



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

# Ecole Nationale Polytechnique

Département d'électronique

## Projet de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Thème :

### Evaluation des systèmes des communications sans fil MIMO-OFDM avec MATLAB

*Réalisé par :*

- DAHOUMANE Tahar
- AIT TALEB Hamid

*Proposé et dirigé par :*

**Dr. TERRA Zidane**

*Soutenus le 26 Juin 2012 devant le jury composé de:*

Président : Mr M. S. AIT CHEIKH.

Examineur : Mr M. TAGHI.

Rapporteur : Mr Z. TERRA.

2011-2012

Ecole Nationale Polytechnique, 10 Av. Hassan Badi, El Harrach, Alger, Algérie.

## ملخص :

إن أنظمة الاتصالات اللاسلكية للجيل الثالث والرابع تتطلب تدفق عال للمعلومات مع خدمة ذات جودة عالية . إن تقنية ال OFDM ( نظام التوزيع متعدد الحوامل المتعامدة ) تسمح بإرسال ذو تدفق عال كما أنها تقاوم الاضمحلال السريع. إن دمج هذه التقنية مع تقنية ال MIMO (عدّة هوائيات إرسال عدّة هوائيات استقبال) يسمح بزيادة أكبر لتدفق المعلومات و تحسين نوعية الإتصال. يهدف عملنا إلى تقييم أداء تقنية ال MIMO-OFDM التي تستعمل تقنية ال OFDM و تقنية التّنوع, و ذلك بالاعتماد على النموذج .IEEE 802.16-2004.

**كلمات مفتاحية:** عدّة هوائيات إرسال عدّة هوائيات استقبال MIMO, نظام التوزيع متعدد الحوامل المتعامدة OFDM, MIMO-OFDM, IEEE 802.16, STBC, قناة موجات راديو متغيرة.

## Résumé :

Les systèmes de communications sans fil, 3G et 4G, requièrent des débits de transmission élevés avec une bonne qualité de service. La technique OFDM (Multiplexage et division en fréquences orthogonales) permet une transmission haut débit et combatte l'évanouissement rapide. La combinaison de cette dernière avec la technique MIMO (Plusieurs Entrées Plusieurs Sorties) permet d'augmenter encore le débit de transmission et d'améliorer la qualité de la communication.

Notre travail consiste à faire une évaluation des performances des techniques MIMO-OFDM utilisant les techniques multi porteuses et la diversité spatio-temporel, en se basant sur le standard de transmission sans fil IEEE 802.16-2004.

**Mots clés :** MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, STBC, IEEE 802.16, canal radio mobile.

## Abstract:

Wireless communication systems, 3G and 4G, require high data throughput with good service quality. OFDM technique (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) allows high data throughput communications and combat the fast fading. The combination of this technique with MIMO (Multiple Input Multiple Output) allows more increase in data throughput and improvement of the communication's quality.

Our project aims to evaluate the performance of the MIMO-OFDM technique using the multi-carriers transmission technique and space-time diversity, with focus on the IEEE 802.16-2004 standard.

**Key words:** MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, STBC, IEEE 802.16, radio mobile channel.

# *Dédicace*

**AIT TALEB Hamid**

*« Je dédie ce travaille à ma mère, à mon père, à mes sœurs et frères et à tout mes amis. »*

**DAHOUMANE Tahar**

*« Je dédie ce travaille à ma mère, à mon père, à mes sœurs et frères et à tout mes amis. »*

*Dieu merci.*

*Remerciement :*

*Nous remercions notre promoteur, Monsieur **Z. TERRA** pour son aide, ses conseils et ses remarques pertinentes.*

*Nous remercions Monsieur **M. S. AIT CHEIKH** pour avoir accepté de présider le jury.*

*Nous remercions, également, Monsieur **M. TAGHI** pour avoir accepté d'examiner notre projet.*

*Nous tenons à remercier, également, tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

## Table des matières

Liste des figures .....	I
Liste des tableaux .....	II
Liste des abréviations .....	III
Introduction générale .....	1
<b>Chapitre 1 : Principes fondamentaux</b>	
Introduction .....	2
1.1 Caractéristiques du canal radio mobile .....	2
1.1.1 Imperfections dans la canal radio mobile.....	2
1.1.2 Modélisation du canal radio mobile.....	5
1.1.3 Statistiques d'évanouissement .....	7
1.1.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) .....	9
1.1.5 Modélisation d'un système à multi-porteuses .....	10
1.1.6 Diversité .....	11
1.2 Différents modèles du canal.....	12
1.2.1 Canal SISO (Single Input Single Output) .....	12
1.2.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output).....	13
1.2.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output).....	14
1.2.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output).....	15
Conclusion .....	16
<b>Chapitre 2 : Principes de base de l'OFDM</b>	
Introduction .....	17
2.1 Historique.....	17
2.2 Transmission multi-porteuses.....	18
2.2.1 Structure de base d'un système de transmission multi-porteuses .....	18
2.2.2 Système de transmission à base de l'OFDM .....	19
2.3 Principe de base de l'OFDM.....	22
2.3.1 Modulation et démodulation OFDM .....	23
2.3.2 Conversion série parallèle .....	28
2.3.3 Intervalle de garde .....	29
2.3.4 Synchronisation.....	30
2.3.5 BER d'un système OFDM .....	31
2.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM .....	31
Conclusion .....	32
<b>Chapitre 3: Systèmes MIMO-OFDM</b>	
Introduction .....	33
3.1 Modèle statistique d'un système MIMO (Multiple Input Multiple Output) .....	33
3.1.1 Corrélacion spatiale.....	35
3.1.2 Différents modèles de distribution de puissance azimutale (PAS).....	37

3.2	Modèle statistique d'un canal MIMO dispersif corrélé .....	38
3.3	Capacité du canal .....	42
3.3.1	Capacité du canal SISO .....	42
3.3.2	Capacité du canal MISO .....	42
3.3.3	Capacité du canal SIMO .....	43
3.3.4	Capacité du canal MIMO .....	43
3.4	Techniques de diversité et de multiplexage spatial.....	43
3.4.1	Multiplexage spatial.....	44
3.4.2	Techniques de diversité .....	46
3.5	MIMO OFDM (STBC-OFDM).....	50
	Conclusion .....	51

## **Chapitre 4 : Simulations et résultats**

	Introduction .....	52
4.1	Evaluation d'un système SISO-OFDM.....	52
4.1.1	Variation de la taille de l'intervalle de garde .....	53
4.1.2	Variation de la taille de la constellation .....	57
4.1.3	Variation du nombre de sous porteuses virtuelles .....	58
4.2	Caractéristiques d'un canal MIMO .....	59
4.2.1	Capacité pour différents modèles du canal.....	59
4.2.2	Capacité d'un canal corrélé et non corrélé .....	60
4.3	Modélisations des systèmes combinés sous Simulink .....	62
4.3.1	Modèle SISO OFDM.....	62
4.3.2	Modèle MISO OFDM .....	68
4.3.3	Modèle MIMO OFDM .....	70
4.3.4	Modèles de canal UIT.....	72
4.4	Résultats.....	74
4.4.1	Performances dans un environnement Indoor.....	74
4.4.2	Performances dans un environnement Vehicular .....	75
4.4.3	Performances des systèmes en fonction du taux de codage .....	76
4.4.4	Contrôle automatique du débit .....	76
	Conclusion .....	79
	Conclusion générale .....	80
	Annexe .....	81
	Bibliographie .....	90

## Liste des figures

- Figure 1.1 : la propagation multi trajets variable dans le temps.  
Figure 1.2 : principe de l'effet Doppler.  
Figure 1.3 : schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement.  
Figure 1.4 : la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal  
Figure 1.5 : exemple d'absence de visibilité.  
Figure 1.6 : exemple de présence de visibilité.  
Figure 1.7 : Système de transmission SISO.  
Figure 1.8 : Système de communication SIMO.  
Figure 1.9: Système de transmission MISO.  
Figure 1.10: Système de communication MIMO.
- Figure 2.1 : structure et caractéristiques fréquentielles d'un système de transmission multi-canaux.  
Figure 2.2 : structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuse.  
Figure 2.3 : Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse.  
Figure 2.4 : Système de transmission OFDM.  
Figure 2.5 : Structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission OFDM.  
Figure 2.6 : Spectre de 7 sous porteuses.  
Figure 2.7 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.  
Figure 2.8 : Un système de transmission OFDM.  
Figure 2.9 : Un système OFDM simplifié.  
Figure 2.10 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.  
Figure 2.11: le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle.  
Figure 2.12 : Modulation multi-porteuse avec  $N_c=4$  sous-porteuse.  
Figure 2.13 : Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.  
Figure 2.14 : description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix).  
Figure 2.15 : symbole OFDM avec CP et un CS.
- Figure 3.1 : système SIMO.  
Figure 3.2 : Le modèle d'un canal MIMO.  
Figure 3.3 : Le modèle de signal pour deux antennes omnidirectionnelles.  
Figure 3.4 : Réseau d'antennes pour les MIMO communications.  
Figure 3.5 : Système MIMO, liaison descendante « downlink ».  
Figure 3.6 : Le modèle d'un canal MIMO.  
Figure 3.7 : Compromis gain de multiplexage spatial/gain de diversité.  
Figure 3.8 : Système MIMO à multiplexage fréquentiel.

Figure 3.9 : Illustration de la méthode de détection OSIC pour quatre flux de données.

Figure 3.10 : Illustration des techniques de diversité temporelle, fréquentielle et spatiale.

Figure 3.11 : Codage spatio-temporel, MISO 2x1.

Figure 3.12 : Codage spatio-temporel, MIMO 2x2.

Figure 3.13 : Transmission STBC-OFDM.

Figure 3.14 : Réception et décodage.

Figure 4.1 : Canal de Rayleigh  $N_g=N_{fft}/16$ .

Figure 4.2 : Canal de Rayleigh  $N_g=N_{fft}/4$ .

Figure 4.3 : Canal AWGN  $N_g=N_{fft}/16$ .

Figure 4.4 : Canal AWGN  $N_g=N_{fft}/4$ .

Figure 4.5 : Canal AWGN  $N_g=0$ .

Figure 4.6 : Canal de Rayleigh,  $M=4$  et  $M=16$ .

Figure 4.7 : Canal de Rayleigh,  $N_{vc}=4$  et  $N_{vc}=16$ .

Figure 4.8 : Capacité d'un canal : SISO, MISO, SIMO et MIMO.

Figure 4.9 : capacité d'un canal corrélé et d'un canal non corrélé.

Figure 4.10 : Modèle SISO.

Figure 4.11 : Bloc FEC.

Figure 4.12 : Codage convolutif pour un standard IEEE 802.16.

Figure 4.13 : Vecteur de poinçonnage  $P$  pour différents taux de codage du code convolutif.

Figure 4.14 : Fonctionnement du bloc interleaver.

Figure 4.15 : Insertion des pilots et la sous porteuse zéro DC.

Figure 4.16 : Vecteur d'entrée de l'IFFT

Figure 4.17 : Modèle MISO.

Figure 4.18 : Canal MISO à fading de Rayleigh.

Figure 4.19 : Modèle MIMO.

Figure 4.20 : Canal MIMO à fading de Rayleigh.

Figure 4.21 : Combineur (spatio-temporel).

Figure 4.22 : Compensateur de gain.

Figure 4.23 : performance pour Indoor A.

Figure 4.24 : Performance pour Vehicular A (60 km/h).

Figure 4.25 : BER vs SNR pour deux types de taux de codage.

## Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Le modèle de PAS pour différents environnements.

Tableau 4.1 : Paramètres du standard Wi MAX fixe.

Tableau 4.2 : taux de codage total pour les différents types de modulation.

Tableau 4.3 : valeurs de Rate ID, type de modulation et taux de codage total.

Tableau 4.4 : modèle UIT pour Indoor A.

Tableau 4.5 : modèle UIT pour Vehicular A.

Tableau 4.6 : débit de transmission et le BER pour un **SNR = 4dB**.

Tableau 4.7 : débit de transmission et le BER pour un **SNR = 8dB**.

Tableau 4.8 : débit de transmission et le BER pour un **SNR = 12dB**.

Tableau 4.9 : débit de transmission et le BER pour un **SNR = 20dB**.

## Liste des abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CSI	Channel State Information
dB	décibel
DFT	Discrete Fourier Transform
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RMS	Root Mean Square
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Block Code

## Introduction générale

La demande de différents services multimédias et applications sur internet dans les appareils mobiles requiert des hauts débits de transmission des données avec une bonne qualité. L'implémentation de la technique utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception MIMO (Multiple Input Multiple Output), permet l'augmentation du débit à l'aide des techniques de multiplexage, et la robustesse à l'aide des techniques de diversité.

La transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) est une technique très adaptée aux transmissions sans fils à haut débit. La combinaison des deux techniques MIMO-OFDM peut apporter un gain de diversité et/ou augmenter la capacité du système dans les canaux variables dans le temps et sélectifs en fréquence, ce qui permet de répondre aux besoins des systèmes de 3G et 4G.

Dans ce projet, on se propose de faire une évaluation des performances d'un système de communication sans fil MIMO-OFDM, par l'utilisation du logiciel MATLAB.

Notre PFE comprend un premier chapitre caractérisant et modélisant un canal radio mobile. Le deuxième chapitre traite le principe de base de la technique OFDM. La technique MIMO et la combinaison de cette dernière avec l'OFDM font l'objet du chapitre 3. Le dernier chapitre présente la simulation et les résultats des différents modèles traités.

## Chapitre 1

### Principes fondamentaux.

#### Introduction :

Les communications sans fil se font à travers un canal radio, donc, avant d'aborder une étude dans ce domaine il est indispensable de connaître les caractéristiques du canal radio mobile à savoir les facteurs perturbateurs qui peuvent affecter une information transmise. Une bonne connaissance de ces caractéristiques est cruciale pour la sélection de l'architecture du système de transmission la plus appropriée, le dimensionnement de ses composants et l'optimisation des paramètres de ce système [1].

#### 1.1 Caractéristiques du canal radio :

Le choix d'une technique de transmission adéquate est déterminé par les caractéristiques du canal de transmission. De ce fait l'étude du comportement d'un canal radio mobile est essentielle pour la modélisation d'un système de transmission.

Pour un canal radio idéal, le signal reçu consiste en un seul signal issu du trajet direct. Dans ce cas, à la réception, le signal reçu est parfaitement reconstruit. Cependant, pour un canal réel, le signal est modifié durant la transmission à travers le canal. Le signal reçu est la somme de répliques atténuées, réfléchies, réfractées et diffractées du signal transmis.

En plus, le canal ajoute un bruit au signal et peut causer un changement de la fréquence porteuse. Comprendre ces effets est important, car la performance d'une chaîne de transmission dépend des caractéristiques du canal de transmission [6].

##### 1.1.1 Imperfections dans le canal radio mobile :

Dans le canal radio mobile, le signal transmis souffre de plusieurs effets, qui sont caractérisés comme suit :

- Multi-trajets.
- Effet Doppler.
- Atténuation par parcours (Path Loss).
- Effet de masque (Shadowing).

##### 1.1.1.1 Evanouissement à petite-échelle (small-scale fading) :

L'évanouissement à petite échelle est un phénomène très local se produisant dès que le mobile se déplace d'une faible distance (fast fading)[5].

- **Propagation multi trajets :**

La Propagation multi-trajets apparait comme conséquence de réflexions, dispersions et diffractions, de l'onde électromagnétique transmise, par différents objets. Ainsi, à la réception, les signaux qui ont suivi différents chemins arriveront avec des retards de propagations, phases et atténuations différentes. La superposition de ces ondes va influencer sur l'amplitude et la phase du signal reçu [1].

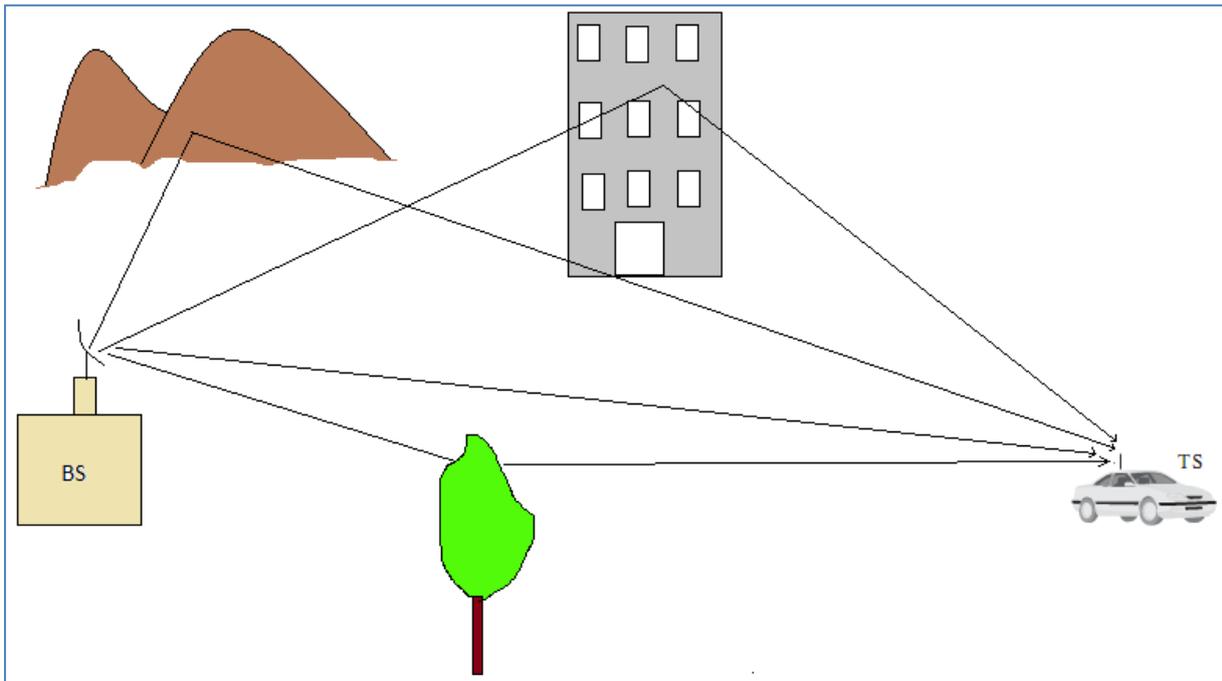


Figure 1.1 : la propagation multi trajets variable dans le temps.

- **Effet Doppler :**

Est dû au déplacement des objets dans le canal radio mobile. L'effet Doppler est le décalage de la fréquence  $f_c$ , du signal transmis, d'une quantité  $f_D$  qui est donnée par la fréquence de Doppler [3]:

$$f_D = \frac{v f_c \cos(\alpha)}{c} \quad (1.1)$$

Où :

$v$  est la vitesse de déplacement du récepteur.

$c$  est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide,  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s.

$\alpha$  est l'angle entre  $\vec{v}$  (vitesse de déplacement) et  $\vec{k}$  (direction de propagation du champ).

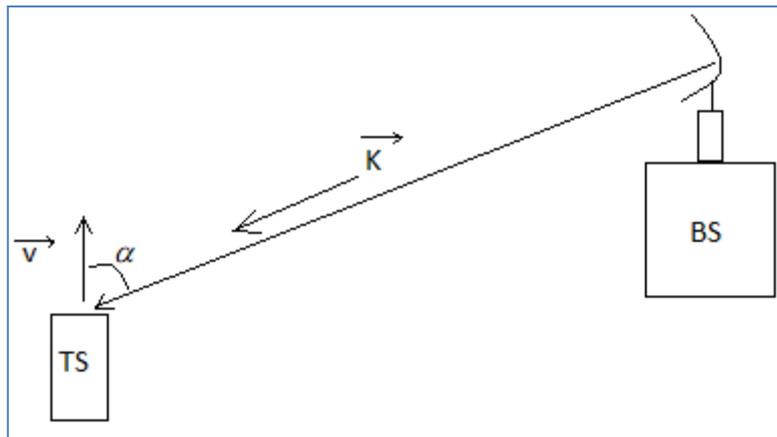


Figure 1.2 : principe de l'effet Doppler.

L'effet Doppler provoque des changements de phases et d'amplitudes des signaux se propageant dans le canal ce qui rend la propagation multi-trajets variable dans le temps. Même des mouvements de l'ordre de la longueur d'onde peuvent affecter grandement la superposition des signaux à la réception [1].

La variation de la force du signal, due à la propagation multi-trajets variable dans le temps, est appelée évanouissement rapide (fast fading).

#### 1.1.1.2 Evanouissement à grande échelle (large-scale fading):

Il y a deux type d'évanouissement à grande échelle, à savoir, les pertes par parcours et l'effet de masquage.

- **Pertes par parcours (path loss) :**

Les pertes par parcours représente l'atténuation que subit la puissance moyenne du signal transmit le long de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En espace libre la puissance moyenne du signal est inversement proportionnelle au carré de la distance ( $r^2$ ). Cependant dans un canal radio mobile où, en générale, il n'y a pas de visibilité (no line of sight (NLOS)), la puissance moyenne est inversement proportionnelle à  $L$  (tel que  $r^3 < L < r^5$ ) [1].

- **Effet de masquage (shadowing) :**

L'effet de masquage est un phénomène plus local (sur quelques centaines de  $\lambda$ ), aléatoire (car obstacles aléatoires), causé par l'obstruction des ondes qui se propagent, par de grands obstacles, par exemple : les collines, les édifices, les murs, les arbres...etc, ce qui cause une atténuation, plus ou moins forte, de la force du signal. La variation de la force du signal due à l'effet de masque est appelé évanouissement lent (slow fading) et peut être décrit par une distribution log-normal [1].

Pour deux mobiles à égale distance de la BS, shadowing différent (contrairement au Path Loss, si environnement homogène).

La moyenne du shadowing donne le Path Loss [5].

Les variations de la puissance reçue dues aux pertes par parcours et à l'effet de masque peuvent être neutralisées d'une manière efficace par le contrôle de puissance. En ce qui suit, on ne prendra en considération que l'évanouissement rapide.

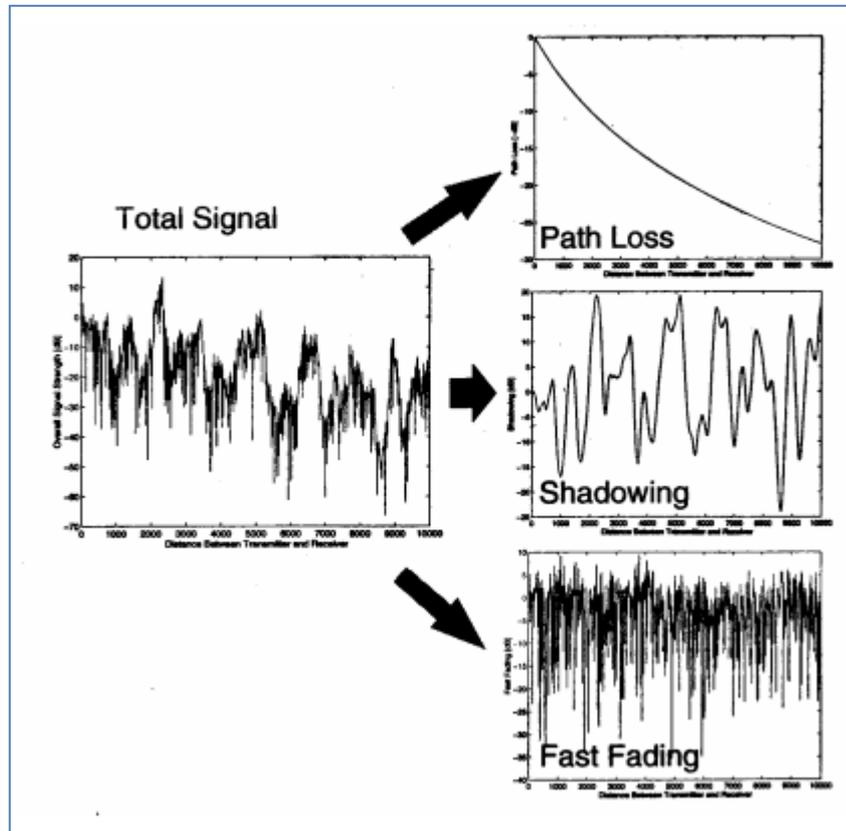


Figure 1.3 : schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement [5].

### 1.1.2 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  $h(\tau, t)$ . La réponse impulsionnelle du canal à un instant  $t$  représente la réponse à une impulsion appliquée à l'instant  $t - \tau$ . On assume que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c.-à-d que le canal a une statistique de fading qui reste constante pour de petites périodes de temps ou de courtes distances spatiales [1].

Une impulsion envoyée dans le canal suivra différents trajets ( $N_p$  trajets différents) et donc chaque impulsion suivant un trajet ( $p : p = 0, \dots, N_p - 1$ ) subira une atténuation ( $a_p$ ), un

retard de propagation ( $\tau_p$ ) et un déphasage dû aux réflexions ( $\varphi_p$ ) et à l'effet Doppler ( $f_{D,p}$ ) d'où :<sup>1</sup>

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{j(2\pi f_{D,p} t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.2)$$

Où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.3)$$

La fonction de transfert est :

$$H(f, t) = TF[h(\tau, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.4)$$

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p} t - f\tau_p) + \varphi_p)} \quad (1.5)$$

Les retards sont mesurés par rapport à la première impulsion détectée à la réception. La fréquence Doppler est :

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (1.6)$$

Cette fréquence dépend de la vitesse ( $v$ ) de la station terminale, la célérité ( $c$ ), la porteuse ( $f_c$ ) et l'angle d'incidence ( $\alpha_p$ ) de l'onde suivant le trajet ( $p$ ).

Un exemple de la réponse impulsionnelle du canal avec la fonction de transfert correspondante sont illustrées dans la figure 1.4.

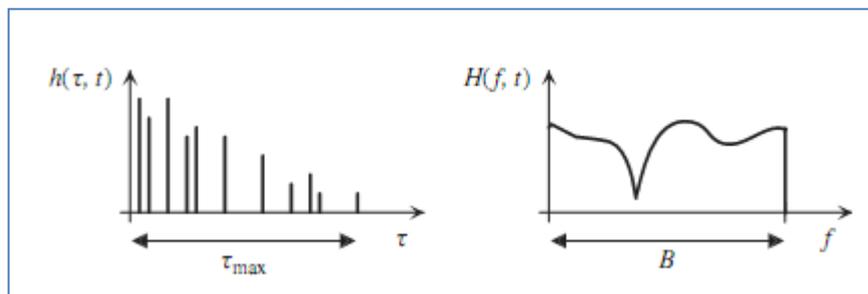


Figure 1.4 : la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal [1].

<sup>1</sup> Les grandeurs  $a_p$ ,  $\tau_p$ ,  $\varphi_p$  et  $f_{D,p}$  sont variables dans le temps

La densité spectrale de puissance du retard  $\rho(\tau)$ , caractérisant la sélectivité fréquentielle du canal, donne une puissance moyenne, à la sortie du canal, en fonction du retard  $\tau$ .

Les paramètres caractéristiques de la densité spectrale de puissance du retard sont :

- Le retard max  $\tau_{max}$ ,
- Le retard moyen  $\bar{\tau}$ ,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (1.7)$$

Avec

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.8)$$

L'énergie de signal suivant le trajet  $p$ .

- Le retard de propagation  $\tau_{RMS}$ ,

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.9)$$

De même, la densité spectrale de puissance de Doppler  $S(f_D)$  caractérisant la variation temporelle du canal radio mobile donne la puissance moyenne de sortie du canal en fonction de la fréquence Doppler  $f_D$ .

Les propriétés de dispersion fréquentielle sont généralement quantifiées par la fréquence Doppler maximale  $f_{Dmax}$  et la fréquence Doppler de dispersion  $f_{Dspread}$ . La dispersion Doppler est la bande passante de la densité spectrale de puissance de Doppler qui satisfait la relation :

$$f_{Dspread} \leq 2 |f_{Dmax}| \quad (1.10)$$

### 1.1.3 Statistiques d'évanouissement:

Les statistiques du processus d'évanouissement caractérisent le canal et leur importance consiste en le fait qu'elles permettent de spécifier les paramètres du modèle du canal. Une approche simple est souvent obtenue en partant de l'hypothèse qu'ils y a un grand nombre d'éléments dispersifs, dans le canal, qui affectent le signal à la réception. L'application du théorème de la limite centrale conduit à un processus Gaussien complexe pour la réponse impulsionnelle du canal [1].

- En absence de visibilité (NLOS) ou un composant dominant,

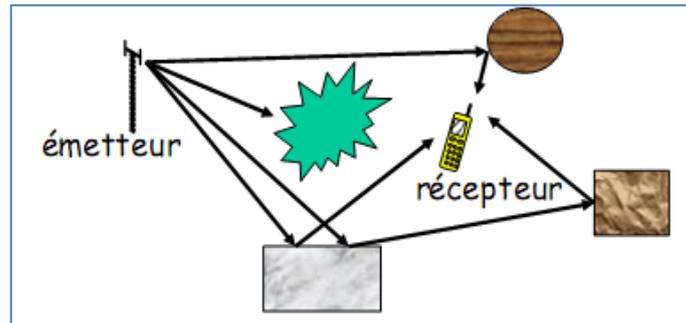


Figure 1.5 : exemple d'absence de visibilité [5].

Le processus est à moyenne nulle. L'amplitude de la fonction de transfert du canal correspondant

$$a = a(f, t) = |H(f, t)| \quad (1.11)$$

Le fait que la réponse impulsionnelle du canal est un processus Gaussien complexe donc  $a$  est une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh :

$$p(a) = 2 \frac{a}{\Omega} e^{-\frac{a^2}{\Omega}} \quad (1.12)$$

Avec

$$\Omega = E\{a^2\} \quad (1.13)$$

C'est la puissance moyenne.

La phase de la fonction de transfert est uniformément distribuée sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

- Dans le cas où il y a visibilité (LOS) ou un composant dominant outre les éléments dispersifs en mouvement aléatoire, la réponse impulsionnelle ne peut être à valeur moyenne nulle.

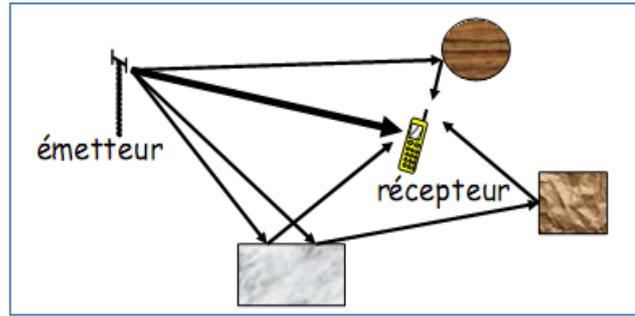


Figure 1.6 : exemple de présence de visibilité [5].

On sait que le radical d'une somme des carrés de deux gaussiennes de moyenne nulle au carré nous donne une variable aléatoire gaussienne, mais lorsque les moyennes de ces gaussiennes ne sont plus nulles, on obtient alors une variable aléatoire ricéenne.

Sous l'hypothèse que la réponse impulsionnelle est un processus Gaussien à valeur complexe, l'amplitude de la fonction de transfert suit une distribution de Rice :

$$p(a) = 2 \frac{a}{\Omega} e^{-\left(\frac{a^2}{\Omega + K_{Rice}}\right)} I_0 \left( 2 a \sqrt{\frac{K_{Rice}}{\Omega}} \right) \quad (1.14)$$

Le facteur de Rice  $K_{Rice}$  est obtenu par le rapport entre la puissance du signal suivant le trajet dominant et la puissance du signal dispersée.

$I_0$  est la fonction de Bessel, modifiée, de première espèce, d'ordre zéro.

La phase de la fonction de transfert est uniformément distribuée sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

#### 1.1.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) :

Les dispersions dues aux retards peuvent causer des interférences inter-symboles (ISI) entre les symboles d'information adjacents [1].

Le taux d'interférence inter-symboles dans un système mono-porteuse est :

$$N_{ISI, \text{ single carrier}} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil \quad (1.15)$$

Pour les applications à haut débit avec une durée du symbole  $T_d < \tau_{max}$ , l'effet d'ISI ainsi la complexité du récepteur augmentent de façon significative, du fait qu'il faut ajouter un égaliseur, soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, pour neutraliser l'effet d'ISI.

L'effet d'ISI devient négligeable dès que  $T_d \gg \tau_{max}$ , cet effet est exploité dans les systèmes de transmission à multi-porteuses où la durée du symbole augmente avec l'augmentation du nombre ( $N_c$ ) de sous-porteuses. Dans ce cas, le taux d'ISI devient :

$$N_{ISI, \text{ multi carriers}} = \left[ \frac{\tau_{max}}{N_c T_d} \right] \quad (1.16)$$

L'ISI résiduel peut être éliminé en introduisant des intervalles de gardes.

Dans un système mono-porteuse, l'étalement causé par l'effet Doppler est suffisamment petit comparé à la marge de garde entre canaux adjacents, et donc pas d'interférence inter-canal.

Par contre, pour les systèmes à multi-porteuses l'espacement ( $F_s$ ) entre sous-canaux est étroit.

Donc, l'effet Doppler peut causer des interférences ICI significatives. Tant que toutes les sous porteuses subissent le même changement, cet effet peut être compensé au niveau du récepteur et l'ICI peut être évité. Cependant, si un étalement Doppler de l'ordre de plusieurs pourcents de l'espacement entre sous-porteuses apparaît, L'ICI dégrade les performances du système de façon significative. Pour éviter, les dégradations de performance dus à l'ICI ou l'utilisation de récepteurs complexes avec des égaliseurs d'ICI, l'espacement entre porteuses doit être choisit :

$$F_s \gg f_{D \text{ max}} \quad (1.17)$$

Pour que l'effet de l'étalement Doppler soit négligeable.

Néanmoins, si une architecture d'un système à multi-porteuse à été choisi sachant que l'étalement Doppler est de l'ordre de l'espacement entre sous-porteuses ou plus, un récepteur de Rake peut être utilisé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, chaque branche du récepteur Rake, dans le domaine fréquentiel, corrige une fréquence Doppler [1].

### 1.1.5 Modélisation d'un système à multi-porteuses :

Un système à multi-porteuses peut être simulé dans le domaine temporel, mais il est plus commode de le simuler dans le domaine fréquentiel. Cependant, l'implémentation dans le domaine fréquentiel nécessite de remplir certaines conditions à savoir :

- Absence d'ISI et ICI.
- Fading non sélectif en fréquence pour chaque sous-porteuse.
- Une invariance dans le temps durant un symbole OFDM.

Un système approprié rempli approximativement toutes ces conditions.

La fonction de transfert discrète du canal adaptée aux signaux multi-porteuses est donnée par :

$$\begin{aligned}
H_{n,i} &= H\left(n F_s, i T'_s\right) & (1.18) \\
&= \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j\left(2\pi\left(f_{D,p} i T'_s - n F_s \tau_p\right) + \phi_p\right)} \\
&= a_{n,i} e^{j\phi_{n,i}} & 2
\end{aligned}$$

La fonction de transfert continue est échantillonnée dans le temps à une durée d'un symbole OFDM  $T'_s$ , et en fréquence à un espacement  $F_s$  entre sous-porteuses. La durée  $T'_s$  est la durée totale d'un symbole OFDM y compris l'intervalle de garde [1].

