

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



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de Master

En vue de l'obtention du diplôme Master 2 en Electronique

Thème :

Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de
synchronisation en Réception Radio Mobile

Réalisé par :

➤ **KOUIDRI abdelkadir**

Encadré par :

Dr. TERRA Zidane

Soutenus le 14 octobre 2013 devant le jury composé de:

Président : Mr D. BERKANI.

Examineur : Mr L. SADAOUI.

Rapporteur : Mr Z. TERRA.

Promotion : Juin 2013

ملخص :

الزيادة السريعة في الطلب على انظمة الاتصال التي توفر تدفقا عاليا , دفع الي البحث عن انماط جديدة ذات مجال ترددي واسع.

تقنية التوزيع المتعدد الحوامل المتعامدة ابدت كفاءة عالية في انظمة الاتصالات من حيث زيادة الكفاءة الطيفية مما سمح بخفض تكاليف الاتصالات.

في سياق الأنظمة الراديوية المتنقلة للاتصالات الجيل 4، مهتم بدراسة الانظمة التي تدمج التقنيات المتعددة الحوامل مع تقنية التوسيع بالرموز.

اولا نتعرض الي كفاءة تقنيات التوسيع بالرموز ودمجها مع التقنيات المتعددة الحوامل تم ننتقل الي المقارنة بينها في اطار متزامن تم نختم بدراسة المشاكل المتعلقة بالتزامن وضاهرة دوبلر

كلمات مفتاحية : تقنية التوزيع المتعدد الحوامل المتعامدة, التوسيع بالرموز

Résumé :

L'augmentation rapide du besoin des systèmes de communication, assurant des hauts débits, a motivé la recherche de nouveaux schémas de transmission à large bande. La transmission à 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 des communications.

Dans le cadre des systèmes de communications radio mobiles de la 4^{eme} génération, on s'intéresse aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de transmission à porteuses multiples.

En premier lieu les performances des différents types de combinaisons de l'OFDM et du CDMA, appelées sous le nom générique « OFDM-CDMA », Une fois la comparaison des différents systèmes établie dans un contexte parfaitement synchronisé, on traitera le problème des imperfections de transmission : erreurs de synchronisation, effet Doppler, bruit de phase.

Mots clés : OFDM, CDMA, synchronisation OFDM-CDMA .

Abstract:

the rapidly increasing need for communication systems, ensuring high rates, has prompted the search for new method of broadband. The transmission by orthogonal frequency multiply division (OFDM) is very interesting in broadband transmission, due to its spectral efficiency that allows reducing the cost of communications.

In the context of mobile radio systems of the 4th generation communications, it was Interested systems combining techniques for spreading codes and multicarrier transmission.

First the performance of different types of combinations of OFDM and CDMA, referred to by the generic name "OFDM-CDMA," Once the comparison of different systems established in a perfectly synchronized context, we discuss the problem of imperfect transmission: timing errors, Doppler, phase noise.

Key words: , OFDM, CDMA, OFDM-CDMA synchronization

Dédicace

KOUIDRI abdelkadir

*Je dédie ce travail à ma mère "Fatima", à mon père "Djelloul"
à mes sœurs et frères et leurs enfants surtout "Khaled", "lina" et "sihem"
et à tout mes amis.*

Remerciements

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

Au terme de ce projet de fin d'études réalisé à l'Ecole Nationale Supérieure polytechnique d'Alger, Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur Monsieur Z. TERRA, qui grâce à leur disponibilité, aide et rigoureux conseils, nous avons pu mener à bien ce projet

Nous remercions Pr. BERKANI pour avoir accepté de présider le jury.

Nous remercions, également Dr. SADAOUI pour avoir accepté d'examiner notre projet.

Table des matières

Remerciement	iii
Introduction générale.....	6
1 Principes de base de l'OFDM	7
1.1 Transmission multi-porteuses	7
1.1.1 Structure de base du système de transmission multi-porteuse	7
1.1.2 Système de transmission à base de l'OFDM	9
1.2 Technique OFDM	12
1.2.1 Orthogonalité	13
1.3 Génération et réception du signal OFDM :	14
1.3.1 Conversion série parallèle	15
1.3.2 Modulation des sous porteuses	17
1.3.3 Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel . .	17
1.3.4 L'intervalle de garde pour l'OFDM	18
1.3.5 BER d'un système OFDM :	20
1.3.6 Modèle mathématique d'un symbole OFDM	21
1.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM	21
1.4.1 Les avantages :	21
1.4.2 Les inconvénients :	22
1.5 Canal radio mobile	22
1.5.1 Caractéristiques du canal radio mobile	22
1.5.2 Modélisation du canal radio mobile	25
1.5.3 Statistiques de fading du canal	27
1.5.4 Interférence Inter-symboles (ISI) et Inter-canal (ICI)	27
1.5.5 Modélisation d'un canal multi-porteuse	28
2 Les modulations OFDM-CDMA	30
2.1 Description des combinaisons	30
2.1.1 Le MC-CDMA	30
2.1.2 Le MC-DS-CDMA	32
2.1.3 L'OFDM-CDMA (étalement à 2 dimensions)	32
2.1.4 Avantages de l'OFDM-CDMA	37
2.2 Performances des modulations OFDM-CDMA	37
3 Les erreurs de synchronisation dans les systèmes OFDM-CDMA	39
3.1 Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur de synchronisation	39
3.1.1 Expression générale et matricielle du symbole détecté	39
3.1.2 Les systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de syn- chronisation	41
3.2 sensibilité des système OFDM-CDMA aux erreurs variables et a l'effet doppler	46

3.2.1	Le bruit de phase	46
3.2.2	L'effet Doppler	49
	conclusion générale	52
	Bibliographie	53

Table des figures

1.1	structure d'un système de transmission multi-canal.	8
1.2	la réponse d'un système de transmission multi-canal.	8
1.3	Structure de base d'un système de transmission multi-porteuse. . .	9
1.4	Caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuse	9
1.5	Configuration d'un système de transmission OFDM.	10
1.6	Le spectre d'un signal OFDM (échelle linière).	10
1.7	Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse . . .	11
1.8	Système de transmission OFDM et son implémentation utilisant la IDFT/DFT.	12
1.9	La puissance spectrale d'un signal OFDM (dB).	12
1.10	Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux.	13
1.11	Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses.[4]	14
1.12	Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base	15
1.13	le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle	16
1.14	Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse	16
1.15	Modulation QAM des sous porteuses	17
1.16	Exemple d'une constellation 16-QAM.	18
1.17	Constellation des vecteurs IQ à la réception	19
1.18	Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT.	19
1.19	Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.	20
1.20	description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix) [2]	20
1.21	symbole OFDM avec CP et un CS [2].	21
1.22	La propagation multi-trajet variable dans le temps	23
1.23	Schéma représentatif de l'effet Doppler	23
1.24	Les catégories de fading en fonction de la distance	24
1.25	La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps	26
2.1	Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-CDMA.	31
2.2	Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-DS-CDMA.	33
2.3	Schéma de transmission en OFDM-CDMA.	34
2.4	Allocation temps-fréquence en OFDM-CDMA.	35
3.1	Les trois cas d'erreur de synchronisation temporelle	42
3.2	Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence porteuse ($N\Delta F T_s=0.1$)	44
3.3	Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence d'hor- loge ($N\Delta T/T_s=0.1$)	45

3.4	Illustration du bruit de phase $\theta(t)$	47
3.5	Schéma détaillé de transmission en présence du bruit de phase . . .	47
3.6	Schéma de transmission en bande de base en présence du bruit de phase	48

Liste des tableaux

2.1	Caractéristiques de l'OFDM-CDMA	35
-----	---	----

INTRODUCTION

Durant les dernières décennies, les demandes de nouveaux services de communications avec des débits élevés et une bonne qualité de service sont devenues de plus en plus fréquentes.

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est en phase de normalisation dans différents standards sans fils (IEEE802.11a, WiMAX, LTE, DVB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser.

Dans le cadre des systèmes de communications radio mobiles de la 4^{ème} génération, nous nous sommes intéressés aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de Transmission à porteuses multiples. En 2002, Persson et Ottosson ont proposé une nouvelle mise en œuvre de ces techniques. Leur proposition, baptisée sous le nom générique OFDM-CDMA, consiste à faire conjointement de l'étalement temporel et fréquentiel combiné à la transmission multi-porteuses afin de gagner de la diversité et de minimiser le bruit des utilisateurs interférents.

L'objectif de notre travail consiste à réaliser un état de l'art sur les différents types de combinaisons de l'OFDM et du CDMA et leurs performances.

Chapitre 1

Principes de base de l'OFDM

Introduction

Un principe élémentaire pour accroître un débit d'un facteur n est de transmettre plusieurs informations en parallèle sur n voies.

C'est ce qui est réalisé en OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec des valeurs de n pouvant atteindre quelques milliers, ce qui était impossible pour des transmissions radios avec les technologies analogiques car cela supposait de disposer réellement de n émetteurs et n récepteurs. Il fallait, par exemple, n oscillateurs accordés, chacun, sur une fréquence particulière et des éléments de couplage pour éviter de multiplier les antennes . Avec l'avènement des technologies numériques, on peut faire une transmission simultanée sur un grand nombre de fréquences avec un seul oscillateur et un calculateur.

La multiplication du débit de transmission par un facteur n entraîne (en première approximation) une multiplication de la bande du signal par ce même facteur n . Cependant, par rapport à une simple multiplication du débit, l'OFDM est particulièrement intéressant, car chaque transmission élémentaire se fait à bas débit et la conception du récepteur en est ainsi simplifiée[1].

L'OFDM est par conséquent, utilisé pour tous les systèmes radios numériques récents (télévision, radio, réseaux cellulaires), ainsi que pour les systèmes filaires (ADSL, transmission sur courant porteur).

Ce chapitre constitue une présentation de la technique de transmission multiporteuses orthogonales OFDM. Les principes de base de cette technique, la constitution et le fonctionnement d'un système OFDM typique sont expliqués. Des notions de base de la transmission numérique ou analogique, jugées nécessaires pour la compréhension de la suite de ce projet, sont introduites selon les besoins.

1.1 Transmission multi-porteuses

1.1.1 Structure de base du système de transmission multi-porteuse

La sélectivité en fréquence d'un canal radio mobile large bande rend inefficace l'utilisation des systèmes de transmissions mono-porteuses, et pour y surmonter on fait recours aux systèmes à transmission multi-porteuse, qui sont utilisés pour la transmission haut débit.

La figure 1.1 montre la structure de base d'un système de transmission multi-porteuse. Le signal large bande soit analyser (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert $H_k(f)$ en plusieurs signaux à bande étroite en transmission et est synthétisé (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert $G_k(f)$ en réception, donc la sélectivité en fréquence du canal large bande peut être estimée par une multitude de bandes de fréquences étroites (frequency- flat) non sélective, comme s'y montré dans la figure 1.2.[2]

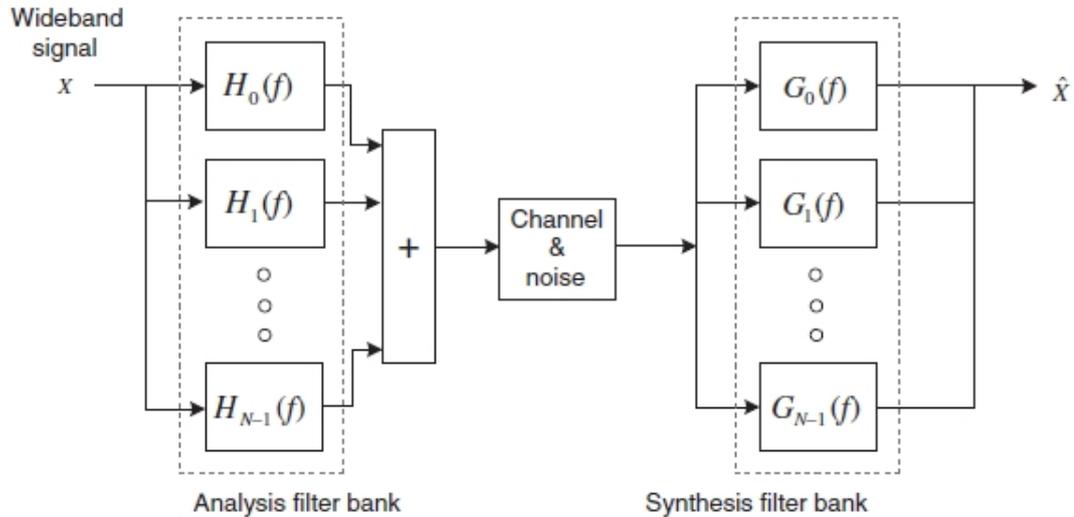


FIGURE 1.1 – structure d'un système de transmission multi-canal.

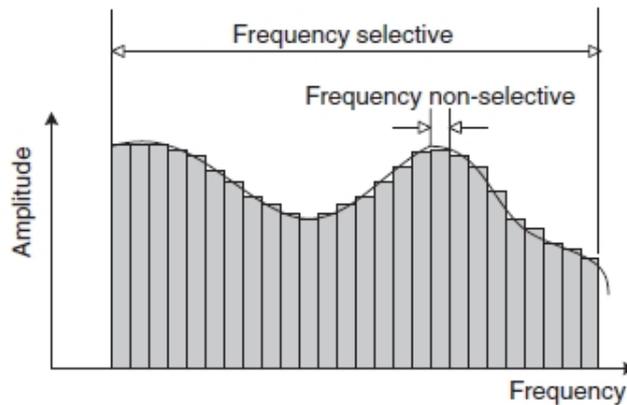


FIGURE 1.2 – la réponse d'un système de transmission multi-canal.

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

Dans les systèmes multi-porteuse, la bande passante originale (large bande) est subdivisée en N_c sous bandes (bandes étroites), où chacune est caractérisée par

une sous-porteuse f_k , $k=0,1,\dots,N_c - 1$. La figure 1.3 montre la structure de base de système de communication multi-porteuse, celle qui représente l'une des formes spécifique d'un système multi-canal, Où, les différents symboles sont transmit en parallèle.

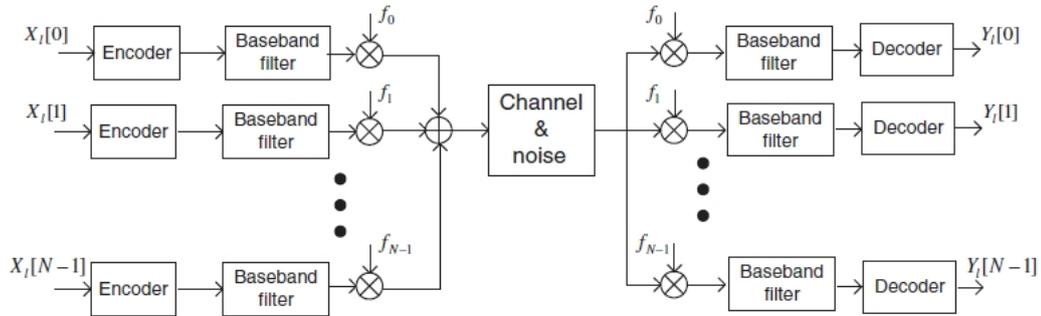


FIGURE 1.3 – Structure de base d'un système de transmission multi-porteuse.

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

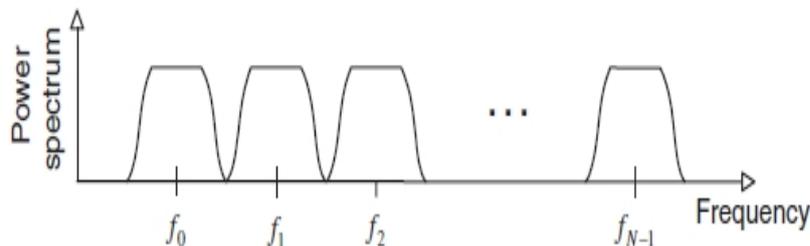


FIGURE 1.4 – Caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuse

La figure 1.4 illustre le spectre d'un signal transmit dans un système à transmission multi-porteuse, qui occupe une multitude de sous-bandes d'égale largeur, chacune centrée sur une fréquence (sous-porteuse). Si chaque sous-bande est d'une largeur limitée, le type de transmission est dit **FMT** (Filtered Multi-Tone). Pendant qu'on cherche à surmonter au problème de la sélectivité en fréquence du canal avec ce type de transmission multi-porteuse (FMT), son implémentation devient complexe, il nécessite plus des codeurs/décodeurs et oscillateurs, et d'une très haute qualité des filtres utilisés dès que le nombre de sous porteuses augmentent[3].

1.1.2 Système de transmission à base de l'OFDM

Le système de transmission basé sur la technique OFDM est un autre type de systèmes multi-canal, qui est similaire à un système de transmission FMT dans le

sens qu'il emploie plusieurs porteuses. Comme c'est montré dans la figure 1.5, il n'a pas utilisé une bande limitée pour les filtres et oscillateurs de chaque sous-canal, en plus, les spectres des sous-porteuses se sont chevauchés d'une manière efficace pour la bande passante, différemment au système FMT où la totalité de la bande passante est divisée en un nombre N de sous-canaux de bandes étroites (figure 1.6), donc la différence réside dans la manière avec laquelle la bande passante est divisée en sous bandes étroites.

