

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE



Mémoire de fin d'études

**En vue de l'obtention
du Diplôme de Master en Electronique
Option : Réseaux et Télécommunication**

Thème :

**Etude et Evaluation des performances des systèmes
de communications sans fil**

MIMO-OFDM

**Dirigé par :
M^r Y.AITBACHIR**

**Présenté par :
M^r BELKESSAM MOUSSA**

Année universitaire 2012/2013

Remerciements

Au terme de ce mémoire, je tiens à remercier tout naturellement en premier lieu Dieu le tout puissant qui m'a donné la force, le courage et la patience de bien mener ce travail.

*Je remercie mon promoteur, Monsieur **Aitbachir youcef** pour son aide, ses conseils et ses remarques pertinentes.*

Mes remerciements s'adressent également à monsieur le président de jury et les membres de jury d'avoir accepté d'assister à ma soutenance et de juger ce modeste travail.

Je tiens à remercier, également, tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Mes sentiments vont également à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à
mes très chers parents, pour leurs soutient moral et financier
en leurs espérant une longue vie
et que Dieu les garde.*

*Je dédie aussi ce travail à mes sœurs et frères
et à tous mes amis.*

Table des matières

Liste des figures	I
Liste des tableaux.....	III
Liste des abréviations.....	IV
Introduction générale	1

Chapitre 1: Généralités sur le canal radio

1.1 Introduction.....	3
1.2 Structure d'un système de communication radio	3
1.3 Caractéristiques du canal radio	4
1.3.1 Propagation en espace libre (canal radio idéal).....	4
1.3.2 Propagation en environnement réel (canal radio mobile)	6
1.3.2.1 Modélisation du canal radio mobile	7
1.3.2.2 Evanouissement (fading).....	8
1.3.2.3 Analyse des évanouissements à petite échelle	9
1.3.2.4 La diversité.....	11
1.3.2.5 Méthodes pour combattre les distorsions	12
1.4 Conclusion.....	12

Chapitre 2: Systèmes OFDM

2.1 Introduction.....	13
2.2 Présentation de l'OFDM	13
2.3 Principe de la modulation OFDM.....	14
2.3.1 Notion d'orthogonalité.....	15
2.3.2 Modulation et démodulation OFDM	17
2.3.3 Implémentation numérique	19
2.3.4 Problèmes d'interférences	22
2.4 Diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM	24
2.5 BER d'un système OFDM.....	25
2.6 Avantage et inconvénients de la technique OFDM	26
2.7 Conclusion	26

Chapitre 3 : Systèmes MIMO-OFDM

3.1	Introduction.....	27
3.2	Présentation du système MIMO.....	27
3.3	Modélisation des différents canaux du système MIMO	30
3.3.1	Canal SISO (Single Input Single Output)	30
3.3.2	Canal SIMO (Single Input Multiple Output)	30
3.3.3	Canal MISO (Multiple Input Single Output)	31
3.3.4	Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output)	32
3.4	Capacité des différents canaux MIMO	33
3.4.1	Capacité d'un canal SISO	33
3.4.2	Capacité d'un canal SIMO	33
3.4.3	Capacité d'un canal MIMO	34
3.5	Simulation des canaux SIMO, MISO et MIMO avec multi-trajets	34
3.6	Codage STBC d'Alamouti.....	36
3.6.1	Système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti	36
3.6.2	Système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti	37
3.7	Combinaison MIMO OFDM (STBC-OFDM).....	39
3.8	Conclusion	40

Chapitre 4 : Simulations et Résultats

4.1	Introduction	41
4.2	Simulation et Evaluation des performances du système SISO-OFDM	42
4.2.1	Influence de la variation de la taille de l'intervalle de garde (N_g).....	43
4.2.1.1	Résultats de simulation pour un canal AWGN.	43
4.2.1.2	Résultats de simulation pour un canal de Rayleigh.....	45
4.2.2	Influence de la variation de la taille de la constellation (M).....	47
4.3	Capacité des différents canaux MIMO	48
4.4	Modélisation des systèmes combinés sous Simulink.....	49
4.4.1	Description du modèle SISO-OFDM	49
4.4.2	Description du modèle MISO-OFDM	59
4.4.3	Description du modèle MIMO-OFDM	61
4.4.4	Modèles de canal ITU	63

4.5 Résultats des simulations de différents systèmes combinés	64
4.5.1 Performances pour un canal multi-trajets « Indoor A »	64
4.5.1.1 Résultats des simulations pour les modulations PSK.	65
4.5.1.2 Résultats des simulations pour les modulations QAM.	66
4.5.2 Performances pour un canal multi-trajets « Vehicular A »	67
4.5.2.1 Résultats des simulations pour les modulations PSK.	67
4.5.2.2 Résultats des simulations pour les modulations QAM.	68
4.6 Conclusion	69
Conclusion générale	70
Annexe	71
Bibliographie.....	80

Liste des figures

Figure 1.1 : Structure d'un système de communication radio	3
Figure 1.2 : Propagation en espace libre	4
Figure 1.3 : Système de communication avec un canal AWGN.....	5
Figure 1.4 : Phénomènes de réflexion, de diffraction et de diffusion.....	6
Figure 1.5 : Système de communication avec un canal multi-trajets plus AWGN	7
Figure 1.6 : Évanouissements dans un canal de transmission	8
Figure 1.7 : Exemple d'un canal de Rayleigh et d'un canal de Rice	9
Figure 2.1 : Modulation OFDM avec $N_c=4$ sous-porteuses.....	14
Figure 2.2 : Le spectre d'une sous-porteuse	16
Figure 2.3 : Principe d'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM.....	16
Figure 2.4 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.....	17
Figure 2.5 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM	17
Figure 2.6 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.....	18
Figure 2.7 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM numérique	20
Figure 2.8 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.....	21
Figure 2.9 : Passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM	22
Figure 2.10 : Principe du préfixe cyclique.....	23
Figure 2.11 : Description dans le domaine temps/fréquence d'un symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP).....	23
Figure 2.12 : Diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM.....	24
Figure 3.1 : Schéma général d'une transmission MIMO	27
Figure 3.2 : Schémas représentatifs des systèmes SISO, MISO, SIMO et MIMO.....	28
Figure 3.3 : Illustration de différentes techniques de diversité	29
Figure 3.4 : Modèle de canal SISO	30
Figure 3.5 : Modèle de canal SIMO.....	31
Figure 3.6 : Modèle de canal MISO.....	31
Figure 3.7 : Modèle de canal MIMO	32
Figure 3.8 : Modèle d'un canal multi-trajets.....	34
Figure 3.9 : Modèle d'un canal MIMO 2×2 avec multi-trajets.....	35
Figure 3.10 : Schéma d'un système MISO 2×1 avec codage d'Alamouti.....	36
Figure 3.11 : Schéma d'un système MIMO 2×2 avec codage d'Alamouti.....	38
Figure 3.12 : Transmission STBC-OFDM.....	39
Figure 3.13 : Réception et décodage.....	39

Figure 4.1 : Performances du SISO-OFDM avec un canal AWGN et $N_g=N_{fft}/16$	44
Figure 4.2 : Performances du SISO-OFDM avec un canal AWGN et $N_g=N_{fft}/4$	44
Figure 4.3 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh et $N_g=N_{fft}/16$	45
Figure 4.4 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh et $N_g=N_{fft}/4$	46
Figure 4.5 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh, $M=4$ ou $M=16$	47
Figure 4.6 : Capacité des systèmes : SISO, MISO, SIMO et MIMO	48
Figure 4.7 : Modèle SISO-OFDM	50
Figure 4.8 : FEC & Modulateurs	51
Figure 4.9 : FEC & Modulateur QPSK.....	52
Figure 4.10 : Principe du codage Reed-Solomon	52
Figure 4.11 : Codage convolutif pour un standard IEEE 802.16	53
Figure 4.12 : Codeur convolutif avec l'action de piquage du signal	53
Figure 4.13 : Fonctionnement du bloc Interleaver.....	54
Figure 4.14 : Constellations de : BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM.....	54
Figure 4.15 : Insertion des sous-porteuses pilotes et de la sous-porteuse nulle centrale (DC).....	55
Figure 4.16 : Emetteur OFDM.....	56
Figure 4.17 : Vecteur d'entrée de l'IFFT	56
Figure 4.18 : Récepteur OFDM	57
Figure 4.19 : Extraction de données utiles.....	57
Figure 4.20 : Démodulateurs & FEC	58
Figure 4.21 : Démodulateur QPSK & FEC.....	59
Figure 4.22 : Modèle MISO-OFDM	60
Figure 4.23 : Canal MISO à fading de Rayleigh.....	61
Figure 4.24 : Modèle MIMO-OFDM.....	62
Figure 4.25 : Canal MIMO à fading de Rayleigh	63
Figure 4.26 : Performances pour un canal Indoor A et pour les modulations PSK.....	65
Figure 4.27 : Performances pour un canal Indoor A et pour les modulations QAM.....	66
Figure 4.28 : Performances pour un canal Vehicular A et pour les modulations PSK.....	67
Figure 4.29 : Performances pour un canal Vehicular A et pour les modulations QAM.....	68

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Notations de differents canaux d'un system MIMO avec codage d'Alamouti	37
Tableau 3.2 : Notations des signaux reçus d'un système MIMO avec codage d'Alamouti	37
Tableau 4.1 : Parametres du standard IEEE 802.16-2004(WIMAX fixe).....	49
Tableau 4.2 : Table d'adaptation de la modulation en fonction du SNR	51
Tableau 4.3 : Modèle de canal multi-trajets Indoor A.....	64
Tableau 4.4 : Modèle de canal multi-trajets Vehicular A.....	64

Liste des abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CSI	Channel State Information
DFT	Discrete Fourier Transform
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IES	Interférence Entre Symboles
IEP	Interférence Entre Porteuses
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ITU	International Telecommunications Union
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
NLOS	No Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Code
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

Introduction générale

Les communications sans fils font l'objet d'étude d'un grand nombre de chercheurs, ceci dans l'objectif d'obtenir une bonne qualité de communication sans fil avec des débits de transmission élevés et de libérer les usagers des câbles afin de leurs permettre de se déplacer tout en restant connectés. Dans cette optique, le WIFI est développé et plus tard le WIMAX. Dans ce type de système de communication, il faut combattre adéquatement l'effet de la sélectivité en fréquence et les interférences dues aux trajets multiples. La combinaison d'une modulation OFDM et d'un système MIMO a été proposée récemment pour la réalisation de cet objectif.

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est classiquement utilisée dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. L'OFDM utilise un ensemble de sous-porteuses orthogonales pour transmettre les informations (multiplexage fréquentiel), en plus, elle est implantée efficacement par une transformée de Fourier inverse (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform). Toutes ces qualités font le succès grandissant de l'OFDM qui est largement utilisée dans plusieurs standards adaptés au monde, par exemple : IEEE[®] 802.11(WIFI), IEEE[®] 802.16(WIMAX) et HiperMAN.

Les techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui utilisent plusieurs antennes à l'émission et à la réception connaissent 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 et donc réduire les effets des évanouissements. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage spatio-temporel (ST). Les techniques MIMO sont déjà utilisées dans les standards IEEE[®] 802.11n.

La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage, ce qui permet de répondre aux besoins des systèmes de 3G et 4G. Le schéma de codage MIMO utilisé dans le système considéré est celui du codage espace-temps en bloc (STBC : Space-Time Block Coding).

L'objectif de ce mémoire est l'étude des systèmes MIMO-OFDM et l'évaluation de leurs performances en utilisant le logiciel MATLAB.

Notre mémoire est organisé comme suit :

- Introduction générale.
- Le premier chapitre présente des généralités sur le canal radio.
- Le deuxième chapitre traite les principes de base des systèmes OFDM.
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude des systèmes MIMO et leurs combinaison avec les systèmes OFDM.
- Le quatrième chapitre présente les résultats des simulations des différents modèles traités.
- Conclusion générale.

CHAPITRE 1

Généralités sur le canal radio

Chapitre1 :**Généralités sur le canal radio****1.1 Introduction :**

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fils : L'émetteur, le récepteur et un canal radio via lequel les informations provenant de l'émetteur sont véhiculées au récepteur.

Donc, avant d'aborder une étude dans ce domaine il est indispensable de connaître les caractéristiques du canal radio à savoir les facteurs perturbateurs qui peuvent affecter une information transmise [1]. Nous allons dans un premier temps décrire la structure d'un système de communication radio et les étapes d'acheminement de l'information de la source vers l'utilisateur.

1.2 Structure d'un système de communication radio :

Un système de communication transmet à travers un canal des informations de la source vers un utilisateur :

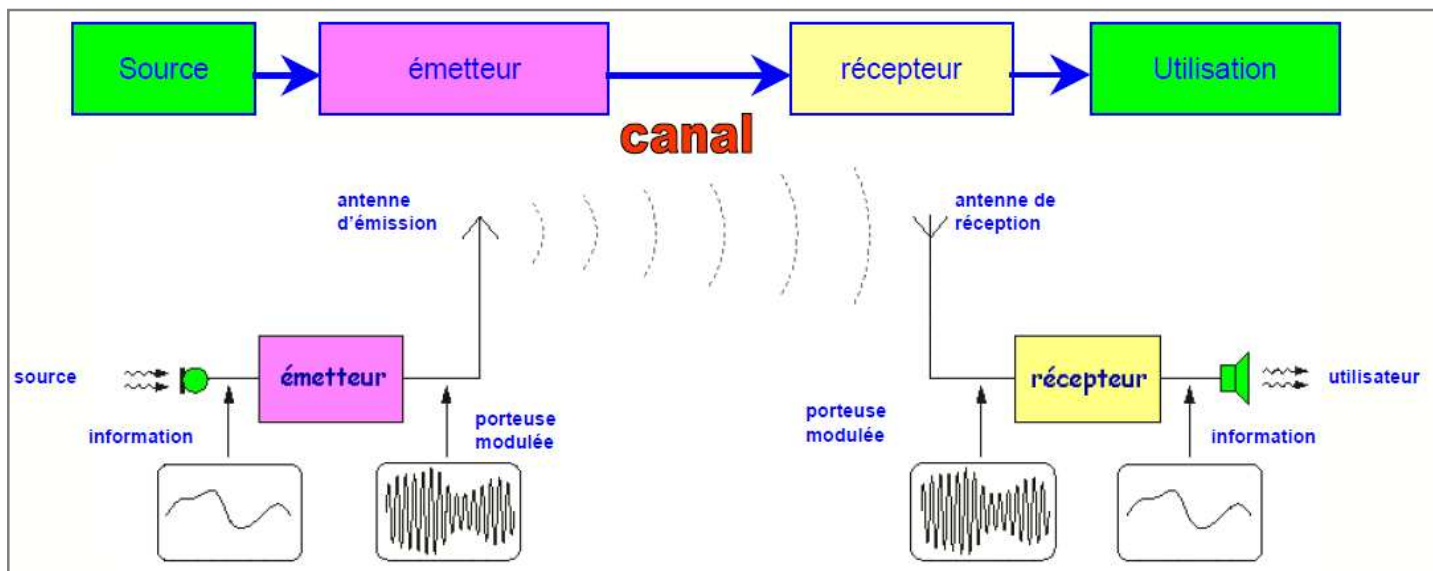


Figure 1.1 : Structure d'un système de communication radio.

- Les étapes de passage de l'information de la source vers un utilisateur sont :
- La source fournit l'information sous forme d'un **signal analogique** ou **numérique**.
 - L'émetteur inscrit cette information sur une porteuse sinusoïdale de fréquence f_0 : c'est la **modulation**.
 - Ce signal électrique modulé est transformé en onde électromagnétique par l'**antenne**.
 - Le **canal** est l'espace entre l'antenne d'émission et de réception dans lequel se propage l'onde électromagnétique
 - Le récepteur **sélectionne** la fréquence de la porteuse et **démodule** l'information qui y est inscrite.
 - l'information est restituée avec une **dégradation** liée aux qualités de l'émetteur, du récepteur et des perturbations du canal.

1.3 Caractéristiques du canal radio:

Le canal radio représente le médium le plus soumis aux perturbations [2], de ce fait, l'étude de son comportement est essentielle pour la modélisation d'un système de transmission.

1.3.1 Propagation en espace libre (canal radio idéal) :

La propagation en espace libre (sans obstacle) se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur LOS (Line Of Sight) [3]. Ce modèle de propagation ne dépend que de la distance séparant les 2 antennes et de la fréquence du signal transmis [2].

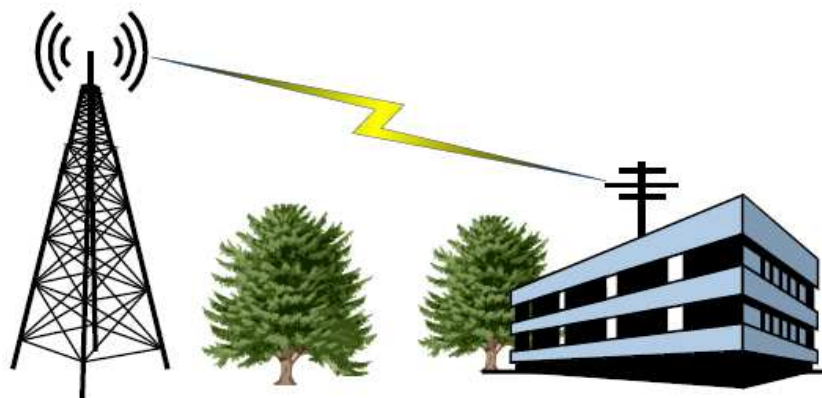


Figure 1.2 : Propagation en espace libre [3].

- La figure suivante présente un système de communication dans le cas d'une propagation dans un canal radio idéal.

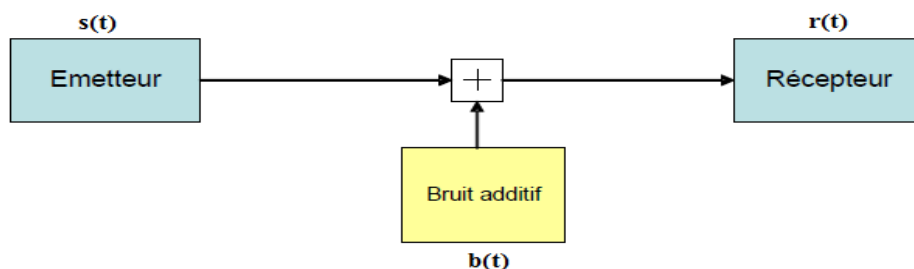


Figure 1.3 : Système de communication avec un canal AWGN.

Le canal **AWGN** « Additive White Gaussian Noise » est le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique et qui est aussi un des plus faciles à générer et analyser, dans lequel un bruit blanc gaussien AWGN noté $b(t)$ s'ajoute au signal informatif. Ce bruit est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques [4].

Le signal reçu s'écrit alors de cette forme :

$$r(t) = s(t) + b(t) \quad (1.1)$$

- **Le rapport signal sur bruit (SNR) et le taux d'erreur binaire (BER) :**

Lorsqu'il s'agit d'un bruit qui s'ajoute au signal étudié $s(t)$, le rapport signal sur bruit SNR (signal to Noise Ratio) est le rapport de la puissance moyenne du signal $r(t)$ et de la puissance moyenne du bruit $b(t)$ [5].

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance du bruit}} \right) = 20 \log \left(\frac{S}{B} \right) \quad (1.2)$$

Ce rapport caractérise la performance du récepteur [5], plus il est grand, moins le bruit perturbe le signal d'où la diminution de la probabilité d'erreur par bit (P_e), qui est une valeur théorique indiquant une estimation de taux de bits erronés BER (Bit Error Rate).

$$BER(\%) = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}} \quad (1.3)$$

1.3.2 Propagation en environnement réel (canal radio mobile) :

Afin d'assurer la couverture d'une zone géographique par un système radio mobile, on utilise des antennes d'émission et de réception peu directives. Ainsi le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux réflexions sur les obstacles. Ce phénomène de propagation multi-trajets garantit la couverture d'une zone, mais engendre des difficultés au niveau du récepteur [5].

En fonction de la nature de l'environnement de propagation et de la taille des obstacles, le canal radio-mobile est sujet à l'influence de divers phénomènes physique à savoir:

- **La réflexion** : elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique se heurte à une surface lisse dont les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde du signal.
- **La diffusion** : elle se produit lorsqu'une onde entre en collision avec une surface irrégulière ou encore avec une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. L'énergie réfléchie est diffusée dans toutes les directions.
- **La diffraction**: elle se produit lorsque le trajet de l'onde entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps volumineux de dimensions grandes devant la longueur d'onde, causant la formation d'ondes secondaires derrière l'obstacle.

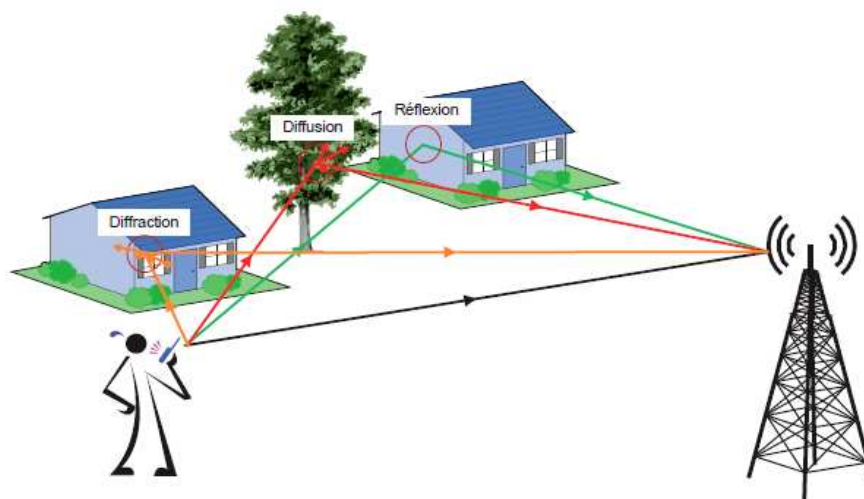


Figure 1.4 : Phénomènes de réflexion, de diffraction et de diffusion [3].

Au niveau de la réception, le signal qui a suivi le trajet direct et ces échos arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépend de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total [3]. Ce phénomène est connu sous le nom d'évanouissement multi-trajets, généralement appelé « **Multipath fading** » [6].

1.3.2.1 Modélisation du canal radio mobile:

Le canal radio mobile peut être caractérisé par une réponse impulsionnelle variable dans le temps $h(\tau, t)$ ou bien par sa fonction de transfert variable dans le temps $H(f, t)$, qui est la transformée de Fourier de la fonction $h(\tau, t)$ [1].

- La réponse impulsionnelle du canal est :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi \cdot f_{d,p} \cdot t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.4)$$

$$\text{Où : } \delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.5)$$

Avec a_p , $f_{d,p}$, φ_p et τ_p sont respectivement, l'amplitude, la fréquence doppler, la phase et le retard de propagation, associés au trajet P, $P=0, \dots, (N_p - 1)$.

- La fonction de transfert du canal est :

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{d,p} \cdot t - f \cdot \tau_p) + \varphi_p)} \quad (1.6)$$

- Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation dans un canal radio mobile comme le montre la figure suivante :

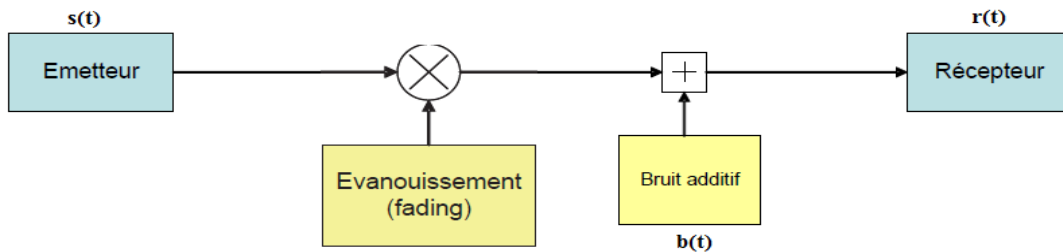


Figure 1.5 : Système de communication avec un canal multi-trajets plus AWGN.

Dans ce système de communication, Le signal reçu $r(t)$ est la convolution du signal transmis $s(t)$ avec la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$ plus le bruit blanc gaussien $b(t)$ [7].

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) + b(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + b(t) \quad (1.7)$$

1.3.2.2 Evanouissement (fading) :

Comme cela a été précisé précédemment, l'antenne reçoit la somme du signal transmis en ligne directe et du même signal ayant parcouru des trajets différents. Lorsque les paramètres du signal (phase, amplitude...) sont modifiés par les trajets multiples, on parle alors de phénomène d'évanouissement «**Fading**».

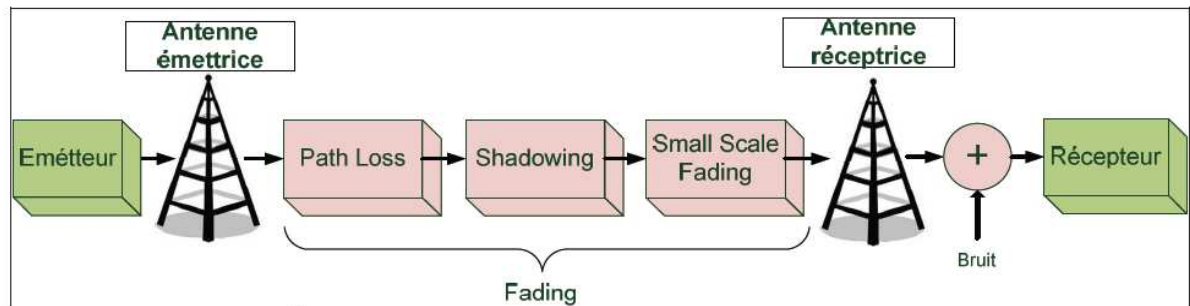


Figure 1.6 : Evanouissements dans un canal de transmission [6].

On distingue 3 phénomènes d'évanouissement qui sont représentés dans la figure (1.6) et que l'on peut classer en deux catégories [6] :

- **L'évanouissement à grande échelle** (Large Scall Fading) :

Il se manifeste lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines, etc.) ou par la forme du terrain. Il existe deux types d'évanouissement à grande échelle :

- L'affaiblissement de parcours (**Path Loss**) qui se caractérise par une atténuation moyenne de la puissance du signal reçu en fonction de l'éloignement de l'émetteur. C'est un phénomène déterministe caractérisé par « des variations statistiques autour de la moyenne ».
- L'effet de masque (**Shadowing**) qui est un phénomène plus local et aléatoire provoqué par des atténuations et des masquages successifs dus à des obstacles soudains, comme un véhicule par exemple. La variation de la force du signal due à l'effet de masque est appelé évanouissement lent (slow fading) [1].

- **L'évanouissement à petite échelle** (Small Scall Fading) :

L'évanouissement à petite échelle se réfère à l'évolution importante de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Cette variation rapide est due aux trajets multiples générés par les divers réflecteurs et diffuseurs de la liaison. Le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations d'amplitude de l'enveloppe du signal reçu (fast fading) [8].

Statistiquement, les fluctuations d'enveloppe à petite échelle peuvent être caractérisées par une loi de Rayleigh ou de Rice. La **loi de Rayleigh** correspond généralement au milieu urbain, quand il n'y a pas une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur (NLOS : no line-of-sight), tandis que la **loi de Rice** correspond au milieu rural, quand il y a une ligne de vue directe (LOS) [8].

Dans la suite ce mémoire, nous nous intéressons sur le phénomène d'évanouissement à petit échelle, avec une loi de Rayleigh.

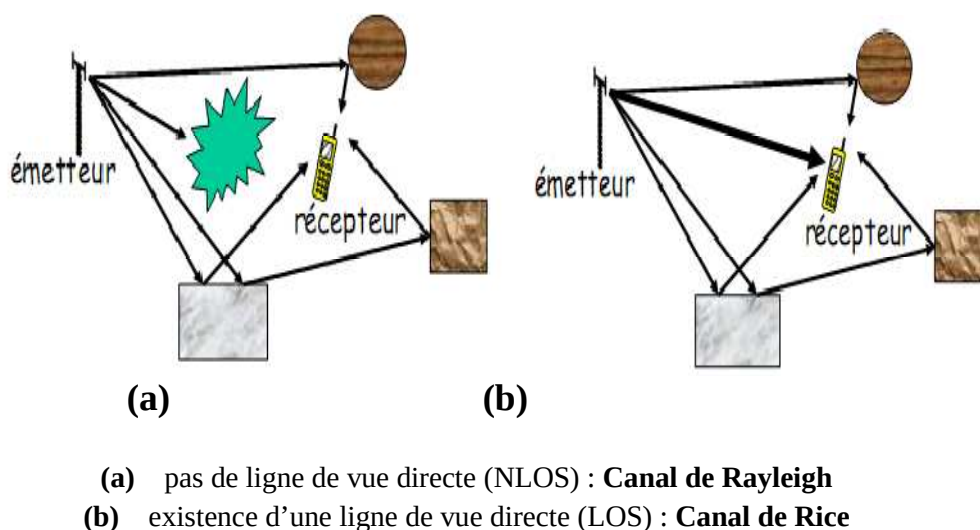


Figure 1.7 : Exemple d'un canal de Rayleigh et d'un canal de Rice [9].

1.3.2.3 Analyse des évanouissements à petite échelle :

Nous avons vu que, dans le cas d'un système radio-mobile utilisant des antennes peu directives, le récepteur reçoit plusieurs échos du signal émis, caractérisées par des instants d'arrivée et des atténuations différentes, dépendant du trajet suivi. D'autre part, les déplacements de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles provoquent des variations temporelles du canal liées à l'étalement des retards et à l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements [5].

- **Caractérisation de l'étalement des retards :**

Le signal transmis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions, en particulier en milieu urbain et le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces échos d'amplitudes variables introduisent des retards variables [10].