### 1.1.8 Diversité :

La bande de cohérence  $(\Delta f)_c$  d'un canal radio mobile est la bande passante à travers laquelle les caractéristiques de propagation d'un signal sont corrélées. Elle peut être estimée par :

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.19)$$

Le canal est dit sélectif en fréquence si la bande passante  $B$  du signal est plus large que la bande de cohérence  $(\Delta f)_c$ . Par contre, si  $B$  est plus petite que  $(\Delta f)_c$ , le canal est dit non sélectif ou plat. La bande de cohérence d'un canal est importante pour l'évaluation des performances, les techniques de dispersion et d'imbrication qui essaient d'exploiter la diversité fréquentielle inhérente  $D_f$  du canal radio mobile. Dans le cas des transmissions multi-porteuses, la diversité fréquentielle est exploitée dans le cas où l'espacement entre les sous-porteuses, transmettant la même information, est plus large que la bande de cohérence. La diversité fréquentielle maximale qu'on peut atteindre est donnée par le rapport entre la bande passante  $B$  du signal et la bande de cohérence [1],

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.20)$$

Le temps de cohérence du canal  $(\Delta t)_c$  est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal peuvent être considérées comme invariantes dans le temps. Il peut être estimé par :

<sup>2</sup>  $a_{n,i}$  est l'amplitude du fading suivant le sous canal  $n$ , pour le  $i^{\text{eme}}$  symbole OFDM.  
 $\phi_{n,i}$  est le déphasage suivant le sous canal  $n$ , pour le  $i^{\text{eme}}$  symbole OFDM.

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2 f_{D \max}} \quad (1.21)$$

Si la durée d'un symbole transmit est plus large que le temps de cohérence, le canal est dit sélectif dans le temps. Par contre, si la durée du symbole est plus petite que  $(\Delta t)_c$ , le canal est dit non sélectif en temps pendant la durée d'un symbole. Le temps de cohérence du canal est important pour l'évaluation de la performance des techniques du codage et d'imbrication qui essayent d'exploiter la diversité temporelle, inhérente  $D_t$ , du canal radio mobile. La diversité temporelle peut être exploitée si la séparation entre les créneaux temporels, transmettant la même information, dépassent le temps de cohérence. Une succession d'un nombre  $N_s$  de créneaux forment une trame de durée  $T_{fr}$ . Le maximum de diversité temporelle qu'on peut atteindre en une durée d'une trame est donnée par le rapport entre la durée d'une trame et le temps de cohérence [1],

$$D_t = \frac{T_{fr}}{(\Delta t)_c} \quad (1.22)$$

Un système exploitant la diversité temporelle et fréquentielle peut atteindre la diversité totale :

$$D_0 = D_f D_t \quad (1.23)$$

Le système doit être conçu de telle sorte à permettre l'exploitation optimale de la diversité disponible  $D_0$ .

Par exemple, dans les systèmes de transmission multi-porteuses, l'information devrait être transmise sur différentes sous porteuses et dans différents instants, pour avoir des répliques, de l'information, atténués et non corrélés, dans les deux dimensions.

Les systèmes multi-porteuses non codés et en présence d'un fading plat pour chaque sous-canal et une invariance dans le temps durant un symbole, ne peuvent pas exploiter la diversité et ils ont de mauvaises performances dans les canaux à évanouissement sélectif en temps et en fréquence. D'autres méthodes additionnelles doivent être appliquées pour exploiter mieux la diversité. Une approche est l'utilisation des techniques d'étalement des données où chaque donnée est étalée par un code d'étalement de longueur  $L$ . Ceci, en combinaison avec les techniques d'imbrication, peut atteindre de performants résultats qui sont données pour  $D_0 \geq L$ .

## 1.2 Différents modèles du canal :

### 1.2.1 Canal SISO (Single Input Single Output):

Le modèle de canal SISO représente le cas classique d'une liaison entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice. Soit  $s(t)$  le signal transmis dans un canal SISO à réponse

impulsionnelle de durée maximale «tau max » et qui est variable dans le temps [7]. Alors, le signal reçu au niveau de l'antenne réceptrice est donné par l'équation suivante :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) = \int_0^{\tau_{total}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau \quad (1.24)$$

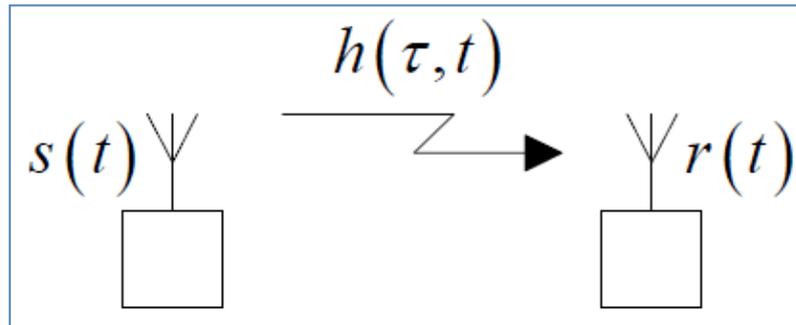


Figure 1.7 : Système de transmission SISO [7].

### 1.2.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output) :

Le modèle SIMO à une antenne émettrice et plusieurs antennes réceptrices  $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$ . Dans ce cas, chaque récepteur reçoit la convolution du signal émis avec la réponse impulsionnelle  $h_i(\tau, t)$  du canal liant ce récepteur à l'émetteur [7].

$$r_i(t) = s(t) * h_i(\tau, t) \quad (1.25)$$

Si on définit les signaux reçus, ainsi que les réponses impulsionnelles, sous forme de vecteurs de dimension  $M_R \times 1$  comme suit :

$$r(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M_R}(t)]^T \quad (1.26)$$

$$h(\tau, t) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_R}(\tau, t)]^T \quad (1.27)$$

Alors, l'équation 1.25 devient :

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) \quad (1.28)$$

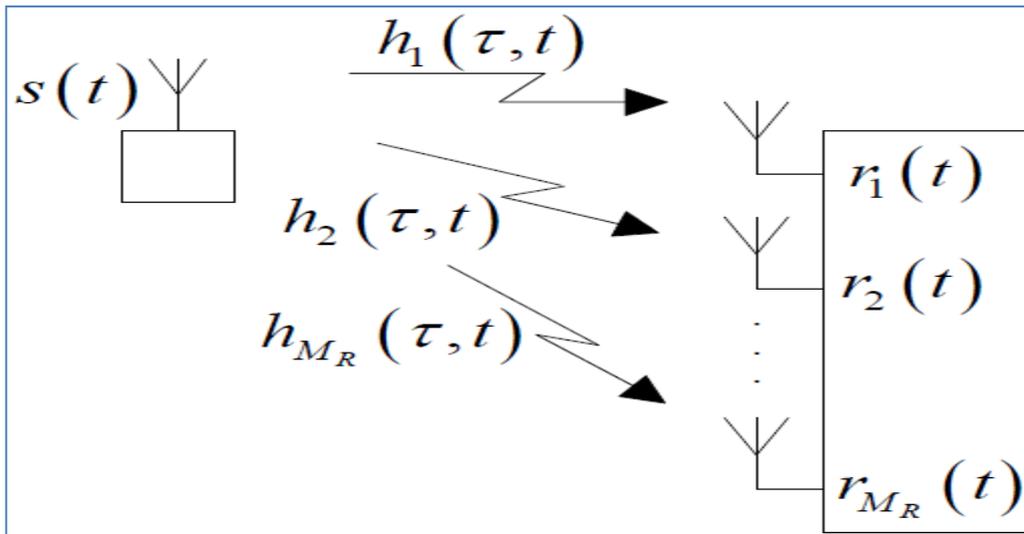


Figure 1.8 : Système de communication SIMO [7].

### 1.2.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output) :

Le modèle MISO est en principe l'inverse du SIMO, avec plusieurs émetteurs  $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$  et un seul récepteur. Dans ce cas, le signal reçu est la somme des convolutions des signaux émis, par chaque émetteur, avec les réponses impulsionnelles des canaux entre les émetteurs et le récepteur.

$$r(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_j(\tau, t) \quad (1.29)$$

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

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (1.30)$$

$$h(\tau, t) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_T}(\tau, t)]^T \quad (1.31)$$

Alors, l'équation 1.29 peut s'écrire :

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) \quad (1.32)$$

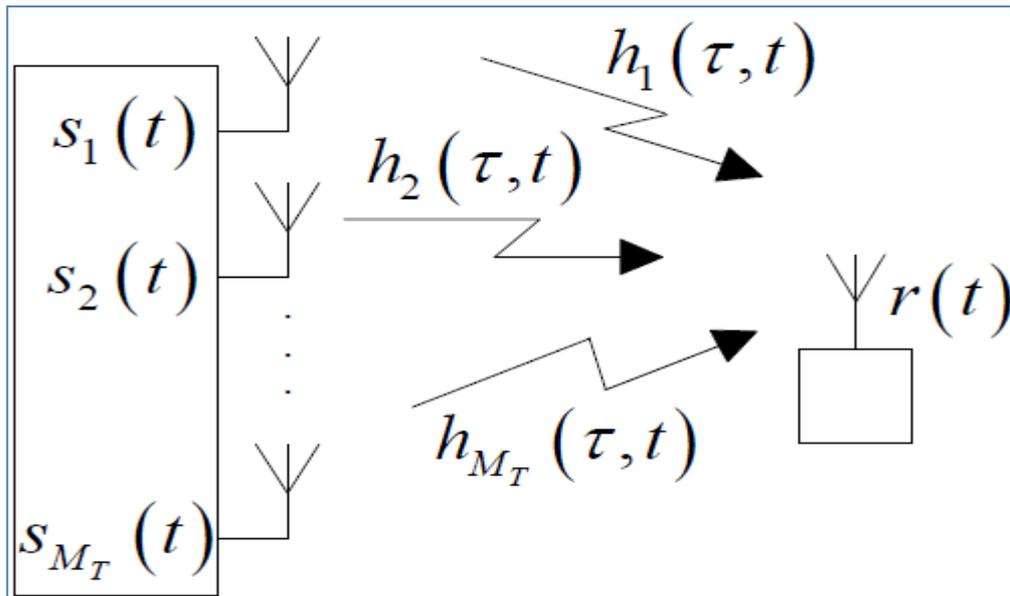


Figure 1.9: Système de transmission MISO [7].

#### 1.2.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output) :

Le modèle MIMO, qui est le cas le plus général, contient plusieurs émetteurs  $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$  et plusieurs récepteurs  $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$ . Dans ce cas, chaque récepteur forme avec tous les émetteurs un modèle MISO. Alors, chaque récepteur reçoit :

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_{i,j}(\tau, t) \quad (1.33)$$

Avec  $h_{i,j}(\tau, t)$  la réponse impulsionnelle entre l'émetteur  $i$  et le récepteur  $j$ .

Si on définit maintenant toutes les réponses impulsionnelles possibles sous forme d'une matrice de dimension  $M_R \times M_T$  de la façon suivante :

$$H(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \dots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \dots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \dots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix}$$

Aussi, on définit  $s(t)$  comme vecteur de dimension  $M_T \times 1$  et  $r(t)$  comme vecteur de dimension  $M_R \times 1$ .

Alors, on peut écrire l'équation 1.33 sous la forme :

$$r(t) = H(\tau, t) * s(t) \quad (1.34)$$

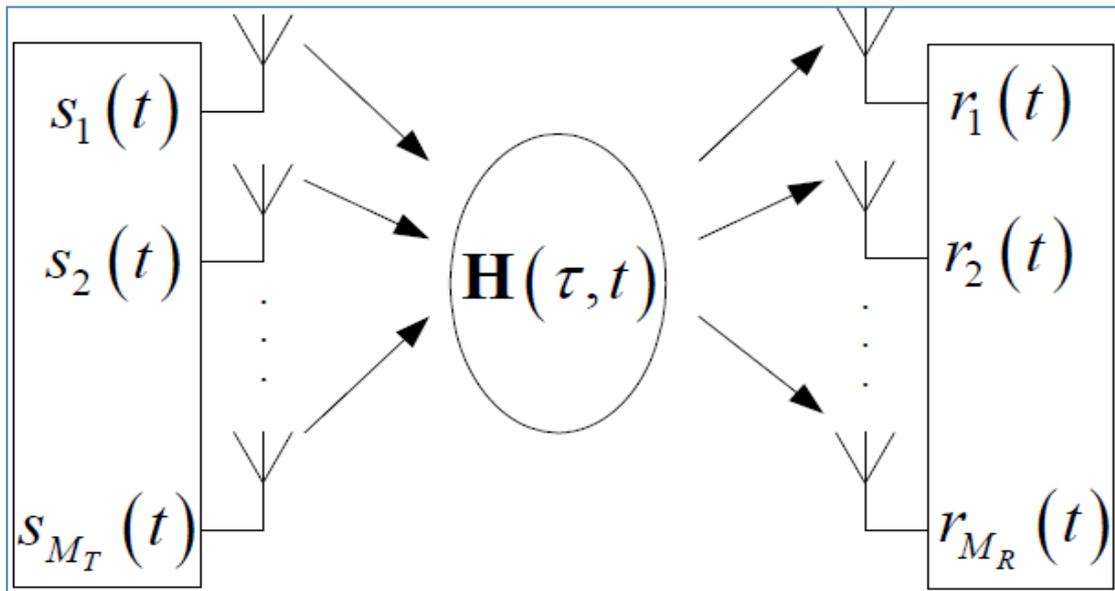


Figure 1.10: Système de communication MIMO.

### Conclusion :

Le problème majeur des communications sans fils est dû au multi-trajet et l'effet Doppler. Plusieurs progrès ont été faits dans le domaine de la lutte contre ces problèmes et à chaque fois, on propose de nouvelles techniques plus efficaces que leurs précédentes. L'une de ces techniques (OFDM) sera présentée dans le chapitre suivant.

## Chapitre 2

### Principes de base de l'OFDM

#### Introduction :

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est en phase de normalisation dans différents standards sans fils (IEEE802.11a, WiMAX, LTE, DVB, DAB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajets large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides. Le but de ce chapitre est d'introduire aux principes de l'OFDM. Les principes généraux sont décrits ainsi que les avantages et les inconvénients.

#### 2.1 Historique :

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencé il y a plus de 40 ans avec un système précurseur appelé Kineplex conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF (1.8-30Mhz).

L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 puis par Weinstein et al. en 1971. La réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté. Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (ou encore FFT: Fast Fourier Transform), que les modulations multi-porteuses ont connu un gain d'intérêt. Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon récursive. Ceci réduit la complexité du modulateur et donc la consommation des terminaux.

Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom d'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) pour les réseaux sans fil ou encore Discrete MultiTone (DMT) pour les réseaux filaires [8].

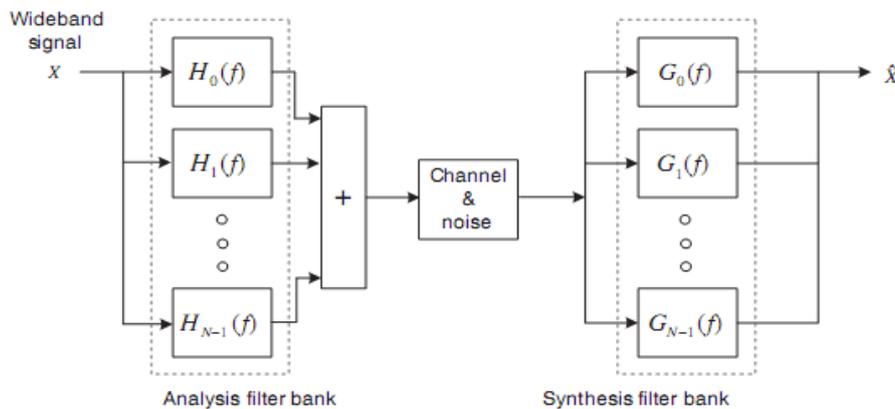
## 2.2 Transmission multi-porteuses :

### 2.2.1 Structure de base d'un système de transmission multi-porteuse [4]:

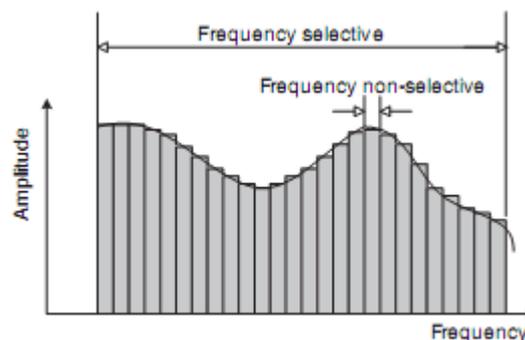
La sélectivité en fréquence d'un canal radio mobile large bande rend inefficace l'utilisation des systèmes de transmissions mono porteuses, et pour y surmonter on fait recours aux systèmes à transmission multi-porteuses, qui sont utilisés pour la transmission haut débit. La figure 2.1(a) montre la structure de base et le concept de système de transmission multi-porteuses. Le signal large bande soit analysé (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert  $H_k(f)$ ) en plusieurs signaux à bande étroite en transmission et est synthétisé (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert  $G_k(f)$ ) en réception, donc la sélectivité en fréquence du canal large bande peut être estimée par une multitude de bandes de fréquences étroites (frequency-flat) non sélective, comme s'y montré dans la figure 2.1(b).

Notant que la non-sélectivité en fréquence des bandes étroites du canal réduit considérablement la complexité de l'égaliseur pour chaque sous-canal. Tant que l'orthogonalité entre sous-porteuses est maintenue, l'ICI peut être éliminé, donc un minimum de distorsion.

Dans les systèmes multi-porteuses, la bande passante originale (large bande) est subdivisée en  $N_c$  sous bandes (bandes étroites), où chacune est caractérisée par une sous-porteuse  $f_k$ ,  $k=0,1,2,\dots,N_c-1$ . La figure 2.2(a) montre la structure de base de système de communication multi-porteuse, celle qui représente l'une des formes spécifique d'un système multi-canaux,

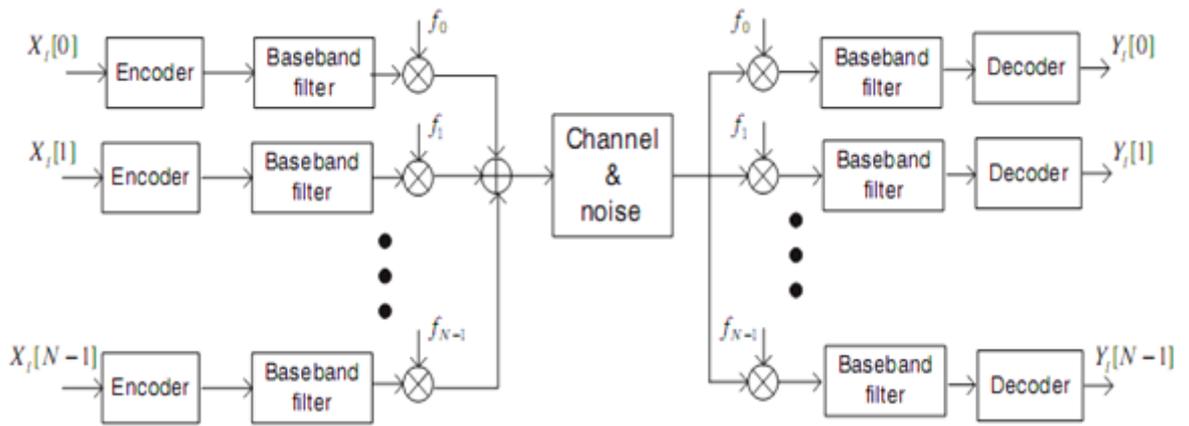


a) structure d'un système de transmission multi-canaux.

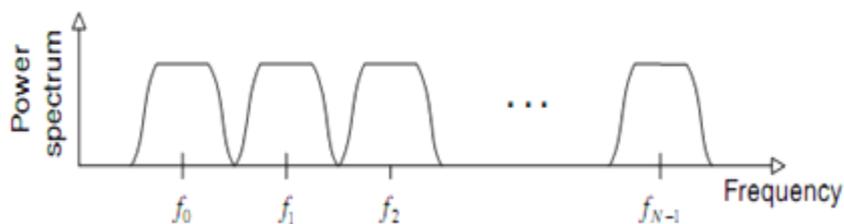


b) la réponse d'un système de transmission multi-canaux.

Figure 2.1 : structure et caractéristiques fréquentielles d'un système de transmission multi-canaux [4].



a) Structure de base d'un système de transmission multi-porteuses.



b) Caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuses.

Figure 2.2 : structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuses [4].

Où, les différents symboles sont transmit en parallèle.

$X_i(k)$  et  $Y_i(k)$  indiquent, respectivement, le signal transmit et reçu d'une sous-porteuse  $f_k$  de  $l^{ieme}$  symbole.

La figure 2.2(b) illustre le spectre d'un signal transmit dans un système à transmission multi-porteuses, qui occupe une multitude de sous-bandes d'égale largeur, chacune centrée sur une fréquence (sous-porteuse). Si chaque sous-bande est d'une largeur limitée, le type de transmission est dit **FMT (Filtered Multi-Tone)**.

Pendant qu'on cherche à surmonter au problème de la sélectivité en fréquence du canal avec ce type de transmission multi-porteuses (FMT), son implémentation devient complexe, il nécessite plus des codeurs/décodeurs et oscillateurs, et d'une très haute qualité des filtres utilisés dès que le nombre de sous porteuses augmentent.

### 2.2.2 Système de transmission à base de l'OFDM :

Le système de transmission basé sur la technique OFDM est un autre type de système multi-canaux, qui est similaire à un système de transmission FMT dans le sens qu'il emploie plusieurs porteuses. Comme c'est montré dans la figure 2.4(a), une bande limitée pour les filtres et oscillateurs de chaque sous-canal n'est pas utilisée, en plus, les spectres des sous-porteuses se chevauchent d'une manière efficace, différemment au système FMT où la

totalité de la bande passante est divisé en un nombre  $N$  de sous-canaux de bandes étroites non chevauchées (figure 2.2 (b)), donc la différence réside dans la manière avec laquelle la bande passante est divisée en sous bandes étroites [4]. L'ensemble de sous-porteuses orthogonales, chevauchées en spectre, peuvent être produites en satisfaisant le critère de Nyquist, en généralisant l'équation 2.1, qui réfère à une transmission mono-porteuse, à une transmission multi-porteuses.

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T \quad (2.1)$$

Où  $G(f)$  est la transformé de Fourier de la fonction  $g(t)$ , tel que cette dernière représente la réponse impulsionnelle totale du système mono-porteuse (émetteur, canal, récepteur), où :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \quad (2.2)$$

Les fonctions  $g_T(t)$ ,  $h(t)$ ,  $g_R(t)$  et  $h^{-1}(t)$  sont montrées dans la figure suivante :

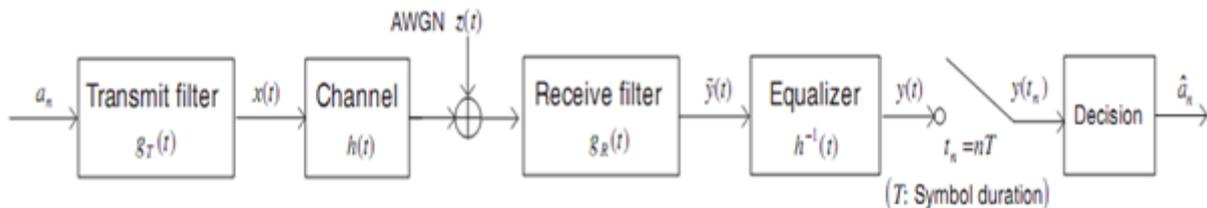


Figure 2.3 : Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse.

Dans la pratique, les processus de la transformé de Fourier discrète (DFT) et la transformé inverse (IDFT) sont utilisables pour l'implémentation de ces signaux orthogonaux. Mais l'implémentation sera efficace par l'utilisation de la transformé de Fourier rapide (FFT) et la transformé inverse (IFFT).

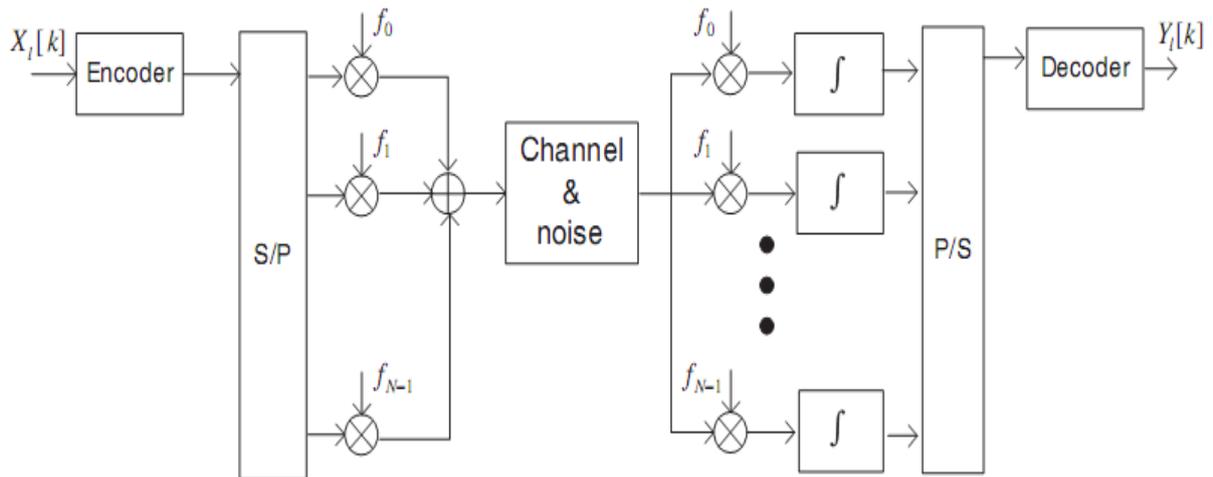
Dans un système de transmission OFDM,  $N_c$  points IFFT tenus pour les symboles transmits  $\{X_i[k]\}$ ,  $k=0, \dots, N_c-1$ , pour générer le signal  $\{x[n]\}$ ,  $n=0, \dots, N_c-1$ , qui représente les échantillons de la somme de  $N_c$  sous porteuses.  $y(n)$  est le signal reçu, qui correspond au signal  $x(n)$  avec du bruit additif  $N(n)$  (i.e :  $y(n) = x(n) + N(n)$ ). compte Tenu des échantillons reçus de  $N_c$  points de la FFT ( $y[n]$ ,  $n=0, \dots, N_c-1$ ) la version bruitée des symboles transmits  $Y_i[k]$ ,  $k=0, \dots, N_c-1$ , peut être obtenue à la réception.

La figure 2.5(a) montre une structure d'une transmission OFDM implémentée à l'aide d'une IDFT/DFT. Comme toutes les sous porteuses ont une durée,  $T_s$ , finie dans le temps, le spectre du signal OFDM peut être considéré comme une somme des fonctions Sinc de fréquences décalées, comme c'est montré dans la figure 2.5(a), où l'espacement entre sous-porteuses est  $1/T_s$ .

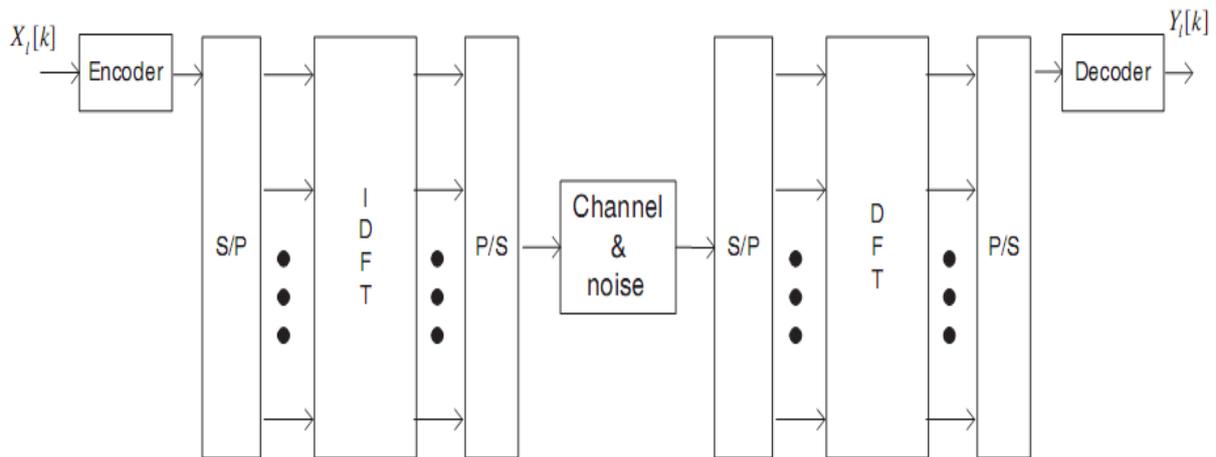
La technique DMT (discrete multi-tone) utilisée dans le système ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) et VDSL (Very high-rate Data digital Subscriber Line) a aussi la même structure que l'OFDM.

Du fait que chaque signal modulant une sous porteuse est limité dans le temps (non limité dans le domaine fréquentielle), il est possible qu'il y'aura des interférences entre porteuses

(ICI) important, comme il est montré dans la figure 2.5(b) où on remarque que le premier lobe secondaire de la fonction Sinc (dans le domaine fréquentielle) n'est pas négligeable par rapport au lobe principale. Ainsi, dans le système OFDM on ajoute une bande de garde, appelée porteuses virtuelles (VCs). On ajoute aussi d'un intervalle de garde dans le domaine temporelle, appelé préfixe cyclique (PC) qui fait réduire l'effet d'inter-symboles (ISI) entre symboles OFDM.

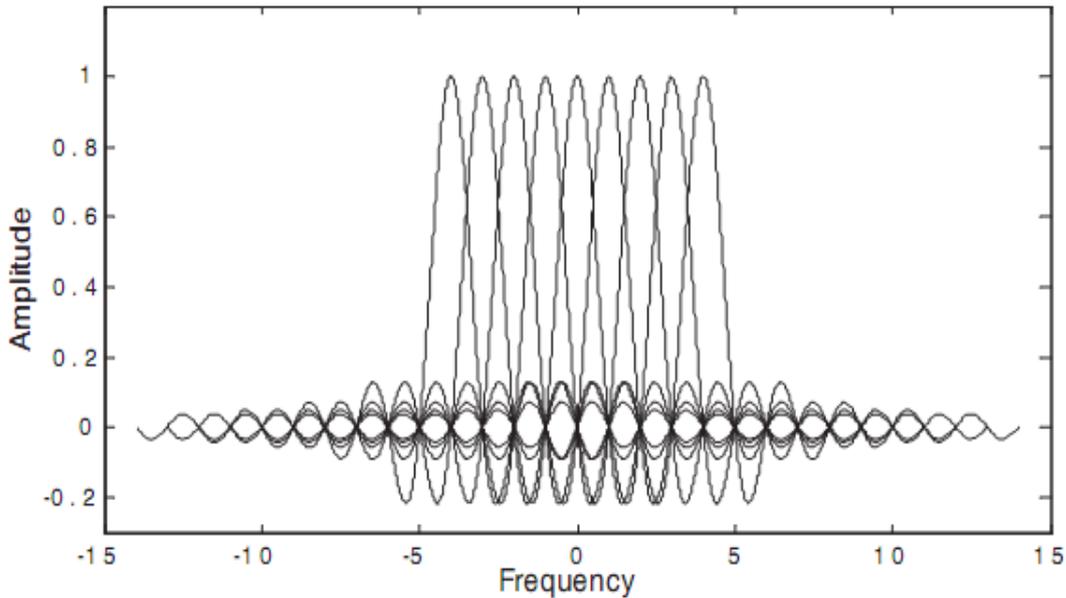


a) Configuration d'un système de transmission OFDM.

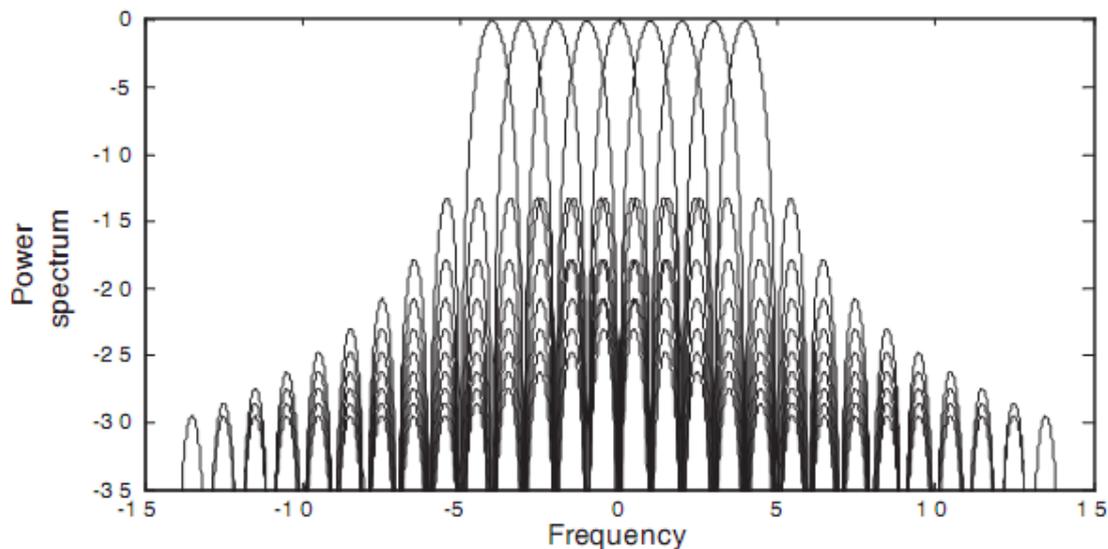


b) Système de transmission OFDM et son implémentation utilisant la IDFT/DFT.

Figure 2.4 : Système de transmission OFDM [4].



a) Le spectre d'un signal OFDM (échelle linéaire).



b) La puissance spectrale d'un signal OFDM (dB).

Figure 2.5 : Structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission OFDM [4].

### 2.3 Principe de base de l'OFDM :

Le principe de la transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial, l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui réduit la complexité d'égaliseur.

Un but important de conception pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un

symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal  $(\Delta t)_c$  et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence  $(\Delta f)_c$  du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible [1].

### 2.3.1 Modulation et démodulation OFDM :

#### 2.3.1.1 Orthogonalité :

Considérant l'exponentiel complexe limité en temps  $e^{j2\pi f_k t}$ ,  $k=0, \dots, N_c - 1$ , qui représente les sous-porteuses à la fréquence  $f_k = \frac{1}{T_s}$  dans le signal OFDM, où  $0 \leq t \leq T_s$ . Ces signaux seront orthogonaux si l'intégrale de produits entre eux est égale à zéro,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_s} t} dt \\ &= \begin{cases} 1 & \forall \text{ entier } k=i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Tenu compte des échantillons dans le temps, avec les instants  $t = nT_d = nT_s/N_c$ ,  $n=0, \dots, N_c-1$ , l'équation peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} nT_d} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} nT_d} &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k n}{N_c}} e^{-j2\pi \frac{i n}{N_c}} \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k-i}{N_c} n} \\ &= \begin{cases} 1 & \forall \text{ entier } k=i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'orthogonalité ci-dessus est essentielle pour le signal OFDM pour éliminer l'ICI.

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT) le signal est échantillonné. Si la DFT est synchronisée dans le temps les échantillons de la DFT correspondent aux valeurs maximales des sous porteuses et par conséquent, le

chevauchement fréquentiel n'aura aucun effet sur le signal reçu, d'où une bonne exploitation de la bande utilisée.