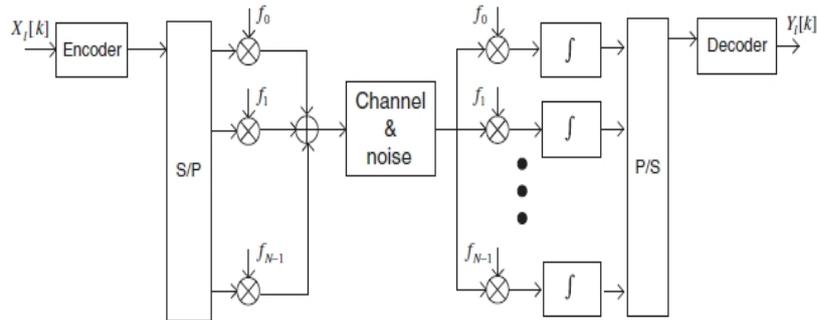


FIGURE 1.5 – Configuration d'un système de transmission OFDM.

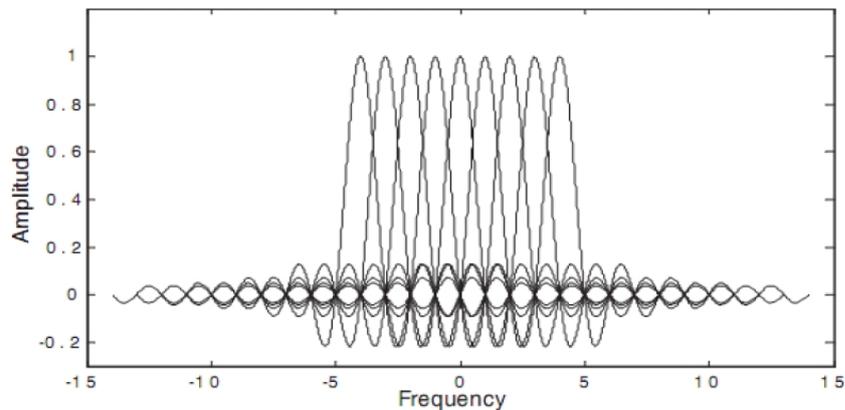


FIGURE 1.6 – Le spectre d'un signal OFDM (échelle linéaire).

L'ensemble de sous-porteuses orthogonales, chevauchées en spectre, peuvent être produites en satisfaisant le critère de Nyquist, en généralisant l'équation suivante :

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G(f - \frac{i}{T}) = T \quad (1.1)$$

Qui diffère une transmission mono-porteuse, à une transmission multi-porteuses. Où $G(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction $g(t)$, tel que cette dernière

représente la réponse impulsionnelle totale du système mono-porteuse (émetteur, canal, récepteur),
il est donnée par l'équation :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \quad (1.2)$$

où : les blocs des fonctions $g_T(t)$, $h(t)$, $g_R(t)$ et $h^{-1}(t)$ sont montrées dans la figure 1.7 :

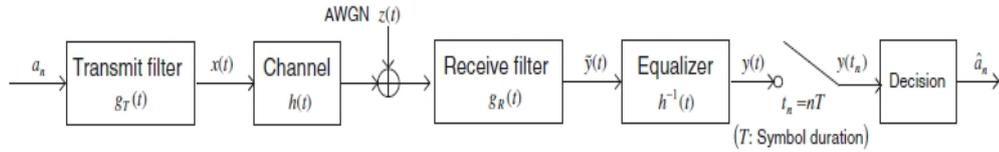


FIGURE 1.7 – Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse

Dans la pratique, les processus de la transformé de Fourier discrète (DFT) et la transformé inverse (IDFT) sont utilisables pour l'implémentation de ces signaux orthogonaux. Mais l'implémentation sera efficace par l'utilisation de la transformé de Fourier rapide (FFT) et la transformé inverse (IFFT)[2].

Dans un système de transmission OFDM, N_c point IFFT tenus pour les symboles transmits $\{X_l[k]\}$, $k=0, \dots, N_c-1$, pour générer le signal $\{x[n]\}$, $n=0, \dots, N_c-1$, qui représente les échantillons de la somme de N_c sous porteuses. $y(n)$ est le signal reçu, qui correspond au signal $x(n)$ avec du bruit additif $N(n)$:

$$y(n) = x(n) + N(n)$$

. Tenu compte des échantillons reçus de N_c point de la FFT ($y[n]$, $n=0, \dots, N_c-1$) la version bruitée des symboles transmits $Y_l[k]$, $k=0, \dots, N_c-1$, peut être obtenue à la réception.

La figure 1.8 montre une structure d'une transmission OFDM implémentée à l'aide d'une IDFT/DFT. Comme toutes les sous porteuses ont une durée T_s , finie dans le temps, le spectre du signal OFDM peut être considéré comme une somme des fonctions Sinc de fréquences décalées, comme c'est montré dans la figure 1.9 où l'espacement entre sous-porteuses est $1/T_s$.

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

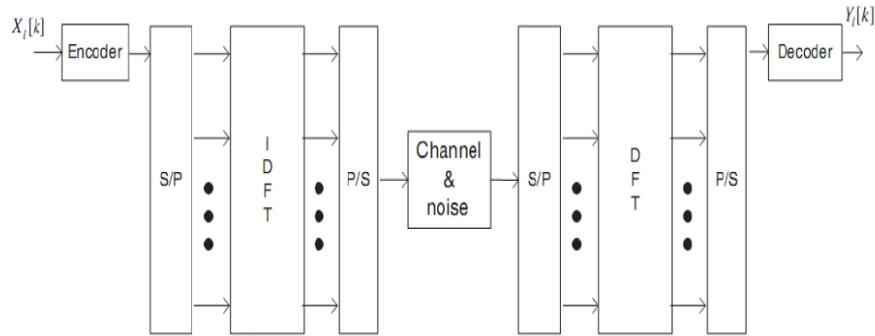


FIGURE 1.8 – Système de transmission OFDM et son implémentation utilisant la IDFT/DFT.

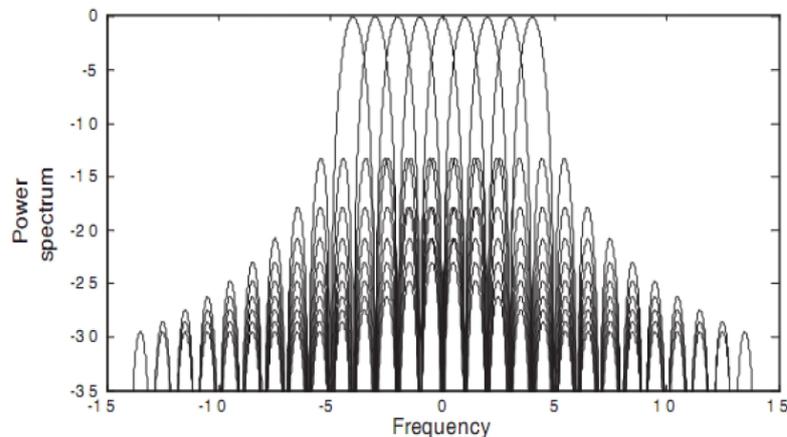


FIGURE 1.9 – La puissance spectrale d'un signal OFDM (dB).

Du fait que chaque signal modulant une sous porteuse est limité dans le temps (non limité dans le domaine fréquentiel), il est possible qu'il y'ait des interférences entre porteuses (ICI) important, comme il est montré dans la figure 1.9 où on remarque que le premier lobe secondaire de la fonction Sinc (dans le domaine fréquentiel) n'est pas négligeable par rapport au lobe principale. Ainsi, dans le système OFDM on ajoute une bande de garde, appelée porteuses virtuelles (VCs). On ajoute aussi un intervalle de garde dans le domaine temporel, appelé préfixe cyclique (PC) qui fait réduire l'effet de l'interférence inter-symboles (ISI) entre symboles OFDM[2].

1.2 Technique OFDM

L'OFDM utilise le principe du multiplexage fréquentiel utilisé par le FDM. Cependant, dans le cas de l'OFDM, ce multiplexage est fait de manière plus contrôlée permettant une amélioration de l'efficacité spectrale.

Dans le cas de la technique FDM, les signaux transmis doivent avoir une large bande de séparation entre les canaux pour empêcher l'interférence entre ces canaux. Ceci limite l'efficacité spectrale totale des systèmes FDM (figure 1.10)[4].

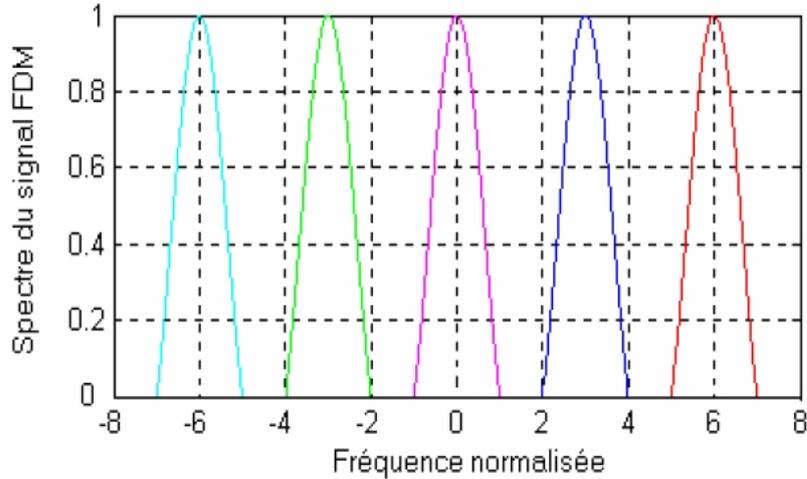


FIGURE 1.10 – Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux.

L'OFDM utilise plusieurs sous porteuses synchronisées en temps et en fréquence entre elles. Cette synchronisation qui est l'objet de notre travail permet de conserver la nature orthogonale de l'OFDM. Grâce à l'orthogonalité de l'OFDM, les différentes sous porteuses se chevauchent dans le domaine fréquentiel mais sans causer d'interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interference), ce qui réduit la bande de séparation et améliore l'efficacité spectrale du système OFDM (figure 1.11).

1.2.1 Orthogonalité

De façon générale, des fonctions sont orthogonales entre elles si elles vérifient les conditions de l'équation 1.3.

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} C & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (1.3)$$

Où T est la durée de symbole.

Dans le cas de l'OFDM, des fonctions orthogonales sinusoïdales représentent les sous porteuses d'un signal OFDM réel (équation 1.4).

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T_{FFT} \quad k = 1, 2 \dots M \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.4)$$

Où f_0 est l'espacement entre les sous porteuses, M est le nombre de sous porteuses T_{FFT} est la durée du symbole OFDM.

Un signal OFDM est réalisé à partir d'une somme de sinusoïdes, chaque sinusoïde correspond à une sous porteuse. La fréquence en bande de base de chaque sous porteuse est un multiple de l'inverse de la durée du symbole OFDM, ce qui implique que chaque sous porteuse a un nombre entier de période par symbole OFDM. Cette propriété entraîne la vérification de la condition d'orthogonalité (équation 1.3) entre les sous porteuses.

Il existe aussi une autre façon de voir la propriété d'orthogonalité en analysant le spectre du signal OFDM. Dans le domaine fréquentiel, chaque sous porteuse du signal OFDM a une réponse fréquentiel en sinus cardinal, $\sin(x)/x$, comme indiqué dans la figure 1.11. Le récepteur reçoit chaque symbole OFDM transmis pendant une durée (T_{FFT}) qui correspond à l'inverse de l'espacement fréquentiel f_0 . La nature orthogonale de la transmission est due au fait que la valeur maximale de chaque sous porteuse correspond à des valeurs nulles des autres sous porteuses.

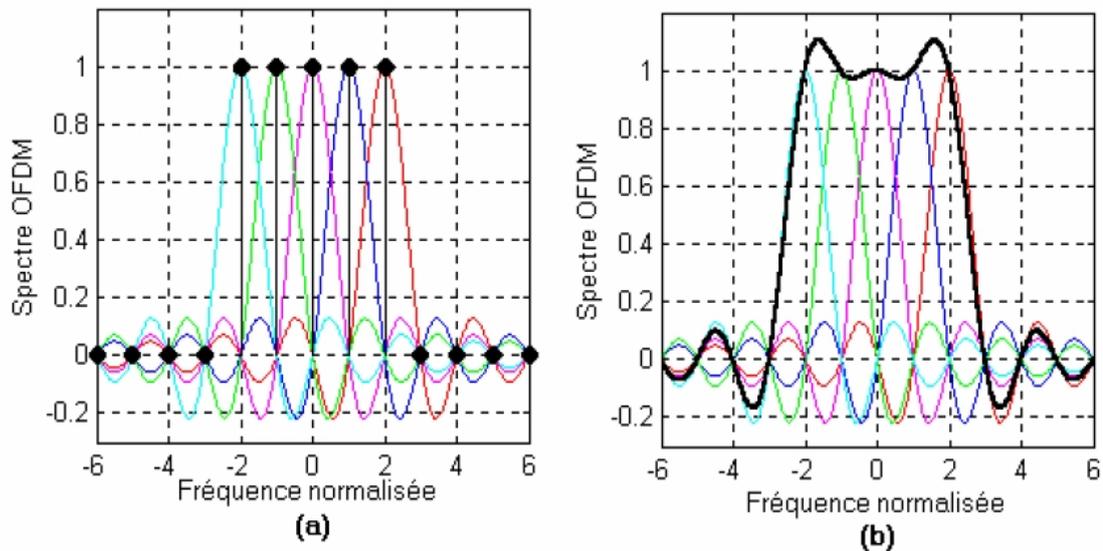


FIGURE 1.11 – Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses.[4]

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant une transformée de Fourier discrète DFT, le spectre vu par le récepteur n'est plus continu, comme indiqué dans la figure 1.11(b), mais échantillonné. Le spectre échantillonné est marqué par des points noirs dans la figure 1.11(a). Les échantillons de la DFT correspondent juste aux valeurs maximales des sous porteuses, alors la région de chevauchement fréquentiel n'affecte pas le spectre vu par le récepteur, par conséquent elle n'affecte pas la transmission OFDM.[4]

1.3 Génération et réception du signal OFDM :

Les signaux OFDM sont générés numériquement à cause de la difficulté de réalisation d'un grand nombre d'oscillateurs synchronisés.

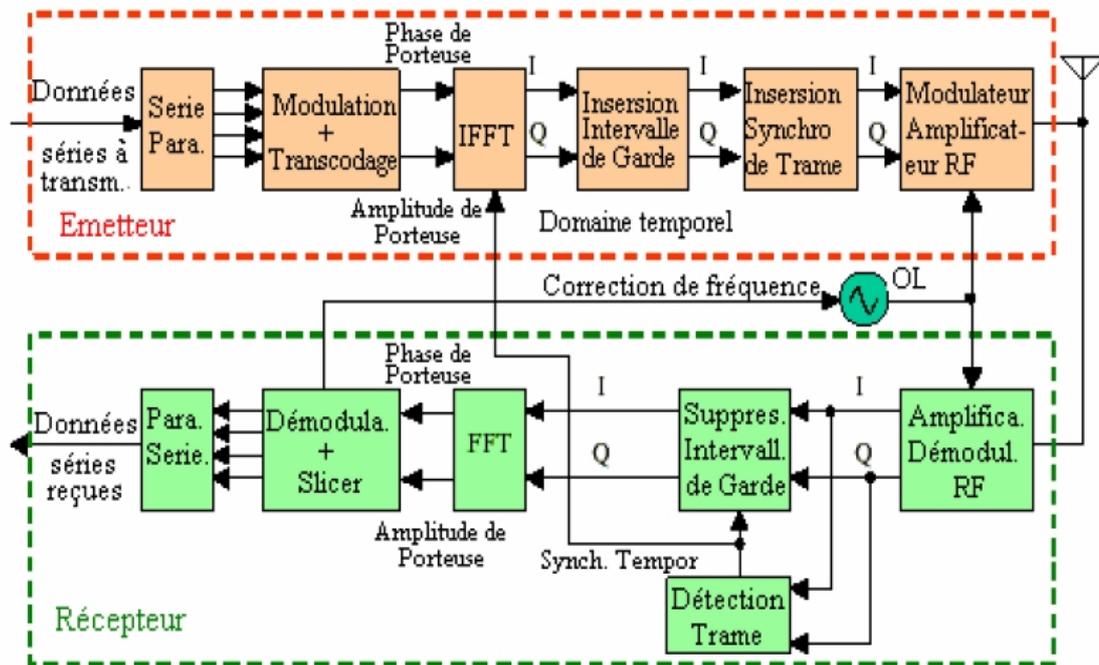


FIGURE 1.12 – Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base

La figure 1.12 montre le schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM, qui est constitué de différents blocs, où chaque bloc réalise une opération bien déterminée.

L'émission OFDM convertit les données binaires, par modulation et transcodage (mapping), en amplitude et phase de chaque sous-porteuse. Ces amplitudes et phases représentent les échantillons de spectre du symbole OFDM. L'application de la transformée de Fourier discrète inverse IDFT (Inverse Discrète Fourier Transform) sur les échantillons de spectre du symbole OFDM permet d'avoir les échantillons temporels du symbole OFDM.