Le signal qui emprunte le trajet le plus court arrive au récepteur avec un retard τ_1 suivi par une succession de signaux (échos) qui arrivent avec des différents retards dont le dernier arrive avec un retard τ_Q . Le retard maximal du canal est $\tau_{max} = \tau_Q - \tau_1$ appelée « étalement des retards » [11].

Pour caractériser la dispersion temporelle du canal, on utilise la notion de **bande de cohérence** du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables [5]. Elle peut être estimée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.8)$$

Notons T la durée d'un symbole du signal transmis et W la bande de fréquence occupée par ce signal. Si $W \ll B_c$ (ou $T \gg \tau_{max}$) alors toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, le canal est dit **non-sélectif en fréquence** ou **plat** (phénomène de Flat Fading) [5].

Dans le cas contraire le canal est dit **sélectif en fréquence** (phénomène de Frequency Selective Fading) et ceci se traduit par la présence d'interférences entre symboles (**IES**).

- **Effet Doppler :**

La mobilité de l'émetteur, du récepteur ou même d'un ou des objets environnants à une certaine vitesse engendre un décalage fréquentiel fd . On parle alors de décalage Doppler ou étalement spectral du signal transmis [3]. La valeur de ce décalage peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$fd = f \frac{v}{c} \cdot \cos(\theta) \quad (1.9)$$

Avec v la vitesse du mobile, f la fréquence du travail, c la célérité de la lumière et θ l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. Cet angle est aléatoire à cause du caractère imprévisible des angles des différents trajets qui peuvent changer dans le temps compte tenu des différents objets environnants.

Une fois que la fréquence doppler f_d est définie, nous pouvons caractériser le canal en termes de ses variations temporelles en introduisant le **temps de cohérence** noté T_c , qui est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal peuvent être considérées comme invariantes dans le temps ou alors très peu [1]. Il peut être estimé par :

$$T_c \approx 1/(2.f d_{max}) \quad \text{avec} \quad f d_{max} = f \frac{v}{c} \quad (1.10)$$

Lorsque la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, le signal reçu ne varie pas ou alors très peu sur la durée d'un symbole, on parle d'évanouissement lent (slow fading). Dans le cas contraire, on parle d'évanouissement rapide (fast fading) [5].

En résumé, pour garantir la non sélectivité en fréquence (absence d'interférence entre symboles) et assurer la stationnarité du signal reçu. Il faut choisir la durée T du symbole transmis de telle sorte que [5] :

$$\tau_{max} \ll T \ll T_c \quad (1.11)$$

1.3.2.4 La diversité :

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [5].

1.3.2.5 Méthodes pour combattre les distorsions :

Nous avons vu que les trajets multiples combinés au déplacement de l'émetteur, du récepteur et des obstacles engendrent un étalement des retards et des variations temporelle de l'amplitude et de la phase du signal reçu. Les techniques utilisées pour combattre ces phénomènes dépendent de l'origine des distorsions [5]:

Canal sélectif en fréquence ou non stationnarité du signal reçu (Ces techniques énumérées ci-dessous sont généralement combinées).



➤ Canal sélectif en fréquence :

- Egalisation.
- Etalement de spectre à séquence directe ou à saut de fréquence.
- Multiplexage fréquentiel (à base des modulations multiporteuses)
- Diversité fréquentielle.
- Diversité spatiale.

➤ Non stationnarité du signal reçu :

- Codage correcteur d'erreur et entrelacement.
- Egalisation et synchronisation adaptative.
- Diversité temporelle.

Dans la suite de ce mémoire nous allons nous focaliser sur deux techniques importantes qui sont:

Le multiplexage fréquentiel (modulation OFDM) et la diversité spatiale (MIMO).

1.4 Conclusion :

La propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes des communications sans fils. Plusieurs progrès ont été faits dans ce domaine pour remédier à ces problèmes et à chaque fois, on propose de nouvelles techniques plus efficaces que leurs précédentes. L'une des techniques proposée est l'utilisation d'une modulation multi-porteuses connue sous le nom de l'OFDM qui sera présentée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 2

Systèmes OFDM

Chapitre2 :**Systèmes OFDM****2.1 Introduction :**

Nous avons vu qu'il existe plusieurs techniques pour combattre les distorsions provoquées par le canal sélectif en fréquence, parmi lesquelles les modulations multi-porteuses qui consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Le gain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide des circuits performants de transformée de Fourier rapide (FFT).

Ce chapitre a pour but d'introduire les modulations multi-porteuses, et en particulier la modulation par répartition orthogonale des fréquences (OFDM) qui est une technique de transmission très performante pour les réseaux sans fil à hauts débits numériques.

2.2 Présentation de l'OFDM :

Les origines de l'OFDM remontent à 1930 lorsque les célèbres laboratoires de recherche *Bell* ont développé une nouvelle technique d'accès pour le canal radio, qui succéda au FDM bien établi, et fut appelée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

L'intérêt pour cette technologie a connu un renouveau au milieu des années soixante, délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuse (de moindre complexité), l'OFDM dû son retour en grâce, vers le milieu des années 1980, au projet de la radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broad casting). En effet, les systèmes mono-porteuse, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et le débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application [4]. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée dans de nombreux standards tels que la radiodiffusion numérique terrestre ou DAB, la norme de télévision numérique terrestre ou DVB-T, la technologie ADSL et les réseaux sans-fils WLAN définis par les normes IEEE 802.11a, 802.11g (WIFI), 802.16g (WIMAX) et HIPERLAN [12].

Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les standards de troisième et quatrième génération, où il est notamment question de l'associer au CDMA (Code Division Multiple Access) ou aux systèmes multi-antennes MIMO (Multi Input Multi Output) [4].

2.3 Principe de la modulation OFDM :

Le principe de l'OFDM consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants (exemple: des émetteurs) et à des fréquences différentes (multiplexage fréquentiel) [13].

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 elles. Le signal à transmettre est généralement répété sur différentes fréquences porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des trajets multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de trajets, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été détruites [13].

Chaque porteuse est modulée indépendamment en utilisant des modulations numériques : BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), QAM-16 (*Quadrature Amplitude Modulation*), QAM-64.

La figure suivante décrit le principe de base de la modulation OFDM:

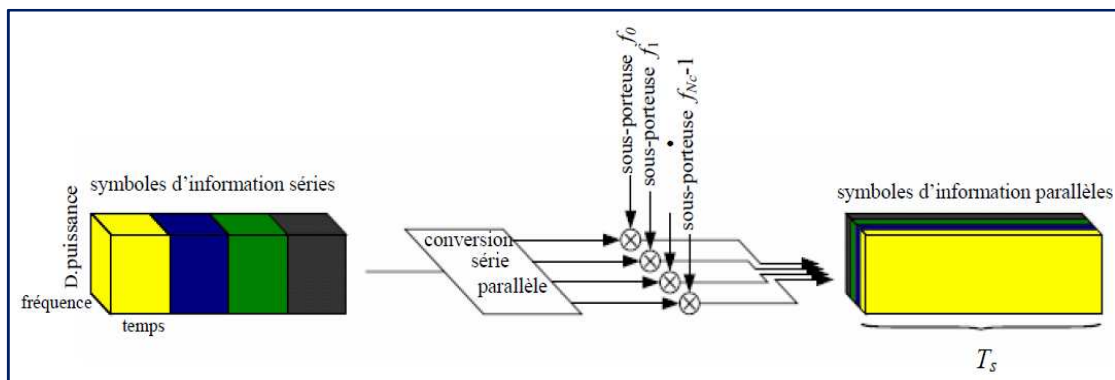


Figure 2.1 : Modulation OFDM avec $N_c=4$ sous-porteuse [1].

Le principe de l'orthogonalité permet de limiter l'interférence entre symboles (IES). Pour l'éliminer, on peut ajouter un intervalle de garde (c'est-à-dire une période pendant laquelle il n'y a aucune transmission) après chaque symbole émis très grand devant l'étalement des retards [13].

2.3.1 Notion d'orthogonalité :

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ est défini par la relation [14]:

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad (2.1)$$

- **L'orthogonalité temporelle :**

Le signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoïdes de fréquences respectives $f_k = \frac{k}{T_u}$ transmises durant une durée T_u .

Chaque sous-porteuse $g_k(t)$ peut se mettre sous la forme [14] :

$$g_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k \cdot t}{T_u}\right) & 0 \leq t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{pour } k \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.2)$$

Ainsi deux sous-porteuses $g_i(t)$ et $g_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j , définies par l'expression (2.2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_u]$.

- **L'orthogonalité fréquentielle :**

Chaque sous-porteuse étant transmise pendant une durée T_u , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_u , dont le contenu spectral est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_{-1} = f_k - \frac{1}{T_u}$ et $f_{+1} = f_k + \frac{1}{T_u}$. Ces deux fréquences sont respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . la figure (2.2) présente le spectre d'une sous porteuse k de la bande $\Delta f = \frac{1}{T_u}$.

On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée sur la figure (2.3). La figure (2.2) montre que l'espacement entre chaque sous-porteuse $\frac{1}{T_u}$ permet d'organiser ces sous-porteuses de telle sorte qu'au maximum d'une sous-porteuse donnée les autres sous-porteuses sont nulles : c'est la condition d'orthogonalité dans le domaine fréquentiel. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et éviter les interférences entre les sous-porteuses (**IEP**) [10].

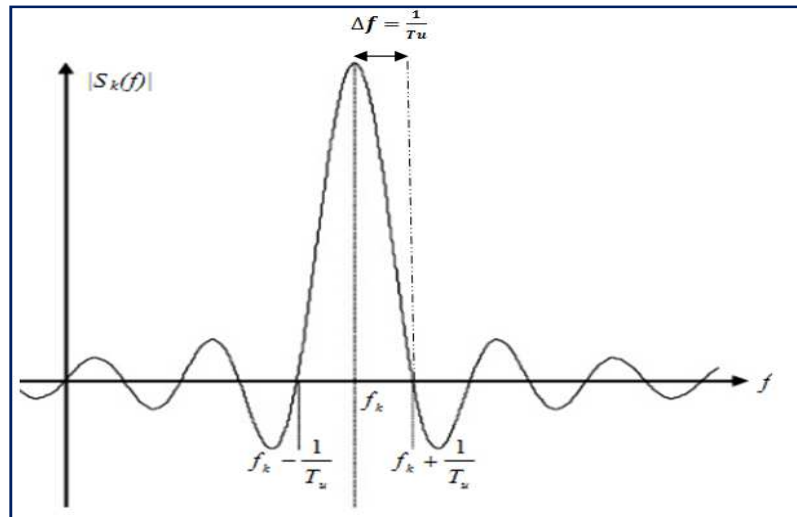


Figure 2.2 : Le spectre d'une sous-porteuse.

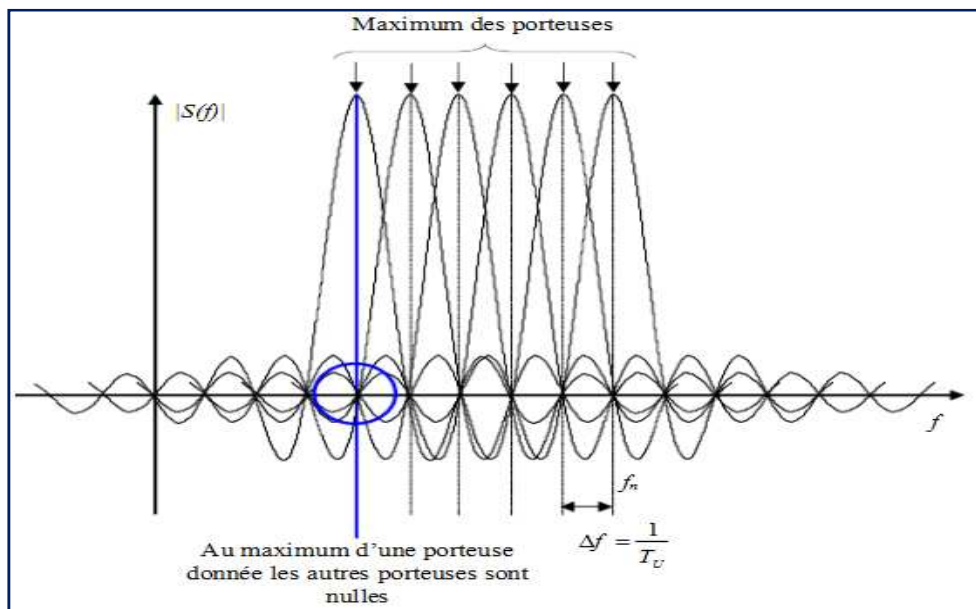


Figure 2.3 : Principe d'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM [14].

La bande passante du spectre d'un symbole OFDM est constante et s'écrit $B = \frac{N}{T_u}$ avec N est le nombre maximal de sous-porteuses. Donc, la bande passante de chaque sous-porteuse est $B_{sp} = \frac{B}{N}$.

Si on augmente le nombre de sous-porteuses, on constate que le temps T_u du symbole OFDM devient grand devant l'étalement des retards τ_{max} et la bande passante B_{sp} de chaque sous-porteuse devient inférieure à la bande de cohérence B_c du canal, par conséquent, chaque sous-porteuse OFDM éprouve un effet de non sélectivité en fréquence et ceci se traduit par l'absence d'interférence entre symboles (IES) ce qui réduit la complexité d'égalisation à la réception.

2.3.2 Modulation et démodulation OFDM :

- **Modulation OFDM**

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous la forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes C_k sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une constellation typiquement de modulation BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM (selon le compromis robustesse / débit). Plus de détails sur ces types de modulation sont présentés en Annexe A.

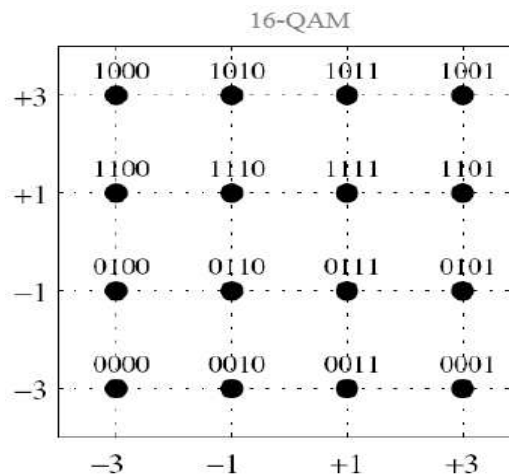


Figure 2.4 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.

Les données C_k passent, ensuite, dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, chaque donnée C_k module une porteuse à la fréquence f_k . Ces données sont, ensuite, groupées en paquets de N éléments qu'on appelle symbole OFDM. Cette étape caractérise ce qu'on appelle la modulation OFDM. Voici le schéma de principe de la modulation OFDM :

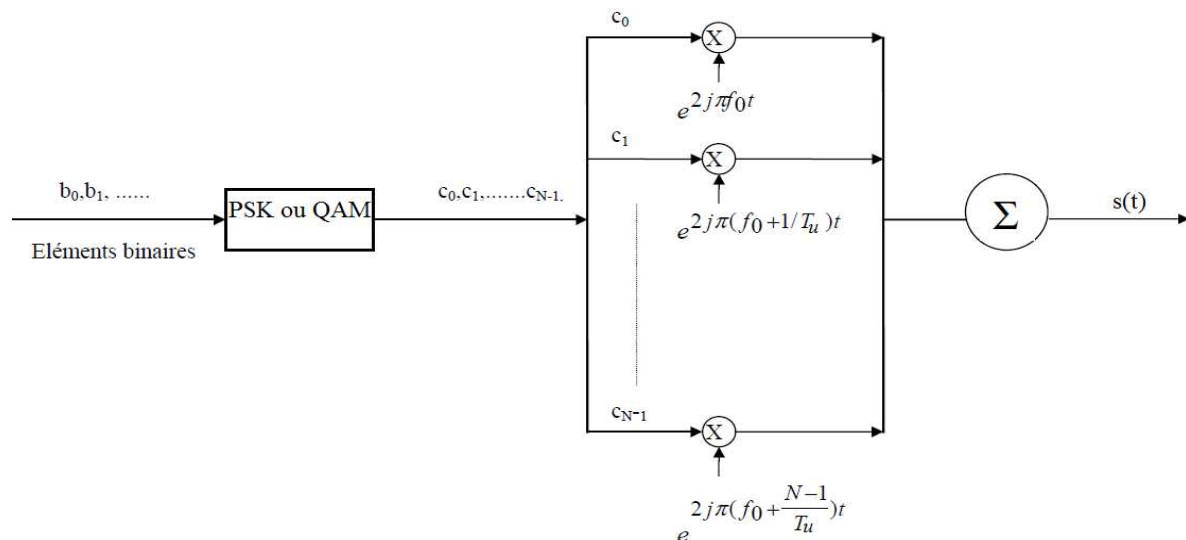


Figure 2.5 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

Considérons une séquence de N données (symboles complexes) : $C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$.

Appelons T_u la durée utile d'un symbole OFDM.

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les sous-porteuses est $\frac{1}{T_u}$.

$$\text{Alors : } f_k = f_0 + \frac{k}{T_u} \quad \text{Avec} \quad k \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.3)$$

La fonction de base de chaque sous-porteuse est choisie tel que :

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{2j\pi f_k t} & 0 \leq t < T_u \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Le signal individuel s'écrit sous la forme complexe : } C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.5)$$

Le signal total transmis $s(t)$ correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.6)$$

• Démodulation OFDM :

Au niveau du récepteur, le signal reçu $r(t)$ est corrélé avec les conjugués complexes de chaque fonction de base $g_i(t) = e^{-2j\pi f_i t}$ dans le but de récupérer les données C_k du symbole OFDM transmis [15].

Voici le schéma de principe de la démodulation OFDM :

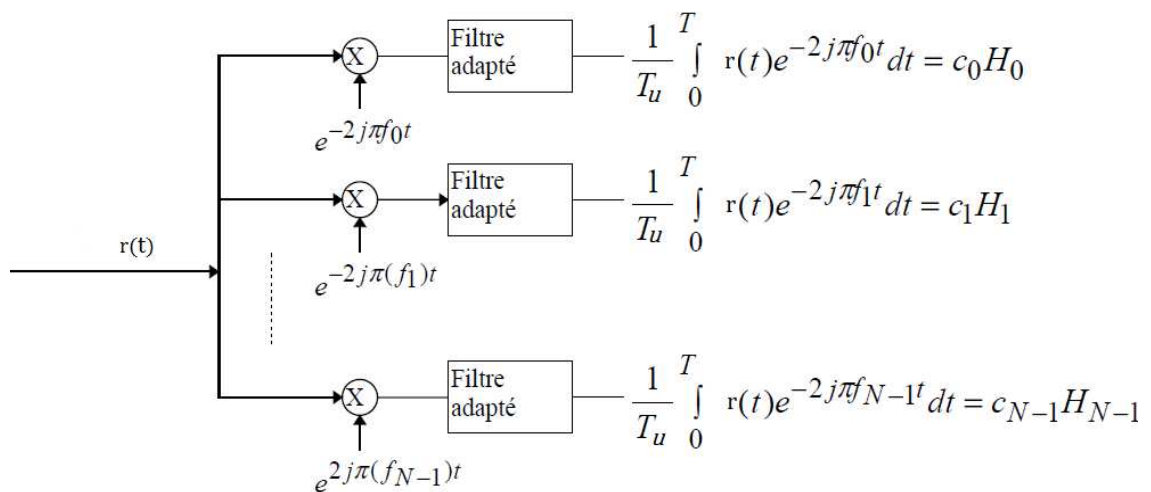


Figure 2.6 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.

En considérant le canal est sans bruit, le signal parvenant au récepteur s'écrit [10] :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_u})t} \quad 0 \leq t < T_u \quad (2.7)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_u .

La condition d'orthogonalité nous montre que [10] :

$$\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} r(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} C_k H_k(t) e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_u}} dt = C_i H_i \quad (2.8)$$

$$\text{Car : } \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_u}} dt = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq i \\ 1 & \text{si } k = i \end{cases} \quad (2.9)$$

2.3.3 Implémentation numérique :

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme. Heureusement, avec les progrès dans les domaines du traitement numérique du signal, ce problème s'est simplifié par l'utilisation des processus de la transformée de Fourier rapide (FFT) et la transformée inverse (IFFT) qui sont mathématiquement équivalentes à la transformée de Fourier discret (DFT) et la transformée inverse (IDFT), respectivement, mais plus efficace en terme de réduction de la complexité de calcul à mettre en œuvre.

- **Transformée de Fourier rapide :**

La transformée de Fourier rapide (FFT) est un algorithme couramment utilisé en traitement numérique du signal pour transformer des données discrètes du domaine temporel au domaine fréquentiel, sa définition mathématique qui associe aux symboles x_n pour $n \in 0, 1, \dots, N-1$ les symboles x_k avec $k \in 0, 1, \dots, N-1$ est donnée par la relation suivante [16] :

$$x_k = FFT\{x_n\} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2j\pi \frac{k.n}{N}} \quad (2.10)$$

La transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) des symboles x_k est donnée par :

$$X(n) = IFFT\{x_k\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{2j\pi \frac{k.n}{N}} \quad (2.11)$$

- **Implémentation numérique de modulateur:**

L'équation (2.6) du signal $s(t)$ peut être réécrite sous la forme :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_u}} \quad 0 \leq t < T_u \quad (2.12)$$

Cela peut être considéré comme un signal en bande de base $s_B(t)$ qui est modulé par la fréquence f_0 [15].

$$s_B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_u}} \quad k \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.13)$$

Envisageons maintenant un échantillonnage du signal en bande de base $s_B(t)$ avec un pas d'échantillonnage $T_e = \frac{T_u}{N}$, avec N représente le nombre de sous-porteuses.

A chaque instant $t = n.T_e$, le signal échantillonné $s_B(nT_e)$ noté $s_B(n)$ s'écrit :

$$s_B(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad n \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.14)$$

Donc, le signal échantillonné $s_B(n)$ est reconnue comme une IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) des symboles C_k , à l'exception du facteur scalaire $1/N$. Après l'IFFT, le signal temporel discret résultant $s_B(n)$ est convertit en un signal temporel continu $s_B(t)$ par un filtre en racine de Nyquist [17].

Dans le but de trouver le signal $s(t)$, le signal en bande de base doit être modulé par la fréquence f_0 [15].

$$s(t) = s_B(t) e^{2j\pi f_0 t} \quad 0 \leq t < T_u \quad (2.15)$$

Le schéma de principe du modulateur est le suivant :

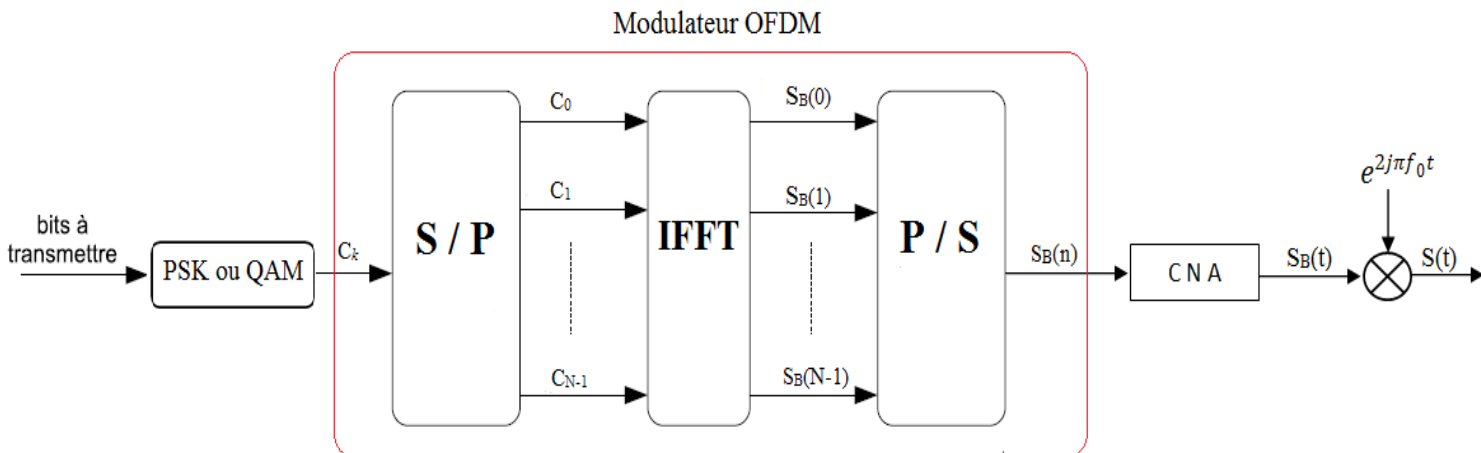


Figure 2.7 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM numérique.

- **Implémentation numérique de démodulateur :**

Du côté du récepteur les symboles transmis peuvent être récupérés par la démodulation du signal reçu $r(t)$ afin d'obtenir le signal en bande de base $r_B(t)$. Après échantillonnage de ce dernier, on effectue la FFT sur la séquence $r_B(n)$ [15].

En considérant la transmission est sans bruit additif, le signal parvenant au récepteur s'écrit [10]:

$$r(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_u}} \quad 0 \leq t < T_u \quad (2.16)$$

En démodulant le signal $r(t)$ par la fréquence f_0 , on obtient un signal en bande de base $r_B(t)$ qui s'écrit :

$$r_B(t) = r(t) e^{-2j\pi f_0 t} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_u}} \quad k \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.17)$$

Après l'échantillonnage du signal $r_B(t)$, le signal discret $r_B(nT_e)$ noté $r_B(n)$ s'écrit :

$$r_B(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2j\pi \frac{k.n}{N}} \quad n \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.18)$$

On voit que $r_B(n)$ est la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) de la séquence $C_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier rapide directe (FFT) sur la séquence $r_B(n)$ pour récupérer la séquence $C_k H_k$.

$$C_k H_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_B(n) e^{-2j\pi \frac{k.n}{N}} \quad k \in [0, 1, \dots, N-1] \quad (2.19)$$

Le schéma de principe du démodulateur est le suivant :

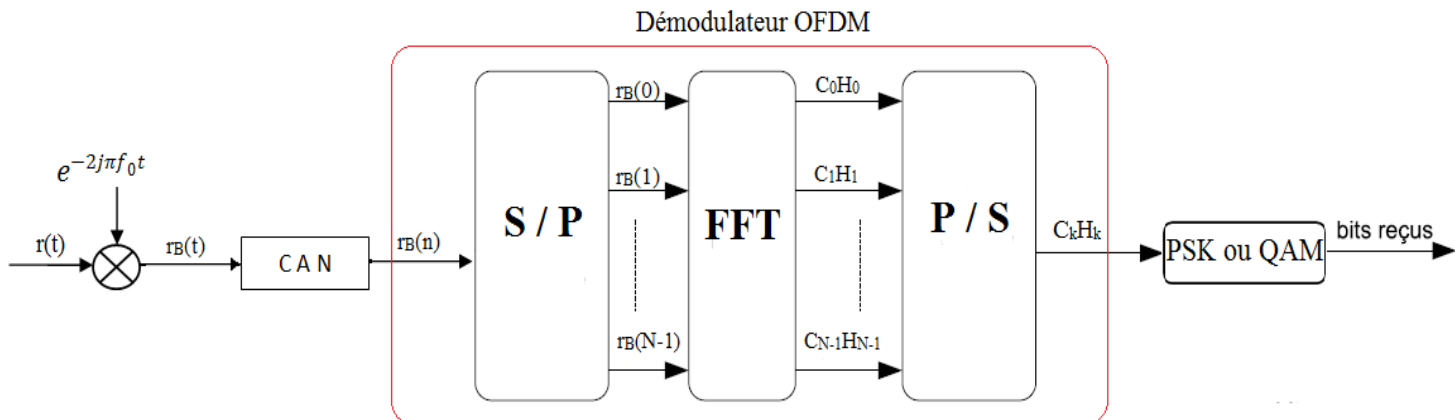


Figure 2.8 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.

D'après les deux figures (2.7) et (2.8), On remarque que l'IFFT est utilisée dans la partie émission, puisque qu'on passe du domaine fréquentiel au domaine temporel.

Au niveau de l'émetteur, le système OFDM traite les symboles de la source (par exemple, des symboles QAM) dans le domaine fréquentiel. Ces symboles sont utilisés comme entrées du bloc IFFT qui amène le signal dans le domaine temporel.

Les fonctions de bases pour l'IFFT sont N sinusoides orthogonales de fréquences différentes. Étant donné que les symboles d'entrée sont complexes, la valeur du symbole détermine à la fois l'amplitude et la phase de la sinusoïde de chaque sous-porteuse. La sortie IFFT est la somme de toutes les N sinusoïdes qui forme un seul symbole OFDM. Ainsi, le bloc IFFT fournit un moyen simple pour moduler les données sur N sous-porteuses orthogonales.

Après quelques traitements supplémentaires, le signal temporel qui résulte de l'IFFT est transmis à travers le canal. Au niveau du récepteur, le bloc FFT est utilisé pour traiter le signal reçu et le convertir en spectre fréquentiel [15].