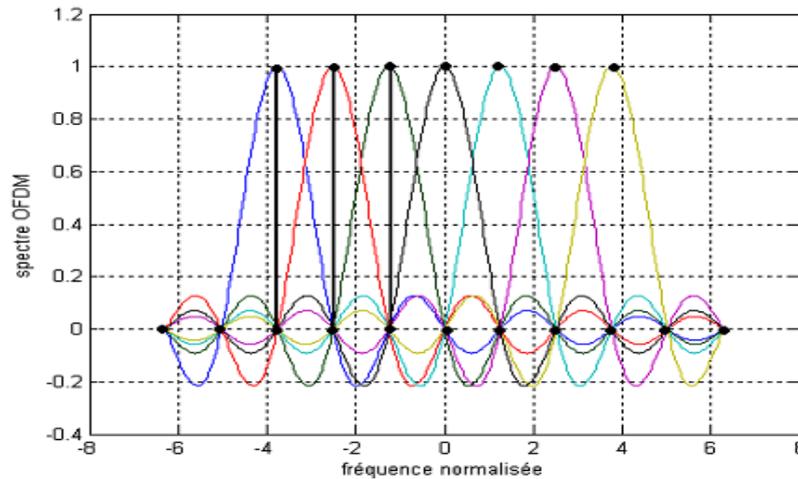


Figure 2.6 : spectre de 7 sous porteuses.

### 2.3.1.2 Modulation et démodulation :

- **Modulation :**

La génération d'un signal OFDM exige un contrôle absolu des sous-porteuses afin d'assurer leur permanente orthogonalité. Pour ce faire, il faut tout d'abord choisir le spectre nécessaire pour la transmission de données numériques en fonction de la modulation utilisée (BPSK, QAM, QPSK...) [1]. La représentation des points (échantillons) se fut dans des constellations (figure 2.7)

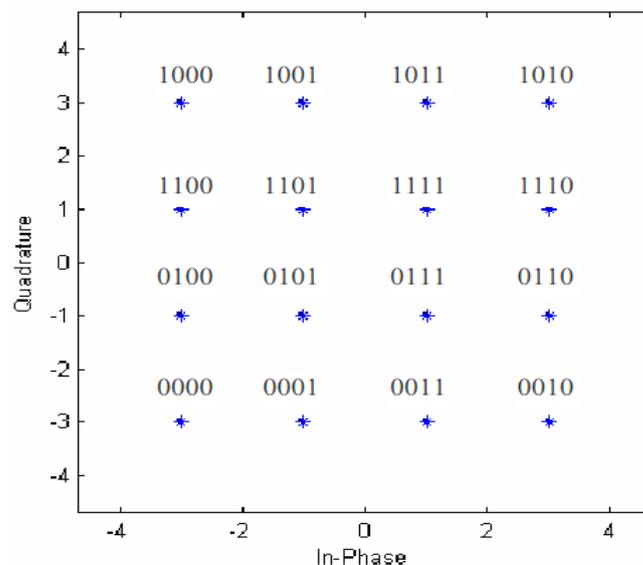


Figure 2.7 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.

Les  $N_c$  symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec un enveloppe complexe donné par :

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.5)$$

Où  $S_n$  sont les entrées parallèles du block IFFT. Et  $f_n = \frac{n}{T_s}$ ,  $n = 0, \dots, N_c - 1$ .

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuses peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe  $x(t)$  à la fréquence  $1/T_d$ . Elle est donnée par :

$$x_k = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi \frac{nk}{N_c}}, \quad k = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.6)$$

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure 2.8.

Quand le nombre de sous-porteuses augmente, la durée d'un symbole OFDM devient plus large par rapport au retard maximal du canal  $\tau_{max}$  et par conséquent, les ISI diminuent significativement. Cependant pour éviter complètement l'ISI et ICI on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d'une durée :

$$T_g \geq \tau_{max}. \quad (2.7)$$

La durée d'un symbole OFDM devient :

$$T'_s = T_s + T_g. \quad (2.8)$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est  $L_g$ . Donc à partir de (2.7) la valeur de  $L_g$  doit vérifier :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (2.9)$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x_k = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi \frac{nk}{N_c}}, \quad k = -L_g, \dots, N_c - 1. \quad (2.10)$$

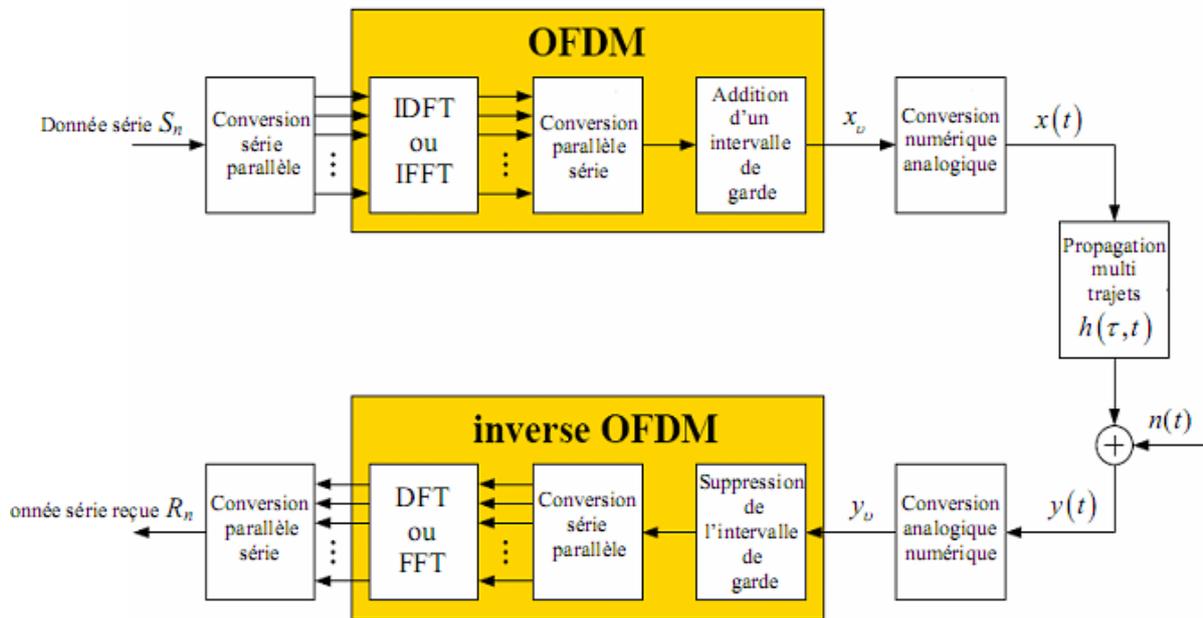


Figure 2.8 : Un système de transmission OFDM.

Cette séquence passe à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde  $x(t)$ , de durée  $T'_s$ , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure 2.8).

• **Démodulation :**

La sortie du canal est obtenue après convolution de  $x(t)$  avec la réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$  et l'addition du bruit  $n(t)$  :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t) d\tau + n(t) \tag{2.11}$$

Le signal reçu  $y(t)$  passe à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence  $y_k$ ,  $k = -L_g, \dots, N_c - 1$ . Qui est l'échantillonnage du  $y(t)$  à la fréquence  $1/T_d$ . Puisque l'ISI existe seulement dans les  $L_g$  premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuses.

La partie des échantillons  $y_k$  libre d'ISI ( $k = 0, \dots, N_c - 1$ ) est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'DFT. La séquence démodulé  $R_n$  est donnée par :

$$R_n = \sum_{k=0}^{N_c - 1} y_k e^{-j2\pi \frac{nk}{N_c}}, n = 0, \dots, N_c - 1. \tag{2.12}$$

Puisque les ISI et ICI peuvent être évités par l'insertion de l'intervalle de garde  $T_g$ , chaque sous canal peut être considéré séparément. De plus, supposant que le fading par sous canal est plat (flat fading), le symbole  $R_n$  peut être donné dans le domaine fréquentiel par :

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.13)$$

Où :  $H_n$  est le facteur de fading plat et  $N_n$  le bruit, correspondant au  $n^{\text{ième}}$  sous canal.  $H_n$  est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence  $f_n = nF_s$ , les différentes valeurs de  $H_n$  sont données dans l'équation (1.18 dans le chapitre 1).

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}. \quad (2.14)$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuses représenté à la figure 2.8 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec  $N_c$  parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe  $H_n$  (voir figure 2.9).

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure 2.10(a) et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par  $N_s$  symboles OFDM est illustrée dans la figure 2.10(b).

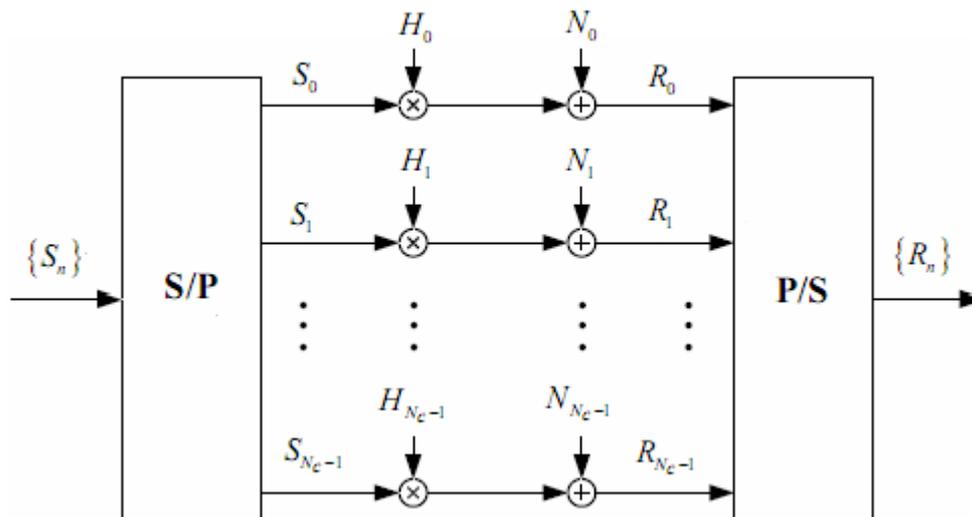


Figure 2.9 : Un système OFDM simplifié [1].

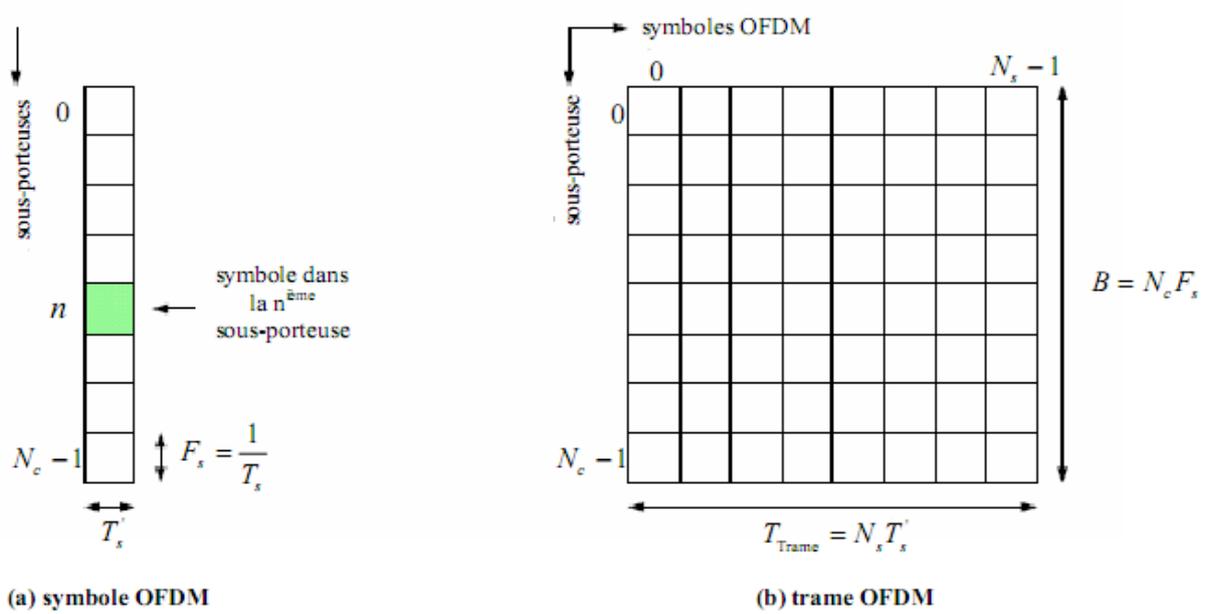


Figure 2.10 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.

### 2.3.2 Conversion série parallèle :

Le principe de cette conversion est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Ceci nous permet d'éviter l'égalisation à grande vitesse.

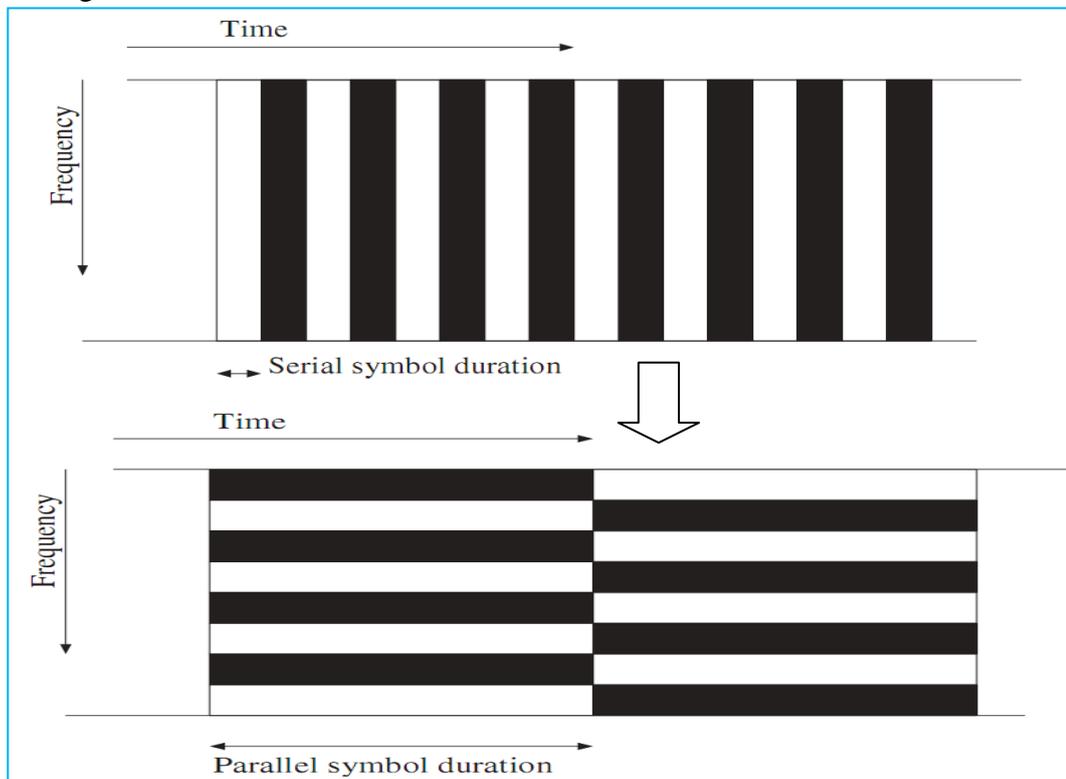


Figure 2.11 : le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle [3].

Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaires, chaque symbole OFDM transmet entre 40 jusqu'à 4000 bits. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend de la modulation utilisée par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées.

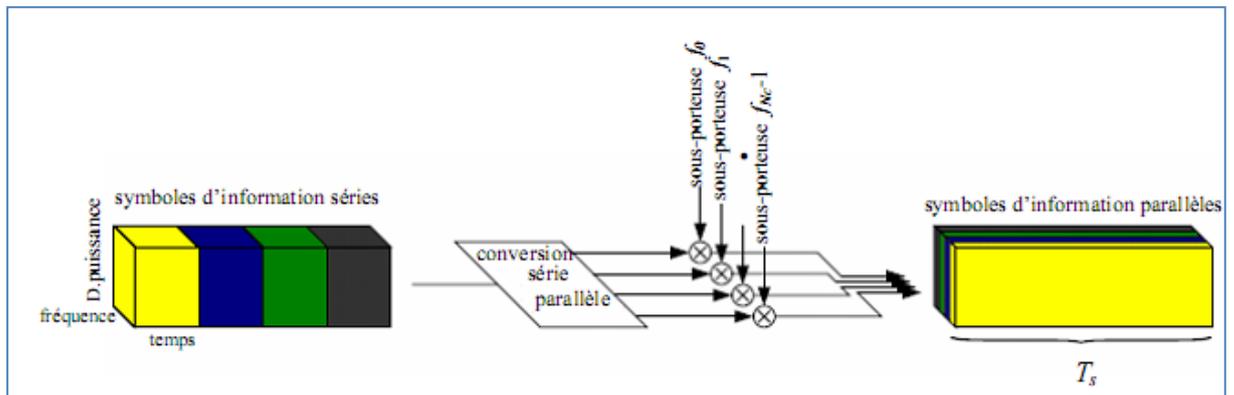


Figure 2.12 : Modulation multi-porteuse avec  $N_c=4$  sous-porteuses [1].

Voici un exemple :

Dans une transmission OFDM utilisant 100 sous porteuses par exemple modulées toutes par une 32-QAM (modulation d'amplitude en quadrature), alors chaque sous porteuse portera 5 bits et chaque symbole OFDM portera 500 bits.

### 2.3.3 Intervalle de garde :

L'effet de l'ISI sur le signal OFDM peut être minimisé davantage par l'addition d'un intervalle de garde (guard period) au début de chaque symbole OFDM. Cet intervalle est une copie de la fin du symbole OFDM, qui prolonge la durée du symbole OFDM (figure 2.13). [9]

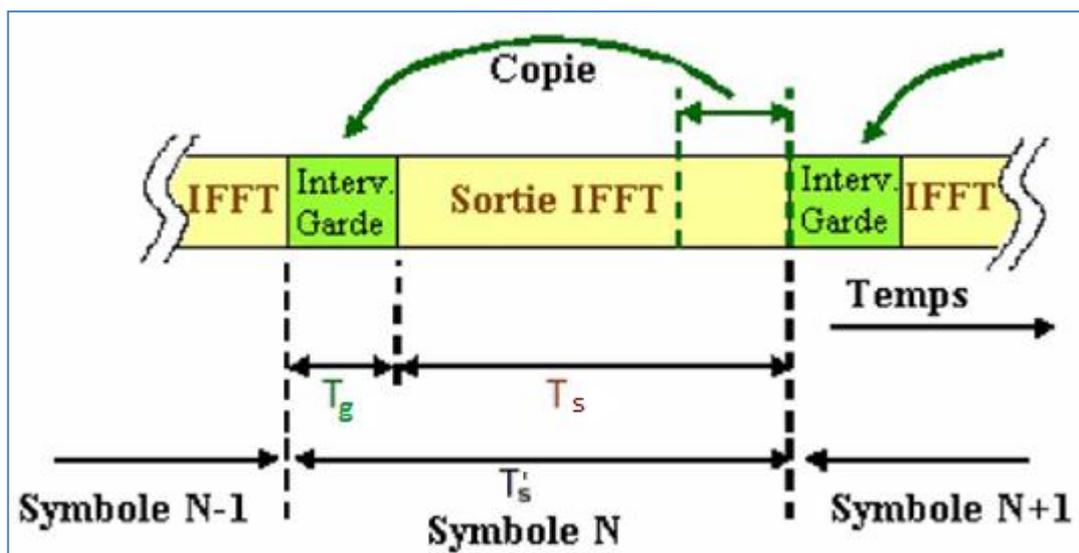


Figure 2.13 Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.

La nouvelle durée totale du symbole OFDM est  $T'_s = T_g + T_s$ ,

Où  $T_g$  est la durée de l'intervalle de garde ajouté.

$T_s$  est la durée initiale du symbole généré par l'IFFT.

L'intervalle de garde doit être plus grand que le retard max de propagation prévue.

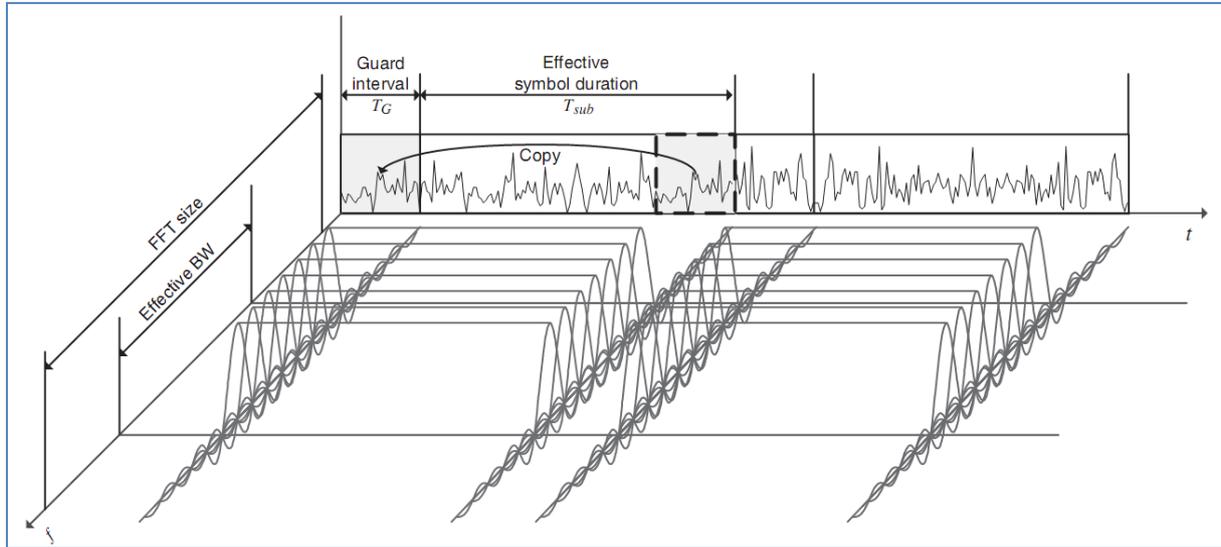


Figure 2.14 : description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix) [4].

Il existe deux types principaux d'intervalles de garde; le plus fréquemment utilisé est le préfixe cyclique (Cyclic Prefix (CP)) qui fait précéder chaque symbole OFDM par une extension périodique du signal lui-même. L'autre type est le ZeroPadding (ZP) qui fait compléter chaque symbole OFDM par des zéros [4].

Il existe aussi ce qu'on appelle un suffixe cyclique à CS, ce qui joue le même rôle que le CP, sauf qu'on l'ajoute à la fin d'un symbole OFDM et qui contient une copie du début du signal OFDM [4].

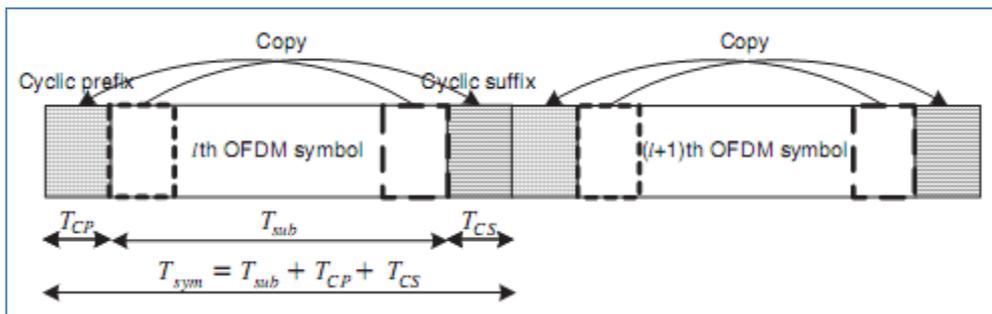


Figure 2.15 : symbole OFDM avec CP et un CS [4].

L'intervalle de garde est ajouté dans le domaine temporel et son essentiel rôle est de prévenir aux ISI, par contre une bande de garde est ajoutée dans le domaine fréquentielle qui a pour but l'élimination d'ICI du signal OFDM.

### 2.3.4 Synchronisation :

Avant de pouvoir démoduler les sous-porteuses, un récepteur doit effectuer deux synchronisations. D'une part, il doit déterminer les limites du signal et l'instant optimal d'échantillonnage afin de minimiser les effets de l'interférence entre symboles et de l'interférence entre porteuses. D'autre part, il doit estimer et corriger le décalage fréquentiel (offset) responsable d'interférence entre porteuses. Ce décalage fréquentiel résulte de la différence entre les fréquences des oscillateurs de l'émetteur et celui du récepteur.

### 2.3.5 BER d'un système OFDM :

BER en anglais Bits Erreurs Rate signifie le taux de bits erronés, qui est un facteur essentiel pour l'évaluation de la qualité des communications numériques.

Les expressions analytiques du BER pour une modulation M-QAM, d'un canal de Rayleigh et d'un bruit additif gaussien AWGN, sont données par :

$$\text{Canal AWGN : } P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2(M)} Q \left( \sqrt{\frac{6 E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2(M)}{M^2 - 1}} \right) \quad (2.15)$$

$$\text{Canal de Rayleigh : } P_e = \frac{M-1}{M \log_2(M)} Q \left( 1 - \sqrt{\frac{3 \gamma \log_2(M) / (M^2 - 1)}{3 \gamma \log_2(M) / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (2.16)$$

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

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (2.17)$$

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

$$SNR_t = SNR_f + 10 \log \left( \frac{N_{used}}{N} \right), [dB] \quad (2.18)$$

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

## 3.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM :

Les avantages de la technique OFDM sont :

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du IFT et IFFT.

- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

Les inconvénients de la technique OFDM sont :

- Les signaux multi-porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio, voir section 2.4.2) 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-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

### Conclusion :

Nous avons présenté la modulation par répartition orthogonale de fréquence, qui pourrait être considérée comme technique de modulation ou d'accès multiple. Les caractéristiques principales qui définissent un système OFDM sont:

- le nombre de sous porteuses,
- le nombre de points du FFT,
- largeur de bande, durée de symbole, l'intervalle de garde et type de modulation.
- D'autres paramètres relatifs qui sont: le nombre et la position des pilotes de porteuses, la durée de la FFT...

La technique OFDM peut être combinée avec d'autres techniques, et dans ce qui suit on présentera l'une de ces techniques qui consiste en utilisation de plusieurs émetteurs et récepteurs (MIMO).

## Chapitre 3

### Systèmes MIMO-OFDM.

#### Introduction :

La dispersion due aux retards et à l'effet Doppler sont les facteurs les plus importants caractérisant un système SISO (single input single out put). Pour un système MIMO, qui utilise plusieurs antennes à l'émission et à la réception, la corrélation entre l'antenne émettrice et la réceptrice est un aspect très important.

#### 3.1 Modèle statistique d'un système MIMO (Multiple Input Multiple Output) :

Considérons un système SIMO (single input multiple out put), avec un réseau d'antenne linéaire uniforme où on dispose de  $M$  éléments espacés de  $d$  [4] comme indiqué dans la figure 3.1 :

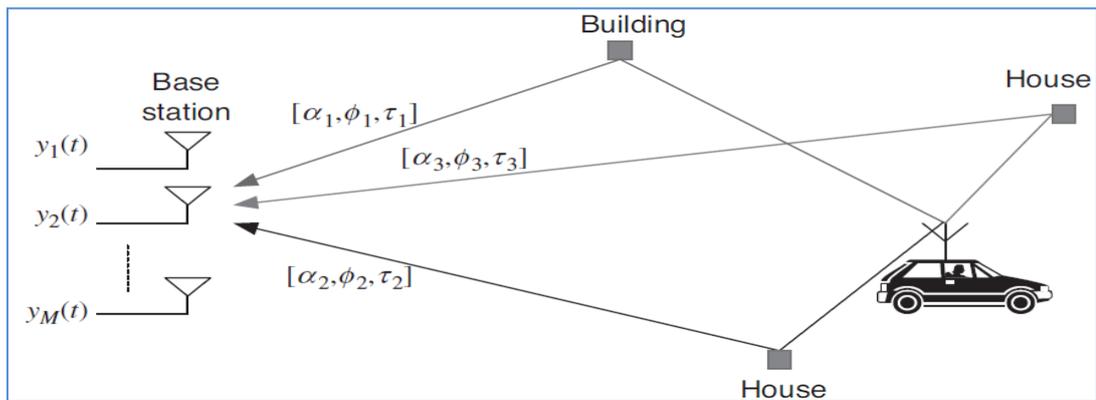


Figure 3.1 : système SIMO [4].

$y_i(t)$  désigne le signal arrivant au niveau du  $i^{eme}$  élément avec un gain de canal  $\alpha_i$ , un retard  $\tau_i$  et un angle d'arrivé (AoA)  $\phi$ . L'angle d'arrivée est défini comme il est illustré dans la figure 3.2.

Notons que chaque signal arrivant d'une direction donnée est constitué d'un grand nombre de signaux indissociables qui sont reçus autour de l'angle d'arrivée.

le vecteur des signaux reçus au niveau d'un réseau linéaire uniforme de  $M$  éléments,  $y(t) = [y_1(t) y_2(t) \dots y_M(t)]$ , peut être exprimé par l'équation suivante :

$$y(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i c(\phi_i) x(t - \tau_i) + N(t) \quad (3.1)$$

Où  $I$  détermine le nombre de chemins à travers lesquels chaque élément du réseau reçoit les différents signaux.  $c(\phi)$  est le facteur du réseau qui est défini comme suit :

$$c(\phi) = \{c_1(\phi), c_2(\phi), \dots, c_M(\phi)\}$$

avec

$$c_m(\phi) = f_m(\phi) e^{-j2\pi(m-1)d/\lambda \sin \phi} \quad (3.2)$$

Où :  $m = 1, \dots, M$ .

Le signal dans (3.1) peut être exprimé par l'intégrale suivante :

$$y(t) = \iint c(\varnothing) h(\varnothing, \tau) x(t - \tau) d\varnothing d\tau \quad (3.3)$$

Où  $h(\varnothing, \tau)$  représente le canal comme une fonction du **ADS** (azimuth-delay spread), la puissance spectrale instantanée du retard azimutale (**PADS**) est donnée par :

$$P_{inst}(\varnothing, \tau) = \sum_{i=1}^I |\alpha_i|^2 \delta(\varnothing - \varnothing_i, \tau - \tau_i) \quad (3.4)$$

La moyenne de PADS est défini par :

$$P(\varnothing, \tau) = E \langle P_{inst}(\varnothing, \tau) \rangle \quad (3.5)$$

En intégrant par rapport au retard on obtient **PAS** (power azimuth spectrum) :

$$P_A(\varnothing) = \int P(\varnothing, \tau) d\tau \quad (3.6)$$

Aussi, **AS** (azimuth spread) est le moment central de la **PAS** :

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\varnothing - \varnothing_0)^2 P_A(\varnothing) d\varnothing} \quad (3.7)$$

Où  $\varnothing_0$  est la l'angle moyen c.-à-d  $\varnothing_0 = \int \varnothing P_A(\varnothing) d\varnothing$ .

En intégrant **PAS** par rapport à l'angle on obtiendra la PDS (power delay spectrum) :

$$P_D(\tau) = \int P(\varnothing, \tau) d\varnothing \quad (3.8)$$

Ainsi, la **DS** (delay spread) est donnée par :

$$\sigma_D = \sqrt{\int (\tau - \tau_0)^2 P_D(\tau) d\tau} \quad (3.9)$$

Où  $\tau_0$  est le retard moyen c.-à-d  $\tau_0 = \int \tau P_D(\tau) d\tau$ .

$f(\varnothing, \tau)$  étant la densité de probabilité conjointe :

La densité marginale du retard est donnée par :

$$f_A(\varnothing) = \int f(\varnothing, \tau) d\tau \quad (3.10)$$

La densité marginale des angles est donnée par :

$$f_D(\tau) = \int f(\varnothing, \tau) d\varnothing \quad (3.11)$$

Le modèle de Clark assume que AoA est uniformément distribuée au niveau de la station mobile, quand au niveau de la station de base, elle diffère significativement. En général, la corrélation spatiale s'avère tendre vers zéro pour les éléments espacés de  $\lambda/2$ . Cependant, pour garantir un niveau de corrélation spatiale bas à la station de base, les éléments du réseau doivent être espacés avec, approximativement,  $10\lambda \sim 40\lambda$ , même si ça dépend du AS. De ce fait, la PDF du retard est typiquement approximée par une fonction exponentielle. La figure(3.2) illustre un modèle de canal MIMO avec un zoom sur l'environnement du canal. Il montre trois chemins distincts. Chaque chemin a  $M_r$  chemins non dissociables, qui sont centrés au tour de la AoA. La AoA de ces chemins non dissociables suit une distribution de gaussie dans l'environnement micro et macro cellulaire. Outre, PAS suit une distribution de Laplace, même si elle varie avec l'environnement de la microcellule. La distribution de AoA ne prend pas en compte la puissance de chaque trajet alors que PAS suit une distribution de puissance respectivement à la AoA. Finalement, la distribution de puissance pour un chemin distinct, soit la PDS ou la PDP (Power Delay Profile), suit généralement une distribution exponentielle [4].

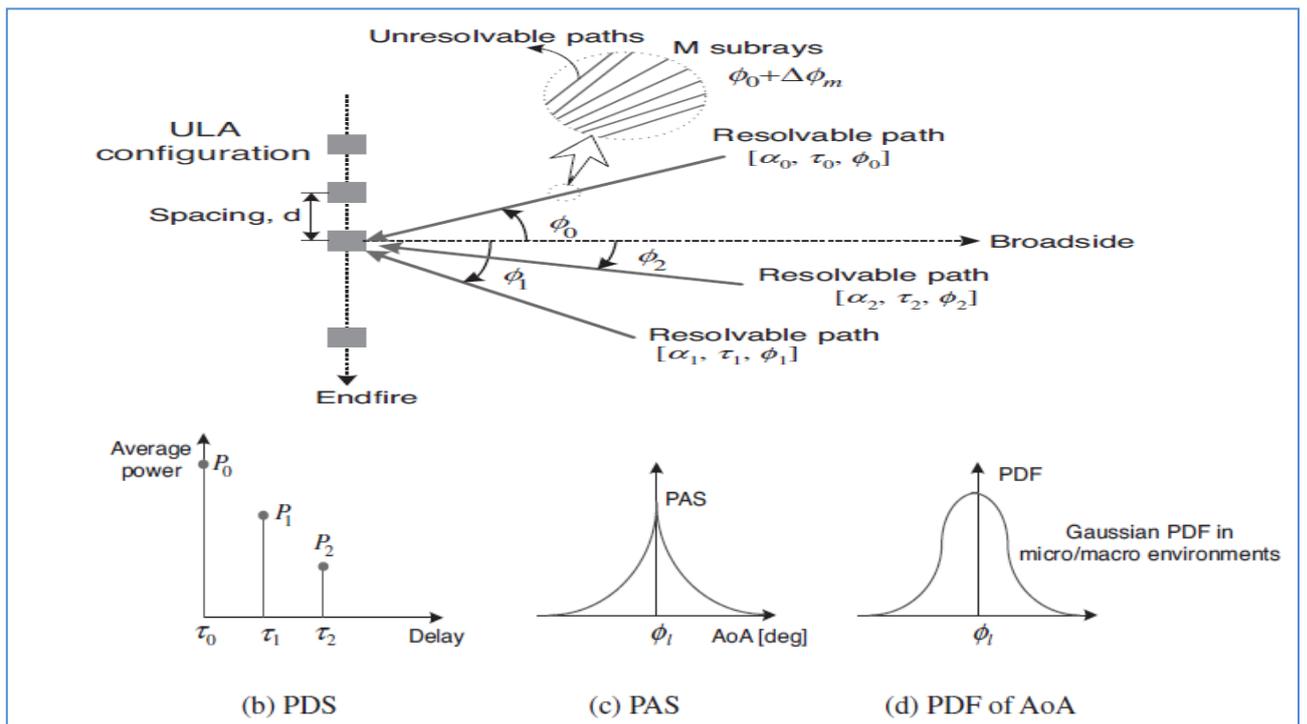


Figure 3.2 : Le modèle d'un canal MIMO [4].