La transformée de Fourier inverse rapide IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) réalise la même opération que l'IDFT, sauf qu'elle est plus efficace en calcul ; de ce fait, elle est utilisée dans tous les systèmes pratiques.

Afin de transmettre le signal OFDM dans un canal physique, le signal OFDM temporel est modulé par une porteuse sinusoïdale.

Le récepteur réalise l'opération inverse : il démodule le signal reçu pour enlever la porteuse sinusoïdale, utilise la FFT pour analyser le signal OFDM reçu dans le domaine fréquentiel et finalement les amplitudes et les phases des sous-porteuses sont prises et converties en données binaires [4].

1.3.1 Conversion série parallèle

Le principe de cette conversion est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit (figure 1.13).

Ceci nous permet d'éviter l'égalisation à grande vitesse.

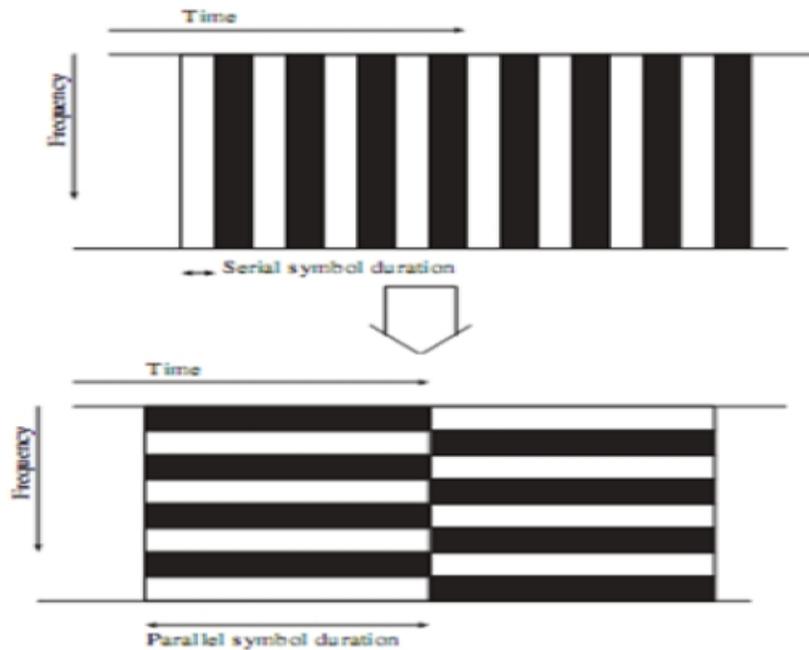


FIGURE 1.13 – le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle

Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaires, chaque symbole OFDM transmet entre 40 jusqu'à 4000 bits. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend de la modulation utilisée par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées[5].

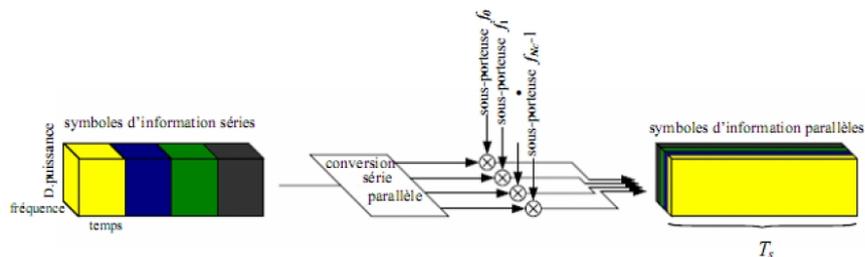


FIGURE 1.14 – Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse

Exemple :

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

1.3.2 Modulation des sous porteuses

Les sous porteuses sont modulées par les transcodes (position des symboles dans la constellation). Chaque transcode est un nombre complexe représenté par un vecteur (vecteur IQ) dans la constellation. La figure 1.15 montre un exemple de modulation des sous porteuses en utilisant le schéma de modulation QAM. Dans ce cas, chaque sous porteuse porte 2 bits par symbole OFDM.

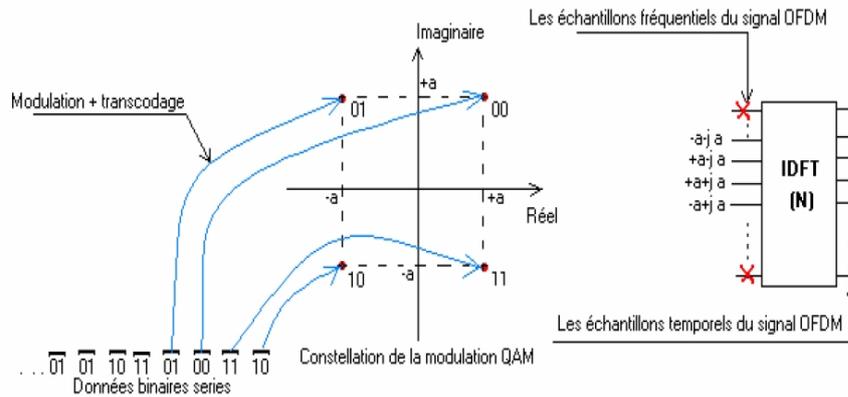


FIGURE 1.15 – Modulation QAM des sous porteuses

La figure 1.16 donne un autre exemple de modulation des sous porteuses. Cette fois c'est le schéma de modulation 16-QAM. Chaque combinaison de 4 bits avec codage en gray correspond à un seul vecteur IQ.

A la réception, l'opération inverse représente la démodulation des sous porteuses. Durant la transmission, le signal est distordu et corrompu par le bruit. La figure 1.17 montre un exemple du signal OFDM, utilisant une modulation 16-QAM, reçu avec un SNR de 18 dB.

Aucun point de la constellation des symboles reçus n'a une position précise à cause du bruit de canal. Le récepteur doit estimer la position originale la plus probable de chaque vecteur reçu. Ceci est fait en trouvant le vecteur de la constellation le plus proche du vecteur reçu.

Une erreur a lieu lorsque le bruit dépasse la moitié de l'espacement entre les points voisins de la constellation de la modulation utilisée.

1.3.3 Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel

Après l'étape de la modulation, les sous porteuses sont mises à des amplitudes et phases basées sur les données à transmettre et le schéma de modulation utilisé ; toutes les sous porteuses non utilisées sont mises à zéro. Ceci établit le signal OFDM dans le domaine fréquentiel. L'IFFT est utilisée pour convertir ce signal au domaine temporel.

La figure 1.18 montre la partie IFFT de l'émetteur OFDM. Dans le domaine fréquentiel, avant l'application de l'IFFT, chaque échantillon de

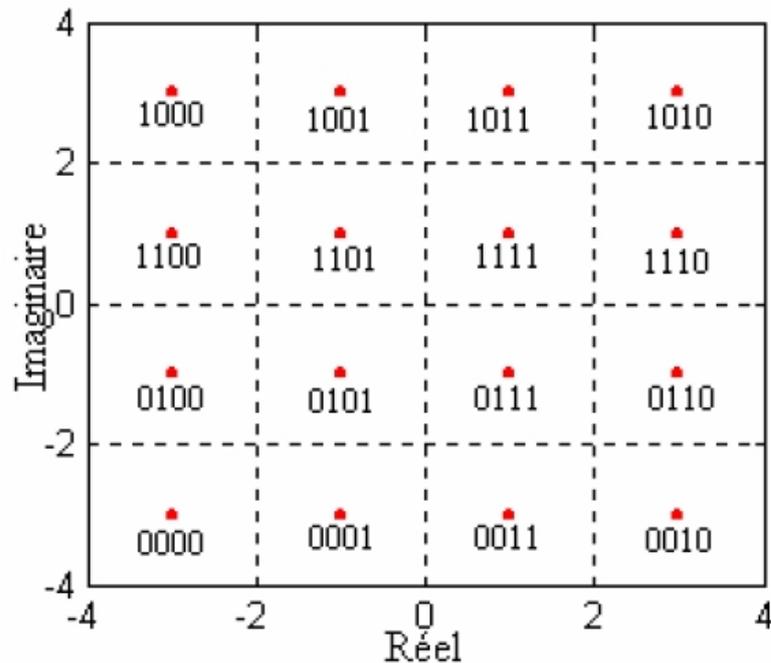


FIGURE 1.16 – Exemple d’une constellation 16-QAM.

l’IFFT correspond à une seule sous porteuse. La plupart des sous porteuses sont modulées par les données.

Les sous porteuses périphériques ne sont pas modulées, c’est-à-dire elles sont mises à zéro. Ces sous porteuses nulles donnent un intervalle de garde fréquentiel avant la fréquence de coupure du filtre de reconstruction passe bas[4].

1.3.4 L’intervalle de garde pour l’OFDM

L’effet de l’ISI sur le signal OFDM peut être minimisé davantage par l’addition d’un intervalle de garde (guard period) au début de chaque symbole OFDM. Cet intervalle est une copie de la fin du symbole OFDM, qui prolonge la durée du symbole OFDM (figure 1.19 et 1.20).

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

Où

T_g est la durée de l’intervalle de garde ajouté.

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

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

Il existe deux types principaux d’intervalles de garde ; le plus fréquemment utilisé est le préfixe cyclique (Cyclic Prefix (CP)) qui fait précéder chaque symbole OFDM par une extension périodique du signal lui-même. L’autre type est le ZeroPadding (ZP) qui fait compléter chaque symbole OFDM par des zéros [1].

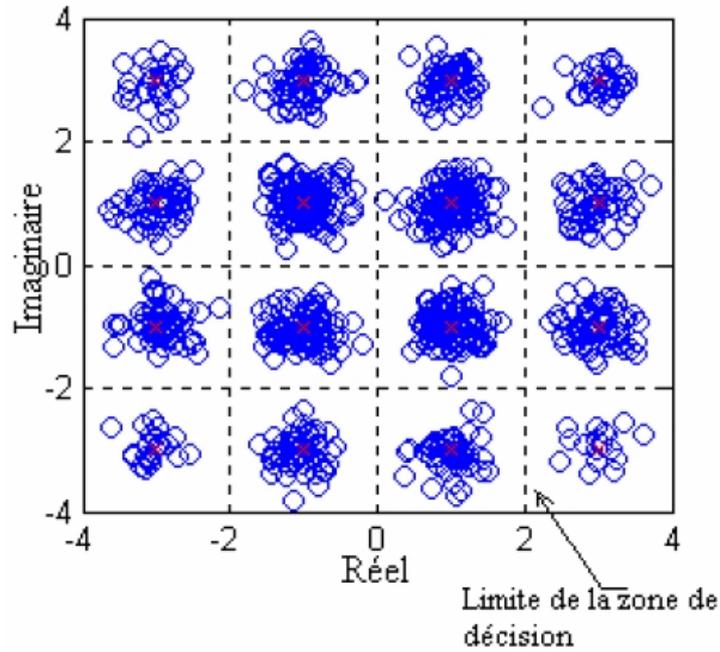


FIGURE 1.17 – Constellation des vecteurs IQ à la réception

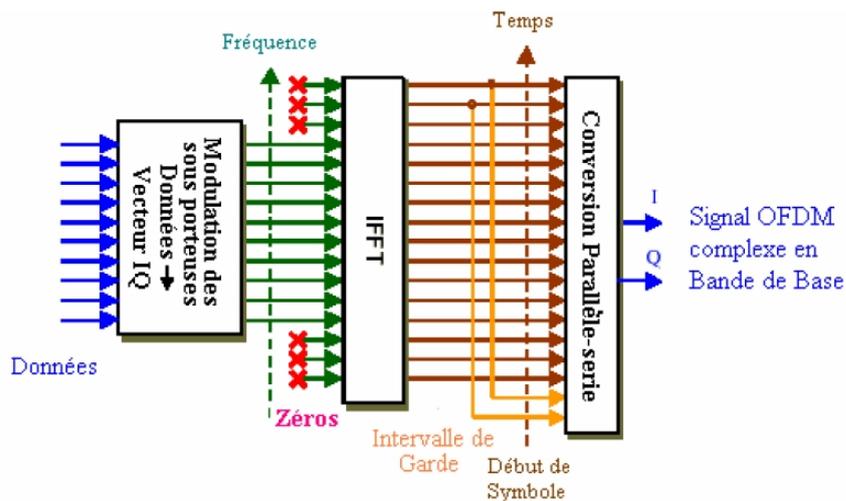


FIGURE 1.18 – Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT.

Il existe aussi ce qu'on appelle un suffixe cyclique à CS, ce qui joue le même rôle que le CP, sauf qu'on l'ajoute à la fin d'un symbole OFDM et qui contient une copie du début du signal OFDM [1]. et par fois on les utilise les deux en même temps comme montré dans la figure 1.21

L'intervalle de garde est ajouté dans le domaine temporel et son essentiel rôle est de prévenir aux ISI, par contre une bande de garde est ajoutée dans le domaine fréquentiel qui a pour but l'élimination d'ICI du signal OFDM.[2]

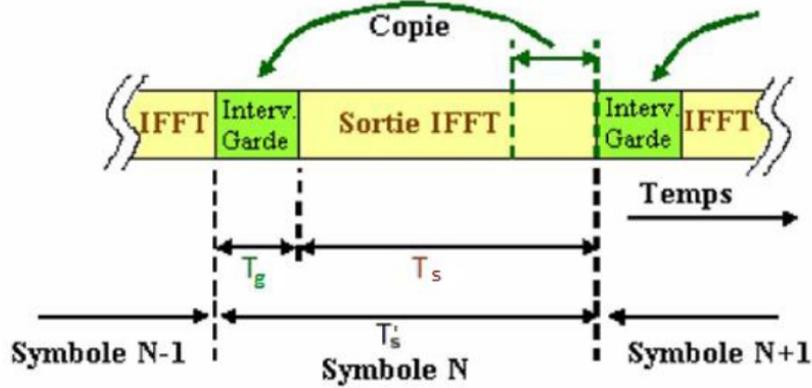


FIGURE 1.19 – Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.

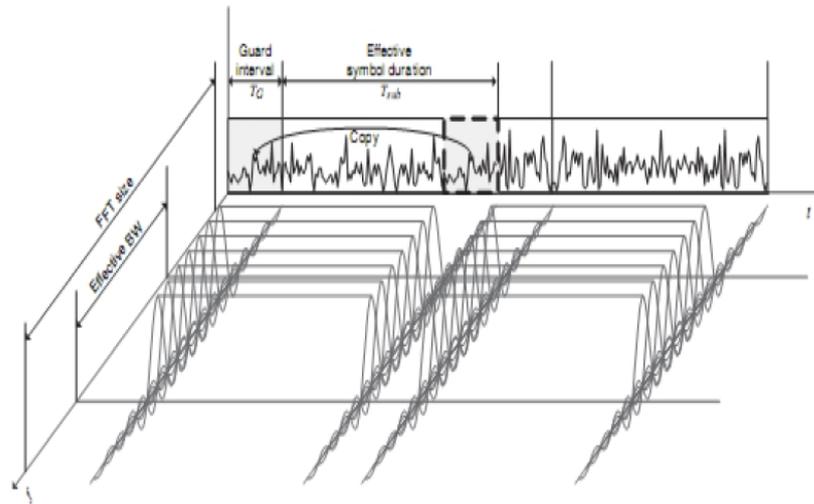


FIGURE 1.20 – description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix) [2]

1.3.5 BER d'un système OFDM :

BER en anglais (Bits Erreurs Rate) signifie le taux de bits erronés, qui est un facteur essentiel pour l'évaluation de la qualité des communications numérique. Les expressions analytiques du BER pour une modulation M-QAM, d'un canal de Rayleigh et d'un bruit additif gaussien AWGN, sont données par :

Canal de Raryleigh :

$$p_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\xi \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\xi \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (1.5)$$

Canal AWGN :

$$p_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (1.6)$$

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

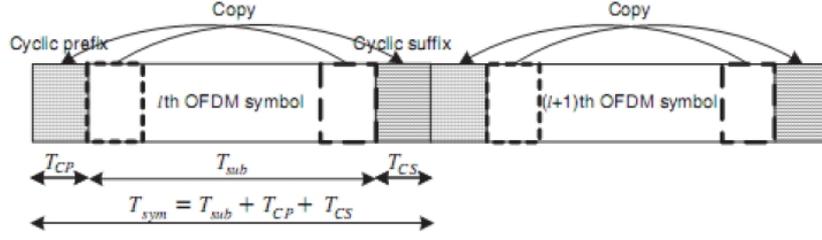


FIGURE 1.21 – symbole OFDM avec CP et un CS [2].

standard définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (1.7)$$

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

$$SNR_t = SNR_f + 10 \log\left(\frac{N_{used}}{N}\right), [dB] \quad (1.8)$$

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

1.3.6 Modèle mathématique d'un symbole OFDM

Le modèle mathématique d'un symbole OFDM $s(t)$, qui sera adopté pour les chapitres suivants est :

$$s_q(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_q^k e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (1.9)$$

$n \in \tau_2$

a : les symboles informatifs.

q : le q^{ieme} symbole.