La figure (2.9) représente le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM utilisant la modulation QAM [15]:

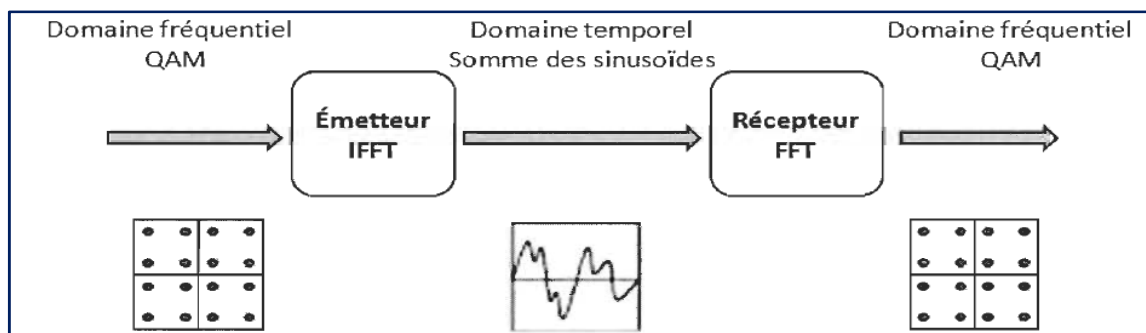


Figure 2.9 : Passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM

2.3.4 Problème d'interférences :

A cause du comportement multi-trajets du canal, l'orthogonalité entre les sous-porteuses n'est pas conservée. Ce qui perturbe la récupération des données à la réception. En effet, un symbole émis lors d'une période mT_u peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1)T_u$. Il se produit alors des interférences entre les symboles transmis (IES). Pour remédier à ce problème, le système OFDM ajoute entre deux symboles OFDM un intervalle de garde appelé « préfixe cyclique ».

- **Préfixe cyclique :**

Le préfixe cyclique (Cyclic Prefix(CP)) est une copie de la fin du symbole OFDM ajoutée à son début à l'émission juste après la sortie de l'IFFT, puis enlevé à la réception avant d'effectuer la FFT. Cet intervalle doit être d'une durée T_{CP} plus grande que l'étalement des retards du canal τ_{max} . Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice $m-1$ auront lieu durant cet intervalle de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice m ne sera plus perturbé par le précédent.

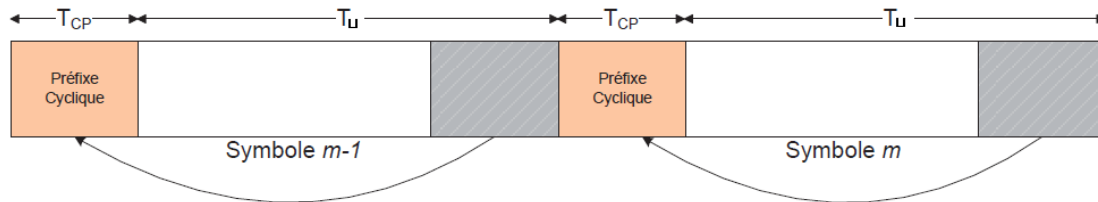


Figure 2.10 : Principe du préfixe cyclique.

La durée du symbole OFDM après l'ajout du préfixe cyclique est : $T_S = T_u + T_{CP}$

Où T_u est la durée initiale du symbole généré par l'IFFT.

T_{CP} est la durée du préfixe cyclique ajouté.

L'intervalle de garde est ajouté dans le domaine temporel et son essentiel rôle est de prévenir aux interférences entre symboles (IES), par contre une bande de garde (porteuses virtuelles) est ajoutée dans le domaine fréquentiel qui a pour but d'élimination des interférences entre porteuses (IEP) du signal OFDM.

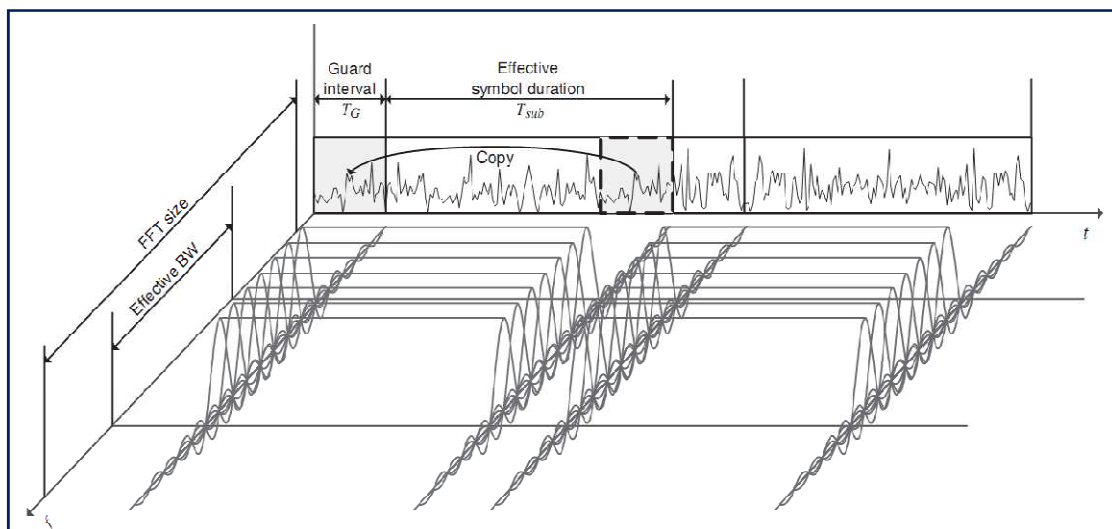


Figure 2.11 : Description dans le domaine temps/fréquence d'un symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP) [18]

2.4 Diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM :

La figure (2.12) présente le diagramme en blocs d'un émetteur/récepteur OFDM. Le mapper transforme les données binaires b_i de durée T_b en symboles complexes c_j en utilisant des modulations numériques: BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Après la conversion série/parallèle, ces symboles sont transformés en trames notées $\{c\}_{1:N}$. en appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse IFFT, on obtient la trame parallèle OFDM formé de N symboles s_n , notée $\{s\}_{1:N}$. Ensuite, un préfixe cyclique formé de L derniers symboles est ajouté au début de la trame. Après la conversion parallèle/série on obtient le symbole OFDM à transmettre. A la réception, on réalise les opérations inverses. Un estimateur de canal est nécessaire afin de compenser l'effet du canal multi-trajets.

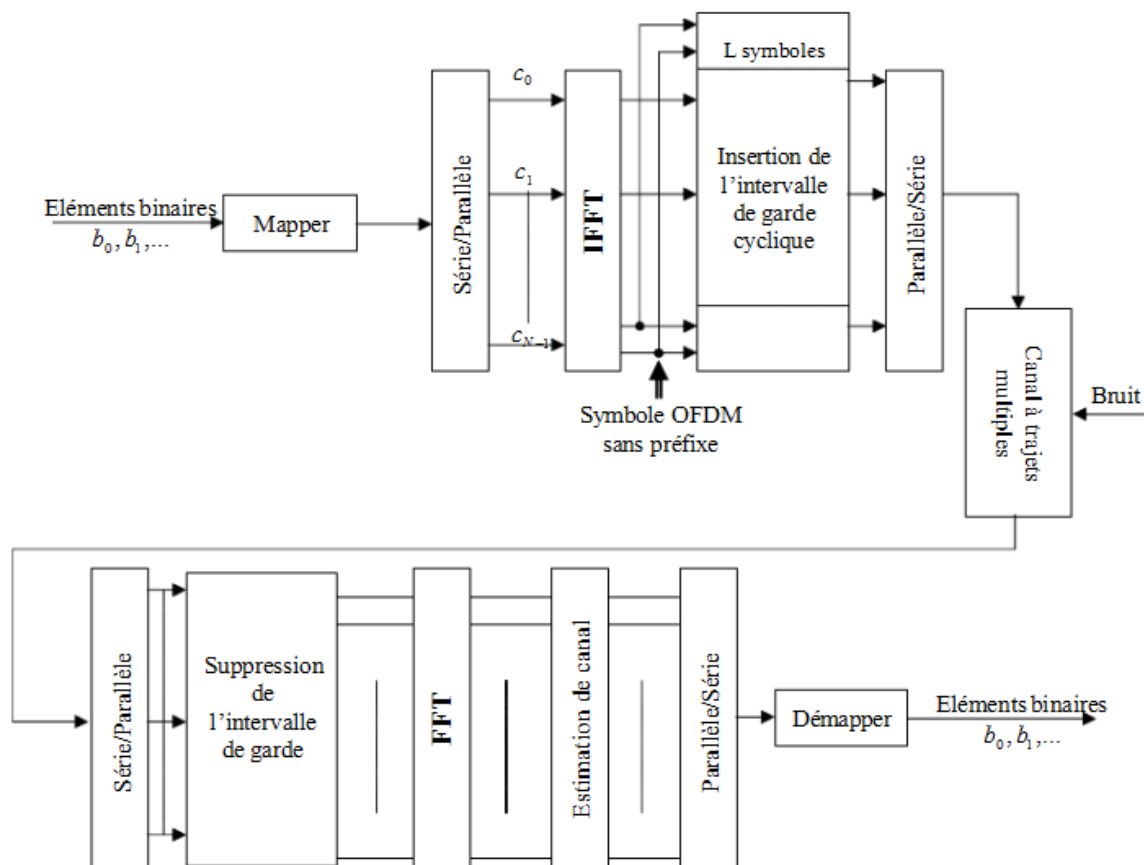


Figure 2.12 : Diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM [14]

2.5 BER d'un système OFDM :

BER (en anglais Bit Error Rate) qui signifie le taux de bits erronés, qui est un facteur essentiel pour l'évaluation de la qualité des communications numérique.

Les expressions analytiques du BER d'un système OFDM pour une modulation M -QAM dans un canal AWGN et un canal de Rayleigh sont, respectivement, données par [18]:

- **Canal AWGN :**

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2(M)} Q \left(\sqrt{\frac{6 E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2(M)}{M^2 - 1}} \right) \quad (2.20)$$

- **Canal de Rayleigh :**

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2(M)} Q \left(1 - \sqrt{\frac{3 \gamma \log_2(M) / (M^2 - 1)}{3 \gamma \log_2(M) / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (2.21)$$

Où $\gamma = E_b/N_0$ et M est l'ordre de la modulation. Tandis que $Q(.)$ est la fonction standard définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (2.22)$$

Notant que le SNR_t en temps diffère de celui en fréquence SNR_f , et sont liés par l'équation suivante :

$$SNR_t = SNR_f + 10 \log \left(\frac{N_{used}}{N} \right), [dB] \quad (2.23)$$

Tel que N_{used} représente le nombre de sous porteuses utilisées et N représente la taille de la FFT.

2.6 Avantages et inconvénients de la technique OFDM :

❖ Les avantages de la technique OFDM sont :

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation de la FFT et l'IFFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les IES et IEP par insertion d'un intervalle de garde.

❖ Les inconvénients de la technique OFDM sont :

- Les signaux multi-porteuses ont un coefficient du facteur de crête (PAPR) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuses.
- Si le récepteur OFDM est mal synchronisé temporellement, un phénomène d'IES peut intervenir dégradant considérablement les performances du système global.

2.7 Conclusion :

Après avoir présenté les avantages de l'OFDM, ses inconvénients ainsi que les détails de sa mise en place, nous nous intéressons, dans le paragraphe suivant, à une autre technique utilisée actuellement, appelée **MIMO** (**M**ultiple **I**nput **M**ultiple **O**utput). Cette technique est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes aux niveaux de l'émetteur et du récepteur. Son association à l'OFDM permet, dans certaines conditions, une amélioration considérable des performances d'un système de communications numériques.

CHAPITRE 3

Systèmes MIMO-OFDM

Chapitre3 :**Systèmes MIMO-OFDM****3.1 Introduction:**

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en terme de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radiofréquence dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications [19]. D'un autre côté, les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Pour pallier ces deux inconvénients, une solution est étudiée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, connue sous le nom de MIMO (Multiple Input Multiple Output), qui a été découverte par les chercheurs de laboratoire *Bell* en 1996 [20] et depuis, les systèmes MIMO ont suscité un intérêt particulier pour la communauté scientifique.

3.2 Présentation du système MIMO :

Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux chercheurs de laboratoire *Bell*, Foschini [21] et Teletar [22], ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices. Ces découvertes sont à l'origine des systèmes MIMO qui visent essentiellement à résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande [19] (voir figure 3.1).

La propriété clef d'un système MIMO est sa capacité à tourner la propagation multi-trajet en un avantage (traditionnellement un inconvénient), en d'autres termes les systèmes MIMO exploitent les trajets multiples plutôt que de les supprimer [19].

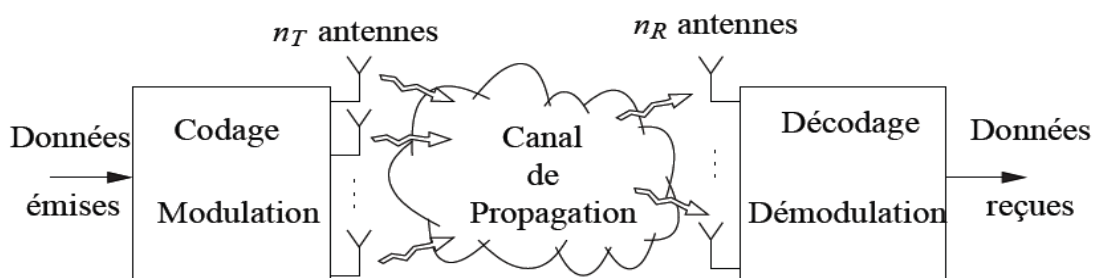


Figure 3.1 : Schéma général d'une transmission MIMO [5]

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output) [3].

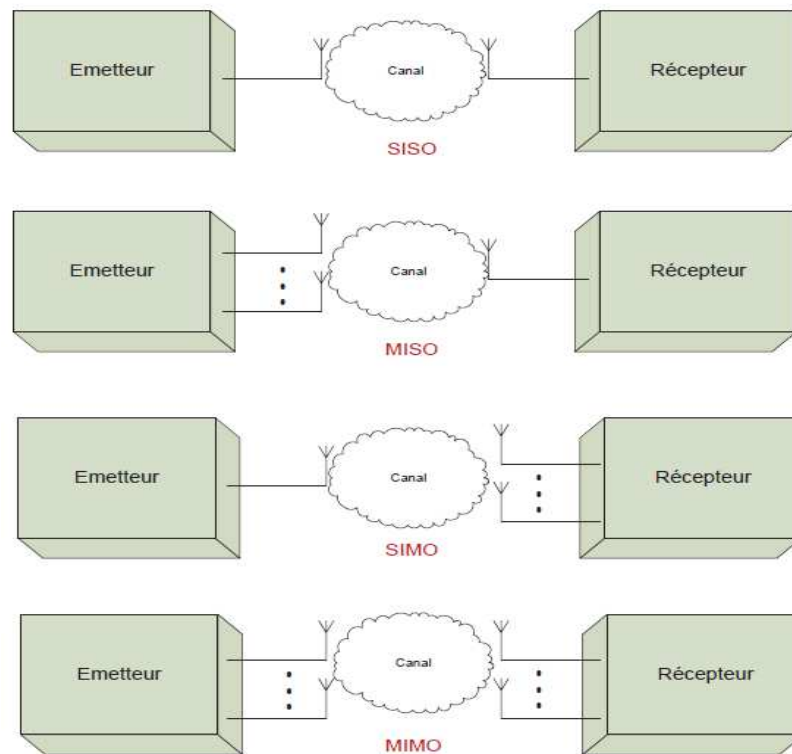


Figure 3.2 : Schémas représentatifs des systèmes SISO, MISO, SIMO et MIMO

Une autre façon de présenter l'intérêt des systèmes MIMO est de dire qu'ils sont très efficaces car ils peuvent utiliser toutes les techniques de transmission SISO, en plus de deux techniques qui leur sont propres. Les systèmes SISO emploient deux techniques de diversité : la diversité temporelle et la diversité fréquentielle [23].

- La diversité temporelle s'applique pour les canaux sélectifs en temps. L'information est répétée dans le temps à intervalles plus grands que le temps de cohérence du canal (durée minimale entre deux évanouissements indépendants). La diversité temporelle est généralement utilisée avec de l'entrelacement et du codage correcteur d'erreur.
- La diversité fréquentielle s'utilise pour les canaux sélectifs en fréquence. L'information est répétée sur une bande de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal (espacement fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants). La diversité fréquentielle s'emploie généralement à l'aide de techniques d'étalement de spectre ou multi-porteuses.

Les systèmes MIMO peuvent adopter les deux formes de diversité du système SISO, plus deux autres techniques qui leur sont propres : la diversité spatiale et le multiplexage spatial [23].

- La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes distantes d'au moins la distance de cohérence du canal (distance minimale pour obtenir des évanouissements indépendants). La diversité spatiale existe à l'émission et en réception, mais elle n'y joue pas tout à fait le même rôle. En effet la diversité spatiale à l'émission, aussi appelée diversité de transmission, diffère selon que l'émetteur connaisse ou non le canal (CSI). Si l'émetteur connaît le canal il peut en profiter pour optimiser la transmission, sinon il utilisera plutôt un code espace-temps (STC).
- Le multiplexage spatial consiste à séparer les données en plusieurs voies parallèles, qui sont alors émises simultanément sur les différentes antennes. La capacité du système s'en trouve améliorée sans augmenter la puissance à l'émission.

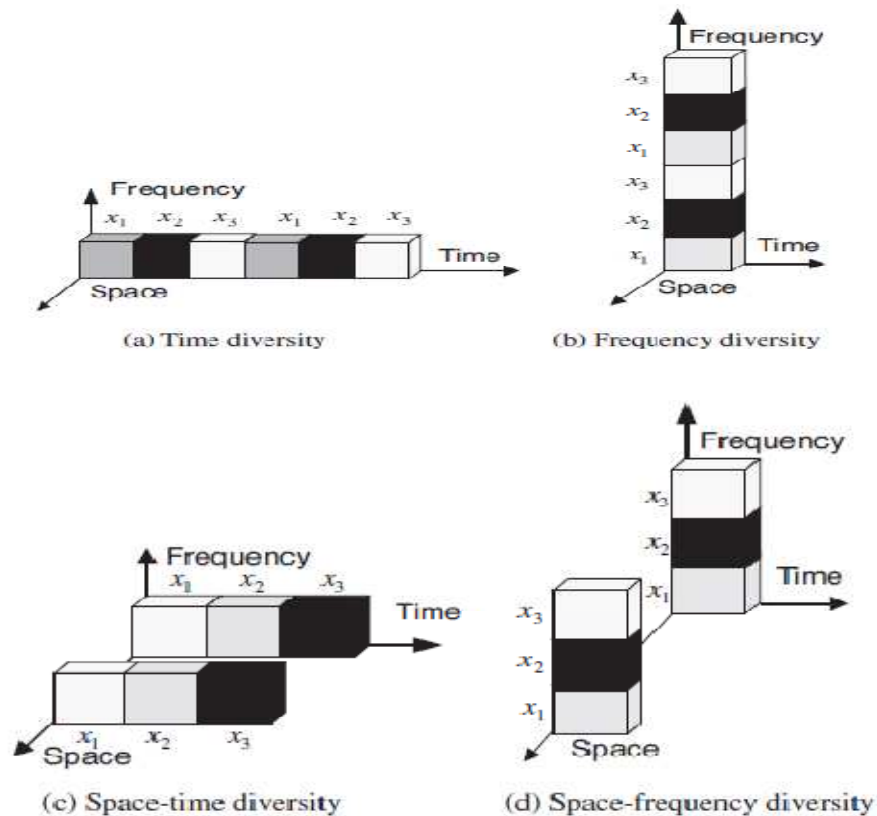


Figure 3.3 : Illustration de différentes techniques de diversité

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés. Nous en citons quelques-uns comme les techniques de combinaison par ratio maximal, de water-filling, de codage espace-temps en treillis et de codage espace-temps en bloc. Dans la suite, nous nous intéressons à celle du codage espace-temps en bloc (STBC) [3].

3.3 Modélisation des différents canaux du système MIMO :

3.3.1 Canal SISO (Single Input Single Output):

Le modèle de canal SISO représenté dans la figure (3.4) est la communication classique qui fait la liaison entre une antenne d'émission et une antenne de réception. Comme point de départ, on considère que l'équation (1.7) qui est la représentation mathématique du signal reçu après un parcours à travers un canal multi-trajets plus AWGN [7].

De ce point de départ, pour des buts de simplification, on néglige l'AWGN et on considère que le canal est temporaire et sa réponse impulsionnelle est finie avec une durée τ_{max} . Alors le signal SISO reçu devient :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau. \quad (3.1)$$

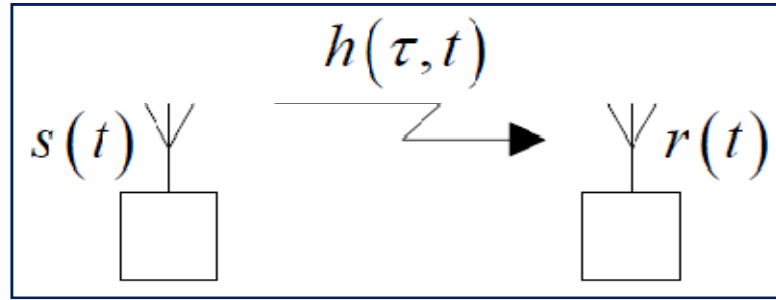


Figure 3.4 : modèle du canal SISO [7].

3.3.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output):

Le modèle de canal SIMO comporte une antenne d'émission et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$. Ce modèle de canal est représenté dans la figure (3.5).

Dans ce cas, l' $i^{\text{ème}}$ signal reçu est la convolution du signal transmis avec la réponse impulsionnelle d' $i^{\text{ème}}$ trajet parcouru $h_i(\tau, t)$ [7].

$$r_i(t) = s(t) * h_i(\tau, t) \quad (3.2)$$

Si on définit les signaux reçus et les réponses impulsionnelles sous forme de vecteurs de dimension $M_R \times 1$ comme

$$r(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M_R}(t)]^T \quad (3.3)$$

$$\mathbf{h}(t, \tau) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_R}(\tau, t)]^T \quad (3.4)$$

Alors, l'équation 3.2 devient

$$r(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * s(t) \quad (3.5)$$

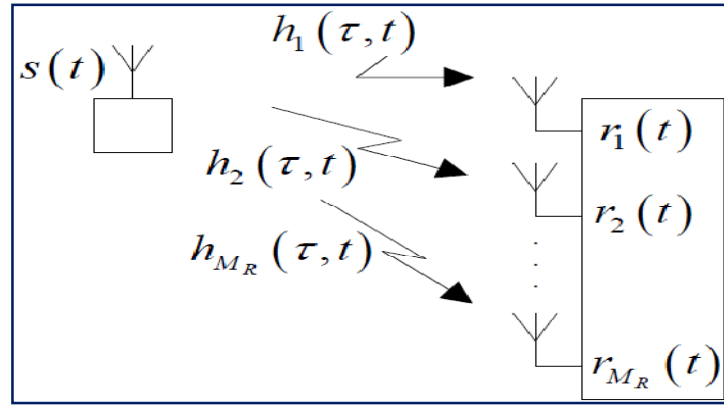


Figure 3.5 : modèle du canal SIMO [7].

3.3.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output):

Le modèle de canal MISO est en principe l'inverse du SIMO, avec plusieurs antennes de transmission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et une seule antenne de réception. La figure (3.6) représente un tel modèle. Dans ce cas, le signal reçu est la somme des convolutions de chaque signal transmis avec la réponse impulsionnelle du trajet parcouru $h_j(\tau, t)$ [7].

$$r(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_j(\tau, t) \quad (3.6)$$

Si on définit les signaux transmis et les réponses impulsionnelles comme des vecteurs de dimensions $M_T \times 1$ comme

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (3.7)$$

$$\mathbf{h}(t, \tau) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_T}(\tau, t)]^T \quad (3.8)$$

Alors, l'équation (3.6) peut s'écrire :

$$r(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * s(t) \quad (3.9)$$

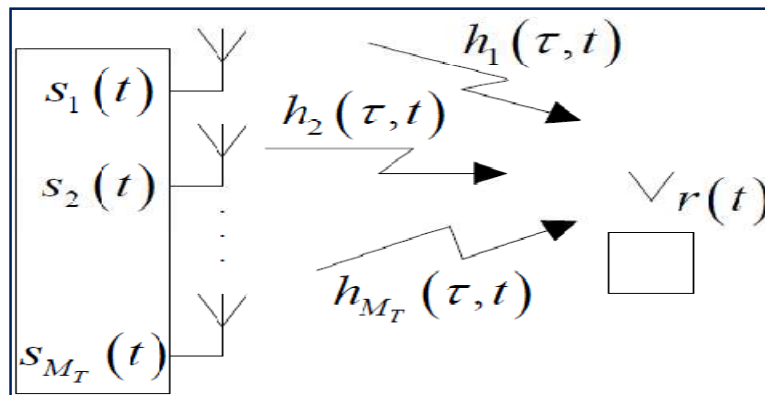


Figure 3.6 : modèle du canal MISO [7].

3.3.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output) :

Ce modèle de canal est le cas le plus général et qui comporte plusieurs antennes d'émission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$.

Ce modèle de canal est représenté dans la figure (3.7). Dans ce cas, l' $i^{\text{ème}}$ signal reçu est la somme des convolutions de tous les signaux transmis avec les réponses impulsionnelles respectives des trajets parcourus $h_{i,j}(\tau, t)$ [7].

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_{i,j}(\tau, t) \quad (3.10)$$

Si on définit maintenant toutes les réponses impulsionnelles possibles du canal $h_{i,j}(\tau, t)$, entre chaque $j^{\text{ème}}$ antenne d'émission et $i^{\text{ème}}$ antenne de réception sous forme d'une matrice de dimension $M_R \times M_T$ comme suite:

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix}$$

Alors, on peut écrire l'équation (3.10) sous la forme :

$$r(t) = \mathbf{H}(\tau, t) * s(t) \quad (3.11)$$

Où $r(t)$ et $s(t)$ sont définis respectivement dans les équations (3.3) et (3.7).

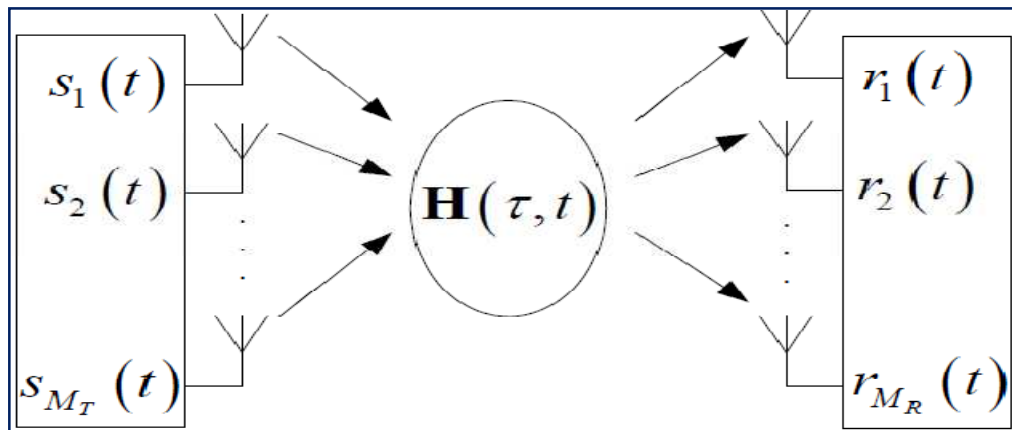


Figure 3.7 : modèle du canal MIMO [7]

3.4 Capacité des différents canaux MIMO :

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature [24], dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise p_0 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, la puissance est répartie entre les n_T antennes de façon à ce que leur somme reste égale à p_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance $\frac{p_0}{n_T}$) [21].

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice, notée σ_v^2 .
- p_R est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance p_0 (donc un canal SIMO).
- Le rapport signal sur bruit moyen (SNR) sur chaque antenne de réception est $\rho_R = \frac{p_R}{\sigma_v^2}$ et qui est indépendant de n_T .

3.4.1 Capacité d'un canal SISO :

La capacité d'un canal SISO est [23] :

$$C = \log_2(1 + \rho_R) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.12)$$

Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \rho_R$. Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3 dB sur ρ_R ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

3.4.2 Capacité d'un canal SIMO :

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par [23] :

$$C = \log_2(1 + \rho_R n_R^2) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.13)$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de $1 + \rho_R n_R^2$, soit un peu moins lentement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

3.4.3 Capacité d'un canal MIMO :

Pour un canal MIMO, avec une puissance de $\frac{p_0}{n_T}$ sur chaque émetteur, la capacité est [23]:

$$C = \log_2(\det [I_{n_R} + \frac{\rho_R}{n_T} HH^*]) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.14)$$

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

$$E[C] \approx n_R \log_2(1 + \rho_R) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.15)$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO.

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile [23].

3.5 Simulation des canaux SIMO, MISO et MIMO avec multi-trajets :

Un canal multi-trajets peut être simulé comme étant une somme d'un ensemble de lignes retardées et qui sont à l'origine d'une seule entrée. Les composantes de chaque ligne retardée sont des variables aléatoires gaussiennes complexes indépendantes avec un retard et un décalage de phase [7]. Ce modèle est présenté par la figure suivante :

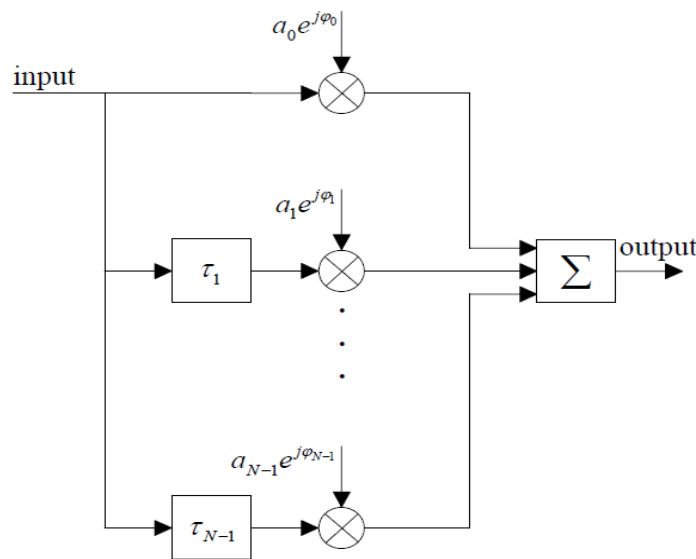


Figure 3.8 : Modèle d'un canal multi-trajets [7]

Le modèle de canal MIMO 2x2 avec multi-trajets, peut être exprimé comme [7]

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1(\tau, t) & 0 \\ 0 & h_2(\tau, t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \rho_T \\ \rho_T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi_3} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_4} \end{bmatrix}$$

Où $h_1(\tau, t)$ et $h_2(\tau, t)$ sont les composantes d'une ligne retardée d'un espace multi-trajets qui sont écrites comme suite :

$$h_c(\tau, t) = h_1(0, t)\delta(\tau) + \sum_{i=1}^{N-1} h_1(i, t)\delta(\tau - \tau_i), \quad \text{pour } c=1, 2. \quad (3.16)$$

Les phases ϕ_i , avec $i = \{1, 2, 3, 4\}$ sont choisies au hasard et représentent le positionnement de l'antenne et l'angle d'arrivée ou de départ de signal.

