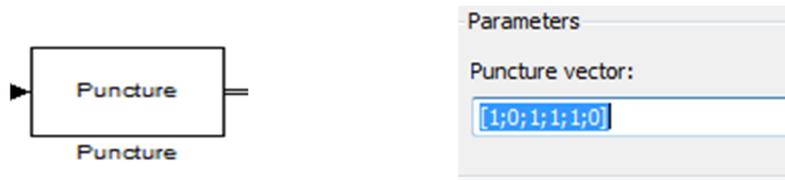


**Figure 4.36: performance du turbo code pour une transmission MIMO-OFDM.**

Selon la figure ci-dessus, on constate que le turbo code apporte par exemple un gain de codage environ 17dB pour un TEB de  $10^{-4}$ . Donc le turbo code prouve son efficacité de correction du moment que les performances de transmission se sont améliorées.

➤ **Performances des turbo-codes parallèles à forts rendements :**

Afin d'augmenter le rendement du turbo code en ajoute deux blocs, l'un est le bloc puncture inséré au niveau du codeur



Et l'autre ajouté au niveau du décodeur qui est le bloc Insert Zero.

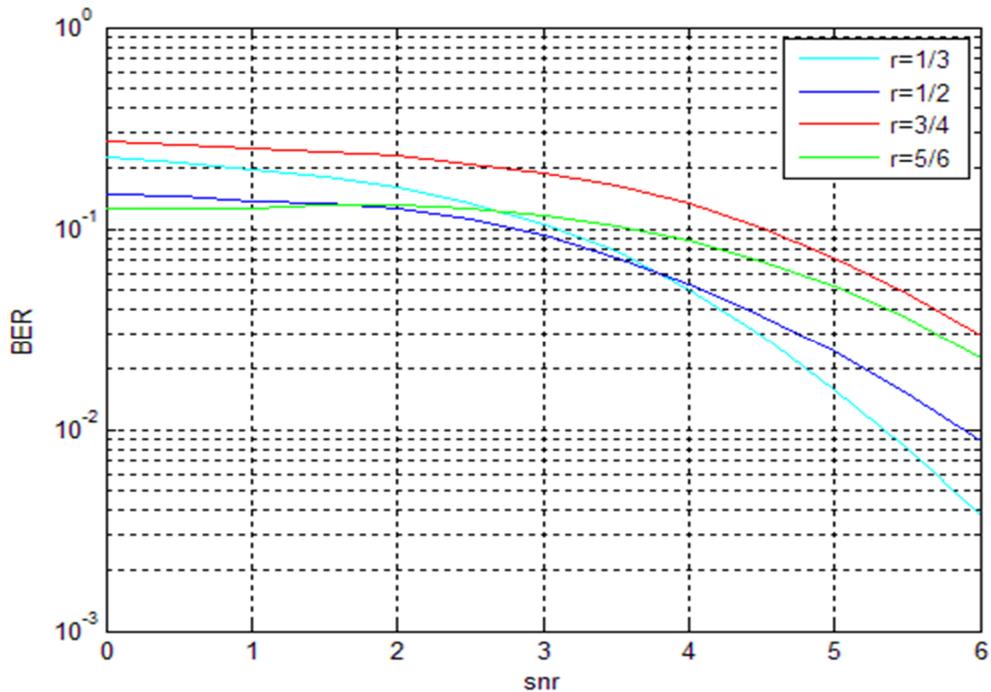


Les vecteurs de perforation permettant d'avoir des turbo-codes de rendement élevés à base d'un turbo-code de rendement  $R=1/3$  sont donnés par le tableau 4.1.

Taux de codage	Vecteur de poinçonnage
1/3	[1 1 1]
2/3	[1 1 1 0]
3/4	[1 1 0 1 1 0]
5/6	[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0]

**Tableau 4.1 : vecteurs de poinçonnage pour différents taux de codage du turbo code**

Pour observer bien l'effet de la perforation sur les performances du turbo-code «en vue du TEB», on a effectué la simulation suivante pour différentes valeurs du rendement .Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 4.37.



