

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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Spécialité : Electronique

Mémoire de projet de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en Electronique

Thème

**Evaluation des systèmes radio mobile à
MC-CDMA**

Proposé et dirigé par :

Mr Zidane TERRA

Soutenu le : 26 juin 2007

Devant le jury composé de :

Président : Mr M. Mehenni

Examineur : Mr L. Abdelouel

Promoteur : Mr Z. Terra

Etudié par :

Mr EL-Walid GHEBACHE

Professeur (ENP)

Chargé de cours (ENP)

Chargé de cours (ENP)

Promotion: Juin 2007

Dédicaces

Je dédie ce projet de fin d'étude, aux personnes qui me sont les plus chères :

A mes parents qui m'ont énormément soutenu dans les moments les plus difficiles, partagé mes joies et mes peines, qui se sont toujours sacrifiés à mes dépends.

*A mon frère aîné **Chems Eddine** et sa famille, en particulier pour son nouveau né Sarah.*

*A mon frère **Hichem** et mes soeurs **Salema et Manel** pour leurs encouragements, amours et soutiens continus pendant toute ma formation.*

A toute ma famille.

A mes amis et collègues.

Remerciements

*Nous tenons à remercier tout d'abord **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.*

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements et ma gratitude à mon promoteur Monsieur Z. TERRA, pour ses conseils précieux, remarques et critiques pertinentes et patience infinie.

Je tiens chaleureusement à remercier monsieur M. Mehenni pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire, ainsi que le membre de jury monsieur L. Abdelouel pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury.

Enfin j'exprime ma profonde reconnaissance à tous les enseignants et les encadreurs qui ont contribué à ma formation.

ملخص

يتوجب على أجهزة الاتصالات اللاسلكية المستقبلية اقتراح خدمات تتطلب تبادل المعلومات بتدفق عالٍ، وذلك مع ضمان حركة أكثر للمستخدمين. لأجل ذلك وجب تقديم تقنيات جديدة لمعالجة الإشارات. تعتبر تقنية MC-CDMA واحدة من هذه التقنيات، وهي تكون حالياً محورا هاما للبحث في مجال الاتصالات.

نقترح في هذا العمل دراسة و تقييم قدرات تقنية MC-CDMA عن طريق تحليل منحنيات معدل الخطأ الثنائي BER بدلالة معدل ال SNR. هذه المنحنيات تم التحصل عليها عن طريق التظاهر "simulation" بواسطة برنامج MATLAB.

كلمات مفتاحية : الاتصالات اللاسلكية، تدفق عالٍ، MC-CDMA.

Résumé

Les futurs systèmes de radiocommunications devront proposer des services nécessitant des transferts de données à haut débit, tout en garantissant une grande mobilité aux utilisateurs. Pour y parvenir de nouvelles techniques de traitement de signal doivent être mises en oeuvre. Une de ces approches constituant actuellement un axe important de la recherche dans ce domaine est la technique MC-CDMA. Cette dernière repose sur la combinaison de deux techniques : les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre.

Le travail présenté dans ce PFE a pour buts l'étude et l'évaluation des systèmes de communication mettant en oeuvre cette technique MC-CDMA. L'évaluation est basée sur l'interprétation des courbes, obtenues par simulation sous Matlab, du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit.

Mot clés : radiocommunication, haut débit, MC-CDMA.

Abstract

Future radiocommunication systems will have to accommodate high data rate while allowing a great mobility to the users. In order to achieve this goal, new signal processing techniques must be investigated. One of the techniques currently under significant research is the MC-CDMA technique. This combines orthogonal frequency division multiplex modulation with spread spectrum technique.

This work deals with the study and the evaluation of MC-CDMA communication systems. The evaluation is based on the interpolation of the curves, obtained by simulation under MATLAB, of the binary error rate (BER) according to SNR (signal to noise ratio).

Keywords : radiocommunication, high rate, MC-CDMA.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Principes Fondamentaux	
1.1 Canal radio mobile	2
1.1.1 Caractéristiques du canal radio mobile	3
1.1.2 Modélisation du canal radio mobile	6
1.1.3 Statistiques de fading du canal	8
1.1.4 Interférence Inter-symboles (ISI) et Inter-canal (ICI)	9
1.1.5 Modélisation d'un canal multi-porteuse	10
1.1.6 Diversité et Sélectivité	11
1.1.6.1 Notion de sélectivité	11
1.1.6.2 Notion de diversité	12
1.2 Transmission multi-porteuse OFDM	15
1.3 Technique d'étalement de spectre DS-CDMA	21
Chapitre 2 : Technique MC-CDMA	
2.1 Structure du signal	26
2.2 Signal de la voie descendante	28
2.3 Signal de la voie montante	29
2.4 Techniques d'étalement	30
2.4.1 Codes d'étalement	30
2.4.2 Rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (PAPR)	32
2.4.3 Étalement unidimensionnel et bidimensionnel	34
2.5 Techniques de détection	35
2.5.1 Détection mono-utilisateur	36
2.5.2 Détection multi-utilisateur	40
2.5.2.1 Détection à probabilité maximum	40
2.5.2.2 Égaliseur à bloc linéaire	42
2.5.2.3 Techniques à annulation d'interférences	43
2.6 Pré-égalisation	45
2.6.1 Pré-égalisation dans la voie descendante	46
2.6.2 Pré-égalisation dans la voie montante	47

2.7 Systèmes MC-CDMA avec la modification M et Q	48
2.8 Avantages et inconvénient des systèmes MC-CDMA	50
2.8.1 Avantages.....	50
2.8.1 Inconvénients	50
Chapitre 3 : Evaluation des systèmes MC-CDMA	
3.1 Modèle de simulation simplifiée	52
3.2 Modèles de canaux étudiés	52
3.2 Simulation dans la voie descendante	54
3.2.1 Performances des techniques de détection mono-utilisateur	55
3.2.2 Performances des techniques de détection multi-utilisateurs	57
3.3.3 Performances des techniques de détection mono-utilisateur et multi-utilisateurs avec codage de canal	58
3.3 Simulation dans la voie montante	60
3.3.1 Le mode TDD : Time Division Duplex	61
3.3.2 Simulation sans et avec pré-égalisation	62
3.3.3 Simulation pour plusieurs longueurs de trame	64
Conclusion générale	70
Bibliographie	72
Annexe	74