Les coefficients ρ_T et ρ_R représentent respectivement, le niveau de corrélation entre les antennes à l'émission et à la réception [7].

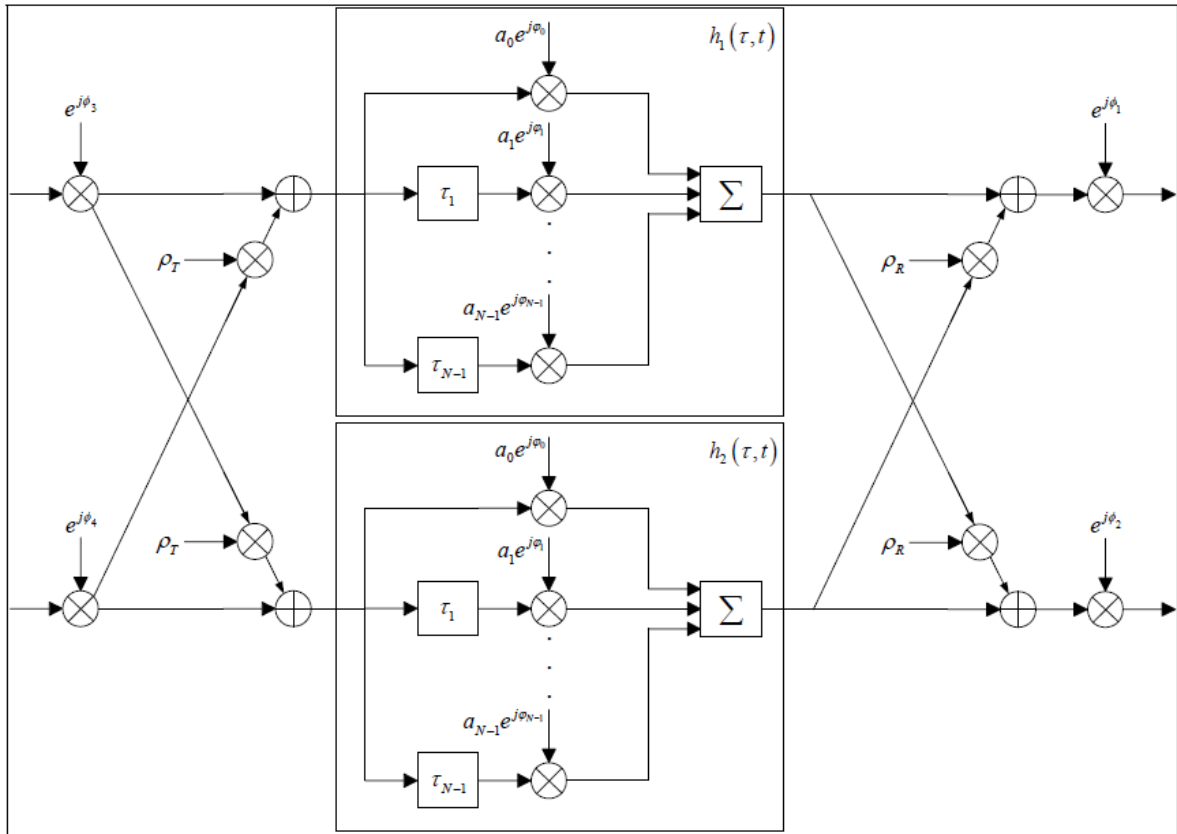


Figure 3.9 : modèle d'un canal MIMO 2x2 avec multi-trajets [7].

Les modèles de canal SIMO et MISO avec multi-trajets peuvent être construits à partir du modèle précédent en laissant, respectivement, une entrée à l'émission et une sortie à la réception [7].

3.6 Codage STBC d'Alamouti:

Le codage espace-temps en bloc STBC (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 du système pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code sur les systèmes MISO (2x1) et MIMO (2x2). Le codage est fait en prenant en compte la dimension spatiale et temporelle d'où son nom [3].

3.6.1 Système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti

On considère un système MISO avec deux antennes en émission et une seule en réception. Dans le premier temps symbole t , les antennes d'émission $Tx1$ et $Tx2$ envoient, respectivement, les symboles s_1 et s_2 . A temps symbole d'après $t+T$, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont émis, où $*$ représente l'opération du complexe conjuguée.

Le schéma d'un codage espace-temps appliqué à un système MISO avec deux antennes en émission et une seule en réception est illustré sur la figure suivante :

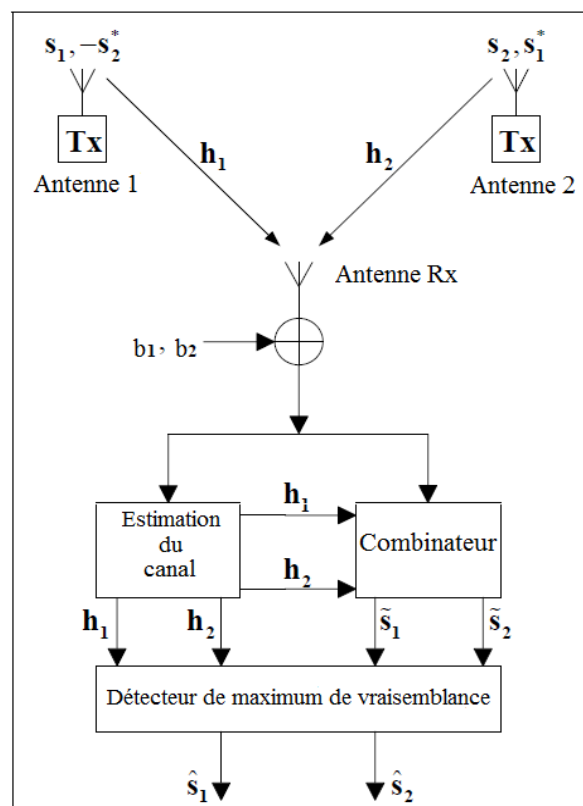


Figure 3.10 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti [25]

Supposant que les canaux entre les deux antennes d'émission et l'antenne de réception sont non sélectifs en fréquence durant la transmission de deux symboles consécutifs. Alors les canaux peuvent s'exprimer comme [25]

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\phi_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\phi_2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Et les signaux reçus au temps t et au temps $t+T$ peuvent s'exprimer comme [25]

$$\begin{aligned} r_1 &= r_1(t) = r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + b_1 \\ r_2 &= r_2(t) = r(t+T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + b_2 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Où b_1 et b_2 sont des variables aléatoires complexes qui représentent le bruit dans le récepteur.

Le combineur reçoit les signaux r_1 et r_2 avec l'estimation des canaux et construit les relations suivantes [25]

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{aligned} \quad (3.19)$$

Les signaux combinés $\tilde{s}_1$ et $\tilde{s}_2$ seront, ensuite, envoyés au détecteur de maximum de vraisemblance dans le but d'estimer les symboles transmis s_1 et s_2 .

3.6.2 Système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti :

Dans ce cas, le traitement appliqué à l'antenne de réception dans le cas MISO est appliqué à chacune des deux antennes de réception. Toutefois, comme on a deux antennes à la réception, au lieu d'une seule, le nombre de canaux et de signaux reçus sera doublé par rapport à la dernière configuration. Les notations de différents canaux et les notations des signaux reçus sont présentés, respectivement, par les tableaux (1) et (2) :

	Antenne Rx 1	Antenne Rx 2
Antenne Tx 1	$h_1 = \alpha_1 e^{j\phi_1}$	$h_3 = \alpha_3 e^{j\phi_3}$
Antenne Tx 2	$h_2 = \alpha_2 e^{j\phi_2}$	$h_4 = \alpha_4 e^{j\phi_4}$

Tableau 3.1 : Notations de différents canaux d'un système MIMO avec codage d'Alamouti.

	Antenne Rx 1	Antenne Rx 2
Temps t	r_1	r_3
Temps $t+T$	r_2	r_4

Tableau 3.2 : Notations des signaux reçus d'un système MIMO avec codage d'Alamouti.

Le schéma d'un codage espace-temps appliqué à un système MIMO avec deux antennes en émission et en réception est illustré sur la figure suivante :

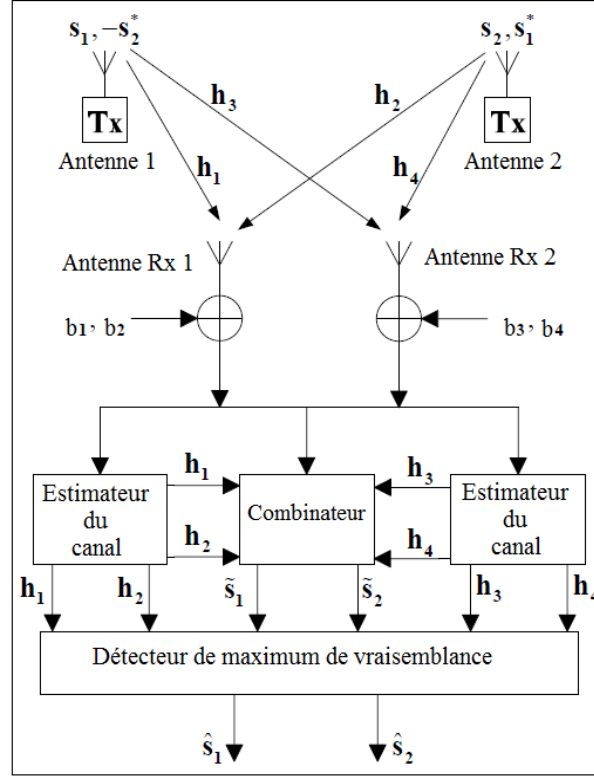


Figure 3.11 : Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti [25]

On peut écrire les signaux reçus présentés dans le tableau (2) comme suite [25] :

$$\begin{aligned}
 r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + b_1 \\
 r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + b_2 \\
 r_3 &= h_3 s_1 + h_4 s_2 + b_3 \\
 r_4 &= -h_3 s_2^* + h_4 s_1^* + b_4
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Où b_k avec $k=1, 2, 3, 4$, sont des variables aléatoires complexes qui représentent le bruit dans le récepteur.

Le combineur reçoit les signaux reçus avec l'estimation des canaux et construit les relations suivantes [25]

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* + h_3^* r_3 + h_4 r_4^* \\
 \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* + h_4^* r_3 - h_3 r_4^*
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Les signaux combinés $\tilde{s}_1$ et $\tilde{s}_2$ seront, ensuite, envoyés au détecteur de maximum de vraisemblance dans le but d'estimer les symboles transmis s_1 et s_2 .

3.7 Combinaison MIMO OFDM (STBC-OFDM) :

Les deux figures suivantes illustrent la manière dont la technique de codage STBC est combinée avec l'OFDM pour un système MIMO-OFDM (2x2) :

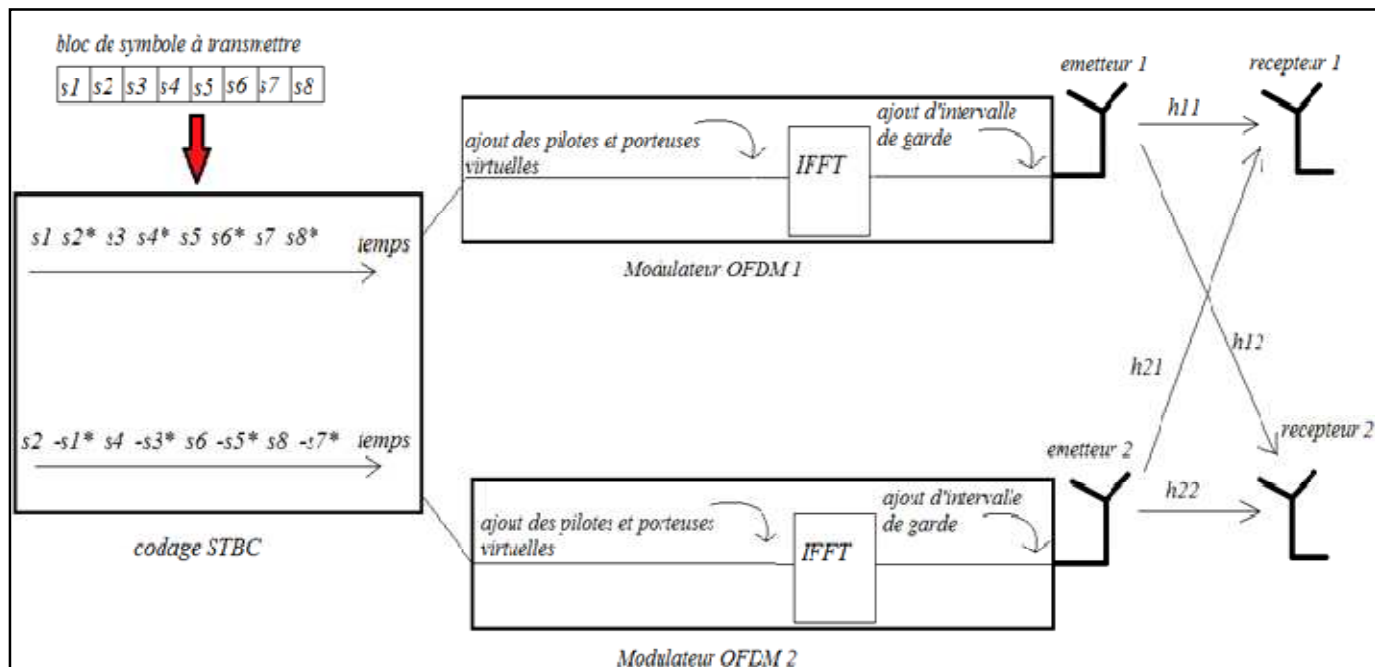


Figure 3.12: Transmission STBC-OFDM.

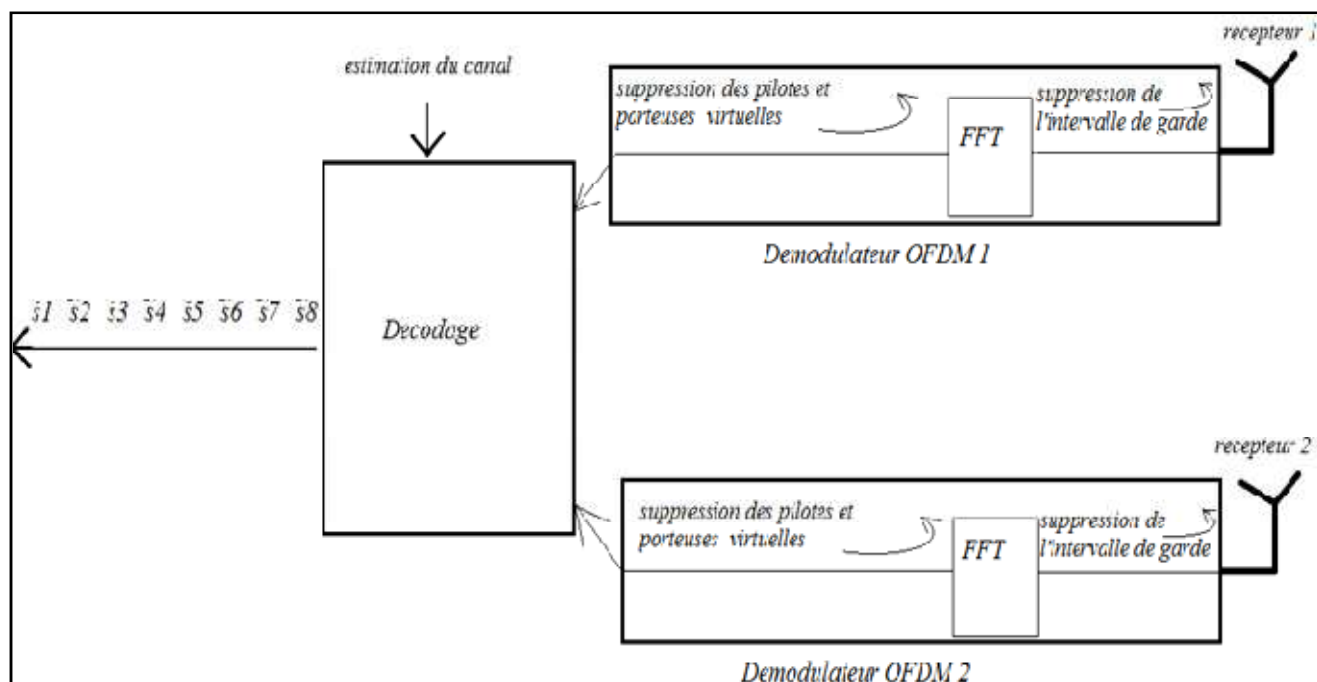


Figure 3.13 : Réception et décodage.

Comme il est illustré dans les deux figures (3.12) et (3.13), le bloc de symboles à transmettre subit un codage STBC qui le transforme en deux blocs de symboles différents, dont chacun est envoyé vers un modulateur OFDM qui lui ajoute des pilotes et des sous-porteuses virtuelles, puis il lui fait une transformation de Fourier rapide inverse (IFFT). Finalement un intervalle de garde (préfixe cyclique) est ajouté au début du bloc de symboles avant de le transmettre sur l'un des émetteurs.

Au niveau de chaque récepteur, les deux blocs transmis sont reçus, dont chacun est envoyé vers un démodulateur OFDM qu'il lui enlève l'intervalle de garde, puis, il lui fait une transformation de Fourier rapide (FFT), ensuite, il lui enlève les pilotes et les sous-porteuses virtuelles. Enfin, les deux résultats issus des deux démodulateurs sont envoyés vers le décodeur qui assure le décodage en exploitant l'estimation du canal.

3.8 Conclusion :

Les systèmes combinés MIMO-OFDM utilisant la technique de codage espace-temps en bloc STBC (Space Time Bloc Coding) sont plus robuste face aux évanouissements du canal multi-trajets, donc une bonne qualité de service. Ces systèmes sont adaptés par plusieurs standards IEEE, par exemple, le standard IEEE 802.16 2004 (WiMAX fixe). C'est ce modèle que nous adaptons pour nos simulations.

CHAPITRE 4

Simulations et Results

Chapitre 4 :**Simulations et Résultats****4.1 Introduction :**

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les bases théoriques du canal radio, du système OFDM et du système MIMO, ensuite, nous avons combiné les deux systèmes afin d'exploiter leurs avantages.

Dans ce chapitre, nous évaluons les performances des différents systèmes combinés à savoir, le système SISO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM dans le but de constater le système le plus performante. Pour atteindre cet objectif, nous utilisons le logiciel MATLAB[®] R2012a.

Pour bien comprendre le fonctionnement du système SISO-OFDM et confirmer ce qu'on a vu dans la théorie, nous avons réalisé un programme sous MATLAB[®] qui calcule le taux de bits erronés (BER) en fonction du rapport entre l'énergie des bits transmis et l'énergie du bruit (E_b/N_0) en changeant quelques paramètres essentiels à savoir la taille de l'intervalle de garde et la taille de la constellation. Nous avons considéré deux types de canaux de communication à savoir, un canal AWGN et un canal de Rayleigh.

Nous avons réalisé aussi un programme qui calcule la capacité des différentes configurations du canal MIMO à savoir le canal SISO, SIMO, MISO et MIMO afin de constater la configuration la plus performante.

Pour la simulation des systèmes SISO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM, nous avons exploité et modifié les modèles du standard IEEE[®] 802.16-2004 proposés par le toolbox de Mathworks[™] SIMULINK[®] 2012a, qui représentent la couche physique de la transmission OFDM combinée soit avec un système SISO 1×1 sans codage STBC ou avec un système MISO 2×1 avec codage STBC. Les modèles de canal multi-trajets choisis pour notre simulation sont ceux spécifiés par l'organisation ITU (International Telecommunication Union).

Après la simulation, nous avons calculé le taux des bits erronés « BER » de différents systèmes combinés en fonction du rapport signal sur bruit « SNR » du canal pour différents types de modulation et taux codages, puis, on a interprété les résultats.

4.2 Simulation et Evaluation des performances du système SISO-OFDM :

Pour évaluer les performances du système SISO-OFDM, nous avons réalisé un programme sous Matlab qui calcule le taux de bits erronés « BER » de ce système pour les valeurs du rapport entre l'énergie des bits transmis et l'énergie du bruit « E_b/N_0 » allant de 0 jusqu'à 30. Nous avons considéré deux types de canaux de communication à savoir, un canal AWGN (Additive White Gaussien Noise) et un canal à fading de Rayleigh.

- **Paramètres de simulation :**

Pour la simulation du symbole OFDM, nous avons utilisé les paramètres suivants :

- Taille de la IFFT fixé à $N_{fft}=64$.
- Nombre de sous porteuses virtuelles (pour éviter l'IEP) fixé à $N_{vc}=N_{fft}/4$.
- Sous-porteuses utiles : $N_{used}=N_{fft}-N_{vc}$.
- Taille de l'intervalle de garde N_g .
- Taille totale du symbole OFDM : $N_{sym}=N_{fft}+N_g$.
- Nombre de symboles OFDM par trame : $N_{frame}=3$.
- Taille d'une trame : $3 N_{sym}$.

A chaque valeur d' E_b/N_0 , nous transmettons 20000 trames ($N_{iter}=20000$).

La modulation utilisée est la QAM de taille M , le symbole informationnel complexe contient N_{bps} bits avec $M=2^{N_{bps}}$.

Le nombre total de bits transmis est : $N_{tb} = N_{used} \times N_{bps} \times N_{frame} \times N_{iter}$

- **Paramètres d'évaluation :**

Le BER est donné par le rapport entre le nombre de bits erronés (N_{eb}) et le nombre total de bits transmis (N_{tb}) et qui dépend de plusieurs paramètres :

- La longueur de l'intervalle de garde (N_g).
- Le type d'intervalle de garde (CP « Cyclique prefixe »): N_{gType}
- La taille de la constellation (M).
- Le nombre de sous porteuses virtuelles (N_{vc}).
- La taille de la FFT(N_{fft}).

Dans cette évaluation, on opte pour deux paramètres essentiels, à savoir : N_g et M .

4.2.1 Influence de la variation de l'intervalle de garde (N_g) :

Nous évaluons dans cette partie l'influence de la variation de la taille de l'intervalle de garde sur le BER pour les deux types de canal, à savoir :

- Canal AWGN
- Canal de Rayleigh.

Le BER est calculé pour deux valeurs de la taille de l'intervalle de garde (N_g) :

- $N_g = N_{fft}/16=4$.
- $N_g = N_{fft}/4=16$.

Les autres paramètres sont fixés aux valeurs suivantes :

- La taille de la constellation : $M=16$ (16-QAM).
- Le nombre de sous porteuses virtuelles : $N_{vc}=16$.
- Le nombre de bits total transmis est de : $N_{tb}=11\ 520\ 000$ bits.

4.2.1.1 Résultats de simulation pour un canal AWGN :

Le canal AWGN caractérise le cas idéal de la propagation radio où l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS) et dégagée de tout obstacle, et dans lequel un bruit blanc gaussien s'ajoute au signal informatif. La probabilité d'erreur théorique pour un canal AWGN est donnée par l'équation (2.20). Les résultats obtenus pour les deux valeurs de N_g sont présentés dans la figure 4.1 et la figure 4.2.

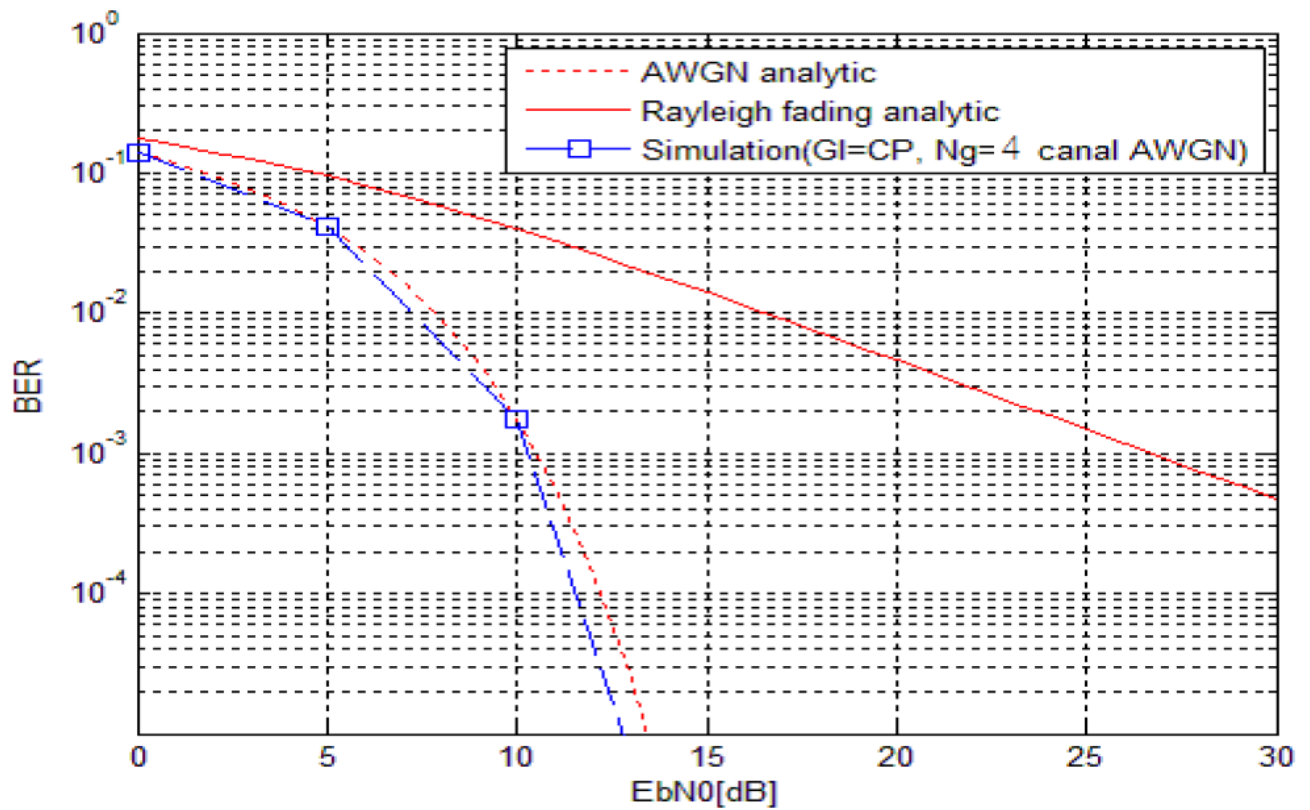


Figure 4.1 : Performances du SISO-OFDM avec un canal AWGN et $N_g = N_{fft}/16$

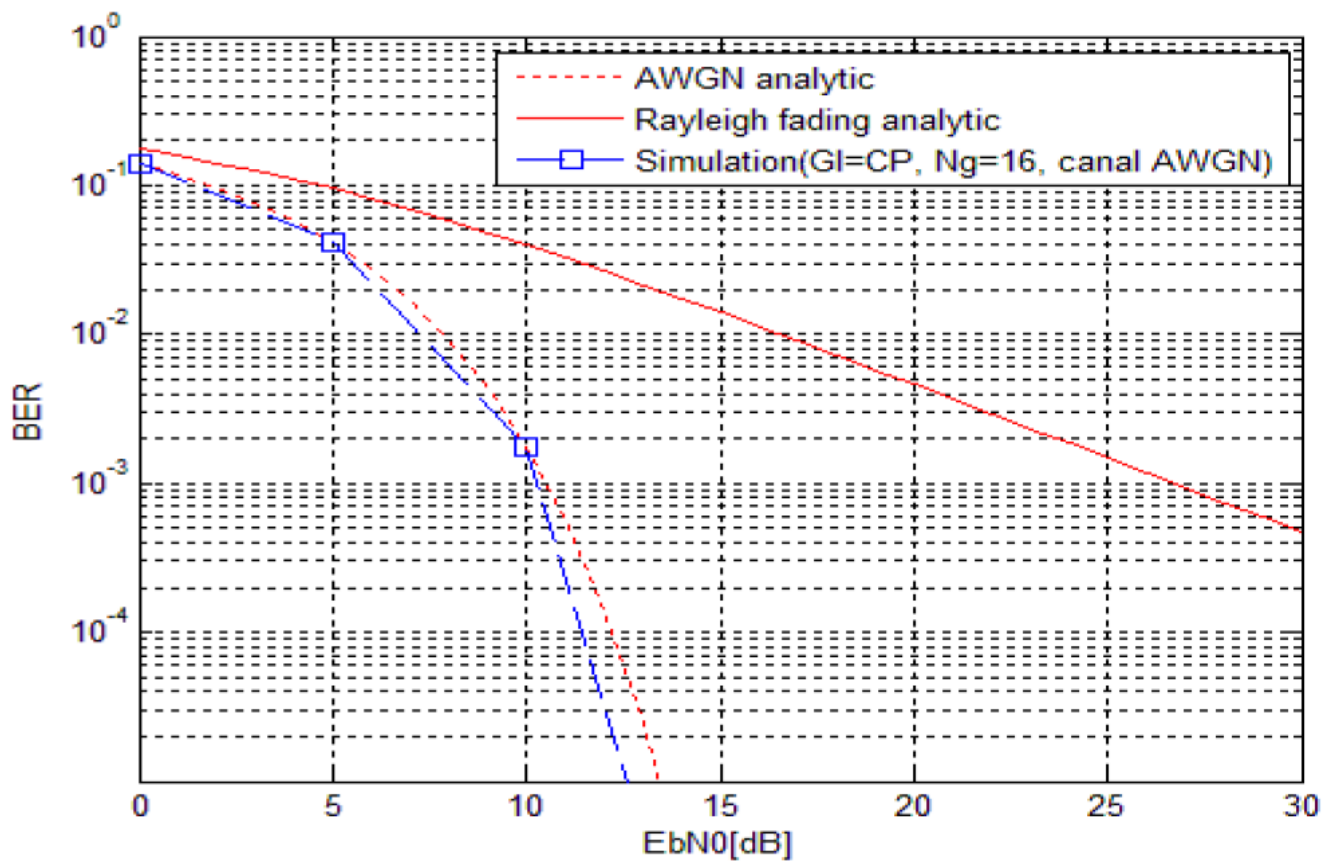


Figure 4.2 : Performances du SISO-OFDM avec un canal AWGN et $N_g = N_{fft}/4$

- **Interprétation des résultats :**

D'après les figures 4.1 et 4.2, on constate que pour les deux valeurs de l'intervalle de garde les courbes du BER simulé coïncident parfaitement avec celles du BER analytique. Ceci signifie que dans un canal AWGN, les performances du système ne dépendent pas de la longueur de l'intervalle de garde. Du fait qu'il n'y a pas de multi-trajets, par conséquent, absence d'interférences entre symboles (IES), donc il n'y a pas nécessité d'ajouter un intervalle de garde.