### 3.1.1 Corrélation spatiale :

En général, les signaux reçus de chaque chemin, pour les différents éléments d'antennes, peuvent être corrélés, et dépendent spécialement de la différence de distance parcourue. Dans cette partie, on parlera de la corrélation entre les signaux reçus au niveau des différents éléments d'antennes du réseau [4].

Considérant deux antennes omnidirectionnelles, a et b, espacés par une distance  $d$ , comme il est indiqué dans la figure 3.3 :

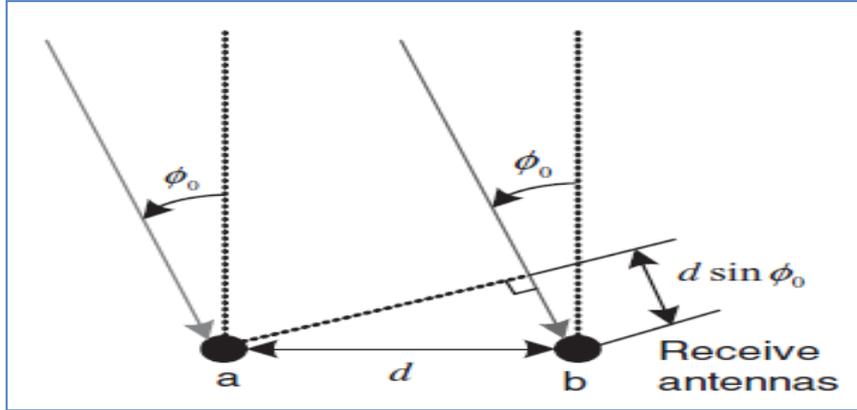


Figure 3.3 : Le modèle de signal pour deux antennes omnidirectionnelles [4].

Pour des signaux, en bande de base, reçus avec l'angle moyen des AoA ( $\phi_0$ ), la différence de distance parcourue sera  $d \sin \phi_0$  et le retard correspondant sera  $\tau = (d/c) \sin \phi_0$ , soit  $\alpha$  et  $\beta$  l'amplitude et la phase de chaque chemin, qui suivent une distribution de Rayleigh et une distribution uniforme respectivement. En assumant que le canal est à bande étroite, les réponses impulsionnelles des deux trajets sont :

$$h_a(\varnothing) = \alpha e^{j\beta} \sqrt{P(\varnothing)} \quad (3.12)$$

$$h_b(\varnothing) = \alpha e^{j(\beta + 2\pi d \sin(\varnothing)/\lambda)} \sqrt{P(\varnothing)} \quad (3.13)$$

Où  $P(\phi)$  désigne la PAS.

La fonction de corrélation entre deux signaux reçus au niveau de deux éléments d'antennes espacés de  $d$  est :

$$\begin{aligned} \rho_c(d, \varnothing_0) &= E_{\varnothing} \langle h_a(\varnothing) h_b^*(\varnothing) \rangle \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} h_a(\varnothing) h_b^*(\varnothing) P(\varnothing - \varnothing_0) d\varnothing \end{aligned} \quad (3.14)$$

Considérons le cas extrême que la AoA moyenne est  $\phi_0 = 0^\circ$  et AS  $\sigma_A = 0^\circ$ , ainsi,  $P(\phi - \phi_0) = \delta(\phi)$ , ce qui implique qu'il y a seulement une impulsion dans la direction perpendiculaire à chaque élément d'antenne. Dans ce cas particulier, AoA ne provoque aucune différence de temps entre  $h_a$  et  $h_b$ . Ainsi, la corrélation spatiale est toujours égale à 1. Cependant, dans le cas où AoA présente une moyenne et AS non nuls, il y a une différence de temps entre  $h_a$  et  $h_b$ , ce qui engendre la fonction de corrélation spatiale suivante :

$$\rho_c(d, \varnothing_0) = E_{\varnothing} \langle h_a(\varnothing) h_b^*(\varnothing) \rangle$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi d \sin(\vartheta - \vartheta_0) / \lambda} P(\vartheta - \vartheta_0) d\vartheta \\
&= R_{xx}(\vartheta, d) + jR_{xy}(\vartheta, d)
\end{aligned} \tag{3.15}$$

PAS étant normalisée.  $R_{xx}$  et  $R_{xy}$  représentent la corrélation entre les composantes réelles et entre réelle et imaginaires respectivement, de deux signaux. On définit la distance normalisée entre deux antennes  $D = 2\pi d / \lambda$  la fonction de corrélation spatiale peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned}
R_{xx}(D, \vartheta_0) &= E \langle \text{Re}(h_a) R_e(h_b) \rangle \\
&= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin(\vartheta)) P(\vartheta - \vartheta_0) d\vartheta
\end{aligned} \tag{3.16}$$

et

$$\begin{aligned}
R_{xy}(D, \vartheta_0) &= E \langle \text{Re}(h_a) \text{Im}(h_b) \rangle \\
&= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin(\vartheta)) P(\vartheta - \vartheta_0) d\vartheta
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Comme on le voit dans les équations (3.16) et (3.17), la corrélation spatiale dépend principalement de la moyenne de AoA, du PAS, ainsi que de l'espacement  $d$ . En particulier, quand AS est petit, la plus part des rayons composants chaque trajet proviendront à chaque antenne avec le même angle. Ca implique que les signaux vont être corrélés puisque quand l'amplitude de deux signaux sont presque égales, ils différeront par leur AoA.

Puisque la capacité d'un canal ainsi que le gain de diversité diminuent avec l'augmentation du taux de corrélation entre les éléments d'antennes, il faut bien régler l'espacement  $d$  entre éléments d'antennes et doit être choisit assez grand pour réduire suffisamment cette corrélation [4].

### 3.1.2 Différents modèles de distribution de puissance azimutale (PAS) :

Comme on vient de le voir, PAS est un facteur très important pour la détermination de la corrélation entre les éléments d'antennes.

En effet, pour faire une analyse mathématique de la corrélation spatiale, il nous faut une distribution de PAS pour un environnement réel. Il y plusieurs modèle de PAS disponibles issus des mesures actuelles faites pour différents environnements de canal (indoor ou Outdoor, macro ou microcellule) comme il est illustré dans le tableau ci-dessous. Un modèle de PAS dépend principalement des éléments dispersifs locaux. En général, un grand nombre d'éléments dispersifs sont observés au niveau de la station mobile, dans les différents environnements, et donc le PAS a une distribution uniforme. Par contre, dans la station de base, différentes distributions de PAS sont observées selon les caractéristiques du terrain dans la cellule. Notant que dans les microcellules et les environnements indoor, PAS suit une distribution uniforme.

		Station de base	Station mobile
Outdoor	Macro-cellule	Tronconique de Laplace. Tronconique de Gausse. Uniforme. Fonction cosinus à la n <sup>eme</sup> puissance.	Uniforme
	Microcellule		
	Pico-cellule	Presque uniforme	
Indoor		Uniforme	

Tableau 3.1 : Le modèle de PAS pour différents environnement [4].

### 3.2 Modèle statistique d'un canal MIMO dispersif corrélé :

Considérons un système MIMO avec M antennes à la station de base et N antennes à la station mobile, comme il est illustré dans la figure 3.8 :

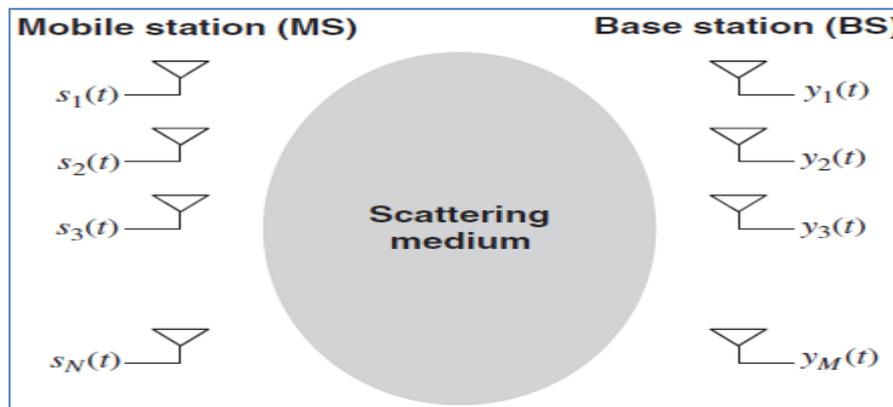


Figure 3.4 : Réseau d'antennes pour les MIMO communications [4].

Un canal MIMO  $\mathbf{H}$  à bande étroite peut être exprimé statistiquement par une matrice  $M \times N$  :

$$H = \Theta_R^{1/2} A_{iid} \Theta_T^{1/2} \quad (3.22)$$

Avec  $\Theta_R, \Theta_T$  désignent la matrice de corrélation pour les antennes d'émission et celles de réception, respectivement.  $A_{iid}$  désigne un canal à évanouissement de Rayleigh indépendant et identiquement distribué (i.i.d). On assume que les matrices de corrélation à l'émission et de réception sont séparables, cette hypothèse est valable lorsque l'espacement entre les antennes à l'émission et à la réception est suffisamment petite comparée à la distance entre les antennes émettrices et réceptrices, ce qui est souvent le cas pour l'environnement des systèmes de communication sont fil.

Différents types de canal MIMO peuvent être générés en ajustant les matrices de corrélation  $\Theta_R, \Theta_T$ . Comme cas extrême, on aura un canal complètement (i.i.d) quand les matrices de corrélations sont des matrices identités [4].

Maintenant, un canal à large bande peut être modélisé comme suit :

$$H(\tau) = \sum_{i=1}^I A_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.23)$$

Avec  $A_l$  est une matrice à gain complexe du canal pour le  $l^{\text{ième}}$  trajet avec un retard  $\tau_l$ . Soit  $\alpha_{mn}$  un coefficient du canal entre la  $m^{\text{ième}}$  antenne à la base et la  $n^{\text{ième}}$  antenne à la station mobile selon le  $l^{\text{ième}}$  trajet. On assume que  $\alpha_{mn}$  suit une distribution gaussienne complexe à moyenne nulle et donc  $|\alpha_{mn}|$  suit une distribution de Rayleigh.  $A_l$  est défini donc comme suit :

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1N} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & & \alpha_{2N} \\ \vdots & & & \vdots \\ \alpha_{M1} & \alpha_{M2} & & \alpha_{MN} \end{bmatrix}$$

Soit  $y_m(t)$  le signal reçu au niveau de la  $m^{\text{ième}}$  antenne à la station de base, les signaux reçus à la base sont regroupés dans le vecteur  $y(t)=[y_1(t) y_2(t) \dots y_M(t)]^T$ . La même chose à l'émission, les signaux émit sont regroupés dans le vecteur  $x(t)=[x_1(t) x_2(t) \dots x_M(t)]^T$ . La relation entre les signaux émit et ceux reçus est :

$$y(t) = \int H(t) x(t - \tau) dt \quad (3.24)$$

Soit le système de la figure 3.9, quand la station mobile est assez éloignée de la station de base, la corrélation spatiale au niveau d'une station ne dépend pas de l'autre. Alors, les coefficients de corrélation du gain du canal, pour deux antennes de la station mobiles, peuvent être exprimés comme suit :

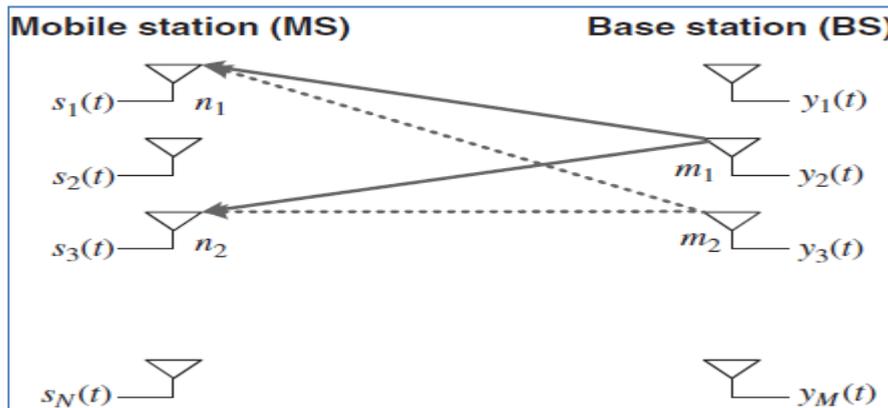


Figure 3.5 : Système MIMO, liaison descendante « downlink » [4].

$$\rho_{n1, n2}^{MS} = \langle |\alpha_{mn1}|^2, |\alpha_{mn2}|^2 \rangle ; \quad m = 1, \dots, M. \quad (3.25)$$

Où :  $\langle xy \rangle = \left\{ E(xy) + E(x)E(y) / \sqrt{(E(x^2) - E(x)^2)(E(y^2) - E(y)^2)} \right\}$

Quand la station mobile est dans un environnement contenant des éléments dispersifs locaux, la corrélation spatiale devient négligeable.

Quand les éléments d'antennes à la station mobile sont espacés avec une distance supérieure à  $\lambda/2$ , la corrélation spatiale devient négligeable. C.-à-d  $\rho_{n1,n2}^{MS} \approx 0$  pour  $n1 \neq n2$ . Malgré une telle théorie, Cependant, les résultats expérimentaux montrent souvent que les coefficients du canal peuvent être fortement corrélés pour un espacement de  $\lambda/2$ , dans certaines situations, spécialement dans un environnement indoor. Définissons une matrice de corrélation symétrique pour la station mobile :

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \dots & \rho_{1N}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \dots & \rho_{2N}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ \rho_{N1}^{MS} & \dots & \dots & \rho_{NN}^{MS} \end{bmatrix}$$

Notons que les éléments de la diagonale correspondent à l'auto-corrélation qui est toujours égale à 1. En plus de tout ça, considérant un environnement urbain typique, ou il n'y a pas d'éléments dispersifs locaux à l'entourage de la station de base, alors que c'est le contraire pour la station mobile. Dans ce cas, le PAS à la station de base présente une étroite largeur du faisceau. Considérons un système MIMO uplink, du fait que l'émetteur et le récepteur sont suffisamment éloignés, toutes les antennes à la station mobile tendent à avoir le même diagramme de rayonnement, illuminant ainsi les mêmes objets dispersifs. Et donc, il fait aussi que les antennes à la station de base soient indépendantes de la station mobile ainsi, un coefficient de corrélation du gain du canal pour deux antennes de la station de base est :

$$\rho_{m1,m2}^{BS} = \left\langle \left| \alpha^{(l)}_{m1,n} \right|^2, \left| \alpha^{(l)}_{m2,n} \right|^2 \right\rangle ; n = 1, \dots, N \quad (3.26)$$

On définit la matrice de corrélation spatiale pour la station de base comme suit :

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \dots & \rho_{1M}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \dots & \rho_{2M}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ \rho_{M1}^{MS} & \dots & \dots & \rho_{MM}^{MS} \end{bmatrix}$$

Elle est aussi une matrice symétrique avec des éléments unité sur la diagonale. Notons que les coefficients de corrélation  $\rho_{m1,m2}^{BS}$  et  $\rho_{n1,n2}^{MS}$  peuvent être déterminés analytiquement en utilisant la fonction de corrélation spatiale pour un modèle de PAS donné.

Pour générer la matrice du gain  $A_l$  du canal, on a besoin d'informations sur la corrélation dans le canal, des antennes émettrices et réceptrices. En effet, les matrices de corrélation spatiale

$R_{MS}$  et  $R_{BS}$  ne fournissent pas les informations suffisantes pour générer  $A_l$ . En effet, il nous faut aussi avoir la corrélation entre les paires  $\alpha^{(l)}_{m1,n1}$  et  $\alpha^{(l)}_{m1,n2}$  :

$$\rho_{m2,n2}^{m1,n1} = \left\langle \left| \alpha^{(l)}_{m1,n1} \right|^2, \left| \alpha^{(l)}_{m2,n2} \right|^2 \right\rangle \quad (3.27)$$

En générale cette équation ne possède pas de solution théorique connue mais elle peut être approximée, sous l'hypothèse que la puissance moyenne pour le coefficient du canal  $\alpha^{(l)}_{m,n}$  soit la même pour tout les trajets, par :

$$\rho_{m2,n2}^{m1,n1} \approx \rho_{n1,n2}^{MS} \rho_{m1,m2}^{BS} \quad (3.28)$$

La figure suivante représente le modèle d'un canal MIMO. Les signaux, à l'entrée sont envoyés avec des phases différentes.  $\rho_T$  et  $\rho_R$  désignent le taux de corrélation au niveau des émetteurs et récepteurs, respectivement. Les signaux corrélés rentrent dans les blocs de lignes à retards.

C'est ce modèle qu'on adoptera pour la simulation d'un canal MIMO.

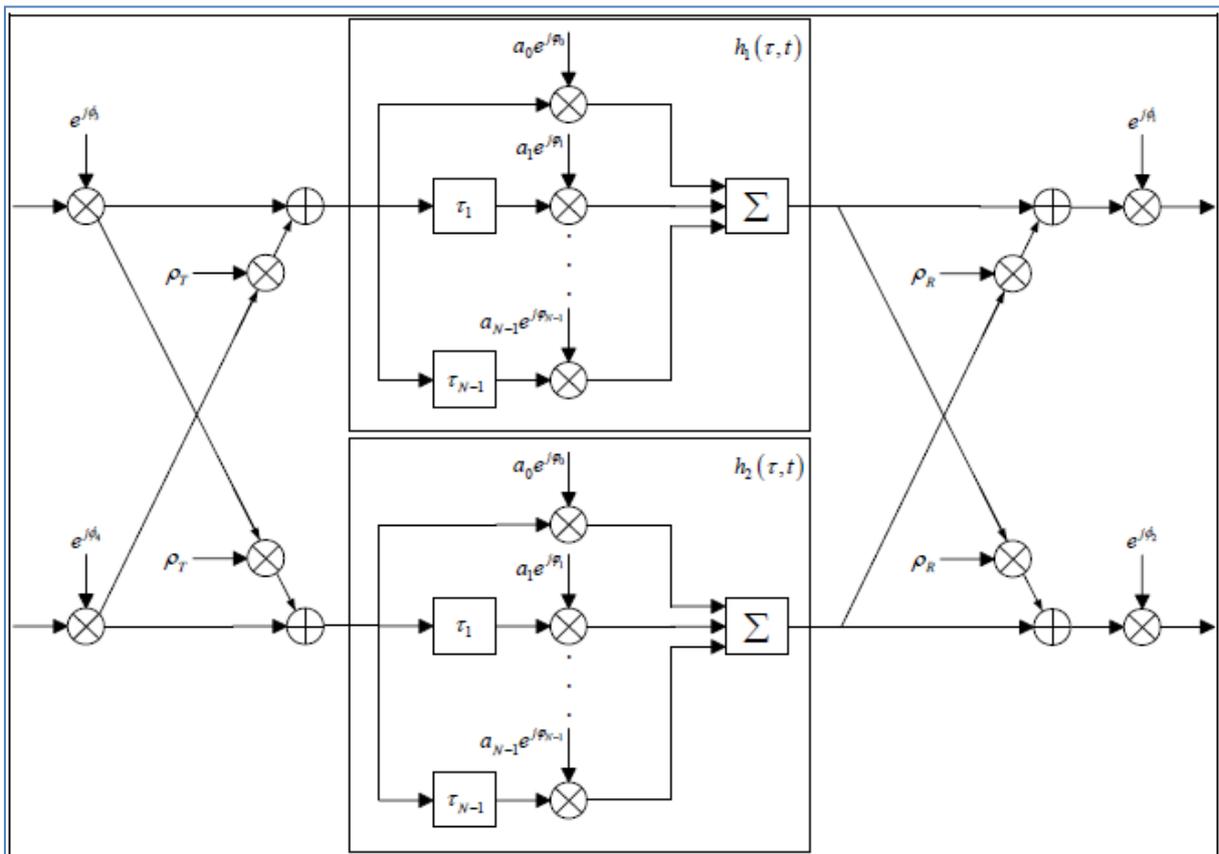


Figure 3.6 : Le modèle d'un canal MIMO [7].

### 3.3 Capacité du canal :

La capacité d'un canal est la quantité maximale d'information pouvant transiter à travers le canal par unité de temps par unité de fréquence (bits/s/Hz). Elle peut être aussi définie comme étant le maximum de l'information mutuelle moyenne entre l'entrée  $X$  et la sortie  $Y$  du canal :  $C = \max_{p(x)} I(X;Y)$ .

Les systèmes MIMO peuvent atteindre une grande capacité du canal, qui dépasse énormément la limite de Shannon pour les systèmes à une seule antenne.

La capacité d'un canal dépend de plusieurs facteurs à savoir, le type de fading du canal, la connaissance du canal, le gain de corrélation entre les antennes à l'émission et à la réception.

#### 3.3.1 Capacité du canal SISO :

Soit  $x$  le signal émis,  $E_x/N_0$  est le rapport signal sur bruit,  $\gamma = E\{|x|^2\}$  définit la puissance du signal à l'émission, et  $\lambda$  est la valeur de la réponse impulsionnelle du canal.

La capacité d'un signal SISO est donnée par l'équation suivante :

$$c(\gamma) = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x \gamma}{N_0} \lambda \right) \quad (3.29)$$

#### 3.3.2 Capacité du canal MISO :

Dans le cas d'un système MISO,  $N_T$  antennes à l'émission et une seule à la réception, et la capacité d'un canal MISO est donnée par :

- Avec CSI inconnu à l'émission :

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_T N_0} \|h\|^2 \right) \quad (3.30)$$

- Avec CSI connu à l'émission :

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_0} \|h\|^2 \right) \quad (3.31)$$

Où  $h$  est le gain du canal, avec  $\lambda_1 = \|h\|^2$ .

Dans le cas où CSI est connu à l'émission la capacité du canal MISO croît d'une manière logarithmique avec le nombre d'antenne à l'émission.

### 3.3.3 Capacité du canal SIMO :

Un système SIMO utilise une antenne à l'émission et  $N_R$  antennes à la réception.

La capacité d'un canal SIMO, avec connaissance de CSI ou pas, est donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_0} \|h\|^2 \right) \quad (3.32)$$

La capacité d'un canal SIMO augmente d'une manière logarithmique avec l'augmentation du nombre d'antenne à la réception.

### 3.3.4 Capacité du canal MIMO :

Un système MIMO utilise  $N_T$  antennes à l'émission et  $N_R$  antennes à la réception.

La capacité d'un canal MIMO est donnée par :

- Avec CSI connu à l'émission :

$$\begin{aligned} C_{MIMO} &= \log_2 \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_T N_0} \lambda_i \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

- Avec CSI inconnu à l'émission :

$$\begin{aligned} C_{MIMO} &= \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_T N_0} \lambda_i \right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Avec  $r$  est le rang de la matrice de canal  $\mathbf{H}$  ( $r = \min(N_T, N_R)$ ).

La capacité d'un canal MIMO avec CSI connu à l'émission, est la somme des capacités des  $r$  canaux virtuels SISO.

## 3.4 Techniques de diversité et de multiplexage spatial :

Comparé à un système SISO, la capacité du canal, pour un système MIMO avec  $N_T$  antennes d'émission et  $N_R$  antennes de réception, augmente avec un facteur de  $\min(N_T, N_R)$ , sans augmenter la puissance d'émission ni la largeur de la bande de fréquence utilisée. Les

systemes à antennes multiples ont été activement explorés afin de répondre au besoin incontournable de transmissions plus rapides et plus fiables. Les techniques utilisés dans les systemes MIMO sont classés, généralement en deux catégories : techniques de diversité et les techniques de multiplexage spatiale [4].

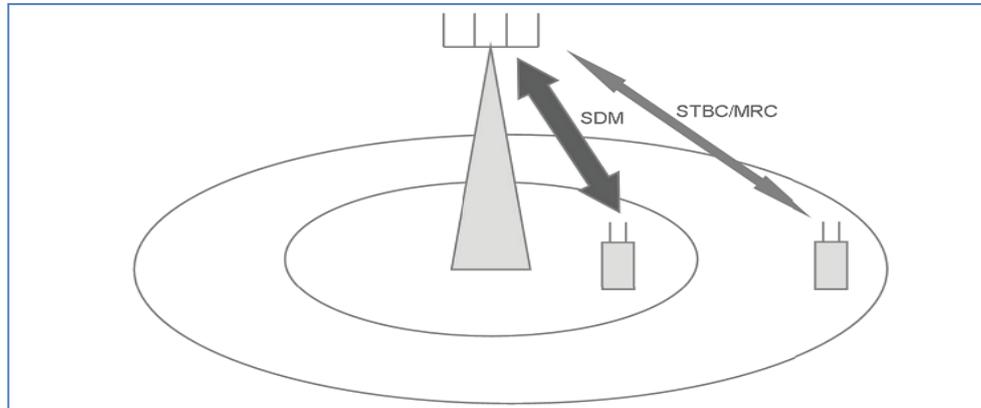


Figure 3.7 : Compromis gain de multiplexage spatial/gain de diversité [13].

- Les techniques démultiplexage spatial, permettant d'accroître significativement les débits supportés,
- Les techniques de codage spatio-temporel, permettant d'améliorer significativement la fiabilité de la communication.

Comme illustré à la Figure 3.10, ces techniques sont complémentaires: le multiplexage spatial est utilisé lorsque le terminal est proche de la station de base pour maximiser le débit binaire, le codage spatio-temporel est plutôt utilisé lorsque le terminal s'éloigne de la station de base pour augmenter la couverture du réseau. L'objectif de cette étape est de mettre les techniques multi-antennes en œuvre, de les combiner avec la technique OFDM, et d'évaluer la performance du système obtenu sur base du modèle de canal [13].

### 3.4.1 Multiplexage spatial :

Les systèmes MIMO utilisant la technique de multiplexage spatial (SM MIMO) peuvent transmettre des données plus rapidement que ceux qui utilisent les techniques de diversité. Cependant, le démultiplexage ou la détection du signal à la réception est une tâche délicate pour les (SM MIMO). On traitera ici les différentes techniques utilisées pour la détection du signal à la réception. Soit le système MIMO  $N_R * N_T$  de la figure 3.11. Il peut être représenté comme suit :

$$y = Hx + z$$

$$y = h_1 x_1 + h_2 x_2 + \dots + h_{N_T} x_{N_T} + z \quad (3.35)$$

Avec :

H : la matrice du canal avec  $h_{ji}$  le gain du canal entre la  $i^{\text{ème}}$  antenne d'émission et la  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception.  $j = 1, \dots, N_R$  et  $i = 1, \dots, N_T$ .

$x = \{x_1, x_2, \dots, x_{N_T}\}^T$  L'information multiplexée en l'espace.

$y = \{y_1, y_2, \dots, y_{N_R}\}^T$  Le signal reçu correspondant à  $x$ .

$x_i$  et  $y_i$  désignent le signal émit par la  $i^{\text{ème}}$  antenne d'émission et celui reçu par la  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception.

$z_j$  désigne le bruit gaussien au niveau de la  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception.

$h_i$  désigne un vecteur colonne de  $H$ .

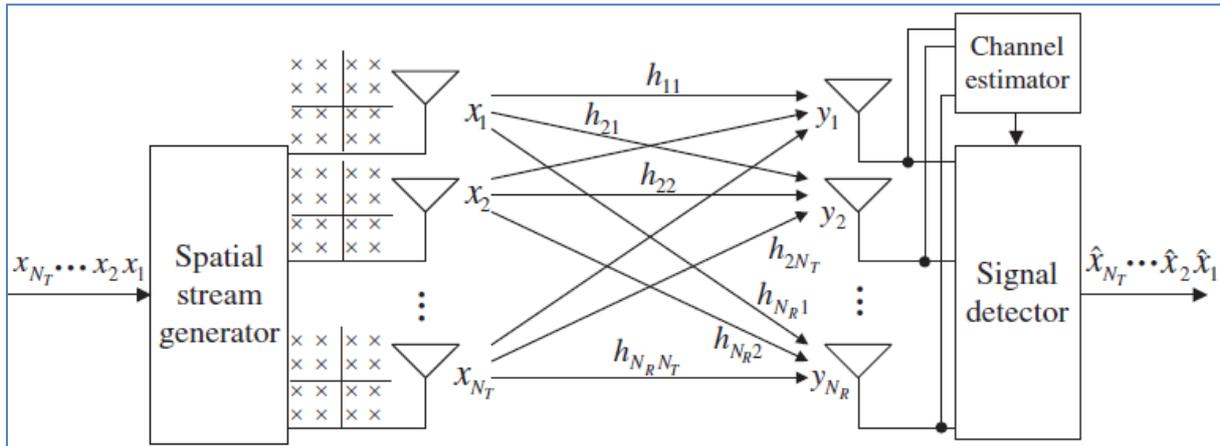


Figure 3.8 : Système MIMO à multiplexage fréquentiel [4].

Il existe des méthodes de détection du signal, linaires et non linaires :

### 3.4.1.1 Méthode de détection linéaire :

La détection linéaire du signal consiste à considérer tous les signaux arrivants sont des interférences excepté le signal désiré envoyer par l'antenne cible. Ainsi, les signaux envoyés par les autres antennes sont considérés comme des interférences et sont atténués ou annulés lors de la détection du signal désiré.

Pour faciliter la détection du signal désiré issu de chaque antenne, on inverse l'effet du canal par une matrice  $W$  de poids  $w_y = \tilde{x} = \{\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_{N_T}\}^T$ .

Ainsi, la détection de chaque symbole est réalisée par une combinaison linéaire des signaux reçus. Les méthodes standard de détection linéaire incluent la technique « Zéro-forcing (ZF) » et Minimum Mean Square Error (MMSE).

### 3.4.1.2 Méthode de détection OSIC :

En général, les performances des méthodes de détection linéaire sont moins bonnes que les autres techniques non linéaires. Cependant, elles ne nécessitent pas une grande complexité hardware pour leur implémentation. On peut améliorer leurs performances, sans pour autant augmenter la complexité, et ça par la méthode OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation). C'est une banque de récepteurs linéaires, disposés. Plus précisément, le signal désiré, détecté au niveau de chaque étage est soustrait du signal reçu qui est ensuite envoyé à l'étage suivant.

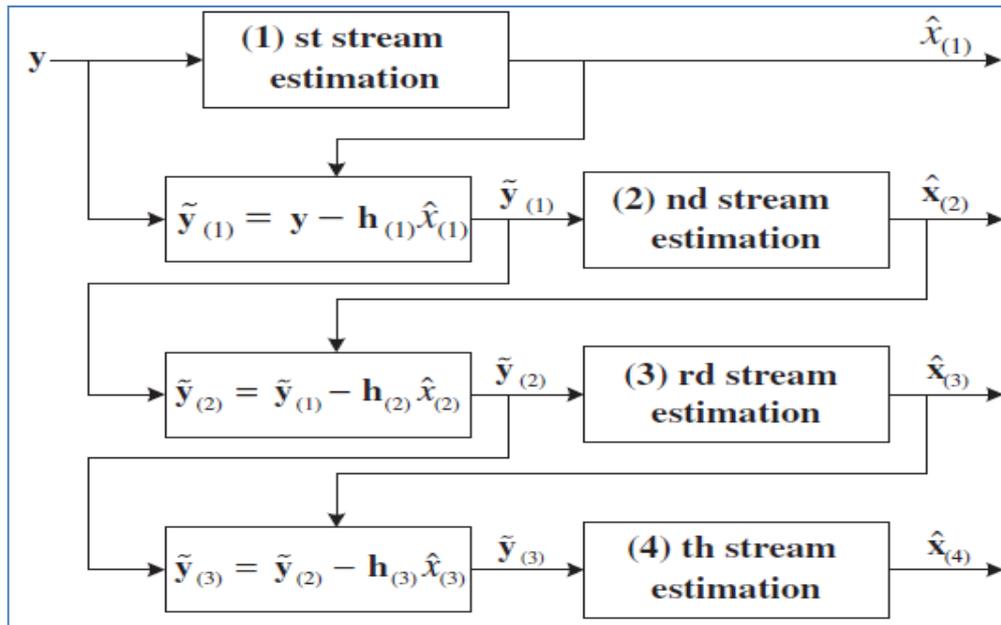


Figure 3.9 : Illustration de la méthode de détection OSIC pour quatre flux de données [4].

### 3.4.2 Techniques de diversité :

Ces techniques proposent de recevoir ou transmettre des signaux, portant la même information, sur différentes antennes, en augmentant ainsi la fiabilité de la transmission. Les techniques de diversité reposent sur l'idée que la probabilité que plusieurs canaux dispersifs statistiquement indépendants, présentant une forte atténuation, à la fois, est faible. Le but principal des techniques de diversité est de convertir le canal dispersif variant dans le temps en un canal semblable à un canal AWGN stable. Il y a différentes façons pour rapporter un gain de diversité :

#### 3.4.2.1 Diversité spatiale :

Plusieurs antennes suffisamment espacées ( plus de  $10\lambda$ ) sont utilisées pour implémenter des canaux sans fil, indépendants.

#### 3.4.2.2 Diversité de polarisation :

On implémente des canaux indépendants en se basant sur le fait que les canaux où la polarisation est verticale sont indépendants de ceux où elle est horizontale.

#### 3.4.2.3 Diversité temporelle :

La même information est transmise en deux instants différents séparés par une durée supérieure au temps de cohérence.

### 3.4.2.4 Diversité fréquentielle:

La même information est transmise sur deux bandes de fréquences séparées par une largeur de bande supérieure à la bande de cohérence.

### 3.4.2.5 Diversité angulaire :

Plusieurs antennes, à directivités différentes, à la réception, reçoivent les signaux portants la même information avec différents angles.

La diversité temporelle, fréquentielle et spatiale sont illustrées dans la figure 3.13. On constate que la diversité temporelle et fréquentielle demande des ressources temporelles et fréquentielles, additionnelles, respectivement. Par contre, la diversité spatiale ne demande aucune ressource additionnelle, que ce soit fréquentielle ou temporelle.

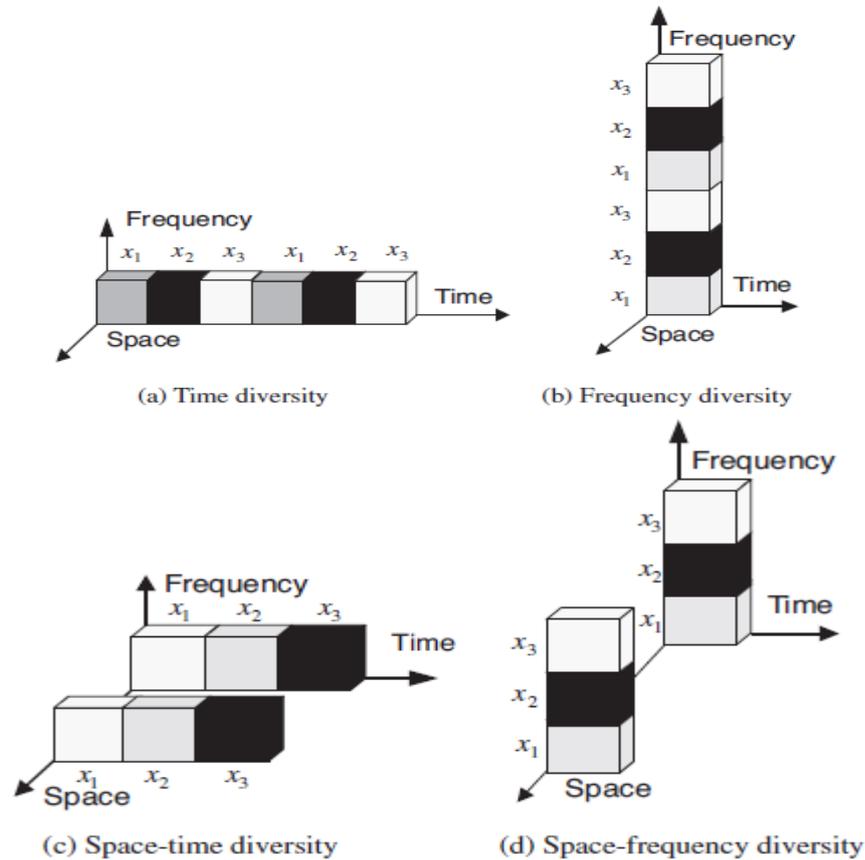


Figure 3.10 : Illustration des techniques de diversité temporelle, fréquentielle et spatiale.