1.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM

1.4.1 Les avantages :

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

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

1.4.2 Les inconvénients :

- Les signaux multi-porteuses 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.

1.5 Canal radio mobile

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Il peut être invariant dans le temps, par exemple dans le cas d'une transmission sur câble ou variant dans le temps (cas d'une transmission dans un canal radio mobile). La variation dans le temps de ce dernier est due essentiellement à la propagation par trajets multiples et à la mobilité du récepteur (voir figure 1.22), et elle constitue la caractéristique principale du canal radio mobile. En plus de la variation dans le temps, le canal radio mobile souffre de plusieurs imperfections comme l'évanouissement, l'interférence, l'effet Doppler et l'effet de masque.

Par conséquent, un modèle précis de canal décrivant le comportement de la propagation d'onde dans différents environnements (tels que mobile/fixe et indoor/outdoor) est nécessaire.

Ceci peut permettre, par des simulations, d'estimer et de valider l'exécution d'un arrangement donné de transmission.

1.5.1 Caractéristiques du canal radio mobile

Dans le canal radio mobile (voir figure 1.22), le signal transmis souffre de différents effets, qui sont caractérisés comme suit :

- ★ La propagation multi-trajet,
- ★ L'effet Doppler,
- ★ L'évanouissement (Fading),
- ★ Les pertes dues à la distance ou Path Loss.

a) Propagation multi-trajet

La propagation multi-trajet se produit par suite de réflexion, dispersion et de diffraction de l'onde électromagnétique transmise à travers différents obstacles. Ainsi, à la réception beaucoup de signaux arrivent de différentes directions avec des retards, des atténuations et des phases diverses.

La superposition de ces derniers donne des variations d'amplitude et de phase du signal reçu, qui rend difficile la récupération du signal d'information d'origine .

b) Effet Doppler L'effet Doppler est le décalage de la fréquence , du signal

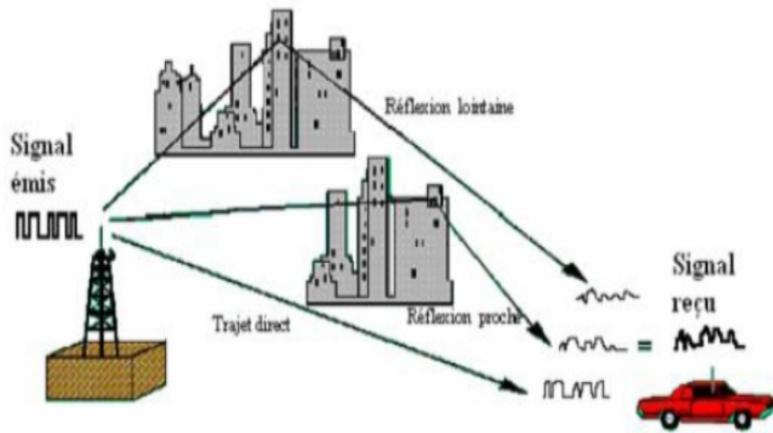


FIGURE 1.22 – La propagation multi-trajet variable dans le temps

transmis, à la réception d'une quantité f_D qui est donnée par la fréquence Doppler :

$$f_D = \frac{v f_c \cos(\alpha)}{c} \quad (1.10)$$

où :

v : la vitesse de déplacement du récepteur.

c : la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans l'air, $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

α : l'angle entre \vec{v} (vitesse de déplacement) et \vec{k} (direction de propagation du champ), (voir figure 1.23). Le décalage de la fréquence est dû à la variation d'amplitude et de phase du signal reçu, qui est le résultat de déplacement des objets dans le canal radio [6].

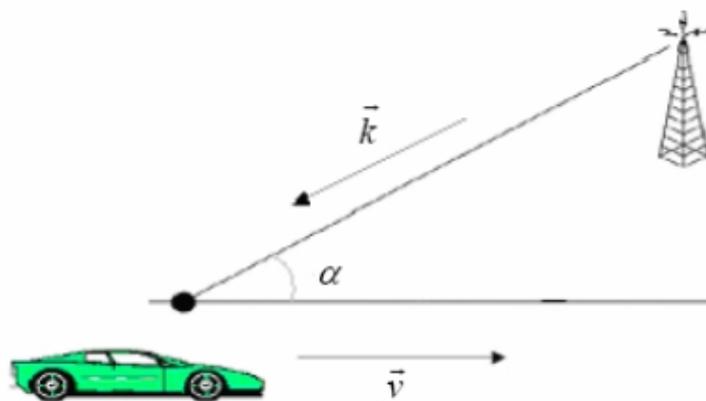


FIGURE 1.23 – Schéma représentatif de l'effet Doppler

Le maximum de la fréquence Doppler détermine la variation dans le temps du canal radio mobile, il est donné par :

$$f_{dmax} = \frac{v f_c}{c} \quad (1.11)$$

c) **Évanouissement (Fading)** : C'est la variation de la puissance du signal en fonction du temps ou de la distance. On peut distinguer deux types de fading :

- **Fading à court terme**

Ce sont les fluctuations de la puissance du signal reçu sur un intervalle de temps ou un déplacement suffisamment petit (voir Figure 1.24). Il est causé par le multi-trajet, l'effet Doppler et la bande passante du signal émis. Le fading à court terme apparaît en moyenne dans le temps à une fréquence égale à deux fois la fréquence de Doppler.

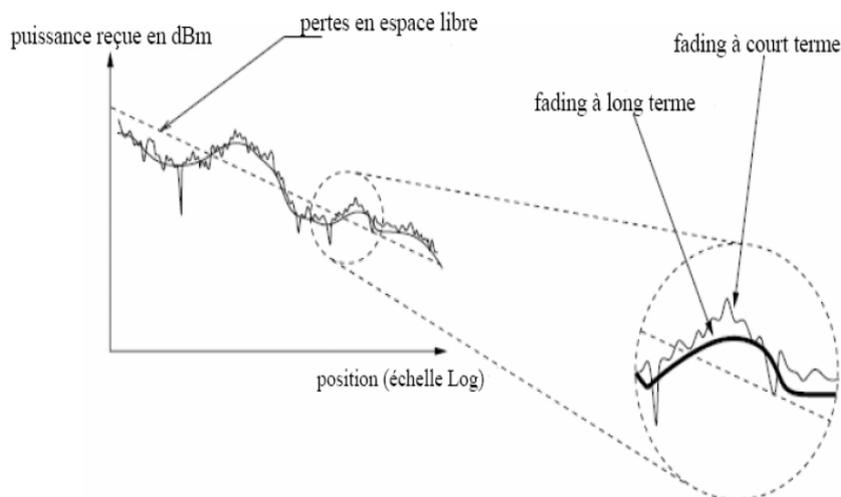


FIGURE 1.24 – Les catégories de fading en fonction de la distance

- **Fading à long terme :**

C'est les fluctuations de la puissance du signal reçu mesurée sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde ou sur un intervalle de temps suffisamment grand (voir Figure 1.24), il est appelé aussi "Log-Normal fading" ou bien "Shadowing". Il est dû principalement à l'effet de masque par des obstacles (collines, forêts, immeubles, ...) [4].

d) **Pertes dues à la distance ou Path Loss :**

Elles dépendent de plusieurs facteurs comme la fréquence et la hauteur de l'émetteur. En effet, pour les basses fréquences, les pertes sont plus faibles. Ainsi comme la puissance d'émission du mobile est plus faible que celle de la base, le mobile émettra sur une fréquence plus basse appelée canaux montants en opposition aux canaux descendants. Les pertes sont plus faibles quand l'émetteur est plus haut. De plus à partir d'une certaine distance apparaît un point de rupture

(break point), au-delà duquel l'atténuation est plus élevée avec la distance.

1.5.2 Modélisation du canal radio mobile

Le canal radio mobile peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(\tau)$, ou par sa fonction de transfert $C(f, t)$, qui sont variables dans le temps, où $C(f, t)$ est la transformée de Fourier de $c(t, \tau)$. La réponse impulsionnelle représente la réponse du canal au temps t , à une impulsion appliquée au temps t_τ . On suppose que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c.-à-d., le canal a une statistique d'évanouissement (fading) qui reste constante dans de courtes périodes de temps ou distances spatiales. La réponse impulsionnelle du canal radio mobile se compose de plusieurs impulsions dispersées à travers N_p trajets différents. Elle est donnée par [6] :

$$c(t, \tau) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi f_{D,p} t + \phi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.12)$$

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.13)$$

avec :

$a_p, f_{D,p}, \phi_p$ et τ_p sont respectivement l'amplitude, la fréquence Doppler, la phase et le retard de propagation, associés au trajet p , $p=0,1,2,\dots,N_p-1$

La fonction de transfert du canal est [3] :

$$c(t, \tau) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p} t - \tau_p) + \phi_p)} \quad (1.14)$$

Les retards sont mesurés par rapport au premier signal détecté à la réception. La fréquence de Doppler dans les équations (1.10) et (1.11) est donnée par :

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (1.15)$$

où α_p est l'angle d'incidence associé au trajet p .

La figure 1.25 représente un exemple de la réponse impulsionnelle, et la fonction de transfert du canal. Sous l'hypothèse que le canal est stationnaire au sens large (SWS channel) et que (τ_1, t) et (τ_2, t) sont incorrélés pour τ_1 différent de τ_2 (Uncorrelated Scattering US), on définit la densité spectrale de puissance croisée (the delay cross-power spectral density) par :

$$\rho(\tau, \Delta t) = \frac{1}{2} E\{c(\tau, t) c^*(\tau, t + \Delta t)\} \quad (1.16)$$

où : $E\{\cdot\}$ c'est l'opérateur de l'espérance mathématique.

La transformée de Fourier de $c(t, \Delta t)$ dans la direction du temps, donne la fonction de diffusion (Scattering function) retard-Doppler $S(\tau, f_D)$, qui est donné par.

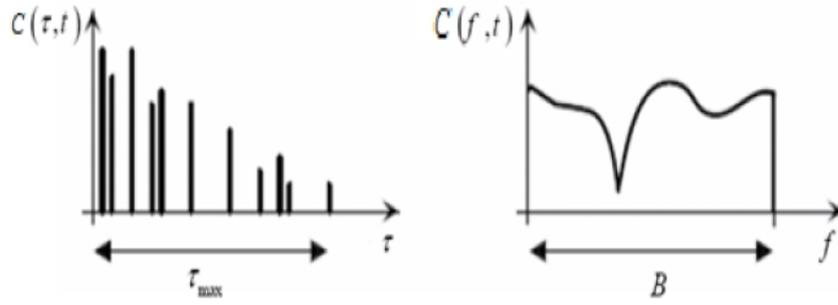


FIGURE 1.25 – La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps

$$S(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(\tau, \Delta t) e^{-2\pi f_D(\Delta t)} d(\Delta t) \quad (1.17)$$

La densité spectrale de puissance des retards $\rho(\tau, \Delta t)$, qui caractérise la sélectivité fréquentiel du canal radio mobile, donne la puissance moyenne de sortie du canal en fonction du retard τ . $S(\tau, f_D)$ est donnée par :

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) d(f_D) \quad (1.18)$$

Le retard moyen $\bar{\tau}$, la dispersion des retards (ou le retard de Root Mean square) τ_{RMS} et l'étalement des retards (ou le retard maximal) τ_{max} sont des paramètres qui caractérisent la densité spectrale de puissance des retards [6].

Le retard moyen est donné par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (1.19)$$

où :

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.20)$$

Ω_p est la puissance du trajet p . Le retard τ_{RMS} est défini par :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.21)$$

De la même façon, La densité spectrale de puissance de Doppler $S(f_D)$ caractérise la variation temporel du canal, et donne la puissance moyenne de sortie en fonction de la fréquence f_D .

$S(f_D)$ est donné par :

$$S(f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) d(\tau) \quad (1.22)$$

La dispersion de fréquence est quantifiée par f_{Dmax} et f_{spread} . Doppler spread (f_{Dspre}) est la bande passante de la densité spectrale de puissance de Doppler, et prend des valeurs dans l'intervalle :

$$f_{Dspread} \leq 2 | f_{Dmax} | \quad (1.23)$$

1.5.3 Statistiques de fading du canal

Les statistiques du processus de fading qui caractérisent le canal sont très importantes pour la détermination des paramètres de son modèle. Une approche simple et employée souvent est obtenue à partir de la supposition qu'il y a un grand nombre d'ondes dispersées dans le canal, qui contribuent au signal reçu. L'application du théorème de la limite centrale mène à un processus gaussien complexe pour la réponse impulsionnelle du canal.

En l'absence de la ligne de vue (LOS : Ligne Of Sight) ou d'un composant dominant, le processus est de moyenne nulle. L'amplitude de la fonction de transfert du canal est :

$$a = a(f, t) = | C(f, t) | \quad (1.24)$$

est une variable aléatoire, qui suit une distribution de Rayleigh donnée par (1.25) :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-\frac{a^2}{\Omega}} \quad (1.25)$$

où, $\Omega = E\{a^2\}$ est la puissance moyenne. La phase est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

Dans le cas du canal multi-trajet qui contient une ligne de vue (LOS) ou une composante dominante, la réponse impulsionnelle du canal ne peut plus être modélisée à moyenne nulle. Sous la supposition d'un processus gaussien complexe pour la réponse impulsionnelle du canal, l'amplitude de la fonction de transfert suit une distribution de Rice donnée par :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-\frac{a^2}{\Omega + k_{Rice}}} I_0\left(2a\sqrt{\frac{k_{Rice}}{\Omega}}\right) \quad (1.26)$$

Le facteur de Rice k_{Rice} est déterminé par le rapport de la puissance de LOS sur la puissance des signaux dispersés. I_0 est la fonction de Bessel d'ordre 0. La phase est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

1.5.4 Interférence Inter-symboles (ISI) et Inter-canal (ICI)

La dispersion des retards (The delay spread) peut causer l'interférence inter-symbole (ISI), quand les symboles d'information adjacents interfèrent entre eux à cause de différents retards en différents trajets de propagation. Le nombre de symboles interférés dans un système de modulation mono-porteuse (single-carrier)

est donné par la relation (1.27) :

$$N_{ISI,mono-porteuse} = \frac{\tau_{max}}{T_d} \quad (1.27)$$

Pour les applications à débit élevé avec une durée de symbole très courte $T_d < \tau_{max}$ l'effet d'ISI et la complexité de récepteur peuvent augmenter de manière significative. Cet effet peut être contrarié par différentes mesures telles que l'égalisation dans le domaine temporel ou fréquentiel. Dans les systèmes d'étalement de spectre, les récepteurs Rake avec plusieurs doigts (arms) sont utilisés pour réduire l'effet d'ISI par exploitation de la diversité multi trajets tel que chaque doigt est adapté aux différents trajets de propagation.

Si $T_d \gg \tau_{max}$ l'effet d'ISI est négligeable. Cet effet est exploité dans la transmission multiporteuse ou la durée d'un symbole augmente avec le nombre de sous-porteuses , ce qui permet de diminuer le nombre d'ISI par la relation (1.28) :

$$N_{ISI,mono-porteuse} = \frac{\tau_{max}}{NT_d} \quad (1.28)$$

Le maximum d'étalement Doppler dans les applications radio mobile qui utilisent la modulation mono-porteuse est généralement plus faible que la distance entre les canaux adjacents, donc dans ce cas l'étalement n'est pas un problème.

Pour les systèmes de modulation multi-porteuse l'espace entre les sous-canaux F_s devient très petit, donc l'effet Doppler peut causer d'ICI significatif, ce qui dégrade les performances du système. Donc, à la réception on est obligée d'utiliser des récepteurs complexes tel que le récepteur Rake dans le domaine fréquentiel. Pour éviter l'ICI il faut vérifier la condition (1.29) :

$$F_s \gg f_{Dmax} \quad (1.29)$$

Après vérification des conditions (1.27), (1.28) on peut éliminer l'ISI et l'ICI résiduel par utilisation d'un intervalle de garde .

1.5.5 Modélisation d'un canal multi-porteuse

Les systèmes multi-porteuses peuvent être simulés dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Les pré-conditions d'implémentation d'un modèle dans le domaine fréquentiel sont :

- L'absence d'ISI et d'ICI.
- Avoir pour chaque sous-porteuse un Fading non sélectif en fréquence.
- L'invariance dans le temps pendant un symbole OFDM.

La fonction de transfert de canal discrète adapté aux signaux multi-porteuse résulte en :

$$C_{n,i} = C(nF_s, iT_s) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p}iT_s - nF_s\tau_p) + \phi_p)} = a_{n,i} e^{j(\phi_{n,i})} \quad (1.30)$$

où la fonction de transfert continue $C(f, t)$ est échantillonnée dans le temps à des périodes de T_s et en fréquence à des espaces de F_s [6].

Conclusions

Le travail mené dans ce chapitre a permis d'évaluer le potentiel de l'utilisation des techniques multiporteuses OFDM dans le cadre de la mise en oeuvre d'une structure de synchronisation pour les systèmes de communications. Le problème majeur des systèmes qui utilisent la technique OFDM est leur sensibilité aux effets du canal comme le multi-trajet et l'effet Doppler. Plusieurs progrès ont été faits dans le domaine de la lutte contre ces problèmes et à chaque fois, on propose de nouvelles techniques plus efficaces que les précédentes.