4.2.1.2 Résultats de simulation pour un canal de Rayleigh :

Le canal de Rayleigh caractérise le cas où il n'y a pas une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (NLOS) avec présence de multi-trajets. Le taux d'erreur binaire théorique BER pour un canal de Rayleigh est donné par l'équation (2.21). Les résultats obtenus pour les deux valeurs de N_g sont présentés dans la figure 4.3 et la figure 4.4.

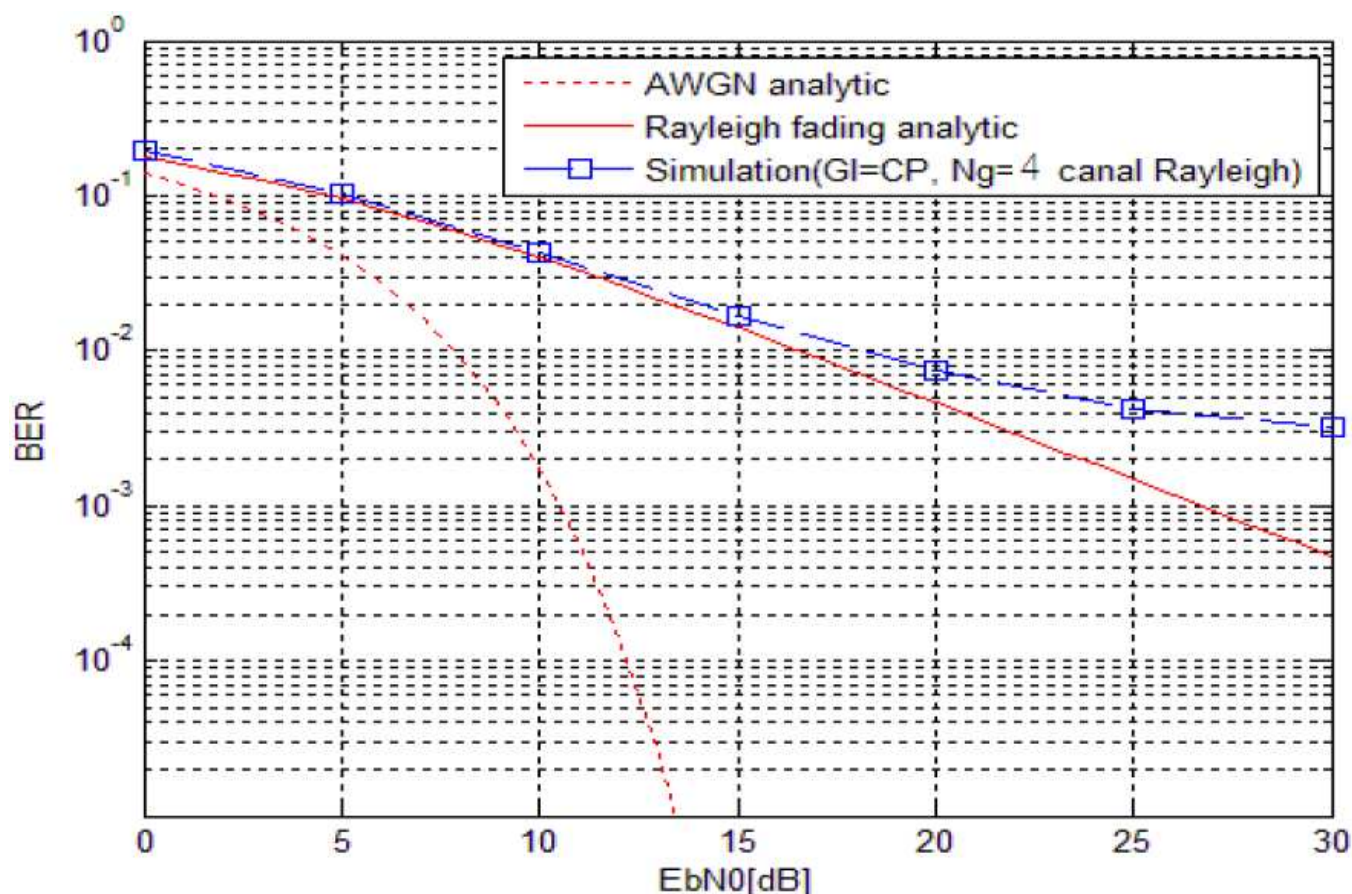


Figure 4.3 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh et $N_g = N_{fft}/16$

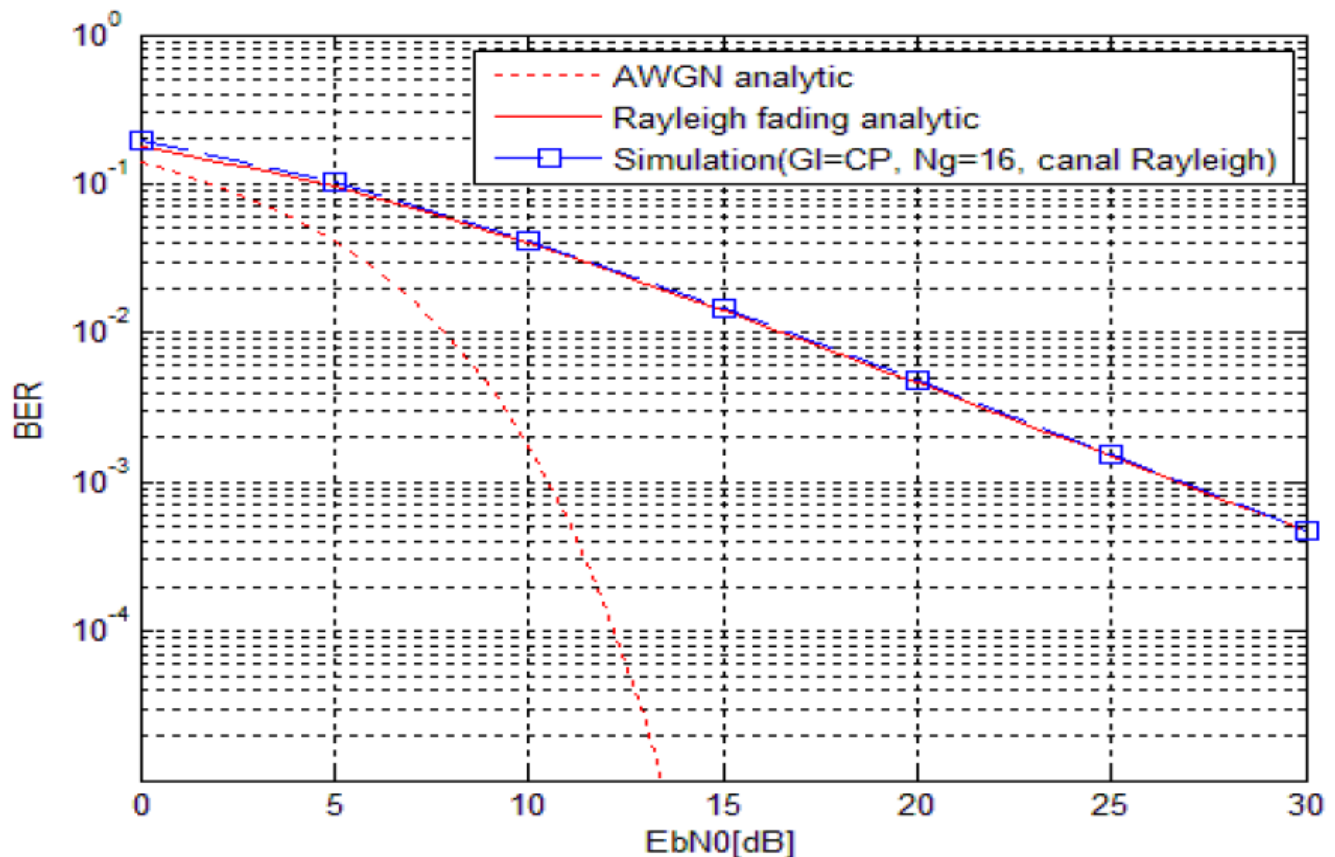


Figure 4.4 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh et $N_g = N_{\text{fft}}/4$

- **Interprétation des résultats :**

D'après la figure 4.3 où $N_g = 4$, on constate que pour un canal de Rayleigh la courbe du BER simulé coïncide avec celle du BER analytique pour les valeurs $E_b/N_0 \leq 10$ dB. Au-delà de ces valeurs, notre système présente une courbe au dessus de la courbe analytique signifiant une dégradation de ses performances.

Par contre, dans la figure 4.4 où $N_g = 16$, la courbe du BER simulée coïncide parfaitement avec la courbe analytique de Rayleigh pour toutes les valeurs d' E_b/N_0 dB, donc nous constatons une amélioration des performances du système.

Ce résultat confirme bien ce qui était prévu par la théorie (voir chp2). Du fait que le canal de Rayleigh est un canal multi-trajets, donc, les symboles OFDM transmis peuvent s'interférer entre eux, ainsi, pour remédier à ce problème le système OFDM ajoute un intervalle de garde N_g qui doit être supérieur au retard maximal du canal τ_{max} .

4.2.2 Influence de la variation de la taille de la constellation (M):

La taille de la constellation a un lien direct avec le débit de transmission. A chaque fois que la taille de la constellation augmente, le nombre de bits codés par symboles augmente, donc le débit de transmission augmente également. Pour cela nous évaluons les performances du système pour deux valeurs de la taille de constellation $M=4$ et $M=16$. Nous utilisons les paramètres suivants :

- La taille de l'intervalle de garde est fixée à $N_g = N_{fft}/4$.
- La transmission se fait à travers un canal de Rayleigh.

Les résultats obtenus pour ces deux valeurs de M sont présentés dans la figure suivante :

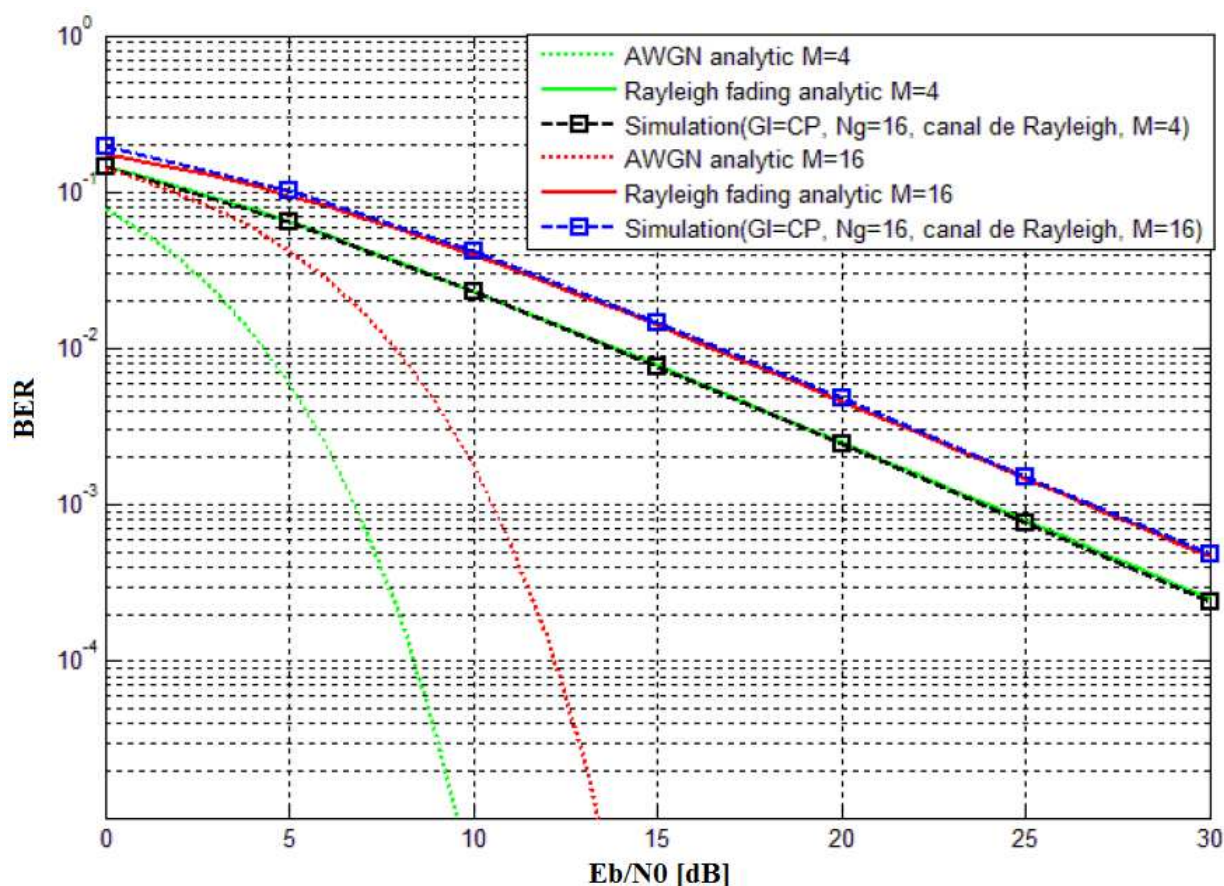


Figure 4.5 : Performances du SISO-OFDM avec un canal de Rayleigh, $M=4$ ou $M=16$

• Interprétation des résultats :

D'après la figure 4.5, nous remarquons que la courbe du BER pour $M=4$ est à gauche de celle pour $M=16$, ce qui signifie qu'en augmentant la taille de la constellation, le BER augmente. Donc les performances se dégradent. Cela s'explique par le fait que l'augmentation de M réduit la distance entre symboles adjacents sur la constellation et cela dégrade naturellement les performances. Nous pouvons augmenter la taille de la constellation jusqu'à atteindre un débit maximal pour lequel la qualité de transmission reste acceptable.

4.3 Capacité des différents canaux MIMO:

La capacité d'un canal est la quantité maximale d'information pouvant transiter à travers ce canal par unité de temps et par unité de fréquence (bits/s/Hz). Nous avons présenté dans le chapitre 3, les différents modèles du canal MIMO et la capacité de chaque modèle. Dans cette section, on a réalisé un programme sous Matlab[®] qui nous permet de tracer les courbes de ces capacités, afin de pouvoir les comparer.

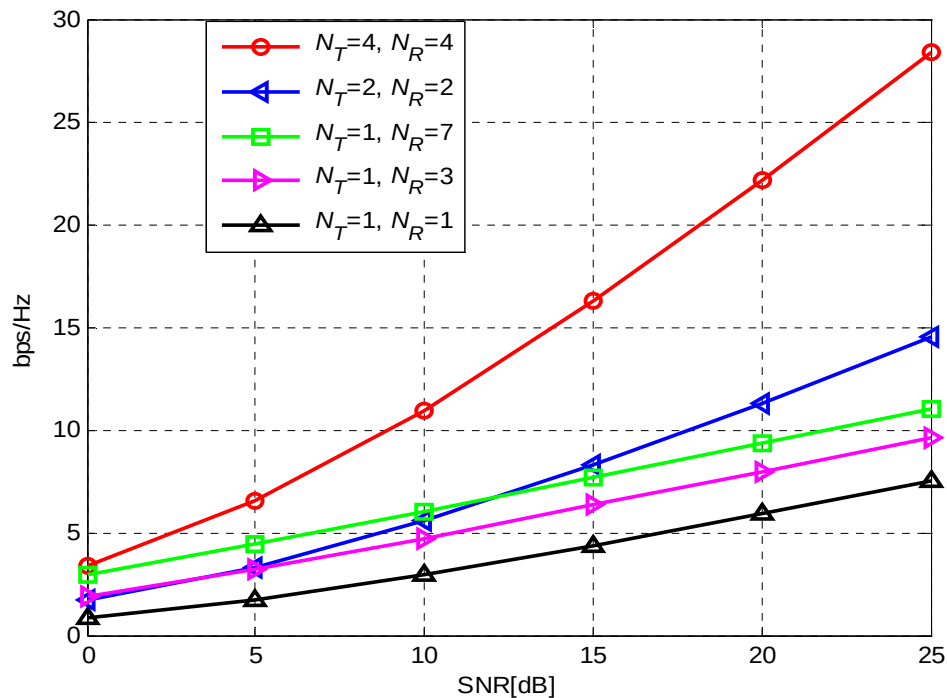


Figure 4.6 : Capacité des systèmes : SISO, MISO, SIMO et MIMO

Résultats:

D'après la figure 4.6, on constate qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne la capacité est aussi augmentée linéairement en fonction du SNR.

- Dans le cas SISO ($N_T = 1$ et $N_R = 1$) la capacité varie de 1 à 7,5 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le SNR, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO.
- Les deux exemples SIMO ($N_T = 1$, $N_R = 3$ et $N_R = 7$) montrent les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à trois antennes en réception du système SIMO permet de gagner 2 bps/Hz par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important, en particulier à fort SNR. Avec $N_R = 7$ le gain est d'environ 1,5 bps/Hz, ce qui est peu pour quatre antennes supplémentaires.

- Les deux exemples MIMO ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ($N_T + N_R = 4$ et 8). Pour un SNR de 0 dB, le système MIMO avec $N_T = 2$ et $N_R = 2$ a une capacité équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement, pour finir avec un gain de plus de 50 % à 25 dB de SNR. Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque le double de celle du système à quatre antennes.

4.4 Modélisation des systèmes combinés sous Simulink :

Dans cette section, nous modélisons les différents systèmes combinés en exploitant les standards IEEE 802.16 2004 OFDM PHY Link avec STBC (MISO) et sans STBC (SISO) proposés par le toolbox de MathworksTM SIMULINK[®]. Pour répondre aux besoins de notre modélisation, nous avons modifié et ajouté des blocs supplémentaires. Le standard IEEE 802.16 2004 (WIMAX fixe) est brièvement présenté en annexe B.

Les paramètres du standard utilisé sont donnés par le tableau suivant :

Paramètre	Valeurs
Bande passante du canal	3.5 MHz
La taille de la FFT	256
Fréquence porteuse	2.3GHz
Intervalle de garde	1/8
Coefficients de corrélations pour MISO et MIMO	$\rho_T=0.5$ $\rho_R=0.5$
Phases aléatoires pour MISO et MIMO	$\Phi_1=1.67$; $\Phi_2=2.11$ $\Phi_3=0.25$; $\Phi_4=0.89$
Nombres de bits transmis	10^6

Tableau 4.1 : Paramètres du standard IEEE 802.16-2004(WIMAX fixe)

4.4.1 Description du modèle SISO-OFDM :

Le modèle SISO-OFDM représenté par la figure 4.7 est celui proposé par le toolbox de MathworksTM SIMULINK[®]. Nous donnons ci-dessous la description de chaque bloc du modèle.

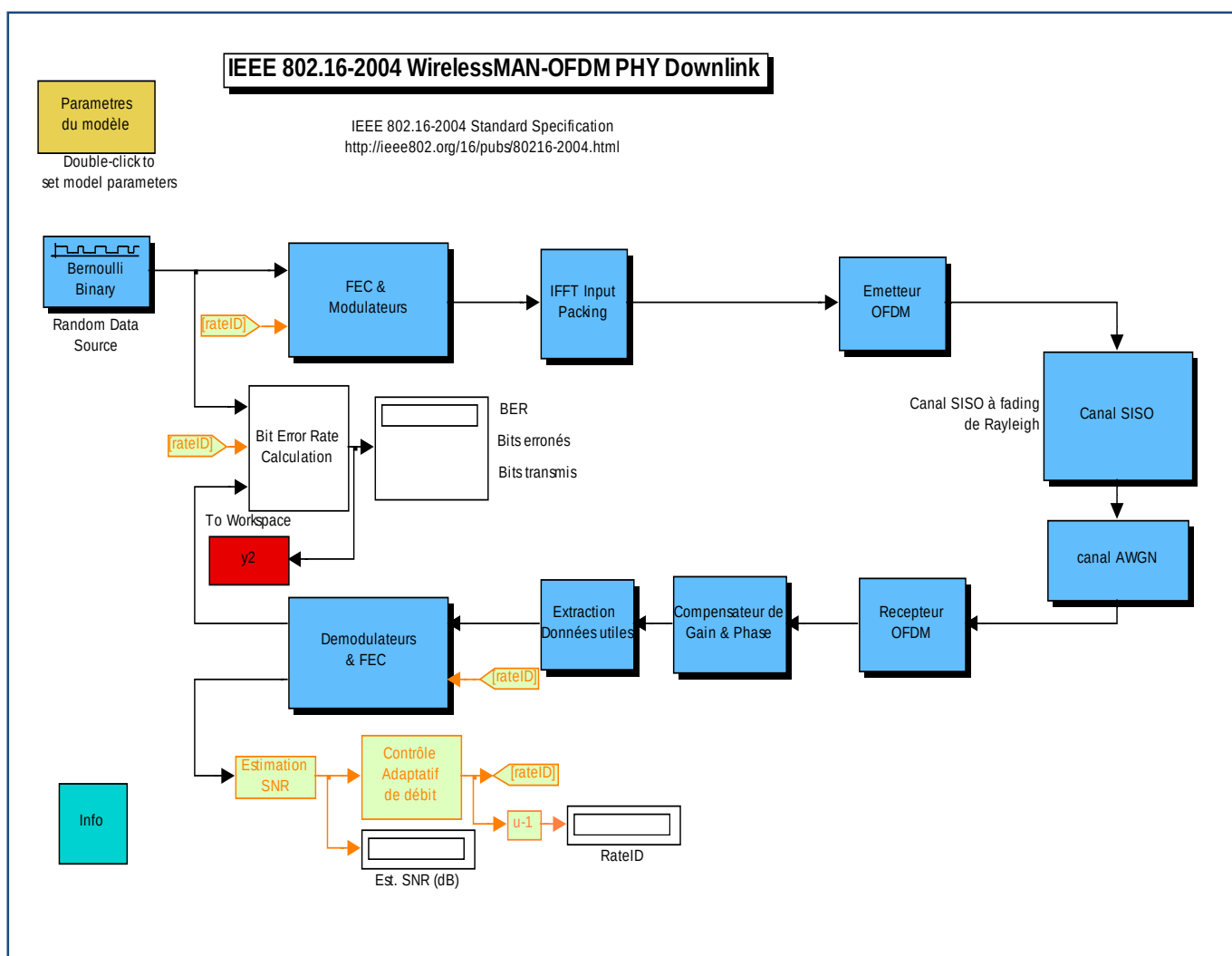


Figure 4.7 : Modèle SISO-OFDM

- **Bernoulli Binary :**

Le bloc « Bernoulli Binary » est une source de bits aléatoires utilisant une distribution de Bernoulli. Le nombre 0 est généré avec une probabilité de p et le nombre 1 est généré avec une probabilité de $q=1-p$. Dans notre cas nous avons choisi $p=q=0,5$.

- **FEC & Modulateurs :**

Ce bloc est destiné à la modulation (voir la figure 4.8). Cette opération est réalisée après que le système aura choisi le type de modulation et le taux de codage appropriés et aura fait un codage correcteur d'erreur FEC (Forward Error Correction) correspondant.

➤ Choix de type de modulation et taux de codage:

Le bloc « Contrôle adaptatif de débit » compare les six valeurs des seuils (S) du SNR qui se trouvent dans le bloc « Paramètres du modèle » avec les valeurs du SNR estimé (SNR_{est}) à la réception. En fonction du résultat final, le bloc « contrôle adaptatif de débit » affecte une valeur au bloc « Rate ID » allant de 0 à 6 qui identifie le type de modulation et le taux de codage approprié, comme le montre le tableau suivant :

Plages du SNR en dB	Rate ID	Type de modulation et taux de codage total
$SNR_{est} < S_1$	0	BPSK 1/2
$S_1 \leq SNR_{est} < S_2$	1	QPSK 1/2
$S_2 \leq SNR_{est} < S_3$	2	QPSK 3/4
$S_3 \leq SNR_{est} < S_4$	3	16-QAM 1/2
$S_4 \leq SNR_{est} < S_5$	4	16-QAM 3/4
$S_5 \leq SNR_{est} < S_6$	5	64-QAM 1/2
$S_6 \leq SNR_{est}$	6	64-QAM 3/4

Tableau 4.2: Table d'adaptation de la modulation en fonction du SNR

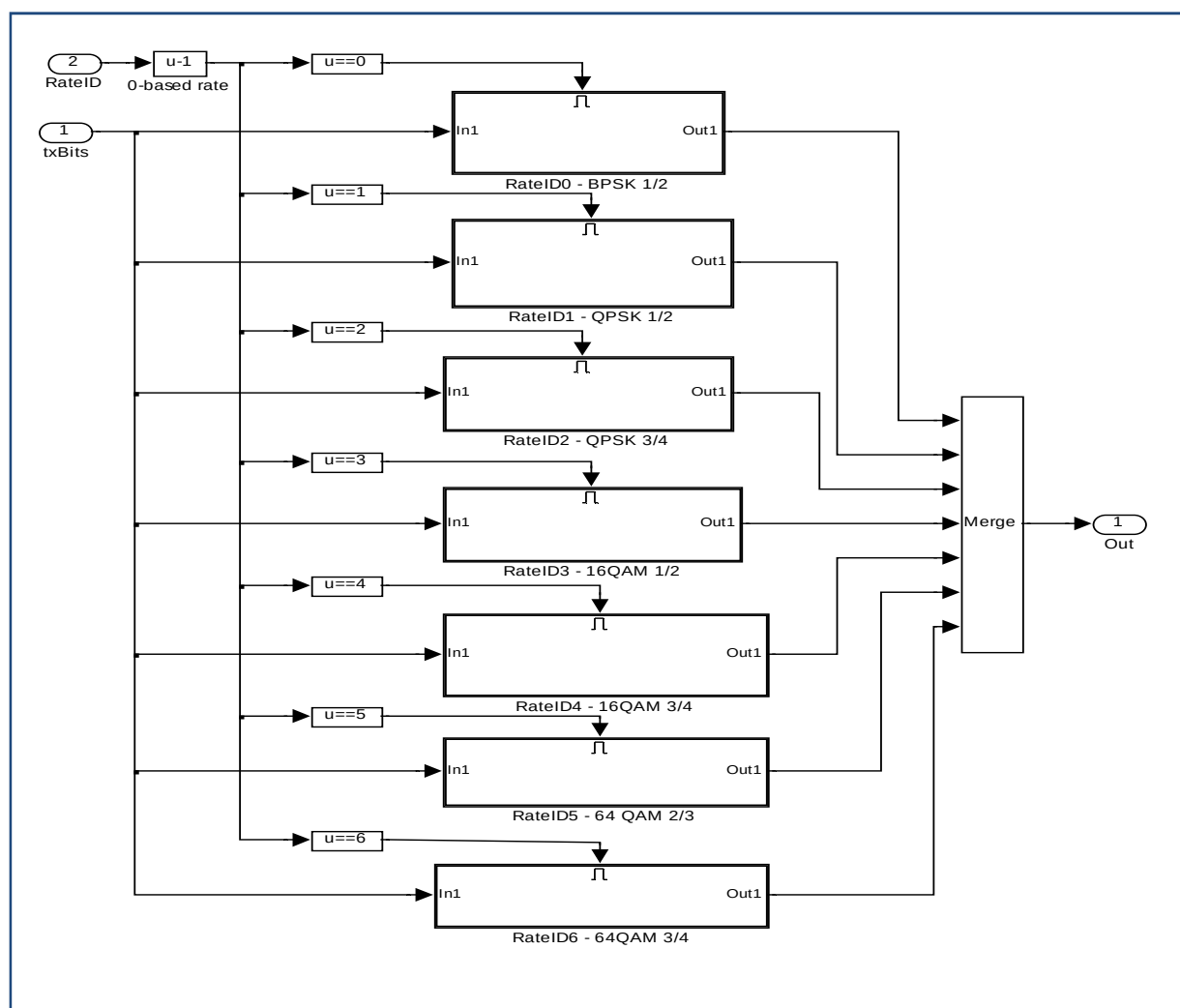


Figure 4.8 : FEC & Modulateurs

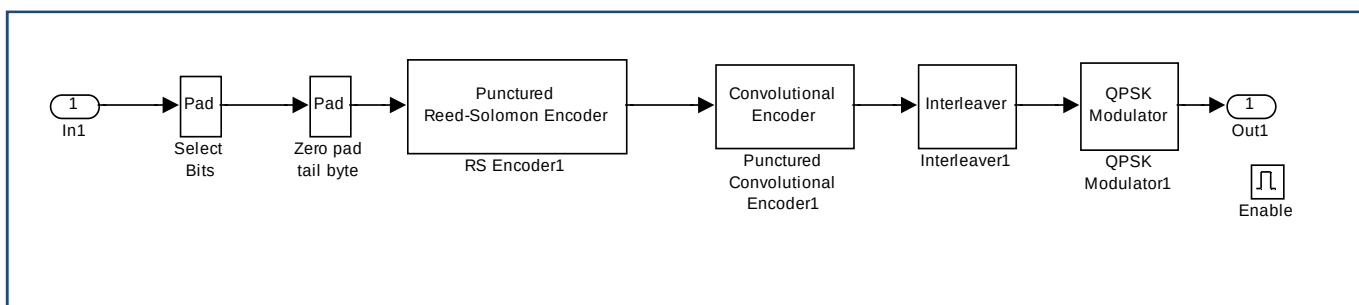


Figure 4.9 : FEC & Modulateur QPSK

➤ Codage correcteur d'erreurs (FEC) :

Une fois que le système aura choisi le type de modulation et le taux de codage approprié, les bits générés par le Bernoulli Binary passent dans le bloc FEC qui est constitué de trois blocs qui sont : Le bloc de codage Reed-Solomon, le bloc de codage convolutif et le bloc Interleaver.