Une des techniques de diversité, qui utilise un codage spatio-temporel, est la technique d'Alamouti.

Les techniques de transmission et/ou réception de diversité exploitent complètement la dimension de l'espace pour ajouter de la redondance, c.-à-d que ceux ne sont pas des techniques destinées à augmenter le débit d'information transmise mais plus tôt améliorer les performances du système en le rendant plus robuste.

Quand la redondance est générée par un codage dans les deux dimensions ; l'espace et le temps, le principe est dit codage spatio-temporel STC. [14]

### 3.4.2.6 Technique d'Alamouti pour une configuration MISO 2x1:

La technique d'Alamouti, dans le cas de deux émetteurs et un récepteur, consiste à transmettre la diversité en réalisant un codage spatio-temporel de l'information à transmettre. Soit  $s1$  et  $s2$  deux symboles à transmettre à travers deux antennes, le schéma suivant illustre la façon dont ces deux symboles sont transmis:

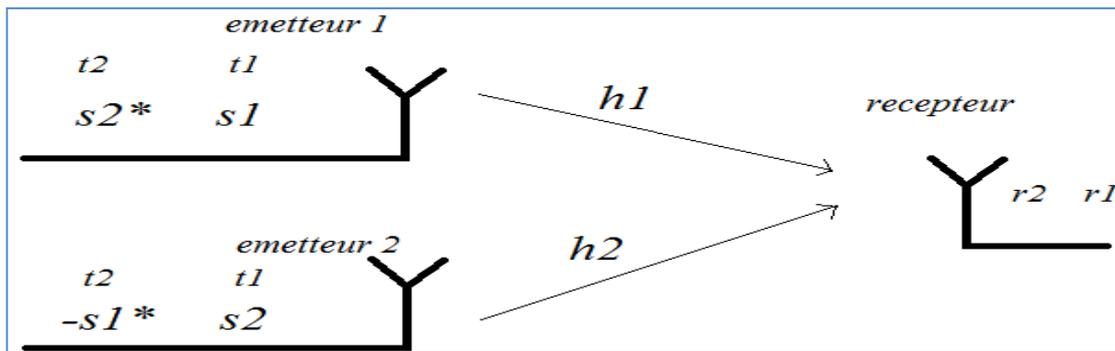


Figure 3.11: Codage spatio-temporel, MISO 2x1.

Soit  $r1$  et  $r2$  les signaux reçus, et  $h1$ ,  $h2$ ,  $n1$  et  $n2$  les réponses impulsionnelles et les bruits blancs additifs, respectivement, des deux trajets comme indiqué dans la figure 3.14, alors :

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1^* \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \\ r_2 &= h_1 \cdot s_2^* - s_1^* \cdot h_2 + n_1 \end{aligned} \quad (3.36)$$

Le canal est considéré à fading plat durant la transmission de deux symboles.

Maintenant, on supposant que l'estimation du canal est parfaite, c.-à-d que  $h1$  et  $h2$  sont supposés connus alors, les deux symboles sont extraits à la réception de la manière suivante:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* \cdot r_1 + h_2 \cdot r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* \cdot r_1 - h_1 \cdot r_2^* \end{aligned} \quad (3.37)$$

### 3.4.2.7 Technique d'Alamouti pour une configuration MIMO 2x2:

Pour la configuration MIMO avec la technique d'Alamouti, il y a transmission et réception de diversité. Soit  $h_{ij}$  le coefficient du canal entre le  $i^{em}$  émetteur et le  $j^{re}$  récepteur,  $r1$  et  $r2$  les signaux reçus par le récepteur 1 et  $r3$  et  $r4$  ceux reçus par le récepteur 2 comme il est illustré dans la figure 3.15 :

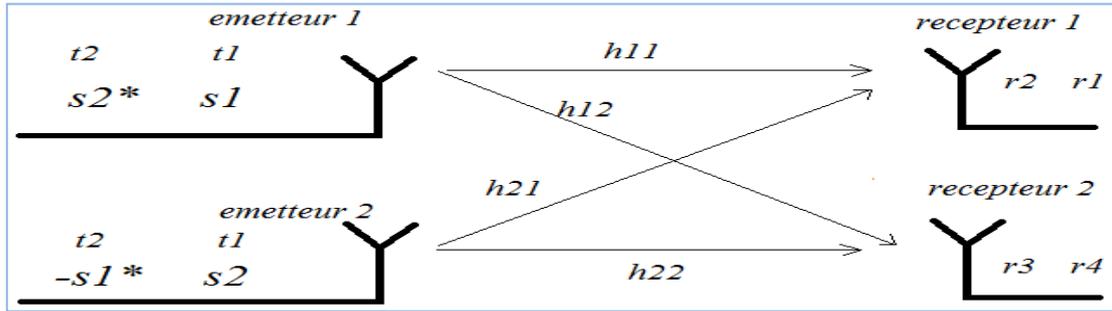


Figure 3.12: Codage spatio-temporel, MIMO 2x2.

Les signaux reçus sont définis par :

$$\text{Récepteur} \begin{cases} r_1 = h_{11} \cdot s_1 + h_{21} \cdot s_2 + n_1 \\ r_2 = h_{11} \cdot s_2^* - s_1^* \cdot h_{21} + n_2 \end{cases} \quad (3.38)$$

$$\text{Récepteur} \begin{cases} r_3 = h_{12} \cdot s_1 + h_{22} \cdot s_2 + n_3 \\ r_4 = h_{12} \cdot s_2^* - s_1^* \cdot h_{22} + n_4 \end{cases} \quad (3.39)$$

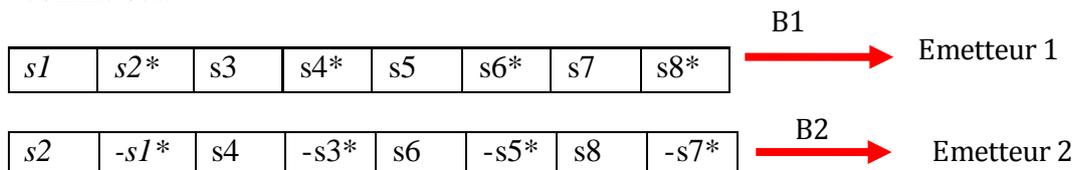
L'estimation des coefficients du canal étant supposée parfaite, l'extraction de chaque symbole à la réception se fait comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{11}^* \cdot r_1 + h_{12} \cdot r_2^* + h_{21}^* \cdot r_3 + h_{22} \cdot r_4 \\ \tilde{s}_2 &= h_{12}^* \cdot r_1 - h_{11} \cdot r_2^* + h_{22}^* \cdot r_3 + h_{21} \cdot r_4 \end{aligned} \quad (3.40)$$

Maintenant, au lieu de faire le traitement sur les symboles on peut le faire pour des blocs de symboles se qui s'appel codage spatio-temporel de blocs (Space Time Bloc Coding STBC). Soit le bloc (vecteur) de symboles « B », à transmettre, suivant :

$s1$	$s2$	$s3$	$s4$	$s5$	$s6$	$s7$	$s8$
------	------	------	------	------	------	------	------

Le codage spatio-temporel de ce bloc va le transformé en deux bloc (vecteurs) B1 et B2 comme suit :



Les coefficients du canal sont considérés constants durant la transmission de deux symboles du bloc, c.-à-d que pour un bloc de 8 symboles, on a pour chaque trajet quatre coefficients différents. Par exemple, pour le trajet 1 → 1,  $h11$  est un vecteur de dimension 4.

Soit  $y_1$  et  $y_2$  les signaux reçus sur les deux récepteurs successivement et soit  $y$  le vecteur à estimer, alors l'algorithme de décodage devient :

Pour  $i$  allant de 1 jusqu'à  $8/2$  :

$$\begin{aligned} y(2i-1) &= h_{11}(i) \cdot y_1(2i-1) + h_{12}(i) \cdot y_2(2i) + h_{21}(i) \cdot y_2(2i-1) + h_{22}(i) \cdot y_2(2i) \\ y(2i) &= h_{12}(i) \cdot y_1(2i-1) - h_{11}(i) \cdot y_1(2i) + h_{22}(i) \cdot y_2(2i-1) - h_{21}(i) \cdot y_2(2i) \end{aligned} \quad (3.41)$$

Cette technique étant maintenant présentée, on passe vers la combinaison de cette technique avec l'OFDM.

### 3.5 MIMO OFDM (STBC-OFDM) :

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

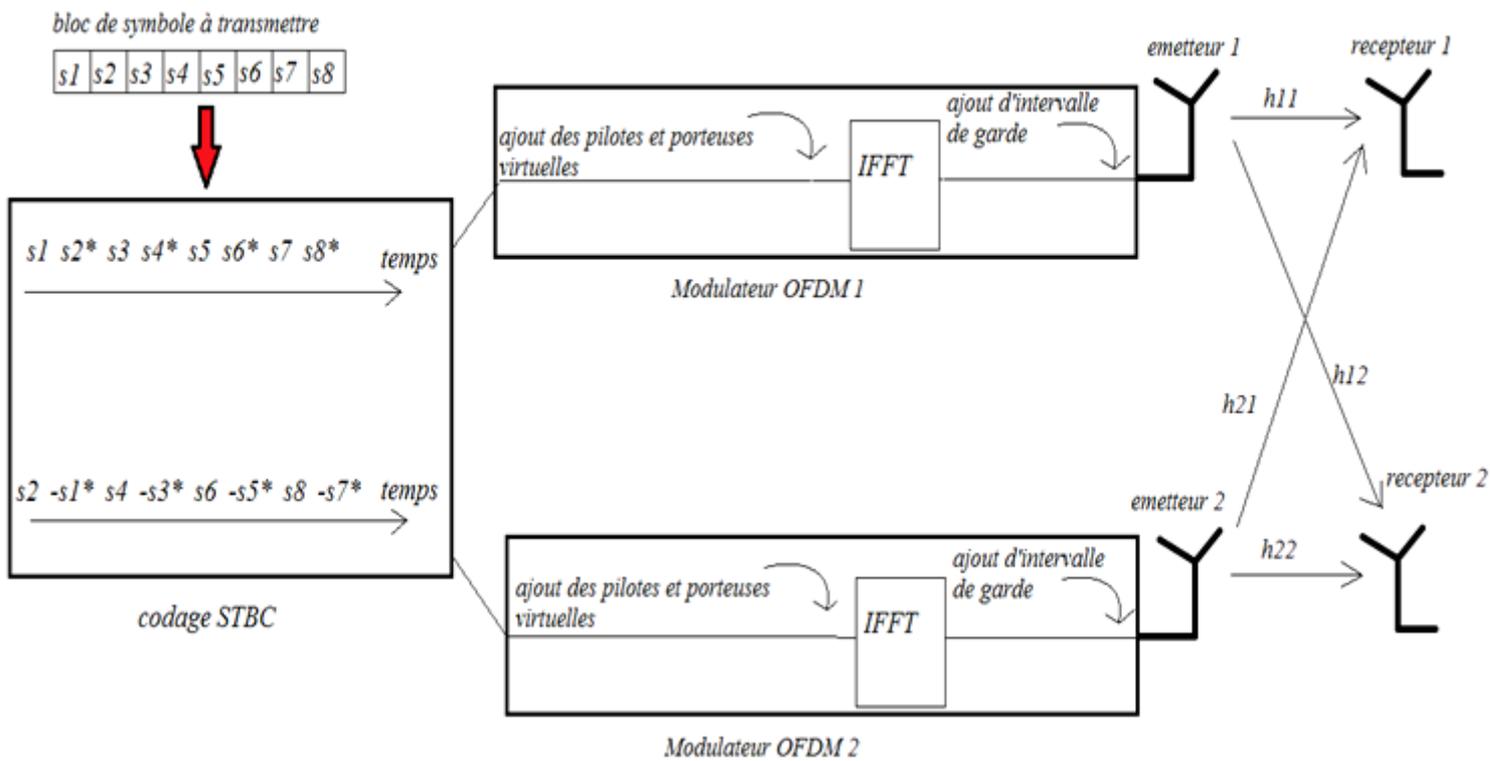


Figure 3.13: Transmission STBC-OFDM.

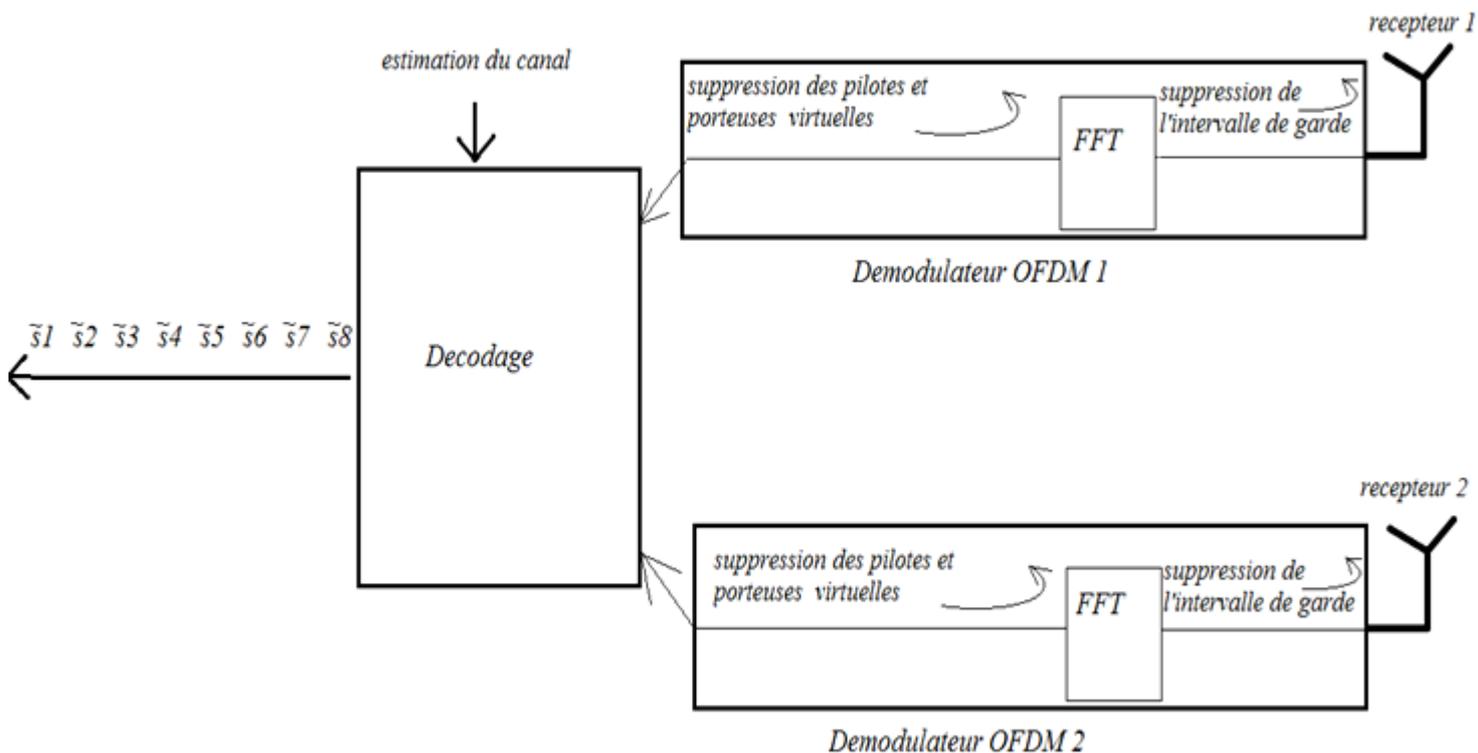


Figure 3.14: Réception et décodage.

Comme il est illustré, donc, dans les deux figures 3.16 et 3.17, un bloc de symboles à transmettre, en subissant un codage spatio-temporel, est transformé en deux blocs dont chacun est envoyé vers un modulateur OFDM où on lui ajoute des pilotes et des sous-porteuses virtuelles, puis on calcule sa transformée de Fourier inverse et on lui ajoute un intervalle de garde avant de l'envoyer sur l'un des émetteurs.

Au niveau de chaque récepteur, la somme des deux blocs envoyés, qui ont subi différentes distorsions, est reçue, puis envoyée vers un démodulateur OFDM où l'intervalle de garde lui est enlevé, puis sa FFT est calculée, et en suite, les pilotes et les sous porteuses virtuelles sont enlevés. En fin, les deux résultats issus des deux démodulateurs sont envoyés vers le décodeur où le décodage est fait en exploitant les coefficients, estimés, du canal.

### Conclusion :

Les systèmes MIMO, utilisant les techniques de diversité, permettent d'augmenter la robustesse de la liaison de la liaison, donc une bonne qualité de service. Ces systèmes permettent également d'augmenter le débit par l'utilisation des techniques de multiplexage. Le système combiné MIMO-OFDM utilisant la technique STBC permet à la fois l'augmentation du débit et l'amélioration de la fiabilité de la communication. Ce système est adopté par plusieurs standards IEEE, par exemple, le standard IEEE 802.16 2004 (WiMAX fixe). C'est ce modèle que nous adoptons pour nos simulations.

## Chapitre 4

### Simulations et résultats

#### Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les bases théoriques des systèmes OFDM, des systèmes MIMO et les caractéristiques des canaux radiofréquences. Nous avons combiné les deux techniques MIMO-OFDM afin d'exploiter les avantages de ces deux dernières. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédias. Elle peut également être exploitée pour profiter de la diversité pour favoriser la robustesse des liaisons radiocommunications.

Dans le présent chapitre, nous évaluons les performances des différentes configurations des systèmes MIMO-OFDM, à savoir, les systèmes SISO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM. Pour atteindre cet objectif, nous utilisons le logiciel Matlab. Nous avons réalisé des programmes pour l'évaluation d'un système SISO-OFDM. Vu la complexité de ces différents systèmes, nous sommes amenés à exploiter le Simulink Matlab pour l'évaluation des performances de ces systèmes et de les adapter pour une optimisation de débit de ces dernières. Notre travail est basé sur le standard IEEE 802.16-2004.

#### 4.1 Evaluation d'un système SISO-OFDM :

Pour évaluer les performances d'un système combiné SISO-OFDM, Nous avons réalisé un programme sous Matlab appelé « [Simulation\\_BER\\_OFDM.m](#) » (voir annexe 1). Ce programme calcule la probabilité d'erreur de transmission de ce système. Nous avons considéré deux types de canaux de communication à savoir, un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) et un canal à fading de Rayleigh. Concernant le symbole OFDM, nous avons utilisé les paramètres suivants :

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

Pour le canal de Rayleigh, Le retard maximum est neuf fois la période des échantillons informationnels ( $\tau_{Max}=L_{ch}=9$ ).  $E_b/N_0$  désigne le rapport entre l'énergie d'un bit et l'énergie du bruit. La probabilité d'erreur (BER) est calculée pour des valeurs de  $E_b/N_0$ , allant de 0 jusqu'à 30. A chaque valeur de  $E_b/N_0$ , nous transmettons 20000 trames ( $N_{iter}=20000$ ). La modulation utilisée est la QAM de taille  $M$ , le symbole (informationnel) complexe contient  $N_{bps}$  bits.

Ce qui donne un nombre total de bits transmis :  $N_{tb} = N_{used} \cdot N_{frame} \cdot N_{bps}$ . Le BER est donné par le rapport entre le nombre de bits erronés ( $N_{eb}$ ) et le nombre de bits total ( $N_{tb}$ ). Le BER (Bit Error Rate) dépend de plusieurs paramètres :

- ✓ La longueur de l'intervalle de garde ( $N_g$ ).
- ✓ Le type d'intervalle de garde (CP «Cyclic Prefix » ou ZP « Zeros Padding ») :  $N_{gType}$
- ✓ 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 trois paramètres essentiels  $N_g$ ,  $M$  et  $N_{vc}$ . Nous choisissons un intervalle de garde de type CP.

#### 4.1.1 Variation de la taille de l'intervalle de garde :

Nous évaluons, dans cette partie, l'influence de la variation de la taille de l'intervalle de garde sur la probabilité d'erreur pour les deux types de canal, à savoir, le canal AWGN et le canal de Rayleigh.

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

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

Les autres paramètres sont fixés aux valeurs suivantes :

- La taille de la constellation :  $M=16$  (16-QAM).
- Le nombre de sous porteuses :  $N_{vc}=N_{fft}/4$ .
- Le nombre de bits total transmis est de:  $N_{tb}=11\ 520\ 000$  bits.

##### 4.1.1.1 Canal de Rayleigh :

Un canal de Rayleigh caractérise le cas où il n'y a pas de visibilité entre l'émetteur et le récepteur (NLOS). Ce canal est modélisé par des impulsions retardées avec des amplitudes aléatoires dont l'allure générale est une exponentielle décroissante. La dernière impulsion est retardée d'une durée  $\tau_{Max}$  qui désigne la longueur du canal.

La probabilité d'erreur théorique pour un canal de Rayleigh est donnée par l'équation 2.16.

Les résultats obtenus pour les deux valeurs de  $N_g$  sont présentés dans la figure 4.1 et la figure 4.2.

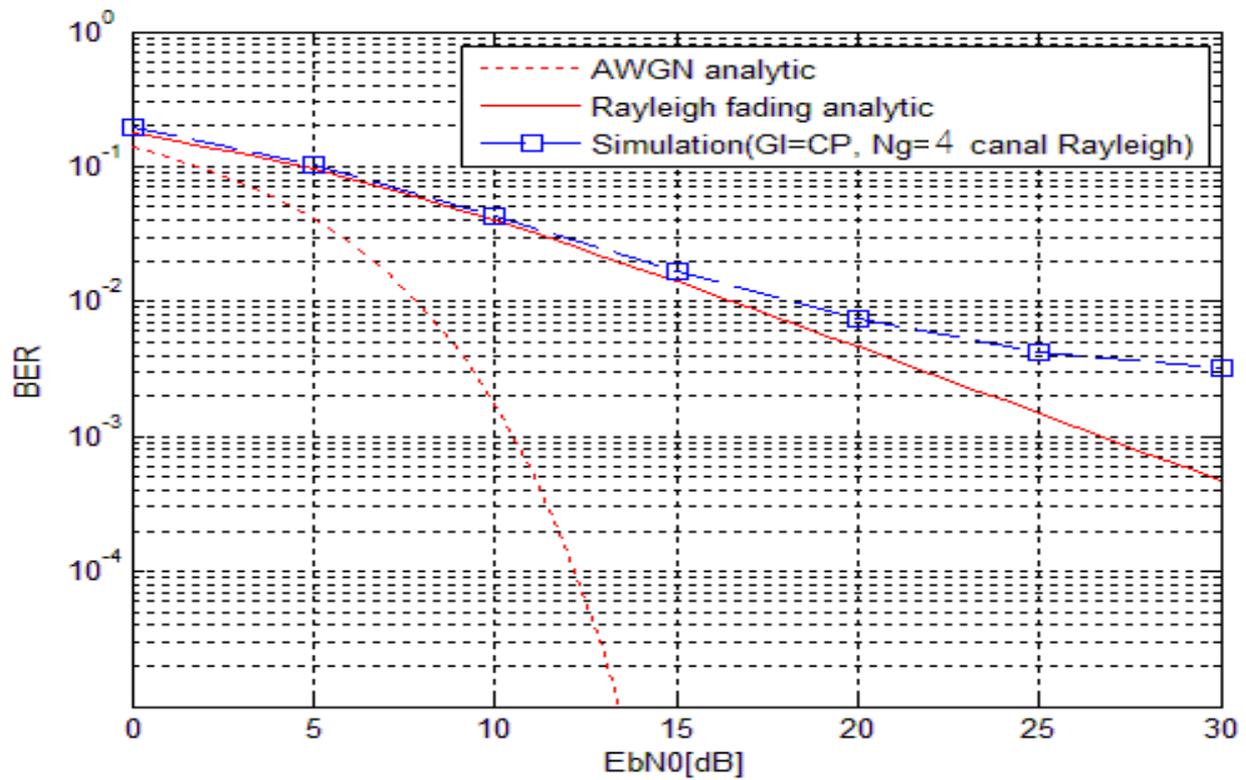


Figure 4.1 : Canal de Rayleigh  $N_g=N_{fft}/16$ .

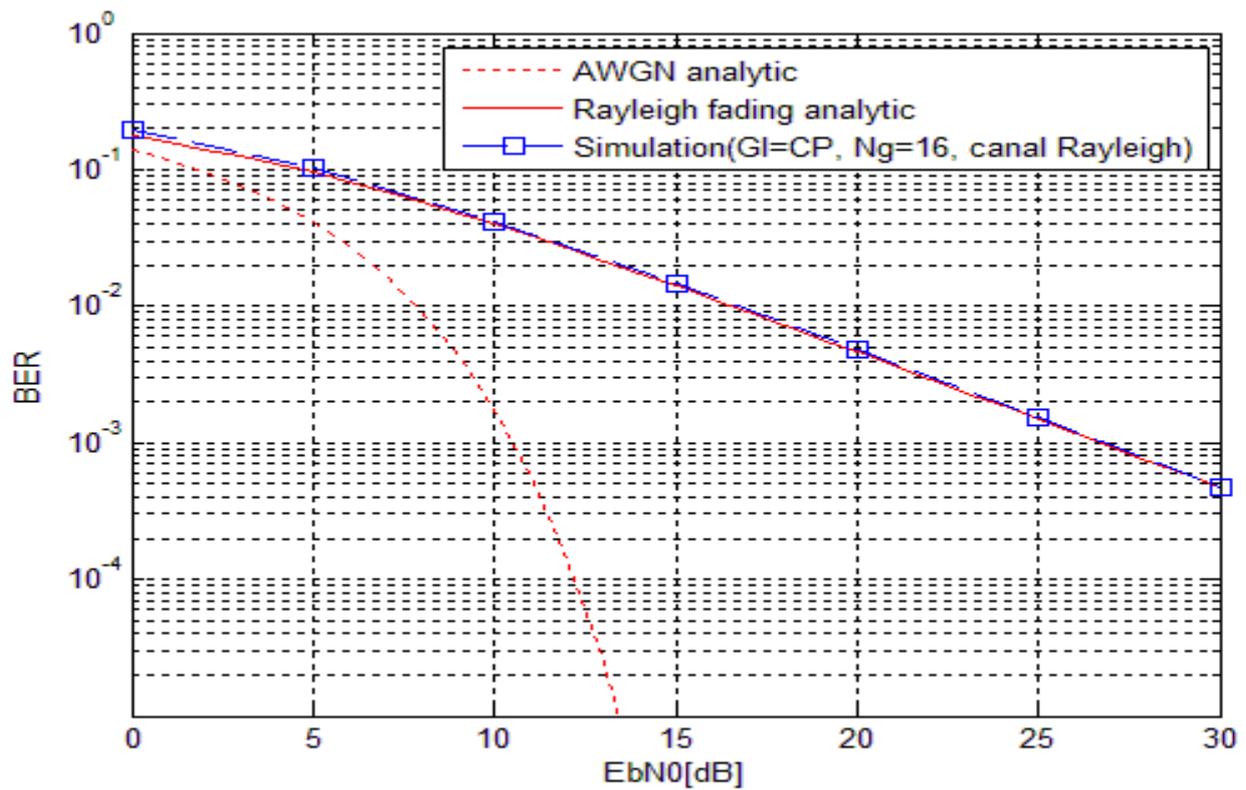


Figure 4.2 : : Canal de Rayleigh  $N_g=N_{fft}/4$ .

D'après la figure 4.1, on constate que la courbe du taux de bits erronés BER coïncide avec celle du BER analytique de Rayleigh pour les valeurs :  $E_b/N_0 < 10$  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 4.2 où  $N_g = N_{fft}/4$ , la courbe simulée coïncide parfaitement avec la courbe analytique de Rayleigh pour toutes les valeurs de  $E_b/N_0$  dB, donc nous constatons une amélioration des performances du système.

Ce résultat confirme bien ce qui était prévu par la théorie (voir chp2). L'intervalle de garde  $N_g = N_{fft}/16$  est plus petit que la longueur du canal (le retard max)  $L_{ch} = 9$ . Ceci augmente la probabilité d'erreur à cause de l'interférence inter-symboles ISI. Par contre, pour  $N_g = N_{fft}/4$ , la longueur de l'intervalle de garde est plus grande que celle du canal, ce qui évite l'ISI et donc diminution de la probabilité d'erreur.

#### 4.1.1.2 Canal AWGN :

Dans un canal AWGN, un bruit blanc gaussien s'ajoute au signal informatif.

Nous simulons ici une transmission dans un canal AWGN. La probabilité d'erreur théorique pour un canal AWGN est donnée par l'équation 2.15. Les résultats obtenus pour les deux valeurs de  $N_g$  sont présentés dans la figure 4.3 et la figure 4.4.

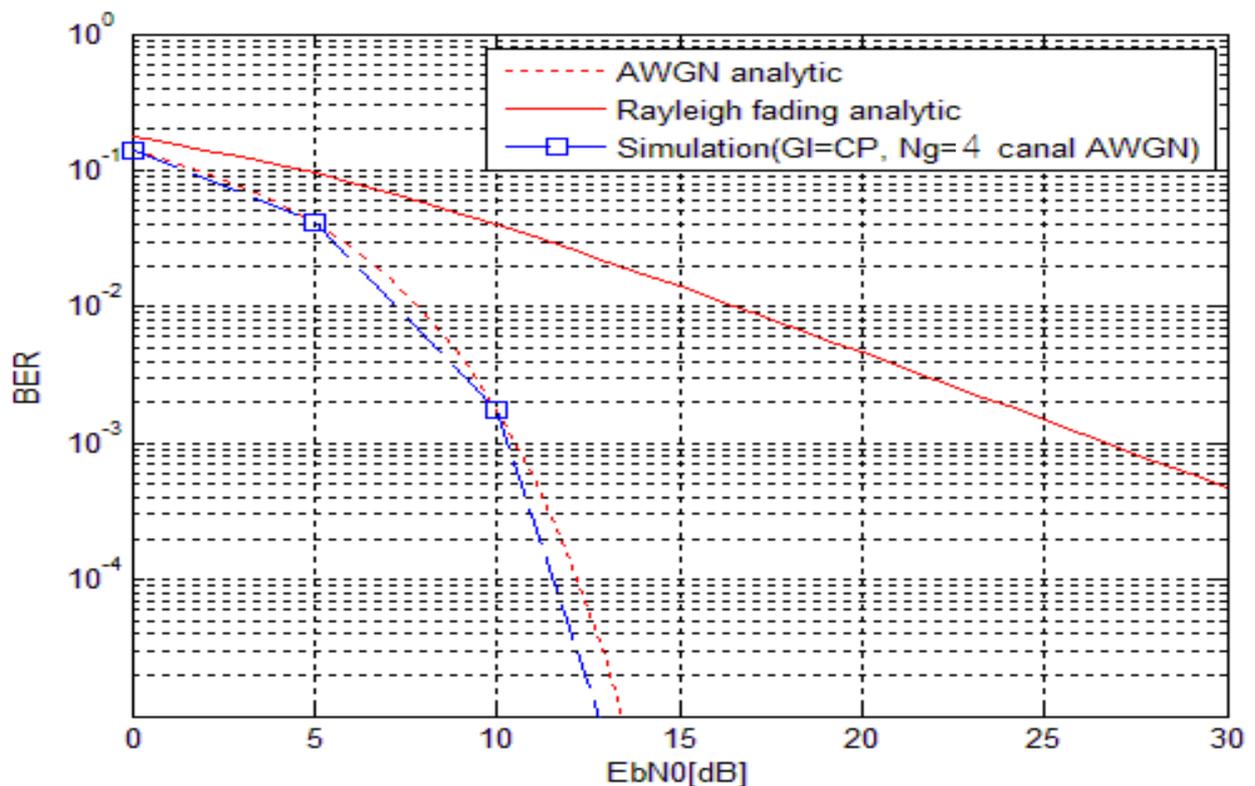
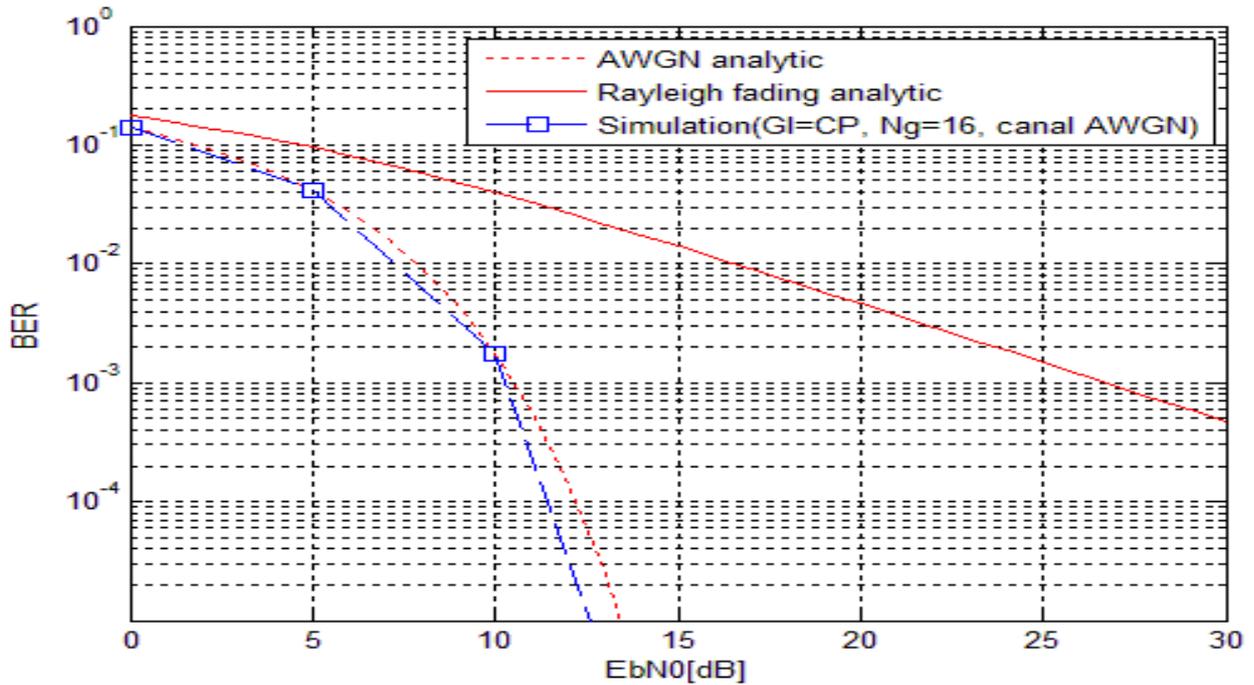
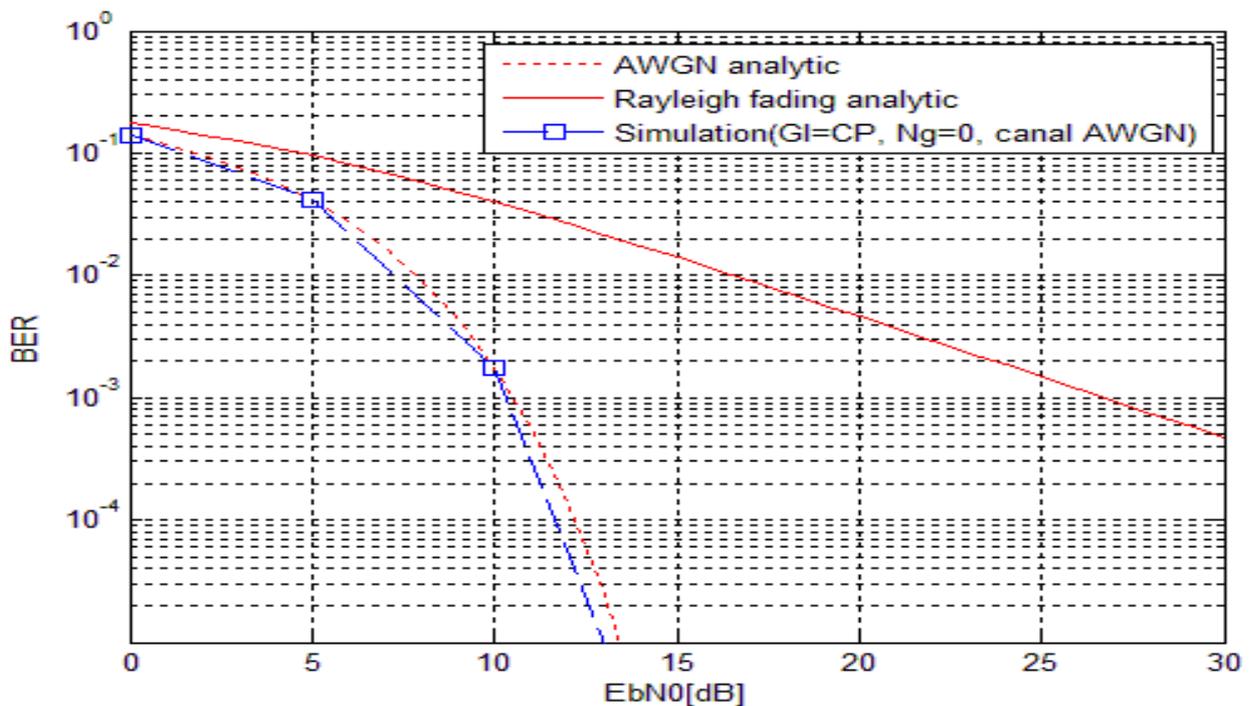


Figure 4.3 : Canal AWGN  $N_g = N_{fft}/16$ .