Liste des Figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : La propagation multi-trajet variable dans le temps	3
Figure 1.2 : Schéma représentatif de l'effet Doppler	4
Figure 1.3 : Les catégories de fading en fonction de la distance	5
Figure 1.4 : La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps..	7
Figure 1.5 : Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité	12
Figure 1.6 : Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité	14
Figure 1.7 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse	15
Figure 1.8 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses	17
Figure 1.9 : Un système de transmission OFDM	18
Figure 1.10 : Un système OFDM simplifié	20
Figure 1.11 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM	21
Figure 1.12 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement	22
Figure 1.13 : Principe de DS-CDMA	23

Chapitre 2

Figure 2.1 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur	27
Figure 2.2 : Transmission multi-porteuse avec étalement	27
Figure 2.3 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante	29
Figure 2.4 : Un exemple de 1000 échantillons d'un signal MC-CDMA	33
Figure 2.5 : Schémas d'étalement unidimensionnel et bidimensionnel	35
Figure 2.6 : Récepteur MC-CDMA dans la station terminal	36
Figure 2.7 : Détection MC-CDMA mono-utilisateur	37
Figure 2.8 : $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur PIC	44
Figure 2.9 : $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur SIC	45
Figure 2.10 : Transmission OFDM avec pré-égalisation	46
Figure 2.11 : Modification M et Q	49

Chapitre 3

Figure 3.1 : Modèle de simulation utilisée pour l'évaluation des performances des systèmes MC-CDMA	53
--	----

Figure 3.2 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MRC, EGC, ZF et MMSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé	55
Figure 3.3 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MMSE optimale, MMSE sous-optimale et CE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé	56
Figure 3.4 : Comparaison des performances des techniques de détection mono-utilisateur dans les quatre canaux COST 207 avec fading de Rayleigh	57
Figure 3.5 : Performances des techniques de détection multi-utilisateurs : PIC, initiale, 1 ^{ère} , 2 ^{ème} itération et MLSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé	58
Figure 3.6 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MRC, EGC, ZF et MMSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé et avec codage de canal	59
Figure 3.7 : Performances des techniques de détection multi-utilisateur : PIC initiale détection, PIC 1 ^{ère} itération et MLSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé et avec codage de canal	60
Figure 3.8 : Concept du mode duplex TDD	62
Figure 3.9 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes charges du système, une détection MRC et un canal à fading de Rayleigh modèle TU	63
Figure 3.10 : Performances d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différents types de pré-égalisation, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle TU	63
Figure 3.11 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th}=0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle RA	65
Figure 3.12 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th}=0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle TU	66
Figure 3.13 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th}=0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle BU	67

Figure 3.14 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour :
différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th}=0.175$, un système
totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle TU 66

Annexe

Figure A.1 : Modification M 74
Figure A.2 : Modification Q 75

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 : Les limites <i>PAPR</i> d'un signal MC-CDMA dans la voie montante, $N_c=L$...	34
Tableau 3.1 : Modèles de canaux COST 207, avec 6 trajets	53
Tableau 3.2 : Paramètres de simulation pour la voie descendante	54
Tableau 3.3 : Paramètres de simulation pour la voie montante	61
Tableau 3.4 : Valeurs T_S et T_g de simulation, pour chaque modèle COST 207	64

Abréviations

BER	Bit Error Rate
BU	Bad Urban
COST	European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research
CDMA	Code Division Multiple Access
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Direct Sequence
DSP	Digital Signal Processor
EGC	Equal Gain Combining
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
FPGA	Field Programmable Gate Array
HT	Hilly Terrain
IC	Interference Cancellation
ICI	Inter-Channel Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
LOS	Line Of Sight
MAI	Multiple Access Interference
MAP	Maximum A Posteriori
MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier DS-CDMA
MD	Multi-user Detection
MF	Matched Filter
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MLSSE	Maximum Likelihood Symbol-By-Symbol Estimator
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Abréviations

PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PIC	Parallel Interference Cancellation
PN	Pseudo Noise
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RA	Rural Area
RMS	Root Mean Square
SD	Single user Detection
SIC	Soft Interference Cancellation
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
TU	Typical Urban
ZF	Zero Forcing

Introduction générale

A son début, le réseau téléphonique public était destiné à fournir un seul service : la communication vocale point à point. De même, l'internet est apparu avec un ensemble limité de services dont le courrier électronique et le transfert de fichiers. Les deux réseaux ont évolué et convergent actuellement de manière à fournir de nouveaux services à composantes mobile et multimédia. Cette convergence associée à l'accessibilité permanente, «à tout moment, en tout lieu», caractéristique des futurs systèmes mobiles, se concrétisera sous la forme de terminaux multimédias appelés à devenir des outils indispensables à notre vie quotidienne. Ainsi, pour offrir un éventail toujours plus large de services et répondre à la demande d'accès à haut débit, les normes de téléphonie mobile évoluent. Cette évolution est censée profiter à l'utilisateur mais elle risque d'aboutir à des systèmes très complexes et onéreux. Les besoins des opérateurs de réseaux sont donc de baisser les coûts d'exploitation des réseaux sans pour autant restreindre la diversité ou la qualité de leurs services, qui sont pour eux des facteurs de différenciations essentiels. Il est alors nécessaire de trouver une voie d'évolution qui permette aux opérateurs et aux usagers de bénéficier de la richesse des services tout en maintenant, voire en abaissant, le coût global d'exploitation des systèmes de télécommunication.

En réponse à ce besoin, plusieurs approches qui consistent à rechercher une combinaison optimale des techniques de modulation à porteuses multiples à grande efficacité spectrale et des techniques d'accès multiple ont été proposées. Les comparaisons de ces différentes approches dans la voie descendante donnent l'avantage à la technique MC-CDMA [1,2]. C'est pourquoi, ce PFE a été consacré à l'étude et l'évaluation des performances de la technique MC-CDMA.

Le présent PFE est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre comporte des généralités sur le canal radio mobile et une vue générale sur l'OFDM et la DS-SS-SS, les principes de bases de la MC-CDMA sont détaillés dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre est consacré à l'évaluation des performances des systèmes MC-CDMA. A la fin nous donnons un résumé des trois chapitres dans la conclusion générale.

Chapitre 1

Principes Fondamentaux

Dans ce chapitre on va décrire les principes fondamentaux des communications sans fil. Ces principes constituent une introduction nécessaire pour la bonne compréhension et l'étude de la MC-CDMA qui est le cœur de notre PFE. Pour cela, une description générale du canal radio mobile et son modèle sont présentés dans la première partie de ce chapitre, suivi d'une introduction du principe de la transmission multi-porteuse OFDM. Et finalement, une vue d'ensemble sur la technique d'étalement de spectre DS-SS est donnée.