**Figure 4.37: évaluation d'une transmission 16 QAM pour différents rendements du turbo code**

D'après la figure ci-dessus, on remarque que la réduction de l'efficacité de correction diminue avec l'augmentation du rendement. Résultat prévu puisque l'augmentation du rendement revient à augmenter le nombre de bits éliminés «diminuer le nombre de bits de protection» et par conséquent diminuer la distance minimale du codeur.

➤ **L'influence du nombre d'itérations sur les performances du turbo codes Pour une transmission 16 QAM.**

L'importance des turbo-codes se concentre dans le processus de décodage itératif qui permet l'amélioration continue du TEB à chaque itération. On augmentant le nombre d'itération on trouve le résultat sur les figures 4.38, 4.39 pour un canal gaussien et un canal rayleigh respectivement.

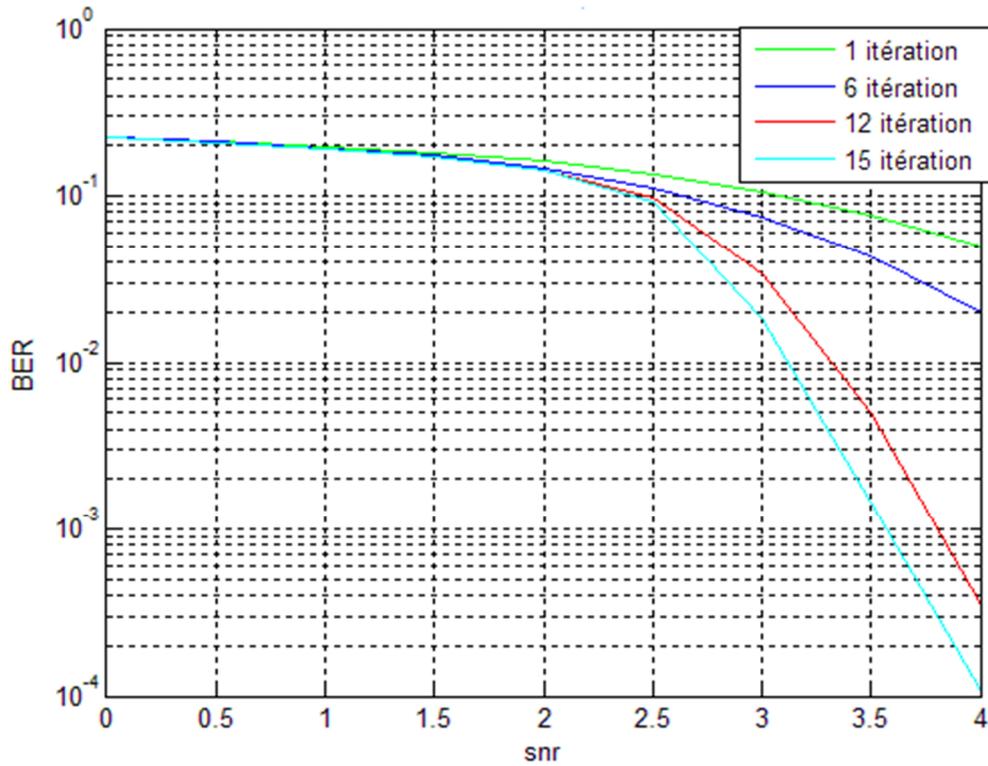


Figure 4.38 : Evaluation de l'effet du turbo code sur une transmission MIMO-OFDM pour une modulation 16 QAM pour un canal AWGN.