Chapitre 2

Les modulations OFDM-CDMA

Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux associations des techniques de porteuses multiples du type OFDM avec les techniques étalement par les codes du type CDMA. Une de ces combinaisons, appelée MC-CDMA « Multi Carrier Code Division Multiple Access », associe l'étalement par les codes dans le domaine fréquentiel avec les modulations à porteuses multiples[7].

Deux autres techniques dérivées appelées MC-DS-CDMA « Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access », et MT-CDMA « Multi Tone Code Division Multiple Access », sont apparues et ont fait l'objet de plusieurs études. ce chapitre porte principalement sur les solutions MC-CDMA, MC-DS-CDMA et OFDM-CDMA. Les deux premières techniques seront décrites d'une façon brève puisqu'elles constituent des techniques particulières du système généralisé d'étalement à 2 dimensions OFDMCDMA. Quant à cette dernière, une représentation mathématique du signal à chaque étape sera donnée. Elle sera suivie par les principales techniques de détection.

2.1 Description des combinaisons

2.1.1 Le MC-CDMA

Le MC-CDMA a fait son apparition lors d'un congrès au Japon en 1993. Depuis, il a fait l'objet de plusieurs études intéressantes et il a été surtout comparé avec le DS-CDMA[8].

La Figure 2.1 représente la structure complète d'un émetteur-récepteur MC-CDMA. Le MC-CDMA est basé sur la concaténation de l'étalement fréquentiel avec l'OFDM. Il consiste à copier les données d'un utilisateur donné m sur des répliques différenciées par les chips du code d'étalement de cet utilisateur. Dans une liaison descendante, la station de base alloue à chaque utilisateur un code d'étalement C_m choisi à partir d'un ensemble N_u codes orthogonaux (les codes de Walsh Hadamard par exemple). L'attribution aux utilisateurs des codes orthogonaux permet l'accès multiple à travers la même bande de fréquence. Ainsi, les répliques de la même donnée de chaque utilisateur sont transmises sur un ensemble de sous porteuses définies par l'OFDM ce qui permet d'exploiter la diversité fréquentielle du canal de trans-

mission. De plus, le fait d'étaler dans le domaine fréquentiel permet d'espérer une restitution complète de l'énergie dissipée dans le canal ce qui n'est pas toujours le cas avec du DS-CDMA où on peut facilement perdre de l'énergie à cause de trajets non résolus.

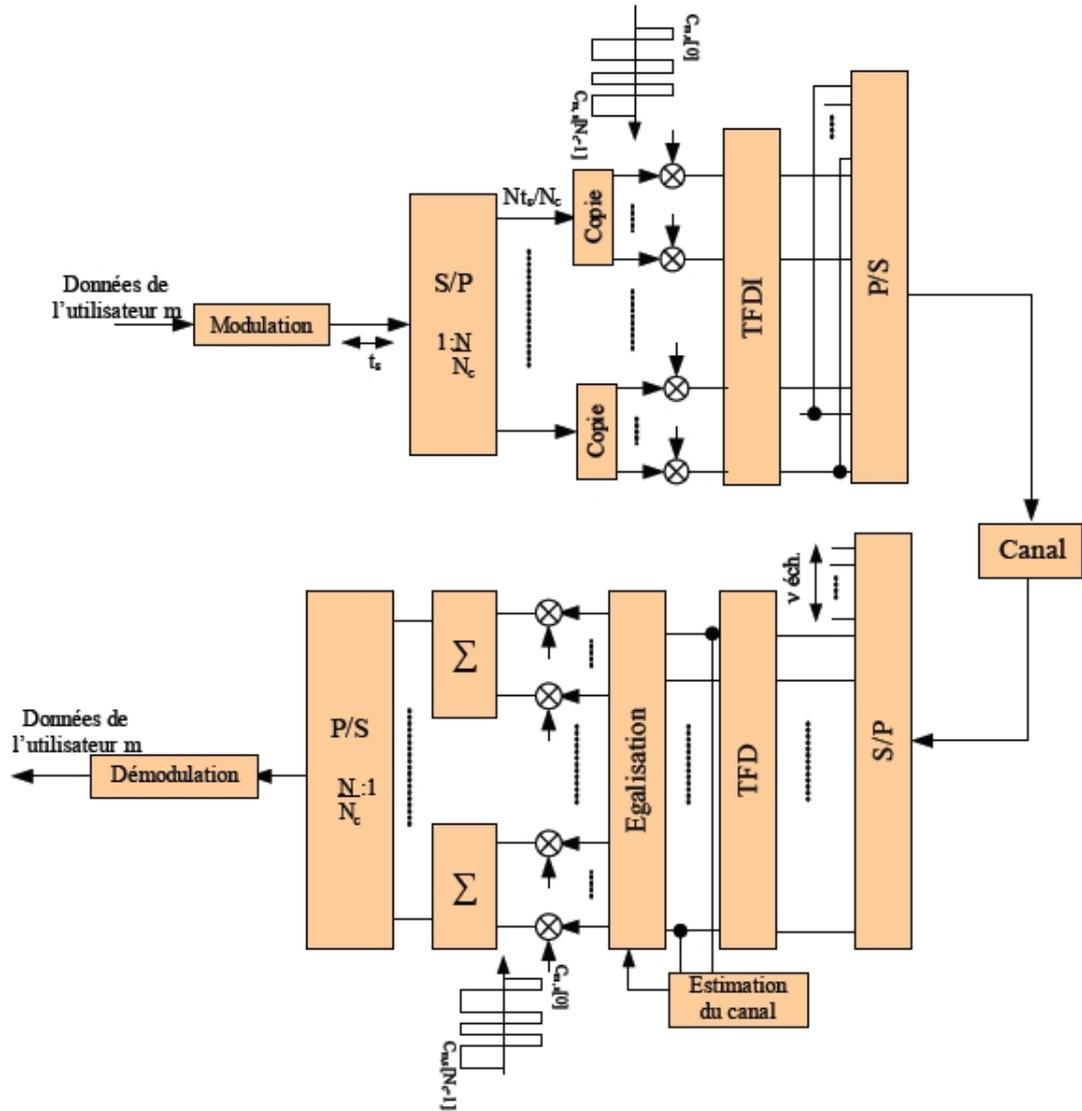


FIGURE 2.1 – Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-CDMA.

Dans un système où on utilise N sous-porteuses de données et un étalement avec des codes de longueur N_c , on pourrait transmettre $S = N/N_c$ symboles de données par utilisateur par symbole OFDM. Dans ce cas, on parle de S sous-bandes de largeur $B \times N_c/N$ chacune où B représente la largeur de bande du signal. Une fois la répartition sur les fréquences terminée, le signal est transmis comme un signal OFDM conventionnel. En réception, on suppose que le signal est bien synchronisé. Après la réception du signal, des opérations réciproques à celles de l'émetteur y sont appliquées. Une suppression du préfixe cyclique permet d'éliminer l'IES. Une transformation dans le domaine fréquentiel via la TFD permet de restituer le signal fréquentiel. L'égalisation de l'effet du canal se réalise par une simple

multiplication par un coefficient d'égalisation par sous-porteuse comme dans le cas de l'OFDM. Afin d'exprimer le message d'information transmis par l'utilisateur m , une corrélation par le code d'étalement de l'utilisateur en question est réalisée dans le domaine fréquentiel. Un avantage majeur du MC-CDMA consiste en son gain de diversité fréquentiel. En effet, puisque l'étalement se fait dans le domaine fréquentiel, le symbole reçu est constitué de N_c répliques soumises à des coefficients différents du canal ce qui augmente son énergie reçue et augmente la qualité de la détection. Ce gain de traitement augmente avec la taille de l'étalement mais ce sera au détriment de la perte d'orthogonalité des codes et par suite à une dégradation des performances. En effet, lorsque la longueur des codes d'étalement augmente, les chips des différents codes seront soumis à des coefficients du canal plus en plus diversifiés ce qui rend le produit scalaire des répliques des signaux des différents utilisateurs non nul. Ceci amplifie le BAM et dégrade les performances. Malheureusement, le MC-CDMA ne bénéficie pas de diversité temporelle surtout lorsque le mobile varie rapidement.

2.1.2 Le MC-DS-CDMA

La technique MC-DS-CDMA « Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access » a été proposée pour la première fois en 1993 aux Etats Unis par Chouly[9].

Cette technique consiste à étaler dans le domaine temporel les différentes données sur chaque sous-porteuse du système OFDM avec un code identique. Le schéma de transmission du MC-DS-CDMA est donné par la Figure 2.2. La principale différence avec une chaîne de transmission du MC-CDMA consiste dans la partie CDMA où les chips d'un symbole étalé en temps sont transmis successivement sur une sous-porteuse donnée dans les symboles OFDM.

Ainsi, au niveau du détecteur, on peut bénéficier de la diversité temporelle de transmission mais pas de la diversité fréquentielle. Quant au récepteur MC-DS-CDMA, sa structure classique est constituée d'un corrélateur conventionnel suivi le plus souvent de la technique de combinaison à rapport maximal. Bien sûr, les autres techniques de combinaison peuvent être aussi appliquées. Le MC-DS-CDMA présente une flexibilité de l'allocation des ressources au niveau des sous porteuses c.à.d. on envoie les données sur les porteuses qui ont un rapport signal à bruit maximal. Toutefois, à cause des évanouissements du canal, la diversité fréquentielle peut seulement être exploitée si un processus approprié du codage de canal est mis en oeuvre. Quant à la diversité temporelle, elle est bien exploitée par le MC-DS-CDMA. Cependant, elle est généralement d'un ordre plus petit que la diversité fréquentielle sauf si le canal varie rapidement. Notons aussi que l'orthogonalité des codes est généralement conservée au détriment du gain de diversité temporelle.

2.1.3 L'OFDM-CDMA (étalement à 2 dimensions)

La technique OFDM-CDMA consiste à étaler conjointement en temps et en fréquence les données des différents utilisateurs (Figure 2.3).

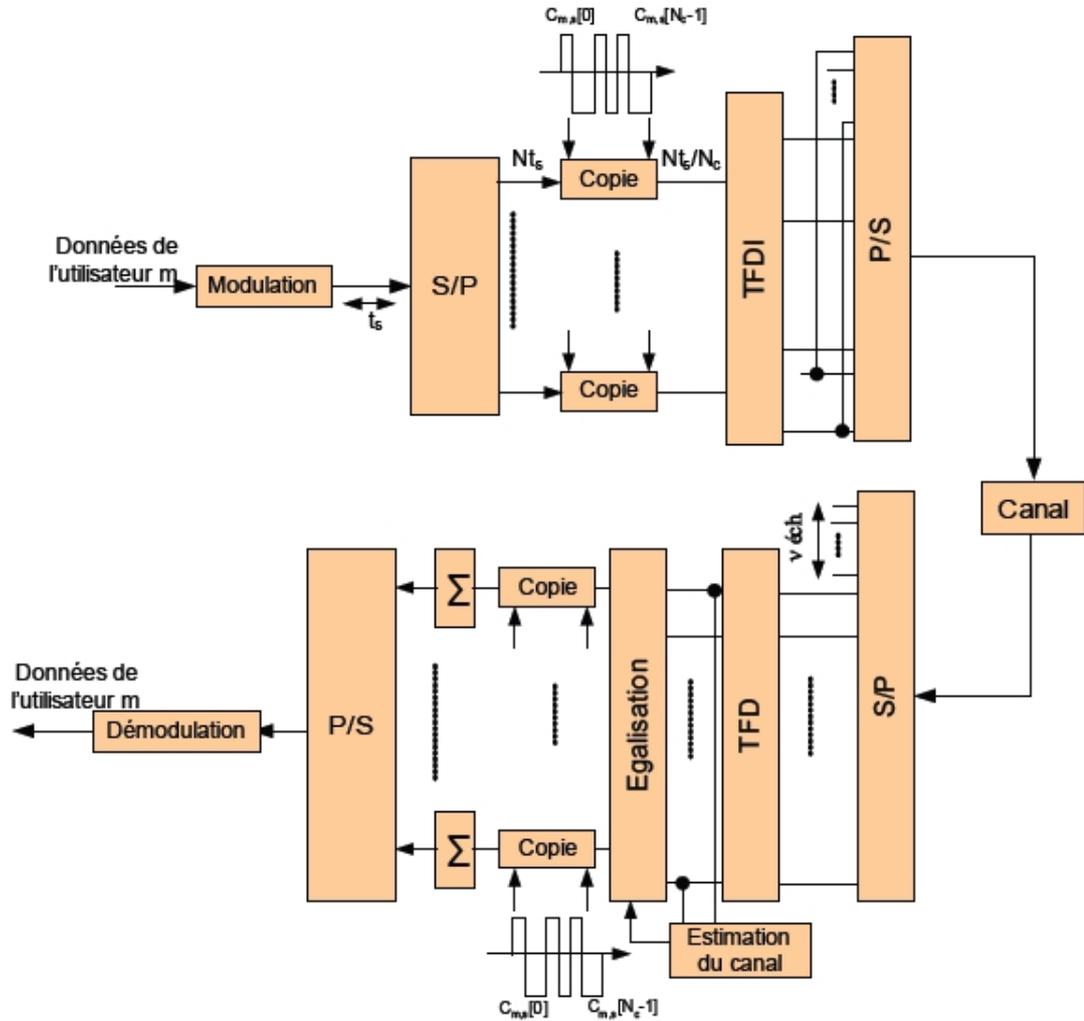


FIGURE 2.2 – Schéma de transmission mono-utilisateur en MC-DS-CDMA.

Ainsi, on pourrait bénéficier de la diversité temporelle et fréquentielle du canal de transmission. La technique OFDM-CDMA a été proposée par Persson lors d'un congrès en 2002 . Depuis, l'opérateur japonais NTTDoCoMo n'a cessé de la présenter comme la solution optimale pour les futures générations de téléphonie radio mobile en la montrant sous plusieurs contextes [10]. Dans leurs études, les chercheurs de NTTDoCoMo ont essayé de trouver un optimum entre le gain de diversité et la perte d'orthogonalité des systèmes utilisant les techniques d'étalement par les codes combinées à celles à porteuses multiples.

L'ensemble de N chips d'une colonne de la représentation temps-fréquence est transmis vers le domaine temporel par application du principe de l'OFDM (TFDI+PC). On saute à la colonne suivante, on transmet un deuxième paquet formé par la colonne de N chips et on continue le processus jusqu'à l'envoi de N_T colonnes. Si on note par B la largeur de bande du signal, une sous bande de taille N_F sous porteuses possède une largeur de bande égale à $B \times N_F/N$ et le nombre total de sous bandes dans le système est égal à $S = N/N_F$. Donc, en OFDM-CDMA, chaque utilisateur envoie simultanément (au maximum) S symboles de données pendant N_T durées d'un symbole OFDM. Le Tableau 2.1 donne les ca-

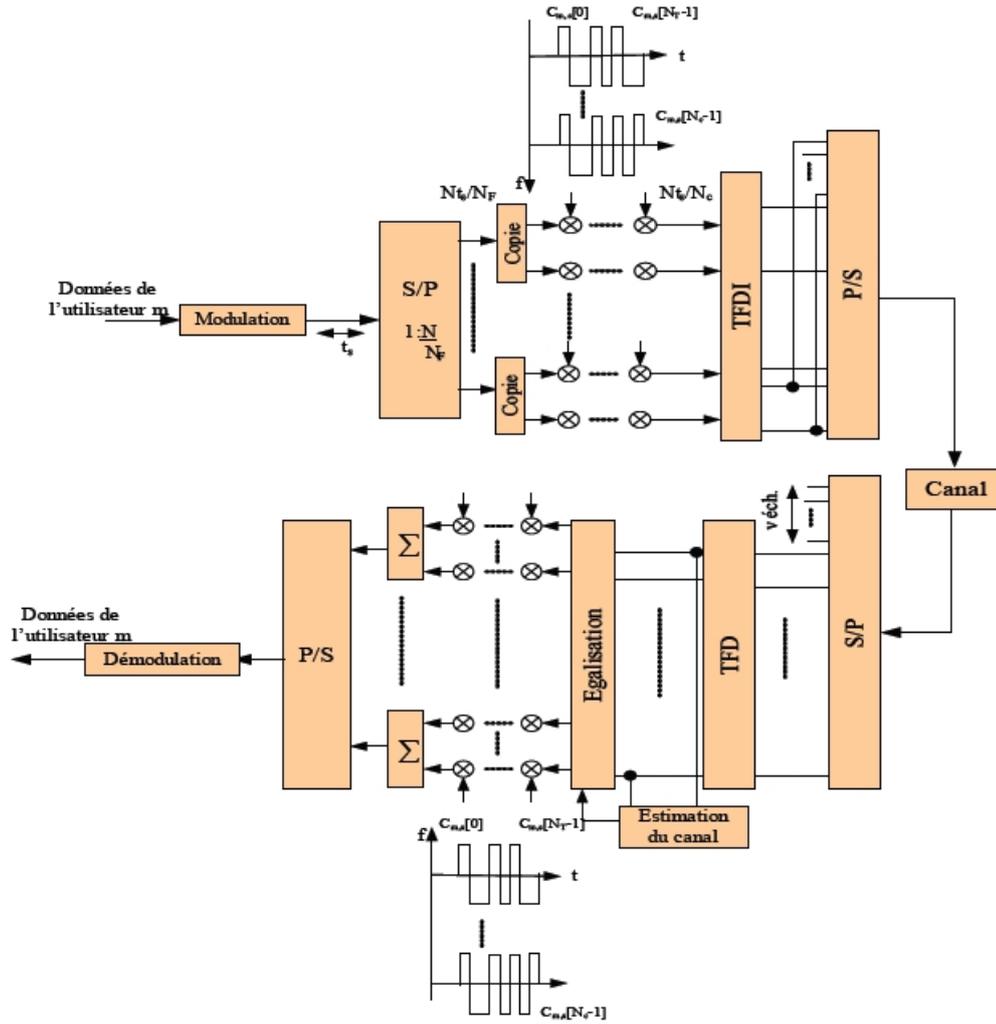


FIGURE 2.3 – Schéma de transmission en OFDM-CDMA.

ractéristiques principales de l'OFDM-CDMA. Dans ce tableau, T_s représente la période d'échantillonnage (Sampling Time) et t_s représente le rythme du symbole QAM. On note aussi que, à l'exception de la diversité, les caractéristiques sont indépendantes du type de l'étalement.