1.1 Canal radio mobile

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Il peut être invariant dans le temps¹, 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 essentiellement² à la propagation par trajets multiples et à la mobilité du récepteur [3] (voir figure 1.1), 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 Un système est variant dans le temps si sa réponse impulsionnelle varie avec le temps (le signal d'entrée n'est pas traité de la même façon à travers le temps).

² La variation dans le temps est due aussi au changement continu des caractéristiques physiques du milieu de transmission.

1.1.1 Caractéristiques du canal radio mobile

Dans le canal radio mobile (voir figure 1.1), 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 [4].

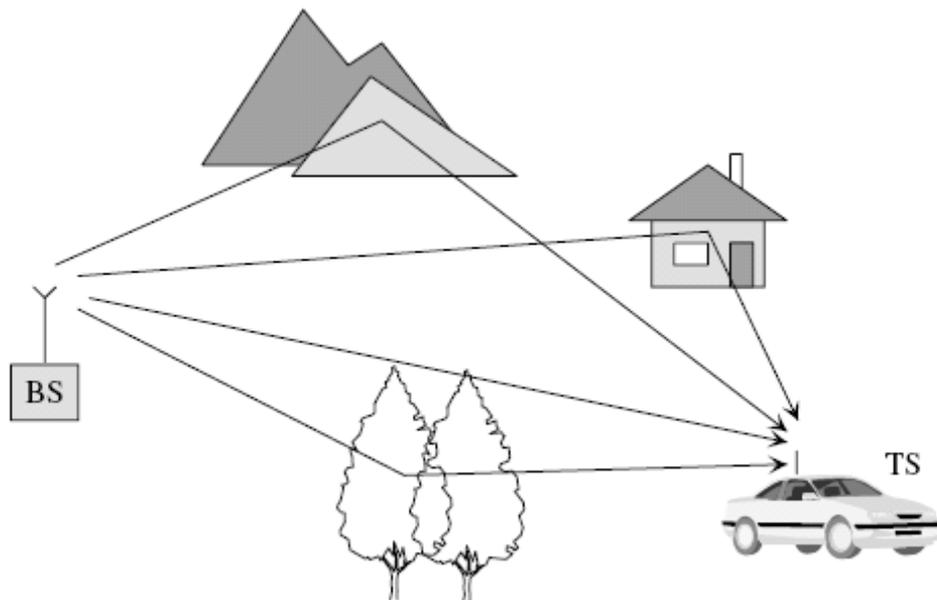


Figure 1.1 : La propagation multi-trajet variable dans le temps

b) Effet Doppler

L'effet Doppler est le décalage de la fréquence f_c , du signal transmis, à la réception d'une quantité f_D qui est donnée par la fréquence de Doppler [3] :

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

où :

v est la vitesse de déplacement du récepteur.

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

α est l'angle entre \vec{v} (vitesse de déplacement) et \vec{k} (direction de propagation du champ), (voir figure 1.2).

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 [4].

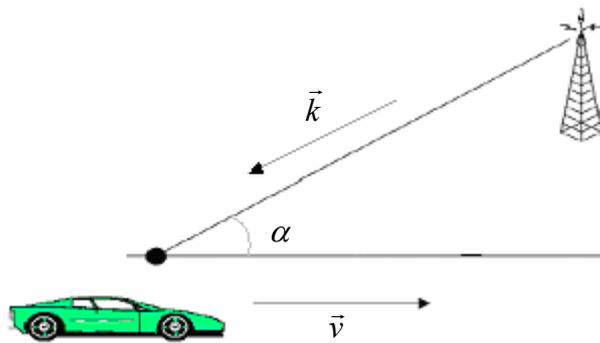


Figure 1.2 : Schéma représentatif de l'effet Doppler

Le maximum de la fréquence Doppler détermine la variation dans le temps du canal radio mobile [3] (voir section 1.1.6), il est donné par :

$$f_{D_{\max}} = \frac{v f_c}{c} \quad (1.2)$$

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 [5] :

- **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 1.3). 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.

- **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 1.3), 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, ...).

On va voir dans la section 1.1.6 d'autres types de fading en fonction de la durée et la bande passante du signal.

d) Pertes dues à la distance ou Path Loss [6]

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.

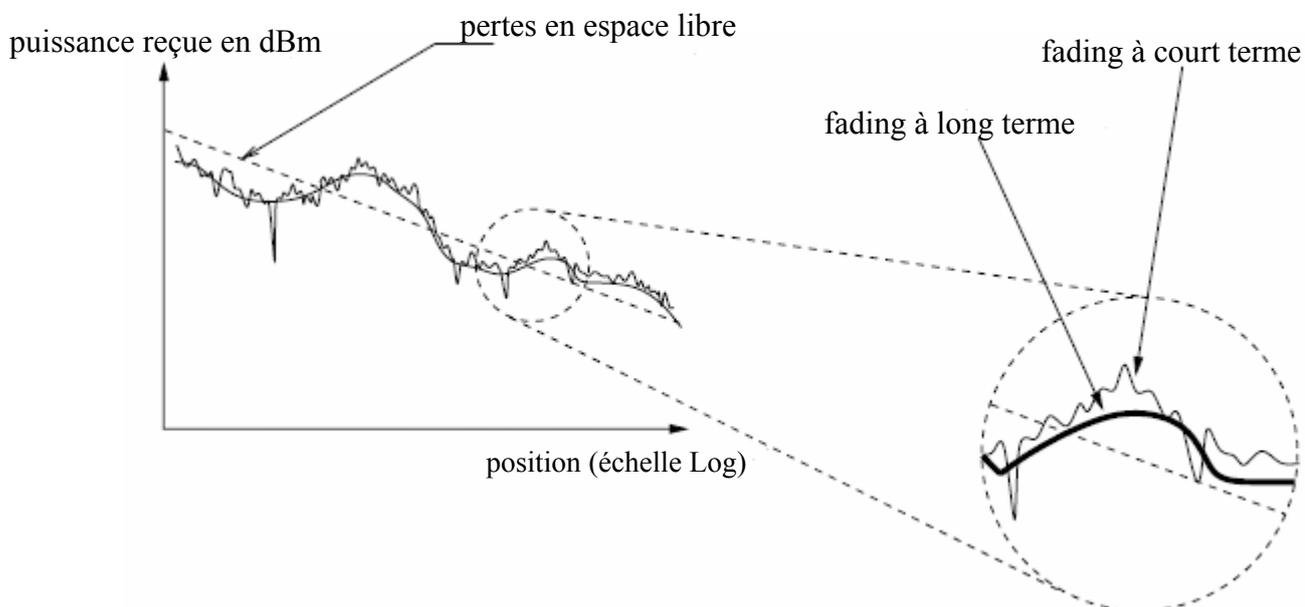


Figure 1.3 : Les catégories de fading en fonction de la distance

1.1.2 Modélisation du canal radio mobile

Le canal radio mobile peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$, ou par sa fonction de transfert $H(f, t)$, qui sont variables dans le temps¹, où $H(f, t)$ est la transformée de Fourier de $h(\tau, t)$ [4]. La réponse impulsionnelle représente la réponse du canal au temps t , à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$. 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 [4]:

