

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



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communication
et de Conversion Photovoltaïque



Mémoire de Magister

Électronique

Option : Système de télécommunication

Présenté par :

NEKBIL Ali

Ingénieur d'état en Télécommunications (ITO)

Intitulé

Synchronisation des systèmes radiocommunications MIMO-OFDM

Application : système DVB-T

Soutenu publiquement le 27/06/2012 devant le jury composé de :

Président :	LARBES Chérif	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Rapporteur :	TERRA Zidane	Maitre de Conférences / A	Ecole Nationale Polytechnique
Examineurs :	GUERTI M'henia	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	AIT-CHEIKH Md Salah	Maitre de Conférences / A	Ecole Nationale Polytechnique

ENP 2012

الملخص :

في العشرية الاخيرة استقطبت انظمة الاتصال متعددة الحوامل المتعامدة OFDM ومتعددة الهوائيات MIMO اهتماما متزايدا بسبب فعاليتها الطيفية و مقاومتها للتضاؤل المتعلق بالتواتر (FREQUENCY SELECTIVE FADING) بيد ان التغير تواتر الحاملة CARRIER FREQUENCY OFFSET يسبب تداخلا بين الحوامل الجزئية SUBCARRIER مما يؤدي الى تدهور قدرات هذه الانظمة لذا فان دقة التقدير و الاهتمام بدراسة التزامن في مثل هذه الانظمة مهم جدا لتحسين في جودة الانظمة الهوائية.

نقوم في عملنا هذا بدراسة كل من تقنية OFDM و تقنية MIMO ثم نقوم باستغلال الجمع بين التقنيتين بهدف الحصول على نظام دا سعة كبيرة. كما اننا قمنا بتطبيق التقنيتين على نظام DVB-T ثم نقوم بتقييم قدرات انظمة الاتصال متعددة الحوامل المتعدد عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج MATLAB ثم نقوم بفحص طرق لتقدير التغير في تواتر الحامل و ذلك في كل مرة نقوم بتغيير نموذج الوسط .

كلمات المفاتيح: الاتصال اللاسلكية , انظمة MIMO- OFDM , نظام DVB-T طرق التقدير التغير في تواتر الحامل .

Résumé :

Dans la dernière décennie , la combinaison de deux techniques multi – antennes MIMO et multiporteuses OFDM sont présentes la base pour les futurs systèmes de communication filaire et sans fil en raison de leur robustesse contre l'évanouissement sélectif en fréquence et de leur efficacité spectrale . cependant ,le décalage fréquentiel de la porteuse intruit une interférence entre porteuses ICI(intercarrier interference)qui dégrade la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur,ce qu'implique la dégradation dans la performance de notre système qui est le DVB-T (digital medio broadcasting).

Dans ce travail,nous étudions le système DVB-Tet ses paramètres sous forme un petit logiciel, puis nous examinons les méthodes de d'estimation sous MATLAB pour déférent cas des canaux de transmission .

Mots clés : communicatoin sans fil,système MIMO-OFDM,système DVB-T,estimation,synchronisation,décalage fréquentiel et temporelle .

Abstract :

In the last decade,the combination of two technicals multi INPUT-MULTI OUTPUT MIMO and the orthogonal frequency division multiplexing OFDM are presented the basic of future technology and wireless communicatoin systems has received increasing attention for their spectral efficiency and their robustness against the frequency selective fading,however,the carrier frequency offset introduces intercarrier interference (ICI)which degrades the of the performance of our systemDVB-T.

In this work,we firstly study the DVB-Tsystem and their parameters by simulation under MATLAB ;secondly, we examine the methods of carrier frequency offset estimation by simulation under MATLAB too.

Keywords : wireless communicatoin,MIMO-OFDM system,DVB-T system,estimatoin,carrier frequency offset

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : Architecture du système MIMO-OFDM

1.1. Introduction.....	1
1.2. Motivation.....	1
1.2.1. But du travail	1
1.2.2. Évaluation de communication sans fil.....	2
1.3. Canal radio mobile	2
1.4. Variations lentes et rapides du signal	4
1.4.1. Les évanouissements lents ou à grande échelle.....	4
1.4.2. Les évanouissements rapides ou à petite échelle.....	6
1.5. Etalement des retards et bande de cohérence.....	7
1.5.1. Analyse dans le domaine temporel	7
1.5.2. Analyse dans le domaine fréquentiel.....	9
1.5.3. Etalement Doppler et temps de cohérence.....	10
1.6. Notion de sélectivité.....	12
1.7. Notion de diversité	13
1.7.1. Diversité temporelle.....	14
1.7.2. Diversité fréquentielle.....	14
1.7.3. Diversité de polarisation.....	15
1.7.4. Diversité spatiale.....	15
1.8. Technique modulation multi-porteuse OFDM.....	16
1.9. L'effet un canal sélectif en fréquence sur un signal OFDM	20
1.10. Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	22
1.10.1. Avantage.....	22
1.10.2. Inconvénients.....	22
1.11. L'utilisation OFDM dans Les standards de communication sans fils.....	23
1.11.1. Le système DVB-T.....	24
1.12. Techniques multi-émetteurs Multi-récepteurs.....	26
1.12.1. L'état des recherches sur les techniques MIMO.....	26
1.12.2. Corrélacion spatiale	27
1.13. Techniques de multiplexages.....	28
1.13.1. Multiplexage spatial	28
1.13.2. Codage spatio-temporel.....	28
1.14. Compatibilité MIMO avec les techniques d'accès multiples.....	29
1.15. Idées de base de l'association MIMO-OFDM	29
Conclusion	

CHAPITRE 2 :Synchronisation des systèmes OFDM

2.1. Introduction.....	31
2.2. Model de signal MIMO-OFDM.....	31
2.2.1. Model discret d'un signal OFDM en bande de base.....	31
2.2.2. Model discret d'un signal OFDM en bande de base	34
2.3. Sensibilité de l'OFDM aux paramètres de synchronisation.....	37
2.3.1. Estimation dans le cas le temps est parfait $\Delta\mathbf{t}_y = \Delta\mathbf{t}_f = \mathbf{0}$	38
2.3.2. Estimation dans le cas le temps est non parfait $\Delta\mathbf{t}_y, \Delta\mathbf{t}_f$	40
2.4. Sensibilité l'OFDM au problème de décalage fréquentiel	41
conclusion	

CHAPITRE 3 :Méthodes de synchronisation

3.1. Introduction.....	42
3.2. Généralité sur les méthodes de synchronisation.....	42
3.3. Estimateur ML de temps de symbole.....	43
3.3.1. Propreté de corrélation de la séquence pilot	43
3.3.2. Méthode d'estimation de temporel	45
3.4. Estimateurs ML de décalage fréquentiel	47
3.4.1. Propriété de convolution entre les séquences pilotes et le signal reçu.....	47
3.4.2. Estimateur ML de décalage fréquentiel par l'exploitation de CP.....	49
Conclusion	

CHAPITRE 4 : Simulation et Résultats

4.1. Introduction.....	52
4.2. Modèle de simulation du système SISO-OFDM.....	52
4.2.1. Emission.....	53
4.2.2. Canal de transmission.....	54
4.2.3. Réception.....	59
4.3. Résultats de simulation	62
4.3.1. Résultats du système SISO-OFDM pour un canal idéal.....	62
4.3.2. Résultats du système SISO-OFDM pour un canal dispersif.....	64
4.4. Modèle de simulation du système MIMO-OFDM.....	67
4.5. Résultats de simulation du système MIMO-OFDM.....	71
4.6. Application des techniques MIMO-OFDM dans le système DVB-T.....	73
Conclusion	

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVE

BIBLIOGRAPHIE

Abréviations

3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CFO	Carrier Frequency Offset
DVB-T	Digital Vedio Broadcasting-Terrestrial
DVB-S	Digital Vedio Broadcasting-Space
DVB-C	Digital Vedio Broadcasting-Cable
FDM	Frequency Division Multiplexing
TDM	Time Division Multiplexing
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMD	Intermodulation Distortion
ISI	inter Symbol Interference
NMSE	Normalized Mean Square Error
PAPR	Peak-to- Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
SNR	Signal-to-Noise power Ratio
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
CP	Cyclique prefixe
STC	Space Time Code
MIMO	Multi Input Multi Output

Introduction générale

Nous vivons actuellement une époque où la radiocommunication et le débit de l'information sont devenus des outils indispensables. Le monde des standards cellulaires de radiocommunications ou radiodiffusions (WLAN, WIFI, HIPERLAN, DVB, UMTS...etc.) constitue un acteur majeur du développement et l'évaluation de ces nouvelles techniques de technologie. Les techniques MIMO (Multiple Input – Multiple Output) connaissent également un essor important ces dernières années. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédias. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité pour favoriser la robustesse des liaisons radiocommunications. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est classiquement utilisé dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. Cette technique utilise un ensemble de sous-porteuses pour transmettre les informations (multiplexage fréquentiel). Elle est implémentée efficacement par une transformée de Fourier inverse IFFT.

La combinaison de ces deux techniques MIMO-OFDM permet d'exploiter les avantages de ces deux dernières à savoir : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage spatial. Cependant L'OFDM est très sensible au décalage fréquentiel de la porteuses CFO (carrier Frequency Offset) qui introduit une interférence entre porteuses ICI (IntercarrierInterference) qui dégrade les performances de la technique en détruisant l'orthogonalité inhérente des sous porteuses. D'où la nécessité d'estimer et de corriger ce décalage fréquentiel afin de synchroniser le récepteur et l'émetteur d'un tel système.

L'objectif de ce travail est l'évaluation des performances du système MIMO-OFDM en termes de synchronisation (décalages fréquentiel et temporel). Nous appliquons cette évaluation de performances d'un tel système sur la standard DVB-T.

Le manuscrit est organisé comme suit: le premier chapitre comporte des généralités sur les techniques des systèmes MIMO et OFDM et la combinaison de ces deux dernières. Le deuxième chapitre traite les différents problèmes de synchronisation pour les deux modèles SISI-OFDM et

MIMO-OFDM. Les méthodes de synchronisation sont abordées pour ces modèles dans le troisième chapitre. Le quatrième chapitre présente les simulations des systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM par l'utilisation du Simulink Matlab. Les résultats de ces simulations sont également donnés. Une interface graphique est conçue pour évaluer les paramètres du standard DVB-T en appliquant la diversité espace-temps. Nous concluons par une conclusion générale sur le travail réalisé.

Chapitre

1

Architecteur de système MIMO-OFDM

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les principes fondamentaux des techniques de radiocommunications pour le système MIMO-OFDM. Ces derniers jouent un rôle important pour les systèmes à technologies cellulaires à large bande où l'exploitation de ces principes permet à rendre ces systèmes à haut débit. Pour cela, une description générale de ces techniques : OFDM (modulation multi-porteuse) et MIMO (Multi Input Multi Output) sera donnée ainsi que la combinaison de ces deux techniques MIMO-OFDM.

1.2 Motivation

1.2.1 But du travail

La plupart des problèmes existants dans les domaines de Radiocommunication sont des problèmes d'augmentations du débit des services de radiocommunications (communication multimédia, conférence audio-visuel, internet à haut débit, télésurveillance...etc.) et de synchronisation entre le récepteur et l'émetteur d'un tel système. Notre travail consiste à étudier les techniques exploitant les diversités : spatiale MIMO utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, et fréquentielle OFDM exploitant des sous porteuses.

L'intégration de ces dernières dans un seul système (MIMO-OFDM) permet d'augmenter le débit et d'améliorer la qualité de transmission. Un tel système est sensible aux problèmes de synchronisation. Nous évaluons l'influence des paramètres de synchronisation à savoir le décalage temporel et le décalage fréquentiel d'une part, et de la diversité spatiale d'autre part.

1.2.2 Évaluation de communication sans fil

Les systèmes radiocommunication connaissent aujourd'hui un essor considérable avec le besoin des utilisateurs. Aujourd'hui, la recherche dans les domaines de traitement de signal et traitement d'antenne est consacrée à l'évaluation des services radios du point de vue capacité (débit) et mobilité. Les différents standards des systèmes radiocommunications sont donnés par la figure 1.1.

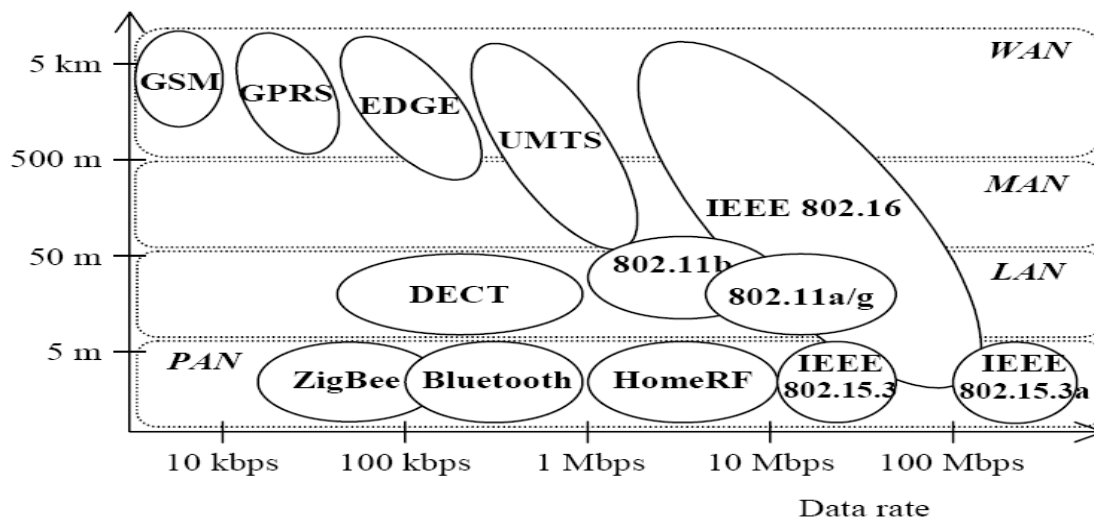


Figure 1.1: différents standards de communication sans fils

1.3 Canal radio mobile

Dans le contexte des communications sans fil avec des mobiles et par analogie avec l'optique Géométrique, le signal radio est constitué d'une infinité de rayons qui se propagent de L'émetteur jusqu'au récepteur mobile en suivant différents chemins ou trajets multiples. Le Récepteur reçoit la somme des contributions de tous les trajets. Chaque rayon Subit divers phénomènes électromagnétiques tels que : la réflexion, la diffraction, la Diffusion sur des obstacles mobiles ou fixes ainsi (figure 1.2).

La propagation des ondes dans un milieu uniforme est décrite par les propriétés des ondes Planes. Les phénomènes tels que la réflexion, la diffraction, la diffusion sur des obstacles Ainsi

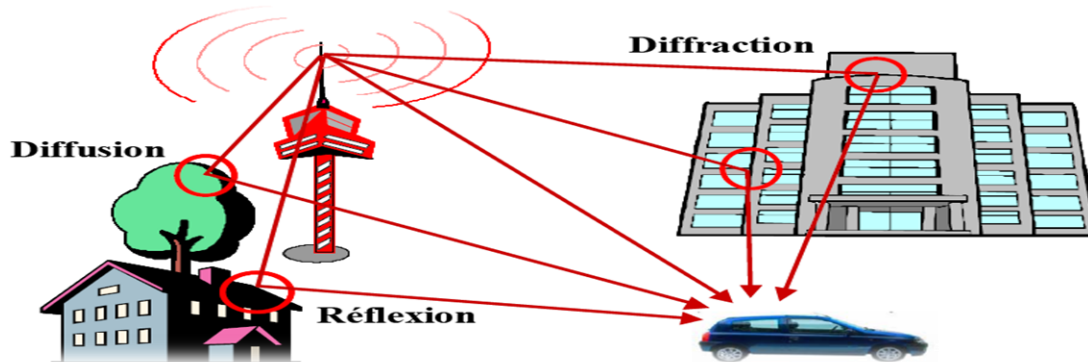


Figure 1.2: Illustration des phénomènes de trajets Multiples [1]

que la vitesse du mobile ou des mobiles environnants se traduisent Directement sur les Caractéristiques du champ électromagnétique et influencent sur l'amplitude et la fréquence et la Phase du signal radioélectrique. Pour des ondes planes, le signal reçu représente la contribution de tous les trajets multiples et donné en notation complexe par l'expression (1.1).

$$y(t) = u(t) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \Psi(t))] \quad (1.1)$$

Ou en notation équivalente en bande de base :

$$y(t) = u(t) \cdot \exp[j\Psi(t)] \quad (1.2)$$

Où $u(t)$ est l'amplitude de $y(t)$, appelée enveloppe du signal, $\psi(t)$ est la phase du signal $y(t)$ et f_c la fréquence porteuse du signal [1].

Le signal radioélectrique reçu en un point à un instant donné est la somme des différents Rayons qui aboutissent au récepteur. L'environnement du récepteur n'étant pas figé, la phase des trajets multiples évolue, modifiant ainsi l'amplitude du signal reçu. Deux échelles de variations du signal en fonction de la distance sont généralement considérées : les variations lentes ou variations à grande échelle et les variations rapides ou à petite échelle.

Dans un environnement radio mobile, les rayons parviennent au récepteur en ayant suivi des trajets différents. Les temps de propagation, c'est-à-dire les retards, diffèrent en fonction de l'éloignement entre le récepteur et les obstacles. Ces différences de temps de propagation engendrent des distorsions du canal de propagation « **d'étalements en temps** » ou

« D'étalements des retards ».

Lorsque le récepteur se déplace, le signal subit des distorsions supplémentaires liées à la vitesse du mobile. Ces variations du canal de propagation en fonction du temps se traduisent dans le domaine fréquentiel par la variation de la fréquence reçue en fonction du temps encore appelée « **étalement Doppler** » dans l'intervalle $[f_c - f_d, f_c + f_d]$ où f_c est la fréquence du signal transmis et f_d la fréquence Doppler.

1.4 Variations lentes et rapides du signal

Dans un environnement radio mobile, les combinaisons constructives et destructrices de différents trajets multiples engendrent des atténuations du signal reçu. Il existe deux échelles de variation du niveau du signal en fonction de la distance (figure 1.3):

- Les variations à grande échelle ou variations lentes,
- Les variations à petite échelle ou variations rapides.

L'enveloppe du signal reçu peut donc s'exprimer comme le produit de deux termes :

$$u(x) = m(x) \cdot r(x) \quad (1.3)$$

Où $m(x)$ caractérise les variations lentes et $r(x)$ les variations rapides [2].

1.4.1 Les évanouissements lents ou à grande échelle

Les évanouissements lents ou à grande échelle résultent des changements dans l'environnement autour de l'antenne de réception. L'échelle de variation de ces évanouissements lents notés $m(x)$ dépend de l'échelle spatiale des variations du terrain dans l'environnement du mobile. La période spatiale des fluctuations de $m(x)$ est de l'ordre de la dizaine de longueurs d'onde. En considérant la vitesse v de déplacement du mobile, cette période spatiale est équivalente à une période temporelle (sachant que le mobile parcourt x mètres en x/v secondes).

Dans le cas des télécommunications radio mobiles, il existe une grande variété de modèles permettant de décrire les variations de l'atténuation du signal reçu en fonction de la distance. Les plus simples ou modèles empiriques sont issus de campagne de mesures intensives dans des environnements donnés et des gammes de fréquences restreintes. Un des modèles les plus connus

est le modèle d'Okumura-Hata [3]. Hata a donné une expression paramétrique simple de l'atténuation moyenne du signal en dB exprimée par l'équation (1.4) :

$$A = 69.55 + 26.16 \cdot \log(f) - 13.82 \log(ht) - a(hm) + [44.9 - 6.55 \cdot \log(ht)] \cdot \log(d) \quad (1.4)$$

Avec:

$$a(hm) = [1.1 \cdot \log(f) - 0.7] \cdot hm - [1.56 \cdot \log(f) - 0.8] \text{ dben milieu urbain,}$$

- f : la fréquence en MHz.
- ht : la hauteur d'antenne de la station de base (m).
- hm : la hauteur d'antenne du mobile (m).
- $a(hm)$: un facteur correctif dépendant de l'environnement (dB).
- d : la distance entre le mobile et la station de base.

Avec le développement de la téléphonie mobile, des modèles spécifiques semi-empiriques tels que les modèles Walfish-Ikegami[4] complètent les modèles empiriques en ajoutant un formalisme simple permettant de traduire les phénomènes de diffractions et de réflexions. Le relief entre l'émetteur et le récepteur est modélisé à partir de formes géométriques simples. Les lois de l'optique géométrique permettent la modélisation des

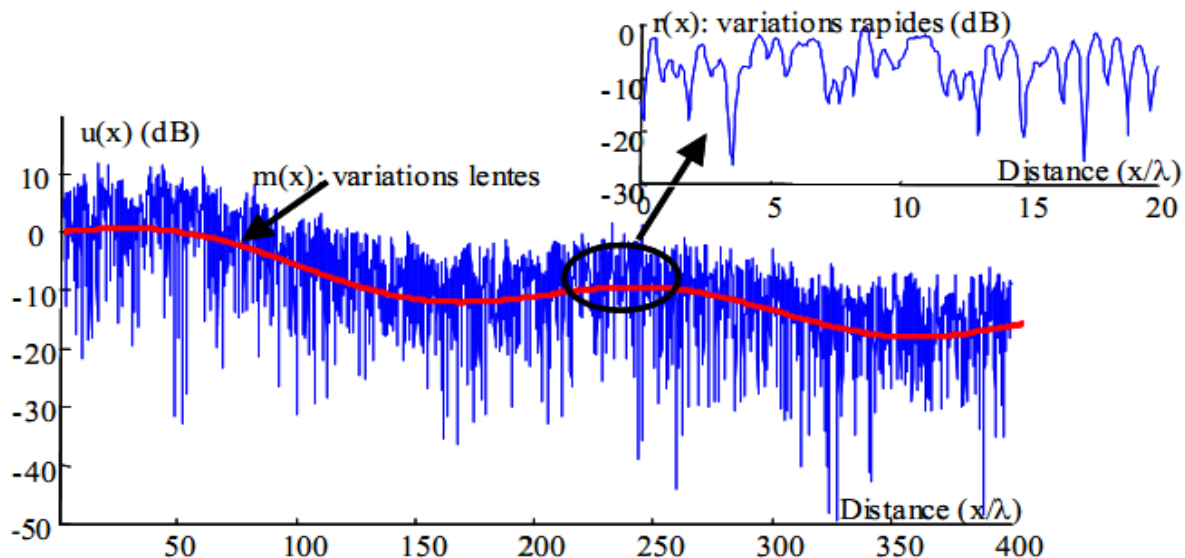


Figure 1.3 : Variations lentes et rapides en bande étroite

variations moyennes du signal dans des environnements urbains. Dans des environnements de faibles dimensions (intérieur des bâtiments, canyon urbain, tunnel...), des modèles déterministes,

tels que les modèles de tracé ou lancé de rayons faisant appel à la Théorie Uniforme de la Diffraction, sont de plus en plus utilisés [5],[6]. Loin de la source d'émission et quel que soit le modèle choisi pour décrire les variations à grande échelle, la distribution des valeurs de $m(x)$ autour de la moyenne exprimée en dB suit en général une loi de Gauss couramment appelée loi log-normale.

1.4.2 Les évanouissements rapides ou à petite échelle

Ces variations sont la conséquence des sommes constructives ou destructives des différents rayons qui arrivent jusqu'au mobile du fait des trajets multiples. La période de ces fluctuations est de l'ordre de la demi-longueur d'onde. La distribution des évanouissements rapides dépend de la présence ou non d'un trajet prépondérant entre l'émetteur et le récepteur.

Dans un environnement multi-trajets, le champ électrique reçu en bande de base s'exprime comme la somme d'ondes sinusoïdales déphasées. Nous supposons dans ce paragraphe que le nombre de trajets est infini. Cette hypothèse est utilisée pour la définition des canaux de Rice et de Rayleigh.

En l'absence de trajet direct entre l'émetteur et le récepteur (hypothèse NLOS : Non Line Of Sight), les parties réelles et imaginaires du signal reçu correspondent à la somme d'une infinité de variables aléatoires indépendantes. Le module $r(x)$ suit alors une loi de Rayleigh.

En présence d'un trajet prépondérant, par exemple en cas de visibilité directe (LOS : Line Of Sight), le signal reçu est la somme d'une composante aléatoire dont l'amplitude suit une loi de Rayleigh et d'une composante non aléatoire. La distribution du module $r(x)$ suit alors une loi de Rice. Dans un contexte radio mobile, l'échelle de variation des évanouissements rapides $r(x)$ dépend de la fréquence du signal et de la vitesse v du mobile. Des modèles ont été développés afin de prendre en compte l'influence de la vitesse sur la variabilité du canal dans le temps. Les plus connus sont les modèles de Clarke [7] et Jakes [8]. Ces modèles expriment la réponse impulsionnelle du canal comme une somme de termes sinusoïdaux du type:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N C_n \cdot \exp(2\pi f_n t + \varphi_n) \quad (1.5)$$

1.5 Étalement des retards et bande de cohérence

1.5.1 Analyse dans le domaine temporel

En présence de trajets multiples, les rayons issus de l'émetteur parviennent au récepteur avec des retards différents qui dépendent de la distance parcourue par les ondes électromagnétiques. Il est en général difficile de discriminer dans le signal reçu les différentes répliques du signal appelées « échos » ou « trajets principaux » (voire la figure 1.4).

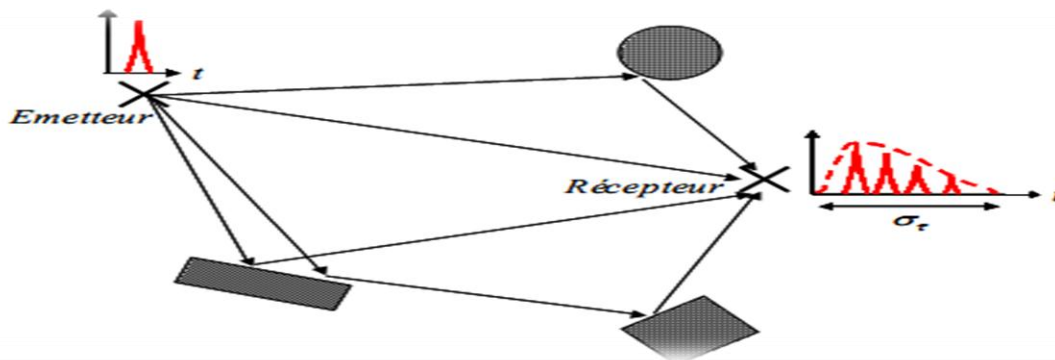


Figure 1.4: Étalement des retards en présence de trajets multiples.

Considérons une impulsion émise de durée égale au temps symbole T_s du système de communication considéré. Si le nombre de trajets multiples est important, l'impulsion reçue est la somme de toutes les impulsions émises arrivant avec des temps de propagation différents. L'impulsion de départ subit alors un étalement σ_τ ainsi que l'illustre la figure (1.4).

Lorsque l'étalement des retards σ_τ est faible par rapport à la durée des symboles émis T_s , toutes les contributions des trajets multiples relatives à l'émission d'un symbole donné parviennent quasiment simultanément au récepteur, dans l'intervalle de temps réservé au dit symbole. Dans le cas contraire, lorsque l'étalement σ_τ est plus important (typiquement lorsque $\sigma_\tau > T_s / 5$), les signaux émis arrivent en dehors de la durée du temps symbole et interfèrent avec le ou les symboles suivants. Cet étalement des retards génère de l'Interférence Entre Symboles (IES) qui se caractérise sur le signal reçu comme la superposition de plusieurs symboles et génère des erreurs lors de la démodulation du nouveau symbole. Afin de lutter contre l'IES des techniques telles que l'égalisation, l'étalement de spectre (séquence directe ou saut de fréquence) ou

l'OFDM sont implémentées. La figure (1.4) montre que l'étalement des retards maximal correspond à la différence de Marche maximale entre les trajets multiples du signal et dépend donc de la position des obstacles par rapport au récepteur dans le canal de propagation. En général, L'étalement des retards est faible lorsque les obstacles se situent dans l'environnement proche du mobile. Ils sont importants lorsque des obstacles significatifs existent loin du mobile. Comme indiqué précédemment, ces valeurs sont à comparer à la durée du symbole du système de télécommunication considéré. A titre d'exemple, le tableau (1.1) donne quelques valeurs d'étalements des retards rencontrés dans différents environnements de propagation.

Nous avons estimé dans ce tableau les débits maximaux qu'il est possible de transmettre sans IES.

Milieu de propagation	Etalement des retards σ_τ	Débit maximal selon le critère $T_s > 5\sigma_\tau$
Intérieur des bâtiments	0.01-0.05 μs	4MBauds
Canyon urbain	< 1 μs	200KBauds
Urbain	1 – 3 μs	60k Bauds
Terrain montagneux	3 – 10 μs	20k Bauds

Tableau 1.1: Ordre de grandeur de l'étalement des retards pour les milieux de propagation

Le tableau (1.2) donne quelques valeurs de temps et débits symboles pour des standards de Communications actuels. On constate pour le standard GSM la nécessité d'égaliser le signal Reçu dans la plupart des environnements de transmission. Indoor sont peu sujets à l'IES.

Standard de télécommunication	Durée symbole (Débits)
GSM	3,7 μs (270kBauds)
UMTS (WCDMA) [3GPP, 25.201]	0,26 μs (3,84MBauds)
HIPERLAN2 [ETSI, 101 475]	4,0 μs (250kBauds)
IEEE 802.11 (WiFi) [Rohling]	0,09 μs (11Mbauds)
DVB-T	224 μs

Tableau 1.2: Temps symboles de quelques standards de télécommunication.