Figure 4.4 : Canal AWGN  $N_g=N_{fft}/4$ .

D'après la figure 4.3 et la figure 4.4, nous constatons que les courbes de BER coïncident parfaitement avec la courbe du BER analytique pour un canal AWGN. Ceci signifie que, dans ce type de canal, 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, donc il n'y a pas nécessité d'ajouter un intervalle de garde. Une confirmation de ce résultat est donnée par la Figure 4.5, obtenue pour un intervalle de garde  $N_g=0$ .

Figure 4.5 : Canal AWGN  $N_g=0$ .

### 4.1.2 Variation de la taille de la constellation :

La taille de la constellation a un lien direct avec le débit de transmission. A chaque fois que la taille augmente, le nombre de bits codés par symbole augmente, donc le débit de transmission augmente également. Ceci est un gain dans le cas où la qualité de la transmission n'est pas affectée par le canal. Pour cela nous évaluons les performances du système pour deux valeurs de la taille de la 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 4.6.

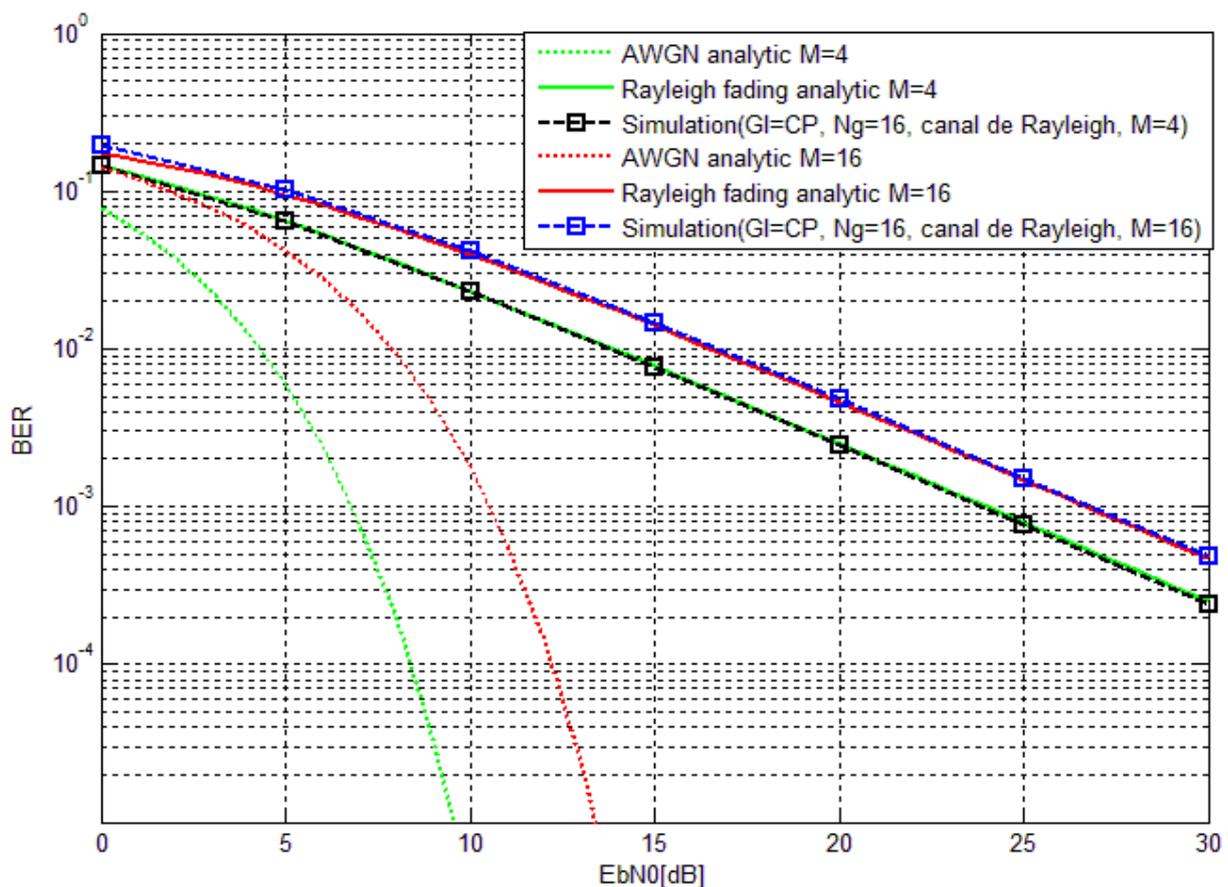


Figure 4.6 : Canal de Rayleigh,  $M=4$  et  $M=16$ .

Dans la figure 4.6, nous remarquons que la courbe de BER pour  $M=4$  est au-dessous de celle pour  $M=16$ , ce qui signifie qu'en augmentant la taille de la constellation, la probabilité d'erreur augmente. Donc les performances se dégradent. Cela s'explique par le fait que l'augmentation de la taille de la constellation rend la distance euclidienne entre symboles plus petite, ce qui augmente la Probabilité d'erreur. Nous pouvons augmenter la taille de la constellation jusqu'à atteindre un débit maximum pour lequel la qualité de la transmission reste acceptable.

### 4.1.3 Variation du nombre des sous porteuses virtuelles :

Les sous-porteuses virtuelles sont utilisées pour combattre l'effet de l'interférence inter-porteuses (ICI). Dans cette sous section, nous varions le nombre de sous-porteuses et nous évaluons son effet sur les performances du système. La transmission se fait à travers un canal de Rayleigh. Les paramètres du système sont fixés à :

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

Les résultats obtenus pour deux valeurs de  $N_{vc}$  sont présentés dans la figure 4.7.

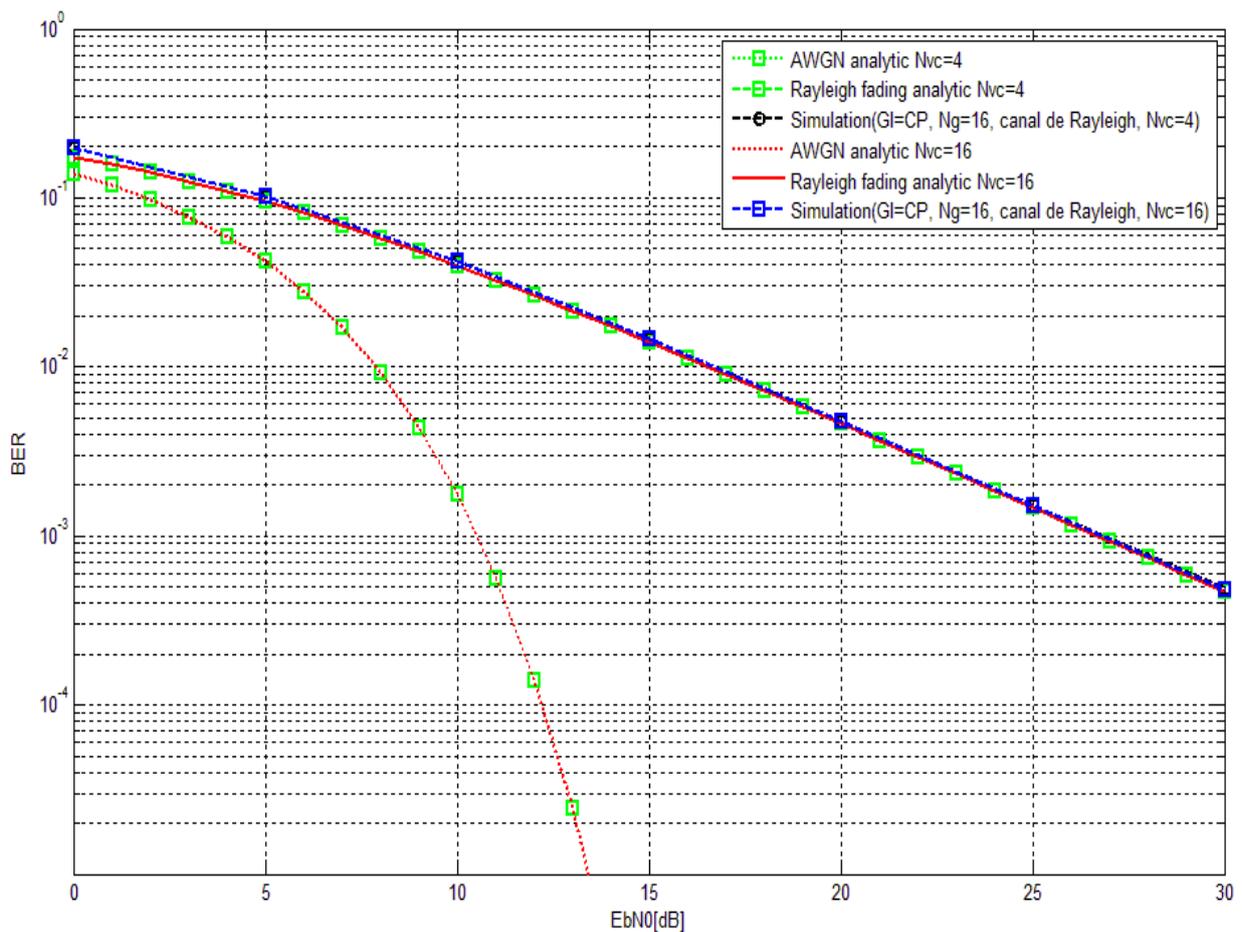


Figure 4.7 : Canal de Rayleigh,  $N_{vc}=4$  et  $N_{vc}=16$ .

Nous constatons, dans la figure 4.7, que les deux courbes du BER pour les deux valeurs de  $N_{vc}$  se coïncident parfaitement. Ca s'explique par le fait que, dans notre programme, nous avons simulé un système qui ne présente pas de décalage fréquentiel, c'est-à-dire une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur et un effet Doppler nul. Donc il n'y a pas d'interférence entre porteuses ICI. La bande de garde  $N_{vc}$  étant ajoutée pour minimiser l'effet de l'ICI quand il existe. Dans notre cas, il est nul, donc  $N_{vc}$  ne joue aucun rôle.

## 4.2 Caractéristiques d'un canal MIMO :

Nous avons présenté dans les chapitres 1 et 3, les différents modèles de canal et la capacité de chaque canal. Nous traçons les courbes de ces capacités, afin de pouvoir les comparer. Nous comparons également la capacité d'un canal MIMO corrélé à celle d'un canal MIMO non corrélé.

### 4.2.1 Capacité d'un canal pour différents modèles de canal :

La capacité d'un canal est la quantité maximale d'information pouvant transiter à travers le canal par unité de temps et par unité de fréquence (bits/s/Hz). Dans cette sous section, on évalue la capacité d'un canal MIMO en la comparant à celle des autres modèles de canal, SISO, SIMO et MISO, sans l'information sur l'état du canal CSI à l'émission. Dans notre programme intitulé `Capacité.m` (voir Annexe 2), on a pris le cas d'un canal non corrélé. Les expressions des capacités sont données dans la section 3.3.

La limite de Shannon représente la capacité maximale d'un canal SISO. Elle est donnée par la relation :  $C = \text{Log}_2[1 + 10^{(SNR_{dB}/10)}]$ . Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 4.8.

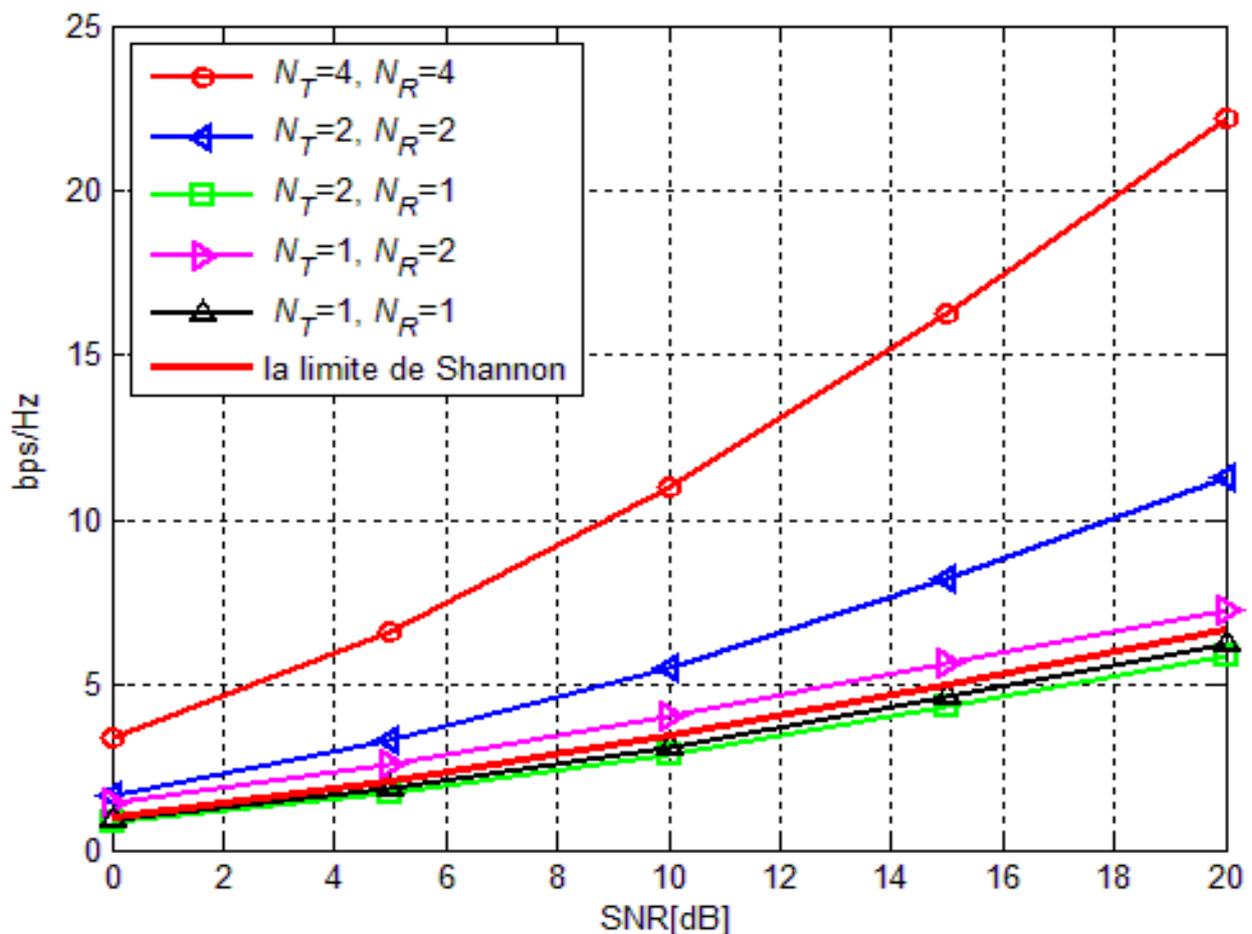


Figure 4.8 : Capacité d'un canal : SISO, MISO, SIMO et MIMO.

Dans la figure 4.8, on constate que la courbe de couleur noir est en dessous de la limite de Shannon. Ceci confirme le résultat théorique de la capacité d'un canal SISO qui ne peut pas dépasser cette limite de Shannon. Pour les autres configurations, on remarque que la courbe de couleur verte d'un canal MISO ( $N_T = 2$  et  $N_R = 1$ ) présente la même capacité que celle d'un canal SISO, c'est-à-dire MISO a la même capacité qu'un canal SISO. Cependant, les systèmes MISO employant des techniques de diversité permettent d'augmenter la fiabilité de la transmission ce qui justifie l'ajout des antennes à l'émission.

Dès que le nombre de récepteurs est supérieur à un (canaux SIMO et MIMO), la capacité du canal dépasse celle de la limite de Shannon. Le multiplexage spatial augmente la capacité de canal, ce qui fait que, dans le cas d'un canal MIMO (2x2), la capacité est meilleure que celle d'un canal SIMO (1x2).

En augmentant, à la fois, le nombre d'émetteurs et de récepteurs, la capacité du canal s'améliore nettement, comme on le constate dans la figure 4.8 pour le cas d'un canal MIMO 4x4.

#### 4.2.2 Capacité d'un canal corrélé et non corrélé :

Un canal est dit non corrélé lorsque chaque antenne réceptrice reçoit le signal émis par l'antenne émettrice correspondante. Dans le cas d'un canal corrélé, une antenne réceptrice reçoit plutôt la somme des signaux émis par toutes les antennes émettrices.

Dans notre programme intitulé « `Capacité_Canal_corrélé_vs_iid.m` » (voir annexe 2), nous comparons la capacité d'un canal indépendant et identiquement distribué iid (non-corrélé) et celle d'un canal corrélé.

Pour le canal MIMO 4x4 corrélé, les matrices de corrélation utilisées sont :

- A l'émission :

$$R_t = \begin{bmatrix} 1 & 0.76 e^{-j0.17 \pi} & 0.43 e^{-j0.35 \pi} & 0.25 e^{-j0.53 \pi} \\ 0.76 e^{-j0.17 \pi} & 1 & 0.76 e^{-j0.17 \pi} & 0.43 e^{-j0.35 \pi} \\ 0.43 e^{-j0.35 \pi} & 0.76 e^{-j0.17 \pi} & 1 & 0.76 e^{-j0.17 \pi} \\ 0.25 e^{-j0.53 \pi} & 0.43 e^{-j0.35 \pi} & 0.76 e^{-j0.17 \pi} & 1 \end{bmatrix}$$

- A la réception :

$R_r = I_4$  : il n'y a pas de corrélation entre les antennes de réception.

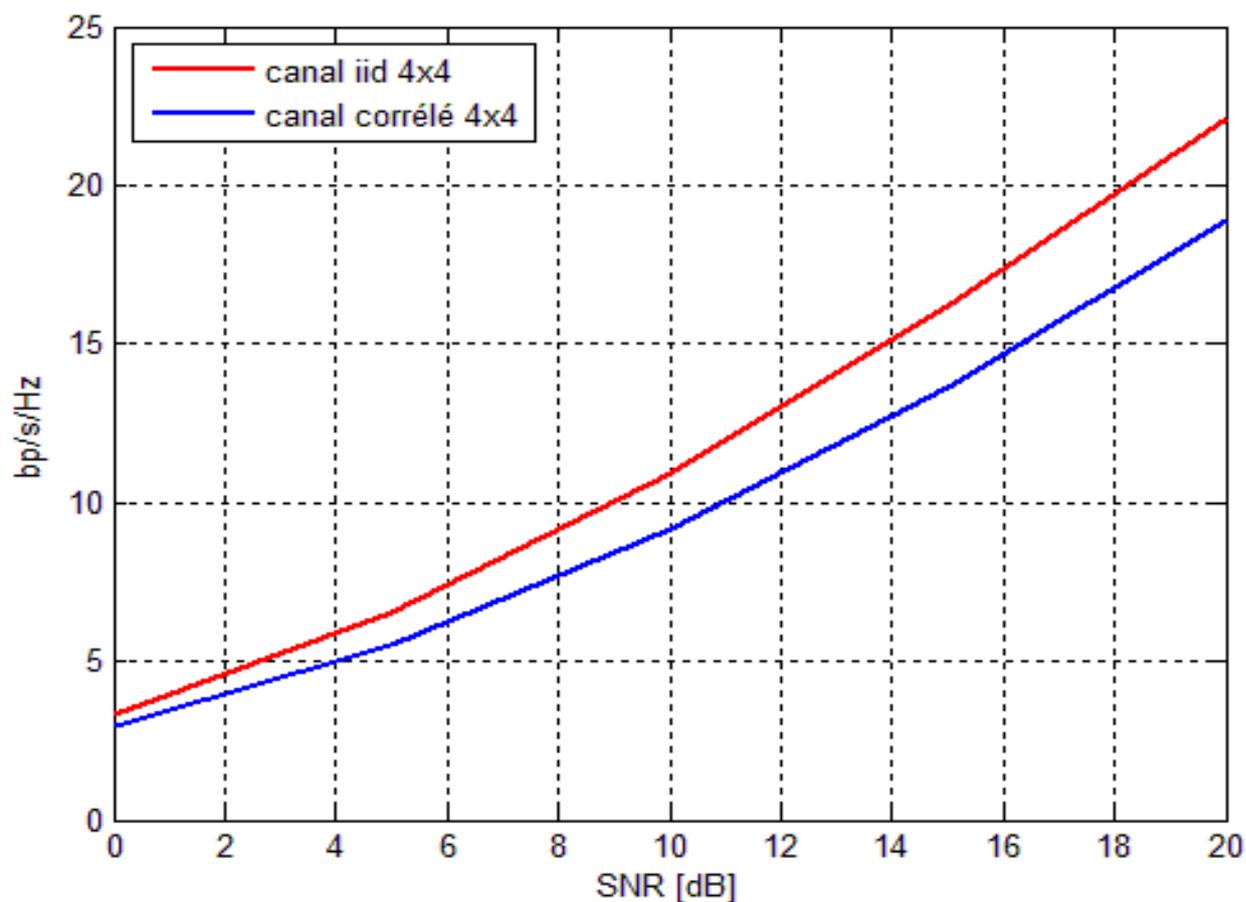


Figure 4.9 : capacité d'un canal corrélé et d'un canal non corrélé.

La figure 4.9 montre que la capacité d'un canal corrélé diminue par rapport à celle d'un canal non corrélé. Pour une valeur du SNR=18 dB, cette diminution est de l'ordre de 3.3 bps/Hz.

### 4.3 Modélisation des systèmes combinés sous Simulink

Dans cette section, nous modélisons les différents systèmes combinés MIMO-OFDM en exploitant les standards IEEE 802.16 2004 OFDM PHY Link avec STBC (MISO) et sans STBC (SISO) <sup>1</sup>. Pour répondre aux besoins de notre modélisation, nous avons modifié et ajouté des blocs supplémentaires. Les paramètres du standard étudié Wi MAX fixe sont donnés par le tableau 4.1.

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 pou MIMO et MISO	$\Phi_1=1.67$ ; $\Phi_2=2.11$ $\Phi_3=0.25$ ; $\Phi_4=0.89$
Nombres de bits transmis	$10^6$

Tableau 4.1 : Paramètres du standard Wi MAX fixe.

#### 4.3.1 Modèle SISO OFDM :

Le modèle SISO-OFDM présenté par la figure 4.10 est obtenu en remplaçant juste le type de canal à fading de Rice par un canal à fading de Rayleigh.

<sup>1</sup> Pour de détail sur le standard IEEE 802.16-2004 voir Annexe 4

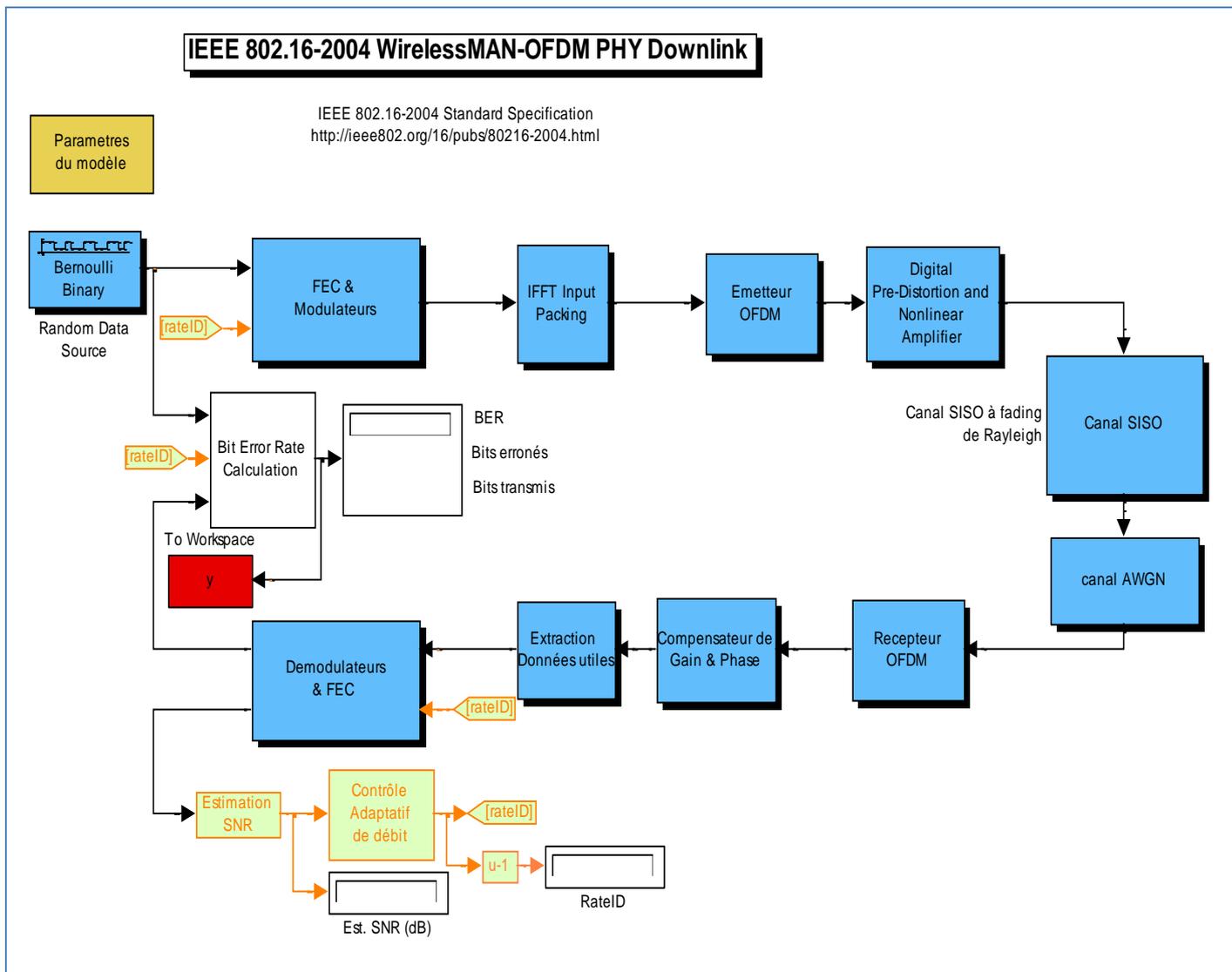


Figure 4.10 : Modèle SISO.

#### 4.3.1.1 Description du modèle :

Nous donnons ci-dessous la description de chaque bloc du modèle.

- **Bernoulli Binary** : Le bloc « *Bernoulli Binary* » est une source de bits aléatoire, sous forme de blocs d'une taille qui dépend du nombre de symboles OFDM transmis ainsi que le taux de codage total qui diffère d'une constellation à une autre.
- **FEC et modulateurs** : Ce bloc contient sept (07) différents modulateurs chacun pour une constellation donnée et pour les différents taux de codage, à savoir : *BPSK*  $r=1/2$ ; *QPSK*  $r=1/2$ ; *QPSK*  $r=3/4$ ; *16QAM*  $r=1/2$ ; *16QAM*  $r=3/4$  ; *64QAM*  $r=2/3$ ; *64QAM*  $r=3/4$ . Pour chaque modulateur est associé un bloc de codage donné par la figure 4.11
  - **Codeur convolutif (Convolutional Encoder)** : Le bloc *convolutional Encoder* donné par la figure 4.12, pour un système Wi MAX, a toujours un taux de codage de  $1/2$  et une longueur contrainte (constrained length) de 7 et

des coefficients de générateur polynomiale  $g_1=171_{\text{oct}}$  et  $g_2=133_{\text{oct}}$ . Le bloc poinçonnage (puncturing) donné par la figure 4.13 est utilisé pour modifier le taux de codage du code convolutif.

- **Codage Reed-Solomon :** Le code de Reed-Solomon est un code correcteur d'erreur basé sur les corps de Galois dont le principe est de construire un polynôme formel à partir des symboles à transmettre et de le suréchantillonner. La redondance de ce suréchantillonnage permet au récepteur de reconstruire le polynôme même s'il y a eu des erreurs pendant la transmission [17]. Le codage Reed-Solomon s'écrit  $RS(n,k,t)$  avec des symboles de  $l$ -bits. Cela veut dire que le codeur prend  $k$  symboles de  $l$ -bits chacun et ajoute  $2t$  symboles de parité pour construire un code de  $n$  symboles. Donc,  $n,k$  et  $t$  peuvent être définis comme suit :

$n$  : le nombre d'octets après le codage.

$k$  : le nombre d'octets avant le codage.

$t$  : le nombre d'octets qui peuvent être corrigés.

Le taux de codage total est obtenu par le taux de codage du code Reed-Solomon combiné avec celui de code convolutif. le tableau 4.2 illustre la façon d'obtenir les différentes valeurs du taux de codage total.

- **Entrelacement (Interleaving) :** L'entrelacement est souvent utilisé pour répartir, sur toute une séquence de bits, les erreurs introduites par le canal, qui sont généralement co-localisées, dans le but d'augmenter l'efficacité de FEC. Les données rentrant dans le bloc interleaver donné par la figure 4.14, sont arrangées en colonnes puis sont lus par ligne en sortie.



Figure 4.11 : Bloc FEC.

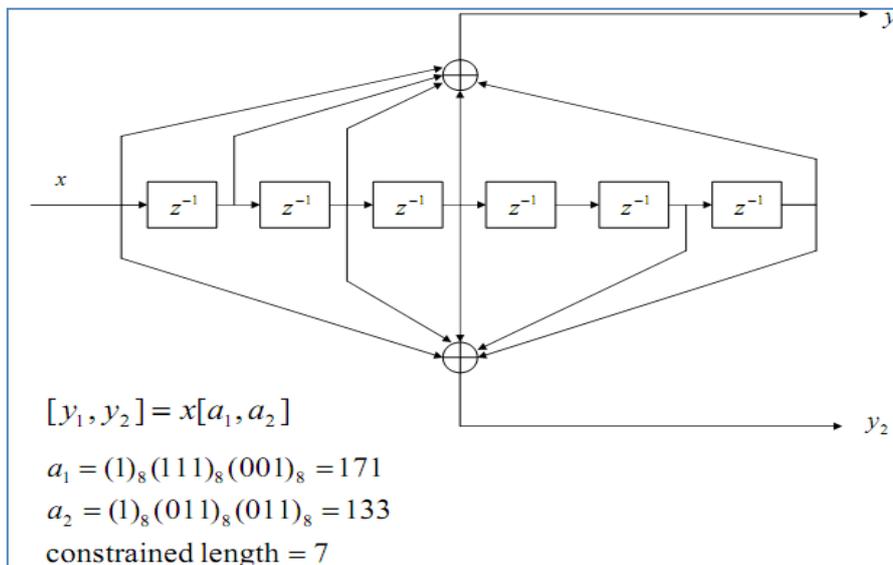


Figure 4.12 : Codage convolutif pour un standard IEEE 802.16.

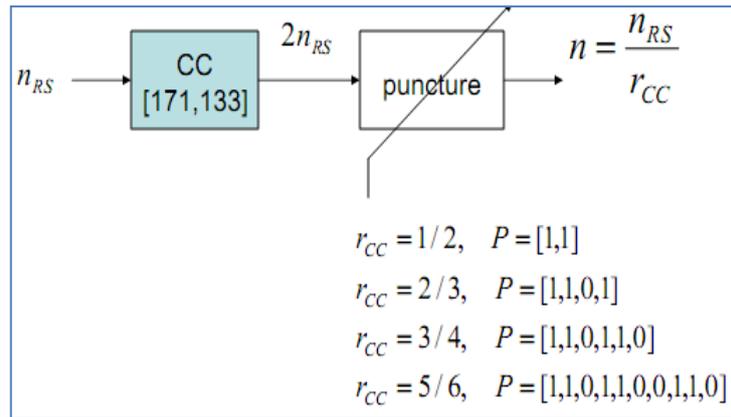


Figure 4.13 : Vecteur de poinçonnage  $P$  pour différents taux de codage du code convolutif.

Type de modulation	Code Reed-Solomon	Taux de codage du code convolutif	Taux de codage total
<i>BPSK</i> 1/2	Sans RS	1/2	1/2
<i>QPSK</i> 1/2	(32,24)	2/3	1/2
<i>QPSK</i> 3/4	(40,36)	5/6	3/4
16 <i>QAM</i> 1/2	(64,48)	2/3	1/2
16 <i>QAM</i> 3/4	(80,78)	5/6	3/4
64 <i>QAM</i> 2/3	(108,96)	3/4	2/3
64 <i>QAM</i> 3/4	(120,108)	5/6	3/4

Tableau 4.2 : taux de codage total pour les différents types de modulation.