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi f_{D,p} t + \phi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.3)$$

où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.4)$$

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

La fonction de transfert du canal est [4] :

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

Les retards sont mesurés par rapport au premier signal détecté à la réception. La fréquence de Doppler dans les équations (1.3) et (1.4) est donnée par :

$$f_D = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (1.6)$$

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

La figure 1.4 représente un exemple de la réponse impulsionnelle, et la fonction de transfert du canal.

¹ Les grandeurs a_p , τ_p , ϕ_p et $f_{D,p}$ de l'équation (1.3) sont variables dans le temps.

Sous l'hypothèse que le canal est stationnaire au sens large (SWS chanel) et que $h(\tau_1, t)$ et $h(\tau_2, t)$ 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 [7] :

$$\rho(\tau, \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ h(\tau, t) h^*(\tau, t + \Delta t) \} \quad (1.7)$$

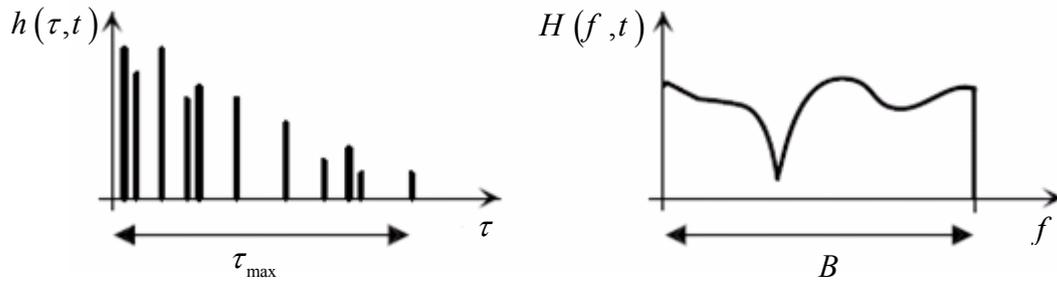


Figure 1.4 : La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps

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

La transformé de Fourier de $\rho(\tau, \Delta t)$ dans la direction du temps, donne la fonction de diffusion (Scattering function) retard-Doppler $S(\tau, f_D)$, qui est donné par [7] :

$$S(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi f_D(\Delta t)} d(\Delta t) \quad (1.8)$$

La densité spectrale de puissance des retards $\rho(\tau)$, qui caractérise la *sélectivité fréquentielle* du canal radio mobile, donne la puissance moyenne de sortie du canal en fonction du retard τ [4]. $\rho(\tau)$ est donnée par [8] :

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) df_D \quad (1.9)$$

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 [8]. Le retard moyen est donné par [4]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (1.10)$$

où :

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.11)$$

est la puissance du trajet p . Le retard RMS est défini par [4] :

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.12)$$

De la même façon, La densité spectrale de puissance de Doppler $S(f_D)$ caractérise la **variation temporelle** du canal, et donne la puissance moyenne de sortie en fonction de la fréquence f_D [8]. $S(f_D)$ est donné par :

$$S(f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) d\tau \quad (1.13)$$

La dispersion de fréquence est quantifiée par $f_{D \text{ max}}$ et $f_{D \text{ spread}}$ [4]. Doppler spread ($f_{D \text{ spread}}$) est la bande passante de la densité spectrale de puissance de Doppler, et prend des valeurs dans l'intervalle :

$$f_{D \text{ spread}} \leq 2|f_{D \text{ max}}| \quad (1.14)$$

1.1.3 Statistiques de fading du canal [8]

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 :

$$a = a(f, t) = |H(f, t)| \quad (1.15)$$

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

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-a^2/\Omega} \quad (1.16)$$

où :

$$\Omega = E\{a^2\} \quad (1.17)$$

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 :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-\left(\frac{a^2}{\Omega} + K_{\text{Rice}}\right)} I_0\left(2a\sqrt{\frac{K_{\text{Rice}}}{\Omega}}\right) \quad (1.18)$$

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 $[0, 2\pi]$.

1.1.4 Interférence Inter-symboles (ISI) et Inter-canal (ICI) [4]

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 :

$$N_{\text{ISI, mono-porteuse}} = \left\lceil \frac{\tau_{\text{max}}}{T_d} \right\rceil \quad (1.19)$$

Pour les applications à débit élevé avec une durée de symbole très courte $T_d < \tau_{\text{max}}$, 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 $T_d \gg \tau_{\text{max}}$ l'effet d'ISI est négligeable. Cette effet est exploité dans la transmission multi-porteuse ou la durée d'un symbole augmente avec le nombre de sous-porteuses N_c , ce qui permet de diminuer le nombre d'ISI par :

$$N_{\text{ISI, multi-porteuse}} = \left\lceil \frac{\tau_{\text{max}}}{N_C T_d} \right\rceil \quad (1.20)$$

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 :

$$F_s \gg f_{D \text{ max}} \quad (1.21)$$

Après vérification des conditions (1.20), (1.21) on peut éliminer l'ISI et l'ICI résiduel par utilisation d'un intervalle de garde (voir section 1.2).

1.1.5 Modélisation d'un canal multi-porteuse [4]

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 OFDM¹ (voir section 1.2).

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

$$\begin{aligned} H_{n,i} &= H(nF_s, iT_s') \\ &= \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p} iT_s' - nF_s \tau_p) + \phi_p)} \\ &= a_{n,i} e^{j\phi_{n,i}} \end{aligned} \quad (1.22)$$

où la fonction de transfert continue $H(f, t)$ est échantillonnée dans le temps à des périodes de $1/T_s'$ et en fréquence à des espaces de F_s .

¹ Un symbole OFDM est un symbole multi-porteuse de durée T_s' .