1.5.2 Analyse dans le domaine fréquentiel (la bande de cohérence)

Les conséquences de l'étalement des retards peuvent être aussi analysées dans le domaine fréquentiel à partir de la fonction de transfert du canal. La réponse impulsionnelle est liée à la réponse du canal en fréquence par la transformée de Fourier comme nous le précisons ultérieurement. Si la réponse impulsionnelle du canal présente un étalement σ_τ faible par rapport à la durée symbole, la fonction de transfert varie peu sur la bande de fréquence W utilisée par le système considéré. Le canal est dit « non sélectif en fréquence ». Dans le cas contraire, la fonction de transfert s'annule périodiquement et le canal est dit « sélectif en fréquence ». Les écarts entre les « zéros » de la fonction de transfert sont inversement proportionnels à l'étalement maximal des retards σ_τ selon la relation (1.6) :

$$\Delta F = \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.6)$$

La figure (1.5) montre des réponses en fréquence obtenues respectivement pour un étalement des retards σ_τ de 0,1 μs (soit 30 m en distance) et de 1 μs (soit 300 m) dans le cas deux trajets d'amplitudes identiques.

La gamme de fréquences pour lesquelles la fonction de transfert varie peu est appelée « bande de cohérence » du canal. Toutes les composantes du signal dans cette gamme de fréquences sont affectées de façon similaire par les dégradations du canal de propagation. Il n'existe pas de relation générale entre la bande de cohérence du canal B_c (définie pour un coefficient de corrélation donné) et l'étalement des retards σ_τ . Toutefois, ces grandeurs sont liées par une relation de proportionnalité (1.7).

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.7)$$

Si $W = 1/T_s$ est la bande occupée par le signal considéré, le canal de propagation est non sélectif en fréquence lorsque $B_c > W$.

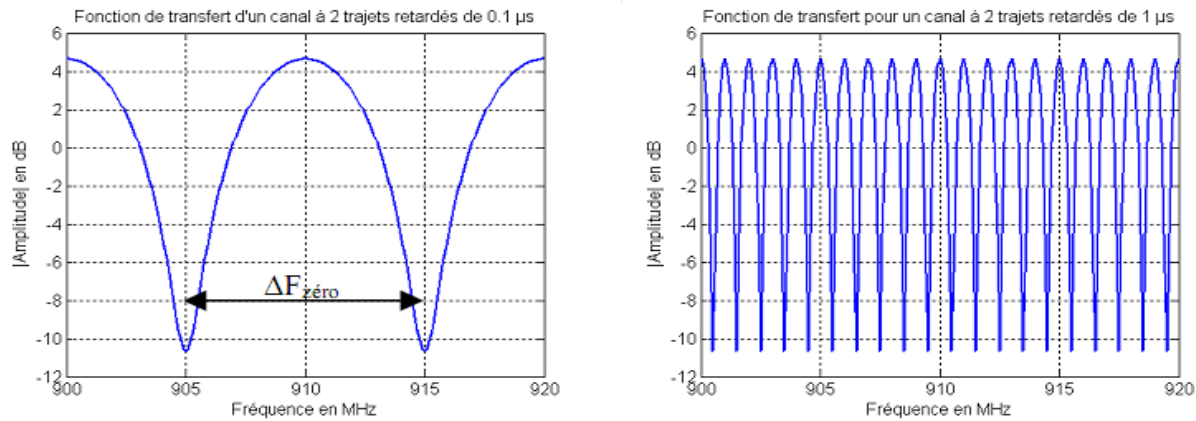


Figure 1.5: Evolution de la fonction de transfert pour un étalement des retards de 0.1 μ s et 1 μ s dans le cas de deux trajets de même amplitude.

1.5.3 Etalement Doppler et temps de cohérence

1.5.3.1 Effet Doppler

Le canal de propagation varie avec le déplacement des mobiles. La vitesse d'un mobile en déplacement est à l'origine de la variation de la fréquence du signal reçu. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet Doppler.

Considérons un mobile se déplaçant à une vitesse v et un signal émis à la fréquence f_c , arrivant sur le véhicule sous un angle d'incidence α par rapport à le vecteur vitesse commémoré par figure 1.6. L'effet Doppler produit un décalage fréquentiel du signal reçu. Ce décalage en fréquence f_d appelé décalage Doppler est proportionnel à la vitesse du mobile et à la fréquence de la porteuse comme l'indique l'équation 1.8.

$$f_d = (v/c) \cdot f_c \cos(\alpha) \quad (1.8)$$

Avec C la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$) et $f_{d\text{max}} = (v/C) \cdot f_c$, la fréquence Doppler maximale.

Pour des mobiles plus rapides qu'un piéton, et pour des fréquences de la porteuse supérieures à GHz, l'écart Doppler atteint plusieurs centaines de hertz (tableau 1.3).

Fréquence de la porteuse	$f_c = 1\text{Ghz}$			$f_c = 10\text{Ghz}$		
Vitesse des mobiles : $v(\text{Km/h})$	10	100	300	10	100	300
Fréquence Doppler maximale: $f_{max}(\text{Hz})$	9	278	278	93	930	2780
Temps de cohérence : $T_c(\text{ms})$	17	0.6	0.6	1.7	0.17	0.06
Débit symbole minimal (Kbauds) selon le critère $T_s < T_c/5$	0.3	3	9	3	30	90

Tableau 1.3: Exemples de fréquence Doppler maximale de temps de cohérence et de débits minimaux associés

En présence de multi-trajets, chaque rayon parvient au récepteur selon une direction qui lui est propre et à laquelle correspond un décalage Doppler. Ces décalages s'étalent entre les valeurs extrêmes $-f_{dmax}$ et f_{dmax} . Leur distribution correspond au spectre Doppler. L'allure du spectre Doppler dépend de la distribution des angles d'arrivée. Dans le cas d'une distribution uniforme entre $[0, 2\pi]$, l'allure du spectre Doppler reçu par un dipôle de hertz, communément appelé spectre Doppler classique est donnée figure 1.6.

1.5.3.2 Temps de cohérence

L'étalement Doppler traduit dans le domaine temporel une non stationnarité du canal en fonction du temps. Le signal émis est perturbé par l'étalement Doppler si les caractéristiques du canal changent dans un intervalle de temps T_c , appelé temps de cohérence. Les perturbations se manifestent plus précisément, lorsque T_c est inférieur à la durée d'un symbole T_s . La dualité des espaces temps et fréquence permet de définir le temps de cohérence T_c de façon similaire à la bande de cohérence en introduisant un coefficient de corrélation d'enveloppe associé à la fonction de transfert du canal. Le temps de cohérence est en général défini comme la durée T_c pour laquelle la fonction de corrélation du signal reçu en présence d'effet Doppler est égale à une valeur de 0,7 [9]. Pour le spectre Doppler classique, le temps de cohérence du canal T_c est relié à la fréquence Doppler maximal f_{dmax} par la relation (1.9) suivante:

$$T_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_{dmax}} \quad (1.9)$$

Le tableau 1.3 donne des ordres de grandeur du temps de cohérence.

Le temps de cohérence ainsi que l'étalement Doppler donne une information sur la fréquence et la durée des évanouissements rapides par rapport à un seuil de réception fixé. Ces grandeurs sont encore appelées en anglais LevelCrossing Rate (LCR) et Fades Duration.

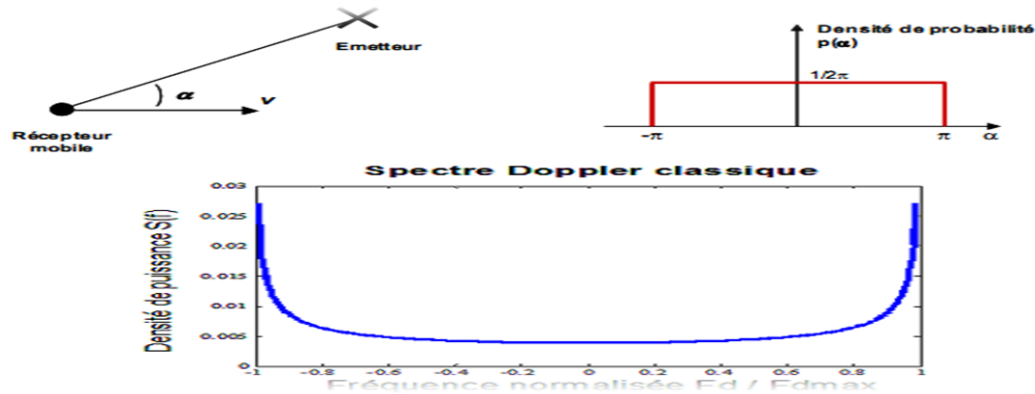


Figure 1.6: Distribution des angles d'arrivée et spectre Doppler associé.

1.6 Notion de sélectivité

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas des figure peuvent se présenter (voir figure 1.8):

- $B < (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s > \tau_{RMS}$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification (voir figure (1.7)). Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits évanouissements plats (flat fading) et le canal est alors non-sélectif en fréquence.
- $B < (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s < \tau_{RMS}$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de Cohérence du canal, les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal (voir figure (1.7)). L'étalement des retards étant supérieurs à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences inter-symboles (ISI). Le canal de propagation est alors sélectif en fréquence.
- $T_s < (\Delta t)_c \Leftrightarrow B > 2f_{Dmax}$: Lorsque l'étalement Doppler (Doppler spread) est inférieure à la bande occupée par le signal, le canal de propagation est dit à évanouissement lent (ou slow fading). Dans ce cas la réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Le canal est alors non-sélectif en temps.

- $T_s < (\Delta t)_c \Leftrightarrow B < 2f_{D_{max}}$: par opposition au cas précédent, si la bande fréquentielle du signal est inférieure à l'étalement Doppler du canal, le canal de propagation est dit à évanouissement rapide (fast fading). Le canal est alors sélectif en temps.

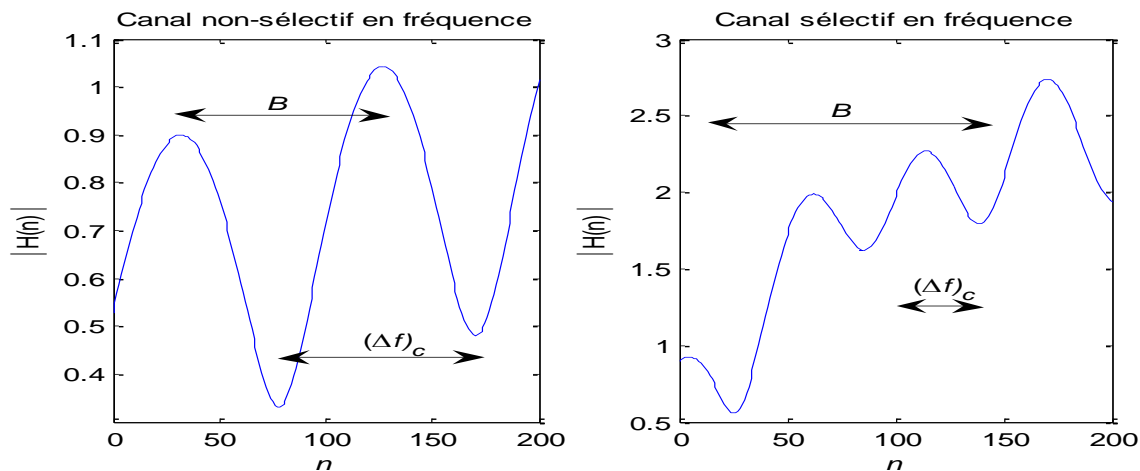


Figure 1.7: Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité

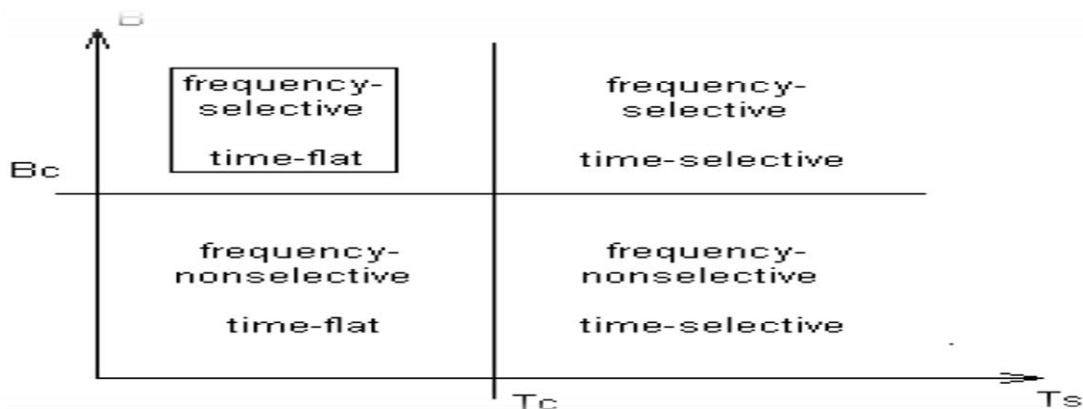


Figure 1.8: Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité

1.7 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences

entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [10].

1.7.1 Diversité temporelle

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste

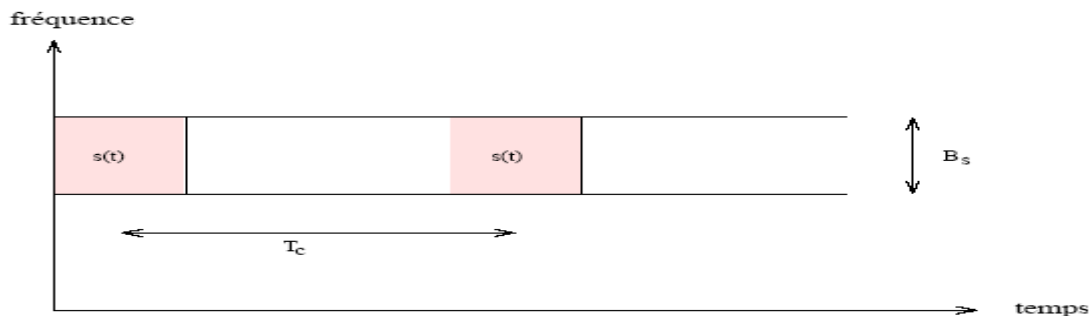


Figure.1.9: Lemême signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

A émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles Temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Figure 1.9). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondant. L'ordre de diversité temporelle D_t est approché par:

$$D_t = \frac{T_{\text{Trame}}}{(\Delta t)_c} \quad (1.10)$$

1.7.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c . La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuses conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur [11]. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de

diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe [12] et l'étalement par sauts de fréquence [13] sont les plus répandus.

L'ordre de diversité fréquentielle D_f est approché par :

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.11)$$

1.7.3 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [14].

1.7.4 Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale ou la diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [15]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à des nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ .

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO (pour Multi-

Input Multi-Output), et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes étudiés ce chapitre, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements trop profonds. La figure (1.8) donne un résumé pour tout les cas possible de sélectivité et de diversité, ainsi que le fading correspondant.

1.8 Technique modulation multi-porteuse OFDM

Le principe de la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Fréquence Division Multiplexing) est de convertir un flux des 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 va réduire la complexité d'égaliseur. Un exemple de modulation multi-porteuse avec un nombre de sous-porteuses $N_c = 4$ est décrit dans la figure 1.10.

A noter que la représentation à trois dimensions temps/fréquence/densité de puissance, dans la figure 1.10 est utilisée pour illustrer les principes des systèmes multi-porteuses.

Un but important de design 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.

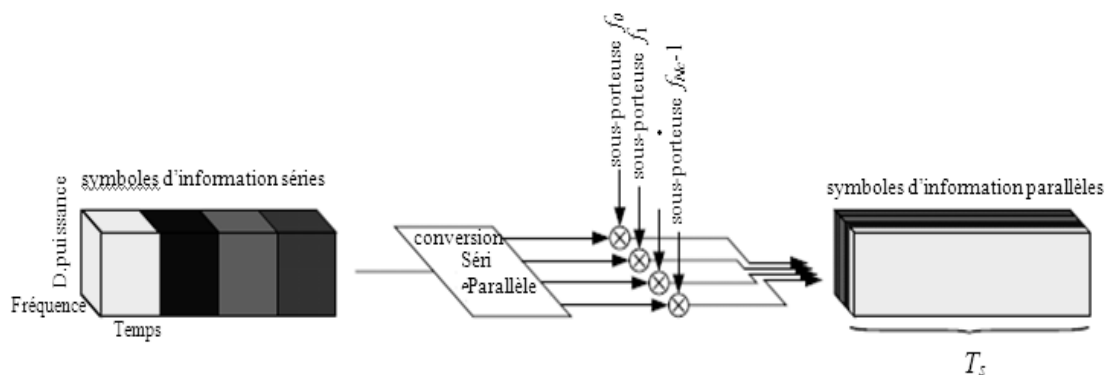


Figure 1.10: Modulation multi-porteuse avec $N_c = 4$ sous-porteuse.

Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible.

Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmet N_c symboles source de valeurs complexes $s_n, n = 0, 1, \dots, N_c - 1$ en parallèle dans N_c sous-porteuses différentes. Les symboles sources sont en générale obtenues après codage Source et de Canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (voir figure 1.10), la durée d'un symbole OFDM sera:

$$T_s = N_c \cdot T_d \quad (1.12)$$

Où: T_d est la durée d'un symbole d'information. L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par :

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (1.13)$$

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

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (1.14)$$

Où :

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (1.15)$$

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 de :

$$T_g \geq \tau_{\max} \quad (1.16)$$

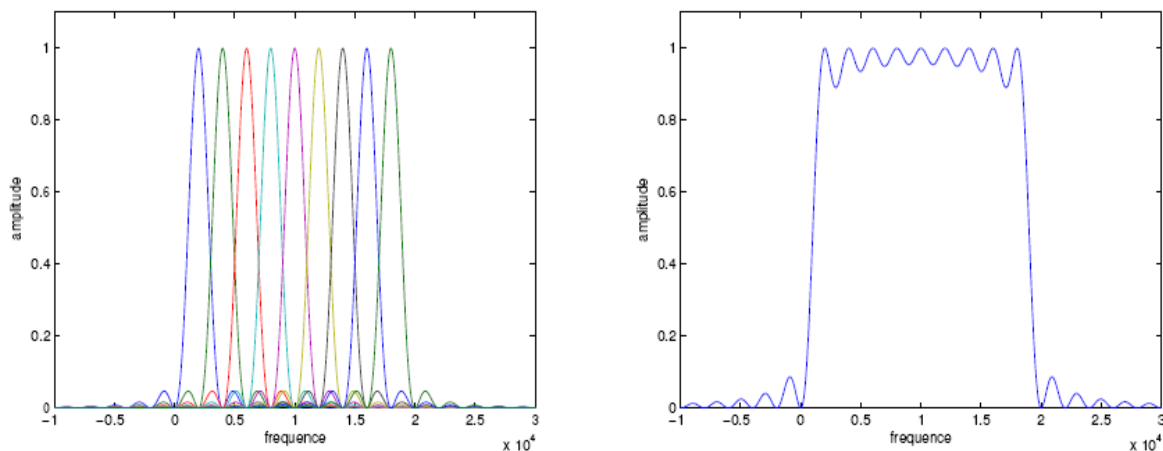


Figure 1.11 : DSP des porteuses OFDM **Figure 1.12 : DSP de la somme des porteuses.**

La durée d'un OFDM symbole devient être de valeur:

$$T_s' = T_s + T_g. (1.17)$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de (1.17) la valeur de L_g doit vérifier l'équation :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max} N_c}{T_s} \right\rceil. (1.18)$$

La séquence échantillonnée avec l'intervalle de garde devient est :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, v = -L_g, \dots, N_c - 1. (1.19)$$

Cette séquence va passer 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 (voir figure 1.12). La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) h(\tau, t) d\tau + n(t) (1.20)$$

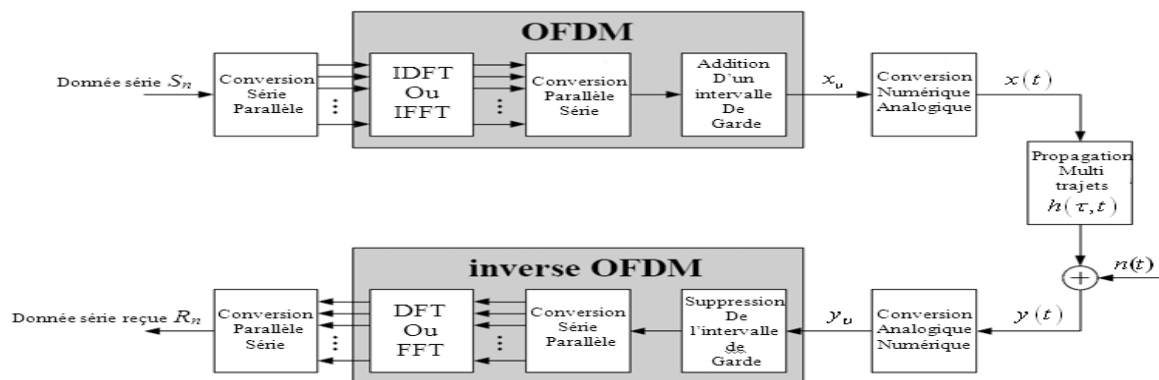


Figure 1.12 : Un système de transmission OFDM.

Le signal reçu $y(t)$ va passer à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence $y_v, v = -L_g, \dots, N_c - 1$, 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-porteuse.

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

$$R_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi n v / N_c}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (1.21)$$

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:

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (1.22)$$

Où H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit, correspondant au nième sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF$, les différentes valeurs de H_n sont données dans l'équation (1.22). La variance du bruit est donnée par:

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}. \quad (1.23)$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuse représenté à la figure 1.13 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 (1.13)).

On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe

$$r = Hs + n \quad (1.24)$$

Où H est la matrice du canal d'ordre $N_c \times N_c$ donnée par :

$$H = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1, N_c-1} \end{pmatrix} \quad (1.25)$$

Le vecteur n représente le bruit additif, il est donné par:

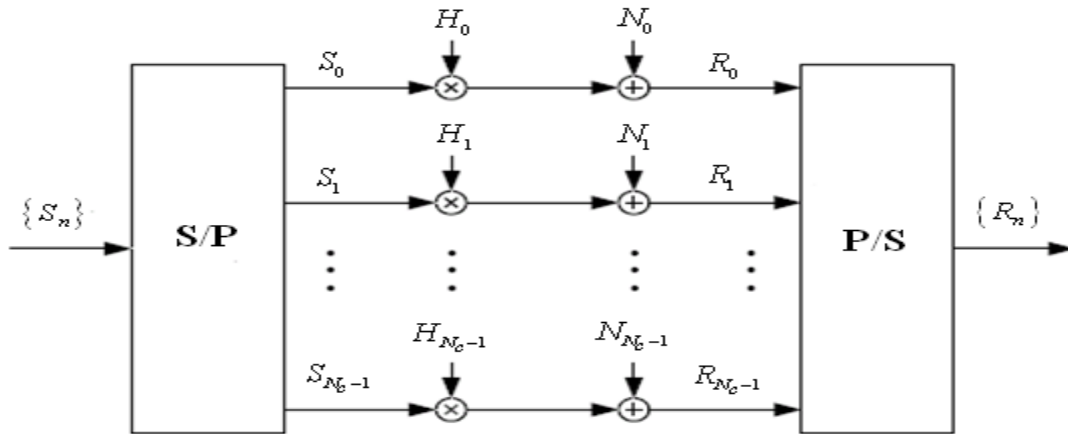


Figure 1.13: Un système OFDM simplifié

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T \quad (1.26)$$

Le vecteur r représente les symboles reçus, il est donné par:

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T \quad (1.27)$$

Et le vecteur s représente les symboles transmis, il est donné par:

$$s = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T \quad (1.28)$$

1.9 L'effet un canal sélectif en fréquence sur un signal OFDM

En présence d'un canal multi-trajet, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre eux, créant de l'ISI entre symboles OFDM. La récupération du symbole est impossible. Le retard maximum entre les symboles est égal à T_{max} .

Pour absorber ce retard, on va allonger le symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP) ou intervalle de garde (GI) figure 1.14.

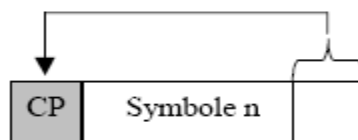


Figure 1.14: un symbole OFDM

Sa durée est généralement comprise entre 1/4 et 1/32 de la durée du symbole. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions. Le spectre est légèrement modifié sur les bords à cause de l'élargissement de la porte (on ne voit plus les lobes secondaires car les sinus cardinaux ne s'annulent plus en même temps. L'allure générale du spectre ne change pas).

Que doit-on mettre dans l'intervalle de garde pour pouvoir décoder correctement le symbole n ?

Il faut restaurer l'orthogonalité des porteuses qui a été perdue. Pour cela, on va copier la fin du symbole OFDM au début.

Raisonnons sur des porteuses réelles. Chaque porteuse OFDM correspond à un nombre entier de périodes sur le symbole OFDM (de 0 à N-1). En copiant la fin du symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. On appelle ce bloc de données le préfixe cyclique.

Pour cela, on a fait une simulation en MATLAB pour avoir l'effet de canal sur un signal OFDM.

Supposons que nous avons trois symboles périodiques avec un préfixe cyclique 1/8 ($t = -3/32$ à 0)

- $\text{symbole}_1 = 0.7 \cdot \sin(2\pi \cdot 3 \cdot t)$
- $\text{symbole}_2 = 0.5 \cdot \sin(2\pi \cdot 2 \cdot t + \pi/2)$
- $\text{symbole}_3 = \sin(2\pi \cdot 7 \cdot t + \pi/4)$

Quand ces trois symboles périodiques se passent dans le canal multi-trajet le résultat apparaît dans la figure suivante :

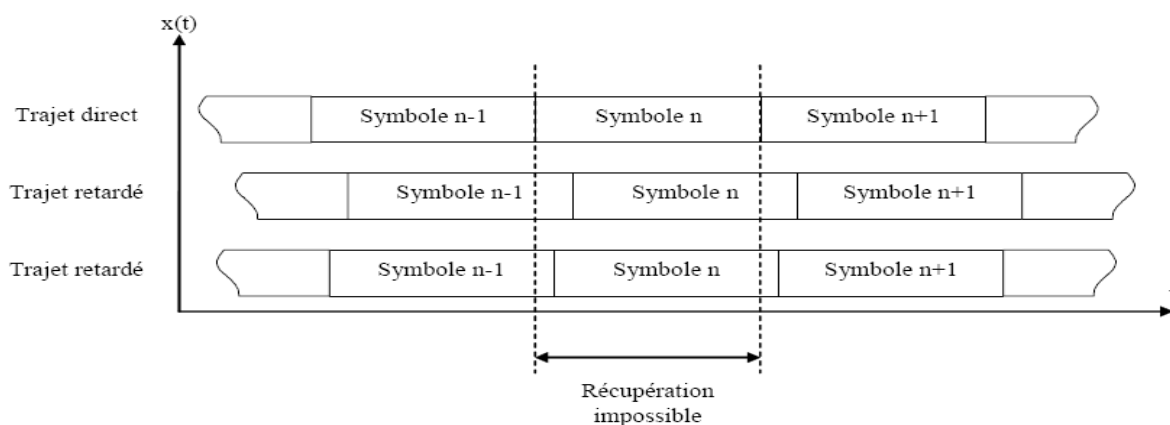


Figure 1.15 : l'effet d'un canal multi trajet sur les symboles OFDM

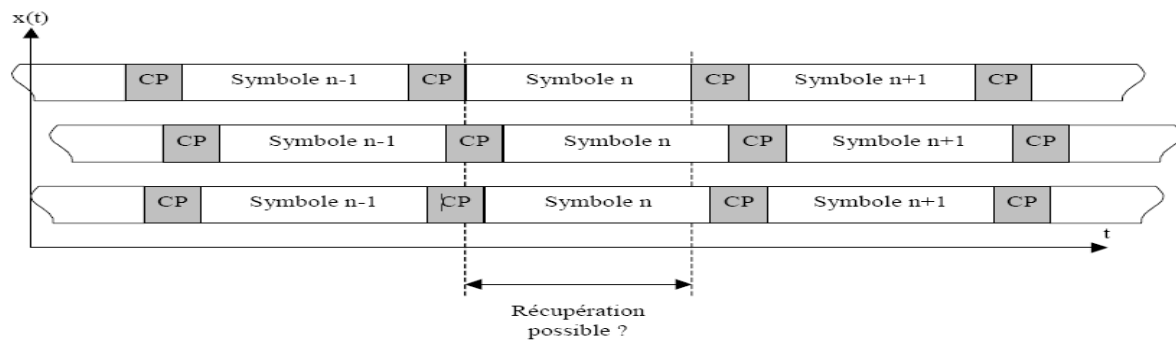


Figure 1.16 : insertion de préfixe cycliquesur le symbole OFDM

A la réception le signal reçu pour le signal (la somme de trios symboles) est donnée par la figure suivante:

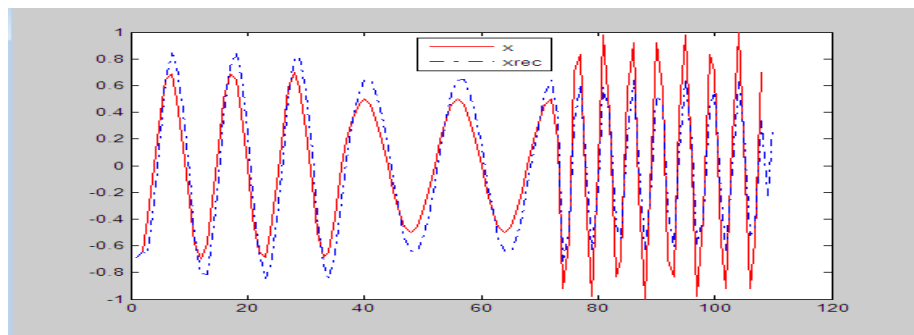


Figure 1.17: signal OFDM reçu.

1.10 Avantages et inconvénients de l'OFDM

1.10.1 Avantage

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

1.10.2 Inconvénients

- Les signaux multi-porteur ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio) 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.