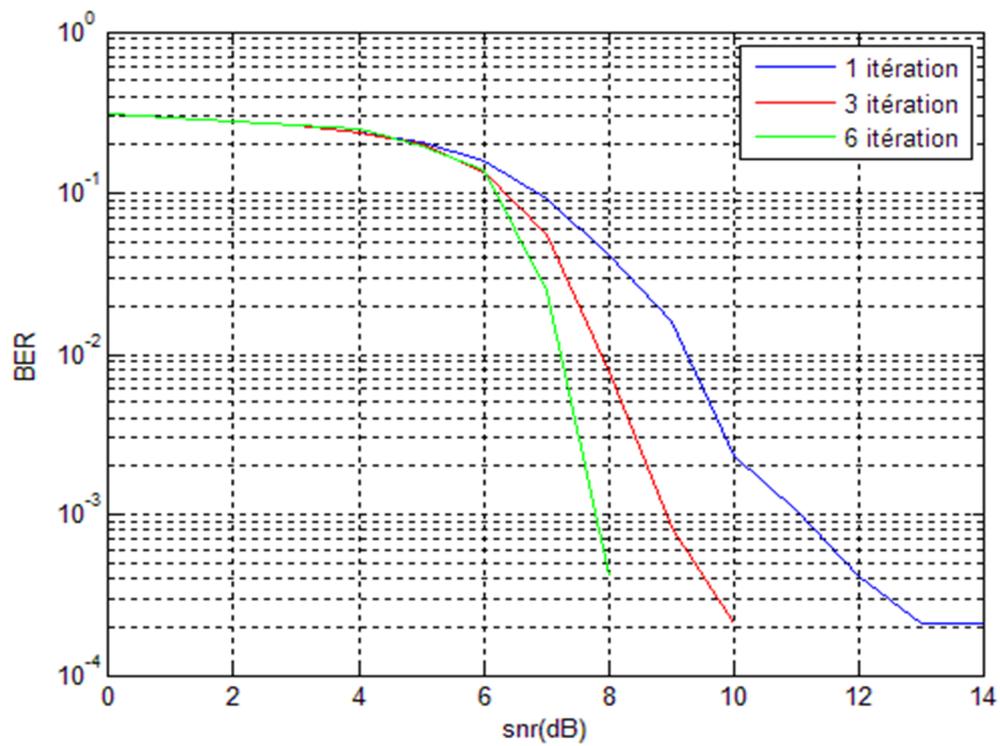


Figure 4.39 : Evaluation de l'effet du turbo code sur une transmission MIMO-OFDM pour une modulation de 16 QAM pour un canal rayleigh.

Il est clairement montré que l'augmentation du nombre d'itérations est suivie d'une amélioration considérable du TEB pour les deux types de canaux.

➤ **Evaluation de l'effet du turbo code sur une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation.**

Dans cette phase finale de notre travail, on cherche à maximiser le rapport débit utile sur bande passante, c'est-à-dire l'efficacité spectrale des transmissions. Pour ce faire, il apparaît naturel d'augmenter le nombre d'états des modulations. Pour cela on a effectué une simulation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation QAM. Les courbes comparatives d'un système avec et sans codage turbo sont illustrées sur les figures 4.40 et 4.41 pour les canaux gaussien et rayleigh respectivement.