Dans ce qui suit, on notera par i le bloc OFDM-CDMA formé par ces S symboles de données et par q un symbole OFDM de ce bloc.

Afin de faciliter la représentation du signal transmis, nous nous limiterons dans un premier temps à l'étude du signal dans une bande s donnée. Ainsi, en sortie du module d'allocation temps fréquence, les chips s'expriment par :

Dans (2.1) $d_{i,q}[sN_f + n]$ représente l'échantillon transmis sur la porteuse n de la bande s . Cette donnée étalée appartient au symbole OFDM q du bloc OFDM-CDMA i . P_m [s] représente la puissance d'émission de l'utilisateur m sur la bande s . $a_{i,m}[s]$ représente le symbole QAM de données envoyé par l'utilisateur m sur la bande s du bloc OFDM-CDMA i . $C_{m,s}[nN_t + q]\epsilon\{+\frac{1}{\sqrt{N_c}}\}$ représente le chip normalisé en puissance de l'utilisateur m alloué sur une distribution temps-fréquence de la bande s . La dépendance du chip de l'indice de la sous-bande s est dû au code long d'embrouillage utilisé qui rend les codes d'étalement différents sur chaque sous-bande. N_u représente le nombre d'utilisateurs actifs.

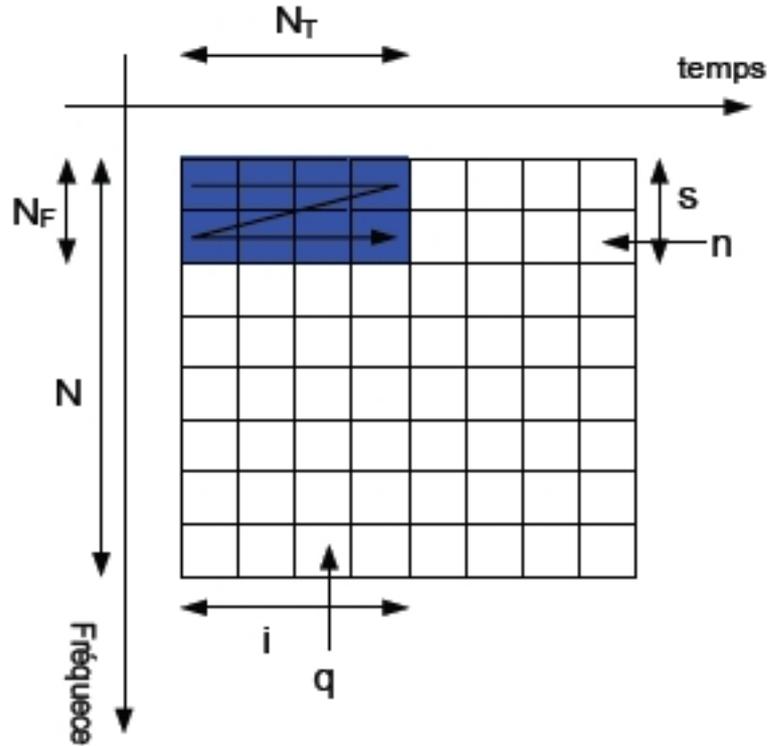


FIGURE 2.4 – Allocation temps-fréquence en OFDM-CDMA.

$$d_{i,q}[sN_F + n] = \sum_{m=0}^{N_s-1} \sqrt{P_m[s]} a_{i,m}[s] c_{m,s}[nN_T + q] \quad (2.1)$$

$$q = 0, \dots, N_T - 1; s = 0, \dots, S - 1, n = 0, \dots, N_F - 1$$

Après le passage à travers la TFDI et l'insertion du PC de taille ν échantillons, le signal temporel peut alors s'écrire :

Dans (2.2), la TFDI est réalisée par une double somme sur l'indice de la sous-bande s et la sous-porteuse n .

En pratique, le signal passe à travers une conversion numérique analogique CNA suivie d'une transformation en haute fréquence HF avant d'être transmis à travers

Gain de traitement	N_c
Nombre de sous porteuses	N
Durée symbole binaire ou QAM	$t_s = N_c - T_s$
Séparation sous porteuses	$\frac{N_c}{Nt_s}$
Largeur de bande	$B = \frac{N_c}{t_s} = \frac{1}{T_s}$
Durée symbole OFDM	$\frac{Nt_s}{N_c} = NT_s$
Diversité	Temporelle et fréquentielle

TABLE 2.1 – Caractéristiques de l'OFDM-CDMA

$$x_{i,q}[k] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} d_{i,q}[sN_F + n] e^{j2\pi \frac{k(sN_F + n)}{N}} \quad (2.2)$$

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

le canal.

En supposant que le canal est invariant sur un symbole OFDM, sa RI $g(\tau, t)$ donnée par l'équation (1.5) sera modélisée dans ce qui suit par un modèle discret plus compact donné par $g_{i,q}[k]$. Dans cette modélisation, le couple (i,q) caractérise le temps t du symbole OFDM q du bloc i durant lequel le canal est invariant. L'indice k représente le k ème échantillon de la RI du canal caractérisant le retard τ du symbole OFDM q dans le symbole OFDM-CDMA i . En réception, après élimination des ν premiers échantillons représentant l'intervalle de garde, le signal peut être écrit comme étant :

$$r_{i,q}[u] = \sum_{k=0}^{N-1} g_{i,q}[k] x_{i,q}[u-k] + n_{i,q}[u] = \sum_{k=-\nu}^{N-1} x_{i,q}[k] g_{i,q}[u-k] + n_{i,q}[u] \quad (2.3)$$

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

On suppose que l'intervalle de garde ν est conçu plus grand que la longueur W de la RI du canal afin d'éliminer totalement l'IES. $n_{i,q}[u]$ représente le bruit additif gaussien de moyenne nulle et de variance σ_p^2 . Après avoir effectué la fonction de démodulation OFDM, le signal sur une sous-porteuse n de la sous-bande s peut alors s'exprimer par :

$$R_{i,q}[sN_F + n] = d_{i,q}[sN_F + n] \times h_{i,q}[sN_F + n] + N_{i,q}[sN_F + n] \quad (2.4)$$

où $h_{i,q}[sN_F + n]$ représente la réponse fréquentielle du canal sur la porteuse n de la bande s . Elle peut être engendrée en formant la TFD de $g_{i,q}[k]$. En travaillant sur une bande s de taille N_F porteuses, le signal reçu sur l'ensemble de ces N_F porteuses peut être écrit sous une forme matricielle. On note par

$$\underline{\hat{d}}_{i,q}[s] = [\hat{d}_{i,q}[sN_F], \dots, \hat{d}_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T \quad \text{et} \quad \underline{R}_{i,q}[s] = [R_{i,q}[sN_F], \dots, R_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T \quad (2.5)$$

les vecteurs du signal émis et reçu respectivement sur les N_F porteuses de la bande s , par

$$\underline{\underline{h}}_{i,q}[s] = \text{diag}\{h_{i,q}[sN_F], \dots, h_{i,q}[sN_F + N_F - 1]\} \quad (2.6)$$

la matrice diagonale de taille $N_F \times N_F$ décrivant la réponse fréquentielle du canal et par le vecteur contenant les termes du bruit blanc additif gaussien.

$$\underline{N}_{i,q}[s] = [N_{i,q}[sN_F], \dots, N_{i,q}[sN_F + N_F - 1]]^T \quad (2.7)$$

L'équation (2.4) peut alors s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\underline{R}_{i,g}[s] = \underline{h}_{i,g}[s] \times \underline{d}_{i,g}[s] + \underline{N}_{i,g}[s] \quad (2.8)$$

C'est ce vecteur qui doit maintenant être traité de manière à restituer le message d'information véhiculé par l'utilisateur m . Comme pour le DS-CDMA ou l'OFDM, une technique d'égalisation plus ou moins complexe doit être appliquée afin de restituer le message d'information émis. En effet, les perturbations créées par le canal de propagation entraînent une perte d'orthogonalité entre les symboles issus des différents utilisateurs.

2.1.4 Avantages de l'OFDM-CDMA

L'OFDM-CDMA présente plusieurs avantages majeurs par rapport aux techniques classiques d'étalement à une dimension. L'intérêt principal de l'OFDM-CDMA réside en son ordre de diversité. En effet, lorsque le canal est variant en temps et en fréquence, le nombre de répliques différentes augmente en fonction de l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Cependant, lorsque les diversités temporelle et fréquentielle augmentent, le niveau de BAM augmente bien que l'égaliseur essaye de restaurer l'orthogonalité des codes. C'est pourquoi, un compromis entre le gain de diversité et le niveau du BAM doit être fait. L'étalement à deux dimensions offre aussi une grande flexibilité d'étalement en temps ou en fréquence en adaptant les dimensions d'étalement dans les deux domaines aux conditions de la transmission (type de la modulation, le rendement du codage canal, la charge du système. . .) ainsi qu'aux paramètres du canal tels que la fréquence Doppler, l'étalement temporel du canal, la vitesse du mobile. . . Par exemple, dans les régions aux périphériques d'une cellule où le niveau du Rapport Signal à Interférence et Bruit est faible, l'utilisation d'une modulation QPSK avec un rendement faible du codage canal est très logique afin de permettre une bonne qualité de transmission. Dans ce cas, plusieurs études ont démontré que le MC-CDMA présente de meilleures performances par rapport au MC-DS-CDMA qui constitue une certaine forme de l'OFDM [11]. Donc, le MC-CDMA est plus bénéfique dans un environnement multicellulaire alors que le MC-DS-CDMA est plus bénéfique dans un réseau monocellulaire. L'étalement à 2D se situe alors entre les deux..

2.2 Performances des modulations OFDM-CDMA

Nous allons maintenant évaluer et comparer les performances des trois systèmes d'étalement avec un détecteur mono-utilisateur MEQM (MMSE) sous plusieurs conditions de transmission sans et avec codage canal. Ces performances ont été évaluées à partir des simulations basées sur la méthode Monte Carlo. Les performances de ces trois systèmes moyennés sur l'ensemble des utilisateurs actifs sont donnés en terme du Taux d'Erreur Binaire TEB en fonction du rapport E_b/N_0 moyen, où E_b est l'énergie moyenne par bit d'information utile et N_0 est la densité spectrale mono latérale du bruit. Ce rapport moyenné sur les différentes réalisations du canal pour les N_u utilisateurs et prenant en compte l'énergie ajoutée par le PC est donné par :

Dans (2.21), on rappelle que T_s représente la période d'échantillonnage, $P_m[s]$

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{(N + \nu)}{M} \frac{N_T}{S} \frac{\sum_{m=0}^{N_u-1} P_m[s]}{N_u} T_s \cdot \frac{\sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)}{\sigma_b^2} \quad (2.9)$$

représente la puissance par symbole émise par l'utilisateur m , M est la taille de la constellation, α_l est l'amplitude du trajet l du canal.

Chapitre 3

Les erreurs de synchronisation dans les systèmes OFDM-CDMA

Introduction

Un problème majeur dans les techniques à base de l'OFDM est que certaines erreurs de synchronisation détruisent l'orthogonalité entre les sous porteuses et introduisent ainsi une interférence entre les symboles ou bien une interférence entre les sous porteuses. Ceci a pour effet de dégrader les performances du système de communications. Dans les systèmes OFDM-CDMA, ce problème est plus grave puisque, outre les interférences introduites, il amplifie le BAM ce qui dégrade les performances.

Dans ce chapitre, nous étudions l'effet d'une erreur de synchronisation sur les performances de l'OFDM-CDMA. Nous proposons un modèle d'un canal discret équivalent qui permet d'avoir une représentation discrète de la transmission prenant en compte les différentes erreurs de synchronisation.

3.1 Les systèmes OFDM-CDMA en présence d'erreur de synchronisation

3.1.1 Expression générale et matricielle du symbole détecté

Depuis son apparition, l'OFDM a fait l'objet de nombreuses analyses au niveau de sa sensibilité aux erreurs de synchronisation. La sensibilité des techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA aux erreurs de synchronisation a été étudiée par Steendam et Monoecly dans des liaisons descendantes et montantes[12]. Leurs études basées principalement sur un canal Gaussien et un récepteur CFZ ne sont pas suffisantes puisqu'un canal de Rayleigh pourrait totalement changer les conclusions des comparaisons. Par ailleurs, avec un détecteur différent que celui d'un CFZ, les conclusions pourraient aussi être différentes. D'autre part, dans leurs études, les codes sont supposés du type i.i.d. et la propriété d'orthogonalité entre les codes n'est pas prise en compte.

Dans cette section, on cherche à donner une expression générale de la détection dans un système OFDM-CDMA en tenant compte de l'orthogonalité des codes. Le modèle de transmission à étalement 2D est toujours celui du chapitre précédent

. Toutefois, il faut tenir compte des différentes erreurs. Afin de mettre cela en évidence, on supposera que la transmission se fait d'une façon idéale et que seule la réception est entachée d'erreur.

Ainsi, avec le modèle du canal équivalent donné dans la section précédente, on est capable d'écrire le signal temporel reçu à chaque instant u comme une TFDI du produit du signal fréquentiel transmis sur les différentes sous-porteuses comme : Dans (3.1), le terme $n_{j,l}[u]$ représente le bruit additif gaussien de variance σ_b^2 . La

$$r_{j,l}[u] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \left[b_{i,q}[sN_F+n] h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F+n;u] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u\right) \right] + n_{j,l}[u]$$

$$u = 0, \dots, N-1 \quad (3.1)$$

somme sur q représente l'interférence entre les symboles OFDM à l'intérieur d'un symbole 2D et la somme sur i représente l'interférence entre les symboles OFDM-CDMA. Cette double somme est due à une erreur de synchronisation temporelle. Le terme représente la fonction de transfert du canal sur la porteuse n de la bande s qui prend en compte les différentes erreurs de synchronisation. $h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F+n;u]$ Après le passage à travers la TFD, le signal sur la porteuse d'intérêt p de la bande d'intérêt w peut s'écrire :

$$R_{j,l}[wN_F+p] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} b_{i,q}[wN_F+p] \phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q) + \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} n_{j,l}[u] \exp\left(-j2\pi \frac{wN_F+p}{N} u\right)$$

$$(3.2)$$

Où la fonction f représente les coefficients multiplicatifs de passage entre les symboles sur les différents sous-porteuses d'émission et ceux des sous-porteuses de réception. Elle rassemble donc la TFDI avec l'intervalle de garde, le canal équivalent comprenant les erreurs de synchronisation ainsi que la TFD de réception avec la suppression de l'intervalle de garde. Elle traduit la TFD suivant l'instant d'échantillonnage u de la fonction $h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F+n;u]$. Elle est donnée par : Cette fonction est très importante puisqu'elle rassemble globalement la transmis-

$$\phi_{j,i}(w,s,p,n,l,q) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F+n;u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F+(p-n)}{N} u\right)$$

$$(3.3)$$

sion. C'est le point clé dans la modélisation des différentes erreurs et dans les différentes représentations ultérieures. Pour un système de transmission sans erreur de synchronisation c.a.d. $w=s$, $p=n$, $l=q$, $j=i$, cette expression est égale à la TFD $h_{j,l}[sN_F+n]$ de la RI du canal.

on remarque que lorsque le système fait une erreur de synchronisation, le symbole détecté devient plus complexe. En effet, en plus du BAM et du bruit gaussien, l'IES et l'Interférence Entre Porteuses (IEP) viennent perturber la transmission ce qui dégrade les performances. D'autre part, on voit que la dissémination des différents termes agissant sur le symbole reçu est assez complexe, c'est pourquoi on va adopter une représentation matricielle dans la suite. Cette représentation va

$$\begin{aligned}
\hat{a}_{j,0}[w] &= \sum_{p=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{l=0}^{N_F-1N_T-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} [wN_F + p] R_{j,l} [wN_F + p] \\
&= \sum_{i=j-1s=0}^{j+1} \sum_{s=1}^{S-1} \sum_{p=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{l=0}^{N_F-1N_T-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} (wN_F + p) \sum_{n=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{q=0}^{N_F-1N_T-1} [b_{i,q} [sN_F + n] \phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q)] \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{l=0}^{N_F-1N_T-1} c_{0,w}^* [pN_T + l] z_{j,l} [wN_F + p] \sum_{u=0}^{N-1} n_{j,l} [u] \exp\left(-j2\pi \frac{wN_F + p}{N} u\right) \quad (3.4)
\end{aligned}$$

nous permettre en plus de proposer une méthode simple et efficace pour l'estimation du RSIB.

après la simplification des calculs la représentation matricielle est donnée par :

$$\begin{aligned}
\hat{a}_{j,0}[w] &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad \text{avec} \\
I_0 &= \sqrt{P_0[w]} \underline{C}_0^H [w] \underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,j} [w, w] \underline{C}_0 [w] a_{j,0}[w] \\
I_1 &= \underline{C}_0^H [w] \underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,j} [w, w] \underline{U} [w] \underline{Q} [s] \underline{\tilde{a}}_j [w] \\
I_2 &= \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \underline{C}_0^H [w] \underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,j} [w, s] \underline{C} [s] \underline{P} [s] a_j [s] \\
I_3 &= \sum_{\substack{i=j+1s=0 \\ i \neq j}}^{i=j+1S-1} \underline{C}_0^H [w] \underline{Z}_j [w] \underline{H}_{j,i} [w, s] \underline{C} [s] \underline{P} [s] a_i [s] \\
I_4 &= \underline{C}_0^H [w] \underline{Z}_j [w] \underline{N}_j [w]
\end{aligned} \quad (3.5)$$

3.1.2 Les systèmes OFDM-CDMA en présence des erreurs de synchronisation

Dans cette section, on étudie l'effet d'une erreur de synchronisation déterministe sur les systèmes OFDM-CDMA. Par déterministe, on veut dire que l'erreur prend une valeur déterministe tout au long de la transmission.