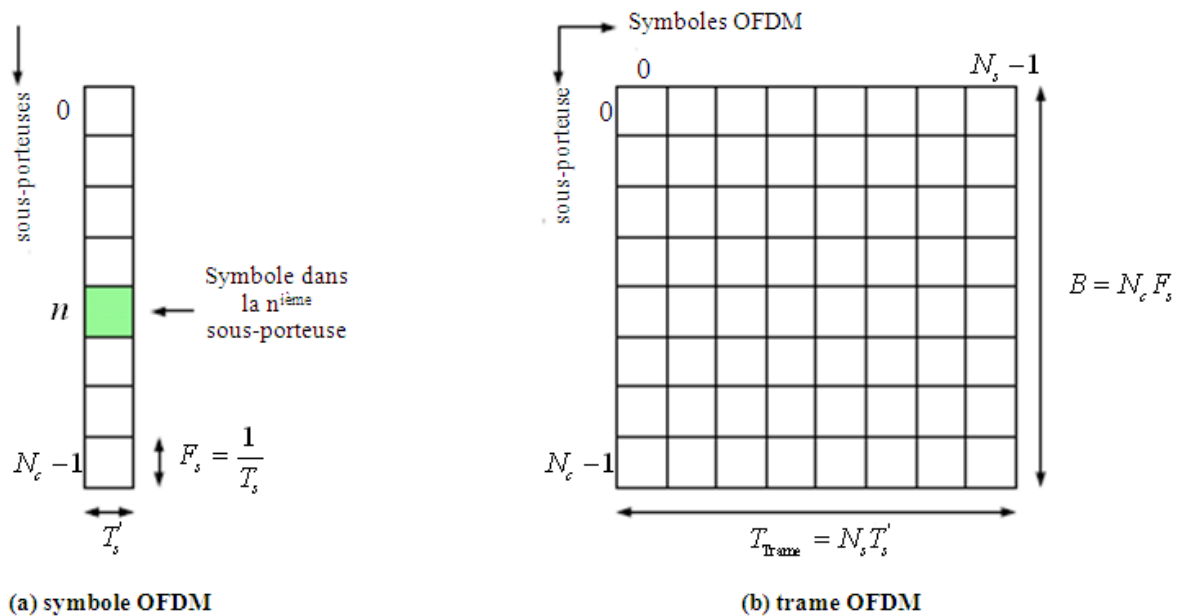


Figure 1.18 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM

1.11 L'utilisation OFDM dans Les standards de communication sans fils

La radiocommunication connaît aujourd'hui un essor considérable avec le développement de techniques de modulation ce qui permet de concevoir des systèmes haut débit sans fil. A la naissance de la technique de transmission multi porteuses l'OFDM plusieurs standards apparaissent qui exploitent cette technique. Parmi ces standards de radiocommunication sont :

- La ligne d'abonné asymétrique ADSL (Asymmetric digital subscriber line).
- WLAN: IEEE 802.11a/b/g, HYPERLAN2.
- Digital audio broadcast (DAB).
- Digital terrestrial television broadcast, DVB, ISDB, MAC.
- 4 G communication networks, WLL: IEEE 802.11n, IEEE 802.16, and IEEE 802.2.

1.11.1 Le système DVB-T

- **Les paramètres de DVB-T** : Il existe deux modes de transmission pour le système DVB-T, le mode 2K et 8K le signal DVB-T forme une trame et chaque trame de durée T_F constitue de 68 symboles OFDM, quatre trames DVB-T forme supère trame

Le symbole OFDM constitue de 1705 porteuse pour le mode 2K et 6817 pour le mode 8K, la durée de chaque symbole OFDM est de T_s cette dernière se compose par deux parties la première partie c'est T_U (useful part) et la deuxième c'est l'intervalle de garde T_g qui se prend les valeurs suivantes 1/32, 1/16, 1/8, 1/4.

Le tableau suivant exprime les différents paramètres de DVB-T:

Les symboles OFDM sont numérotés de 0 à 67 dans chaque trame, tous les symboles contiennent des données et référence des données.

Paramètres	Mode 8K	Mode 2K
Nombre de porteuse k	6817	1705
La valeur minimale k_{min}	0	0
La valeur maximum k_{max}	6816	1704
La durée T_U	896μs	224μs
L'espace entre les sous porteuse $1/T_U$	1116Hz	4464Hz
L'espace entre k_{min} et k_{max} $= (k - 1)/T_U$	7,61MHz	7,61MHz
La durée de T_g	56 μ 28 μ s 14 μ s 7 μ s	
La durée de T_g	56 μ 28 μ s 14 μ s 7 μ s	

Tableau 1.4 : paramètres de système DVB-T

Les pilotes peut être utilise pour la synchronisation de trame, fréquence, temps, et l'estimation de canal

Dans le système DVB-T l'expression de signal transmise est donnée comme suite :

$$s(t) = Re \left\{ \exp(j2\pi f_c t) \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} e_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} (1.29)$$

$$\psi_{m,l,k} = \left\{ \exp(j2\pi \frac{k}{T_U} (t - \Delta - lT_s - 68mT_s)) \right\}, (l + 68m)T_s \leq t \leq (l + 68m + 1)T_s (1.30)$$

La description des symboles sont illustré dans le tableau (1.5)[16].

Dans le mode 2k le nombre de sous porteuse est 1705 c'est-à-dire moins de 2048 pour exploiter la IFFT/FFT, comme le montre le tableau (1.5).

k_{min}, k_{max}	L'indice minimum et maximum de sous porteuse
l	L'indice de symbole OFDM
m	L'indice de transmission de trame OFDM
k	L'indice de sous porteuse
T_s	La durée de symbole OFDM
T_U	La durée de la charge utile de symbole OFDM
T_{guard}	La durée de l'intervalle de garde
f_c	La fréquence centrale de la radio fréquence
$e_{m,l,k}$	Les données complexes

Tableau 1.5: description des l'indices de l'équation

1.12 Techniques multi-émetteurs Multi-récepteurs

Dans le monde des télécommunications, plusieurs pistes de recherche prometteuses, visant à améliorer les débits, sont identifiées aujourd'hui :

- la technique ultra large bande,
- les modulations multi-porteuses,
- la recherche de nouvelles familles de modulations numériques,
- l'optimisation conjointe des fonctions de codage et de modulation,
- les techniques itératives appliquant les principes des turbo-codes,
- les techniques dites multiutilisateurs,
- l'utilisation de réseaux d'antennes simultanément à l'émission et à la réception

Encore appelée techniques MIMO (Multiple Input, Multiple Output). Parmi les techniques listées afin d'atteindre les débits nécessaires à l'application visée, les techniques MIMO permettent de développer une couche physique se substituant à la couche originale du standard choisi et ce, de manière quasi transparente pour la couche MAC.

Dans ce contexte, notre travail de thèse s'articule autour de deux points essentiels :

- l'analyse des potentialités des techniques MIMO, transposées ou implémentées,

Sur des systèmes de télécommunications existants ou en développement tels qu'une Liaison DVB-T, GSM-R et une liaison de type HIPERLAN2,

- L'analyse et la modélisation des phénomènes de synchronisations dans le temps et la fréquence de système DVB-T.

1.12.1 L'état des recherches sur les techniques MIMO

Les techniques MIMO mettant en œuvre de façon conjointe, plusieurs antennes à l'émission et à la réception, encore appelées techniques MIMO, sont apparues depuis quelques années comme les techniques les plus prometteuses dans le monde des communications sans fil (Radiocommunication).

En première approche, nous étudions la technique de diversité d'espace MIMO peuvent être considérée comme une techniques dites « d'antennes intelligentes » [17]. La combinaison des signaux, soit à l'émission, soit à la réception, permet d'augmenter la robustesse de la liaison en présence de trajets multiples ou d'interférences dans le canal de propagation. L'augmentation du

rapport signal sur bruit repose sur la technique de "formation de faisceaux". Les performances reposent également sur l'utilisation de la diversité spatiale inhérente à la mise en œuvre de réseaux d'antennes.

Un système MIMO est représenté schématiquement sur la figure 1.20. L'expression générale du signal reçu dans un système MIMO $r(t)$ est donnée sous forme matricielle par la relation (1.31) [18].

$$r(t) = H(t) * e(t) + b(t) \quad (1.31)$$

Où $e(t)$: est le vecteur d'émission de dimension $(N_T \times 1)$, $r(t)$ le vecteur de réception $(N_R \times 1)$, $b(t)$ le vecteur de bruit $(N_R \times 1)$ et $H(t)$ la matrice du canal $(N_R \times N_T)$.

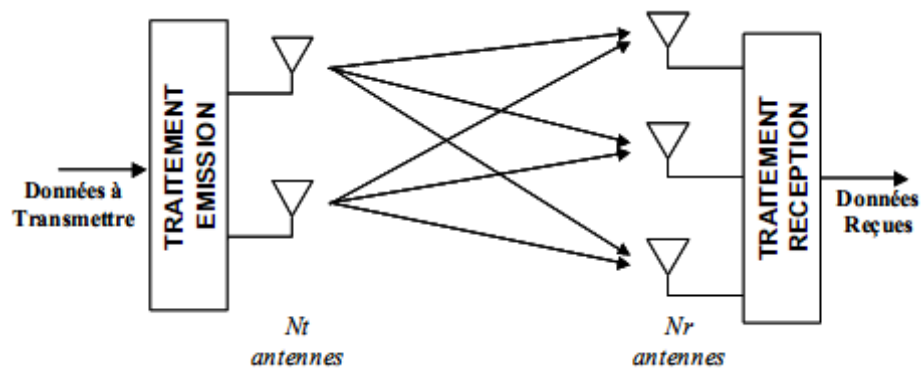


Figure 1.19 : Illustration d'un système MIMO.

1.12.2 Corrélation spatiale

Jusqu'à présent, nous avons caractérisé un canal de type SISO : une antenne en émission et une antenne en réception. Or, ce travail étudie des systèmes MIMO : N_t antennes en émission et N_r antennes en réception. Il y a donc $N_t \times N_r$ sous-canaux.

Les canaux MIMO permettent d'atteindre théoriquement une grande capacité de transmission, mais certaines limitations existent dans le monde réel. L'une des principales limitations est la corrélation entre les différents canaux. La corrélation entre les antennes dépend de : l'angle d'incidence des signaux, la distance entre antennes et de l'ouverture de rayonnement. Dans [7], il est montré que les sous-canaux peuvent être considérés comme non-corrélés si la distance entre antennes à la station de base et au mobile est supérieure à $20-40 \lambda$ et 0.4λ respectivement, où λ est la longueur d'onde. Il suffit alors de Générer indépendamment $N_t \times N_r$ canaux. Autrement,

les canaux ne sont plus Indépendants, ils sont corrèles. De nombreux modèles de corrélation sont proposés dans la littérature. Nous renvoyons le lecteur à [7] pour une étude approfondie.

1.13 Techniques de multiplexages

1.13.1. Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial (MS) est l'une des premières techniques MIMO mise en œuvre qui a fait découvrir les systèmes MIMO avec les publications des **Bell Labs** [19]. Les principaux travaux sont ceux de [20] et de **G.D Golden** [21] sur l'algorithme de multiplexage **VBLAST**. Des variantes et améliorations ont aussi été proposées par [8]. Le multiplexage spatial consiste à séparer le flux de données en autant de sous flux qu'il y a d'antennes d'émission. Le flux de données en entrée du multiplexeur est traité selon la figure 1.20 dans le cas de deux antennes d'émission. Le premier bit est transmis sur la première antenne et le deuxième sur la seconde et ainsi de suite.

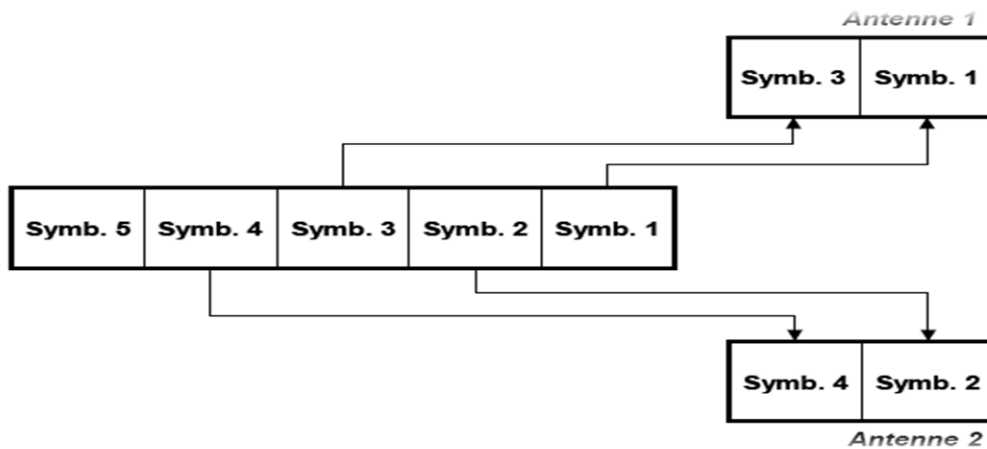


Figure 1.20 : Multiplexage spatial sur deux antennes.

1.13.2 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel (CST) introduit simultanément de la redondance spatiale et temporelle dans les données. Cette technique exploite la diversité à l'émission et augmente la robustesse du lien. Le CST conduit à des débits inférieurs à ceux qui peuvent être atteints avec le MS. Deux familles principales de codes: les codes en treillis STTC (Space Time Treillis Code) et les codes en blocs STBC (Space Time Block Code). Bien que les STTC [22] soient performants,

leur complexité les rendent difficilement implémentables. Les premiers travaux sur ces codes ont été menés par S. et ont été généralisés principalement par V. Tarokh [23] [24] et M.O. Damen [25].

1.14 Compatibilité MIMO avec les techniques d'accès multiples

La recherche sur les MIMO s'est pour l'instant focalisée sur la caractérisation des liaisons point à point. Cependant, les systèmes cellulaires en particulier ne peuvent pas être considérés comme des ensembles de liaisons point à point mais plutôt comme un canal à accès multiple pour la liaison montante (beaucoup d'utilisateurs émettant vers une station de base) et un canal de large diffusion pour la liaison descendante (une station de base qui émet vers beaucoup d'utilisateurs). L'efficacité de l'association MIMO et de la modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) donne le potentiel des systèmes, ceux-ci vont augmenter la capacité de transmission.

1.16 Idées de base de l'association MIMO-OFDM :

BLAST est une approche très efficace pour la transmission de données sur des canaux sans fils multi-trajets. La condition de bande étroite impose cependant la contrainte suivante:

$$T_s \gg T_d$$

Où T_s est la période symbole et T_d la durée de l'écho le plus grand. Si l'on considère par exemple une transmission hertzienne indoor, avec $T_d = 10^{-6}$ s, la période symbole doit être au moins égale à $T = 10^{-5}$ s, ce qui correspondrait à un débit maximal de 2 Mbit/s, en considérant une efficacité spectrale de 20 bits/s/Hz. La largeur de bande maximale utilisée serait approximativement $1/T = 100$ kHz, ce qui représente une bande vraiment étroite. Il serait donc intéressant d'utiliser une bande plus large pour augmenter le débit, mais cette bande est divisée en N bandes étroites par l'OFDM. Dans chacune de ces bandes,

L'approche BLAST peut être utilisée pour tirer profit des multi-trajets et atteindre une grande efficacité spectrale. Ainsi, pour l'exemple précédent, si on utilise une OFDM avec $N = 128$ porteuses, on utilise une largeur de bande de 12,8 MHz pour atteindre un débit de 256 Mbit/s, La chaîne de symboles est multiplexée en N_T sous-chaînes qui correspondent aux

n_T Émetteurs, Chaque sous-chaine passe dans un modulateur OFDM. C'est à dire on obtient un paquet de $N_T \times N$ symboles comme démontre la figure (1,22).

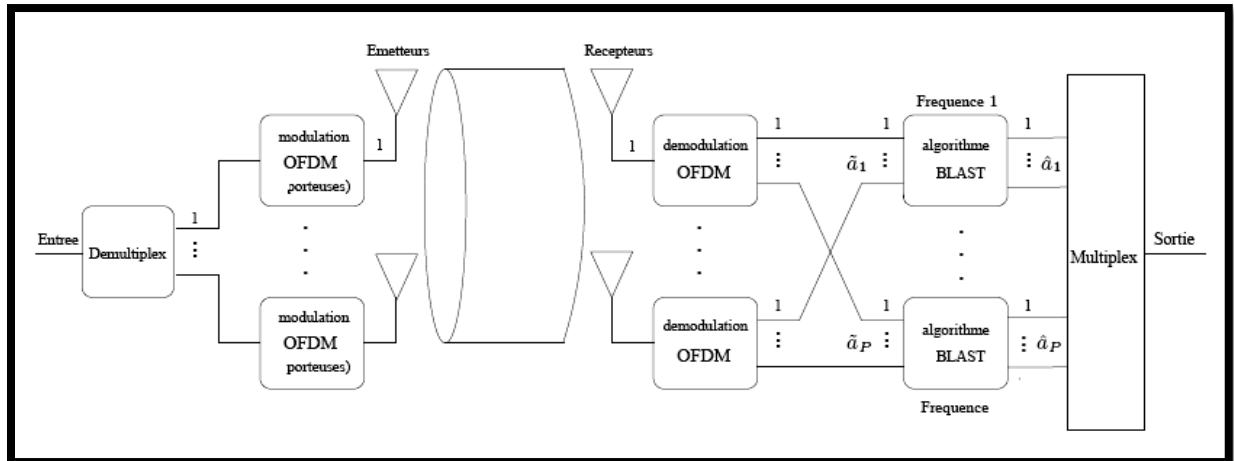


figure1.22 : système OFDM- MIMO

Conclusion

Nous avons proposé une approche qui profite simultanément de la diversité spatiale technique MIMO (traitement multi antennes) et de la diversité fréquentielle pour atteindre de grandes efficacités spectrales et de hauts débits sur les canaux multi-trajets. Dans la suite de ce mémoire, nous traiterons les différents paramètres de la synchronisation.

Chapitre

2

Synchronisation des systèmes OFDM

2.1 Introduction

Les systèmes de radiocommunication exploitant la technique de modulation multi-porteuses (OFDM) sont très sensibles aux problèmes de 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 les décalages fréquentiel et temporel responsables à l'interférence entre porteuses. Ces derniers résultent de la différence entre l'oscillateur de l'émetteur et celui du récepteur. Il est à noter que le bruit de phase de l'oscillateur du récepteur a des conséquences similaires à un décalage fréquentiel. Dans ce chapitre, nous présentons les différents problèmes de synchronisation pour la technique d'OFDM.

2.2 Model de signal MIMO-OFDM

2.2.1 Model discret d'un signal OFDM en bande de base

Dans cette section nous représentons un model d'un signal OFDM (voir la figure 2.1). notre model se compose de 3 parties (émission, réception et le canal). nous voulons trouver une relation entre les signaux X_k , Y_k et s_k , r_k dans les domaines fréquentiel et temporel respectivement. Dans la figure 2.1 le signal complexe X_i est représenté par le vecteur :

$$X_i = (X_{0,i}, X_{1,i}, \dots, \dots, \dots, X_{N-1,i})^T \quad (2.1)$$

- Ou N le nombre de sous porteuses de chaque symbole OFDM.

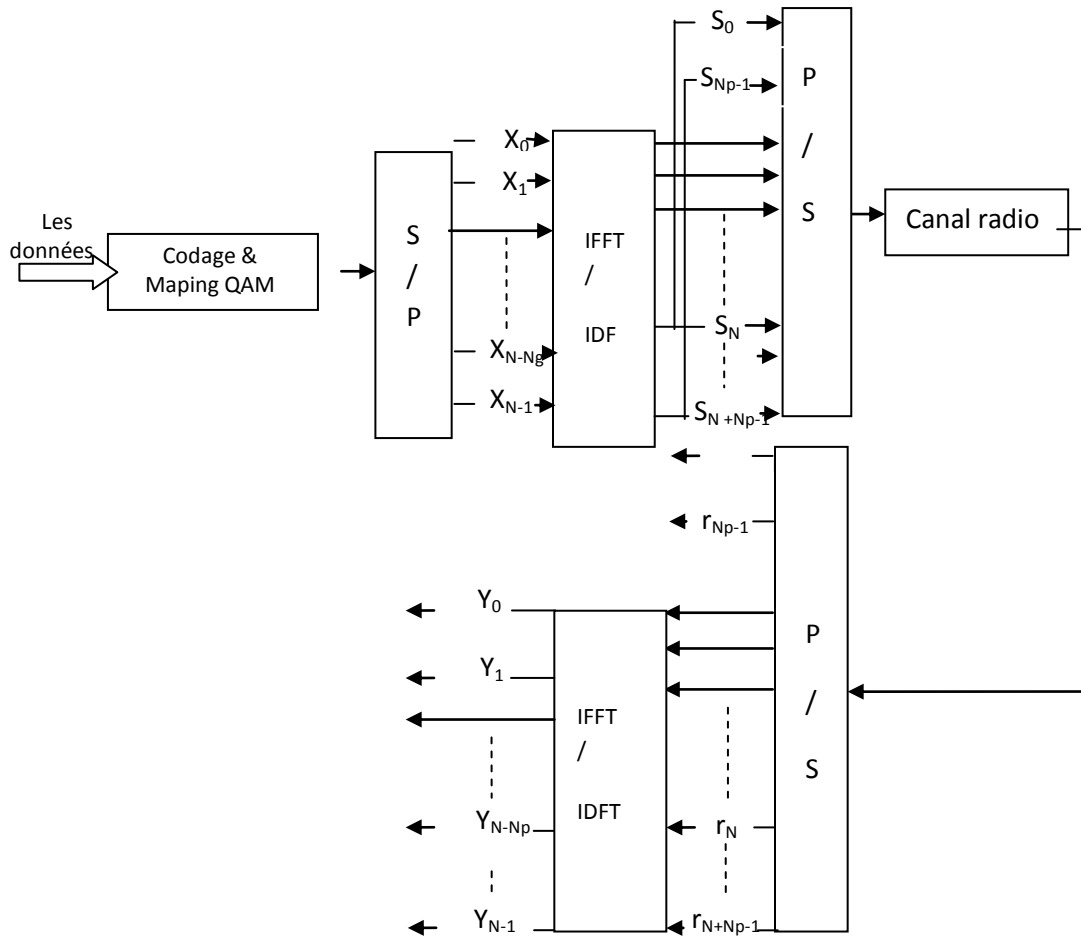


Figure 2.1 : Model discret d'un signal OFDM.

$$s_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{l=0}^{N-1} X_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi lk}{N}\right) \quad (2.2)$$

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

Nous insérons le préfixe cyclique comme montre la figure 2.1 l'expression (2.1) devient :

$$s_i = (s_{N-N_p,i}, \dots, s_{N-1,i}, s_{0,i}, \dots, s_{N-1,i}) \quad (2.3)$$

Et l'équation générale de signal $s(n)$ dans le domaine temporel donné par la relation (2.4) :

$$s(n) = \sum_{n=0}^{\infty} s_{n-i(N+N_p),i} \quad 0 \leq n < \infty \quad (2.4)$$

Le signal de l'expression (2.4) transmis via le canal vers le récepteur. Le canal de transmission caractérisé par une réponse impulsionnelle $h(n)$ de un étalement temporel.

Le récepteur reçoit le signal $r(n)$ défini par l'équation :

$$r(n) = s(n) * h(n) + w(n) \quad (2.5)$$

$$r(n) = \sum_{k=0}^{\leq N_p-1} h(n)s(n-k) + w(n) \quad (2.6)$$

L'équation (2.6) représente le signal reçu d'un système SISO-OFDM dans le domaine temporel. Nous supposons l'ensemble (données, bruit) non corrélés.

Après d'avoir la suppression du préfixe cyclique au niveau de bloc DFT. Le temps de symbole OFDM commence par : $\eta_i = i(N + N_p) + N_p$. L'expression de signal reçu $r(n)$ devient

$$r_i = (r(\eta_i), r(\eta_i + 1), \dots, r(\eta_i + N + 1)) \quad (2.7)$$

Où r_i est le $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu en bande de base, ces N échantillons démodulé par la transformée de fourier discret DFT au niveau de réception. Le signal y à la sortie de DFT donnée par l'équation [26] :

$$Y_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{\infty} r(\eta_i + n) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (2.8)$$

Nous remplaçons $r(n)$ par son expression, l'équation (2.8) devient :

$$Y_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\leq N_p-1} h(k) s(\eta_i + n - k) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (2.9) \\ + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(\eta_i + n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right), \quad 0 \leq k \leq N - 1$$

$$Y_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\leq N_p-1} h(k) \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{l=0}^{N-1} X_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi l(n-k)}{N}\right) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (2.10) \\ + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(\eta_i + n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right).$$

Où le deuxième terme est le $k^{\text{ième}}$ échantillon de le bruit blanc. Pratiquement nous avons $h(n) = 0$ Pour $k > N_p - 1$

L'équation (2.10) est devient :

$$Y_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{l=0}^{N-1} X_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi l(n-k)}{N}\right) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(\eta_i + n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\ Y_{k,i} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{l=0}^{N-1} h(k) \exp\left(-\frac{j2\pi lk}{N}\right) \right] X_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi ln}{N}\right) \right\} \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) + W_{k,i} \quad (2.11) \\ \underbrace{\hspace{10em}}_{\substack{1)DFT \\ 2)IDFT}}$$

3) IDFT

- $W_{k,i}$: Le bruit blanc dans le domaine fréquentiel.

L'équation (2.11) peut écrire sous forme :

$$Y_{k,i} = H_{k,i}X_{k,i} + W_{k,i} \quad (2.12)$$

- $Y_{k,i}$: représente le k^{eme} sous porteuse de i^{eme} symbole OFDM.
- $H_{k,i}$: est l'atténuation de canal sur le k^{eme} sous porteuse.
- $X_{k,i}$: est les données transmises sur k^{eme} sous porteuse de i^{eme} symbole OFDM.
- $W_{k,i}$: est le bruit blanc dans le domaine fréquentiel.

Pour un système SISO- OFDM nous écrivons l'équation (2.12) sous forme :

$$Y_i = H_i \odot X_i + W_i = \text{DIAG}(H_i) \cdot X_i + W_i \quad (2.13)$$

\odot : C'est le produit de Hadamard.

Y_i, H_i, X_i et W_i sont des vecteurs définie par :

- $Y_i = (Y_{0,i}, Y_{1,i}, \dots, Y_{N-1,i})$.
- $X_i = (X_{0,i}, X_{1,i}, \dots, X_{N-1,i})^T$.
- $H_i = (H_{0,i}, H_{1,i}, \dots, H_{N-1,i})^T$.
- $W_i = (W_{0,i}, W_{1,i}, \dots, W_{N-1,i})^T$.

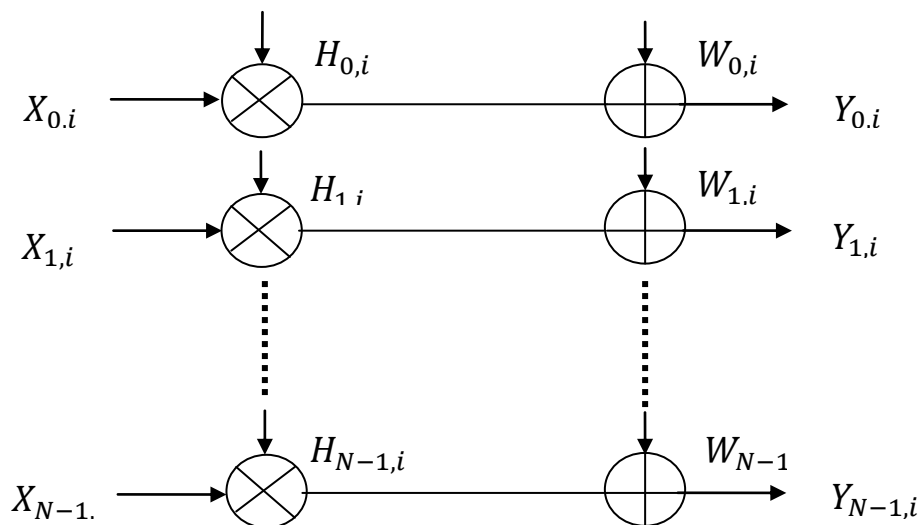


Figure 2.2 : modèle équivalent d'un signal SISO-OFDM.

2.2.2 Model discret d'un signal MIMO-OFDM en bande de base

Nous présentons dans cette section Un model MIMO-OFDM. Notre système est constitué de N_t antenne d'émission et N_r antennes à la réception Dont se définit comme un système de $N_t \times N_r$ signifiant représente plusieurs canaux SISO. À partir de la figure (2.2) nous décrivons les différentes relations entre d'émission et la réception.

De façon similaire que le modèle OFDM-SISO nous cherchons à déterminer le signal de réceptions Y_i en fonction de signal d'émission X_i .

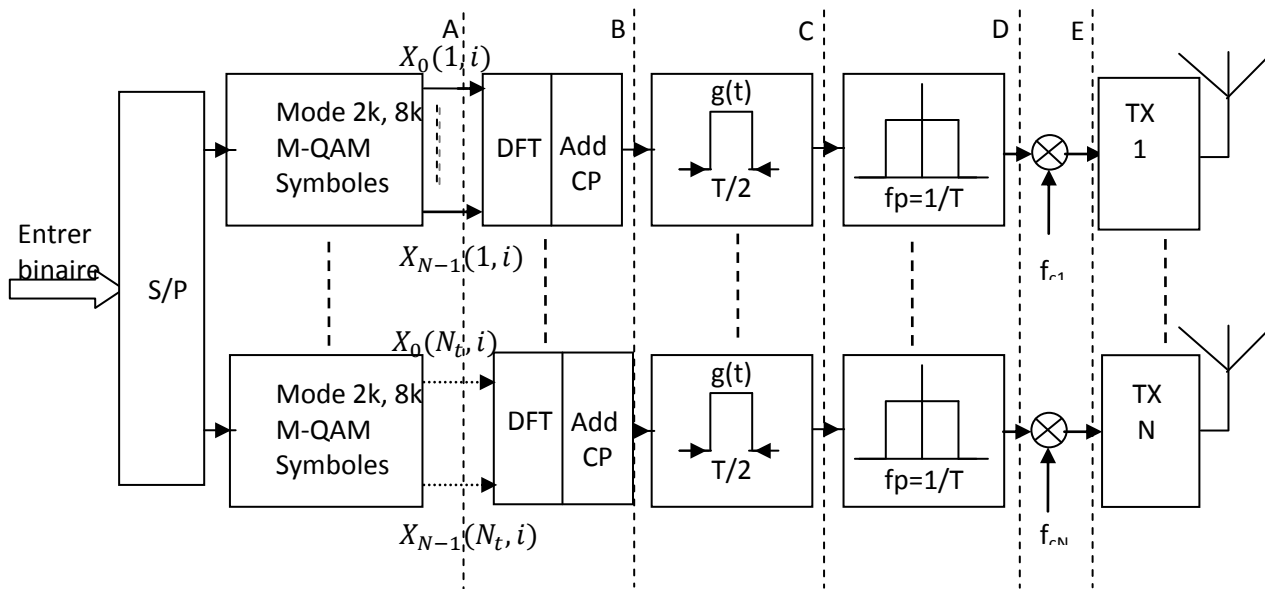


Figure 2.3 : bloc d'émission d'un modèle MIMO-OFDM.