1.1.6 Diversité et Sélectivité [5]

Alors que les trajets multiples sont à l'origine d'une *sélectivité fréquentielle* et d'un *étalement des retards*, l'effet Doppler provoque une *sélectivité temporelle* et un *étalement fréquentielle*. Pour assurer une qualité de transmission suffisante, les systèmes doivent être résistants aux trajets multiples mais aussi peut sensibles à l'effet Doppler. Les conséquences de ces deux phénomènes sur la qualité de transmission vont dépendre des propriétés de sélectivité et de diversité du canal.

Avant d'étudier la diversité et la sélectivité du canal radio mobile il faut définir la bande et le temps de cohérence :

- **La bande de cohérence** $(\Delta f)_c$ d'un canal radio mobile est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation d'un signal sont corrélées, et elle peut être approximée par :

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (1.23)$$

- **Le temps de cohérence** $(\Delta t)_c$ est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérés comme invariantes dans le temps, et elle peut être approximée par :

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2f_{D\max}} \quad (1.24)$$

1.1.6.1 Notion de sélectivité

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figure peuvent se présenter (voir figure 1.6) :

- $B < (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s > \tau_{\text{RMS}}$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification (voir figure 1.5). Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits *évanouissements plats* (flat fading) et le canal est alors *non-sélectif en fréquence*.

- $B > (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s < \tau_{\text{RMS}}$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal (voir figure 1.5). L'étalement des retards étant supérieur à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences inter-symboles (ISI). Le canal de propagation est alors *sélectif en fréquence*.

- $T_s < (\Delta t)_c \Leftrightarrow B > 2f_{D_{\max}}$: Lorsque l'étalement Doppler (Doppler spread) est inférieure à la bande occupée par le signal, le canal de propagation est dit à *évanouissement lent* (ou slow fading). Dans ce cas la réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Le canal est alors *non-sélectif en temps*.
- $T_s > (\Delta t)_c \Leftrightarrow B < 2f_{D_{\max}}$: par opposition au cas précédent, si la bande fréquentielle du signal est inférieure à l'étalement Doppler du canal, le canal de propagation est dit à *évanouissement rapide* (fast fading). Le canal est alors *sélectif en temps*.

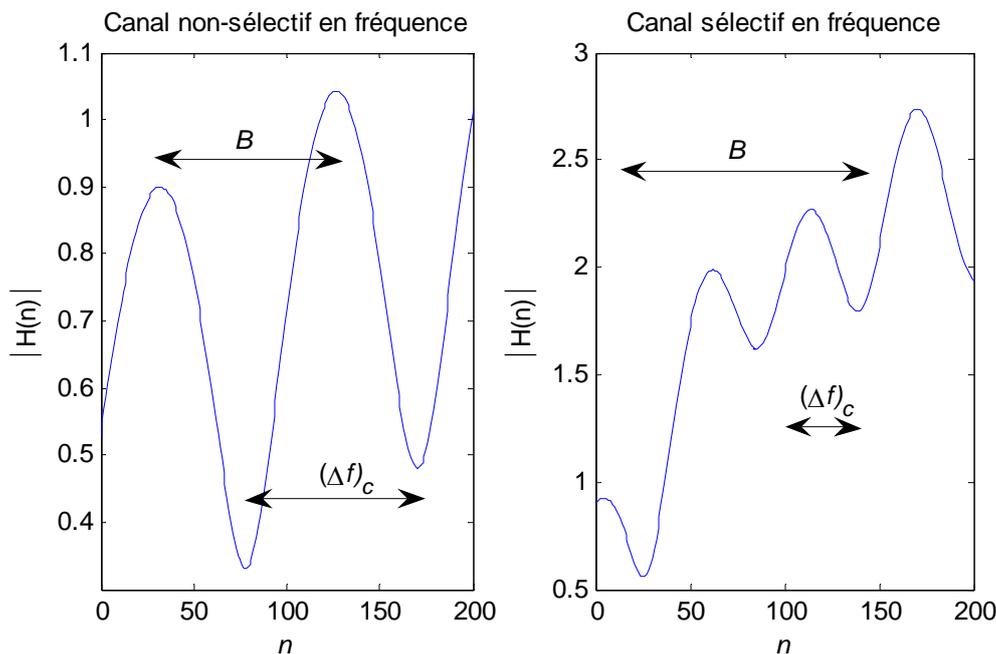


Figure 1.5 : Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité

1.1.6.2 Notion de diversité

A partir de la bande de cohérence et du temps de cohérence du canal, il est aussi possible d'estimer l'ordre de diversité du système. La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. Ainsi si une réplique donnée subit un fort fading, les autres signaux sont vraisemblablement moins atténués.

Il existe de nombreuses formes de diversité. Parmi celles-ci, on distingue par exemple, les diversités spatiales, temporelles, fréquentielles, de trajet, ... etc. Pour notre étude, seules les notions de diversité temporelle et fréquentielle sont abordées.

La plus simple à mettre en œuvre, la diversité temporelle consiste à répéter la même information à des moments différents afin de créer une redondance. Ainsi, lorsque la

séparation entre deux trames¹ successives portant la même information est supérieure au temps de cohérence du canal, on considère que la diversité temporelle est exploitée. Ainsi en notant T_{Trame} la durée d'une trame constituée d'un ensemble de symboles, l'ordre de diversité temporelle D_t sur cette trame est approché par l'expression suivante :

$$D_t = \frac{T_{\text{Trame}}}{(\Delta t)_c} \quad (1.25)$$

De même, la diversité fréquentielle consiste à transmettre simultanément la même information sur plusieurs fréquences différentes. On considère que cette dernière est exploitée lorsque la séparation entre deux fréquences successives portant la même information est supérieure à la bande de cohérence du canal. Ainsi, pour un système de largeur de bande B , l'ordre de diversité fréquentielle D_f est approché par :

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.26)$$

Les systèmes qui exploitent les deux diversités temporelle et fréquentielle peuvent atteindre un ordre de diversité global qui est donné par :

$$D_0 = D_f D_t \quad (1.27)$$

La figure 1.6 donne un résumé pour tout les cas possible de sélectivité et de diversité, ainsi que le fading correspondant.

¹ Une trame c'est un ensemble de symbole portant la même information.