▪ Codage Reed-Solomon :

Le code de Reed-Solomon, noté RS (N, K, T), est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de K symboles de m bits en un mot de N symboles de m bits en ajoutant $2T = (N-K)$ symboles de redondance. Ainsi N , K et T peuvent être définies de la manière suivante :

- N : le nombre de symboles après codage
- K : le nombre de symboles avant codage
- T : le nombre de symboles pouvant être corrigés

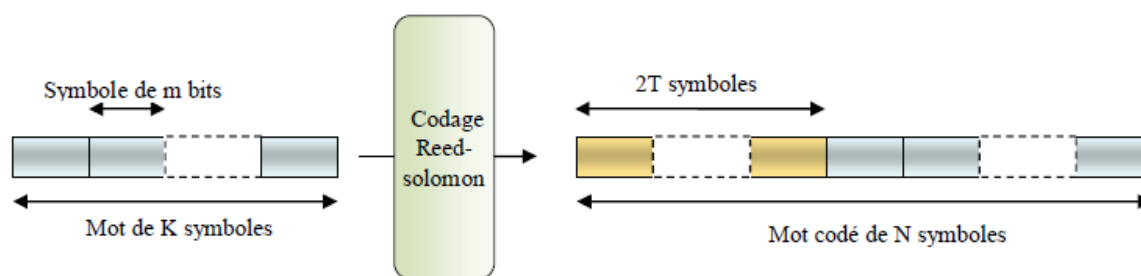


Figure 4.10 : Principe du codage de Reed-Solomon

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r=K/N$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur $1/r$.

La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ($N = 255$, $K = 239$, $T = 8$) utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments noté $GF(2^8)$. Ce code est utilisé juste pour les modulations QPSK et QAM.

▪ **Codage convolutif :**

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage convolutif qui permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds en garantissant un taux de codage de 1/2 et une longueur de contrainte de 7 et des coefficients de générateur polynomiale $g_1=171_{oct}$ et $g_2=133_{oct}$.

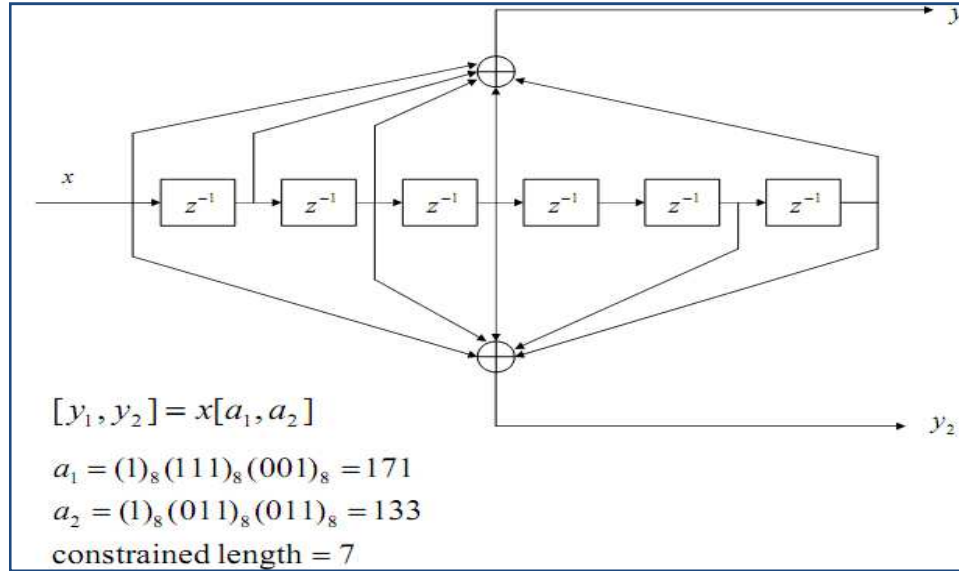


Figure 4.11 : Codage convolutif pour un standard IEEE 802.16

Afin d'augmenter le débit et réduire la redondance du codage, une piquê (puncture) du signal est utilisé.

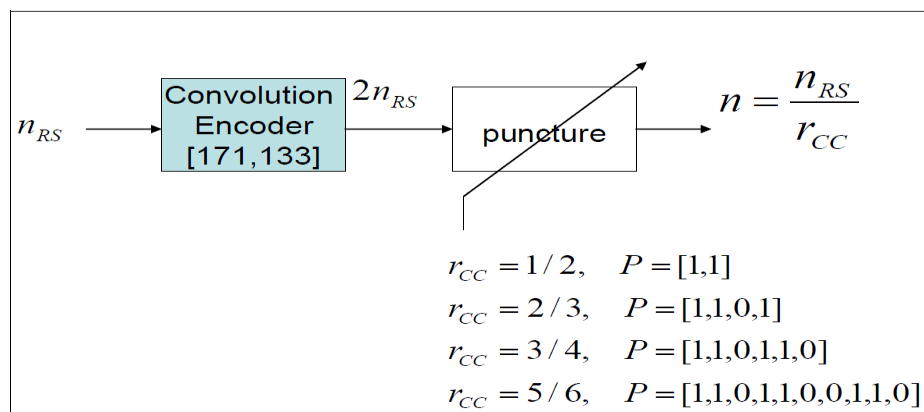


Figure 4.12 : Codeur convolutif avec l'action de piquage du signal

Le taux de codage total est obtenu par la combinaison du taux de codage Reed-Solomon avec le codage convolutif et qui correspond au taux de codage choisi par le système au départ.

▪ Interleaver :

Le bloc Interleaver (Entrelacement) est utilisé pour le réarrangement des bits dans la trame pour éviter de longues suites de bits ou d'octets consécutifs erronés, comme le montre la figure suivante :

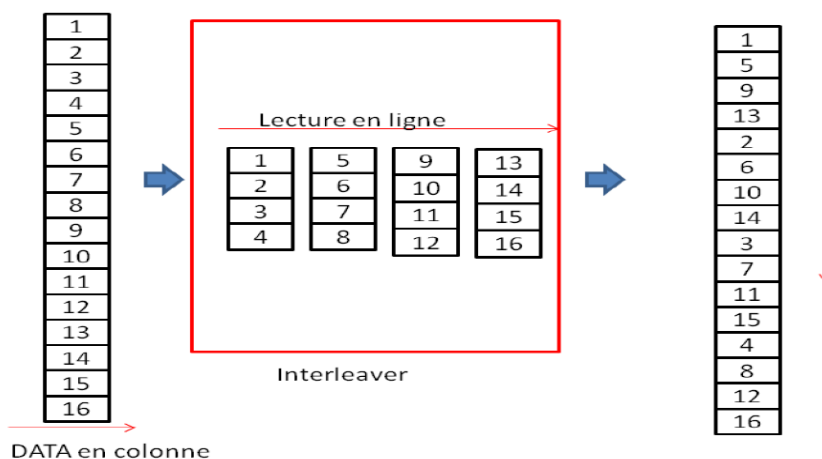


Figure 4.13 : Fonctionnement du bloc Interleaver

➤ Modulation :

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation ou elles seront ordonnées sous forme de constellations selon le type de modulation choisi (BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM). Les diagrammes de constellations de ces modulations sont décrits sur la figure suivante :

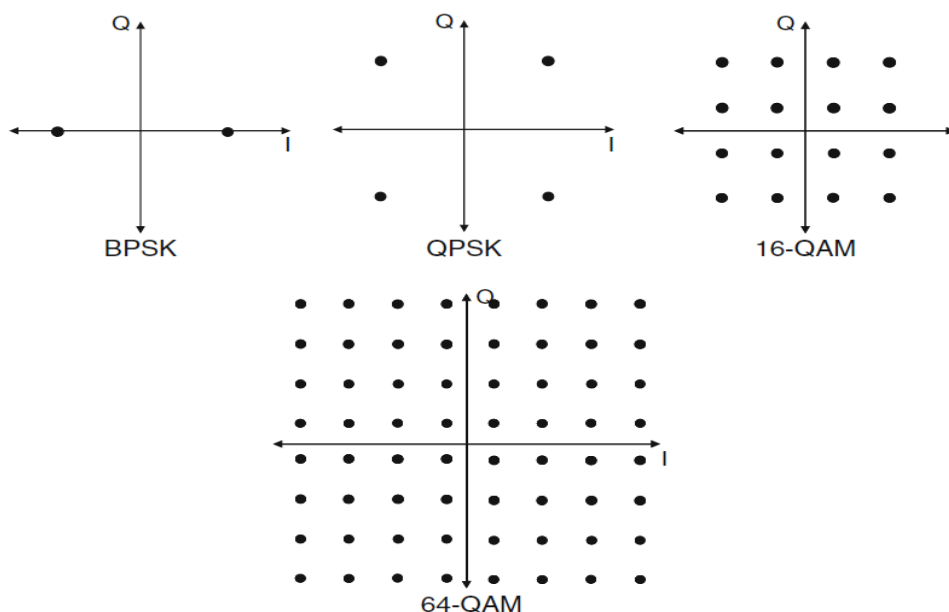


Figure 4.14 : Constellations de: BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM

Après la modulation chaque symbole OFDM se compose de 192 sous-porteuses qui sont réservées pour le transport des données utiles.

- **IFFT input packing :**

Ce bloc a comme fonction de convertir les données que porte un symbole OFDM de série en parallèle, puis de l'arranger par insertion des 8 sous-porteuses pilotes, qui permettent d'obtenir des informations sur le canal et la synchronisation à la réception et l'insertion aussi de la sous-porteuse nulle centrale (DC). La figure 4.15 illustre la manière dont les sous-porteuses sont insérées.

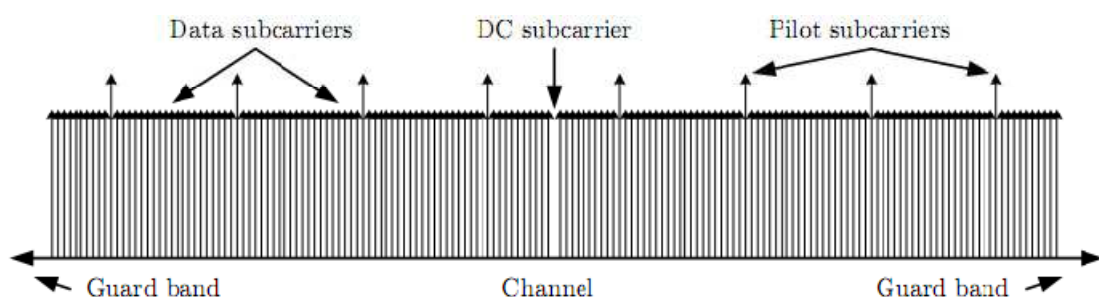


Figure 4.15 : Insertion des sous-porteuses pilotes et de la sous porteuse nulle centrale (DC)

- **Emetteur OFDM :**

Ce bloc insère un préambule qui a pour but l'estimation du canal (CSI). A ce même niveau une bande de garde de 55 sous-porteuses nulles est ajoutée pour minimiser l'effet d'IEP (interférences entre porteuses), 28 sous-porteuses dans les indices les plus bas et les 27 autres dans les indices les plus hauts, puis, le tout est réordonné selon la figure 4.17.

L'opération fondamentale de ce bloc est l'IFFT qui assure la modulation des données que porte un symbole OFDM en les transformant du domaine fréquentiel au domaine temporel, puis, la puissance du signal est normalisée par sa multiplication par un gain de compensation 'K'.

Ensuite, un intervalle de garde de type préfixe cyclique (CP) est inséré avant chaque symbole pour lutter contre le phénomène d'IES. Dans notre cas, nous choisirons un CP de longueur 1/8.

Finalement l'information subit une conversion parallèle série avant qu'elle soit envoyée vers le bloc « Pré-Distorsion et amplificateur non-linéaire » qui est destiné pour lutter contre les pics de puissance PAPR (Peak to Average Power Rate).

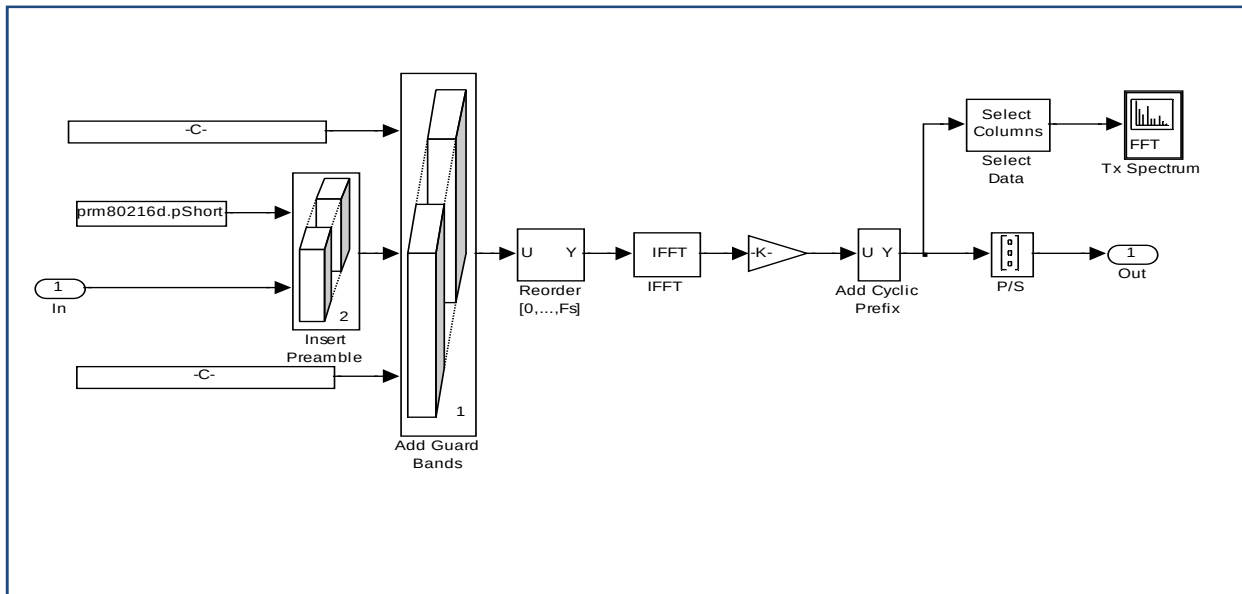


Figure 4.16 : Emetteur OFDM

Le symbole OFDM à la sortie du bloc « Emetteur OFDM » se compose de 256 sous-porteuses dont la répartition est faite de la manière suivante : 192 sous-porteuses réservées pour le transport des données utiles, 8 sous-porteuses pilotes et 56 sous-porteuses nulles (55 sous-porteuses pour la bande de garde et une sous-porteuse centrale (DC)).

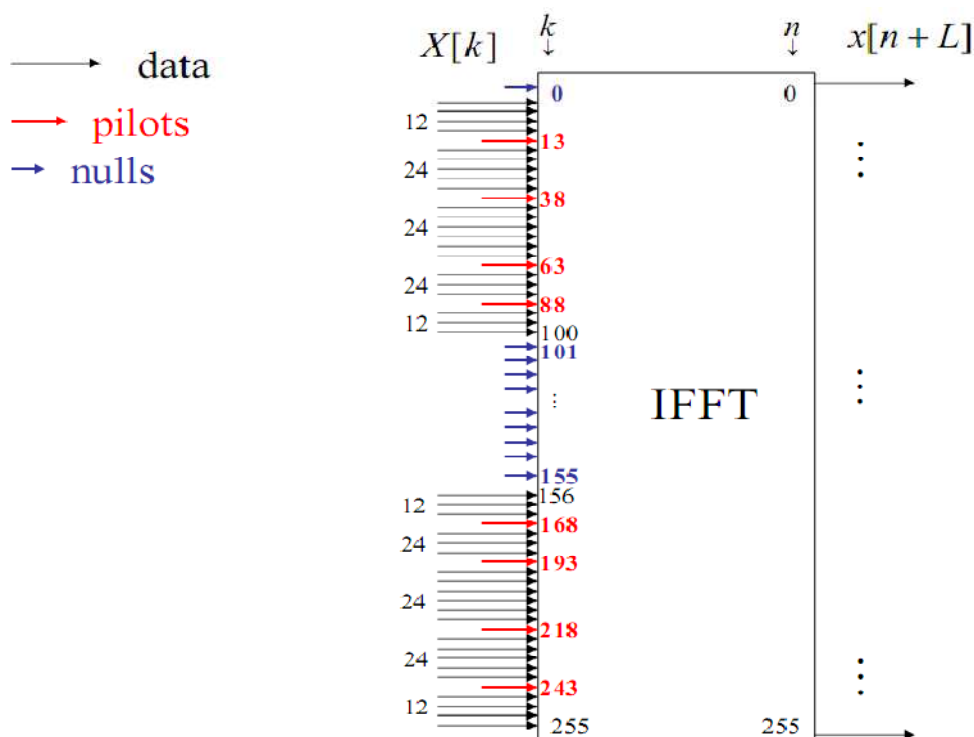


Figure 4.17 : Vecteur d'entrée de l'IFFT

- **Canal SISO :**

Le bloc de base à fading de Rice à été modifié en un bloc composé de deux sous blocs principaux, à savoir, un sous bloc pour le fading de Rayleigh et un autre pour un bruit blanc gaussien AWGN. Ces deux sous bloc sont disponibles dans la bibliothèque de Simulink.

- **Récepteur OFDM :**

Le symbole OFDM reçu, subit une conversion série-parallèle puis l'extraction du préfixe cyclique. Il passe en suite par le sous-bloc FFT, qui lui permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel, puis, la puissance de signal est normalisée par sa multiplication par un gain de compensation 'K'. Finalement, la bande de garde est enlevée et les symboles sont réordonnés.

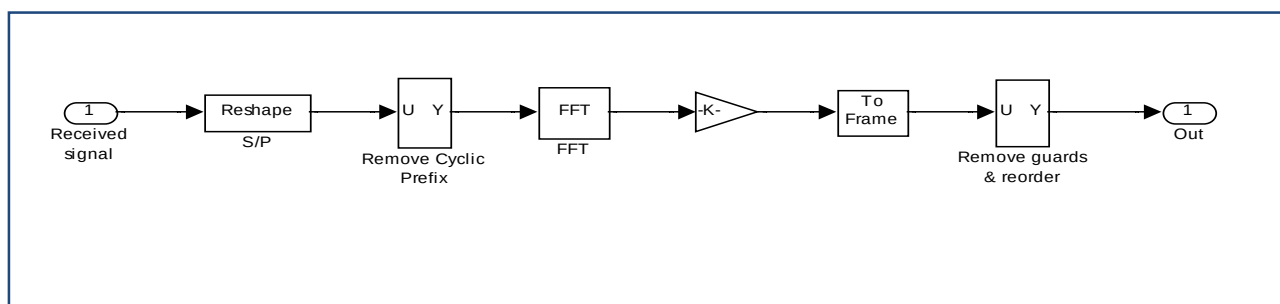


Figure 4.18 : Récepteur OFDM

- **Compensateur de phase et de gain :**

La phase et le gain du signal reçu sont corrigés en se basant sur la comparaison du préambule reçu avec celui transmis et cela après suppression de la sous-porteuse DC.

- **Extraction de données utiles :**

Dans ce bloc, on récupère les données utiles en séparant les sous-porteuses pilotes de celles qui sont réservées pour le transport de données utiles.

Finalement, les données utiles subissent une conversion parallèle-série avant de les envoyer vers le bloc Démodulateurs et FEC.

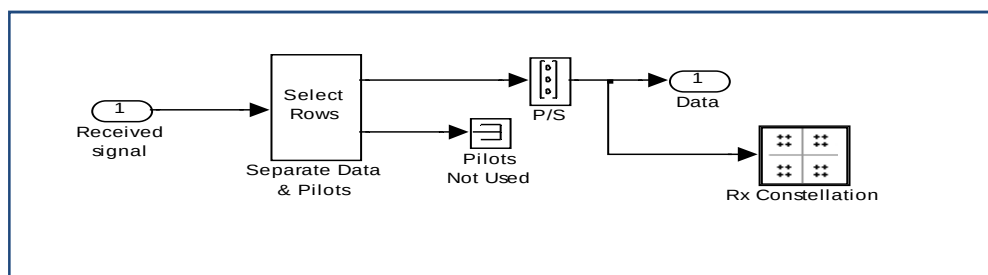


Figure 4.19 : Extraction de données utiles

- **Démodulateurs et FEC:**

Le bloc « Démodulateurs et FEC » est présenté par la figure 4.20.

➤ **Démodulation :**

L'information est démodulée par un démodulateur correspondant (selon la valeur de RateID sur le tableau 4.2).

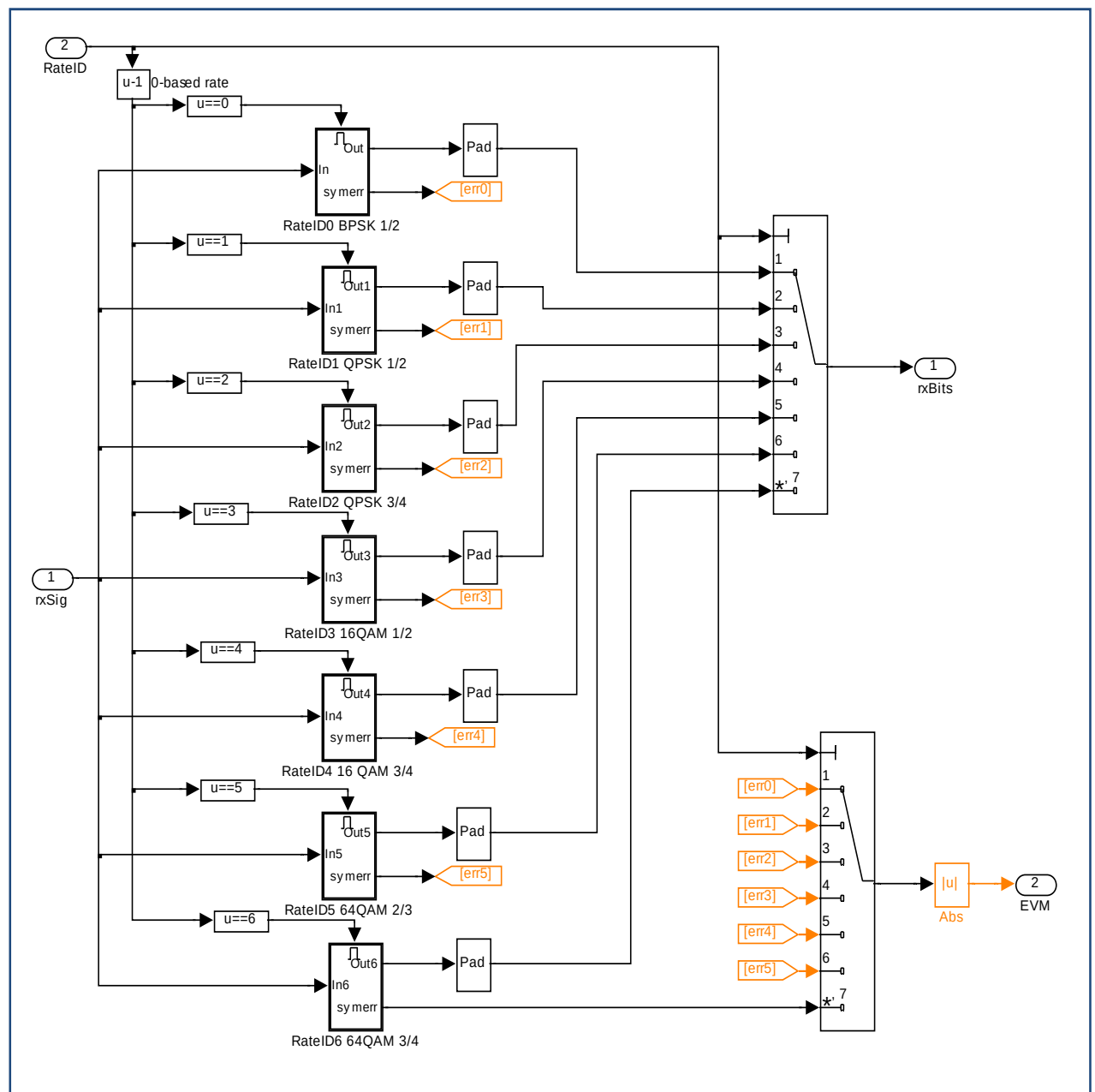


Figure 4.20 : Démodulateurs et FEC

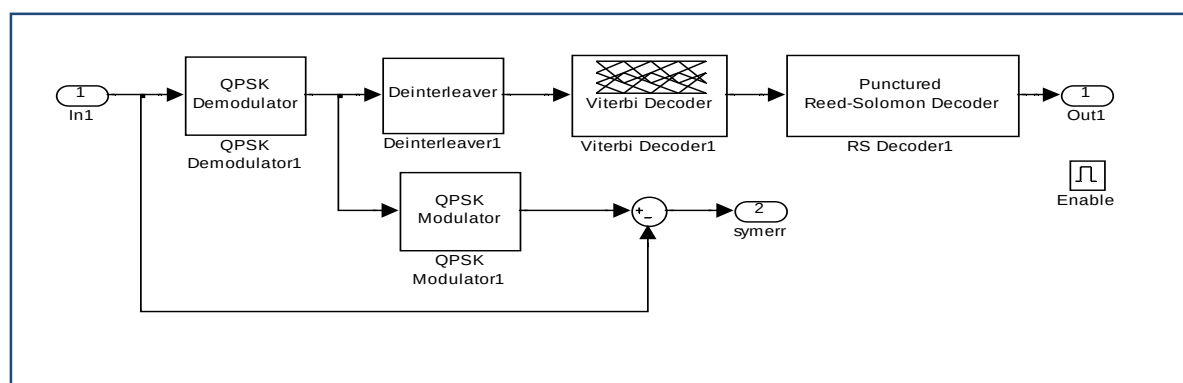


Figure 4.21 : Démodulateur QPSK & FEC

➤ Décodage correcteur d'erreur (FEC) :

Une fois que l'information est démodulée, elle passe dans le bloc FEC qui est constitué de trois blocs qui sont : Deinterleaver, Décodage de Viterbi et Décodage de Reed-Solomon.

▪ Deinterleaver :

Le bloc Deinterleaver (Désentrelacement) permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction Interleaver.

▪ Décodage de Viterbi :

Le bloc décodage de Viterbi est la fonction duale au codage convolutif appliqué à l'émission. Il se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance pour chercher le chemin optimal entre le symbole reçu à un instant t et l'état du codeur lui correspondant au même instant.

▪ Décodage de Reed-Solomon :

Le bloc décodeur RS inverse l'effet du processus de codage effectué à l'émission. En effet, ce décodeur accepte un paquet de taille N en l'entrée pour en ressortir un autre de taille K . De même que le codeur RS, $N = 255$ et $K = 239$.

4.4.2 Description du modèle MISO-OFDM :

Le modèle MISO-OFDM est représenté par la figure 4.22. Ce modèle contient des blocs supplémentaires par rapport à celui du modèle SISO-OFDM. Nous décrivons ces nouveaux blocs.