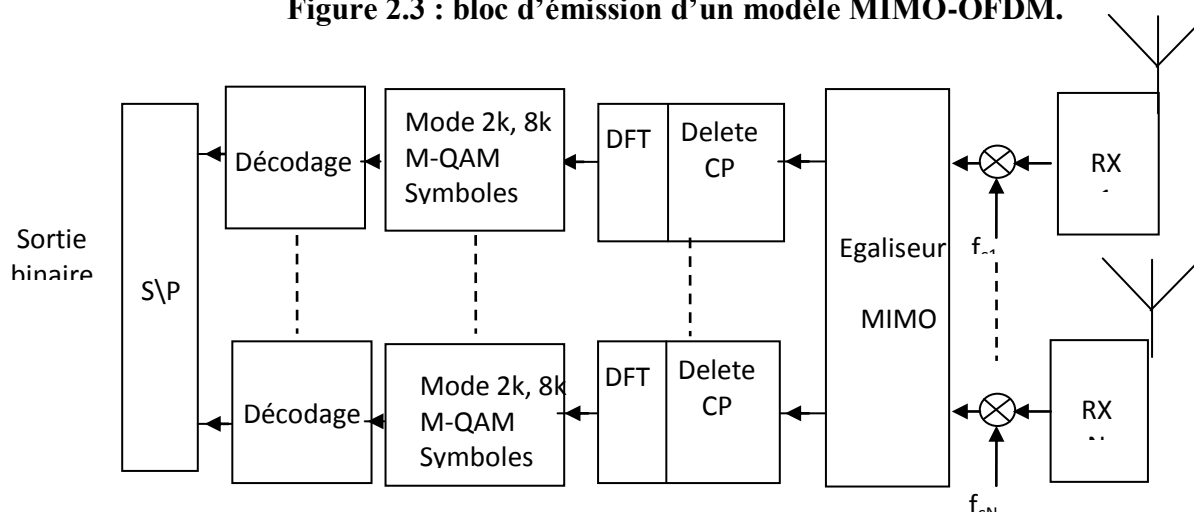


Figure 2.4 : bloc de réception d'un modèle MIMO-OFDM.

Donc on a:

$$S(i) = \begin{bmatrix} S_0(i) \\ S_1(i) \\ \vdots \\ S(i) \end{bmatrix} \xrightarrow{S_k(i) = (X_k(1, i), \dots, \dots, X_k(N_t, i))^T} \begin{bmatrix} X_0(1, i) \\ \vdots \\ X_0(N_t, i) \\ \vdots \\ X_{N-1}(1, i) \\ \vdots \\ X_{N-1}(N_t, i) \end{bmatrix} \quad (2,14)$$

$S_k(i)$: est le vecteur de données transmises de dimension $N_t \times 1$, l'indice k représente le k^{eme} sousporteuse transmis de i^{eme} symbole MIMO-OFDM.

Apris avoir transmis le signal vers N_t antennes d'émissions le vecteur $S_k(i)$ modulé par le bloc IDFT signifiant une transformation de signal dans le domaine temporel par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} x(k, i) &= IDFT(S_n(i))_{n=k} \quad (2,15) \\ x(k, i) &= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n(i) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \begin{bmatrix} X_n(1, i) \\ \vdots \\ X_n(N_t, i) \end{bmatrix} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \begin{bmatrix} x_1(k, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(k, i) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nous concluons que le i^{eme} symbole OFDM de système MIMO-OFDM peut représenter par l'équation:

$$x(i) = IDFT(S(i)) = (F^{-1} \otimes I_{N_t})s(i) = \begin{bmatrix} x_1(0, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(0, i) \\ \vdots \\ x_1(N-1, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(N-1, i) \end{bmatrix} \quad [27] \quad (2, 16)$$

Où F est la matrice de fourie, dont le $(i, k)^{\text{eme}}$ élément définie par : $F(i, k) = \exp(-j2\pi(\frac{ik}{N}))$

\otimes : est le produit de Kronecker.

I_{N_t} : représente la matrice identité de dimension $N_t \times N_t$

$x_m(k, i)$: est k^{eme} échantillons transmis sur l'antenne m de i^{eme} symbole MIMO-OFDM.

Pour compléter la trame OFDM on insère le cyclique préfixe CP par la matrice [19].

Ce signal représenté par l'équation (2.16) attaque directement le canal radio qui caractérisé par la réponse impulsisonelle, l'expression théorique de signal reçu définie par l'équation suivante:

$$(2.17) \quad \hat{x}(i) = \Theta x(i) = \left(\begin{array}{c} x_1(N - N_p, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(N - N_p, i) \\ \vdots \\ x_1(N - 1, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(N - 1, i) \\ x_1(0, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(0, i) \\ \vdots \\ x_1(N - 1, i) \\ \vdots \\ x_{N_t}(N - 1, i) \end{array} \right)$$

Le signal reçu et défini par l'équation :

$$y(k, i) = \sum_{l=0}^{L-1} h(k, i) x(k - l, i) + w(k, i) \quad (2.18)$$

$$k = N - N_p, \dots, N - 1, 0, \dots, N - 1$$

Où :

$$h(k, i) = \begin{bmatrix} h_{11}(k, i) & \dots & h_{1N_t}(k, i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1N_r}(k, i) & \dots & h_{N_r N_t}(k, i) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Les éléments de matrice $h_{pq}(k, i)$ représentent la réponse de canal entre l'antenne d'émission p et l'antenne de réception [28].

Pour restituer les données dans le domaine fréquentiel on applique la DFT sur le signal $y(k, i)$:

$$Y_k(i) = H_k \cdot S_k(i) + W_k(i) \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad (2.20)$$

2.3 Sensibilité de l'OFDM aux paramètres de synchronisation

Avant de pouvoir démoduler les sous-porteuses, un récepteur doit estimer les différents paramètres de synchronisations. D'une part traitement dans le domaine temporel, il doit déterminer le décalage temporel afin de minimiser les effets de l'interférence entre symboles et l'interférence entre porteuses. D'autre part traitement dans le domaine fréquentiel, il doit estimer et corriger le décalage fréquentiel responsable d'interférence entre porteuses. Ce décalage fréquentiel résulte de la différence entre l'oscillateur de l'émetteur et celui du récepteur. Il est à noter que le bruit de phase de l'oscillateur du récepteur a des conséquences similaires à un décalage fréquentiel.

Dans cette section nous étudions les paramètres de synchronisation qui sont :

- f_c : La fréquence radio.
- T_R : Horloge d'échantillonnage.
- t_y : Temps d'échantillonnage.
- t_f : Temps de symbole.
- \emptyset : La phase initiale de signal radio.

Soit le model montré par la figure 2.5 suivant :

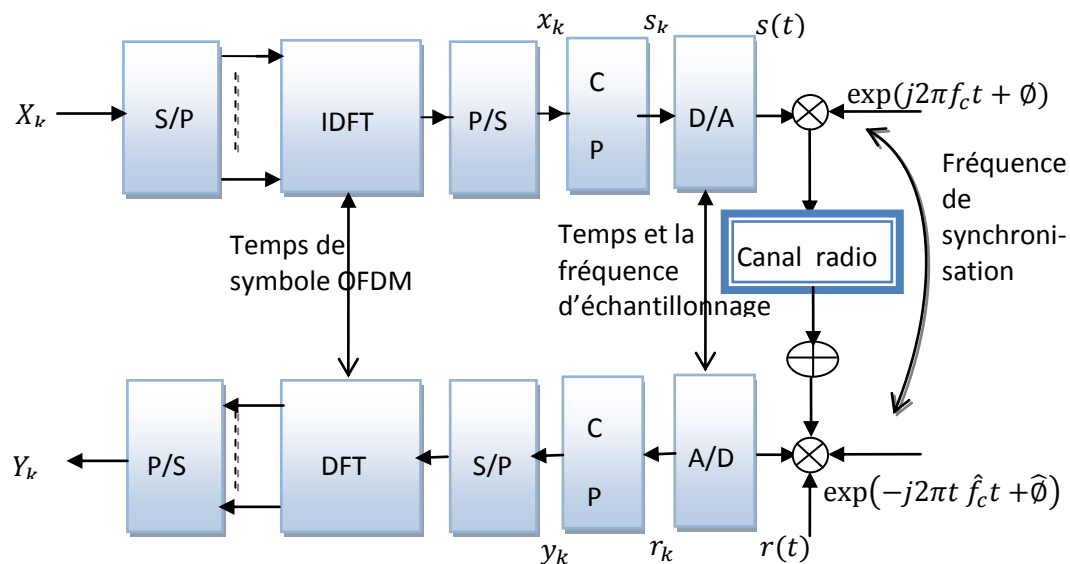


Figure 2.5: les paramètres de synchronisation d'un signal OFDM.

2.3.1 Estimation dans le cas le temps est parfait $\Delta t_y = \Delta t_f = 0$

Pour faire la diagnostique de problème de synchronisation, premièrement on suppose que l'estimation de temps est parfait $\Delta t_y = \Delta t_f = 0$, et on étudie l'effet des erreurs pour les autres paramètres, nous considérons que ;

- $\hat{f}_c = f_c + \Delta f_c$
- $\hat{T}_R = T_R + \Delta T_R$
- $\hat{\phi} = \phi + \Delta \phi$

Sachant que :

Δf_c : L'erreur de l'estimation en fréquence.

ΔT_R : L'erreur de l'estimation en horloge d'échantillonnage.

$\Delta \phi$: L'erreur de l'estimation en phase.

La forme du signal après le convertisseur numérique analogique (voir la figure 2.5) donnée par l'équation

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t - kT_R) \quad (2.21)$$

Ce signal de l'équation (2.21) transporté sur une porteuse de fréquence f_c et une phase initiale ϕ et attaque directement le canal radio. L'analyse théorique de ce signal à la réception se traite comme suite (l'équation (2.22)) [Terry. John].

$$\begin{aligned} r_n &= [s(t) \exp(j(2\pi f_c t + \phi)) + w(t)] \cdot \exp(-j(2\pi \hat{f}_c t + \hat{\phi})) \cdot \delta(t - n\hat{T}_R) \quad (2.22) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k \delta(t - nT_R) \cdot \exp(-j2\pi \Delta f_c k \hat{T}_R - j\Delta \phi) \cdot \delta(t - n\hat{T}_R) + w(t) \delta(t - n\hat{T}_R) \\ &= s(n\hat{T}_R) \cdot \exp(-j(2\pi \Delta f_c k \hat{T}_R + \Delta \phi)) + w(n\hat{T}_R) \quad (2.20), \quad n = 0, \dots, N-1 \end{aligned}$$

La démodulation est implémentée par DFT pour obtenir le signal en domaine fréquentiel, alors l'expression (2.22) devient :

$$Y_k = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n \exp(-\frac{j2\pi nk}{N}) \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(\frac{j2\pi mn\hat{T}_R}{NT_R}\right) \cdot \exp\left(-j(2\pi\Delta f_c n\hat{T}_s + \Delta\phi)\right) \right. \\
&\quad \left. + w(n\hat{T}_R) \right] \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) \\
&= \exp\left(\frac{-j\Delta\phi}{N}\right) \cdot \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_m \cdot \exp(j2\pi n((m\hat{T}_R - kT_R)/NT_R - \Delta f_c \hat{T}_R)) \\
&\quad + \hat{w}(nT_R) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \frac{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)]}{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)/N]}
\end{aligned}$$

$$\cdot \exp(j\pi(1 - 1/N)((m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R) + \hat{w}(kT_R)) \quad (2.24)$$

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

Où :

- $\hat{w}(kT_R) = w(kT_R) \exp(-j(2\pi\hat{f}_c k\hat{T}_R + \hat{\phi}))$.
- $\hat{w}(kT_R) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{w}(kT_R) \exp(-\frac{j2\pi nk}{N})$.

2.3.2 Estimation dans le cas le temps est non parfait $\Delta t_y, \Delta t_f$

A partir de l'équation (2,23) on va présenter le cas où l'estimation des paramètres temporels non parfait, l'équation (2,24) devient :

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \frac{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)]}{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)/N]} \cdot \exp[(j\pi(1 - 1/N)((m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R) \\
&\quad - (j2\pi m \frac{\Delta t_y}{NT_R}) + j2\pi\Delta f_c \Delta t_y - j2\pi\Delta t_f \frac{k}{NT_R} - \Delta\phi)] + \hat{w}(k\hat{T}_s) \quad (2.25)
\end{aligned}$$

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

Pratiquement le terme $j2\pi\Delta f_c \Delta t_y$ est négligeable alors l'équation (2.25) devient:

$$= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \frac{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)]}{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)/N]} \cdot \exp[(j\pi(1 - 1/N)((m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R) \cdot (j2\pi m \frac{\Delta t_y}{NT_R}) - j2\pi \Delta t_f \frac{k}{NT_R} - \Delta\emptyset)] + \dot{w}(k\hat{T}_s) \quad (2.26)$$

$$= \frac{X_k}{N} \frac{\sin[\pi(k\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)]}{\sin[\pi(k\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)/N]} \cdot \exp[j\pi \left(1 - \frac{1}{N}\right) \left(k \frac{\hat{T}_R}{T_R} - k - N\Delta f_c \hat{T}_R\right) - j2\pi k \frac{\Delta t_y}{NT_R} - j2\pi \Delta t_f \frac{k}{NT_R} - j\Delta\emptyset] + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_m \frac{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)]}{\sin[\pi(m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R)/N]} \cdot \exp[j\pi(1 - 1/N)((m\hat{T}_R/T_R - k - N\Delta f_c \hat{T}_R) (j2\pi m \frac{\Delta t_y}{NT_R}) - j2\pi \Delta t_f \frac{k}{NT_R} - \Delta\emptyset)] + \dot{w}(k\hat{T}_s)$$

$$= X_k I_{k,k} + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_m I_{k,m} + \dot{w}(k\hat{T}_s) \quad (2, 26), \quad m, n, k = 0, \dots, N - 1$$

Où:

- $I_{k,k}$: est la matrice identité contient les coefficients de distorsions de sousporteuse k
- $I_{k,m}$: est la matrice identité contient les coefficients d'atténuations de sousporteuse k [29].

2.4 Sensibilité l'OFDM au problème de décalage fréquentiel

Le décalage fréquentiel de sous porteuse est principalement causé par deux sources, l'erreur en fréquence Δf_c où en phase $\Delta\emptyset$ entre l'oscillateur de l'émetteur et le récepteur, pour ce la nous étudions deux cas:

- $\Delta t_y = 0, \Delta t_f = 0, \Delta T_R, \Delta f_c = 0$ et $\Delta\emptyset \neq 0$

$$Y_k |_{\Delta T_s=0, \Delta t_f=0, \Delta t_y=0, \Delta f_c=0} = \exp(-j\Delta\emptyset) X_k + W(kT_s) \quad (2.27)$$

A partir de cette équation nous constatons bien que le signal subit une rotation des données au niveau de réception sans dégradation sur l'amplitude [30]

- $\Delta t_y = 0, \Delta t_f = 0, \Delta T_R, \Delta f_c \neq 0$ et $\Delta\emptyset = 0$

$$\begin{aligned}
Y_k |_{\Delta T_s=0, \Delta t_f=0, \Delta t_y=0, \Delta f_c=0} &= \frac{X_k \sin[\pi(kT_R/T_R - k - N\Delta f_c T_R)]}{N \sin[\pi(kT_R/T_R - k - N\Delta f_c T_R)/N]} \\
&\quad \cdot \exp[j\pi \left(1 - \frac{1}{N}\right) \left(k \frac{T_R}{T_R} - k - N\Delta f_c T_R\right)] \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_m \frac{\sin[\pi(mT_R/T_R - k - N\Delta f_c T_R)]}{\sin[\pi(mT_R/T_R - k - N\Delta f_c T_R)/N]} \\
&\quad \quad \cdot \exp[j\pi(1 - 1/N)(mT_R/T_R - k - N\Delta f_c T_R)] + \hat{w}(kT_R) \\
&= X_k I_{k,k} + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_m I_{k,m} + \hat{w}(kT_R) \tag{2.28} \\
&\quad m, n, k = 0, \dots, N-1
\end{aligned}$$

L'équation (2.28) contient deux termes:

Le premier terme $I_{k,k}$ est la dégradation de signal OFDM au niveau de l'amplitude ceci signifie une dégradation de SNR de notre système OFDM.

Le deuxième terme $I_{k,m}$ est ICI la distorsion de l'orthogonalité entre les sous porteuses.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité l'étude théorique des problèmes de synchronisation. Nous avons cerné les différents paramètres de synchronisations tels que : les décalages temporel, fréquentiel et de phase. Nous proposons, dans le prochain chapitre, les différentes méthodes d'estimations de ces paramètres.

Chapitre

3

Méthodes de synchronisation

3.1. Introduction

L'architecteur d'un système de synchronisation représenté par Ahmed R.S, [12] la figure (3,1) explique bien les différentes étapes de la synchronisation, l'estimation temporelle de temps de départ d'un symbole OFDM et la trame OFDM qui se comporte 68 symboles OFDM, après avoir l'estimation de symbole et la trame OFDM le système va estimer et corriger le décalage fréquentiel pour00 réduire le problème de ICI (inter carrier interférence).

3. 2. Généralité sur les méthodes de synchronisation

Il existe plusieurs méthodes de synchronisation qui sont développé pour le système OFDM basée sur différente des algorithmes dans les domaines temporel et fréquence, ces algorithmes exploite la corrélation de la CP le préfix cyclique d'un symbole OFDM [van de beek, 1997], [Moose, 1994] [Gertou, 2006].

Généralement cette technique d'estimation peut être classée en deux catégories :

- Data-aided technique : utilise des symboles supplémentaire pour optimiser la synchronisation [mody.2001][larsson2001].
- Non –data aided :(blind technique) : utilise les deux sur débits qui sont la redondance du préfixé cyclique et Les sous porteuses pilotes [nis hinaga,1997], cette derinene technique devient tries récent actuellement .

La méthode de la synchronisation qui et exploité dans ce mémoire Basée sur la propriété de la fonction de corrélation de séquence Pilot.

Les méthodes préposées à ce mémoire basé sur maxima likelihood (ML) qui à été proposer par Poolh. Moose [moose, 1994] pour le système SISO OFDM, cette approche été

développé par Timothm schmidl [schmidl, 1997], jj Van de beek [van de beek , 1996] Young seek lim [lim, 2000] pour le système SISO OFDM .sans fil, lan (IEEE 802.11a) et pour le système MIMO OFDM .

3.3. Estimateur ML de temps de symbole

Le bute de la synchronisation temporel de symbole c'est juste pour trouver le temps de débet de chaque symbole OFDM, autrement dit, la position de la fenêtre FFT. les méthodes d'estimation sont différents pour les modes et transmission (mode 2K et 8K) [terry, 2001] , et ont le but pour minimiser le ICI et ISI.

Dans cette approche, la séquence pilot est modulée par une séquence binaire pseudo aléatoire (PRBS) après le bloc de TFDI.

A la réception l'estimation temporel de symbole exploite la corrélation entre le signal reçu et la séquence de pilot qui connu par le récepteur [Holden, 1990], [stelnycess, 1997] et [tufvesson, 1994].

3.3.1 Propreté de corrélation de la séquence pilot

Soit p c'est l'ensemble de q pilotes comme de montre la figure (3 3) p_q est le q^{th} pilote, $q = 1, 2, \dots, Q$ ou Q est le nombre total de pilotes il représente 45 pilotes pour le système DVB-T de mode 2k.

$$P = (p_1 \cdot p_2 \dots p_q) \quad (3,1)$$

Le tableau suivant représente les indices pilotes dans le système DVB-T pour les deux modes 2K et 8K [ETSI, 1995].

Dans le système DVB-T les séquence pilot sont module par une pseudo aléatoire binaire connu (PRBS) cette pseudo a une bonne propriété autocorrélation comme démontre l'équation (3, 2) [Bo, 2004] [Sandell, 1995] [ETSI, 2004].

$$E(p_q p_{q+1}^*) = \begin{cases} \sigma_p^2 & , m = 0 \\ \cong 0 & , d'ailleur \end{cases} \quad (3,2)$$

Ou :

- σ_p^2 : C'est l'énergie de pilote symbole.
- p_q : Défini dans l'équation (3,1).

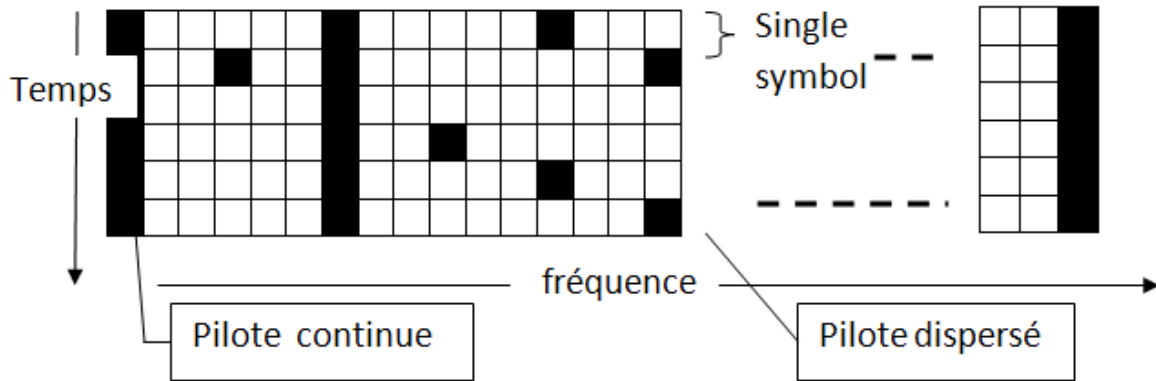


Figure 3.1: la forme de trame DVB-T [Speth, 2001]

Dans l'équation (3.3.1) nous mettrons des zéros dans les positions où se trouvent pas des pilotes, l'ensemble de pilotes symbole dans le $m^{\text{ème}}$ transmetteur après le TFDI est définie par $\mathfrak{R}_m(n)$.

$$\mathfrak{R}_m(n) = IDFT\{(0,0, \dots, p_1, 0, \dots, p_q, 0,0, \dots, 0)\} \quad (3.3)$$

2K							8K						
0	48	54	87	141	156	192	0	48	54	87	141	156	192
201	255	279	282	333	432	450	201	255	279	282	333	432	450
483	525	531	618	636	714	759	483	525	531	618	636	714	759
765	780	804	873	888	918	939	765	780	804	873	888	918	939
942	969	984	1050	1101	1107	1110	942	969	984	1050	1101	1107	1110
1137	1140	1146	1206	1269	1323	1377	1137	1140	1146	1206	1269	1323	1377
1491	1683	1704					1491	1683	1704	1752	1758	1791	1845
							1860	1896	1905	1959	1983	1986	2037
							2136	2154	2187	2229	2235	2322	2340
							2418	2463	2469	2484	2508	2577	2592
							2622	2643	2646	2673	2688	2754	2805
							2811	2814	2841	2844	2850	2910	2973
							3027	3081	3195	3387	3408	3456	3462
							3495	3549	3564	3600	3609	3663	3687
							3690	3741	3840	3858	3891	3933	3939
							4026	4044	4122	4167	4173	4188	4212
							4281	4296	4326	4347	4350	4377	4392
							4458	4509	4515	4518	4545	4548	4554
							4614	4677	4731	4785	4899	5091	5112
							5160	5166	5199	5253	5268	5304	5313
							5367	5391	5394	5445	5544	5562	5595
							5637	5643	5730	5748	5826	5871	5877
							5892	5916	5985	6000	6030	6051	6054
							6081	6096	6162	6213	6219	6222	6249
							6252	6258	6318	6381	6435	6489	6603
							6795	6816					

Tableau 3.1: les position des pilotes sur le symbole OFDM dans le système DVB-T.

Supposons que les mêmes pilotes symboles transmise pour deux symboles OFDM successive, et les coefficients du canal sont constants [Van de Beek, 1997], à partir de l'équation (3,2), le model de décalage fréquentiel dans le domaine temporel est $\exp(-j2\pi\Delta f kT_s/N)$, la fonction d'autocorrélation de $\mathfrak{R}_m(n)$ peut représenter comme suivante:

$$E(\mathfrak{R}_m(n). \mathfrak{R}_m^*(k+n)) = \begin{cases} \sigma_p^2 & n = 0 \\ \sigma_p^2 \exp(j2\pi\delta_f n/N) = \sigma_p^2 \exp(j2\pi\delta_f) & n = N \\ \cong 0 & \text{d'ailleurs} \end{cases} \quad (3, 4)$$

Ou:

- σ_p^2 : La puissance de $\mathfrak{R}_m(n)$.
- T_s : La durée de symbole OFDM.
- $\delta_f = \Delta f . T_s = \Delta f / \Delta F$.le décalage fréquentiel normalisé.

D'autre part on peut calculer la fonction d'autocorrélation de $\mathfrak{R}_m(n)$ comme suivante ;

$$\text{corr}(\mathfrak{R}_m(n)) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathfrak{R}_m(k) \mathfrak{R}_m^*(k+n)$$

$$\begin{cases} N\sigma_p^2 & n = 0 \\ N\sigma_p^2 \exp(j2\pi\varepsilon n/N) = N\sigma_p^2 \exp(j2\pi\varepsilon) & n = N \\ \cong 0 & \text{d'ailleurs} \end{cases} \quad (3,5)$$

Temps

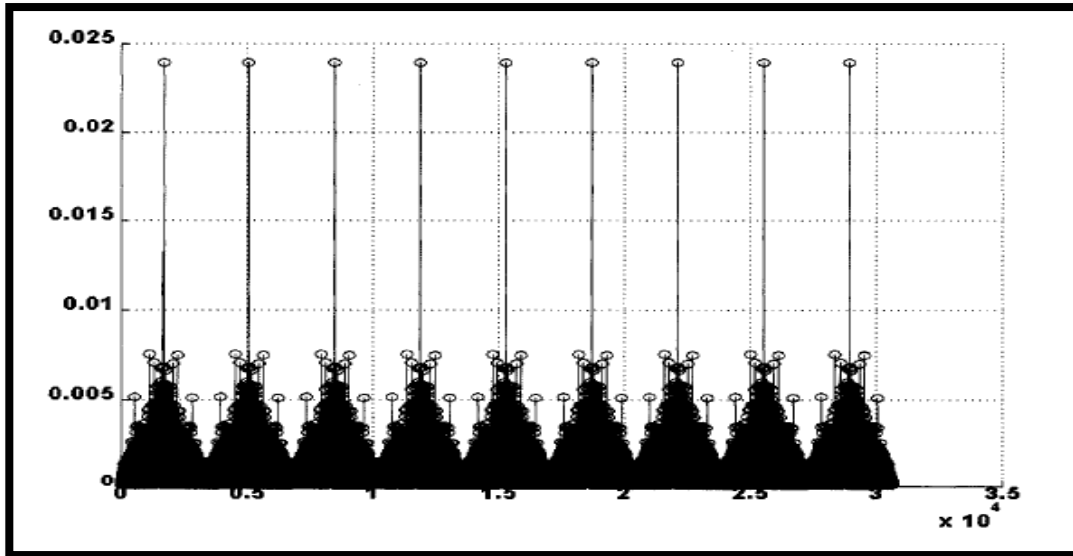


Figure 3.2: Propriété de la fonction d'autocorrélation de la séquence pilote.

3.3.2. Méthode d'estimation de temporel

La méthode ML d'estimation de temps utilise la propriété de la corrélation entre le signal reçu et la séquence pilotes Dans le domaine le temporel et fréquentiel pour estimer le temps de débet de chaque symbole OFDM, les séquences transmis à l'émetteur supposées connu par le récepteur, cette corrélation nous permet de déterminer le temps de débet de chaque symbole OFDM.

D'après l'équation (15) dans [Van zelst, 2004], l'estimation de temps de débet de symbole MIMO OFDM peut représenter par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \eta(n) &= \{([r(n)] \otimes [\mathfrak{R}(n)])\} \\ &= \sum_{k=0}^{n(N+N_p)-1} [r(k)]^H [\mathfrak{R}(\tau-k)] \end{aligned} \tag{3,7}$$

Ou:

- $[]^H$: transformation l'opération hermitienne
- $[r(n)]$: le signal reçu sous forme d'une matrice d'un signal MIMO OFDM

$$r(k) = \begin{pmatrix} r_i(k) \\ \vdots \\ r_m(k) \\ \vdots \\ r_{N_r}(k) \end{pmatrix} \quad k = 0 \dots \dots \dots n(N + N_p) - 1 \tag{3.8}$$

$r(k)$ Le signal reçu sur m^{eme} l'antenne $[\mathfrak{R}(k)]$ matrice pilote symbole en domaine le sur tous les antennes.

$$\mathfrak{R}(k) = \begin{cases} \begin{pmatrix} R_i(k) \\ \vdots \\ R_m(k) \\ \vdots \\ R_{N_r}(k) \end{pmatrix}, & k = 0, \dots \dots \dots N - 1 \\ \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, & k \geq N \end{cases} \tag{3, 9}$$

On peut représenter la convolution sur le figure (3.5):

Le résultat de le produit de convolution à la réception démontrée dans la figure (3.6) ou les « o » définis les points maximums de l'équation (3.3.7) qui correspondent les instants de débet chaque symbole OFDM.