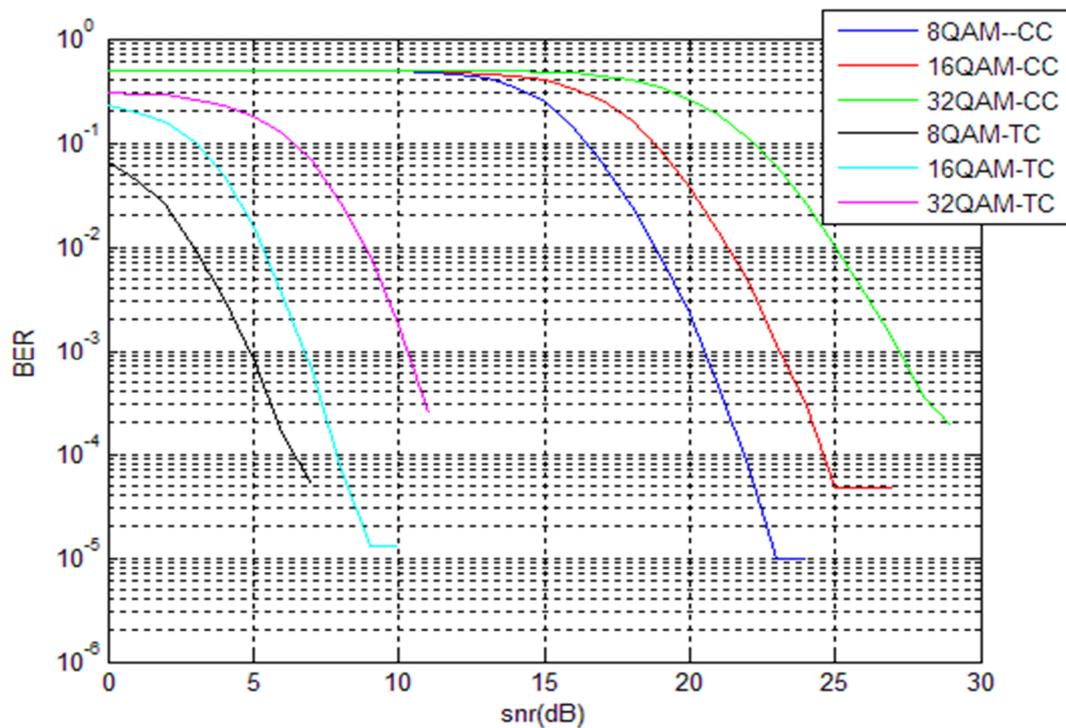


Figure 4.40 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation QAM avec turbo code pour un canal AWGN.

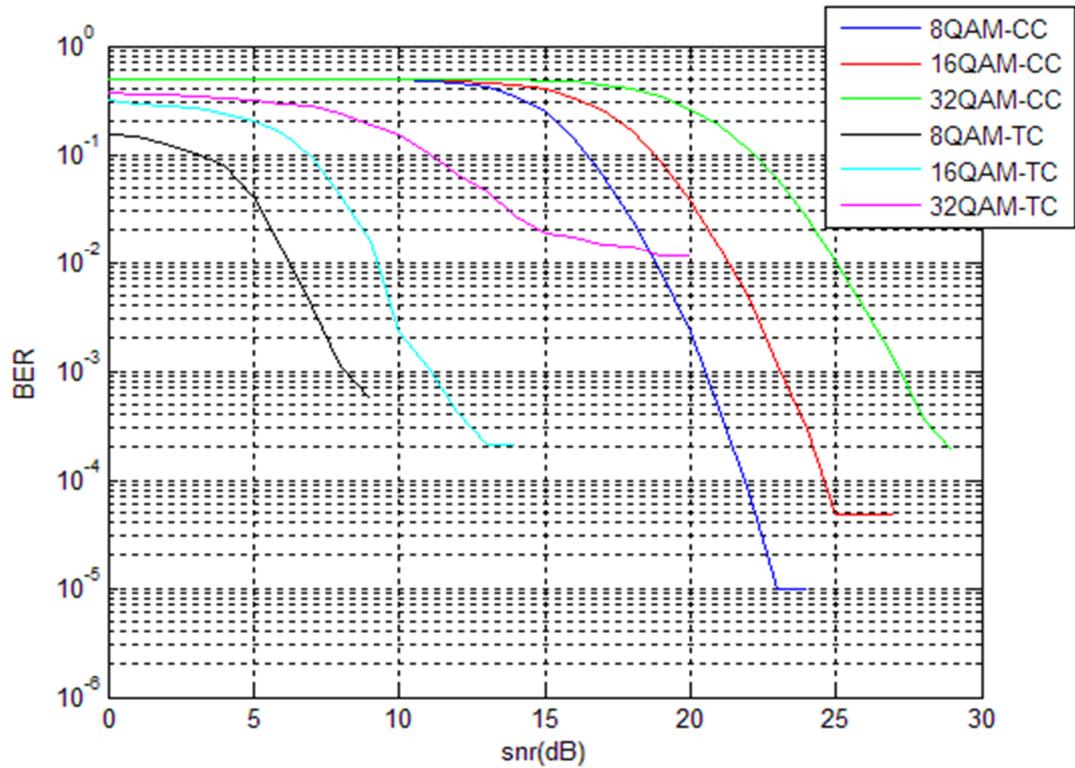


Figure 4.41 : Evaluation d'une transmission MIMO-OFDM pour différents ordres de modulation QAM avec turbo code pour un canal rayleigh.

## 4.19 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé les résultats obtenus à travers les différentes simulations effectuées. On a traité les performances de turbo code dans un système MIMO-OFDM dans différents canaux (Rayleigh et AWGN) pour différents type de modulation, différents ordres, et différents taux du codeur turbo.

Vu les résultats obtenus, Le turbo-codeur parallèle nous a offert des performances tout à fait meilleures comparées à celles d'un code convolutif, avec une efficacité spectrale élevée.