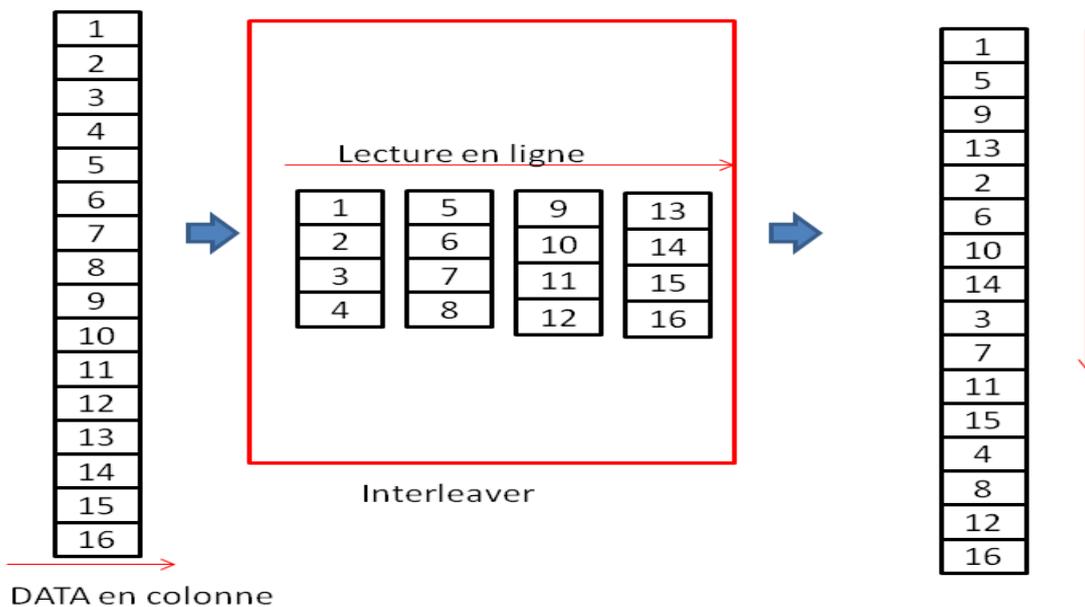


Figure 4.14 : Fonctionnement du bloc interleaver.

- **Le bloc IFFT input packing** : Ce bloc a comme fonction de convertir l'information, que portera un symbole OFDM, de série en parallèle puis de l'arranger par insertion des pilotes (8 pilotes) et de la sous porteuse zéro DC. La figure 4.15 illustre la manière dont ces derniers sont insérés. Les sous-porteuses pilotes permettent la synchronisation à la réception.

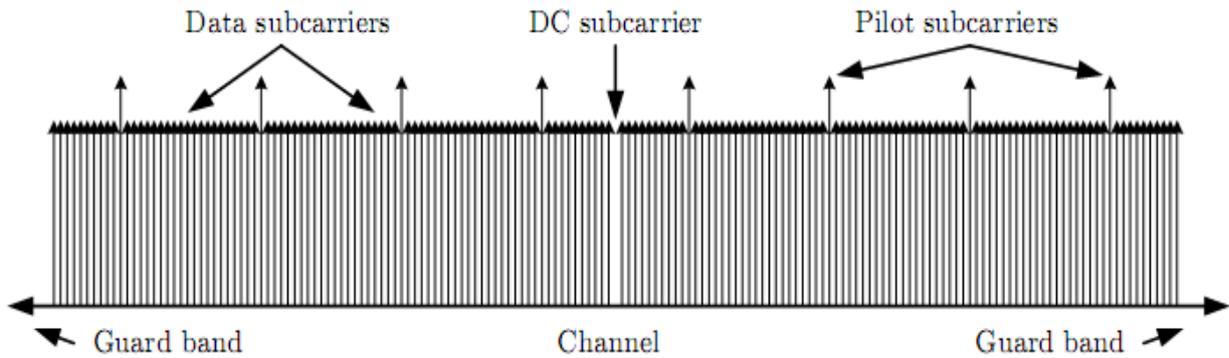


Figure 4.15 : Insertion des pilotes et la sous porteuse zéro DC.

- **Emetteur OFDM** : A chaque symbole OFDM un préambule est associé qui a pour but l'estimation du canal. A ce même niveau une bande de garde de 55 sous-porteuses est ajoutée, 28 dans les indices les plus bas et 27 dans les indices les plus hauts, puis le tout est réordonné selon la figure 4.16. Après opération de l'IFFT un intervalle de garde de type CP est ajouté, de taille 1/8. La puissance de signal est normalisée par sa multiplication par un gain  $G_T$  donné par :

$$G = \sqrt{L_{FFT}} \cdot \sqrt{\frac{L_{FFT}}{L_{used}}} = \sqrt{256} \cdot \sqrt{\frac{256}{200}} \approx 18.1$$

Le signal à la sortie de ce bloc passe dans le bloc « pré-distorsion et amplificateur non-linéaire » qui est destiné à lutter contre les pics de puissance PAPR (Peak to Average Power Rate).

- **Canal SISO**: Le bloc de base à fading de Rice a 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 blocs sont disponibles dans la bibliothèque de Simulink.
- **Récepteur OFDM** : Le symbole OFDM reçu, subit une conversion série-parallèle puis l'extraction de l'intervalle de garde. Il est en suite, passé par le bloc FFT et multiplié par un gain de compensation donné par l'équation :

$$G = \frac{1}{\sqrt{L_{FFT}}} \cdot \sqrt{\frac{L_{FFT}}{L_{used}}} = \frac{1}{\sqrt{256}} \cdot \sqrt{\frac{256}{200}} \approx 0.00701$$

Puis la bande de garde est enlevée et les symboles sont réordonnés.

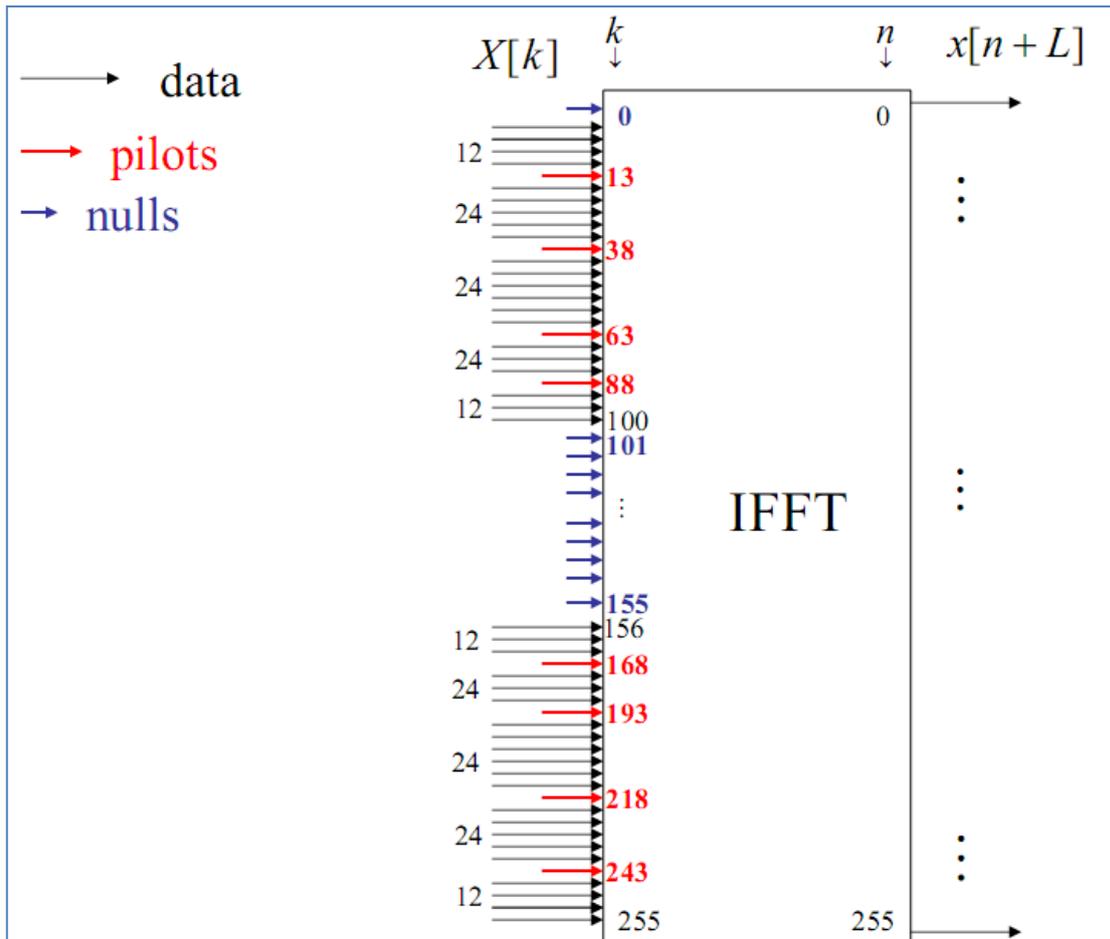


Figure 4.16 : Vecteur d'entrée de l'IFFT

- **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 l'information utile** : Dans ce bloc, les sous-porteuses pilotes sont supprimées. Dans ce modèle, les pilotes, contrairement aux préambules, n'ont pas été utilisés pour l'estimation du canal. Finalement, l'information est subit une conversion série-parallel avant qu'elle soit envoyée vers le bloc FEC et Démodulateurs.
- **FEC et Démodulateurs** : L'information est démodulée par un démodulateur correspondant (selon la valeur de RateID, voir le tableau 4.3). Dans le cas d'une démodulation *BPSK* l'information démodulée passe par un Desinterleaver qui effectue la fonction inverse du bloc Interleaver, puis rentre dans le décodeur de Viterbi. Enfin les données sont envoyées vers le bloc calcul de taux d'erreur (BER). Une partie du signal démodulée est modulée puis comparée avec le signal entrant au bloc, le résultat est envoyé vers le bloc estimation du SNR. Pour les autres types de démodulation la sortie du bloc codeur de Viterbi rentre dans le bloc décodeur de Reed-Solomon.

- **Estimation du SNR et le contrôle adaptatif de débit :** Le bloc estimation du SNR exploite la sortie du bloc précédent pour le calcul de la valeur instantanée du SNR, et la convertie en dB. Cette valeur est comparée par le bloc contrôle adaptatif de débit aux valeurs SNR-thresholds (valeurs prédéfinies, obtenues pour un BER= $10^{-4}$ ), celui-ci permet le contrôle automatique de la valeur RateID et ça pour augmenter le débit de transmission en passant d'une constellation à une autre.

Rate ID	Type du modulation et taux de codage total	
0	<i>BPSK</i>	$r = 1/2$
1	<i>QPSK</i>	$r = 1/2$
2	<i>QPSK</i>	$r = 3/4$
3	<i>16QAM</i>	$r = 1/2$
4	<i>16QAM</i>	$r = 3/4$
5	<i>64QAM</i>	$r = 2/3$
6	<i>64QAM</i>	$r = 3/4$

Tableau 4.3 : valeurs de Rate ID, type de modulation et taux de codage total.

#### 4.3.2 Modèle MISO OFDM :

Le modèle MISO-OFDM est représenté par la figure 4.17. Ce modèle contient des blocs supplémentaires par rapport à celui du modèle SISO-OFDM. Nous décrivons ci-dessous ces nouveaux blocs.

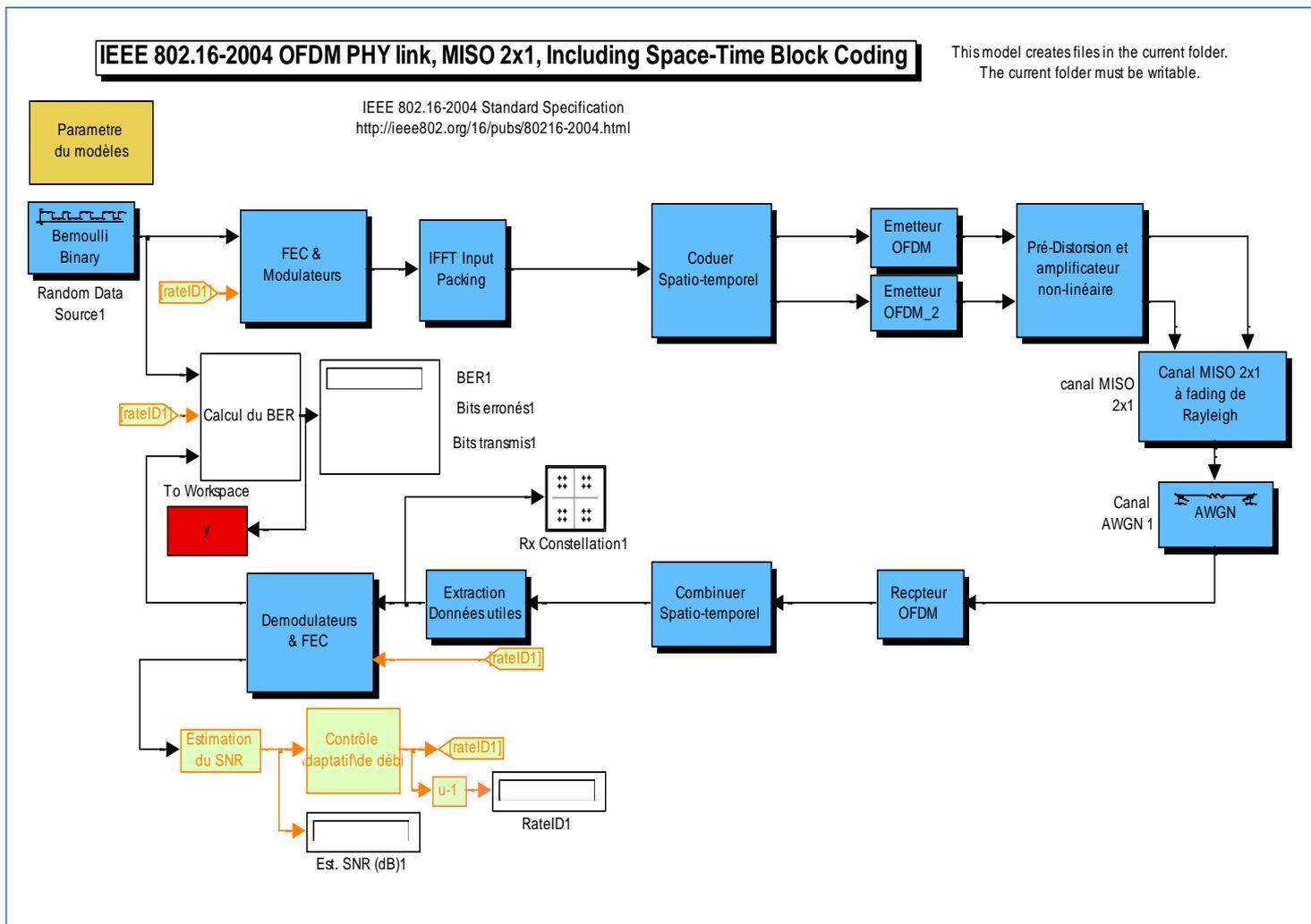


Figure 4.17 : Modèle MISO.

- Codeur (Diversité spatio-temporel) :** Ce bloc reçoit les données du bloc IFFT input packing, pour lesquelles il effectue le codage spatio-temporel (technique 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-fonction dont le code est disponible dans l'annexe 3.
- Emetteur OFDM :** Les deux émetteurs OFDM sont similaires à celui utilisé dans le SISO sauf que ces deux blocs sont alimentés par deux préambules 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 donné par la figure 4.18 représente une simulation d'un canal 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.

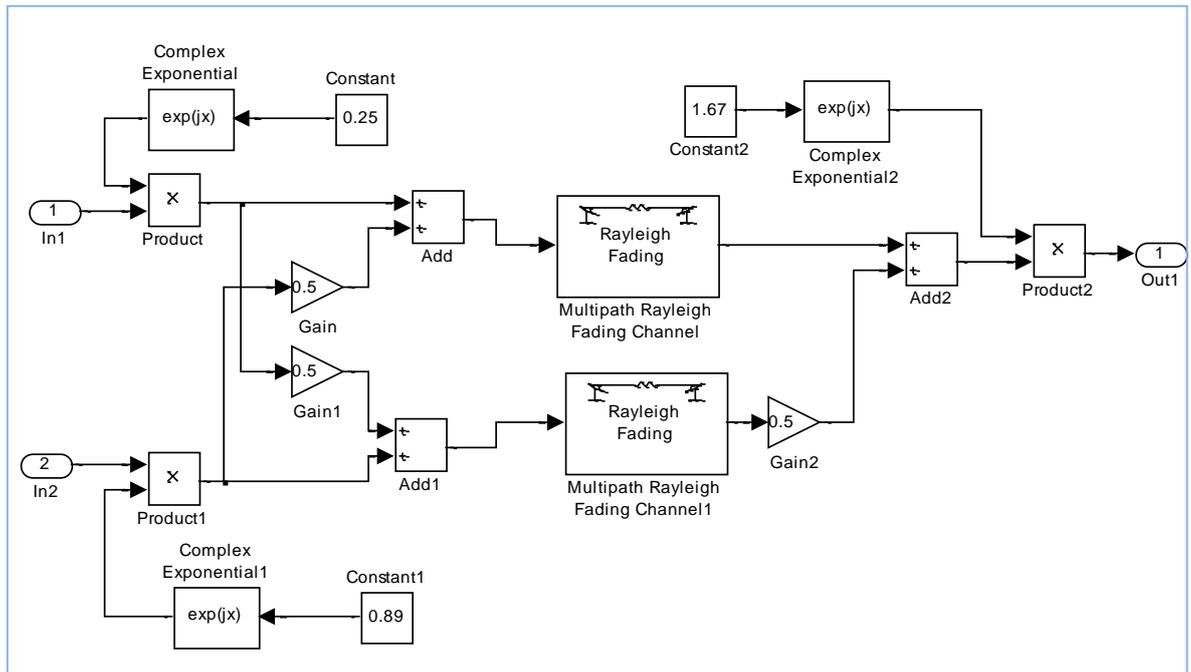


Figure 4.18 : Canal MISO à fading de Rayleigh.

- **Combineur (spatio-temporel) :** Ce bloc réalise trois fonctions principales à savoir, l'estimation du canal en se basant sur la comparaison des préambules reçus et ceux transmis, le décodage selon la technique Alamouti en exploitant les coefficients du canal estimés et en fin la division des symboles décodés par un gain de compensation. Le bloc contient une S-Function dont le code est donné à l'annexe 3.

#### 4.3.3 Modèle MIMO OFDM :

Le modèle MIMO-OFDM est donné par la figure 4.19. Deux blocs sont modifiés par rapport au modèle MISO-OFDM, à savoir, le canal MIMO 2x2 à fading de Rayleigh et le combineur (spatio-temporel). Ces deux blocs sont décrits ci-dessous :

- **Canal MIMO 2x2 à fading de Rayleigh :** Ce bloc illustré dans la figure 4.20 représente un canal MIMO 2x2 corrélé avec des coefficients de corrélations égaux à 0.5 entre les deux antennes à l'émission et entre les deux antennes à la réception.
- **Combineur (spatio-temporel) :** Ce bloc à deux entrées, réalise les mêmes fonctions que celui de MISO sauf qu'il fait l'estimation de quatre canaux au lieu de deux en se basant sur les préambules paire et impaire, 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 OSTBC est une S-Function dont le code est fourni à l'annexe 3. Ce bloc est donné par la figure 4.21.

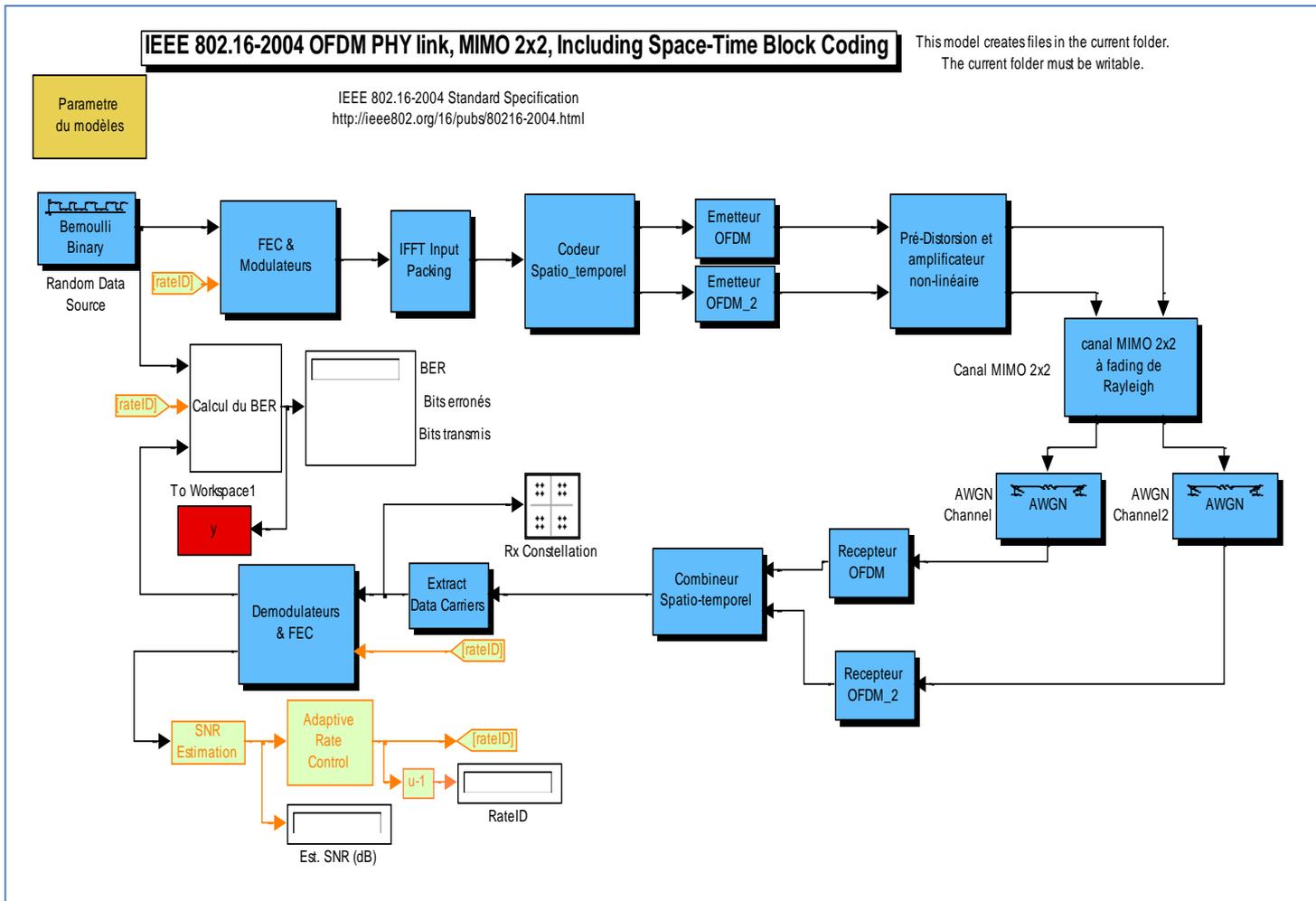


Figure 4.19 : Modèle MIMO.

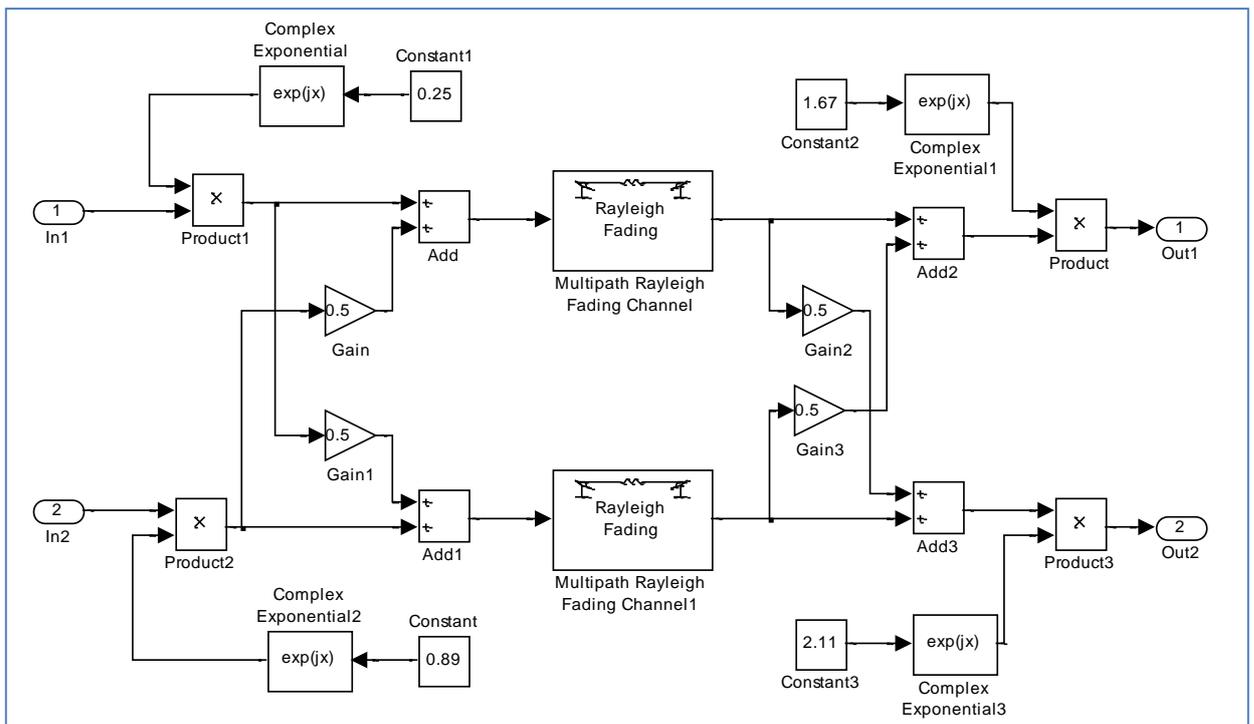


Figure 4.20 : Canal MIMO à fading de Rayleigh.

### 4.3.4 Modèles de canal UIT :

Pour simuler le canal radio mobile, on a adopté les modèles spécifiés par UIT (International Telecommunication Union). Ces derniers décrivent une variété de situations typiques comme :

- Indoor
- Pedestrian
- Vehicular.

Pour notre simulation, nous avons utilisé deux modèles l' Indoor A et le Vehicular A.

- **Le modèle Indoor A** représente le cas où l'utilisateur est un abonné immobile, sa fréquence Doppler est nulle. le retard de propagation maximum est petit. Ceci reflète le profil d'un entourage macro cellule rurale. Ce modèle est proposé également pour un environnement microcellule avec un rayon inférieur à 500 m. Les caractéristiques de ce modèle sont données par le tableau 4.4.

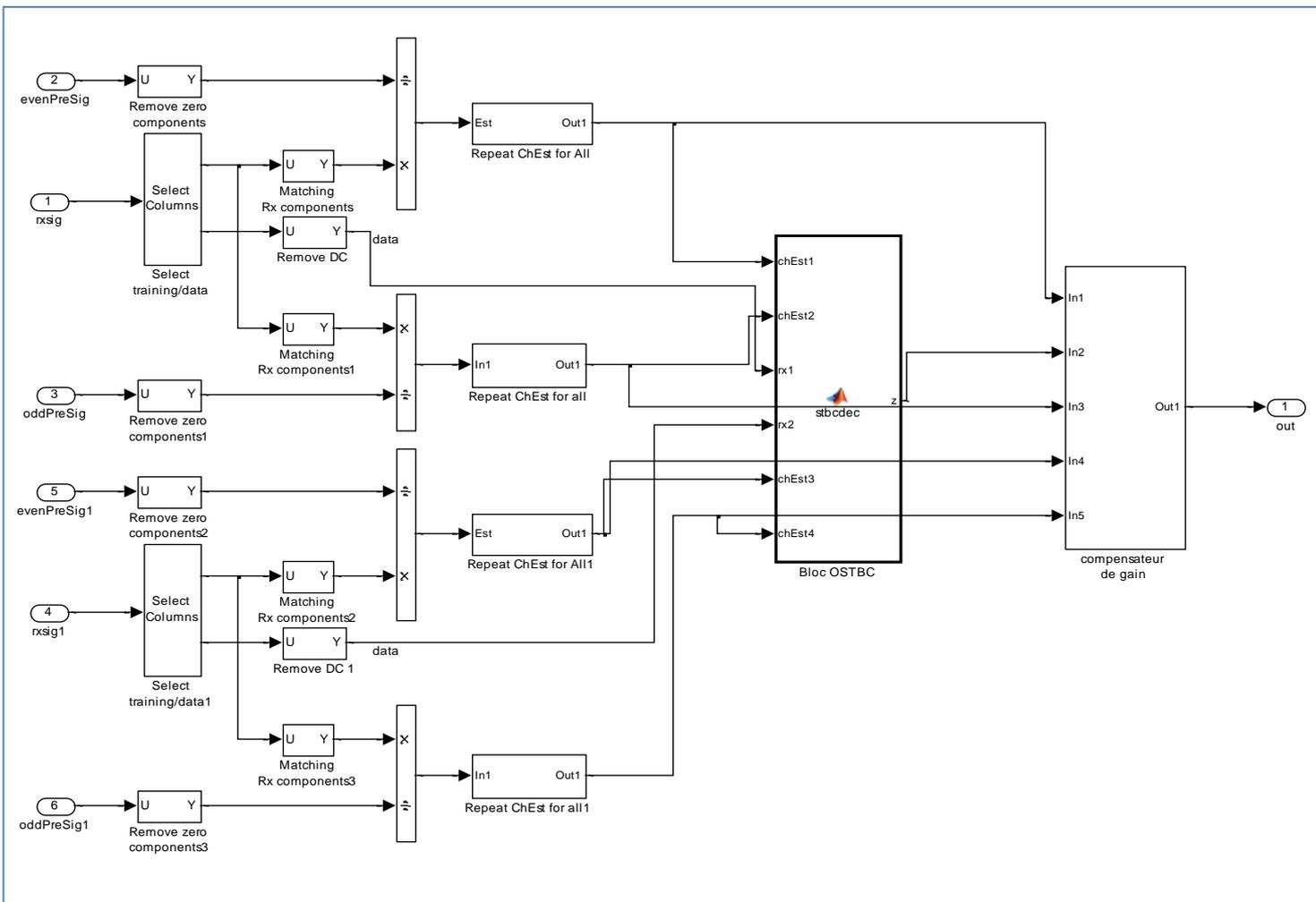


Figure 4.21 : Combiner (spatio-temporel).

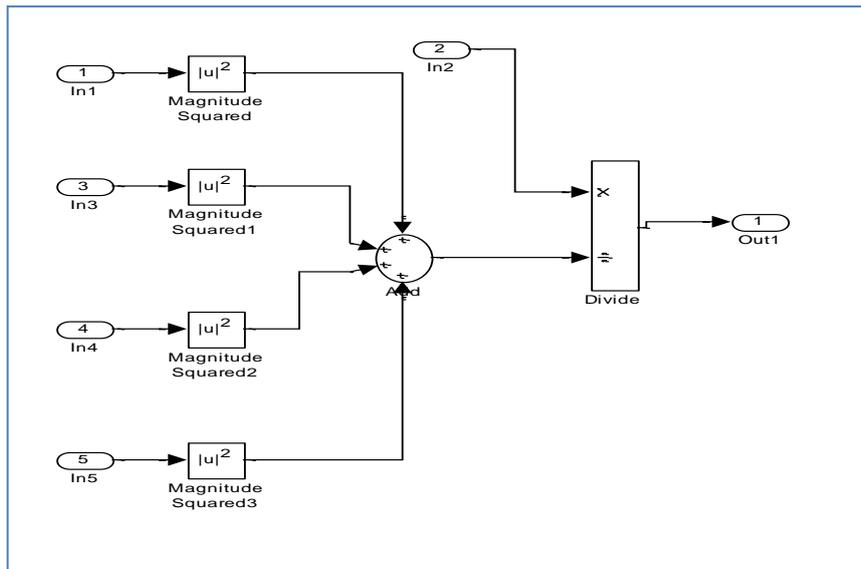


Figure 4.22 : Compensateur de gain.

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

Tableau 4.4 : modèle UIT pour Indoor A.

- Le modèle Vehicular** suppose que l'utilisateur est un abonné en mouvement avec des vitesses entre 60 km/h et 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 4.5.

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

Tableau 4.5 : modèle UIT pour Vehicular A.

#### 4.4 Résultats :

Dans la section 4.3, Nous avons présenté les différents modèles des systèmes combinés. Nous avons configuré également ces derniers en utilisant les paramètres du standard Wimax fixe donnés par le tableau 4.1. Nous avons exposé les modèles des canaux à utiliser pour la simulation dont les paramètres sont donnés par les tableaux 4.4 et 4.5. Pour ce qui suit, nous évaluons les performances des systèmes MISO-OFDM et MIMO-OFDM pour différents paramètres. Une adaptation du débit de transmission est proposée. Nous évaluons également les performances des différents systèmes en utilisant cette adaptation pour contrôler automatiquement le débit de transmission.

##### 4.4.1 Performances dans un environnement Indoor :

Après avoir régler les paramètres du canal Indoor, Nous exécutons les modèles MISO-OFDM et MIMO-OFDM donnés par les figures 4.17 et 4.19 respectivement, pour les constellations et des taux de codage : BPSK 1/2, QPSK 1/2, 16-QAM 1/2 et 64-QAM 2/3. Les résultats de cette exécution sont présentés dans la figure 4.23. En analysant ces résultats, Nous constatons que les performances du système MIMO-OFDM (couleur rouge) sont meilleures par rapport au système MISO-OFDM (couleur bleu) pour les constellations et les taux de codage indiqués sur la figure 4.23. On remarque que l'amélioration est en moyenne de 3dB ce qui veut dire que, pour que MISO donne les mêmes valeurs de BER, il a besoin d'un niveau de SNR plus grand de 3dB.

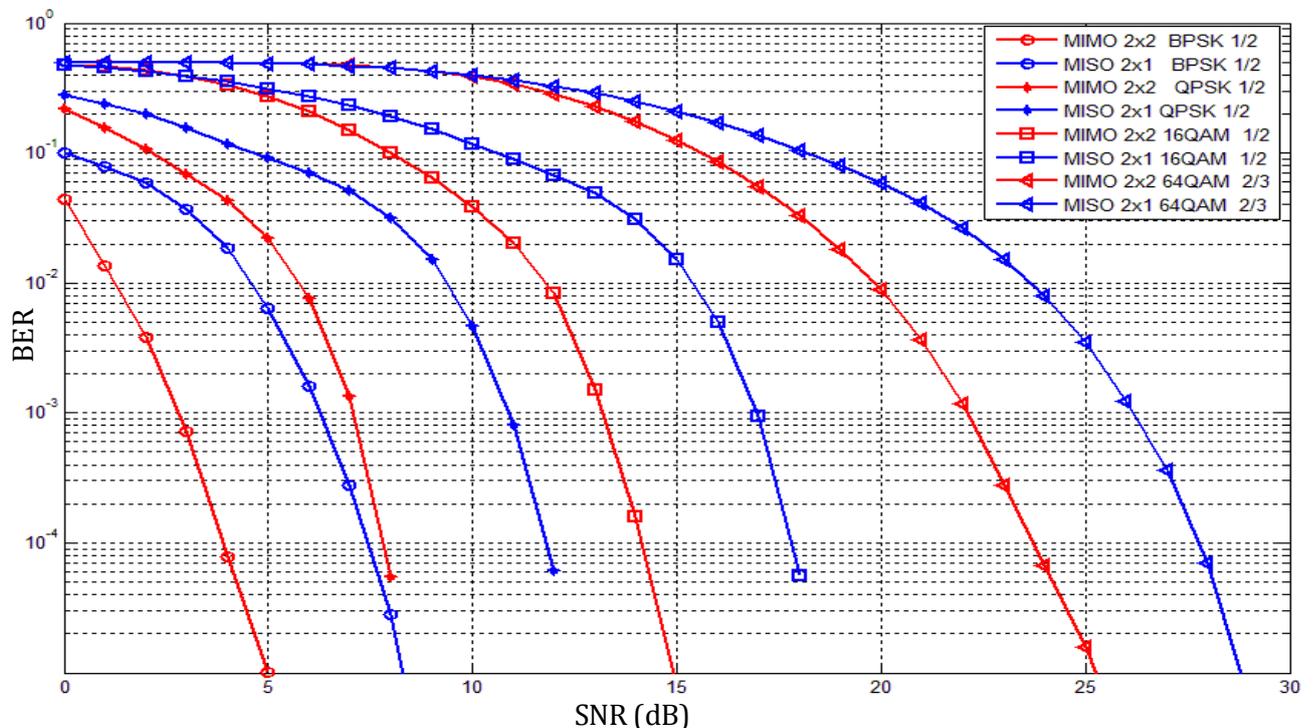


Figure 4.23 : performance pour Indoor A.