Dans cette section, on traite séparément les erreurs de synchronisation temporelle k_0 (la fenêtre de la TFD), de fréquence porteuse telle que $\Delta F = F_{TX} - F_{RX} = \text{constante}$ où F_{TX} et F_{RX} sont les fréquences porteuses respectives d'émission et de réception, et de fréquence d'échantillonnage telle que $\Delta T = T_s - T_r$ T_s et T_r sont les périodes d'échantillonnage d'émission et de réception.

Erreur de synchronisation temporelle

Pour une erreur de synchronisation de fenêtre temporelle, les équations (3.3) et (3.4) deviennent :

Trois cas peuvent se présenter :

- Si le coefficient k_0 vérifie la relation $0 < k_0 < v - W$, aucune interférence entre les symboles ne se produit et on peut récupérer correctement le signal

$$\Delta\theta^p(t) = 0 \text{ et } \Delta\xi^h(t) = \Delta\xi = k_0 T_s \quad (3.6)$$

fréquentiel à travers la TFD grâce à la structure du symbole OFDM. C'est la plage de bonne synchronisation.

- Si le coefficient k_0 est positif vérifiant la relation $v - W < k_0 < n$, une interférence supplémentaire s'ajoute au signal utile provenant du symbole OFDM précédent.
- Si le coefficient k_0 est strictement négatif ($k_0 < 0$), une interférence supplémentaire provenant du symbole OFDM suivant ainsi que de l'IEP s'ajoutent au signal utile.

Les trois cas sont détaillés par la Figure 3.4. On note que si $l=0$ ou $l=NT-1$, l'interférence sera introduite d'un symbole OFDM appartenant à un symbole OFDM-CDMA différent.

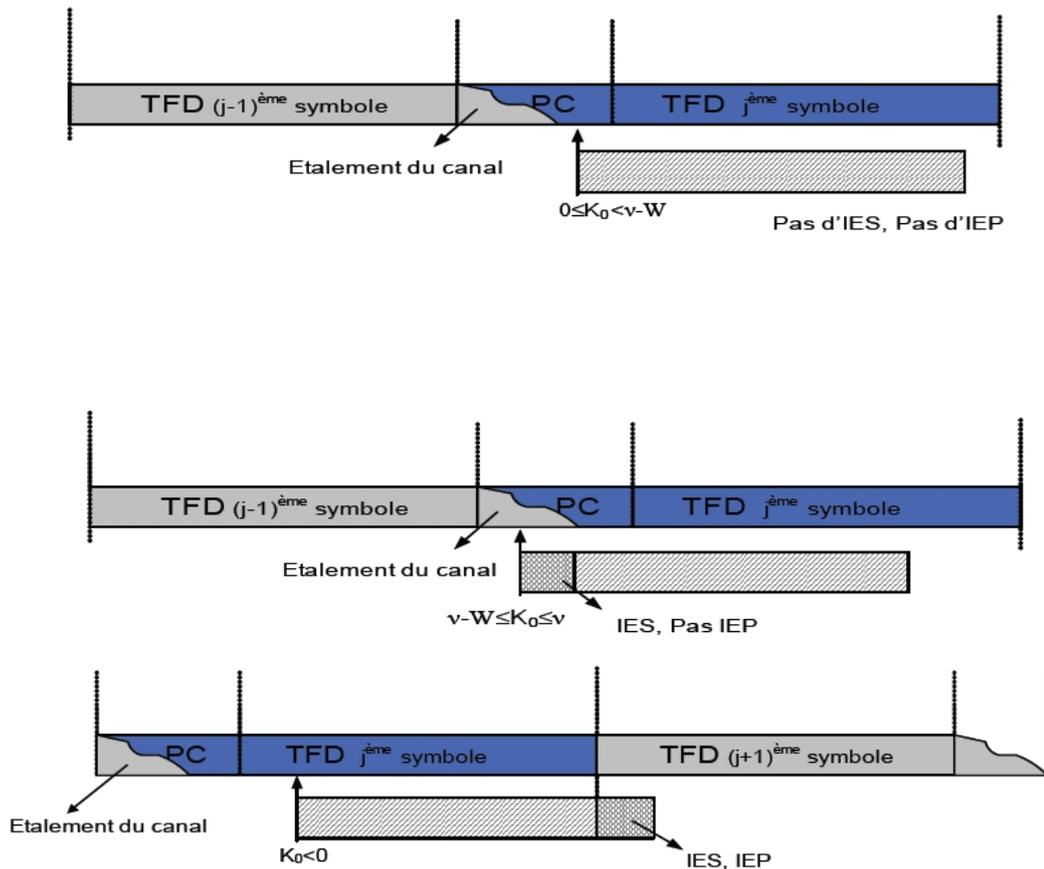


FIGURE 3.1 – Les trois cas d'erreur de synchronisation temporelle

Dans le cas d'une erreur de synchronisation de fenêtre temporelle, le signal en entrée du récepteur OFDM s'écrit :

où $h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u]$ est donnée par

D'après cette équation, on voit bien que la fonction de transfert du canal à chaque instant u se traduit par la TFD d'une partie de la RI du canal multipliée par une rotation de phase dépendante de la sous-porteuse. On peut noter que la partie de

$$r_{j,l}[u] = \sum_{i=j-1}^{j+1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1N_T-1} \sum_{q=0}^{N_T-1} \left[b_{i,q}[sN_F + n] h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u\right) \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.7)$$

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

$$h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] = \left[\sum_{k=M_1}^{M_2} g_i[k] \exp(-j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} k) \right] \exp\left(j2\pi \frac{sN_F + n}{NT_s} (k_0 T_s + \beta)\right)$$

avec $\beta = (j-i)N_T(N+v) + (l-q)(N+v)$
 $M_1 = \mathbb{E}[u - (N-1)T_s + \beta T_s + k_0 T_s]$ et
 $M_2 = \mathbb{E}[(u+v)T_s + \beta T_s + k_0 T_s]$ (3.8)

la RI du canal sur laquelle s'applique la TFD dépend elle-même de u . Cette partie peut augmenter ou diminuer suivant la valeur de k_0 .
 Les composantes de la matrice du canal sont alors régies par la fonction ϕ donnée par :

$$\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, q) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_{(j,l),(i,q)}^{eq}[sN_F + n; u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \quad (3.9)$$

Malheureusement, une expression simple du RSIB n'est pas facile à établir comme dans d'autres cas d'erreurs de synchronisation. Cela est dû à la troncature de la RI du canal dans certains cas.

Erreur de synchronisation de fréquence porteuse

L'erreur de synchronisation de fréquence porteuse se traduit par une rotation de phase appliquée aux échantillons temporels reçus à chaque instant u en entrée du récepteur OFDM. Elle traduit la différence constante de fréquence entre la valeur de la fréquence porteuse de transmission et celle de réception et produit une rotation de phase cumulative sur les échantillons temporels aux instants $t_{j,l,u} = jN_T(N+v) + l(N+v) + u$. Cette rotation est donnée par :

$$\Delta\theta^p(t_{j,l,u}) = \theta(t_{j,l,u}) = 2\pi \Delta F T_s \times u \quad (3.10)$$

Où on suppose que la dérive de fréquence porteuse est remise à zéro au début de chaque symbole OFDM. Elle sera donc indépendante des indices du symbole OFDM l et du symbole 2D j .

Les échantillons temporels s'écrivent alors :

On voit que dans ce cas, les échantillons reçus deviennent indépendants des indices i et q puisqu'on n'a plus d'IES. La fonction ϕ est alors donnée par :

Où Ψ_N est la fonction de Dirichlet

$$r_{j,l}[u] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[b_{j,l}[sN_F+n] h_{(j,l),(j,l)}^{eq}[sN_F+n;u] e^{j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u} \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.11)$$

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

$$\text{avec } h_{(j,l),(j,l)}^{eq}[sN_F+n;u] = e^{j2\pi u \Delta FT_s} h_{j,l}[sN_F+n]$$

$$\phi_{j,i}(w, s, p, n, l, l) = h_{j,i}[sN_F+n] \psi_N \left(\Delta FT_s + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \times \exp \left(j\pi(N-1) \left(\Delta FT_s + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \right) \quad (3.12)$$

D'après (3.21), on remarque que l'erreur de fréquence porteuse se traduit par une rotation de phase des différents coefficients du canal pondérés par la fonction de Dirichlet. D'autre part, compte tenu des coefficients d'égalisation, l'égaliseur ne permet de corriger que la partie $\phi_{j,i}(w, w, p, p, l, l)$ correspondante à $w=s$ et $p=n$. La rotation de phase résiduelle introduira de l'IEP et se traduira par une perturbation de la constellation comme le montre la Figure 3.2 pour une modulation QPSK et un canal gaussien.

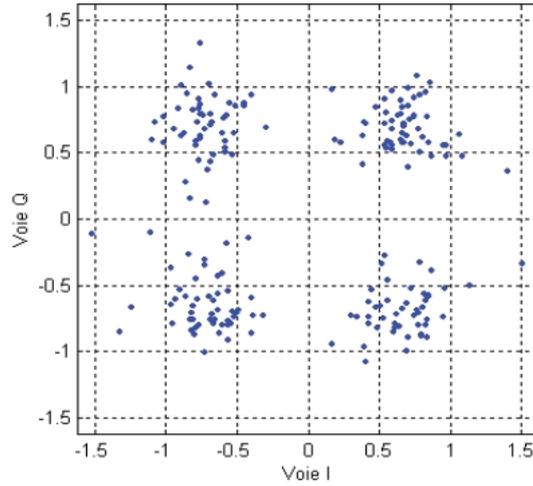


FIGURE 3.2 – Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence porteuse ($N\Delta FT_s=0.1$)

Erreur de synchronisation de fréquence d'horloge

A la différence de l'erreur de fréquence porteuse, l'erreur de synchronisation de fréquence d'horloge se traduit par une rotation de phase qui dépend de la sous porteuse en question à chaque instant u . Elle traduit une dérive sur les instants d'échantillonnage donnée par :

$$\Delta \xi^h(t_{j,l,u}) = u \times \Delta T \quad (3.13)$$

En supposant une dérive de fréquence d'échantillonnage sur un symbole OFDM, les échantillons temporels s'écrivent alors

$$r_{j,l}[u] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} \left[b_{j,l}[sN_F + n] h_{j,l}[sN_F + n] e^{j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u} e^{j2\pi \frac{sN_F + n}{N} u \Delta T / T_s} \right] + n_{j,l}[u] \quad (3.14)$$

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

La fonction ϕ est alors donnée par :

$$\begin{aligned} \phi_{j,j}(w, s, p, n, l, l) = & h_{j,l}[sN_F + n] \mathcal{W}_N \left(\frac{sN_F + n}{N} \frac{\Delta T}{T_s} + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \\ & \times \exp \left(j\pi(N-1) \left(\frac{sN_F + n}{N} \frac{\Delta T}{T_s} + \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

On voit que les différentes composantes de la matrice du canal sont formées par le produit des coefficients du canal par une rotation de phase dépendante de l'indice de la sous porteuse et pondérées par les fonctions de Dirichlet. Malheureusement, l'égaliseur ne peut corriger qu'une partie de cette phase alors que la partie résiduelle introduira de l'IEP et par conséquent une perturbation de la constellation (Figure 3.3). Une simple comparaison entre la Figure 3.2 et la Figure 3.3 (pour la même valeur relative de désynchronisation) montrent que l'effet d'une erreur d'échantillonnage est plus faible que celui d'une erreur de fréquence porteuse. Pour un égaliseur du type MEQM.

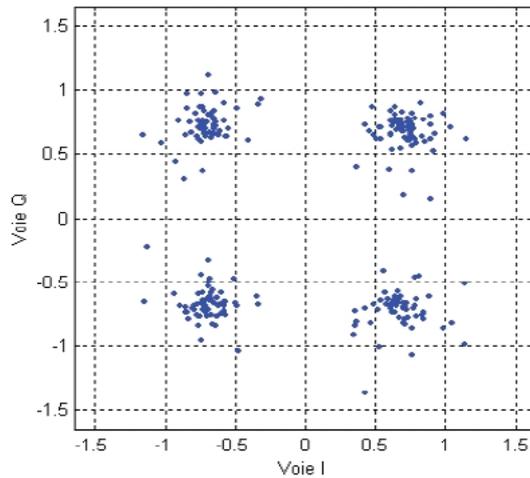


FIGURE 3.3 – Perturbation de la constellation due à l'erreur de fréquence d'horloge ($N\Delta T/T_s=0.1$)

3.2 sensibilité des système OFDM-CDMA aux erreurs variables et a l'effet doppler

dans la section précédent, on a présenté les sensibilités des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation déterministes constantes. Ces erreurs qui peuvent être d'origines différentes (physique ou d'estimation) influencent beaucoup les performances des systèmes OFDM-CDMA. Cependant, le problème des erreurs de synchronisation est bien plus complexe puisque dans un système physique réel, on arrive rarement à une réalisation avec une erreur constante.

Dans cette section, on s'intéresse plus précisément aux sensibilités des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation suivantes :

- le bruit de phase,
- l'effet Doppler.

on va étudier séparément chacun de ces phénomènes

3.2.1 Le bruit de phase

Description physique du bruit de phase

Dans un système de communications, les synthétiseurs de fréquences sont utilisés afin de permettre de passer de la bande de base aux hautes fréquences ou inversement ainsi que pour générer la fréquence d'échantillonnage.

En pratique, un synthétiseur de fréquence est réalisé à partir d'un oscillateur commandé en tension appelé en anglais « Voltage Controlled Oscillator (VCO) ». Cependant, dû aux imperfections de réalisation technologiques, un synthétiseur de la fréquence radio f_0 ne peut jamais être réalisé avec un pic sur cette fréquence. Il est souvent entaché d'erreur de réalisation et par suite une largeur de bande $2 \times LB$ est obtenue autour de la fréquence f_0 . Dans une représentation temporelle, un synthétiseur de fréquence idéal autour de la fréquence f_0 est présenté par la fonction $s(t) = a \times \sin(2\pi f_0 t)$. Sous l'effet du bruit des composants du synthétiseur, une phase vient perturber cette fonction en générant le signal non idéal $s(t) = a \times \sin(2\pi f_0 t + \theta(t))$ où $\theta(t)$ est le signal aléatoire parasite caractérisant la fluctuation aléatoire sur l'instant d'une transition et il est appelé bruit de phase (Figure 3.4).

Afin de réduire cette bande passante, le VCO est généralement introduit dans une boucle à verrouillage de phase « Phase Locked Loop (PLL) » commandée par un oscillateur ultra stable travaillant à une basse fréquence.