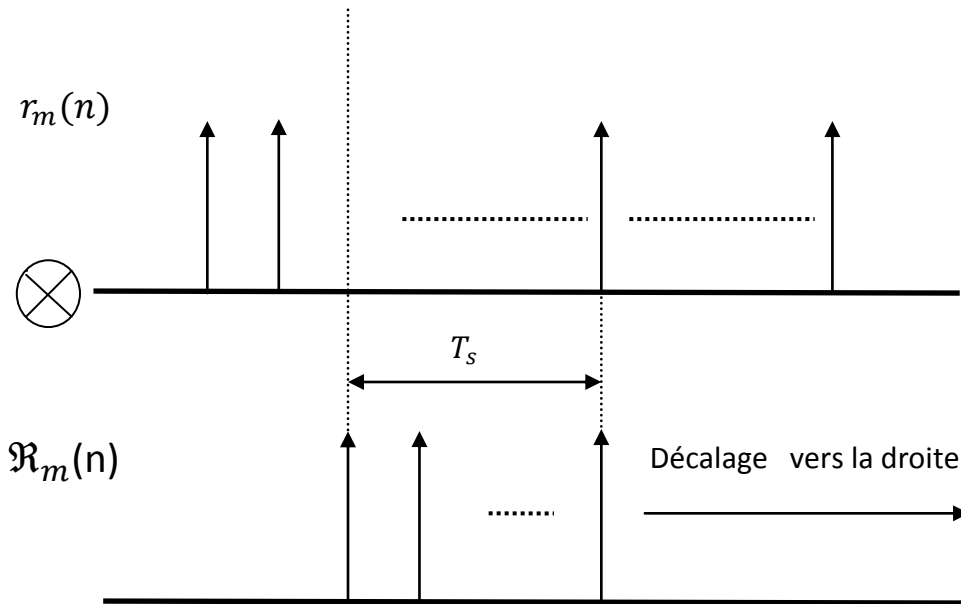


Figure 3.3: La convolution entre la séquence pilotes et le signal reçu.

A partir de l'équation (16) dans [Van zelst, 2004], l'estimation de temps de débet pour un symbole MIMO OFDM défini par l'équation suivante:

$$\begin{aligned}
 \hat{\tau} &= \arg \max_{\tau} (\eta(\tau)) \\
 &= \arg \max_{\tau} ([R(n)] \otimes [r(n)]) \\
 &= \arg \max_{\tau} \left(\sum_{k=0}^{n(N+N_p)-1} [r(k)]^H [R(\tau - k)] \right) \quad (3,10) \\
 &= \arg \max_{\tau} \left(\sum_{k=0}^{n(N+N_p)-1} \sum_{q=1}^{N_r} r_q^*(k) R_q(\tau - k) \right)
 \end{aligned}$$

3.4. Estimateur ML de décalage fréquentiel

3.4.1. Propriété de convolution entre les séquences pilotes et le signal reçu

D'après Jan-Jaap van de Beek dans [Van de beek, 1997] et la conclusion constaté par chapitre 2, que le décalage fréquentiel peu modulé comme $\exp(j2\pi\delta_f \cdot k/N)$, le vecteur reçu à l'instant k^{eme} donné par la relation suivante :

$$y_k = x_k \exp(j2\pi\delta_f \cdot k/N) + w_k \quad (3,11)$$

Ou :

$$\delta_f = \Delta f / \Delta F$$

- Δf : C'est le décalage fréquentiel
- ΔF : L'espace entre les sous porteuse
- δ_f : Le décalage fréquentiel normalisé

Dans le système MIMO-OFDM on suppose que on recoi $2N + N_p$ échantillons sur chaque antenne, à l'instant k l'expression de vecteur reçu $r(k)$ donnée par l'équation :

$$r(k) = (r_1(k), \dots, r_q(k), \dots, r_{N_r}(k))^T \quad (3,12)$$

Après l'estimation de temps de débet de chaque symbole, à la réception la forme de signal devient:

$$\begin{aligned} [R(\tau_{est})] &= \begin{pmatrix} r_1(\tau_{est}) & \cdots & r_1(\tau_{est} + 2N + N_p - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N_r}(\tau_{est}) & \cdots & r_{N_r}(\tau_{est} + 2N + N_p - 1) \end{pmatrix} \\ &= (r(\tau_{est}) \dots \dots \dots r_1(\tau_{est} + 2N + N_p - 1)) \end{aligned} \quad (3,13)$$

Ou :

τ_{est} : C'est le temps de débet de symbole OFDM comme il apparu dans l'équation (3,13)

La propriété de la fonction de corrélation de la CP (cyclique préfixe)

Donnée par [Van de Beek, 1996] comme:

$$E(r_m(k).r_m^*(k+n)) = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & n = 0 \\ \sigma_s^2 \exp(j2\pi\delta_f n), & n = N(3, 14) \\ 0, & b \text{ d'ailleurs} \end{cases}$$

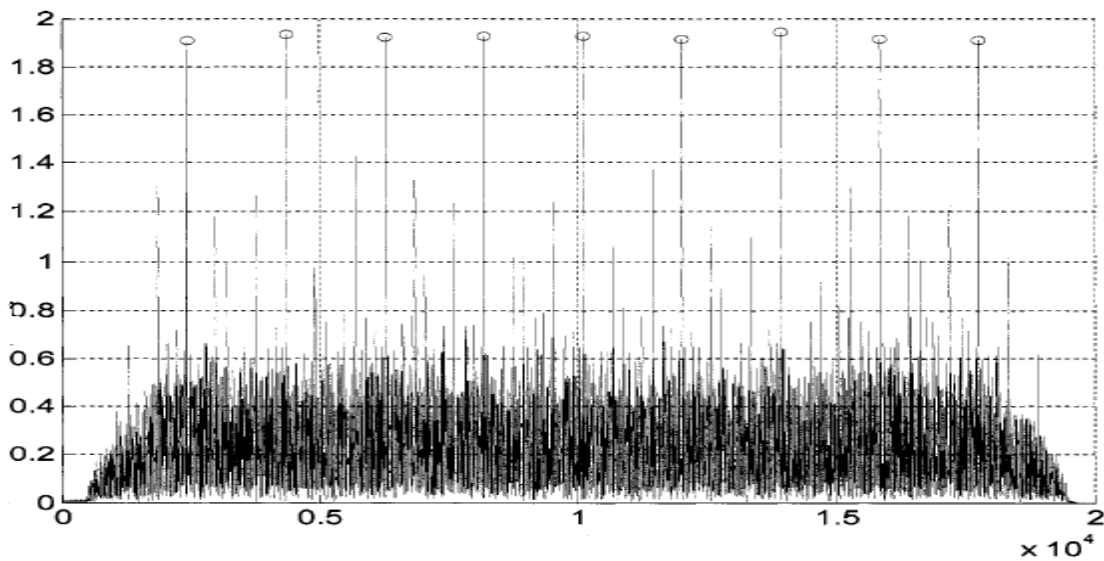
Ou :

- $K = \tau_{est}, \dots \dots \tau_{est} + N_p - 1$.
- $\sigma_s^2 = E(|r(k)|^2)$: La puissance de signal reçu.
- $\sigma_n^2 = E(|w(k)|^2)$: La puissance de bruit.
- N_p : Longueur de CP.

3.4.2. Estimateur ML de décalage fréquentiel par l'exploitation de cyclique préfixe

Comme nous avons vu dans le chapitre 2 que le décalage fréquentiel a deux décalage, l'un consiste le décalage entre les deux oscillateurs émission et réception, et l'autre au niveau de la fréquence de l'échantillonnage, de façon théorique on peut représenter ces deux décalage comme suite :

$$\Delta f(k) = \Delta f_c + k\Delta f_s \quad (3,15)$$



fig

ure 3.4: Le produit de convolution entre les séquences pilotes et le signal reçu

- Δf_c : Le décalage de sous porteuse.
- k : L'indice de sous porteuses

A la réception la synchronisation fréquentiel de l'émetteur avec le récepteur se fait par la correction des erreurs de décalage dans la fréquence.

Dans le système SISO-OFDM l'intervalle de garde sa forme est périodique, par l'exploitation de phase de la fonction d'autocorrélations sur l'intervalle N_p [Mody, 2001] [Schenk ; 2003]

$$r(k) = \sum_{l=0}^{k+N_p-1} r(l)r^*(l+N) \quad (3,16)$$

Comme on a vu dans le chapitre 2 le signal MIMO-OFDM à l'instant k donnée par l'équation suivante :

$$r(k) = FFT(y(i))|_{i=k} = FFT(H(i) s(i) + w(i))|_{i=k} \quad (3,17)$$

Ou :

- $s(i)$: Le signal transmis.
- $w(i)$: Le bruit
- $H(i)$: La réponse de canal
- $y(i)$: Le signal reçu

Le décalage fréquentiel normalisé apparu comme un décalage de phase entre le CP et son copie [Sandell, 2003]:

$$[r(k+N)] = \exp(j2\pi\delta_f) = \exp(j2\pi\delta_f)[r(k)] \quad (3,18)$$

La méthode ML d'estimation de décalage fréquentiel [coulson, 2001], exploite la fonction de corrélation complexe Λ :

$$\begin{aligned} \Lambda(\tau) &= \sum_{k=\tau+l}^{\tau+N_p-1} [r(k)]^H [r(k+N)] \\ &= \sum_{k=\tau+l}^{\tau+N_p-1} \sum_{m=1}^{N_r} r_m^*(k)r_m(k+N) \end{aligned} \quad (3,19)$$

Ou :

- L : la longueur de la réponse de canal.
- N : le nombre des échantillons de symbole.

- τ : Le temps de débet de symbole OFDM.

On conclu que :

$$y_i(k) = \frac{1}{2} \sum_{l=k}^{k+N_p-1} (|r_i(l)|^2 + |r_i^*(l+N)|^2) \quad (3,20)$$

Et l'expression de décalage fréquentiel peut calculer comme [Schenk, 2003] défini:

$$\hat{\phi}_{ML} = \angle \Lambda(t_p) \quad (3,21)$$

$$\widehat{\Delta f}_{ML} = \frac{\hat{\phi}_{ML}}{2\pi} \Delta F = \frac{f_s(\hat{\phi}_{ML})}{2\pi N}$$

Ou :

- t_p : C'est le meilleur instant pour estimer le décalage fréquentiel.
- $\Delta F = f_s/N$: L'espace entre les sous porteuse.
- f_s : La fréquence d'échantillonnage.

La méthode de maximum likelihood exploite le maximum de la fonction $\Lambda(\tau)$ sur l'instant optimal τ_{opt} sachant que τ_{opt} défini dans l'équation (3 3 10) comme suite

$$\tau_{opt} = \arg \max_{\tau} (\eta(\tau))$$

Alors :

$$\max(\Lambda) = \Lambda(\tau_{opt}) = \sum_{k=\tau_{opt}+l}^{\tau_{opt}+N_p-1} [r(k)]^H [r(k+N)] \quad (3,22)$$

$$= \sum_{k=\tau_{opt}+l}^{\tau_{opt}+N_p-1} \sum_{m=1}^{N_r} r_m^*(k) r_m(k+N)$$

Donc on constate par la méthode ML:

$$\hat{\phi}_{ML} = \angle \Lambda(\tau)|_{\tau=\tau_{opt}} = \angle \Lambda(\arg \max_{\tau} (\eta(\tau))) \quad (3,23)$$

$$\widehat{\Delta f}_{ML} = \frac{\hat{\phi}_{ML}}{2\pi} \Delta F = \frac{f_s(\hat{\phi}_{ML})}{2\pi N} \quad (3, 24)$$

Conclusion :

Nous avons montré dans ce chapitre les différentes méthodes de synchronisation pour les deux modèles SISO-OFDM et MIMO-OFDM, ces méthodes appliquées dans plusieurs systèmes de communication et spécifiquement notre système DVB-T, donc, la synchronisation de la porteuse est un facteur crucial dans les systèmes de communications MIMO-OFDM. Pour cette raison nous consacrons le chapitre suivant à la simulation de notre système DVB-T et à l'estimation de décalage fréquentiel.

Chapitre

Simulation et Résultats

4

4.1 Introduction

Nous avons étudié dans le chapitre 3 les différentes méthodes de synchronisation. Dans ce chapitre, nous utilisons le simulink sous MATLAB pour simuler deux modèles de système : SISO-OFDM et MIMO-OFDM, qui sont présentés dans le chapitre 2. Nous présentons la structure et la description de chaque modèle pour différents canaux de communication. Nous donnons les résultats de simulation de chaque modèle concernant les paramètres du système (signal OFDM, réponse de canal, décalages temporel et fréquentiel). Une interface simulant les paramètres d'un système DVB-T sera présentée également.

4.2 Modèle de simulation du système SISO-OFDM

Notre modèle de système SISO-OFDM donné dans la figure 2.1 est complexe. Il se compose de trois parties essentielles :

- Emission
- Canal
- Réception

Notre objectif est de simuler chaque partie, en utilisant le Simulink sous Matlab, afin d'évaluer les paramètres de ce système pour les différentes imperfections du canal radiofréquence. Nous estimons les décalages temporel et fréquentiel permettant une bonne synchronisation du système. Le modèle global du système SISO-OFDM est représenté dans la figure 4.1. On constate que ce modèle est constitué de plusieurs blocs réalisant chacun une fonction. Pour faciliter l'étude de ce modèle, nous l'avons divisé en 3 parties (émission, canal et réception).

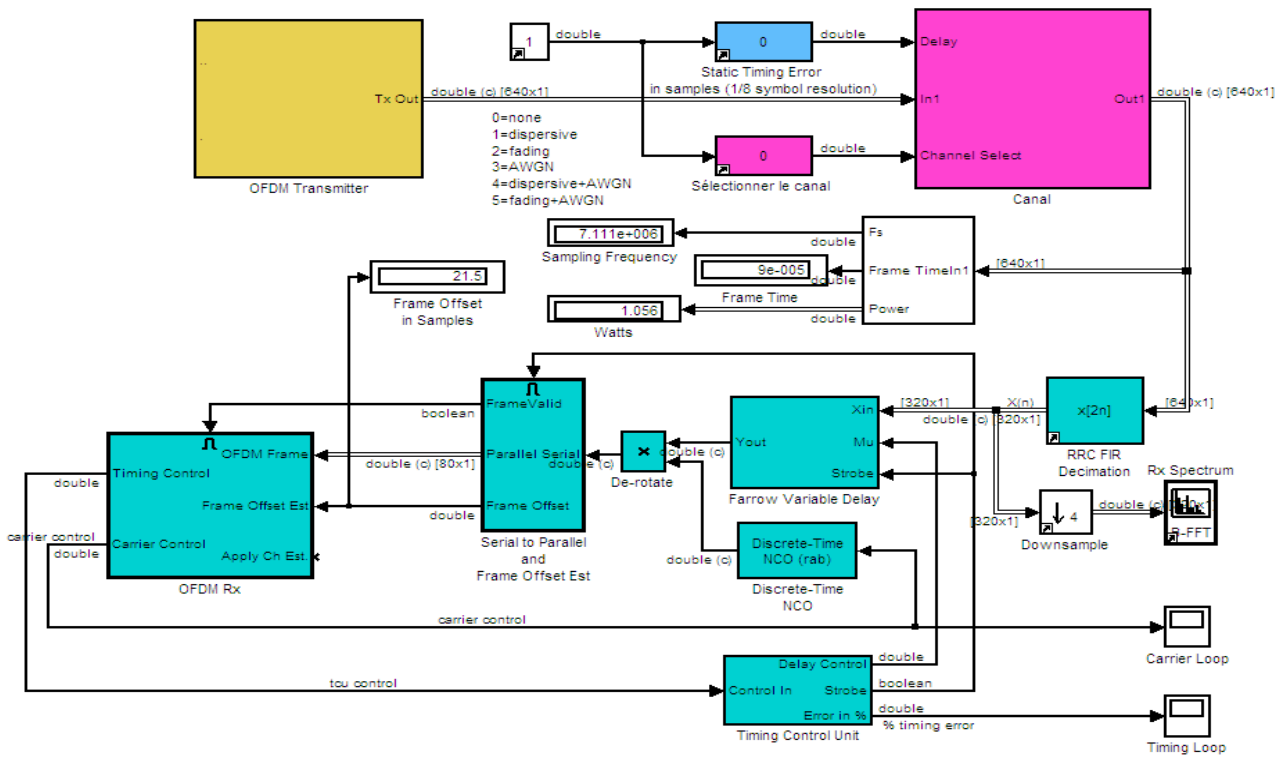


Figure 4.1 : le modèle global d'un système SISO-OFDM

4.2.1 Emission

La partie émission est représentée, dans le modèle globale du système SISO-OFDM, par le bloc OFDM Transmitter. Ce bloc intègre plusieurs sous-blocs nécessaires à la génération d'un signal OFDM. Ce dernier est réalisé à partir des opérations suivantes: génération des données, modulation, conversion série/parallèle, transformé de Fourier (IFFT) et insertion de l'intervalle de garde, ...etc. La structure interne du bloc OFDM Transmitter est montrée par la figure 4.2. Nous avons utilisé dans ce bloc de simulation les valeurs des paramètres d'un signal OFDM, donnés par le tableau 4.1.

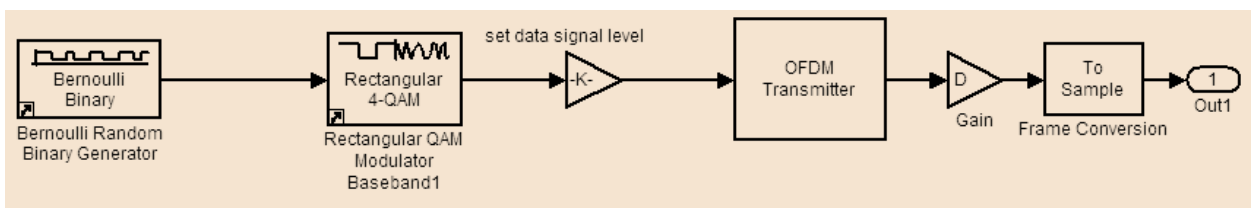


Figure 4.2 : construction interne de bloc de symbole OFDM

4.2.2 Canal de transmission

Dans un environnement radio mobile, les signaux parviennent au récepteur en ayant suivis des trajets différents (retards). Ces retards engendrent des distorsions du canal de propagation qualifiées d'étalements des retards (décalage temporel). Lorsque le récepteur se déplace, le signal subit des distorsions supplémentaires liées à la vitesse du mobile. Ces variations du canal de propagation en fonction du temps se traduisent dans le domaine fréquentiel par la variation de la fréquence reçue en fonction du temps encore appelée étalement Doppler (décalage fréquentiel). Un canal est caractérisé par sa réponse impulsionnelle.

Nous simulons différents canaux de transmission radio mobile caractérisés par ces imperfections. Le bloc canal dans la figure 4.1 est structuré par des sous-blocs représentés par la figure 4.3 afin de contenir les différents modèles de canaux. Le bloc sélectionner le canal dans la figure 4.1 permet de choisir le modèle désiré suivant les valeurs:

- 0= none (canal idéal)
- 1= dispersive
- 2= fading
- 3= AWGN
- 4= dispersive+ AWGN
- 5= fading+ AWGN

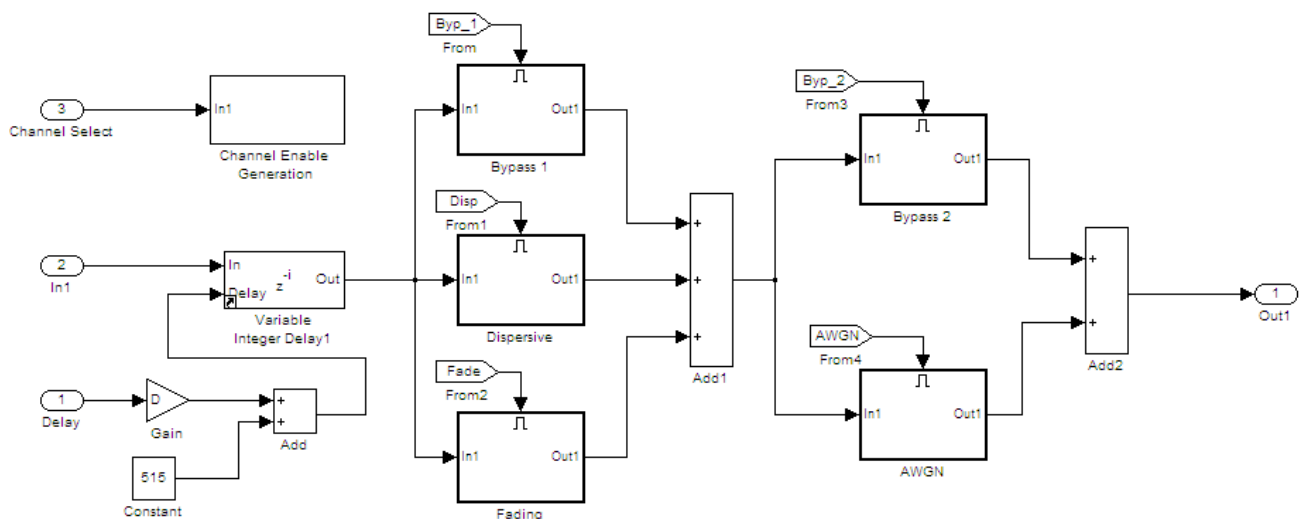


Figure 4.3: structure interne de bloc canal de transmission

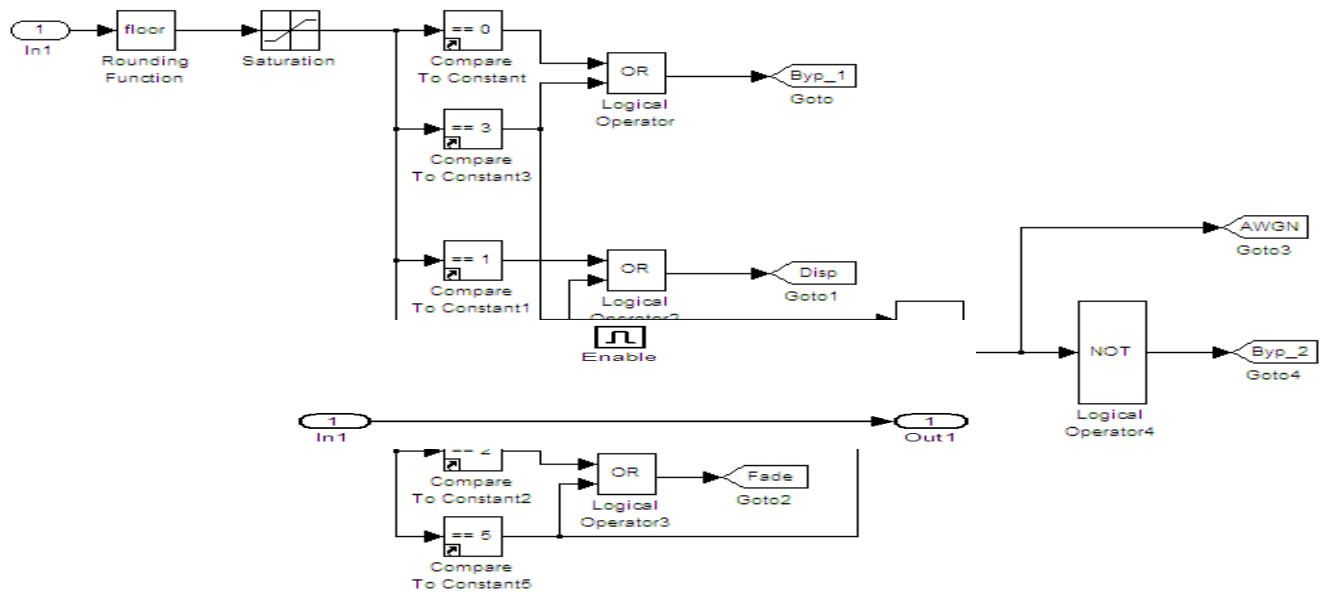


Figure 4.4: structure interne de sélectionneur de canal

Le bloc sélectionneur de canal (figure 4.4) se compose de six sous blocs, chacun représente un modèle (idéal, dispersive, fading, AWGN, dispersive+ AWGN, fading+ AWGN) de canal. Chaque modèle est caractérisé par sa fonction de transfert. Les canaux simulés sont:

- **Canal idéal:** est un canal caractérisé par une fonction de transfert sous forme d'impulsion de Dirac. La simulation de cette fonction est montrée dans la figure 4.5.

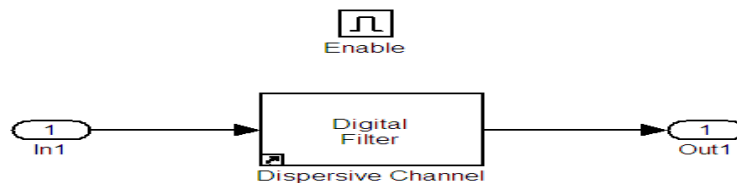


Figure 4.5 : canal idéal

- **Canal dispersif:** est un canal dont la fonction de transfert (figure 4.6) peut être simulée comme un filtre (FIR, IIR...). La figure (4.7) montre les paramètres de configuration d'un tel canal.

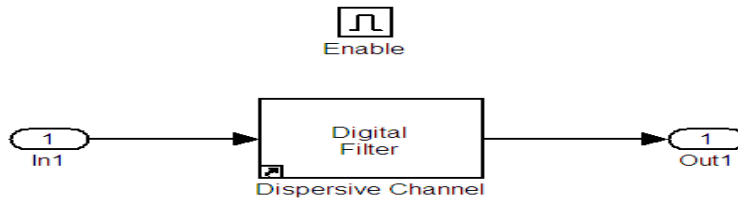


Figure 4.6 : bloc canal dispersif

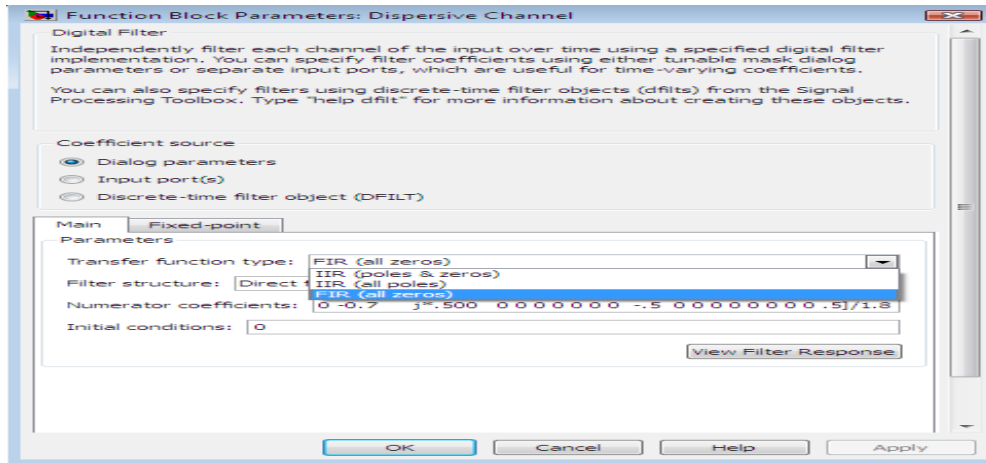


Figure 4.7 : configuration des paramètres de canal.

La figure 4.8 montre la réponse impulsionnelle du canal dispersif simulé par un filtre de type FIR avec les coefficients donnés dans la figure 4.7.

Canal multi trajets : est un canal à multi trajet (fading) modélisé par le modèle de Rayleigh. Le bloc de ce canal est illustré par la figure 4.9. Les paramètres de ce dernier sont montrés dans la

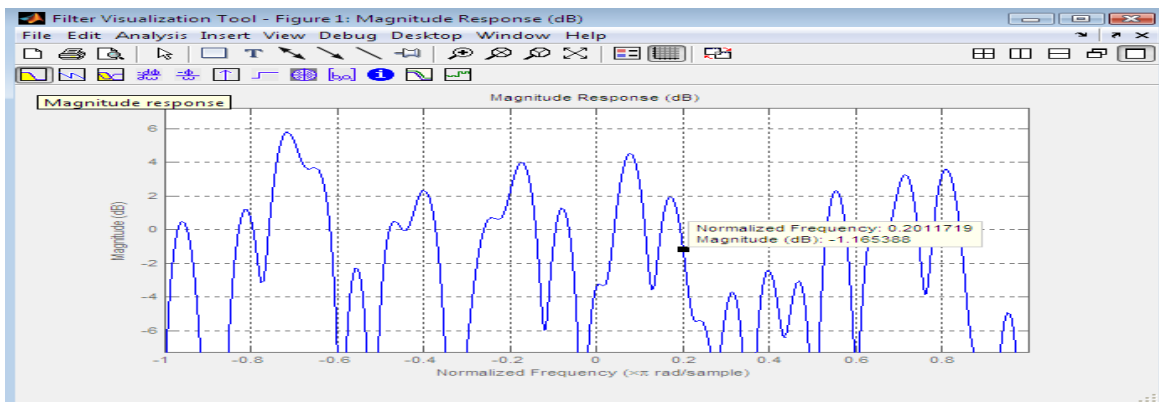


figure 4.10 : Figure 4.8 : réponse fréquentielle de canal

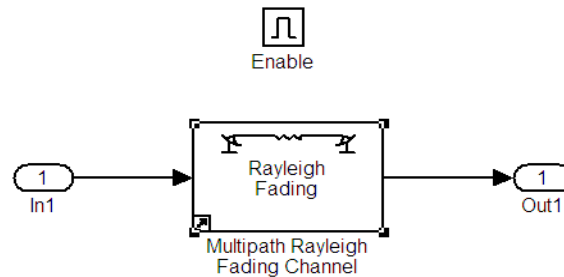


Figure 4.9 : canal de Rayleigh

- Le décalage maximum de l'effet Doppler.
- Type de spectre de Doppler.
- Vecteur de délai des trajets.
- Vecteur de gain de chaque trajet.