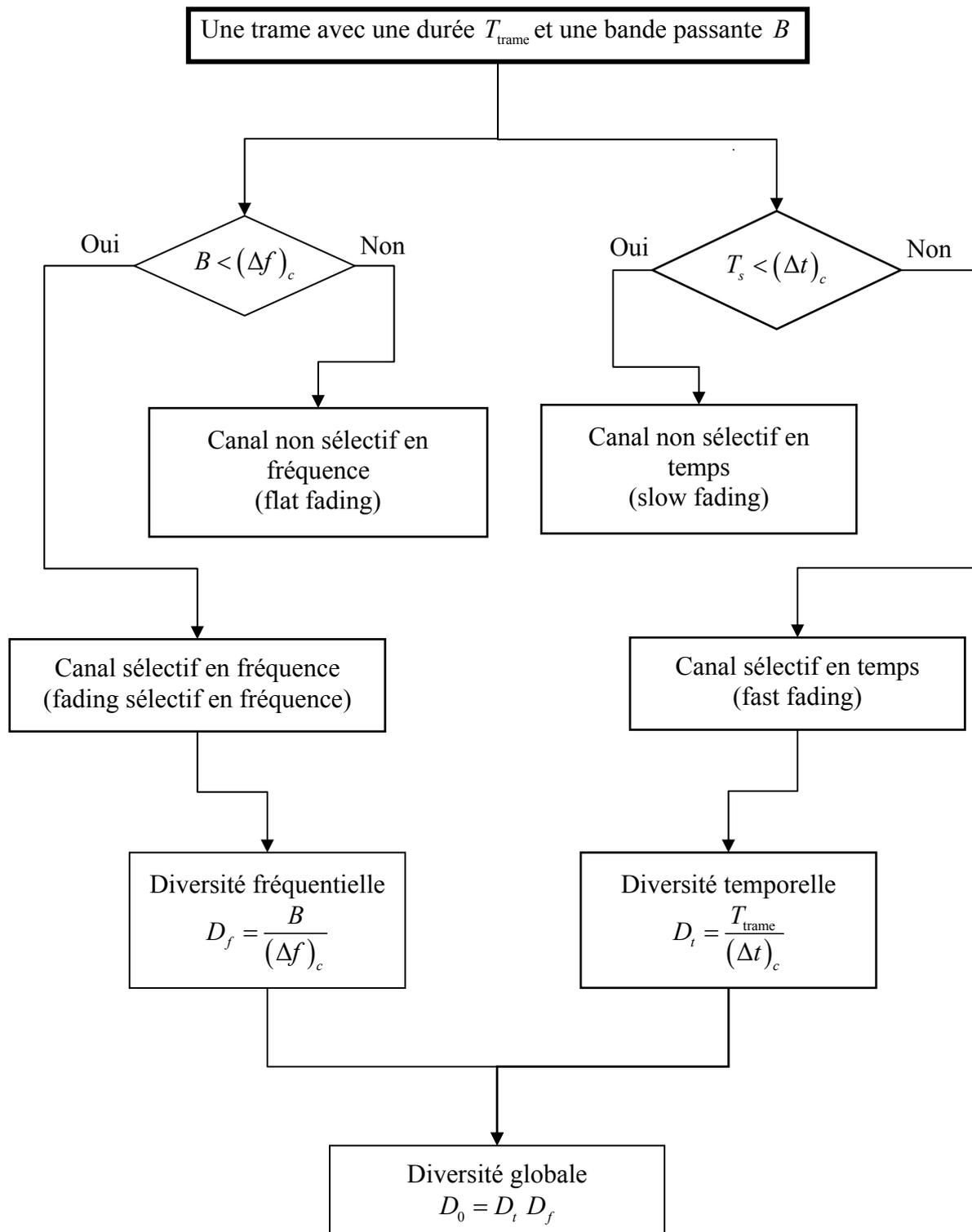


Figure 1.6 : Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité

1.2 Transmission multi-porteuse OFDM [8]

Le principe de la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial, l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui va réduire la complexité d'égaliseur. Un exemple de modulation multi-porteuse avec un nombre de sous-porteuses $N_c = 4$ est décrit dans la figure 1.7.

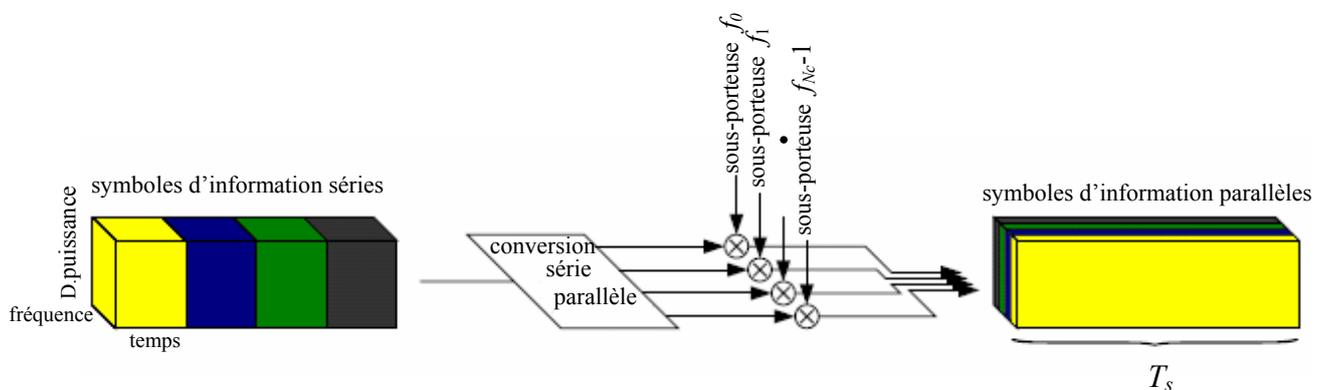


Figure 1.7 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse

A noter que la représentation à trois dimensions temps/fréquence/densité de puissance, dans la figure 1.7 est utilisée pour illustrer les principes des systèmes multi-porteuses et les systèmes d'étalement de spectre par la suite.

Un but important de design pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal $(\Delta t)_c$ et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence $(\Delta f)_c$ du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible.

Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmet N_c symboles source de valeurs complexes $S_n, n=0, \dots, N_c-1$, en parallèle dans N_c sous-porteuses différentes. Les symboles sources sont en générales obtenues après codage de

source et de canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (voir figure 1.7), la durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s = N_c T_d \quad (1.28)$$

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

$$F_s = \frac{1}{T_s}. \quad (1.29)$$

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

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (1.30)$$

où :

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (1.31)$$

La densité spectrale de puissance pour un symbole OFDM avec 16 sous-porteuses en fonction de la fréquence normalisée $f T_d$ est décrite par un trait continue dans la figure 1.8 (à noter que cette courbe est décalée vers le centre des fréquences et que tous les symboles sont transmis avec la même puissance).

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

$$x_\nu = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n\nu/N_c}, \quad \nu = 0, \dots, N_c - 1. \quad (1.32)$$

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure 1.9.