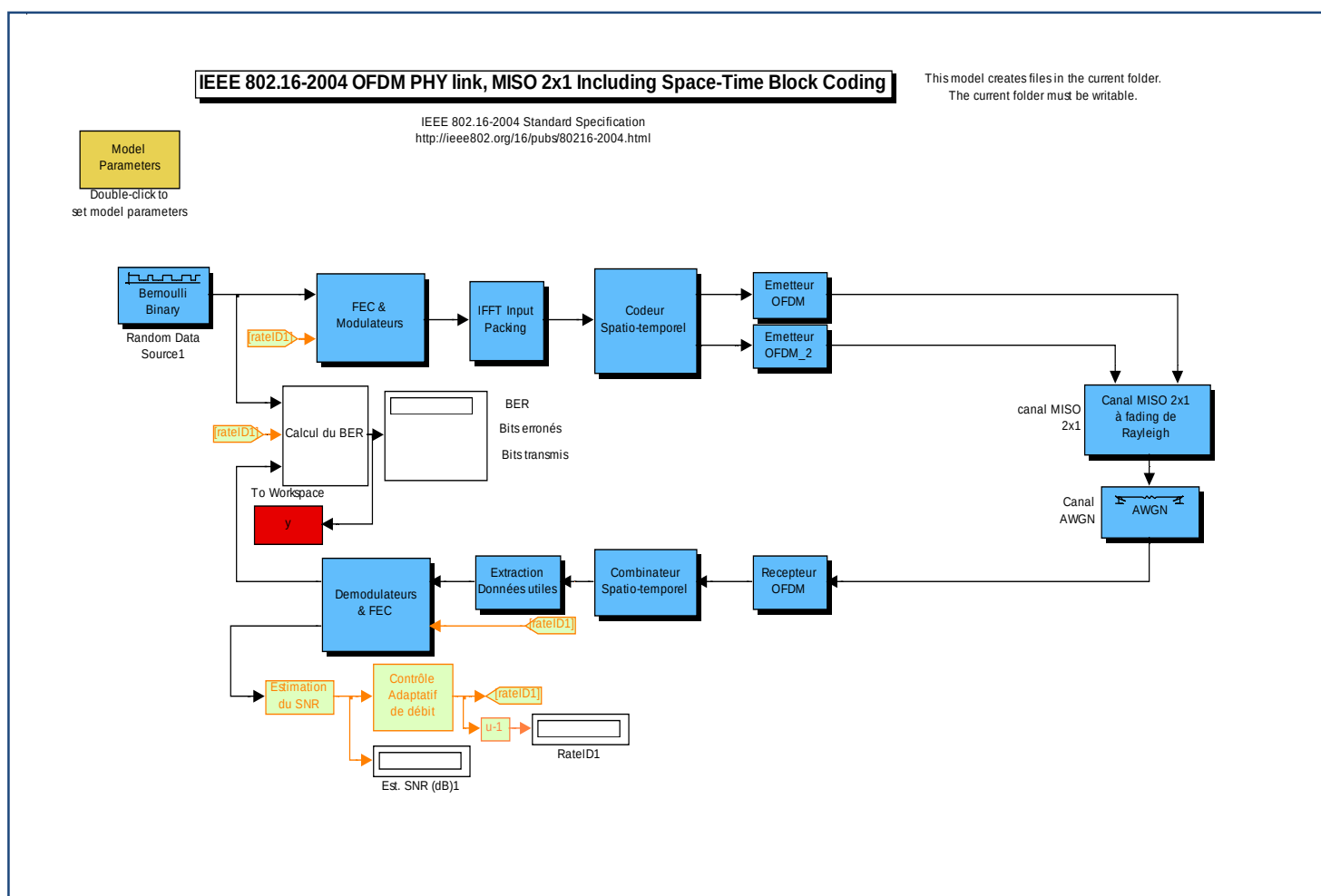


Figure 4.22 : Modèle MISO-OFDM

- **Codeur spatio-temporel :**

Ce bloc reçoit les données du bloc IFFT Input Packing, pour lesquelles il effectue un codage spatio-temporel en bloc STBC (technique d'Alamouti). Cette technique a été présentée dans le chapitre 3. Chacune des deux sorties du bloc alimente un émetteur OFDM. Ce bloc est une S- function dont le code est disponible à l'annexe C.1

- **Emetteur OFDM :**

Les deux émetteurs OFDM utilisés par ce système sont similaires avec celui utilisé par le système SISO-OFDM sauf qu'ils sont alimentés par deux préambles différents, l'un avec préambule paire (préambule.even) et l'autre avec un préambule impair (préambule.odd).

- **Canal MISO à fading de Rayleigh :**

Le bloc présenté par la figure 4.23 représente une simulation d'un canal MISO (2x1) à fading de Rayleigh. Les valeurs des phases sont choisies de façon aléatoire et le taux de corrélation entre antennes à l'émission est égal à 0.5 pour un niveau de corrélation moyen.

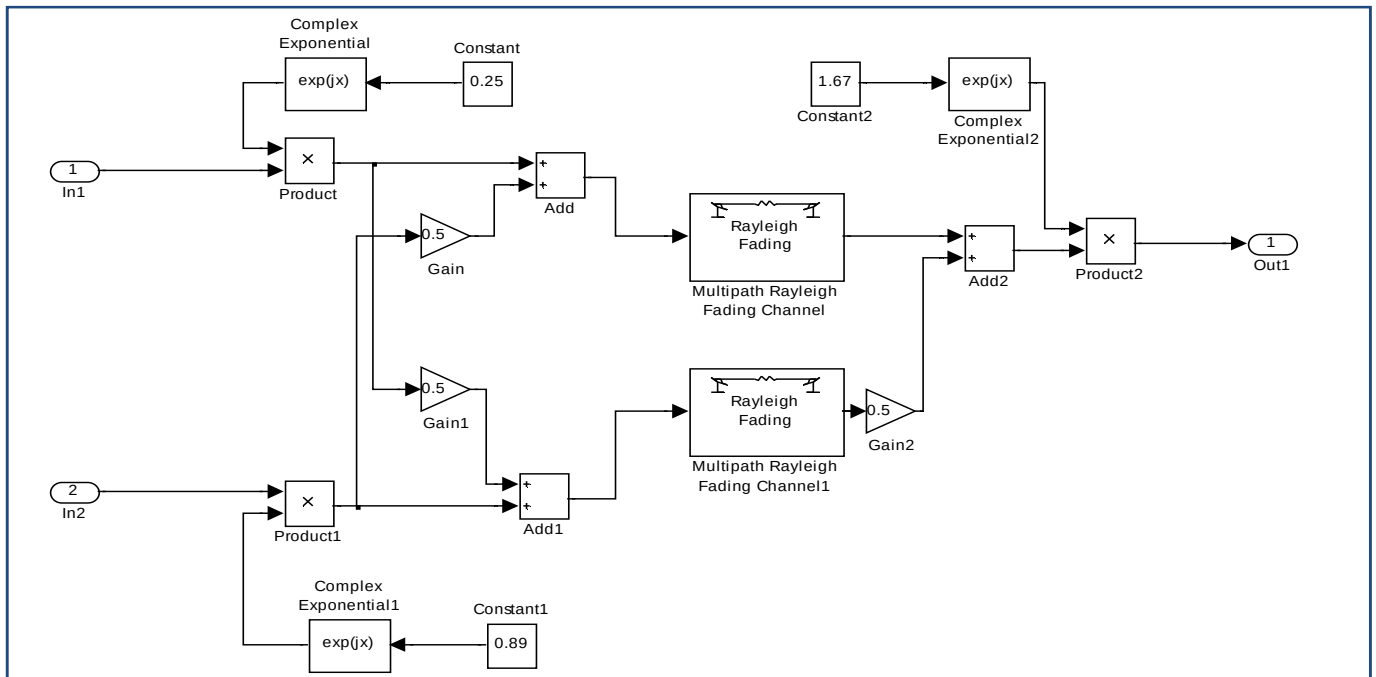


Figure 4.23 : Canal MISO à fading de Rayleigh

- **Combinateur Spatio-temporel :**

Ce bloc réalise trois fonctions principales à savoir, l'estimation du canal (CSI) en se basant sur la comparaison des préambles reçus et ceux transmis, le décodage selon la technique d'Alamouti en exploitant les coefficients du canal estimés et enfin la division des symboles décodés par un gain de compensation. Ce bloc est une S-Function dont le code Matlab[®] est donné à l'annexe C.2.

4.4.3 Description du modèle MIMO OFDM :

Le modèle MIMO-OFDM est présenté par la figure 4.24. Deux blocs sont modifiés par rapport au modèle MISO-OFDM, à savoir, le canal MISO 2x1 à fading de Rayleigh et Combinateur de diversité spatio-temporel.

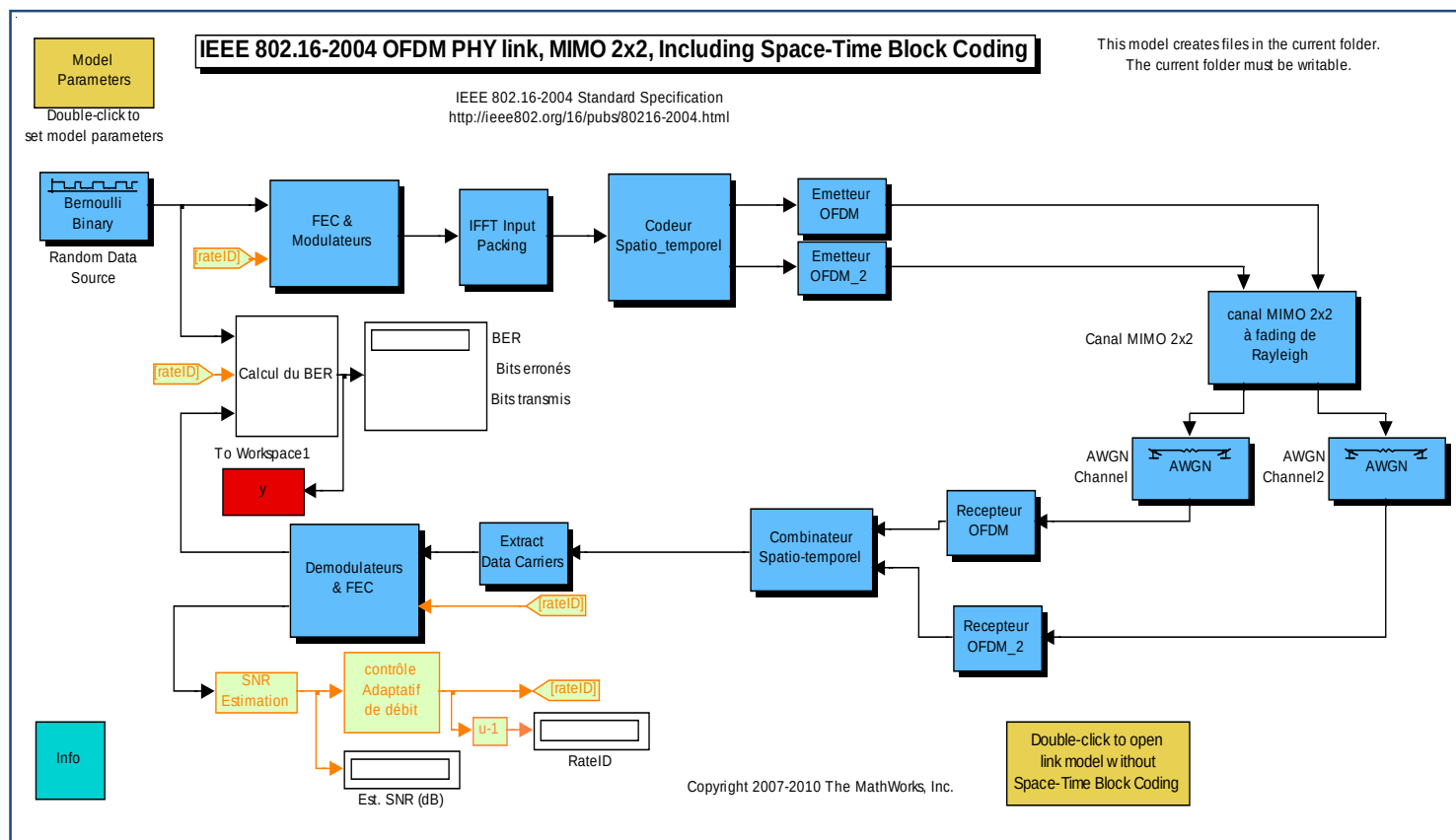


Figure 4.24 : Modèle MIMO-OFDM

- **Canal MIMO 2x2 à fading de Rayleigh :**

Le bloc présenté par la figure 4.25 représente une simulation d'un canal MIMO (2x2) à fading de Rayleigh corrélé avec des coefficients égaux à 0.5 entre les deux antennes à l'émission et entre les deux antennes à la réception.

- **Combinateur Spatio-temporel :**

Ce bloc à deux entrées réalise les mêmes fonctions que celui du système MISO-OFDM sauf qu'il fait l'estimation de quatre canaux au lieu de deux en se basant sur les préambules paires et impaires, et puis le décodage se fait en exploitant les valeurs du canal MIMO estimées et les deux signaux issues des deux blocs récepteurs OFDM. Ce bloc STBC est une S-Function dont le code Matlab[®] est donné à l'annexe C.3.

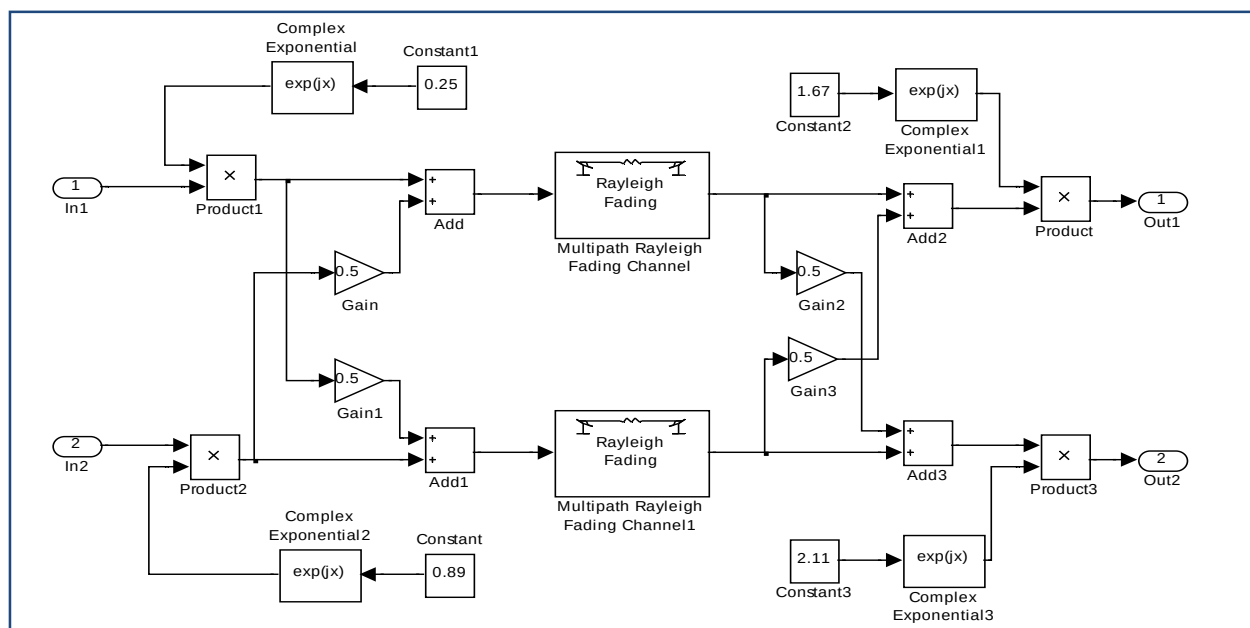


Figure 4.25 : Canal MIMO à fading de Rayleigh.

4.4.4 Modèles de canal ITU :

Pour simuler le canal multi-trajets, on a adopté les modèles spécifiés par ITU (International Telecommunication Union). Ces derniers décrivent une variété de situations considérées typiques. Trois situations d'utilisateur sont considérées [7] :

- Indoor
- Pedestrian
- Vehicular

L'ITU spécifie deux profils de multi-trajets : profil 'A' et profil 'B'.

Le profil 'A' a un retard de propagation court comparé au profil 'B'.

Le profil 'A' représente des environnements ruraux macro-cellulaires, tandis que le profil 'B' représente un environnement urbain macro-cellulaire.

Pour notre simulation, nous avons utilisé deux modèles : Indoor A et Vehicular A.

- Le modèle **Indoor A** représente le cas où l'utilisateur est un abonné immobile, sa fréquence Doppler est nulle. Les caractéristiques de ce modèle sont données par le tableau 4.3.
- Le modèle **Vehicular A** suppose que l'utilisateur est un abonné en mouvement avec une vitesse allant de 60 km/h à 120 km/h, ce qui correspond à des fréquences Doppler de 127.77 Hz et 255.56 Hz respectivement. Les caractéristiques de ce modèle sont données par le tableau 4.4.

Nombres de trajets (taps)	Retard (ns)	Puissance correspondante (dB)
1	0	0
2	50	-3
3	110	-10
4	170	-18
5	290	-26
6	310	-32

Tableau 4.3 : Modèle de canal multi-trajets Indoor A [7].

Nombres de trajets (taps)	Retard (ns)	Puissance correspondante (dB)
1	0	0
2	310	-1
3	710	-9
4	1090	-10
5	1730	-15
6	2510	-20

Tableau 4.4 : Modèle de canal multi-trajets Vehicular A [7].

4.5 Résultats des simulations de différents systèmes combinés:

Dans la section 4.4, nous avons présenté les différents modèles des systèmes combinés. Nous avons configuré également ces derniers en utilisant les paramètres du standard IEEE 802.16-2004 donnés par le tableau 4.1. Nous avons exposé les modèles de canaux multi-trajets utilisés pour la simulation dont les paramètres sont donnés par les tableaux 4.3 et 4.4.

Pour ce qui suit, nous allons présenter les performances des différents systèmes de communications sous formes de courbes du BER (voir la relation (1.3)) en fonction du SNR (voir la relation (1.2)) en changeant quelques paramètres essentiels, à savoir : Le SNR du canal, le type de modulation et le taux de codage.

4.5.1 Performances pour un canal multi-trajets « Indoor A » :

Après avoir réglé les paramètres du canal multi-trajets « Indoor A », nous exécutons les modèles SISO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM présentés respectivement par les figures 4.7, 4.22 et 4.24 pour les différentes constellations des modulations PSK et QAM avec différents taux de codage. Les résultats de cette exécution sont présentés par les figures 4.26 et 4.27.

4.5.1.1 Résultats des simulations pour les modulation PSK :

Les résultats des simulations de différents systèmes combinés SISO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM pour un canal multi-trajets « Indoor A » et pour les modulations PSK à savoir : QPSK1/2 et QPSK3/4 sont présentés par la figure suivante :

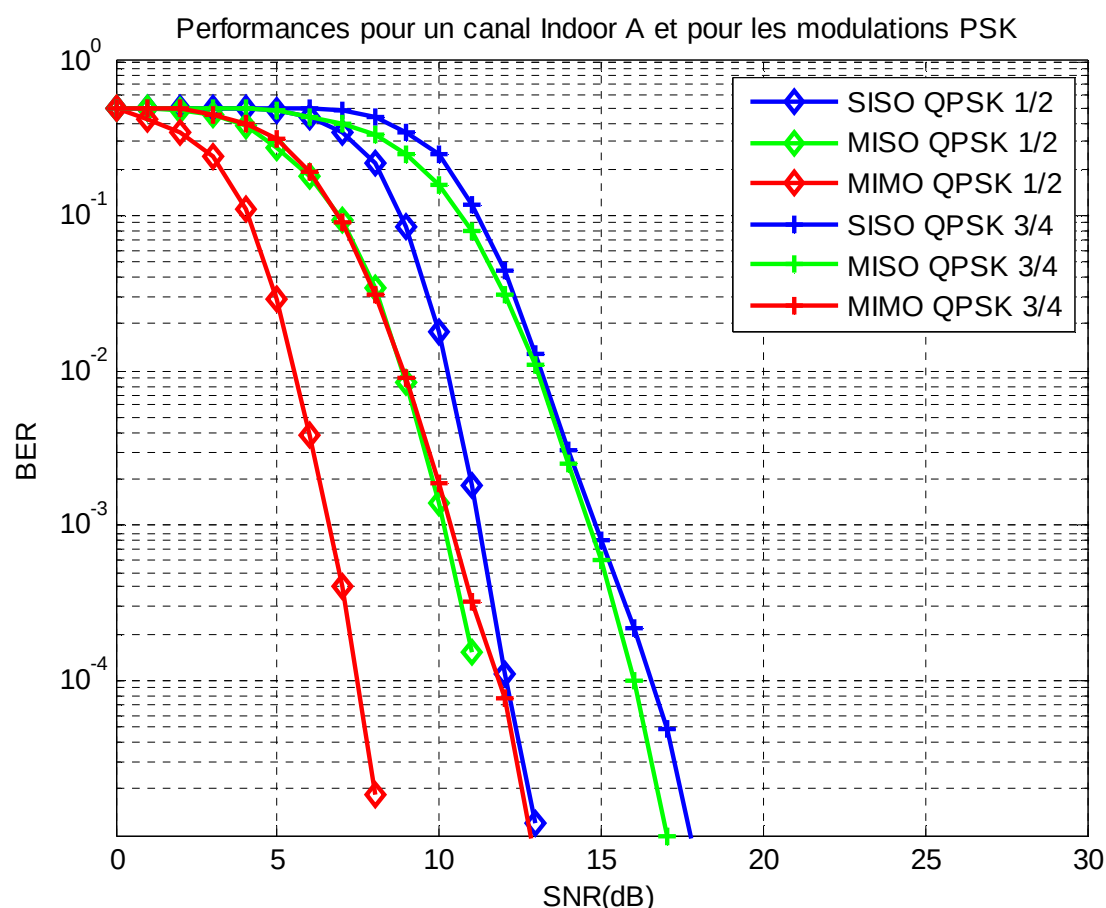


Figure 4.26 : Performances pour un canal Indoor A et pour les modulations PSK

En analysant les résultats présentés par la figure 4.26, on constate que les performances du système MISO-OFDM (couleur verte) pour les modulations QPSK 1/2 et QPSK 3/4 sont meilleures par rapport au système SISO-OFDM (couleur bleu) à la moyenne de 1dB, tandis que le système MIMO-OFDM (couleur rouge) représente une performance moyenne de 3dB par rapport au système MISO-OFDM et une moyenne de 4dB par rapport au système SISO-OFDM, ce qui veut dire, pour que le système SISO-OFDM donne les mêmes valeurs de BER (même qualité de transmission) que le système MIMO-OFDM, son niveau de SNR doit être à la moyenne plus grand de 4dB que son niveau actuel.

On constate aussi que les systèmes combinés sont plus performants pour la modulation QPSK avec le taux de codage $r=1/2$ qu'avec le taux de codage $r=3/4$ avec une performance moyenne de 2dB. Il s'agit d'un codage canal, ce qui signifie l'ajout de la redondance à l'information utile à fin de la protéger. Plus la taille de cette redondance est grande, l'information est mieux protégée. Pour un taux de codage $r=3/4$, la taille de la redondance ajoutée est $1/3$ de la taille de l'information utile qui est égale à 3 bits. Par contre, pour un taux de codage $r=1/2$, on ajoute une redondance de même taille que l'information utile qui égale à 1 bit, ce qui signifie que l'information est mieux protégée, ce qui explique les résultats obtenus.

4.5.1.2 Résultats des simulations pour les modulation QAM :

Les résultats des simulations de différents systèmes combinés pour un canal multi-trajets « Indoor A » et pour les modulations QAM sont présentés par la figure suivante :

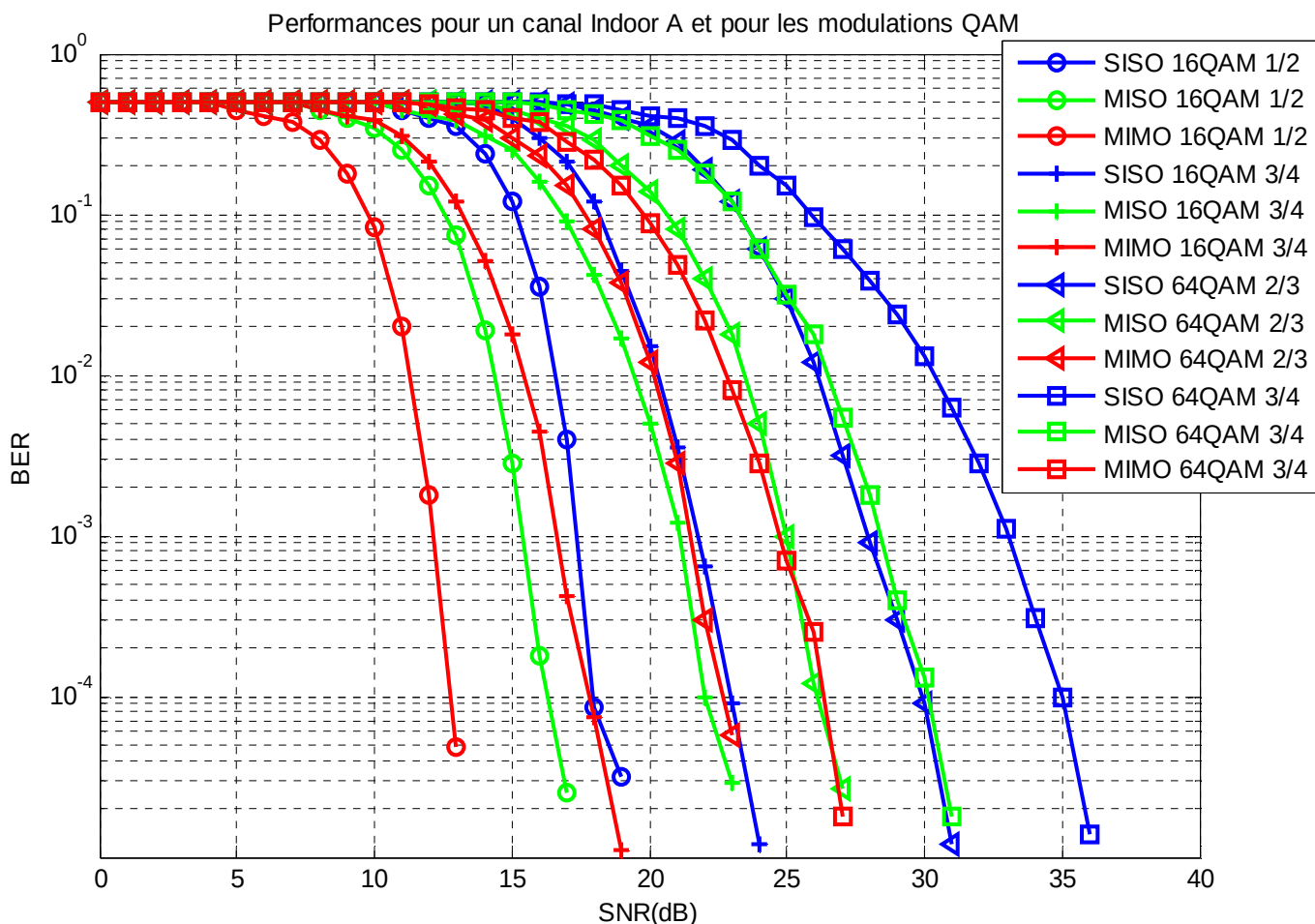


Figure 4.27 : Performances pour un canal Indoor A et pour les modulations QAM

D'après la figure 4.27, on constate que le système MISO-OFDM présente une amélioration de ces performances à la moyenne de 2dB par rapport au système SISO-OFDM. Egalement, le système MIMO-OFDM présente une amélioration de ces performances à la moyenne de 3dB en le comparant avec le système MISO-OFDM et à la moyenne de 5dB en le comparant avec le système SISO-OFDM.

4.5.2 Performances pour un canal multi-trajets « Vehicular A » :

Après avoir réglé les paramètres du canal multi-trajets « Vehicular A », nous exécutons les modèles des différents systèmes combinés pour les différentes constellations des modulations PSK et QAM avec différents taux de codage. Les résultats de cette exécution sont présentés par les figures 4.28 et 4.29.

4.5.2.1 Résultats des simulations pour les modulation PSK :

Les résultats des simulations pour les modulations QPSK1/2 et QPSK3/4 sont présentés par la figure suivante :

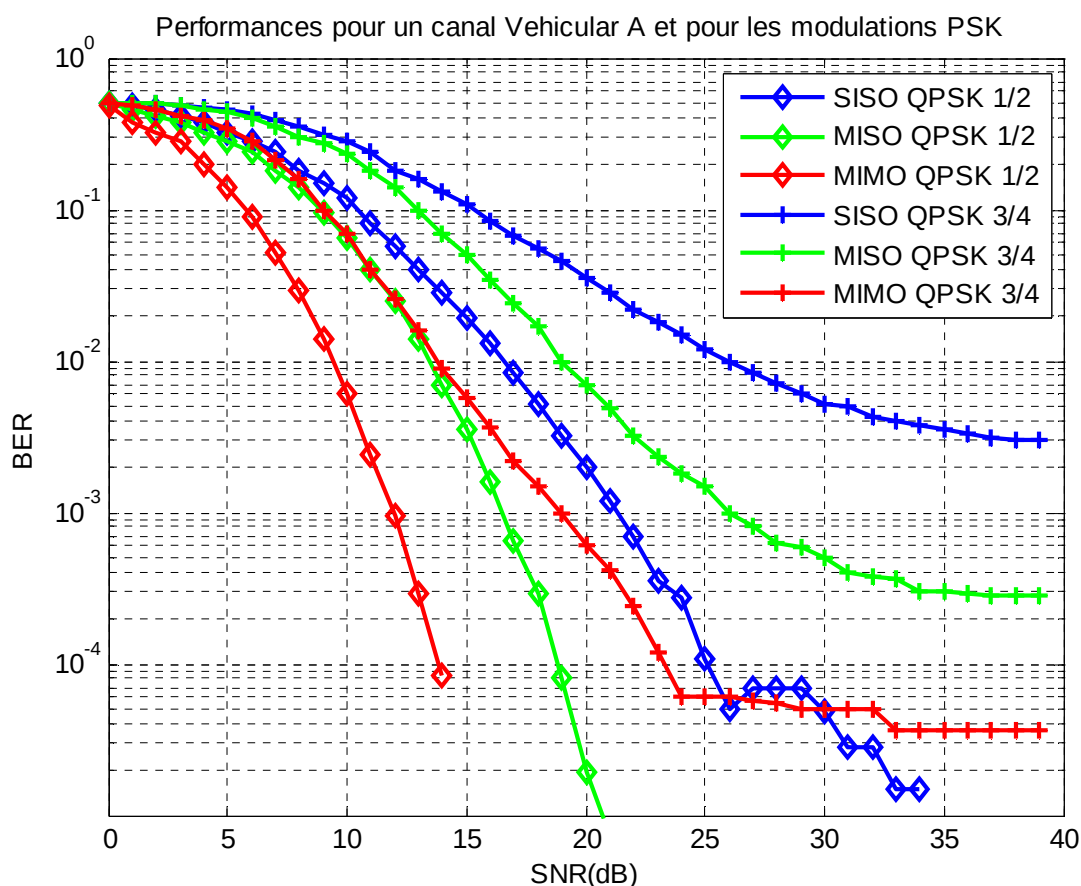


Figure 4.28 : Performances pour un canal Vehicular A et pour les modulations PSK

La figure 4.28 montre une dégradation claire des performances des systèmes combinés pour une communication à travers le canal multi-trajets « Vehicular A », comparées à celles obtenues pour le canal multi-trajets « Indoor A ». Ceci est justifié par le fait que le standard IEEE 802.16-2004 (WIMAX fixe) n'est pas adapté aux liaisons de communication mobiles, plus précisément pour une communication à travers un canal Vehicular où l'utilisateur se déplace avec une vitesse allant de 60 km/h à 120 km/h. Dans notre simulation la vitesse de déplacement de l'utilisateur égale à 60 km/h.