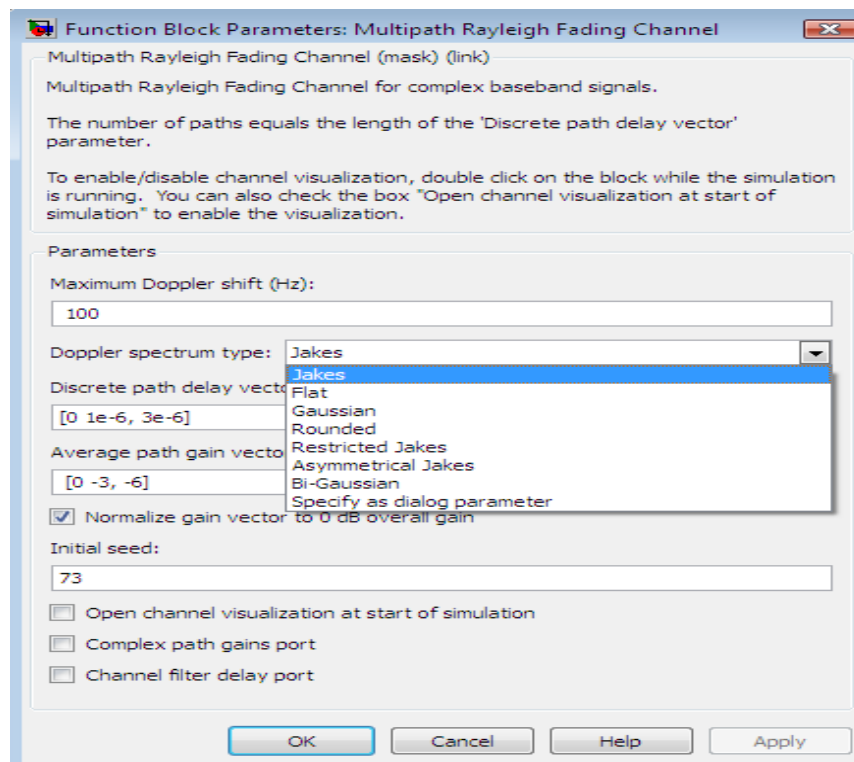


Figure 4.10 : configuration des paramètres de canal

- **Canal bruité AWGN** : est un canal dont sa distribution est gaussienne en amplitude. la figure 4.11 représente le bloc de simulation de ce canal. Les paramètres de configuration de ce canal sont montrés par la figure 4.12.

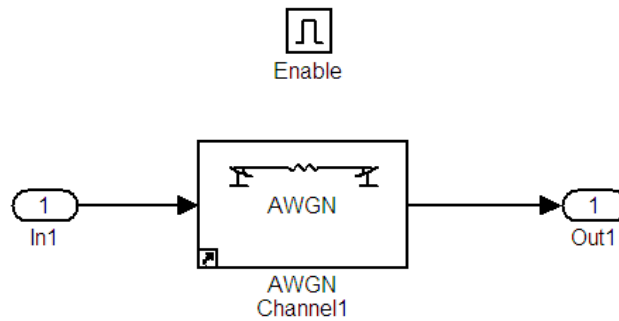


Figure 4.11: canal bruité AWGN

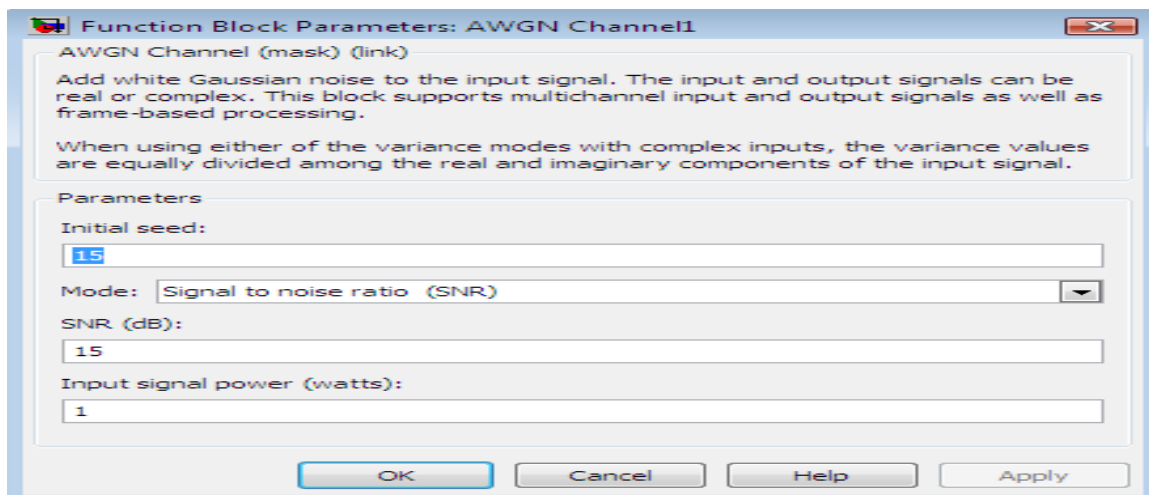


Figure 4.12 : configuration des paramètres de canal

4.2.3 Réception

La partie est représentée, dans le modèle globale du système SISO-OFDM, par le bloc OFDM Rx et les sous blocs de traitement. Le récepteur reçoit les signaux transmis avec des retards différents. Ces retards perturbent le signal reçu OFDM. La conception d'un tel récepteur est très complexe car les signaux OFDM reçus sont très sensibles aux problèmes de synchronisation. Dans ce cas là le récepteur doit estimer les décalages fréquentielle et

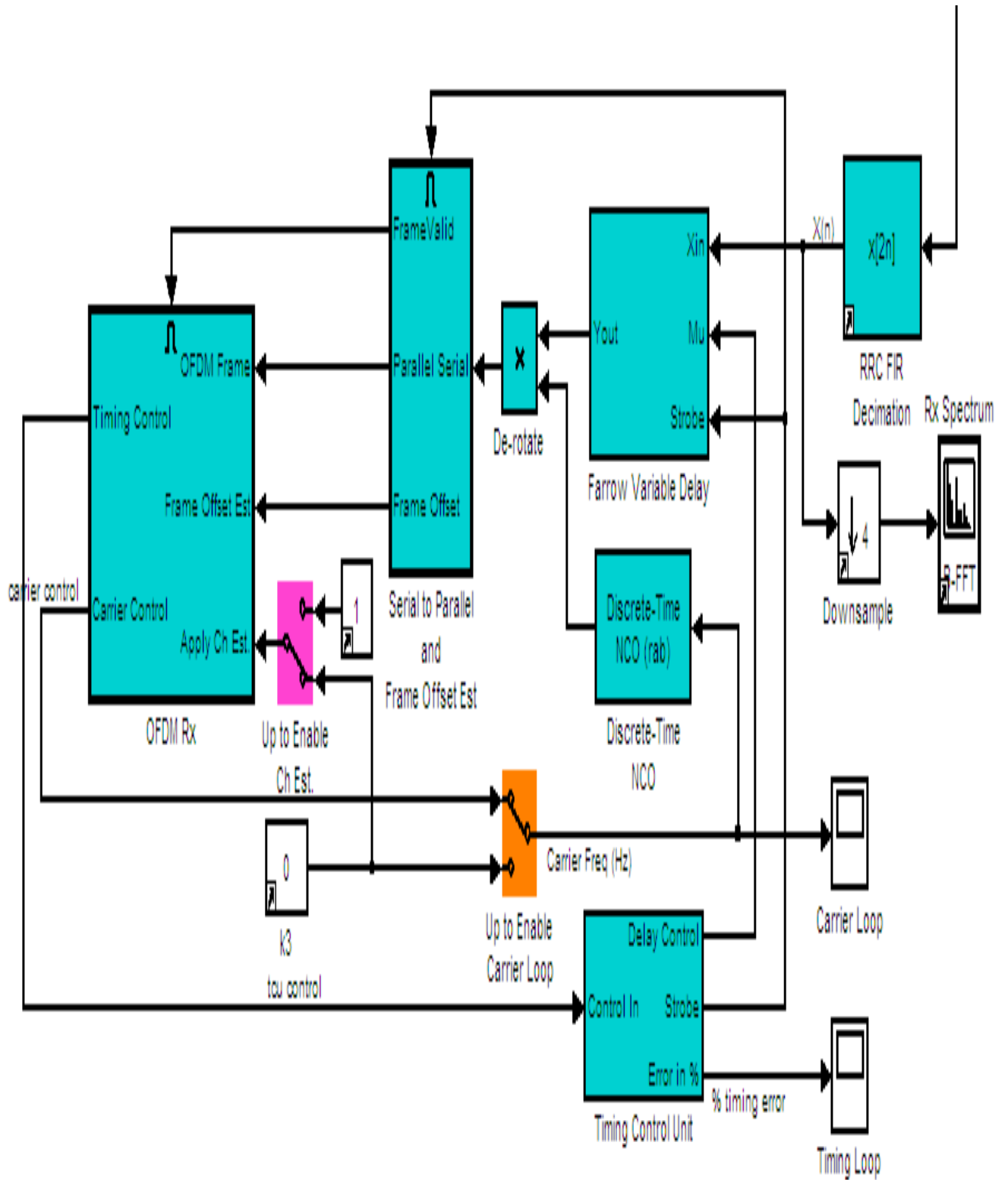


Figure 4.13 : partie de réception

temporel (paramètres de synchronisation). La structure du récepteur SISO-OFDM estimant ces paramètres est illustrée par la figure 4.13. La description des blocs constituant cette partie est donnée ci-dessous.

- **Bloc de filtre FIR:** est un bloc qui sert à filtrer les fréquences désirées du système SISO-OFDM. La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert de ce filtre sont représentées par les figures 4.14 et 4.15 respectivement. Les paramètres utilisés pour le filtrage sont donnés dans la figure 4.16.

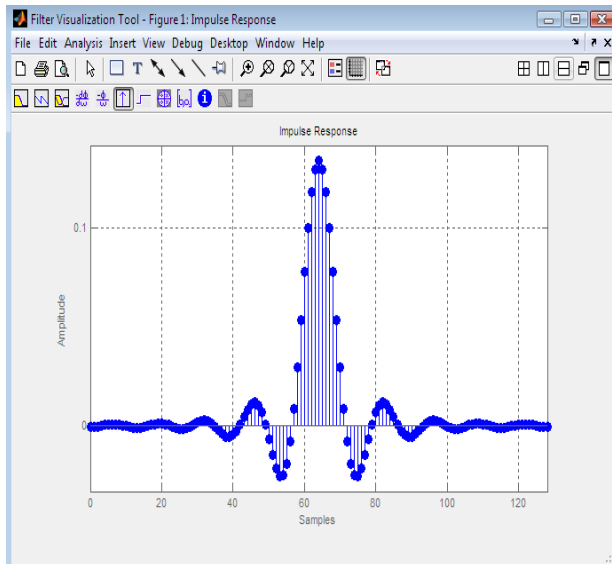


Figure 4.14 : réponse temporel

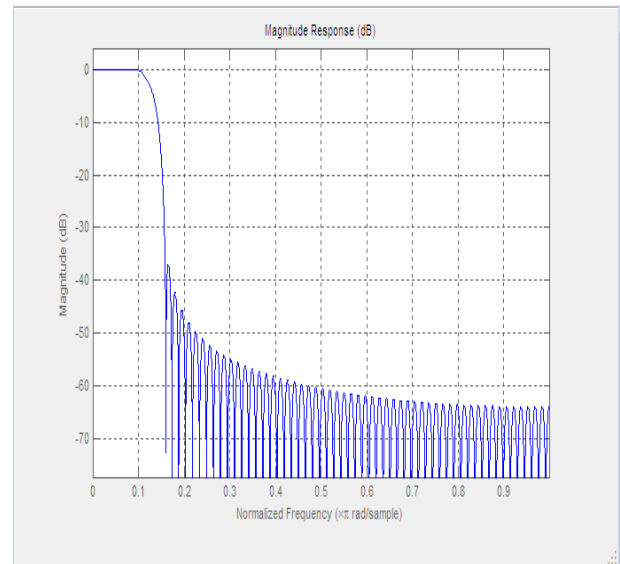


Figure 4.15 : réponse fréquentiel

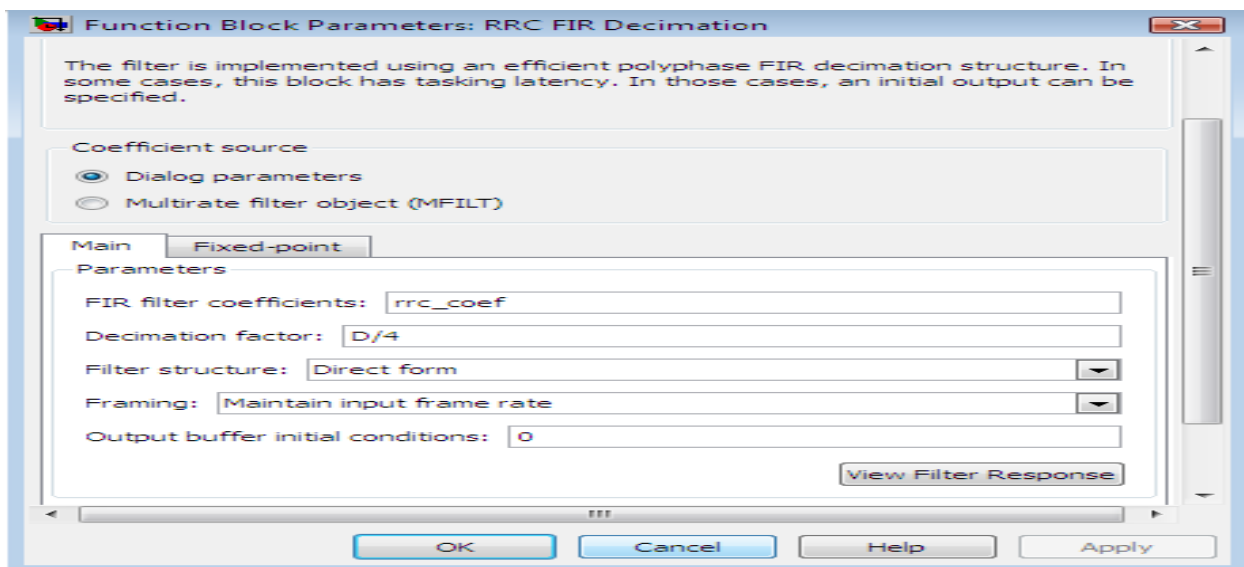


Figure 4.16 : paramètres d'un filtre FIR

- **Bloc OFDM RX:** est un bloc utilisé pour restituer le signal transmis OFDM et estimer les paramètres de synchronisation à savoir le décalage fréquentiel et le décalage temporel, comme présenté dans la figure 4.17. la structure interne de ce dernier se compose de plusieurs sous blocs montrés par la figure 4.18. Les blocs principaux dans cette structure sont :
 - OFDM receiver qui restitue et sépare les pilotes de trame et les symboles OFDM.
 - Estimateur des décalages fréquentiel et temporel qui estime les paramètres de synchronisation (figure 4.19).

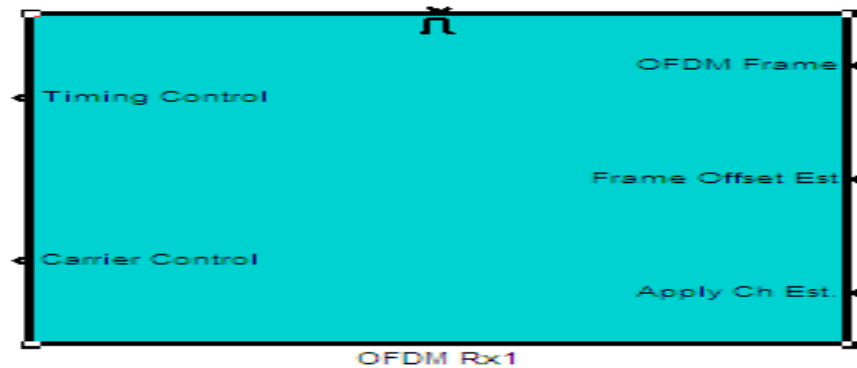


Figure 4.17 : bloc du signal OFDM

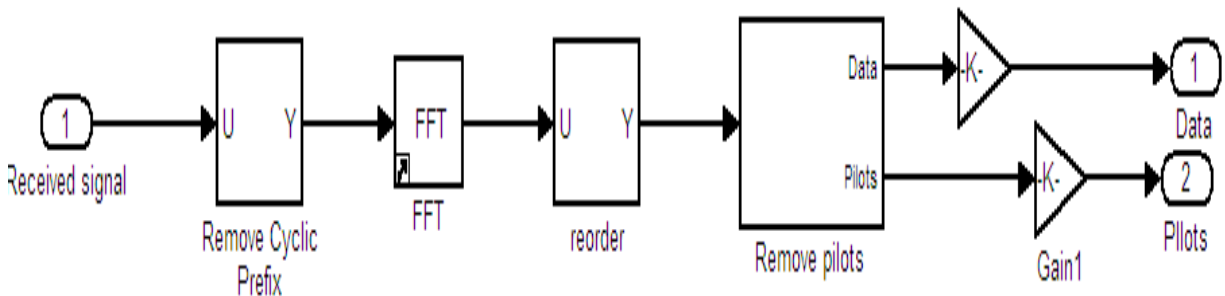


Figure 4.19 : la structure interne de bloc du signal OFDM

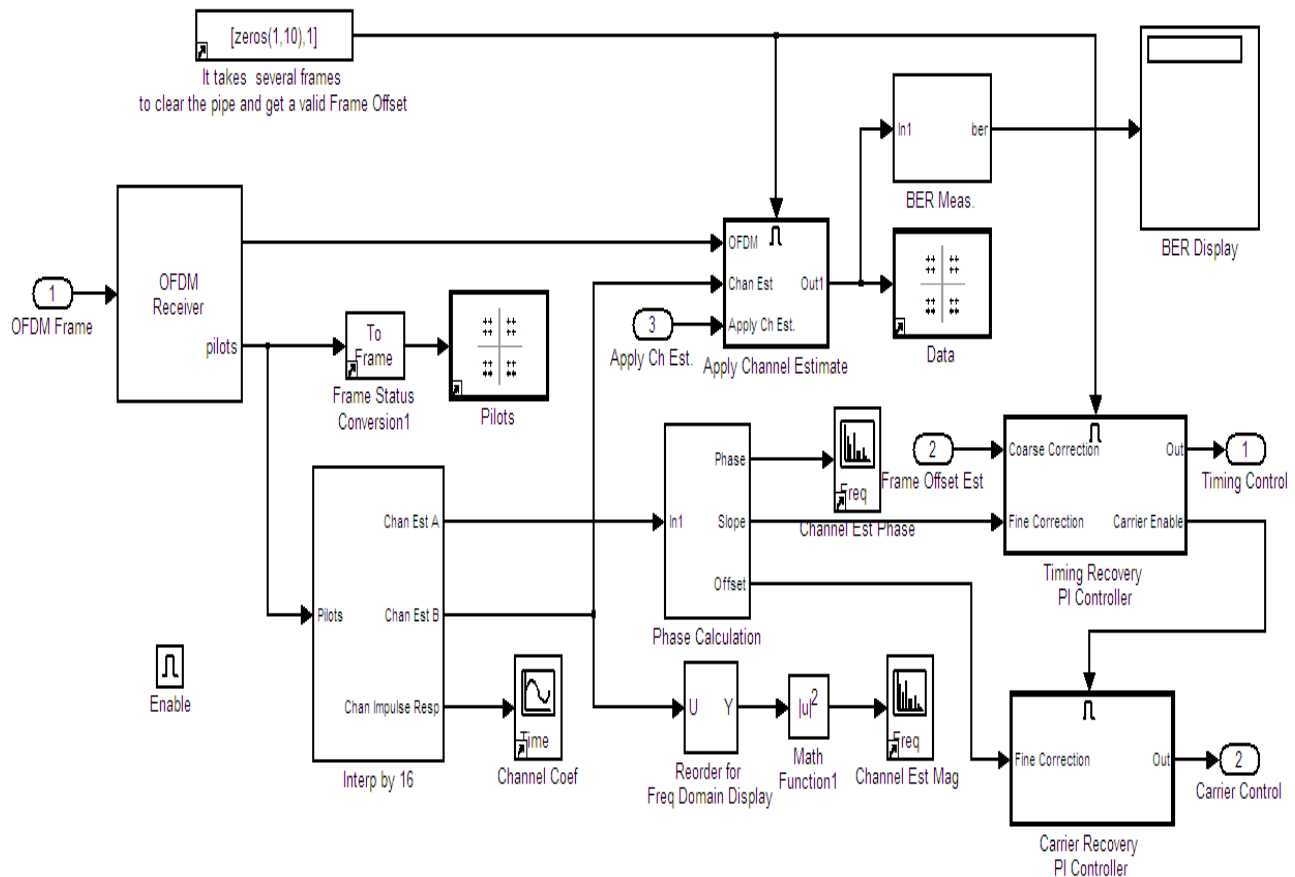


Figure 4.18 : description interne de bloc du signal OFDM

4.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous simulons notre système SISO-OFDM donné par la figure 4.1. Nous présentons les résultats de cette simulation pour chaque modèle de canal. Les paramètres à simuler sont :

- Canal de radiocommunication (réponse impulsionnelle et fonction de transfert).
- Spectre du signal OFDM reçu.
- Mapping des données et pilotes de trame.
- Décalages fréquentiel et temporel.

4.3.1 Résultats du système SISO-OFDM pour un canal idéal

Nous sélectionnons le modèle du canal utilisé dans la simulation par les valeurs correspondantes citées dans la section 4.2.2. Pour le cas d'un modèle de canal idéal, la valeur sélectionnée correspondante au bloc sélectionneur de canal est 0.

Les résultats obtenus pour ce modèle de canal sont:

- Réponse impulsionnelle et fonction de transfert de ce canal sont illustrées par la figure 4.20 et la figure 4.21 respectivement. On constate que la réponse impulsionnelle est une impulsion de Dirac et la fonction de transfert est plate qui signifie que ce canal est non sélectif en fréquence et non dispersif en temps.

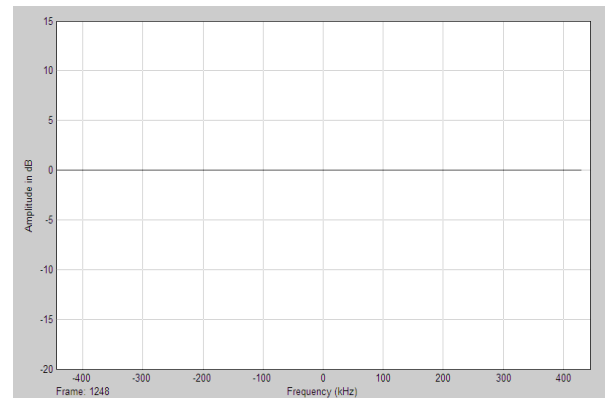
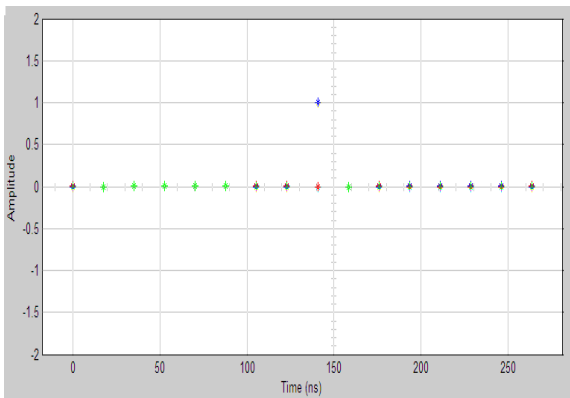


Figure 4.20 : réponse de canal temporelle **Figure 4.21 : réponse de canal fréquentielle**

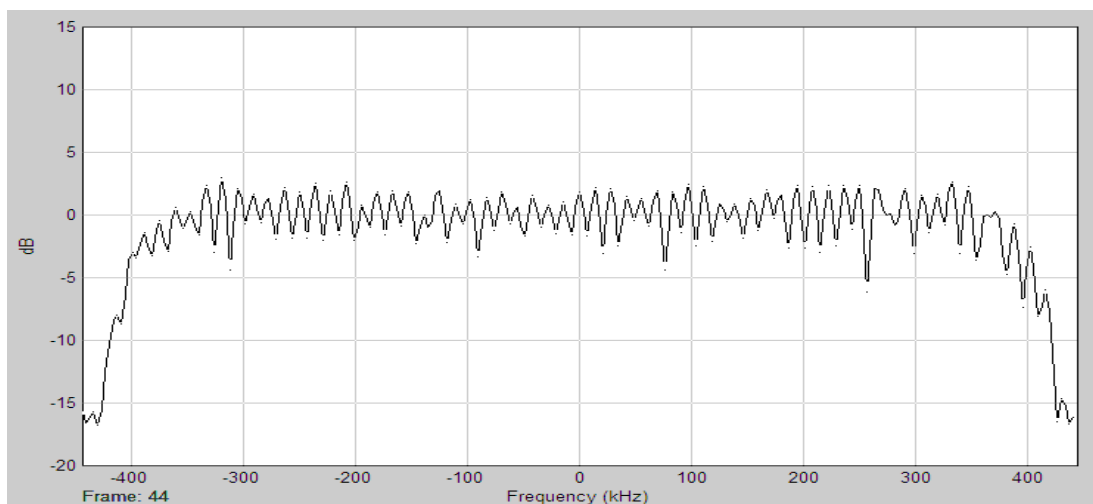


Figure 4.22 : spectre du signal OFDM à la réception.

Spectre du signal OFDM : le spectre du signal reçu OFDM est donné par la figure 4.22. Nous remarquons que ce spectre est restitué correctement du fait que ce canal est idéal.

- La constellation des données (mapping) et les pilotes de trame OFDM sont représentées sur les figure 4.23 et 4.24. Les signaux ne sont pas affectés par le bruit, et par conséquent les données OFDM seront restituées correctement avec un SNR très important.

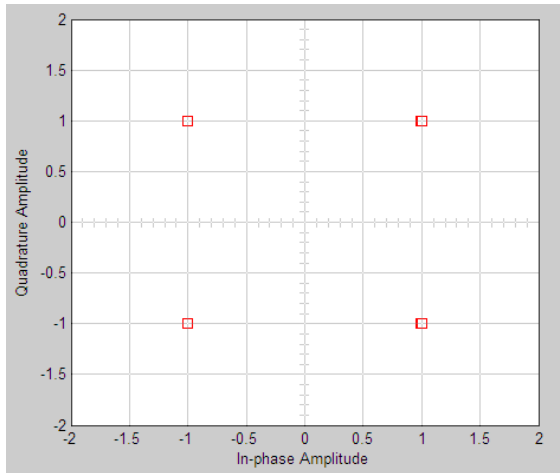


Figure 4.23: Constellation des symboles de Données reçus.

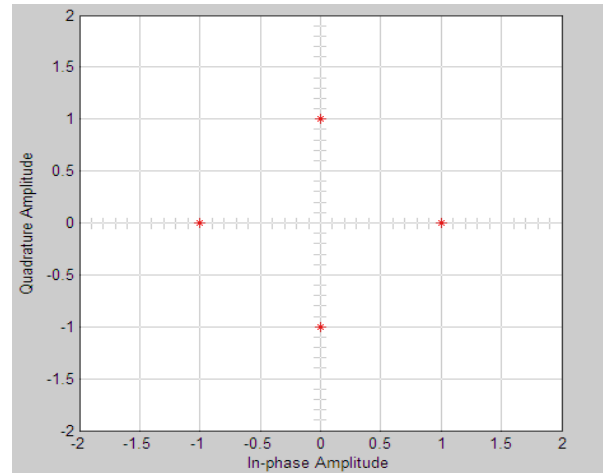


Figure 4.24 : Constellation des pilotes Reçus.

- Décalages temporel et fréquentiel : Ces décalages sont illustrés par les figures 4.25 et 4.26. On constate que ces décalages sont nuls ce signifie que notre système est synchronisé en temps et en fréquence entre l'émetteur et le récepteur.

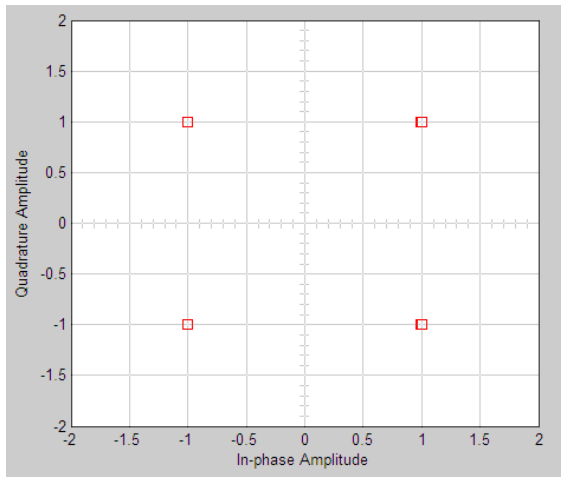


Figure 4.25 : decalage temporel

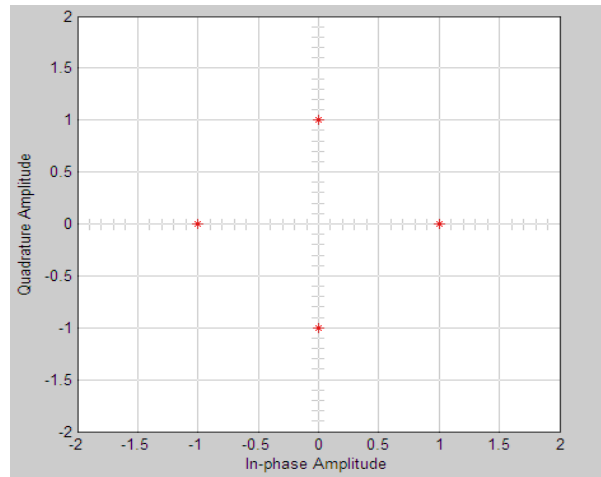
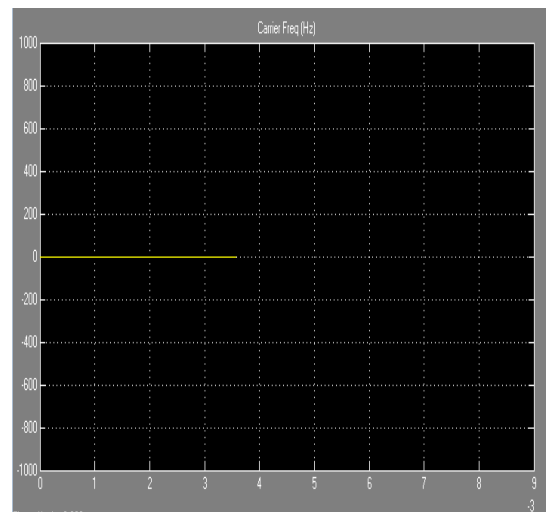
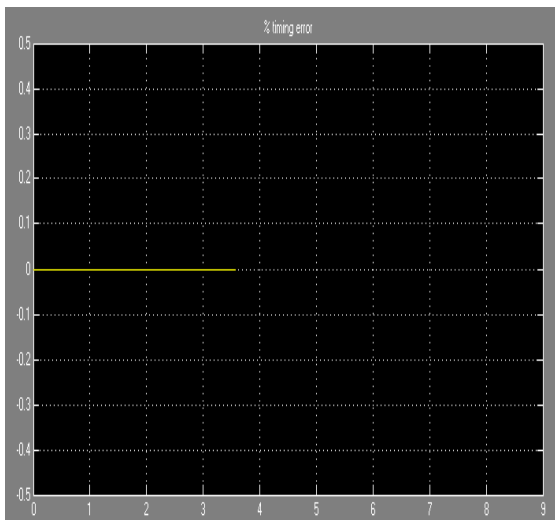


Figure 4.26 : decalage freaquentiel

4.3.2 Résultats du système SISO-OFDM pour un canal dispersif

Le sélectionneur de canal, dans la figure 4.1, doit être fixé sur la valeur 1 correspondant à un canal multi trajets. Les caractéristiques simulées de ce canal, à savoir la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, sont données par la figure 4.27 et la figure 4.28 respectivement. Nous remarquons dans la figure 4.27 l'existence d'autres impulsions retardées par rapport à l'impulsion du trajet direct. L'étalement temporel est la durée cette réponse impulsionnelle. Ceci signifie la dispersion temporelle de ce modèle de canal. Nous remarquons également sur la figure 4.28 que la fonction de transfert n'est pas plate, ceci traduit La sélectivité fréquentielle de ce canal.