La Figure 3.5 montre le schéma de transmission réelle dans une transmission à base de l'OFDM dans laquelle le VCO est introduit dans une PLL. A partir de cette figure, on peut déduire que le bruit de phase est originaire de deux oscillateurs. L'oscillateur de fréquence travaille à basse fréquence et donc, il est caractérisé par un bruit de phase à basses fréquences. Le VCO travaille à haute fréquence et donc caractérisé par un autre type de bruit de phase à déterminer. En appelant $FB[z]$ la fonction de transfert du filtre en boucle fermée de la PLL (filtre passe-bas), la Densité Spectrale (DSP) du bruit de phase de la sortie peut être écrite sous la forme :

Où $S_{ref}(f)$ et $S_{VCO}(f)$ représentent respectivement les DSP de l'oscillateur de

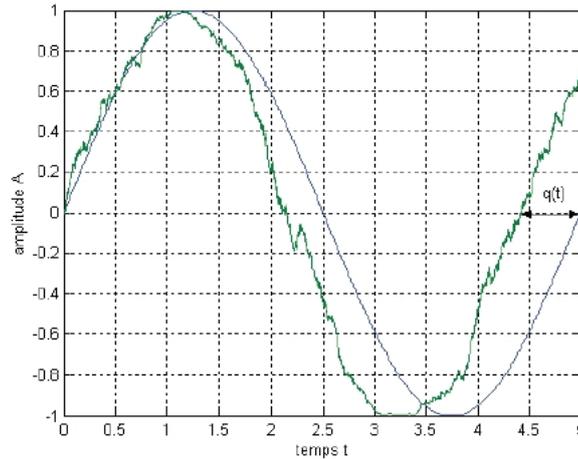


FIGURE 3.4 – Illustration du bruit de phase $\theta(t)$

$$S_{\theta}(f) = S_{ref}(f) \times |F_B(f)|^2 + S_{VCO}(f) \times |1 - F_B(f)|^2 \quad (3.16)$$

référence et du VCO (lorsque le VCO est non asservi).

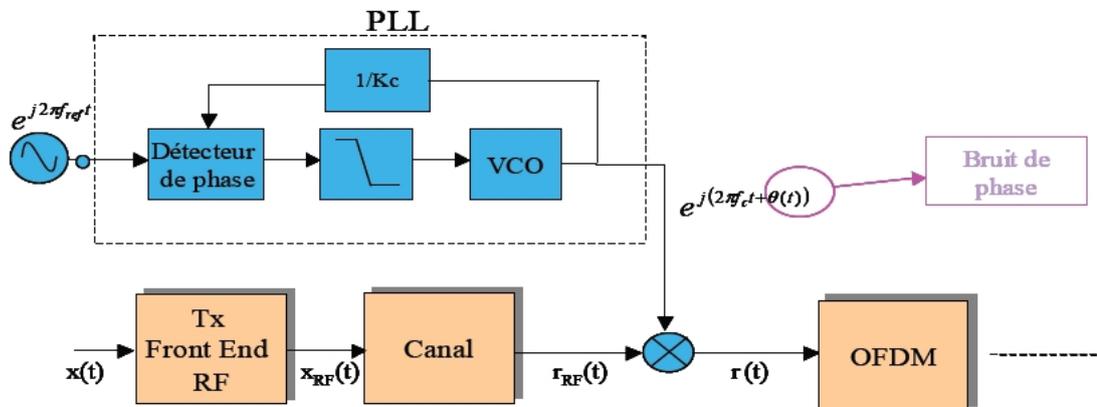


FIGURE 3.5 – Schéma détaillé de transmission en présence du bruit de phase

Les systèmes OFDM-CDMA en présence du bruit de phase

Expression du RSIB

Dans notre modélisation, on a reporté tout le bruit de phase à la réception seulement en supposant que la transmission est idéale. Dans ce cas, le bruit de phase se traduit par une erreur de phase entre la fréquence porteuse de l'émetteur et celle du récepteur. Du point de vue technique, le bruit de phase dans les systèmes OFDM-CDMA se manifeste sous deux formes différentes : l'Erreur de Phase Commune connue en anglais sous le nom « Common Phase

Error CPE » et l'Interférence Entre Porteuses IEP. La CPE altère d'une façon équivalente toutes les sous-porteuses en leur introduisant une rotation de phase commune. C'est un effet qui caractérise la partie basse fréquence du bruit de phase autour de la sous-porteuse en question. L'IEP introduit une interférence à chaque porteuse provenant de toutes les autres sous porteuses. Il caractérise la partie haute fréquence du bruit de phase autour de la sous-porteuse en question. On montrera que la CPE est corrigée par l'égaliseur par une rotation de phase inverse sur les coefficients du canal. Il reste donc à étudier l'effet de l'IEP. Dans un système OFDM-CDMA, le bruit de phase se manifeste par une rotation de phase des échantillons temporels en entrée du récepteur après la conversion en bande de base, comme le montre la Figure 4.6.

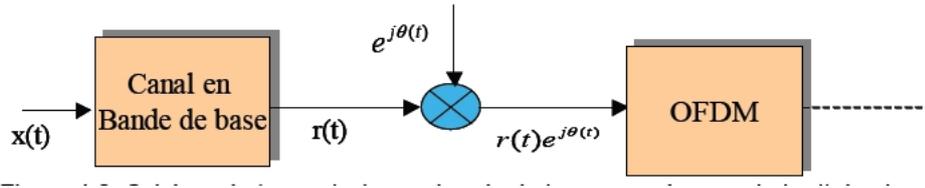


FIGURE 3.6 – Schéma de transmission en bande de base en présence du bruit de phase

Dans notre étude, on s'intéresse à un symbole 2D reçu, donc on va omettre les indices i et j dans notre représentation. En se servant du modèle de transmission donné en (3.8), on peut facilement démontrer que les échantillons temporels reçus s'écrivent :

$$r_l[u] = \frac{e^{j\theta_l[u]}}{N} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F+n] h_l[sN_F+n] e^{j2\pi \frac{sN_F+n}{N} u} + n_l[u] \quad (3.17)$$

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

Où $h_l[sN_F+n]$ est la TFD de la RI du canal et $q_l[u]$ est la rotation de phase aléatoire due au bruit de phase influant le u ème échantillon du l ème symbole OFDM. Après le passage à travers la TFD, le signal reçu sur la porteuse p de la bande w peut s'écrire :

$$R_l[wN_F+p] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F+n] \phi(w, s, p, n, l) + N_l[wN_F+p] \quad (3.18)$$

Où

$$\phi(w, s, p, n, l) = \frac{h_l[sN_F+n]}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)}{N} u\right) \exp(j\theta_l[u]) \quad (3.19)$$

Cette expression exprime les coefficients agissant sur les données des différentes porteuses. Le double indice (l, l) dans la fonction f montre qu'on n'a pas d'IES due

au bruit de phase. Aussi, pour $w=s$ et $p=n$, on trouve que les données de chaque sous-porteuse sont perturbées par le même coefficient $\frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \exp(j\theta_l[u])$ traduit la CPE et pour $w \neq s$ et $p \neq n$, les données des différentes porteuses sont altérées par l'IEP. Deux cas différents sont considérés dans ce document.

- Le premier cas trouvé partout dans la littérature consiste en une approximation des petits angles. Celle-ci est vérifiée par le fait que lorsque le synthétiseur de fréquence est intégré dans une PLL, les rotations de phase en sortie de la PLL sont assez petites. Dans ce cas, on peut faire l'approximation mathématique $e^{jq} \approx 1+jq$ et l'expression (4.11) devient :

$$\phi(w, s, p, n, l) = h_l [sN_F + n] \left(\delta(w, s)(p, n) + \frac{j}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \theta_l[u] \exp \left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + (p-n)u}{N} \right) \right) \quad (3.20)$$

- Le deuxième consiste en une variation temporelle petite du bruit de phase $q[u]$. Celle-ci est vérifiée par le fait de la correction de phase introduite par l'égaliseur. Dans ce cas, on peut faire l'approximation mathématique $e^{j(\theta[u] - \theta[u-1])} \approx 1 + j(\theta[u] - \theta[u-1])$

3.2.2 L'effet Doppler

Les systèmes à base de l'OFDM sont très sensibles à l'effet Doppler [13]. En effet, lorsque le mobile bouge très vite, la variation du canal dans un symbole OFDM ne peut plus être considérée comme une variation lente et par conséquent, la RI du canal varie au cours d'un symbole OFDM. Cette variation du canal entraîne une perte l'orthogonalité des sous porteuses et de l'IEP prend part dans le signal reçu. Le point marquant dans la modélisation de l'effet Doppler consiste dans la limite à partir de laquelle on ne peut plus considérer le canal comme invariant sur un symbole OFDM. Bien sûr, ce point doit être déterminé en fonction de la durée d'un symbole OFDM NT_s et de la vitesse du mobile V_M (ou bien la fréquence Doppler maximale f_d).

Du point de vue de l'état de l'art, la question de l'effet Doppler sur les dégradations d'un système OFDM a été étudiée dans [14]. Les auteurs proposent une méthode de développement en série de Taylor pour combattre l'effet d'IEP. Dans la référence [13], l'effet de l'IEP résiduelle non compensée sur les performances d'un système OFDM a été présenté et quelques limites sur les valeurs de l'effet Doppler ont été déduites. Dans [80], un égaliseur complexe pour combattre l'IEP dû à l'effet Doppler a été présenté. En MC-CDMA, l'étude de l'effet Doppler n'a pas été beaucoup étudiée. Linnartz [53] a étudié cet effet pour un canal à profil exponentiel et a proposé une méthode d'égalisation pour laquelle on est obligé d'estimer la variance de l'IEP. Par ailleurs, les performances du système MC-CDMA sont calculées par des moyennes sur les réalisations du canal des puissances d'interférences et non pas sur le RSIB instantané.

Modélisation de l'effet Doppler

Lorsque le mobile est en mouvement à des vitesses assez élevées, le canal n'est plus considéré comme constant sur un symbole OFDM. Il devient évolutif en temps. En d'autres termes, les modules, les phases et les retards du canal dépendent du temps. La RI du canal (en bande de base) est alors décrite par l'équation générale donnée en (1.5). L'effet Doppler est explicité au chapitre 1 sous une forme générale. Dans nos calculs ultérieurs, on va considérer un modèle général du canal à deux variables conformément à l'équation (1.5).

Les systèmes OFDM-CDMA en présence de l'effet Doppler

Puisque le canal est variant en temps dans un symbole OFDM, il faut en tenir compte dans la réception. Le signal reçu à chaque instant sera alors le résultat du produit de convolution du signal transmis et de la RI du canal générée à chaque instant. Le signal discret en entrée du récepteur OFDM, après la suppression du préfixe cyclique, sera alors :

$$r_l[u] = \sum_{k=-v}^{N-1} x_l[k] g_l[u-k; u] + n_l[u] \quad (3.21)$$

Où $g_l[k; u]$ représente la RI discrète du canal en fonction du retard k à chaque instant u . Après le passage à travers la TFD, le signal reçu sur la porteuse p de la bande w peut s'écrire :

Où ϕ est la fonction traduisant l'effet multiplicatif d'un canal quelconque sur les

$$R_l[wN_F + p] = \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{n=0}^{N_F-1} b_l[sN_F + n] \phi(w, s, p, n, l) + N_l[wN_F + p] \quad (3.22)$$

différentes sous-porteuses. Elle est donnée par :

$$\phi(w, s, p, n, l) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_l[sN_F + n; u] \exp\left(-j2\pi \frac{(w-s)N_F + p-n}{N} u\right) \quad (3.23)$$

où $h_l[sN_F + n; u]$ est la TFD par rapport à k de $g_l[k; u]$.

L'égalisation de l'effet du canal se traduit par la multiplication par le coefficient fonction du terme n est que la moyenne temporelle des TFD de la RI du canal

$$\phi(w, w, p, p, l) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} h_l[wN_F + p; u]. \quad (3.24)$$

obtenus durant un symbole OFDM.

L'expression du RSIB donnée en (3.16) et (3.22) est toujours valable sauf qu'il n'y a pas d'IES ($E|I_3|^2 = 0$). Pour un égaliseur du type MEQM, les expressions des différents termes du RSIB sont données par :

$$\begin{aligned}
E|I_0|^2 &= P_0[w] \left| \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{q=0}^{N_p-1-N_r-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RS\mathbb{H}[w]} \right|^2 \\
E|I_1|^2 &= \alpha \bar{P}[w] \left(\frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{n=0}^{N_p-1-N_r-1} \sum_{q=0}^{N_p-1-N_r-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RS\mathbb{H}[w]} |\phi(w, w, p, n, l, l)|^2 - \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{q=0}^{N_p-1-N_r-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RS\mathbb{H}[w]} \right)^2 \\
E|I_2|^2 &= \frac{\alpha}{N_c} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq w}}^{S-1} \bar{P}[s] \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{n=0}^{N_p-1-N_r-1} \sum_{q=0}^{N_p-1-N_r-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RS\mathbb{H}[w]} |\phi(w, s, p, n, l, l)|^2 \\
E|I_3|^2 &= 0 \\
E|I_4|^2 &= \frac{\sigma_b^2}{N_c} \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{q=0}^{N_p-1-N_r-1} \frac{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2}{|\phi(w, w, p, p, l, l)|^2 + 1/RS\mathbb{H}[w]}^2
\end{aligned} \tag{3.25}$$

conclusion générale

Le déploiement de nouveaux réseaux cellulaires requiert toujours de transmettre des données à haut débit et par suite nécessite une grande efficacité spectrale vue la largeur de bande maximale qu'on pourrait utiliser. Dans la littérature, plusieurs solutions ont été présentées ayant chacune une efficacité spectrale et un certain nombre de degrés de liberté. Généralement, ces solutions sont basées sur l'OFDM avec différentes techniques d'accès multiple. Néanmoins, la solution de combinaison des techniques d'étalement et de porteuses multiples présente aussi des avantages.

Dans ce document, on a présenté une nouvelle solution de combinaison entre les techniques d'étalement et celles de transmission à porteuses multiples. Basée sur une combinaison d'étalement conjoint en temps et en fréquence, elle présente un degré de liberté en plus et par suite une meilleure allocation de ressources de façon à être le mieux adapté à l'environnement de transmission.

Au chapitre 1, on a dressé une description assez détaillée de la transmission à porteuses multiples OFDM. Le chapitre 2 a décrit brièvement les techniques d'étalement en fréquence MC-CDMA et d'étalement en temps MC-DS-CDMA et a détaillé la technique d'étalement conjointe connue sous le nom OFDM-CDMA. Cette technique offrant un degré de liberté en plus par rapport aux deux autres présente une meilleure flexibilité d'allocation de ressources dans les réseaux cellulaires. On a démontré alors dans ce chapitre l'avantage apporté par cette solution en terme de performances dans des contextes différents.

Le chapitre 3 a traité le problème des erreurs de synchronisation et les problèmes d'erreurs variables. Cela englobe le bruit de phase, l'estimation du canal et l'effet doppler.. Pour cela, nous avons élaboré un schéma et une modélisation discrète de l'ensemble de la chaîne de transmission tenant compte des erreurs de synchronisation. tout d'abord pour un système OFDM, et par la suite a été adaptée aux systèmes OFDM-CDMA.

Bibliographie

- [1] a Xavier LAGRANGE, "Principe de la transmission OFDM -Utilisation dans les systèmes cellulaire", Techniques de l'ingénieur, Télécom Bretagne, 2012.
- [2] b Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang, " MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB", Wiley, G Bretagne, 2010.
- [3] c S. Kaiser et K. Fazel, "Multi-carrier and spread spectrum systems : From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX", Deuxieme édition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [4] d M. TOUHAMI, "Evaluation des Systèmes OFDM et Estimation du Décalage Fréquentiel de la Porteuse", PFE, ENP Alger . 2001.
- [5] e H. Steendam et M. Moeneclaey, "Sensitivity of orthogonal frequencydivision multiplexed systems to carrier and clock synchronization errors", Signal Processing, vol. 80, pp. 1217-1229, July 2000.
- [6] g HAMOUDA Cherif, "Estimation de canal très sélectif en temps et en fréquence pour les systèmes OFDM", PFE, ENSP Alger, 2009.
- [7] Vandendorpe L. ; « MultiTone Direct sequence CDMA systems in an indoor wireless environment » ; Proceedings of the IEEE Symposium of Communications and Vehicular Technology, Oct. 1993.
- [8] Ibars C., Bar-Ness Y. ; « Comparing the performance of coded multiuser OFDM and coded MC-CDMA over fading channels » ; Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Vol. : 2, pp. : 881-885, Nov. 2001.
- [9] Chouly, A., Brajal, A., Jourdan, S. ; « Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems » ; Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Vol. : 3, pp. : 1723-1728, Nov.-Dec. 1993.
- [10] Atarashi, H., Maeda, N., Abeta, S., Sawahashi, M. ; « Broadband packet wireless access based on VSFOFCDM and MC/DS-CDMA » ; Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. : 3, pp. : 992-997, Sept. 2002.
- [11] Ktenas D., des Noes M. ; « Selection of the spreading parameters for the downlink of coded OFDMCDMA systems » ; Proceedings of the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, August 2006.
- [12] Steendam H., Moeneclaey M. ; « Comparison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DS-CDMA to carrier frequency offset » ; Symposium on Communications and Vehicular Technology, pp. : 166-173, Oct 2000.
- [13] Li Y., Cimini L. J. ; « Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments » ; IEEE Transactions on Communications, Vol. : 49, pp. : 401-404, 2001.
- [14] Gorokhov A., Linnartz J.-P., « Robust OFDM receivers for dispersive time varying channels : Equalization and channel acquisition » ; Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Vol. : 1, pp. : 470-474, 2002.