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

$$T_g \geq \tau_{\max} \quad (1.33)$$

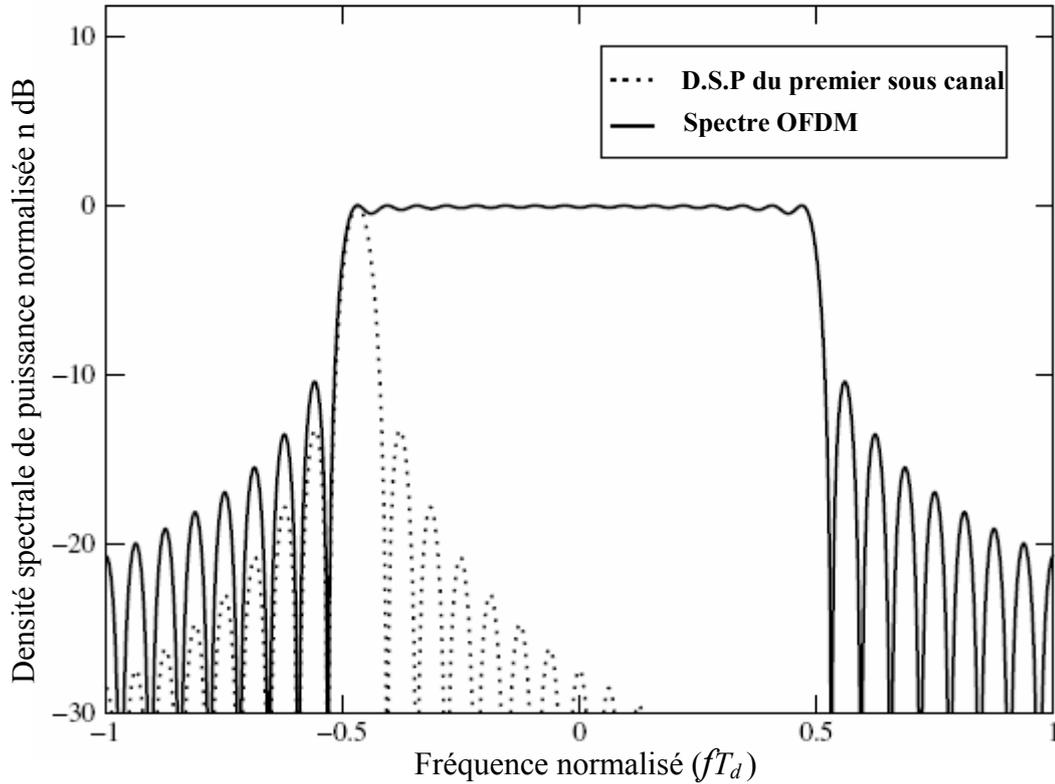


Figure 1.8 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses

La durée d'un OFDM symbole devient :

$$T_s' = T_s + T_g. \quad (1.34)$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de (1.33) la valeur de L_g doit vérifier :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max} N_c}{T_s} \right\rceil. \quad (1.35)$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, \quad v = -L_g, \dots, N_c - 1. \quad (1.36)$$

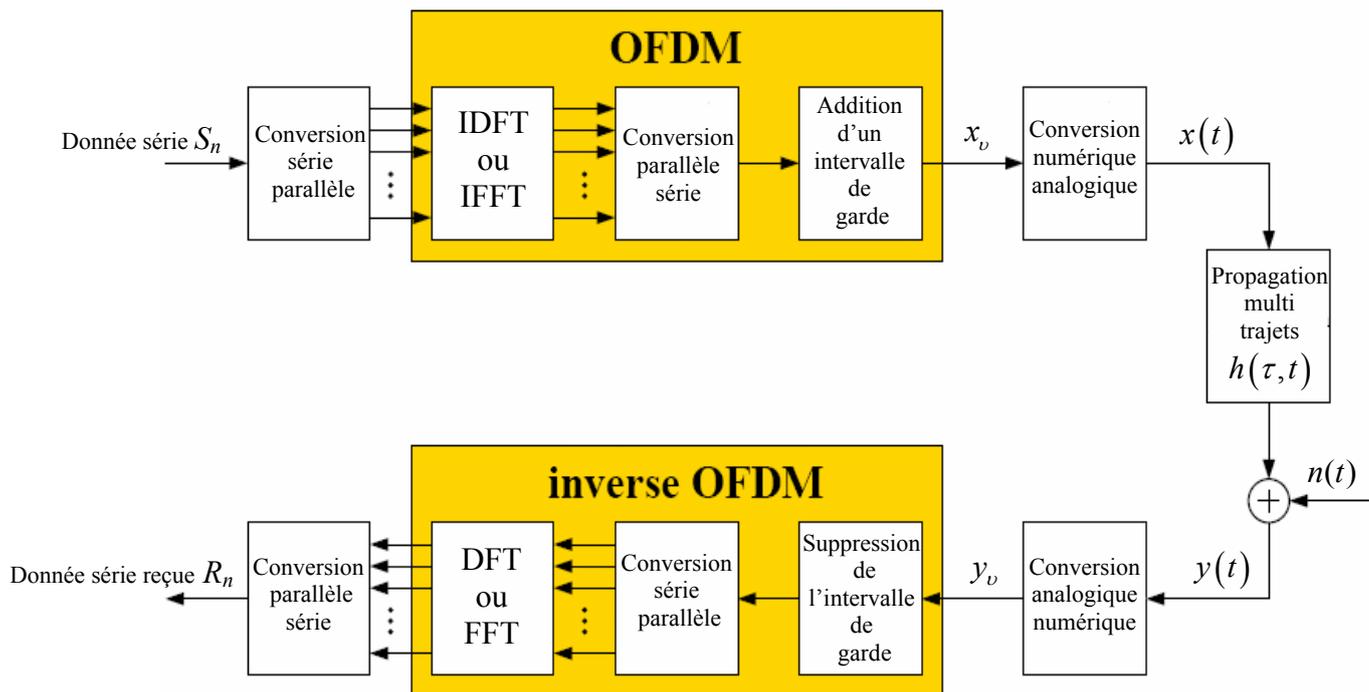


Figure 1.9 : Un système de transmission OFDM

Cette séquence va passer à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde $x(t)$, de durée T_s' , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure 1.9). La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)h(\tau, t)d\tau + n(t) \quad (1.37)$$

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

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

$$R_n = \sum_{\nu=0}^{N_c-1} y_\nu e^{-j2\pi n\nu/N_c}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (1.38)$$

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

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (1.39)$$

où : H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit, correspondant au $n^{\text{ième}}$ sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF_s$, les différentes valeurs de H_n sont données dans l'équation (1.22).