#### 4.4.2 Performances dans un environnement Vehicular :

Après avoir régler les paramètres du canal Vehicular, Nous exécutons les modèles MISO-OFDM et MIMO-OFDM donnés par les figures 4.17 et 4.19 respectivement, pour les constellations et des taux de codage : BPSK 1/2, QPSK 1/2, 16-QAM 1/2 et 64-QAM 2/3. Les résultats de cette exécution sont présentés dans la figure 4.24.

Cette figure montre une dégradation claire des performances, comparées à celles obtenues pour le canal Indoor A, pour les deux systèmes MIMO-OFDM et MISO-OFDM.

Ceci est justifié par le fait que Le standard IEEE 802.16-2004 n'est pas adapté aux liaisons de communications mobiles, plus précisément l'environnement Vehicular dont l'utilisateur se déplace avec des vitesses entre 60 km/h et 120 km/h. Le système MIMO-OFDM reste toujours plus performant que MISO avec une moyenne de 3dB pour les modulations BPSK1/2 et QPSK1/2. Pour la modulation 16QAM, avec le modèle MISO, le BER n'atteint pas la valeur de  $10^{-5}$ . Pour la 64-QAM, les performances des deux systèmes se détériorent fortement. Le BER n'atteint pas la valeur de  $10^{-2}$ .

En résumé, lorsqu'on a des courbes qui se stabilisent à un certain niveau de BER, cela veut dire qu'il y a un certain niveau de distorsion, dû au multi-trajets et à l'effet Doppler, que ces deux systèmes n'arrivent pas à combattre.

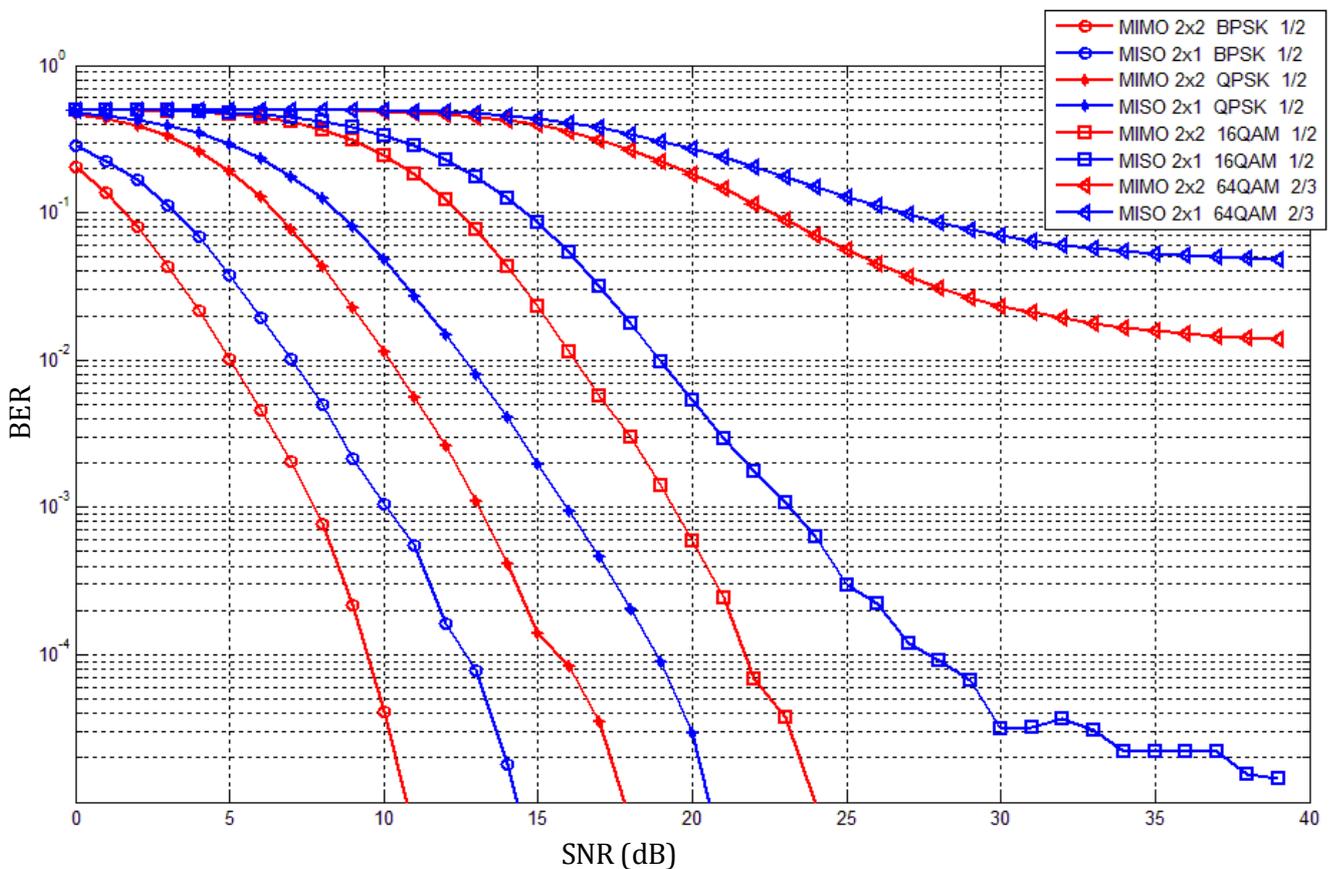


Figure 4.24 : Performance pour Vehicular A (60 km/h).

#### 4.4.3 Performances des systèmes en fonction du taux de codage :

Les performances de MIMO-OFDM et MISO-OFDM pour une modulation QPSK avec deux valeurs de taux de codage différentes QPSK 1/2 et QPSK 2/3 sont présentés dans la figure 4.25.

On constate que, pour les deux systèmes, MIMO-OFDM et MISO-OFDM, l'effet du changement du taux de codage était le même, et que les deux systèmes sont plus performants pour QPSK1/2 que pour QPSK2/3 avec une performance moyenne de 2dB. Il s'agit d'un codage de 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 mieux est protégée l'information. Pour un taux de codage de 3/4, la taille de la redondance ajoutée est le tiers de la taille de l'information utile. Par contre, pour un taux de 1/2, on ajoute une redondance de même taille que l'information utile ce qui signifie que l'information est mieux protégée, ce qui explique le résultat obtenu.

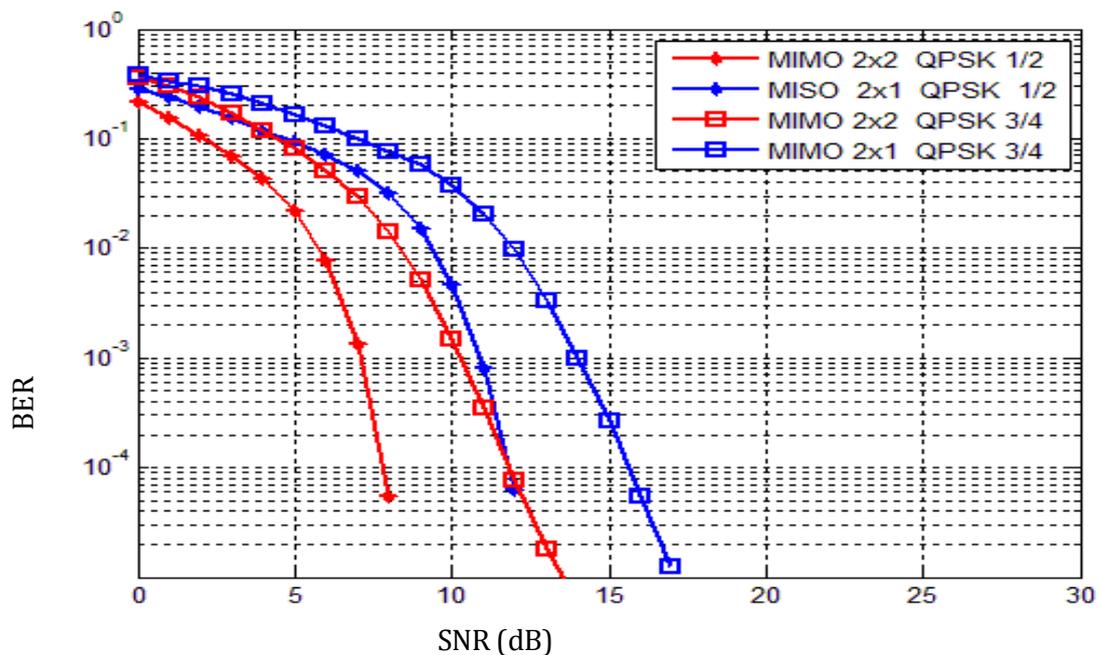


Figure 4.25 : BER vs SNR pour deux types de taux de codage.

#### 4.4.4 Contrôle automatique du débit :

Dans les trois modèles utilisés (figures 4.10, 4.17 et 4.19), on exploite la valeur du SNR estimé par le bloc contrôle automatique de débit. Ce bloc attribue une valeur à rateID qui sera transmise à travers un feedback au bloc FEC & Modulateurs pour choisir la constellation et le taux de codage appropriés. Ce choix se fait selon les valeurs du rateID comme l'indique le tableau 4.3. L'idée est de définir des seuils de SNR en se basant sur les résultats des simulations précédentes. Ces seuils sont définis de la manière suivante :

- Quand on travaille avec une constellation et qu'on atteint un niveau de SNR estimé permettant d'atteindre un  $BER=10^{-4}$  avec une constellation de taille supérieure

correspondante, le modulateur choisit cette dernière. Ceci permet d'augmenter le débit de transmission.

- Dans le cas où le SNR estimé diminue et qu'on n'arrive plus à atteindre la valeur du  $BER=10^{-4}$  avec la constellation actuelle, le modulateur choisit une constellation de taille inférieure correspondante. Ceci permet de diminuer le débit de transmission.

De cette manière, le système adapte et contrôle automatiquement le débit de transmission selon la valeur du SNR.

Donc, en se basant sur les résultats obtenus précédemment, on définit les seuils pour lesquels la valeur RateID change :

- MIMO-OFDM : [8, 12, 13, 18, 23, 27].
- MISO-OFDM : [12, 16.5, 17, 22.5, 26.5, 30.5].
- SISO-OFDM : [12.5, 17, 18.5, 23.5, 30.5, 35.5].

Les résultats présentés dans les tableaux 4.6 à 4.9 sont obtenue pour :

- un temps de simulation fixé à deux secondes (2 s),
- un canal Indoor A
- et quatre différentes valeurs de SNR pour le canal AWGN.

BER	2.974e-005	0.005594	0.07435
Erreur	76	1.43e+004	1.9e+005
Bits total	2.556e+006	2.556e+006	2.556e+006
	MIMO 2x2	MISO 2x1	SISO

Tableau 4.6 : débit de transmission et le BER pour un SNR = 4dB.

D'après le tableau 4.6, On remarque que le nombre de bits transmis est le même pour les trois systèmes. Cependant, pour le MIMO-OFDM, le BER est meilleur et proche de  $10^{-5}$  puis vient le MISO-OFDM et, en dernier, le SISO-OFDM. Ça s'explique par le fait que, dans les trois systèmes, le SNR estimé n'a pas dépassé le seuil pour passer à la QPSK1/2 et donc il n'y a pas eu augmentation de débit.

BER	2.649e-005	4.696e-006	0.002899
Erreur	137	12	7409
Bits total	5.172e+006	2.556e+006	2.556e+006
	MIMO 2x2	MISO 2x1	SISO

Tableau 4.7 : débit de transmission et le BER pour un SNR = 8dB.

D'après le tableau 4.7, On remarque que, pour le MISO-OFDM et le SISO-OFDM, le nombre de bits transmis n'a pas changé. Pour le MIMO-OFDM, il y eu augmentation du nombre de bits transmis, au double, par rapport au cas précédent, donc il y a eu augmentation du débit par le passage vers QPSK1/2.

BER	0.0002538	0	1.213e-005
Erreur	1617	0	31
Bits total	6.372e+006	2.556e+006	2.556e+006
	MIMO 2x2	MISO 2x1	SISO

Tableau 4.8 : débit de transmission et le BER pour un SNR = 12dB.

D'après le tableau 4.7, On remarque que, dans le MISO et SISO, le nombre de bits transmis est resté inchangé, mais on constate une amélioration du BER pour les deux systèmes. Pour le MIMO, il y a eu encore une augmentation du débit par le passage vers la constellation QPSK3/4. Ce résultat a été prévu, du fait que 12dB est un seuil de passage vers la QPSK3/4 pour le système MIMO.

BER	1.844e-005	0	0
Erreur	291	0	0
Bits total	1.578e+007	5.386e+006	2.556e+006
	MIMO 2x2	MISO 2x1	SISO

Tableau 4.9 : débit de transmission et le BER pour un SNR = 20dB.

Pour ce dernier cas, on a enregistré une augmentation du débit pour le MISO et le MIMO alors que, pour le SISO, le résultat est resté inchangé. Pour le MISO, il y a eu passage de la BPSK 1/2 à la QPSK 1/2 puis à la QPSK 3/4. Pour le MIMO, il y a eu un parcourt des constellations de la BPSK 1/2 jusqu'à 16QAM 3/4.

Pour ce cas particulier, dans le MIMO, il ya eu transmission d'environ  $10^7$  bits plus que MISO et environ  $1,3 \cdot 10^7$  plus que SISO.

**Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons simulé plusieurs systèmes, à savoir, un système OFDM, les systèmes à différentes configurations d'antennes et les systèmes MISO-OFDM et MIMO-OFDM, dans le but d'évaluer leurs performances.

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

- L'ajout de l'intervalle de garde : sert à lutter contre l'ISI, sa longueur doit être supérieure au retard maximum causé par le canal radio mobile.
- On peut augmenter la taille de la constellation jusqu'à atteindre un débit maximum pour lequel la qualité de la transmission reste acceptable.
- La bande de garde est insérée entre les sous-porteuses afin de minimiser l'ICI.
- La capacité théorique d'un canal MISO est la même que celle d'un canal SISO. Cependant, les systèmes MISO employant des techniques de diversité permettent d'augmenter la fiabilité de la transmission, ce qui justifie l'ajout des antennes à l'émission.
- La capacité du canal dépasse la limite de Shannon par l'augmentation du nombre de récepteurs. Elle dépasse encore plus cette limite par l'augmentation, en même temps, le nombre du récepteurs et d'émetteurs.
- Un canal corrélé a une capacité inférieure à celle d'un canal non-corrélé (iid).
- Plus on ajoute de redondance par un codage du canal, mieux l'information est protégée, plus les performances s'améliorent.
- Le système MIMO-OFDM présente une performance de 3 dB mieux que le système MISO-OFDM pour un environnement Indoor.
- Dans un environnement Vehicular, Le système MIMO-OFDM reste plus performant que MISO avec une moyenne de 3dB pour les modulations BPSK1/2 et QPSK1/2. Pour une modulation 64 QAM, les performances des deux systèmes se dégradent fortement.
- Le système MIMO-OFDM exploite mieux la diversité (un SNR élevé) que le système MISO-OFDM. Le contrôle automatique de débit permet au système MIMO-OFDM une transmission haut débit par rapport aux systèmes MISO-OFDM et SISO-OFDM.

Ces résultats obtenus montrent qu'un système MIMO-OFDM, utilisant la technique de diversité, présente des performances très prometteuses par son amélioration de la qualité de la communication. Nous pouvons également, avec ce système, augmenter le débit par l'utilisation de la technique du contrôle automatique du débit. Cette technique profite du fait qu'il y a amélioration du SNR dans les systèmes MIMO-OFDM utilisant la diversité.

## Conclusion générale

L'objectif de notre projet était d'évaluer les performances d'un système combiné MIMO-OFDM. Ceci a été accompli par le choix d'un standard OFDM pour lequel on a fait l'évaluation des performances sous différents profils de canal. Le standard choisi était IEEE® 802.16-2004. Des codes MATLAB® R2011b ont été réalisés pour l'évaluation des performances d'un système SISO-OFDM. Pour les systèmes MISO-OFDM et MIMO-OFDM, nous avons exploité les modèles proposés sous MathWorks™ SIMULINK® R2011b, dans lesquels l'OFDM est combinée avec MISO et MIMO en utilisant la technique de diversité STBC connue sous le nom : Technique d'Alamouti.

La technique OFDM diminue l'ISI, un bon choix de la longueur de l'intervalle de garde est primordial pour l'élimination totale de l'ISI. En effet, sa longueur doit être supérieure au retard maximum causé par le canal. Selon nos résultats, on constate qu'une longueur de 1/4 est suffisante.

La capacité d'un canal SISO ne peut pas dépasser la limite de Shannon, ainsi que celle du canal MISO. Avec des canaux SIMO et MIMO, cette limite peut être dépassée. A chaque fois que le nombre de récepteurs augmente, la capacité augmente également. L'augmentation, à la fois, du nombre d'émetteurs et de récepteurs, l'améliore encore plus. La capacité d'un canal corrélé est inférieure par rapport à celle d'un canal non corrélé (iid).

Un système MIMO-OFDM présente un taux de bits erronés BER meilleurs comparé à celui d'un système MISO-OFDM pour les différents types de canal (Indoor A et Vehicular A), et pour les différents types de constellations. Pour une même constellation, le BER est meilleur 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. Dans un système MIMO-OFDM, le SNR estimé est meilleur comparé au cas du système MISO-OFDM. L'exploitation de l'information sur l'état du canal RateID à travers le SNR estimé a permis d'adapter et contrôler le débit de transmission. Ceci rend notre système plus performant.

Dans notre système, nous n'avons utilisé que des préambules pour l'estimation du canal. En effet, si nous exploitons en plus l'information apportée par les pilotes, l'estimation du canal serait encore meilleure ce qui améliorera encore les performances de ce système. Pour le système MIMO, nous nous sommes limités au cas de deux émetteurs et de deux récepteurs 2x2. Une augmentation du nombre d'émetteurs et de récepteurs (Exemple : 4x4) améliorera considérablement ses performances.

## ANNEXES :

### Annexe1 :

Programme « Simulation\_BER\_OFDM.m ».

```
% Simulation_BER_OFDM.m

%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab

clear all
NgType=1; % NgType=1 pour CP
Ch=0; % Ch=0/1 pour un canal AWGN/à fading de Rayleigh
if Ch==0, chType='AWGN'; else chType='Ray_CH'; end
figure(Ch+1), clf
PowerdB=[0 -8 -17 -21 -25]; % Profil de puissance du canal'dB'
Delay=[0 3 5 6 8]; % Retards (unité=échantillon) dans le canal'
Power=10.^(PowerdB/10); % Profil de puissance du canal (échelle
% linéaire)
Ntap=length(PowerdB); % Nombre d'impulsions dans le canal
Lch=Delay(end)+1; % La longueur du canal
Nbps=4; M=2^Nbps; % Ordre de la modulation =2/4/6 pour QPSK/16QAM/64QAM
Nfft=64; % La taille de la FFT
Ng=3; % Ng: Longueur de l'intervalle de garde
%Ng=Nfft/4;
Nsym=Nfft+Ng; % La durée d'un symbole OFDM
Nvc=Nfft/4; % Nvc: nombre de sous porteuses virtuelles
Nused=Nfft-Nvc;

EbN0=[0:5:30]; % Eb/N0 : Energie de bit / Energie du bruit
N_iter=2*1e4; % Nombre d'itérations pour chaque valeur de EbN0
Nframe=3; % Nombre de symboles par trame
sigPow=0; % Initialisation de la puissance du signal
file_name=['OFDM_BER_' chType '_CP_' 'GL' num2str(Ng) '.dat'];
fid=fopen(file_name, 'w+');
norms=[1 sqrt(2) 0 sqrt(10) 0 sqrt(42)]; % BPSK 4-QAM 16-QAM
for i=0:length(EbN0)
    randn('state',0); rand('state',0); Ber=0; % Initialisation de
    % BER
    Neb=0; Ntb=0; % Initialisation du nombre de bits erronés/totals
    for m=1:N_iter

%TRANSMISSION_____
        X= randint(1,Nused*Nframe,M); % génération des symboles
        %d'une trame
        Xmod= qammod(X,M,0,'gray')/norms(Nbps); % Modulation M-QAM
        x_GI=zeros(1,Nframe*Nsym); % Initialisation du vecteur
        %x_GI
        kk1=[1:Nused/2]; kk2=[Nused/2+1:Nused]; kk3=1:Nfft;
```

```

kk4=1:Nsym;
for k=1:Nframe
    if Nvc~=0, X_shift= [0 Xmod(kk2) zeros(1,Nvc-1)
        Xmod(kk1)];
    else X_shift= [Xmod(kk2) Xmod(kk1)];
    end
    x= ifft(X_shift);
    x_GI(kk4)= guard_interval(Ng,Nfft,NgType,x);
    kk1=kk1+Nused; kk2= kk2+Nused; kk3=kk3+Nfft;
    kk4=kk4+Nsym;
end
if Ch==0, y= x_GI; % Canal AWGN
else % Canal à fading de Rayleigh

channel=(randn(1,Ntap)+j*randn(1,Ntap)).*sqrt(Power/2);
h=zeros(1,Lch); h(Delay+1)=channel; % réponse
% impulsionnelle

y = conv(x_GI,h);
end
if i==0 % Calcul de l'énergie du bruit AWGN (car Eb=N0)
    y1=y(1:Nframe*Nsym); sigPow = sigPow + y1*y1';
continue;
end
% Ajout d'un bruit blanc gaussien AWGN
snr = EbN0(i)+10*log10(Nbps*(Nused/Nfft)); % Calcul du SNR
noise_mag = sqrt((10.^(-snr/10))*sigPow/2);
y_GI = y + noise_mag*(randn(size(y))+j*randn(size(y)));

%RECEPTION
kk1=[1:Nsym]; kk2=1:Nfft;
kk3=1:Nused; kk4=Nused/2+Nvc+1:Nfft;
kk5=(Nvc~=0)+[1:Nused/2];
if Ch==1
    H= fft([h zeros(1,Nfft-Lch)]); % La fonction de
    % transfert
    H_shift(kk3)= [H(kk4) H(kk5)];
end
for k=1:Nframe
    Y(kk2)= fft(remove_GI(Ng,Nsym,NgType,y_GI(kk1)));
    Y_shift=[Y(kk4) Y(kk5)];
    if Ch==0, Xmod_r(kk3) = Y_shift;
    else Xmod_r(kk3)= Y_shift./H_shift; % Egalisation
    end
    kk1=kk1+Nsym; kk2=kk2+Nfft; kk3=kk3+Nused; kk4=kk4+Nfft;
    kk5=kk5+Nfft;
end
X_r=qamdemod(Xmod_r*norms(Nbps),M,0,'gray'); % Démodulation
% M-QAM

```

```

        Neb=Neb+sum(sum(de2bi(X_r,Nbps)~=de2bi(X,Nbps))); %Calcul
                    % du nombre de bits erronés
        Ntb=Ntb+Nused*Nframe*Nbps; %Calcul
                    % du nombre de bits erronés

    end
    if i==0
        sigPow= sigPow/Nsym/Nframe/N_iter;
        fprintf('Signal power= %11.3e\n', sigPow);
        fprintf(fid, '%Signal power= %11.3e\nEbN0[dB] BER\n',sigPow);
    else
        Ber = Neb/Ntb;
        fprintf('Eb/N0=%3d[dB], BER=%4d/%8d =%11.3e\n', EbN0(i), Neb,Ntb,Ber)
        fprintf(fid, '%d\t%11.3e\n', EbN0(i), Ber);
    end
end
end
if (fid~=0), fclose(fid); end
disp('La simulation est terminée');
plot_ber(file_name,Nbps);

```

```
function y = guard_interval(Ng,Nfft,NgType,ofdmSym)
```

```
%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab
```

```

y=[ofdmSym(Nfft-Ng+1:Nfft) ofdmSym(1:Nfft)];
end

```

```
function y=remove_GI(Ng,Lsym,NgType,ofdmSym)
```

```
%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab
```

```

if Ng~=0
    y=ofdmSym(Ng+1:Lsym);
else
    y=ofdmSym;
end

```

```
function ber=ber_QAM(EbN0dB,M,AWGN_or_Rayleigh)
```

```
%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab
```

```

% calcul de BER analytique pour le canal de Rayleigh et AWGN
%(pour une modulation M-QAM)

```

```

N= length(EbN0dB); sqM= sqrt(M);
a= 2*(1-power(sqM,-1))/log2(sqM); b= 6*log2(sqM)/(M-1);
if nargin<3, AWGN_or_Rayleigh='AWGN'; end
if lower(AWGN_or_Rayleigh(1))=='a', ber = a*Q(sqrt(b*10.^(EbN0dB/10)));
else rn= b*10.^(EbN0dB/10)/2; ber = 0.5*a*(1-sqrt(rn./(rn+1)));
end

```

```

function y=Q(x)
%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab

% La fonction erreur: 1/sqrt(2*pi) * int_x^inf exp(-t^2/2) dt.
y=erfc(x/sqrt(2))/2;
function plot_ber(file_name,Nbps)

%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab

EbN0dB=[0:1:30]; M=2^Nbps;
ber_AWGN = ber_QAM(EbN0dB,M,'AWGN');
ber_Rayleigh = ber_QAM(EbN0dB,M,'Rayleigh');
semilogy(EbN0dB,ber_AWGN,'r'), hold on, semilogy(EbN0dB,ber_Rayleigh,'r-')
a= load(file_name); semilogy(a(:,1),a(:,2),'b--s'); grid on
legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic', 'Simulation(GI=CP, Ng=3, canal
Rayleigh)');
% legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic', 'Simulation(GI=CP, Ng=16, canal
Rayleigh)');
% legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic', 'Simulation(GI=CP, Ng=3, canal
AWGN)');
% legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic', 'Simulation(GI=CP, Ng=16, canal
AWGN)');
xlabel('EbN0[dB]'), ylabel('BER'); axis([a(1,1) a(end,1) 1e-5 1])

```

## Annexe 2:

### Programme « Capacité.m » :

```
% Capacité.m

%%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab

clear all, close all
SNR_dB=[0:5:20]; SNR_linear=10.^(SNR_dB/10.);
N_iter=1000;
for Icase=1:5
    if Icase==1, nT=4; nR=4; % 4x4
        elseif Icase==2, nT=2; nR=2; % 2x2
            elseif Icase==3, nT=1; nR=1; % 1x1
                elseif Icase==4, nT=1; nR=2; % 1x2
                    else nT=2; nR=1; % 2x1
    end
    n=min(nT,nR); I = eye(n);
    C(Icase,:) = zeros(1,length(SNR_dB));
    for iter=1:N_iter
        H = sqrt(0.5)*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
        if nR>=nT, HH = H'*H; else HH = H*H'; end
        for i=1:length(SNR_dB) %random channel generation
            C(Icase,i) = C(Icase,i)+log2(real(det(I+SNR_linear(i)/nT*HH)));
        end
    end
end
C = C/N_iter;
%Shannon capacity
for i = 1:5
    c(i)=(log(1+10^(SNR_dB(i)/10)))/log(2);
end
%

figure, plot(SNR_dB,C(1,:), 'r-o', SNR_dB,C(2,:), 'b-<', SNR_dB,C(3,:), 'g-
s', 'linewidth',2);
hold on, plot(SNR_dB,C(4,:), 'm->', SNR_dB,C(5,:), 'black-
^', 'linewidth',2);plot(SNR_dB,c, 'r', 'LineWidth',2.5);
xlabel('SNR[dB]'); ylabel('bps/Hz'); set(gca, 'fontsize',10); grid on
s1='\it N_T=1, \it N_R=1'; s2='\it N_T=1, \it N_R=2';
s3='\it N_T=2, \it N_R=1'; s4='\it N_T=2, \it N_R=2'; s5='\it
N_T=4, \it N_R=4';
legend(s5,s4,s3,s2,s1, 'la limite de Shannon',2)
```

### Programme « Capacité\_Canal\_corrélé\_vs\_iid.m » :

```
%Capacité_Canal_corrélé_vs_iid.m

%%Evaluation des communications sans fil MIMO-OFDM avec Matlab
```

```

clear all, close all;
SNR_dB=[0:5:20]; SNR_linear=10.^(SNR_dB/10);
N_iter=1000; N_SNR=length(SNR_dB);
%%----- 4x4 -----
nT=4; nR=4; n=min(nT,nR); I = eye(n); sq2=sqrt(0.5);
R=[1 0.76*exp(0.17j*pi) 0.43*exp(0.35j*pi)
0.25*exp(0.53j*pi);
0.76*exp(-0.17j*pi) 1 0.76*exp(0.17j*pi)
0.43*exp(0.35j*pi);
0.43*exp(-0.35j*pi) 0.76*exp(-0.17j*pi) 1
0.76*exp(0.17j*pi);
0.25*exp(-0.53j*pi) 0.43*exp(-0.35j*pi) 0.76*exp(-0.17j*pi) 1
];
C_44_iid=zeros(1,N_SNR); C_44_corr=zeros(1,N_SNR);
for iter=1:N_iter
    H_iid = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
    H_corr = H_iid*R^(1/2);
    tmp1 = H_iid'*H_iid/nT; tmp2 = H_corr'*H_corr/nT;
    for i=1:N_SNR
        C_44_iid(i) = C_44_iid(i) + log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp1));
        C_44_corr(i) = C_44_corr(i) + log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp2));
    end
end
C_44_iid = real(C_44_iid)/N_iter; C_44_corr = real(C_44_corr)/N_iter;
plot(SNR_dB,C_44_iid,'r','linewidth',2);hold on ;
plot(SNR_dB,C_44_corr,'b','linewidth',2);
grid on;
xlabel('SNR [dB]'); ylabel('bp/s/Hz'); set(gca,'fontsize',10)
legend('canal iid 4x4','canal corrélé 4x4',2);

```

### Annexe 3 :

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
```

Décodeur MISO :

```
function z = stbcdec(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
```

Décodeur MIMO :

```
function z = stbdec(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
```

#### Annexe 4 :

Un problème fondamental, des systèmes des communications, qui opèrent dans la gamme >10-GHz est que la disponibilité d'une ligne De Vue (LOS) est indispensable entre émetteur (TX) et récepteur (RX) [14], pour remédier à cette anomalie différents standards ont été développés, par exemple, le WiMAX.

**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** est le label commercial délivré par le *WIMAX Forum* aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir l'interopérabilité entre deux standards de réseaux sans fils à savoir, HiperMAN proposé en Europe par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) et 802.16 proposé par l'IEEE.

**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** a le potentiel d'impacter toutes les infrastructures des télécommunications. Dans la téléphonie fixe, **WIMAX Fixe (IEEE 802.16-2004** ou IEEE 802.16d) 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). Dans sa variante **WIMAX Mobile** (IEEE 802.16e), **WIMAX** a le potentiel de remplacer le réseau de cellules (BTS, BSC).

**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. Le **WIMAX** fixe opère dans les bandes de fréquence 2,5 GHz et 3,5 GHz, pour lesquelles une licence d'exploitation est nécessaire, ainsi que la bande libre des 5,8 GHz [23].

Remarque :

- IEEE 802.16-2004 Il s'agit de l'actualisation (la révision) des standards de base 802.16, 802.16a et 802.16c [17].
- Le numéro 16 signifie: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access (BWA) System [21].

## Bibliographie

- [1] : S.Kaiser et K.Fazel, «*Multi-carrier and spread spectrum systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*», deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [2] : Prof. Lajos Hanzo, Dr. Yosef (Jos) Akhtman and Dr. Li Wang, Dr. Ming Jiang, «*MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers*», Wiley, G Bretagne, 2011.
- [3] : H.Schulze et C.Lüders, «*Theory and application of OFDM and CDMA*», Wiley, G Bretagne, 2005.
- [4] : Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang, «*MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*», Wiley, G Bretagne, 2010.
- [5] : M. Coulon, «*canal de propagation* », INP Toulouse, 2008.
- [6] : A.B. Ben Jemâa, «*etude comparative des estimateurs du canal WSSUS en standard DVB-T* », rapport de memoire de master, Ecole Nationale d'Ingénieur de Tunis, 2004.
- [7] : L. M. M. Simoes, «*Optimal data transmission on MIMO OFDM channels*», thèse de master, Naval Postgraduate School MONTEREY CALIFORNIA, 2008.
- [8] : M. Debbah, «*introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* », Mobile Communication Group Institut Eurecom, Nice, 2003.
- [9] : Theodore S. Rappaport, «*Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective* ».Virginia Tech. IEEE Communications Magazine, May 2002.
- [10] : B. Muquet, M.D. Courville and P.Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions" IEEE Transactions on Communications, Dec. 2002.
- [11] : R. Prasad, «*OFDM for Wireless Communications Systeme* », Artech House, Inc. Boston, London,2004.
- [12] : David Tse, Pramod Viswanath, «*Fundamentals of Wireless Communication* », Cambridge University Press, UK, 2005.
- [13] : M. Hassan, A. Sattar, «*Performance analysis of MIMO-OFDM Systems with focus on WiMAX* », thèse de master, Blekinge Institute of Technology, Sweden, 2010.
- [14] : Andreas F. Molisch, «*Wireless communications* », deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2011.
- [15] : Ahmad R. S. Bahai, Burton R. Saltzberg, «*Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM* », Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [16] : K. P. Kongara «*Advances in the Analysis of Adaptive OFDM Systems* », Phd, University of Canterbury Christchurch, New Zealand, March, 2009.
- [17] : <http://fr.wikipedia.org/wiki>

- [18] : Christian Bauer, « *Introduction into WiMAX* », ALCATEL, 2005.
- [19] : N4C, « *Point to point communications using multiple antennas technologies* », Networking for Communications Challenged Communities, 2010.
- [20] : EL-Walid GHEBACHE, « *Evaluation des systèmes radio mobile à MC-CDMA* », ENP, PFE, 2007.
- [21] : IEEE, « *802.16, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks* », IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2004.
- [22] : L. Zhang « *A study of IEEE 802.16a OFDM-PHY Baseband* », Linköping Institute of Technology, 2005.
- [23] : <http://wapiti.telecom-ille1.eu/commun/ens/peda/options/ST/RIO/pub/exposes/exposesrio2006-ttnfa2007/Manga-Vrielynck/introduction.htm>
- [24] : Pascal Djiknavorian, « *MIMO pour les nuls* », Université LAVAL, 2007.