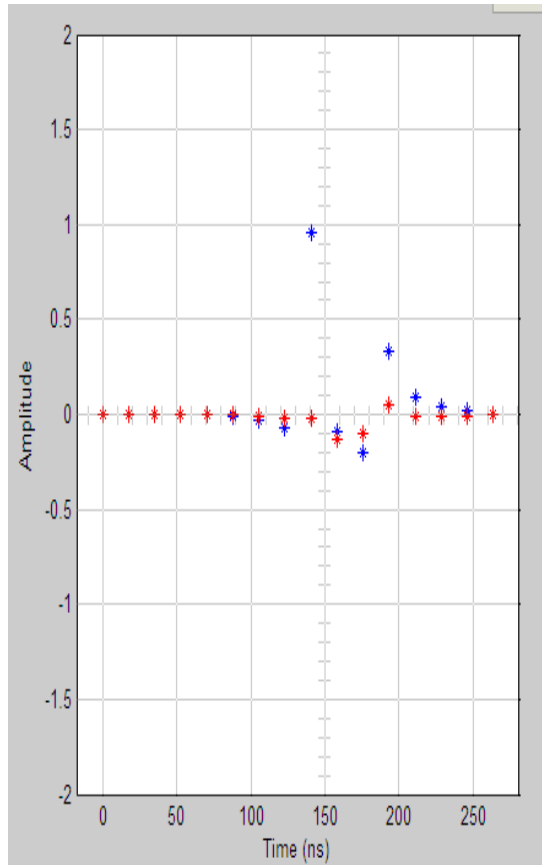


Figure 4.27 : réponse de canal dans le domaine temporel

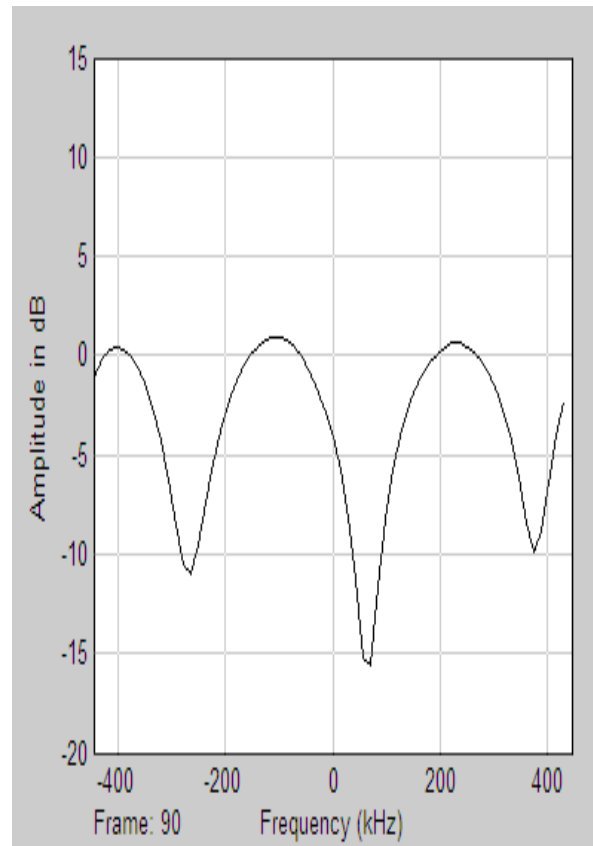
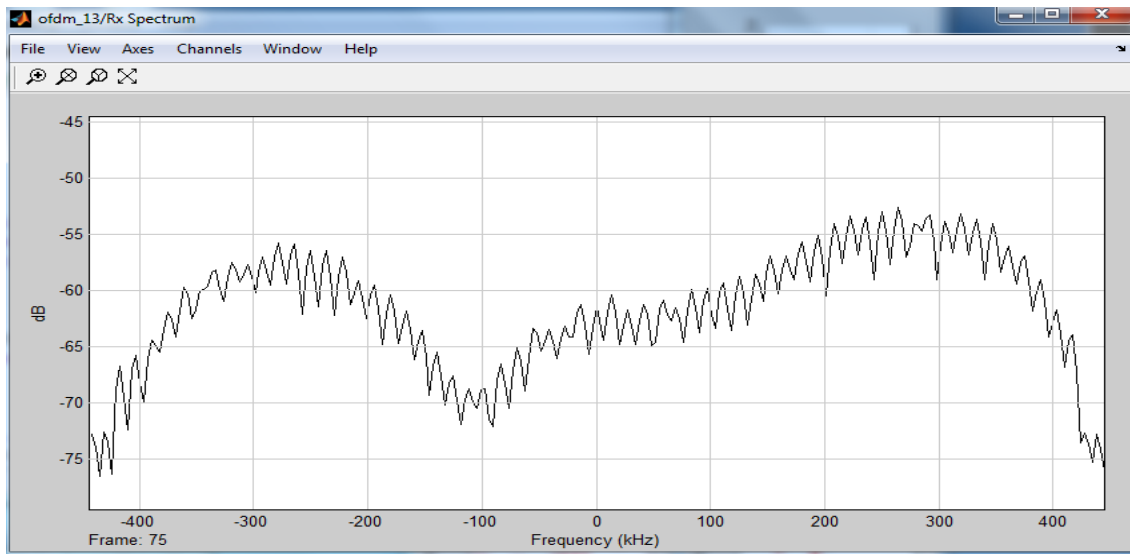


Figure 4.28: réponse de canal dans le domaine fréquentiel

Le signal reçu, dans ce modèle de canal, se compose d'un signal direct et des signaux réfléchis (voir figure 4.29). Ces derniers ont une puissance inférieure à 0.5dBm par rapport à la puissance du signal direct. Le signal OFDM reçu subit donc une dégradation spectrale proportionnelle à la sélectivité fréquentielle.



signal OFDM à la réception.

La constellation des symboles des données reçus, dans une transmission SISO-OFDM utilisant la démodulation 4 QAM, est représentée dans la figure 4.30. On constate sur ce mapping que les symboles de données sont décalés par rapport au mapping d'un canal idéal donné par la figure 4.20, ceci est dû aux imperfections d'un tel canal. Le mapping des pilotes de trame reçues est donné par la figure 4.31. Ce mapping est décalé par rapport au mapping d'un canal idéal (figure 4.21) pour les mêmes raisons citées concernant les symboles des données, Ce qui entraîne une dégradation des performances du système SISO-OFDM.

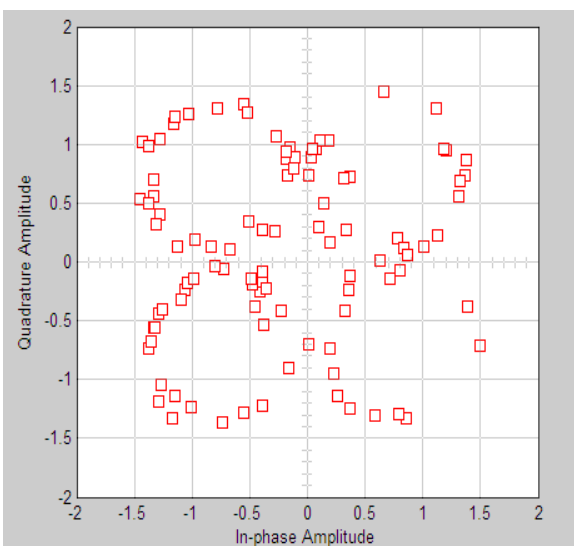


Figure 4.30: Constellation des symboles de Données reçus.

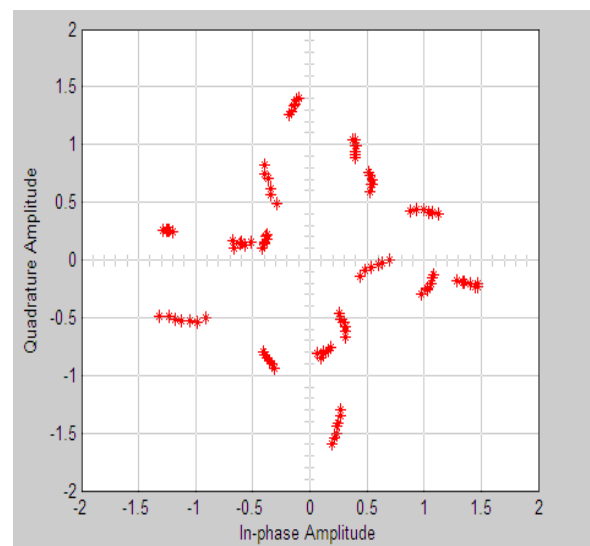


Figure 4.31 : Constellation des pilotes

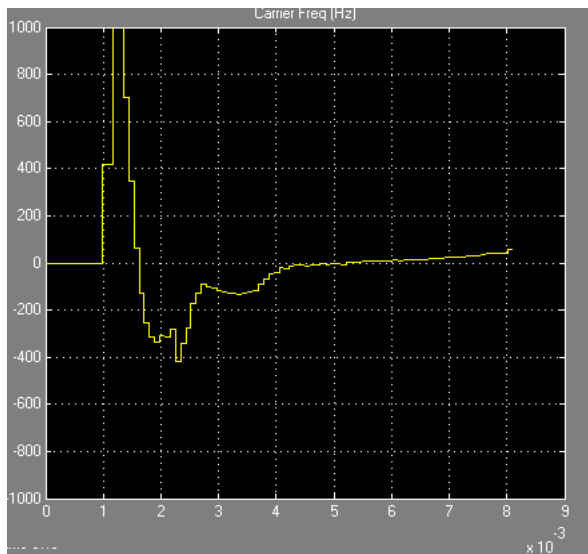


Figure 4.32 : décalage fréquentiel

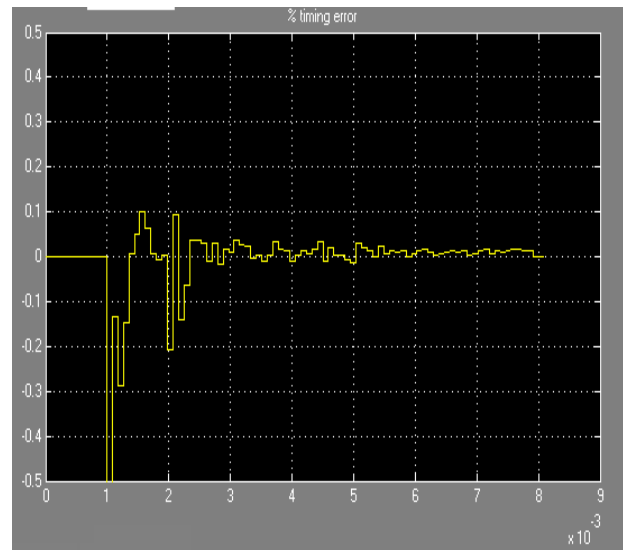


Figure 4.33 : decalage temporel

Les figures (4.32) et (4.33) présentent le décalage fréquentiel et le décalage temporel respectivement. Du fait de ces décalages, Nous constatons une perte de synchronisation entre l'émission et la réception.

Conclusion

4 .4. Modèle de simulation du système MIMO-OFDM

Nous avons simulé, dans cette section, un système MIMO-OFDM représenté par la figure 4.34. Ce dernier se compose d'une chaîne de blocs réalisant les deux systèmes combinés OFDM et MIMO. Nous avons introduit dans ce système la diversité spatiale au niveau de l'émission par l'exploitation de deux émetteurs par l'utilisation du codage espace-temps.

Notre système se compose des blocs suivants :

- Bloc de source d'information aléatoire (random data source).
- Bloc de modulation : représentation de l'information par des signaux en utilisant une modulation donnée (modulation QAM).
- Bloc IFFT pour l'implémentation des sous porteuses.
- Bloc de codage espace-temps d'Alamouty.
- Deux blocs d'émission OFDM.

- Bloc du canal MIMO : génération d'une matrice aléatoire complexe du canal, ses coefficients sont des variables aléatoires complexes gaussiennes de moyennes nulles et de variances unité.
- Générateur de bruit : génération d'un vecteur complexe de bruit AWGN, ses coefficients sont des variables aléatoires complexes gaussiennes de moyennes nulles et de variances
- Récepteur OFDM.
- Décodeur espace-temps d'Alamouty.
- Bloc extraction des sous porteuses (FFT).
- Bloc démodulation.
- Blocs de traitement et visualisation.

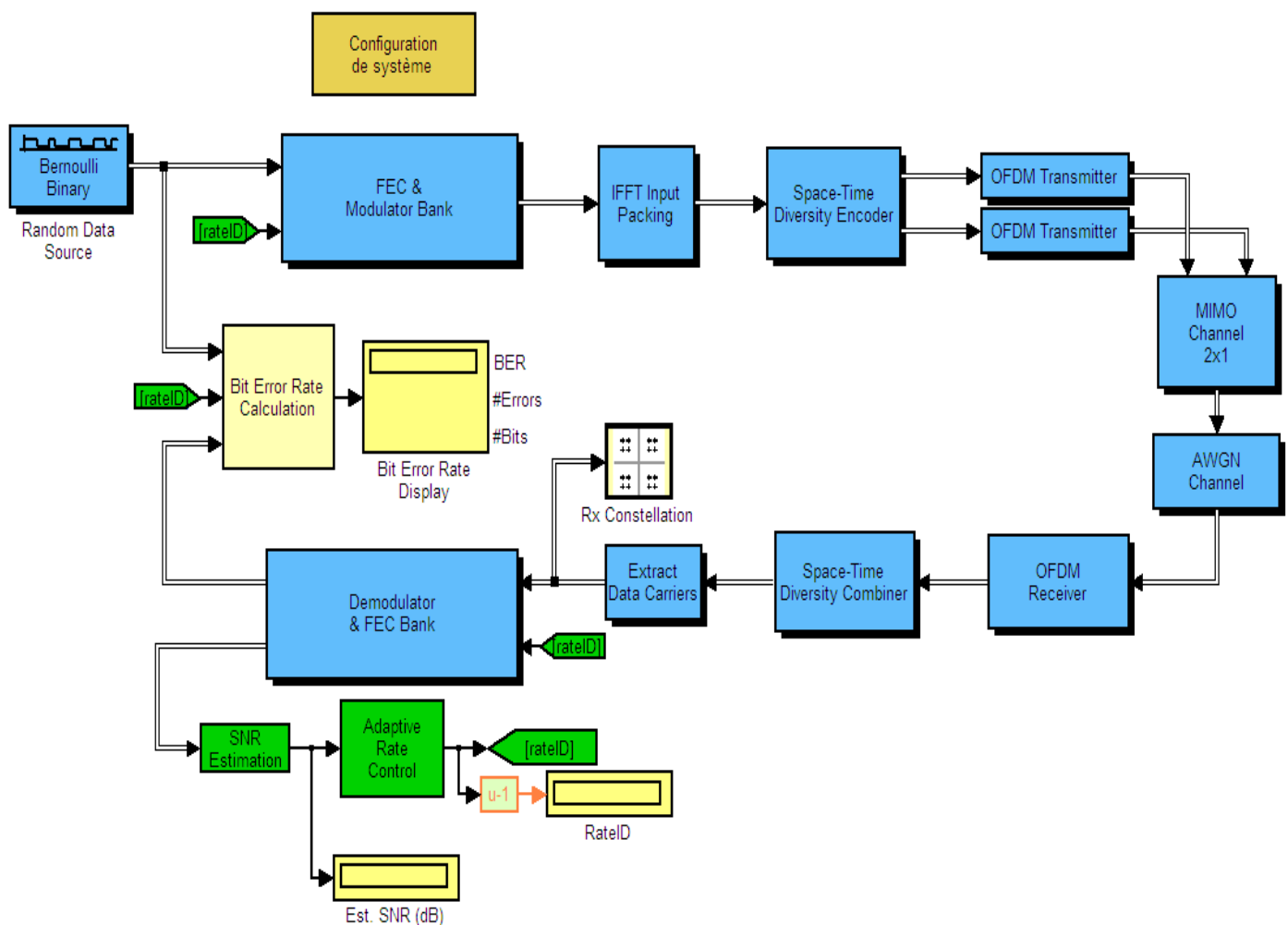


Figure 4.34 : model MIMO-OFDM

Le modèle de système MIMO-OFDM décrit précédemment (figure 4.34) est un standard **IEEE 802.16**. On doit procéder à sa configuration en configurant les blocs suivants :

- Configuration du système : ce bloc contient les paramètres donnés par la figure 4.35 à savoir la bande passante utilisée, l'intervalle de garde, nombre de symbole OFDM et le SNR.

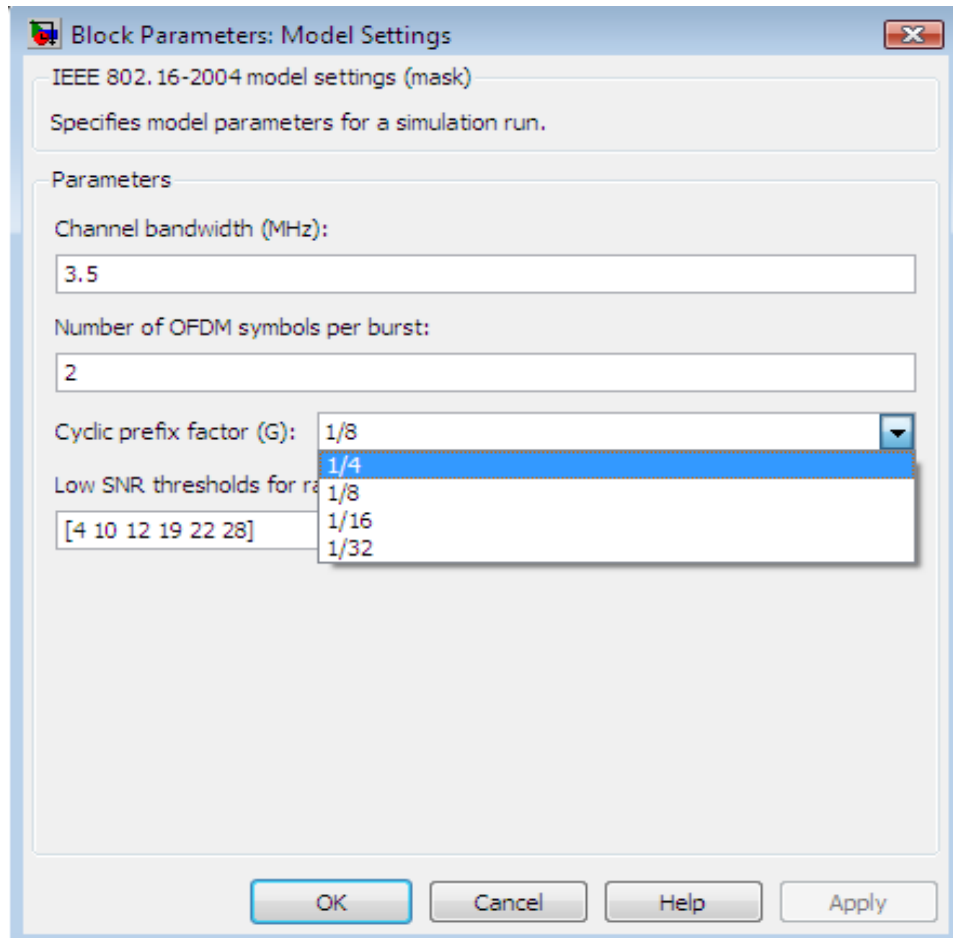


Figure 4.35 : paramètres du système

- Bloc modulateur: contient les différents types de modulation. Sa configuration dépend du débit du système (voir figure 4.36).

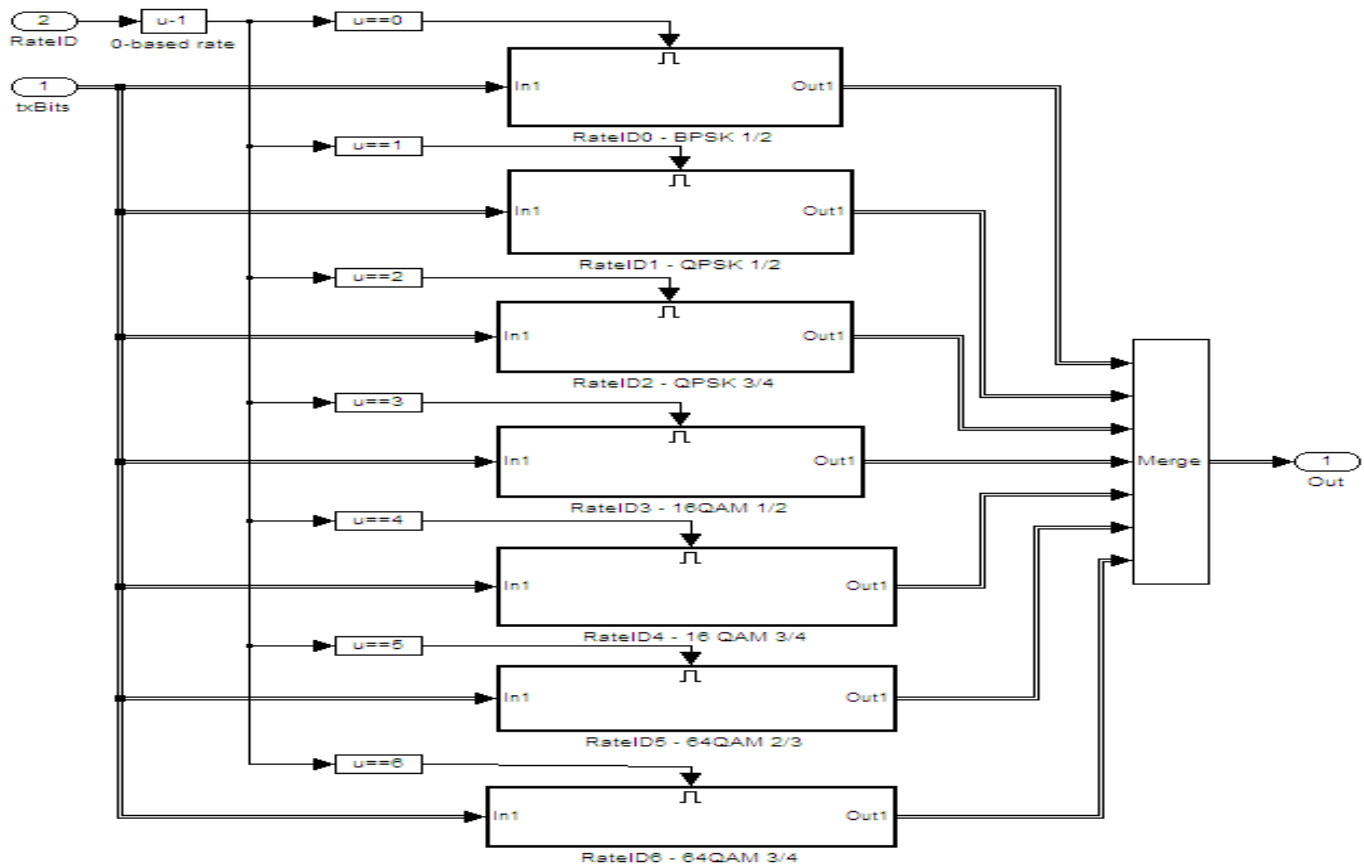


Figure 4.36 : bloc de modulateur

- Bloc de codage espace-temps: ce bloc exploite la diversité d'espace et temporelle par l'utilisation d'algorithme d'Alamouty (figure 4.37).

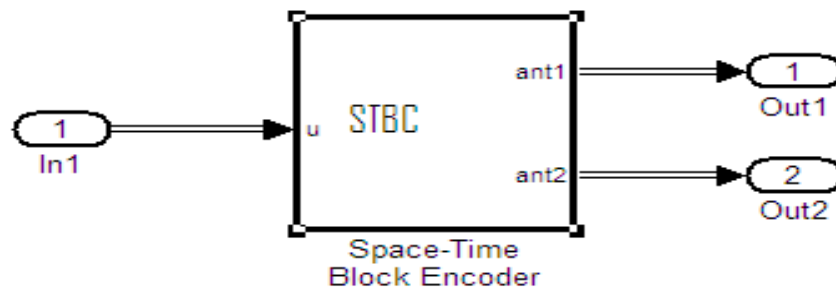


Figure 4.37 : bloc de codage espace-temps

- Bloc canal MIMO : c'est un canal multi trajets MISO (2x1) à fading utilisant la distribution de Rice (voir figure4.38).

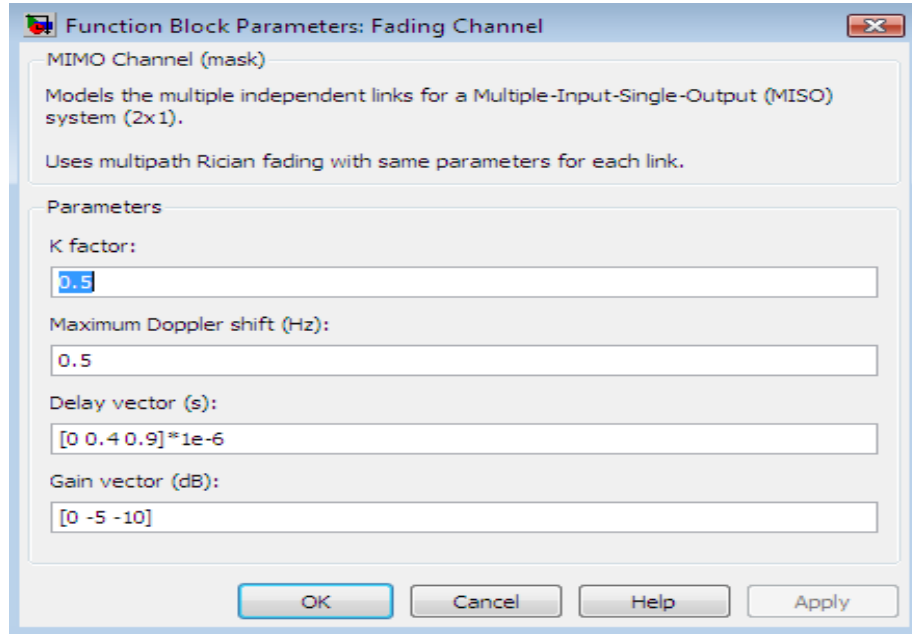


Figure 4.38 : bloc de codage espace-temps

- Bloc émetteur OFDM avec 256 sous porteuses (IFFT): ce bloc est caractérisé par le nombre des sous porteuses d'information (192) et le nombre des pilotes (8).
 - Bloc générateur de bruit AWGN.

4.5 Résultats de simulation du système MIMO-OFDM

Dans cette partie, nous simulons notre système MIMO-OFDM donné par la figure 4.35. Nous présentons les résultats de cette simulation pour un canal multi trajets MIMO. Les paramètres à simuler sont :

- **Spectre du signal émis par les émetteurs OFDM** : le spectre du signal émis par chaque émetteur OFDM est représenté par les figures 4.39 et 4.40. La bande passante de ces spectres est de 2MHz et la puissance émise est de 0dBm (1mw).

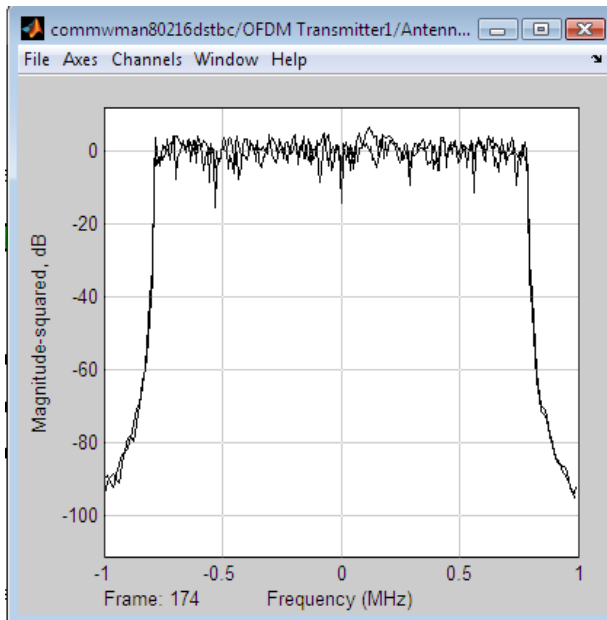


Figure 4.39:spectre OFDM d'antenne 1

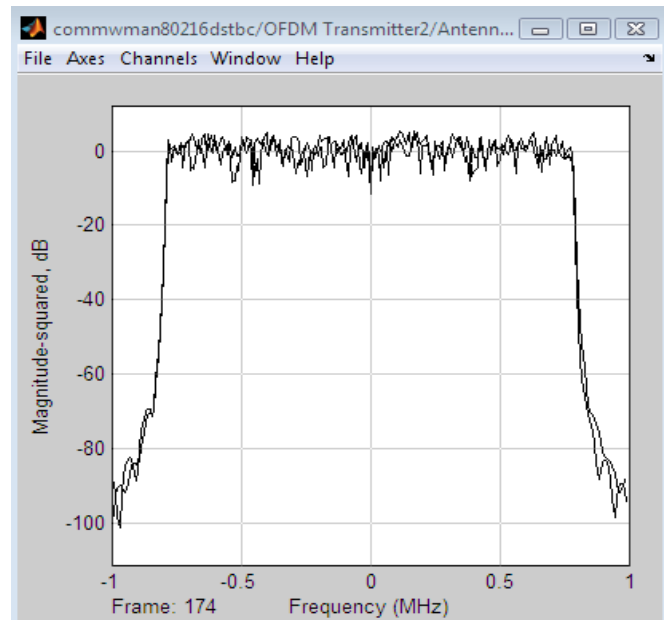


Figure 4.40 : spectre OFDM d'antenne

- **Mapping des signaux reçus** : la constellation des signaux reçus ($M=16$) est donnée par la figure 4.41. Nous constatons que les signaux reçus subissent des décalages dues aux imperfections d'un tel canal.