D'après la même figure, on constate que le système MIMO-OFDM reste toujours plus performant que le système MISO-OFDM avec une moyenne de 3dB et plus de 5dB par rapport au système SISO-OFDM qui représente des performances très faible pour la modulation QPSK 3/4 où son BER n'atteint pas la valeur de 10^{-3} .

4.5.2.2 Résultats des simulations pour les modulation QAM :

Les résultats des simulations de différents systèmes combinés pour un canal multi-trajets « Vehicular A » et pour les modulations QAM sont présentés par la figure suivante :

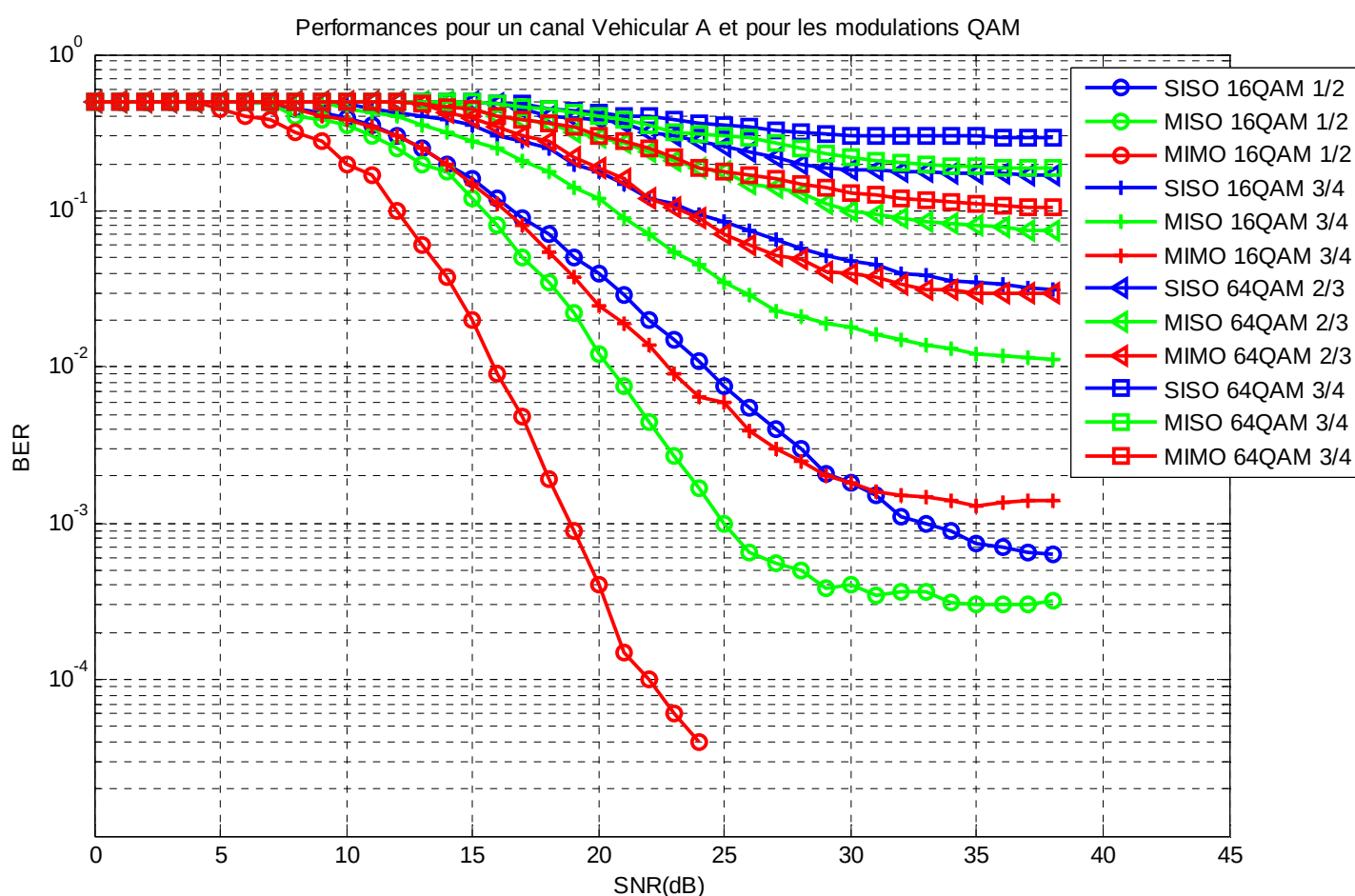


Figure 4.29 : Performances pour un canal Vehicular A et pour les modulations QAM

D'après la figure 4.29, on constate que pour les systèmes SISO-OFDM et MISO-OFDM avec la modulation 16-QAM, le BER n'atteint pas la valeur de 10^{-4} . En revanche, le système MIMO-OFDM avec la modulation 16-QAM et le taux de codage $r=1/2$ peut être considéré comme une solution viable.

Pour la modulation 64-QAM, on constate que les performances des systèmes combinés se détériorent fortement et leurs BER n'atteint pas la valeur de 10^{-2} , cela veut dire qu'il y a un certain niveau de distorsion du canal de transmission, dû aux multi-trajets et à l'effet Doppler, que ces systèmes de communication n'arrivent pas à combattre.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons simulé à l'aide des programmes MATLAB le système SISO-OFDM et la capacité des différentes configurations du système MIMO dans le but de confirmer ce qu'on a vu dans la théorie et nous avons aussi simulé sous Simulink les différents systèmes combinés, à savoir : le système SISO-OFDM sans codage STBC et les systèmes MISO-OFDM et MIMO-OFDM avec codage STBC dans le but de constater le système le plus performant.

Nous avons obtenu plusieurs résultats de ces simulations, à savoir :

- L'ajout de l'intervalle de garde est nécessaire juste pour les communications qui se font à travers un canal multi-trajets dans le but d'éliminer l'IES et sa longueur doit être supérieur au retard maximal du canal.
- A chaque fois qu'on augmente la taille de la constellation, les performances de la transmission se dégradent. On peut augmenter la taille de la constellation jusqu'à atteindre un débit maximal pour lequel la qualité de la transmission reste acceptable.
- La capacité d'un système MIMO est grande devant celle d'un système MISO et très grande devant celle d'un système SISO en plus elle augmente beaucoup plus rapidement, cela revient à son exploitation optimale de la technique de multiplexage spatiale.
- Plus on ajoute de la redondance d'une grande taille à l'information utile par un codage de canal, l'information est mieux protégée et plus les performances des systèmes combinés s'améliorent.
- Pour les deux modèles de canal multi-trajets (Indoor A et Vehicular A), le système de communication MIMO-OFDM est plus performant que les autres systèmes combinés et cela revient à son exploitation optimale des techniques de diversité qui lui permettent d'améliorer la qualité de la transmission.

Conclusion générale

L'objectif de notre mémoire était l'étude des systèmes MIMO-OFDM et l'évaluation de leurs performances en utilisant le logiciel MATLAB® R2012a.

Dans le premier temps, les caractéristiques des différents types du canal radio ont été rappelées. Cela nous a mené à la présentation d'une des techniques de modulations multi-porteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les évanouissements qu'entraînent un canal multi-trajets et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes de communications. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté la technique de transmission MIMO qui permet d'augmenter la fiabilité de la transmission en utilisant les techniques de diversité et d'augmenter la capacité des systèmes de communications en utilisant la technique de multiplexage spatial. Ensuite, nous avons présenté la combinaison des deux techniques en utilisant le codage STBC qui permet d'exploiter encore mieux la diversité qu'offre le système MIMO.

Dans le deuxième temps, nous avons simulé à l'aide des programmes MATLAB le système SISO-OFDM et la capacité des différentes configurations du système MIMO dans le but de confirmer ce qu'on a vu dans la théorie. Ensuite, nous avons exploité et modifié les modèles du standards IEEE 802.16-2004 avec STBC (MISO) et sans STBC (SISO) proposés par le toolbox de Mathworks™ SIMULINK® pour simulé les différents systèmes combinés à savoir, le système SISO-OFDM sans STBC et les systèmes MISO-OFDM et MIMO-OFDM avec STBC, dans le but de constater le système le plus performant pour différents modèles de canal multi-trajets.

Nous avons obtenu plusieurs résultats satisfaisants de ces simulations, à savoir :

- La technique OFDM diminue considérablement le phénomène d'IES. Un bon choix de la longueur de l'intervalle de garde est primordial pour l'élimination totale de ce phénomène. En effet, sa longueur doit être supérieure au retard maximal du canal.
- La capacité d'un système MIMO est grande devant celle d'un système MISO et très grande devant celle d'un système SISO en plus elle augmente beaucoup plus rapidement.
- Le système MIMO-OFDM présente des performances meilleures (BER faible) comparées aux systèmes MISO-OFDM et SISO-OFDM pour les différents types de canal (Indoor A et Vehicular A) et pour les différents types de constellations et taux de codage. Pour une même constellation, les performances des systèmes combinés sont meilleures pour les faibles valeurs du taux de codage. Dans le cas du canal Vehicular A, les performances des deux systèmes se dégradent considérablement et plus spécifiquement pour la constellation 64-QAM.

Annexes

Annexes

Annexe A :

A.1 LES MODULATIONS NUMERIQUES :

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ centrée sur la bande de fréquence du canal [27].

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A
- La fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase: φ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

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

Les types de modulations les plus fréquemment utilisés et que nous avons utilisé dans notre simulation sont :

- Modulation par déplacement de phase MDP
(*Phase Shift Keying PSK*).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses de quadrature MAQ
(*Quadrature Amplitude modulation QAM*).

A.1.1 Principes de modulations numériques :

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

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme [27] :

$$c(t) = \sum_K c_k \cdot g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t) \quad \text{Avec } c_k = a_k + j b_k$$

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

Dans les modulations PSK et QAM, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que [27] :

$$m(t) = \text{Re}[\sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}]$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement [27]:

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

En posant : $a(t) = \sum_k a_k(t)$ et $b(t) = \sum_k b_k(t)$

Le signal $a(t) = \sum_k a_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Le signal $b(t) = \sum_k b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

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

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$$

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

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet ($A1, A2, \dots, AM$) et dans l'alphabet ($B1, B2, \dots, BM$).

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement *composante en phase* (I en anglais) et *composante en quadrature* (Q en anglais).

La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle $[-B, B]$ avec $B < f_0$ (Condition de Rayleigh).

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

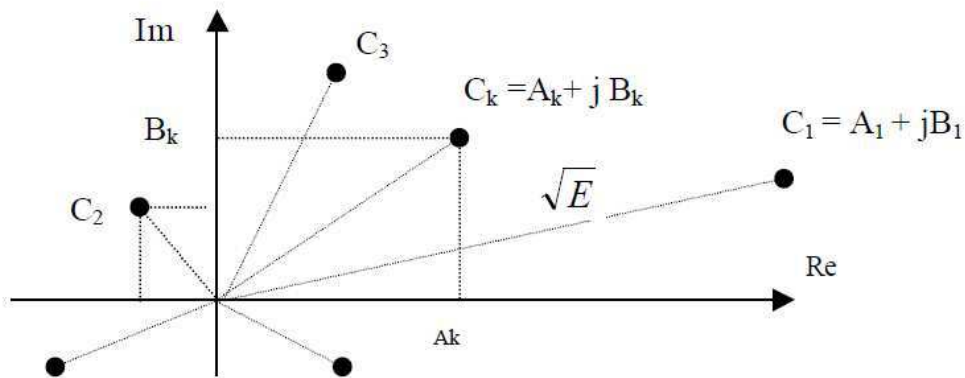


Figure A.1 : Définition d'une constellation numérique

A.2 Modulation par déplacement de phase (MDP) :

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

Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique [27]:

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad \text{avec} \quad c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$$

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

$$\begin{aligned} \text{On a toujours : } a_k(t) &= a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT) \\ \text{Soit : } c_k(t) &= (a_k + j b_k) \cdot g(t - kT) = c_k \cdot g(t - kT) \end{aligned}$$

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

$$c_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k} \quad . \quad \text{d'où : } a_k = \cos(\varphi_k) \quad b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{et : } a_k(t) = \cos(\varphi_k) \cdot g(t - kT) \quad b_k(t) = \sin(\varphi_k) \cdot g(t - kT)$$

On pourrait imaginer plusieurs M-PSK pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle ! Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes [27] :

$$\begin{aligned} \varphi_k &= \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad \text{lorsque } M > 2 \\ \text{et : } \varphi_k &= 0 \text{ ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2 \end{aligned}$$

Remarque :

Les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\varphi_k}\}$ où φ_k est défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M-1$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$.

Le signal modulé devient [27] :

$$m(t) = \text{Re}\left[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\right] = \text{Re}\left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}\right]$$

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

$$m(t) = \text{Re}[A \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}]$$

$$\begin{aligned} m(t) &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \\ &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k) \end{aligned}$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la **PSK**.

On appelle "**BPSK**" et "**QPSK**" des modulations par déplacement de phase PSK correspondant, respectivement, à $M=2$ et $M=4$. La figure (A.2) montre les constellations BPSK et QPSK.

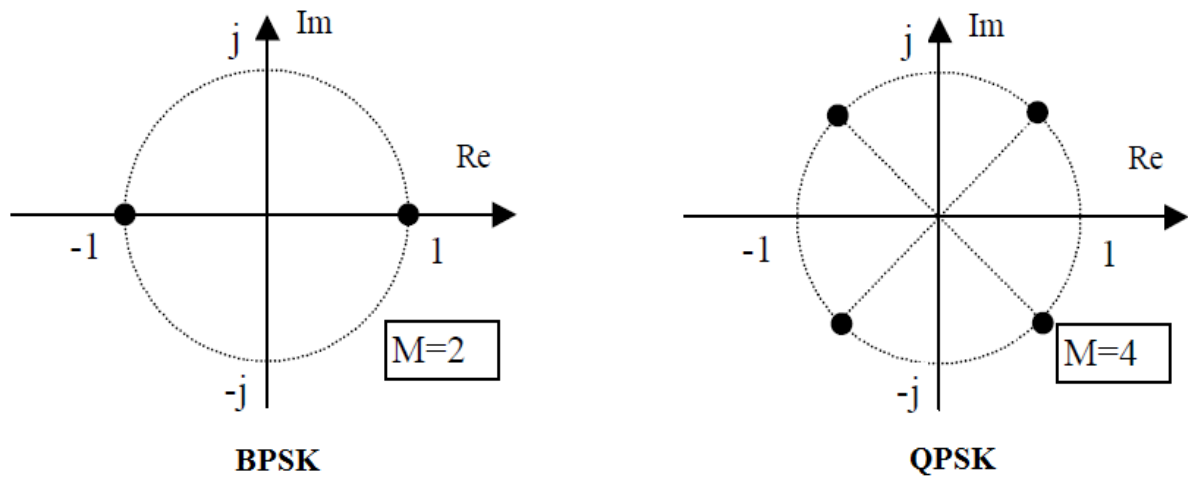


Figure A.2 : Constellations BPSK et QPSK

A.3 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) :

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

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

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire [27]:

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

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

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

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

A.3.1 Les constellations M-QAM :

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments ($A1, A2, \dots, AM$) et ($B1, B2, \dots, BM$) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$.

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

Par exemple, la **16-QAM** est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée par la figure (A.3).

La 16-QAM a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

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

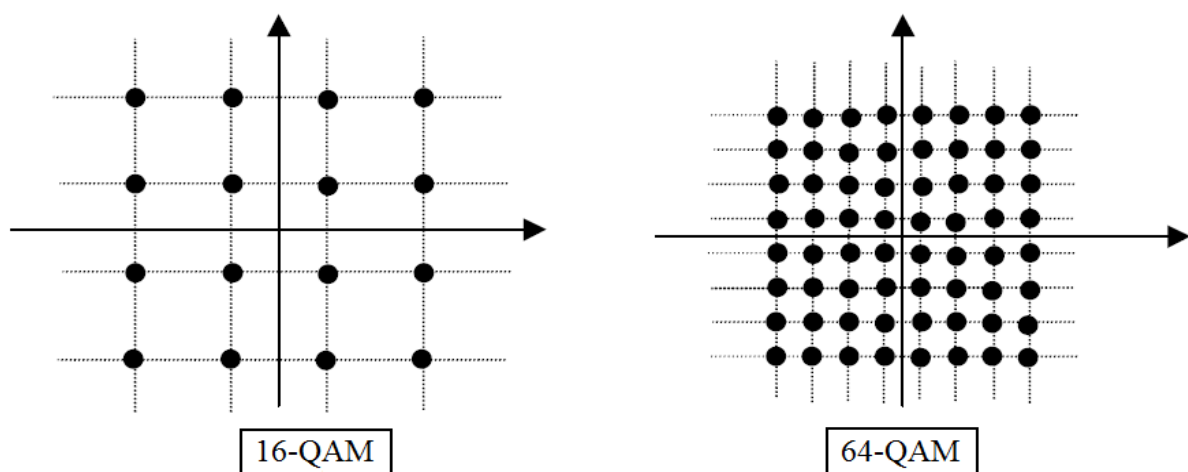


Figure A.3 : Constellations 16-QAM et 64-QAM

Annexe B:

WIMAX est l'abréviation pour (World 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.

WIMAX a été étudié pour des connexions sans fils à haut-débit sur des zones de couverture de plusieurs kilomètres pour des usages en situation fixe ou en mobilité.

WIMAX fixe, appelé aussi **IEEE 802.16-2004** est prévu pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne de télévision.

WIMAX fixe opère dans les bandes de fréquence 2,5 GHz et 3,5 GHz [28].

Dans la téléphonie fixe, **WIMAX fixe** par sa configuration peut remplacer le réseau de collecte de l'opérateur téléphonique, le réseau de transport, de la télévision par câble coaxial et fournir aussi les services d'un FAI (Fournisseur d'Accès Internet).

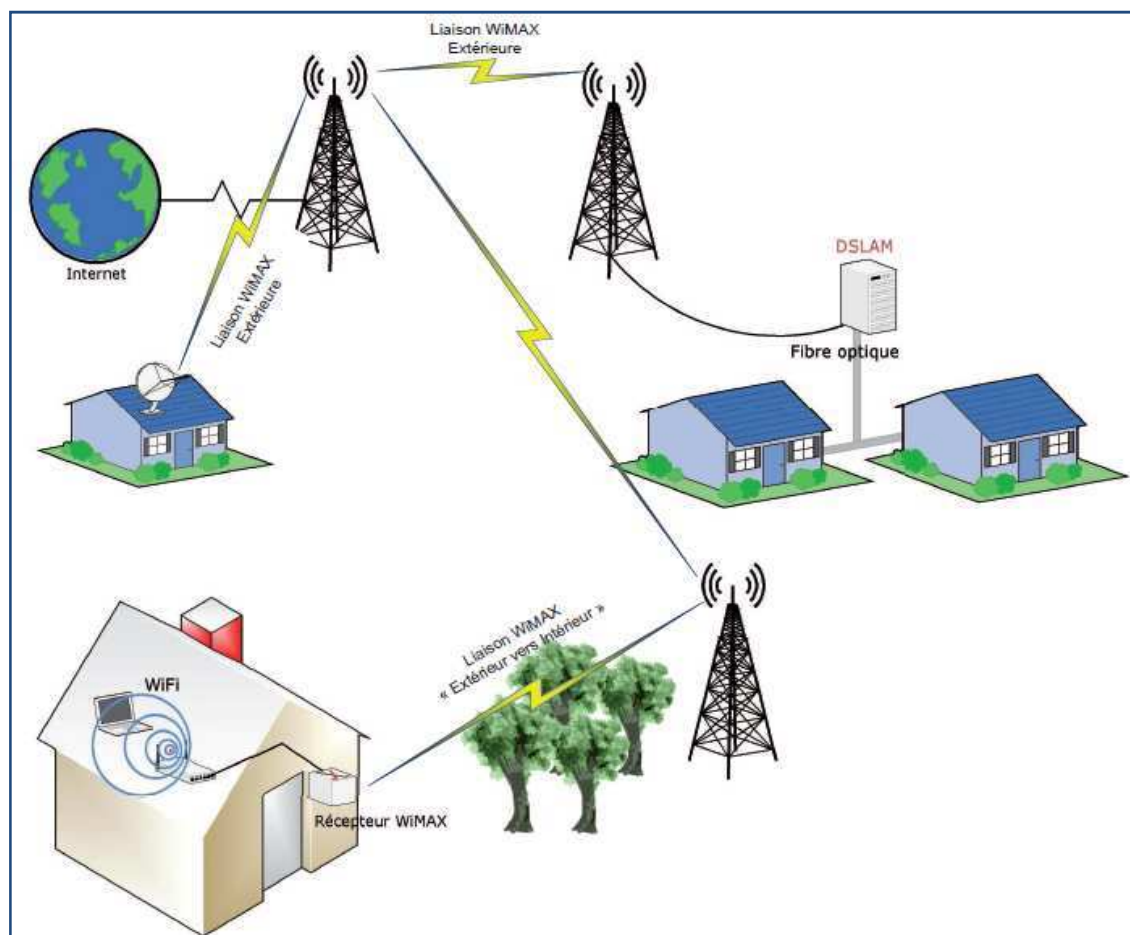


Figure B.1 : Applications du WIMAX fixe (IEEE 802.16-2004)

WIMAX a le potentiel d'impacter toutes les infrastructures des télécommunications.

Dans sa variante **WIMAX Mobile** (IEEE 802.16^e) a le potentiel de remplacer le réseau de cellules (BTS, BSC).

Le réseau **WIMAX**, bien qu'encore peu disponible, est en pleine évolution et offrira dans quelques années une réelle alternative à la téléphonie mobile que nous connaissons actuellement. Il est vraisemblable qu'avec ses qualités en termes de sécurité, d'accessibilité ainsi que de qualité de services le **WIMAX** devienne une des pierres angulaires des futures technologies de quatrième génération.

Remarque :

- Le standard **IEEE 802.16 2004** s'agit de l'actualisation (la révision) des standards de base : IEEE 802.16-2001, IEEE 802.16a-2003, IEEE 802.16b et IEEE 802.16c-2002 [29].

Annexe C:

Annexe C.1 : Codeur MISO et MIMO :

```
function [ant1, ant2] = stbcenc(u)
% STBCENC Space-Time Block Encoder
% Outputs the Space-Time block encoded signal per antenna.
N = 2;
ant1 = complex(zeros(size(u)));
ant2 = ant1;
% Alamouti Space-Time Block Encoder, G2, full rate
% G2 = [s0 s1; -s1* s0*]
for i = 1:size(u,2)/2
    s0 = u(:, 2*i-1); s1 = u(:, 2*i);
    ant1(:, [2*i-1 2*i]) = [s0 -conj(s1)];
    ant2(:, [2*i-1 2*i]) = [s1 conj(s0)];
end
```

Annexe C.2 : Décodeur MISO :

```
function z = stbdecdec(chEst1, rx, chEst2)
% STBCDEC Space-Time Block Combiner
N = 2; M = 1;
z = complex(zeros(size(rx)));
z0 = complex(zeros(size(rx,1), M)); z1 = z0;
% Space Time Combiner
for i = 1:size(rx,2)/2
z0(:, M) = rx(:, 2*i-1).* conj(chEst1(:, 2*i-1)) + ...
conj(rx(:, 2*i)).* chEst2(:, 2*i);
z1(:, M) = rx(:, 2*i-1).* conj(chEst2(:, 2*i-1)) - ...
conj(rx(:, 2*i)).* chEst1(:, 2*i);
z(:, [2*i-1 2*i]) = [z0 z1];
end
```

Annexe C.3 : Décodeur MIMO :

```
function z = stbdecdec(chEst1, chEst2, rx1, rx2, chEst3, chEst4)
% STBCDEC Space-Time Block Combiner
N = 2; M = 1;
z = complex(zeros(size(rx1)));
z0 = complex(zeros(size(rx1,1), M)); z1 = z0;
% Space Time Combiner
for i = 1:size(rx1,2)/2

z0(:, M) = rx1(:, 2*i-1).* conj(chEst1(:, 2*i-1)) + ...
conj(rx1(:, 2*i)).* chEst2(:, 2*i) + ...
rx2(:, 2*i-1).* conj(chEst3(:, 2*i-1)) + ...
conj(rx2(:, 2*i)).* chEst4(:, 2*i);

z1(:, M) = rx1(:, 2*i-1).* conj(chEst2(:, 2*i-1)) - ...
conj(rx1(:, 2*i)).* chEst1(:, 2*i) + ...
rx2(:, 2*i-1).* conj(chEst4(:, 2*i-1)) - ...
conj(rx2(:, 2*i)).* chEst3(:, 2*i);
z(:, [2*i-1 2*i]) = [z0 z1];
end
```

Bibiographie

Bibliographie

- [1] : **S.Kaiser** et **K.Fazel**, “Multi-carrier and spread spectrum systems: From OFDM and MCCDMA to LTE and WiMAX”, deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [2] : **Alexandre Boyer**, “Canaux de transmissions bruités”, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, Octobre 2010.
- [3] : **BELHOUJI Adil**, “Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM”, Université de Limoges, 2009.
- [4] : **Olivier BERDBER**, “Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes”, Université de Bretagne Occidentale, 20 Décembre 2002.
- [5] : **Basel Rihawi**, “Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes”, Université de Rennes I, 20 mars 2008.
- [6] : **Yves GADÉ**, “Synchronisation rapide des Systems de communication QAM à haut niveau dans des conditions de canal avec échos”, Centre d'enseignement de Lyon, 2 février 2011.
- [7] : **L. M. M. Simoes**, “Optimal data transmission on MIMO OFDM channels”, these de master, Naval Postgraduate School MONTEREY CALIFORNIA, 2008.
- [8] : **FANG Jin**, “Télécommunications dans les systèmes de transport à forte mobilité : Estimation et Synchronisation de canal pour les communications MIMO - OFDM”, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2012.
- [9] : **Andriamanalina A.N, Ravonimanantsoa N.M, Randriamitantsoa P.A** “Modélisation statistiques des différents canaux des systèmes de communication numérique via un canal à évanouissement”, Département Télécommunication-Ecole Supérieure Polytechnique Antananarivo, vol.1, 2013.
- [10] : <http://www.rennes.supelec.fr/ren/fi/elec/ftp/docs/signal/ofdm.pdf>.
- [11] : **Sylvain Traverso**, “Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence”, Université de Cergy-Pontoise, 16 septembre 2007.

[12] : **Adrien Renoult**, “Analyse des performances d’un système multi-utilisateurs OFDM codé sans accès orthogonal”, Université de Cergy-Pontoise, 1 décembre 2005.

[13] : http://fr.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing

[14] : **A.B. Ben Jemâa**, « etude comparative des estimators du canal WSSUS en standard DVB-T », rapport de mémoire de master, Ecole Nationale d’Ingénieur de Tunis, 2004.

[15] : **Youssef ACHOURI**, “Implémentation efficace de la FFT pour des communications OFDM”, Université du QUÉBEC à TROIS-RIVIERES, Décembre 2010.

[16] : **Jean-Louis GUILHEM** et **Jean-Claude REBEYROLE**, “La pratique de la transformée de Fourier rapide”, Vol.98, Mai 2004.

[17] : **Jonathan Duplicy**, “Etude d’un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint”, Université de Louvain, Juin 2003.

[18] : **Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang**, “MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB”, Wiley, G Bretagne, 2010.

[19] : **Hongzhi WANG**, “Architectures reconfigurables à base d’opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO”, Université de RENNES I, 28 avril 2009.

[20] : **G. J. FOSCHINI**, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas”. Bell Labs Technical Journal, pages 41–57, September 1996.

[21] : **G. J. FOSCHINI** and **M. J. GANS**, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, volume 6, pages 311–335, March 1998.

[22] : **E. Teletar**, “Capacity of multi-antenna gaussian channels”. Bell Labs, Tech. Rep., June 1995.

[23] : **Ludovic COLLIN**, “Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale”, Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.

[24] : **H. BÖLCSKEI, D. GESBERT, and A. J. PAULRAJ**, “On the capacity of OFDM-based multi-antenna systems”, in Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, June 2000.

[25] : **S. M. Alamouti**, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, October 1998.

[26] : **Andreas F. Molisch**, “Wireless communications”, deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2011.

[27] : **Patrice KADIONIK**, “BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES Les modulations numériques”, Ecole Nationale supérieure Electronique, Informatique & Radiocommunications, Bordeaux, 2000.

[28] : <http://wapiti.telecom-ille1.eu/commun/ens/peda/options/ST/RIO/pub/exposes/exposesrio2006-ttnfa2007/Manga-Vrielynck/introduction.htm>

[29] : <http://fr.wikipedia.org/wiki>