## Conclusion générale

---

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la combinaison d'un système MIMO et d'une modulation OFDM avec le codage turbo. Nous avons étudié plus particulièrement toutes les démarches. En premiers temps, nous avons cités les classifications des réseaux sans fil ainsi que les différents types de canal radio. Nous avons étudié la modulation et le codage canal et ses influences sur les performances du système proposé. En particulier, la concaténation parallèle des codes convolutionnel décrivant les turbo code qui font partie de la dernière génération des codes correcteurs d'erreurs et permettent d'approcher de la limite de Shannon de très peu.

Cela nous a mené à effectuer une séries de simulations architecture MIMO-OFDM en utilisant l'outil informatique matlab\ simulink.

Selon les résultats de simulation on a constaté que la technique OFDM présente l'avantage d'immunité aux imperfections de canal multi trajets sélectif en fréquences. . L'OFDM a apporté une solution aux problèmes d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithme de codage/décodage à complexité réduite.

Ainsi, l'implémentation de la technique MIMO pour un système OFDM va nous servir à améliorer la qualité de transmission en termes de débit, qui, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes conserve un grand intérêt grâce à ses bonnes performances.

Afin d'améliorer encore mieux la qualité de transmission en assurant une bonne protection du signal émis, on a appliqué le turbo codage basé sur le décodage itératif.

Les résultats de simulation s'avèrent très satisfaisantes pour un canal gaussien ainsi que pour un canal rayleigh.

Il a été vérifié qu'il est possible d'augmenter l'efficacité spectrale avec l'augmentation de taux de codage du turbo code au prix d'une dégradation de performances ; pour cela il faut trouver un compromis entre efficacité spectrale et capacité de correction.

La simulation a montrée aussi que les performances du turbo code se sont améliorées au fur et à mesure que le nombre d'itérations augmente.

Il est possible d'obtenir des résultats encore meilleurs on modifiant les paramètres du turbo code tels que : taille de l'entrelaceur ou bien longueur de contrainte.

Un système basé sur le turbo codage offre des perspectives plus intéressantes.

En fin, nous souhaitons que ce mémoire puisse être un support utile pour d'autres travaux sur les turbo-codes qui sont très prometteurs pour les prochains systèmes de communication.

# Bibliographie

---

- [1] M. Gast 802.11 Réseaux sans fil -La référence, O'reilly, 2005.
- [2] J-M AUFFRAY, Systèmes MIMO à porteuses multiple, thèse de doctorat, l'institut national de sciences appliquées de Rennes, juin 2004.
- [3] P. Djiknavorian, MIMO pour les nuls, Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal université LAVAL, janvier 2006.
- [4] C. Berrou, codes et turbo codes, SPRINGER, 2007.
- [5] G. Cohen, J.L.Dornstetter, PH. Godlewski, codes correcteurs d'erreur, MASSON, 2004.
- [6] Tolga M. Duman and A.Ghayeb, coding for MIMO communications systems, WILEY, 2007.
- [7] M. Mansour, Application du Turbo-Code au codage de canal, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [8] A. Spataru, fondements de la théorie de la transmission d'information, édition Presses Polytechniques Romandes.
- [9] P. Guguen, G. El Zein, les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil, édition Hermes & science, 2006.
- [10] H. Ben Chikha, étude amélioration du turbo codage pour les réseaux coopératifs, thèse de doctorat, université de Valenciennes et Hainaut- Cambrésis, 2012.
- [11] Christian B. Schlegel Lance C. Pérez, TRELIS AND TURBO CODING, A JOHN Wiley-IEEE Press, 2005.

- [12] (anou) E.Biglieri, A.Constantinides, A.Goldsmith, A.Paulraj, H.Vincent Poor, MIMO wireless communication, CAMBRIDGE.
- [13] L. Nuaymi John, WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access, Wiley & Sons 2007.
- [14] COURS TI EI2 Théorie de l'information Codage source-canal ESCPI-CNAM Didier Le Ruyet.
- [15] P. Robertson, "Illuminating the Structure of Parallel Concatenated Recursive Systematic
- [16] B.Vucetic and J.Yuan, Turbo codes principals and applications, Dordrecht, the Netherlands: Klumer Academic, 2000.
- [17] Sylvain Traverso, transposition de fréquence et compensation de déséquilibre IQ, pour des systèmes multi-porteuses sur un canal sélectif en fréquence, 2007.