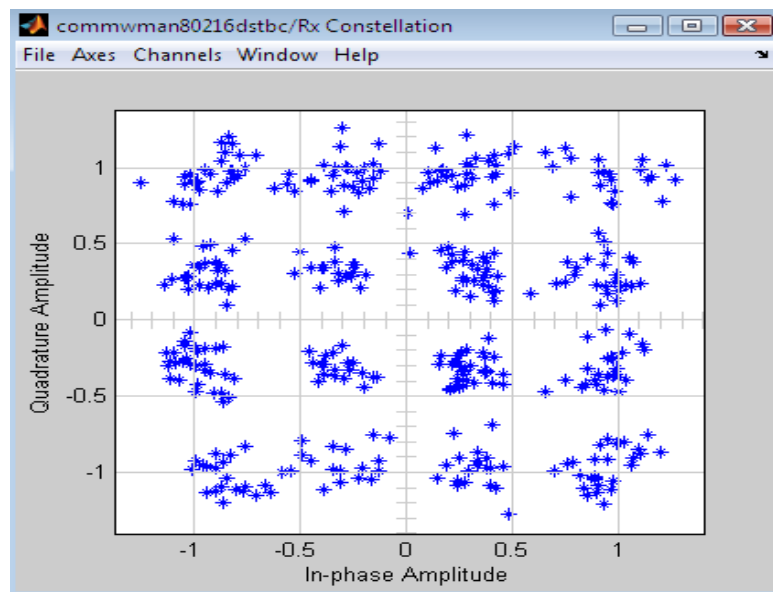


Figure 4.41 : constellation des données reçues

- **Diversité spatiale** : Nous avons représenté les résultats des signaux détectés en termes de probabilité d'erreur BER en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) (figure 4.42). Nous constatons les performances du système s'améliorent en augmentant la puissance du signal émis. La diversité spatiale contribue à l'amélioration de ces performances en diminuant la probabilité d'erreur BER.

La figure 4.42 représente également la comparaison des deux systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM en termes de performances. Nous constatons une nette amélioration de ces dernières par l'exploitation de la diversité spatiale.

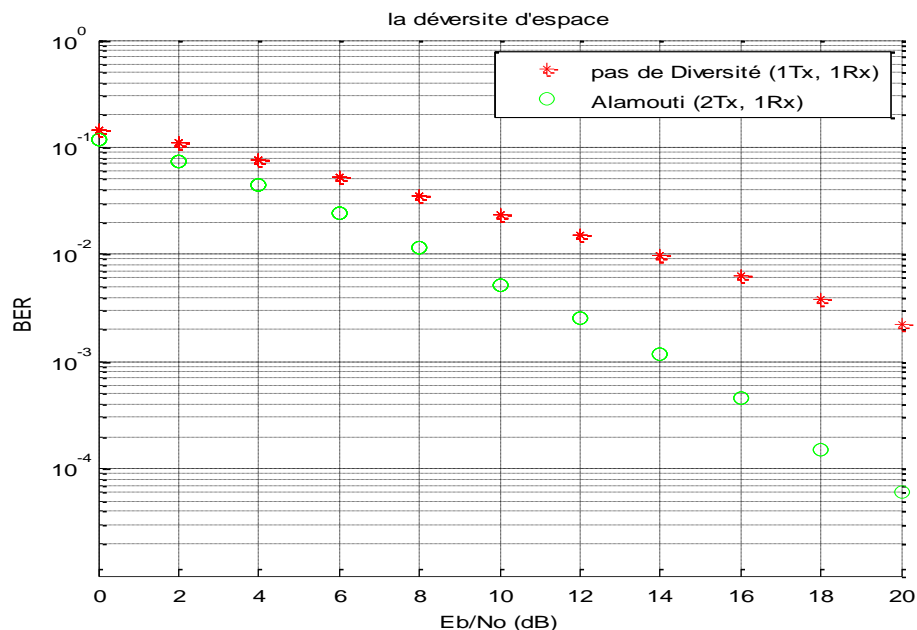


Figure 4.42 : comparaison entre SISO et MIMO

4.6 Application des techniques MIMO-OFDM dans le système DVB-T

Dans le chapitre 1, nous avons décrit la structure du système DVB-T. Les paramètres d'un tel système sont donnés également. Ce système exploite deux modes de fonctionnement 2K et 8K. Le premier mode 2K utilise 1705 sous porteuse dans chaque symbole OFDM de durée de 224 μ s. L'espacement entre ses sous porteuses est de 4464Hz. Le deuxième mode 8K exploite un symbole de 6817 sous porteuse. La durée de ce dernier est de 896 μ s. L'espacement entre ses sous porteuses est de 1116 Hz. La trame du système DVB-T se compose de 68 symboles OFDM.

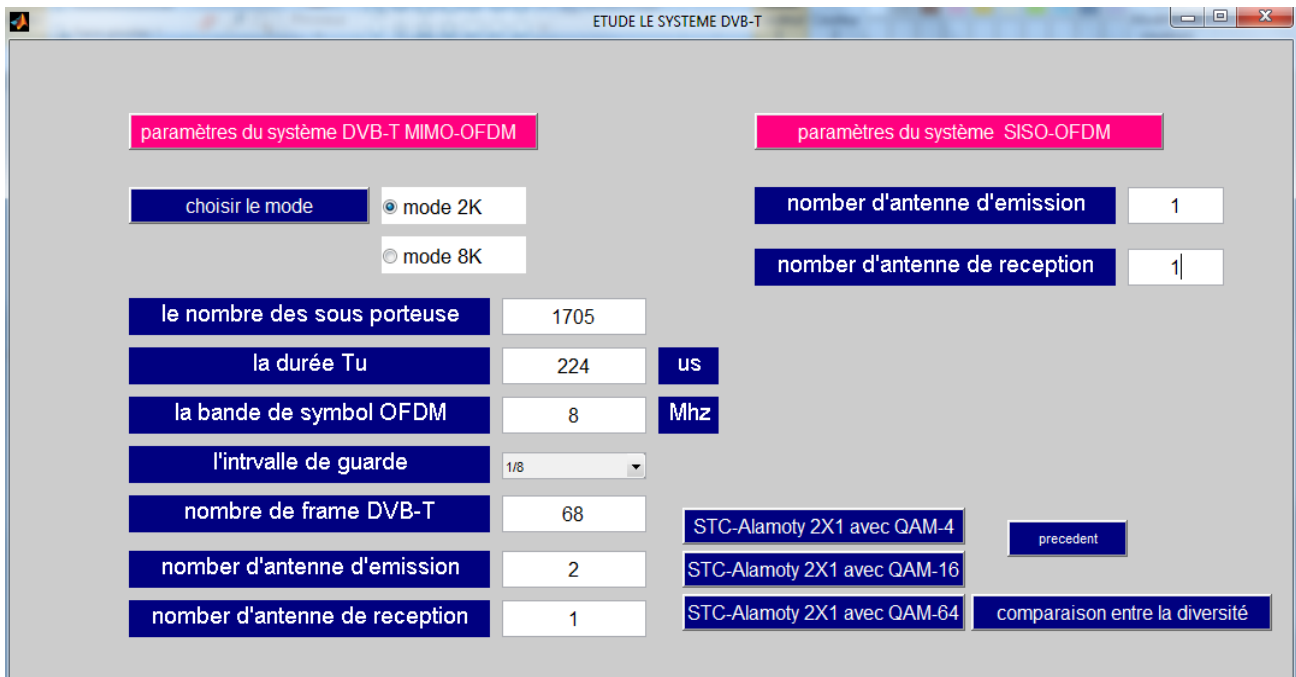


Figure 4.43 : paramètres du système DVB-T

Ce système exploite les techniques MIMO-OFDM utilisant un codage espace-temps (STC) afin d'augmenter la capacité du canal.

Pour étudier ce système, nous avons conçu une interface graphique sous Matlab (voir figure 4.43). Nous avons représenté les spécifications de chaque mode utilisé, la diversité spatiale (nombre d'antennes à l'émission et à la réception), le code STC-Alamoty et la modulation QAM M-aire (4, 16 et 64).

Les résultats obtenus pour le mode 2k sont donnés par les figures 4.44, 4.45 et 4.46. En examinant ces dernières figures, nous constatons que les performances du système (SER en fonction de SNR) augmentent en introduisant la diversité spatiale. Nous remarquons également que l'augmentation de la taille de la constellation pour la modulation QAM diminue la qualité de transmission dans le système DVB-T.

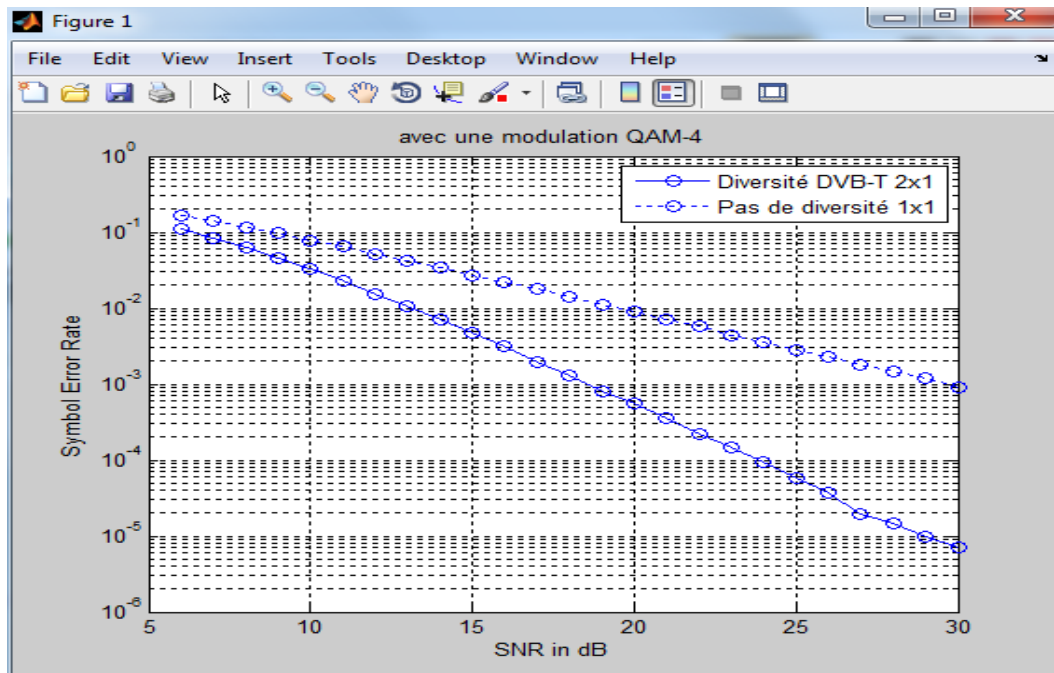


Figure 4.44 : comparaison de diversité avec QAM-4

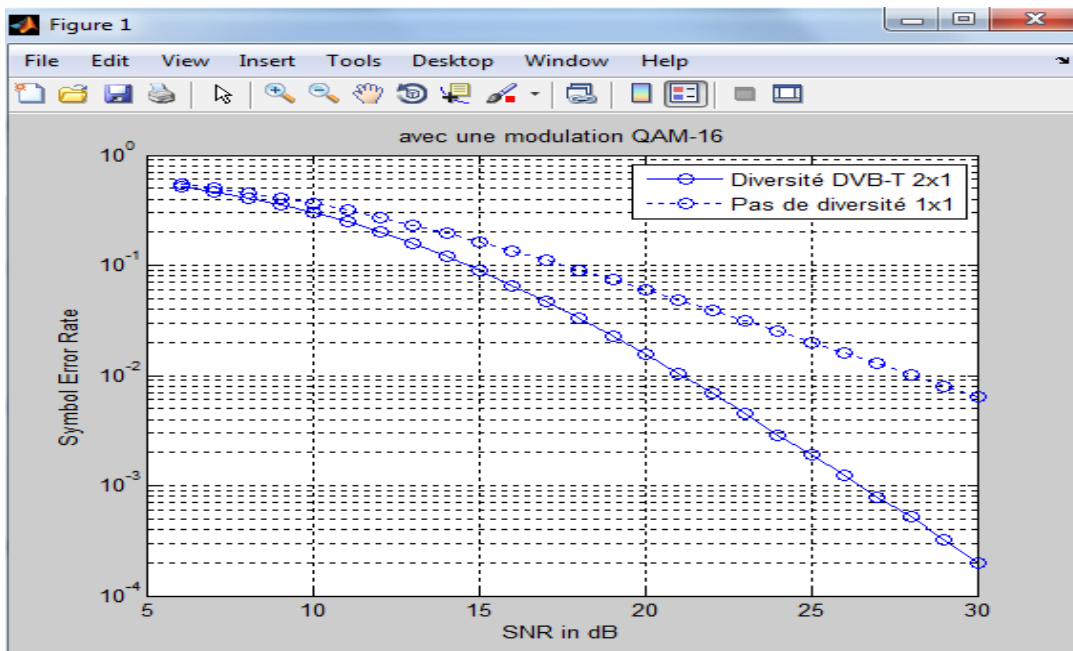


Figure 4.45 : comparaison de diversité avec QAM-16

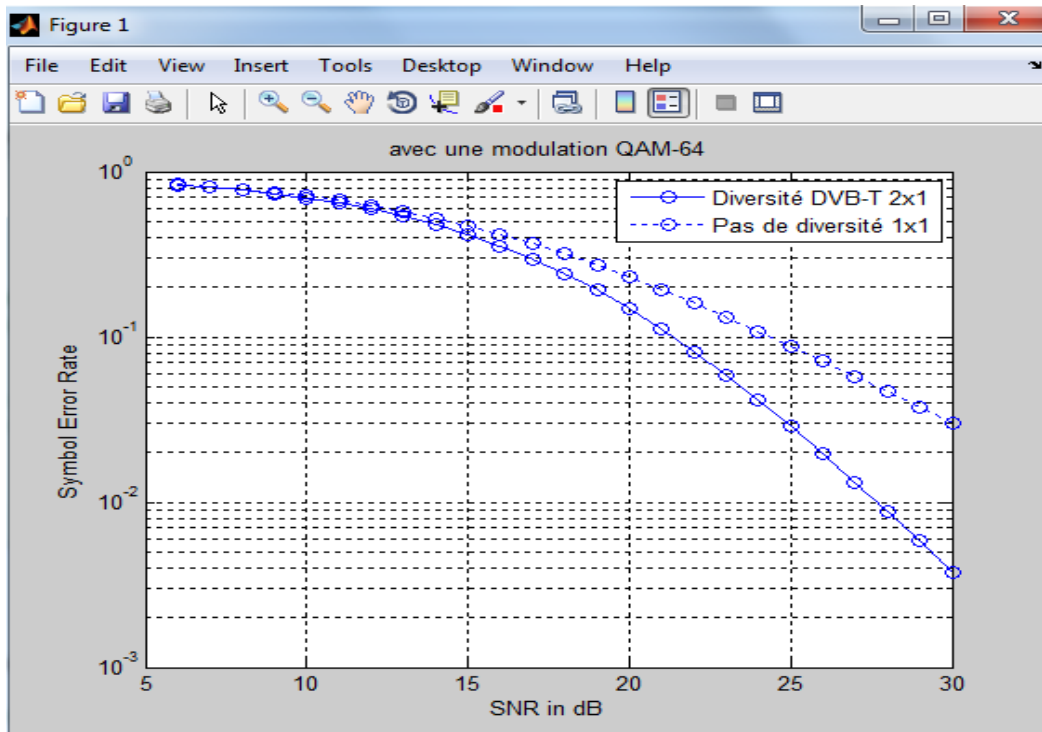


Figure 4.46 : comparaison de diversité avec QAM-64

L'évaluation des paramètres de synchronisation du système DVB-T est très importante. Elle permet de mesurer l'influence de ces derniers sur les performances du système. La figure 4.47 [36] représente le BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de décalage

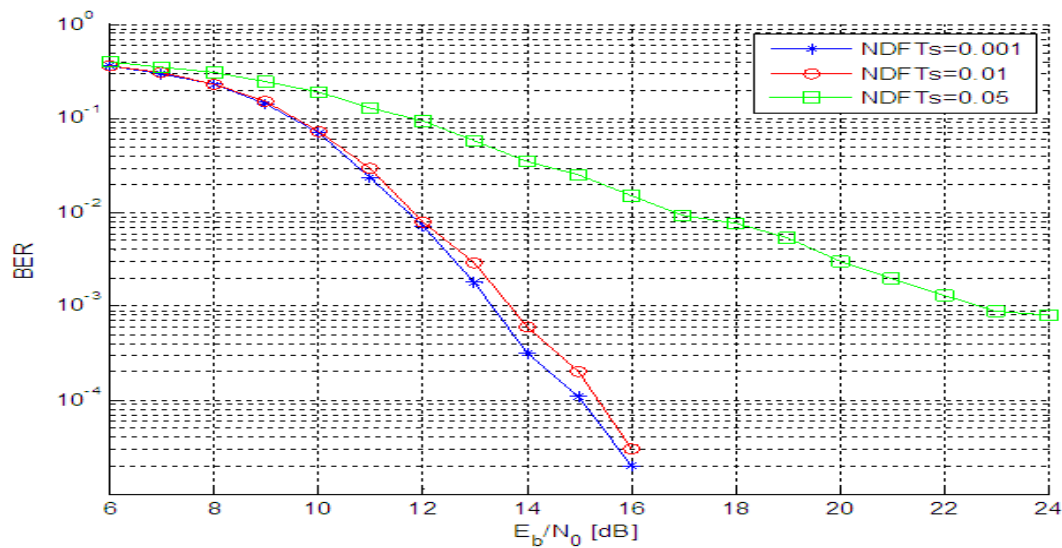


Figure 4.47 : paramètre de décalage fréquentielle.

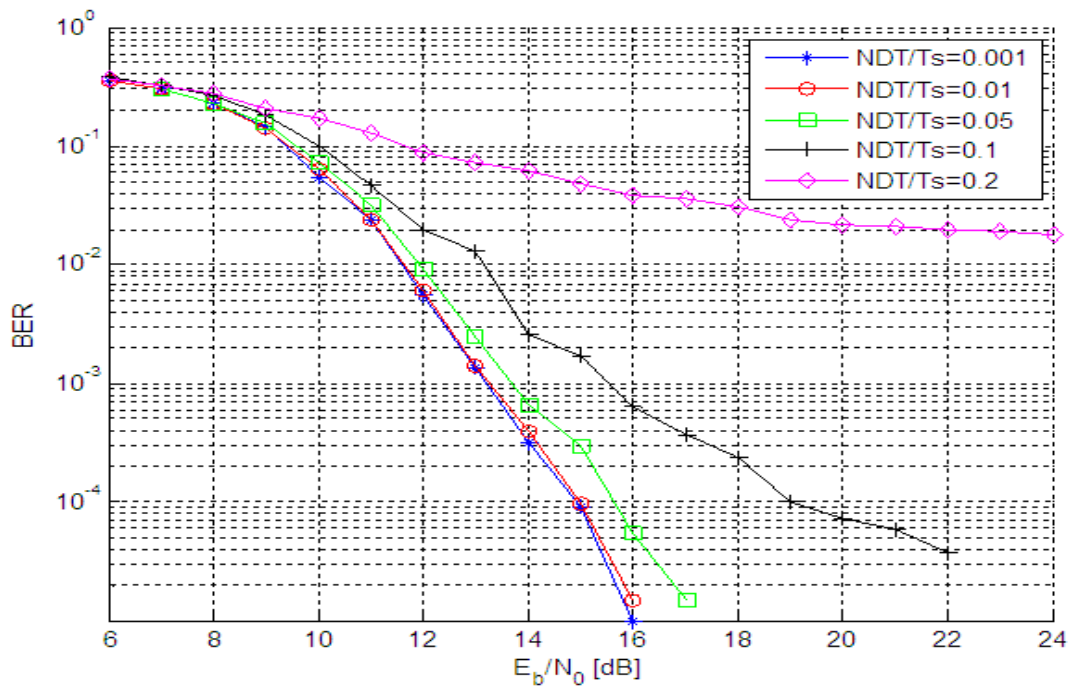


Figure 4.48 : paramètre de décalage temporel

temporel normalisé par rapport à la durée du symbole T_s . Nous constatons que le système est très sensible au décalage temporel. Ceci signifie une dégradation nette dans la qualité de transmission.

La figure (4,48) [36] montre également la sensibilité du système au paramètre décalage fréquentiel. Nous remarquons également les performances du système se dégrade lorsque le décalage fréquentiel normalisé augmente par rapport à l'espacement entre les sous porteuses.

Conclusion

Nous concluons que la technique MIMO-OFDM appliqué au système DVB-T est sensible aux paramètres de synchronisation dans l'environnement radiofréquence. Ceci nécessite un multi traitement pour compenser ces imperfections à la réception.

Conclusion générale

L'augmentation rapide du besoin des systèmes de communications, assurant des hauts débits, a motivé la recherche de nouveaux schémas de transmission à large bande. La transmission multi porteuses orthogonales (OFDM) s'avère très intéressante, pour la transmission à large bande, grâce à son efficacité spectrale qui permet la réduction du coût de la communication.

Dans notre travail, nous avons donné un modèle de système combiné MIMO-OFDM. Les principes de base et la structure d'un tel système sont développés. Des modèles mathématiques décrivant les inconvénients inhérents de ces systèmes sont également évoqués. Des méthodes d'estimation des paramètres de synchronisation pour se remédier à ces inconvénients sont données. Des simulations des modèles de systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM sont présentées ainsi qu'une interface conçue pour l'évaluation des performances du standard DVB-T.

Les résultats obtenus par ces simulations sont présentés. Nous constatons que :

- L'effet de sélectivité du canal radio mobile est neutralisé par la technique OFDM. Ce qui rend notre système robuste au problème de sélectivité d'un tel canal.
- L'estimation du décalage fréquentiel et temporel donnée par les estimateurs conçus pour ce traitement permet de corriger et compenser ces décalages. Ceci permet de synchroniser notre système et de le rendre moins sensible à ces imperfections.
- Nous constatons lors de la comparaison des résultats obtenus pour le système MIMO sont plus performant que ceux obtenus par le système SISO. Ceci signifie que la diversité spatiale améliore les performances de ces systèmes. Ce qui permet d'augmenter le débit de transmission de notre système par l'augmentation de la capacité du canal radio mobile.

En conclusion, l'exploitation de la combinaison de ces deux techniques rendant le système robuste vis-à-vis de la sélectivité du canal et augmente sa capacité de transmission par la diversité temps-spatiale. La synchronisation du système permet d'améliorer les performances de ce dernier. Cette synchronisation deviendra complexe pour le cas d'un système MIMO-OFDM mobile qui nécessite une intégration un traitement supplémentaire du canal.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Lee, "Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems, " Communications, IEEE Transactions on, vol. 44, no. 11, pp.1590 - 1598, November 1996
- [2] Lee, "Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems, " Communications, IEEE Transactions on, vol. 44, no. 11, pp.1565 - 1578, November 1996
- [3] Catedra, Multi-Carrier Digital Communications, Theory and Applications of OFDM," book 2nd edition, published by Springer, ISBN 0387225757, July 2004
- [4] Catedra, Multi-Carrier Digital Communications, Theory and Applications of OFDM," book 2nd edition, published by Springer, ISBN 0387225757, July 2004
- [5] Mariage, "Multi-carrier modulation for data transmission an idea whose time has come" IEEE Comm. Magazine, pp. 5-14, May 1990.
- [6] Rossi, "A Comparison of Frequency Offset Tracking Algorithms for OFDM," IEEE Global Telecommunications Conference, 2003, vol. 2, pp.1 069 - 1073, December 2003
- [7] Jankiraman, "Space-Time codes and MIMO Systems," book, published by Artech House, ISBN 1580538657, August 2004
- [8] Saunders, On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems," IEEE Transactions on Communications, vol.50, no.2, pp.225 - 234, February 2002
- [9] Reimers, "Digital video broadcasting," Communications Magazine, IEEE, vol.36, no.6, pp.104 - 110, June 1998
- [10] Wireless OFDM Systems: How to Make Them Work?" book, published by Springer, ISBN 1402041167, July 2002
- [11] A theoretical study of the performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", IEEE Transactions on Communication Technology, vol.16, no. 4, pp. 529-540, August 1968.
- [12] A Comparison of Frequency Offset Tracking Algorithms for OFDM," IEEE Global Telecommunications Conference, 2003, vol. 2, pp.1 069 - 1073, December 2003
- [13]= Geneviève BAUDOIN, Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, Modélisation et simulation, Dunod Electronique, 2002
- [14] Fabien MULOT, Etude et modélisation d'une liaison de données pour micro drone en environnement à trajets multiples, Supaéro, 2004

- [15] J.H. Stott, The how and why of COFDM, EBU Technical Review, 1998.
- [16] ETSI, 1995, "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T)," European Telecommunication Standard, ETS 300401, February 1994
- [17] Sampath.H, "A fourth generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," IEEE Communications Magazine, vol.40, no.9, pp.143 - 149, September 2002
- [18] Stuber.GL, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing," Annual report, May 2001.
- [19] Foschini, "Monte Carlo: Concepts, Algorithms, and Applications," book, published by Springer, ISBN 038794527X, February 2003
- [20] Terry. John "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide," book, published by Sams Publishing, ISBN 0672321572
- [21] Tufvesson, OFDM Time and Frequency Synchronization by Spread Spectrum Pilot Technique
- [22] Jankiraman, "Space-Time codes and MIMO Systems," book, published by Artech House, ISBN 1580538657, August 2004
- [23] "Synchronization for MIMO OFDM Systems," Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM '01. IEEE, vol. 1 , pp.509 - 513, November 2001
- [24] "A spread spectrum based system technique for synchronization of digital mobile communication systems", IEEE Trans. On Broadcasting, vol. 36, no. 3, pp. 185-194, September 1990
- [25] Terry. John, "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide," book, published by Sams Publishing, ISBN 0672321572
- [26] Binghama, A Theoretical of MIMO-OFDM system.
- [27] Van zelst, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multiple antennas"
- [19] Foschini, "Monte Carlo: Concepts, Algorithms, and Applications," book, published by Springer, ISBN 038794527X, February 2003
- [28] Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. Communications, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, October 1994
- [29] Terry, Synchronization for OFDM Systems

- [30] Van de Beek, "Estimation of Synchronization Parameters", thesis, Lulea University of Technology, Division of Signal Processing Lulea, Sweden, April 1996
- [31] Van de Beek, "Estimation of Synchronization Parameters", thesis, Lulea University of Technology, Division of Signal Processing Lulea, Sweden, April 1997
- [32] M. Wennstrom "on MIMO systems and adaptive arrays for wireless communication, Analysis and practical issues". These de doctorat de Uppsala University, 2002.
- [33] Mody, Synchronization for MIMO OFDM Systems, " Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM '01. IEEE, vol. 1 , pp.509 - 513, November 2001
- [34] Terry, John, Heiskala, Juha, "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide," book, published by Sams Publishing, ISBN 0672321572
- [35] Telatar, I. Emre, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", Technical Memorandum, Bell Laboratories, October 1995.
- [36] Mody, Apurva N, and StOber, Gordon L., "Synchronization for MIMO OFDM Systems," Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM '01. IEEE, vol. 1 , pp.509 - 513, November 2001
- [37] Holden, TP. and Feher, K, "A spread spectrum based system technique for synchroniatiion of digital mobile comrnunication systems", IEEE Trans. On Broadcasting, vol. 36, no. 3, pp. 185-194, September 1990
- [38] Tufvesson, Fredrik, Faulkner, Mike, Hoehner, Peter and Over, Edfors, "OFDM Time and Frequency Synchronization by Spread Spectrum Pilot Technique," Proc. of 8th IEEE Communication Theory Mini Conference in conjunction to ICC'99, pp.115 - 119, June 1999
- [39] Bo, "Symbol Synchronization Technique in COFDM Systems," IEEE Trans. Broadcasting, vo1.50, no.1, pp.56-62, March 2004
- [40] Sandell, "Frequency offset tracking for MIMO OFDM systems using pilots.
- [41] Van zelst, Implementation of a MIMO OFDM Based Wireless LAN System
- [42] Van zelst, Per-antenna-coded schemes for MIMO OFDM
- [43] Saunders, On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems," IEEE Transactions on Communications, vo1.50, no.2, pp.225 - 234, February 2002
- [44] Sandell, "Frequency offset tracking for MIMO OFDM systems using pilots," Wireless

Communications and Networking Conference, 2005 IEEE, vol. 1 , pp.7 - 11, March 2005.

[45] Larsson, "Preamble design for multiple-antenna OFDM-based WLANs with null subcarriers," Signal Processing Letters, IEEE, vol.8, no.11 ,pp.285 - 288, November 2001

[46] Schenk, and van Zelst, Allert, "Frequency Synchronization for MIMO OFDM Wireless LAN systems," Vehicular Technology Conference, IEE 2003. vol.2, pp.781 - 785, October 2003.