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}. \quad (1.40)$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuse représenté à la figure 1.9 peut être vue comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n (voir figure 1.10).

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure 1.11(a) et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par N_s symboles OFDM est illustrée dans la figure 1.11(b).

On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe :

$$r = Hs + n \quad (1.41)$$

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

$$H = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1, N_c-1} \end{pmatrix} \quad (1.42)$$

le vecteur n représente le bruit additive, il est donné par :

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T \quad (1.43)$$

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

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T \quad (1.44)$$

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

$$s = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T \quad (1.45)$$

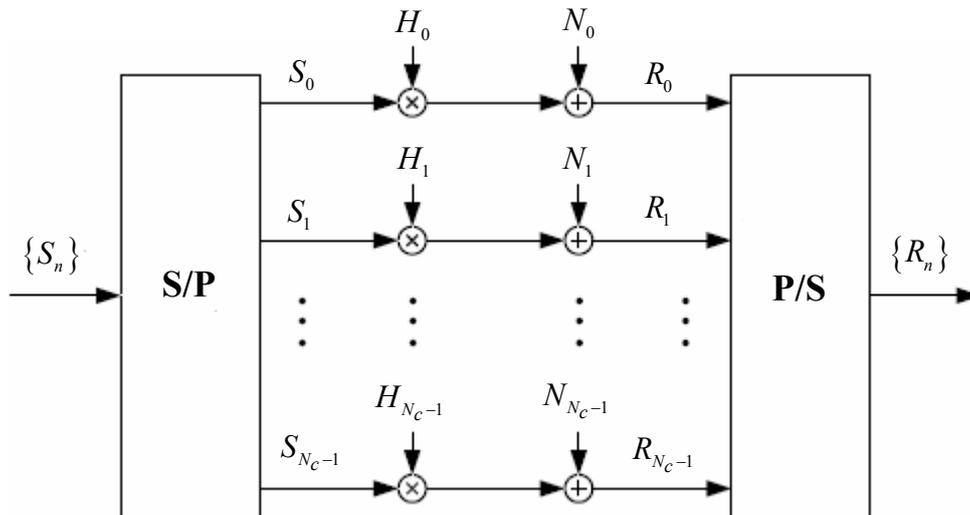


Figure 1.10 : Un système OFDM simplifié

Avantages et inconvénients de l'OFDM :

Avantages :

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

Inconvénients :

- Les signaux multi-porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio, voir section 2.4.2) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

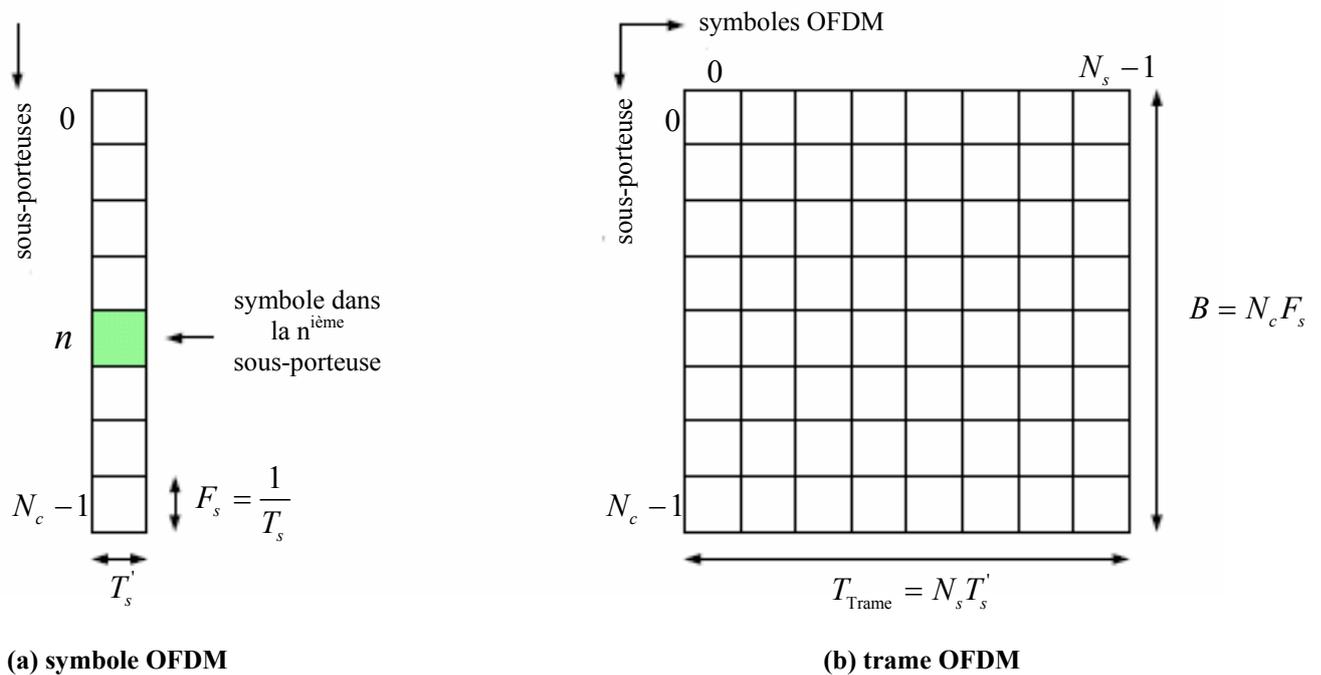


Figure 1.11 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM

1.3 Technique d'étalement de spectre DS-CDMA [4]

Dans un système d'étalement de spectre, le signal transmis est étalé sur une large bande de fréquence plus large que la bande minimale exigée pour transmettre l'information (voir figure 1.12). L'étalement de la bande est accompli au moyen d'un code qui est indépendant des données. Une réception synchronisée au code d'émission est utilisée pour dé-étaler et récupérer les données.

Il existe deux concepts fondamentaux pour l'étalement de spectre avec accès multiple : la DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) et la FH-CDMA (Frequency Hopping Code Division Multiple Access). Dans cette section, nous étalons uniquement la technique DS-CDMA.

1.3.1 Principe de base de la DS-CDMA

Le principe général de la DS-CDMA consiste à étaler la bande passante B_s d'un signal d'information sur une large bande B tel que $B \gg B_s$. Le gain de traitement (processing gain) est donné par :

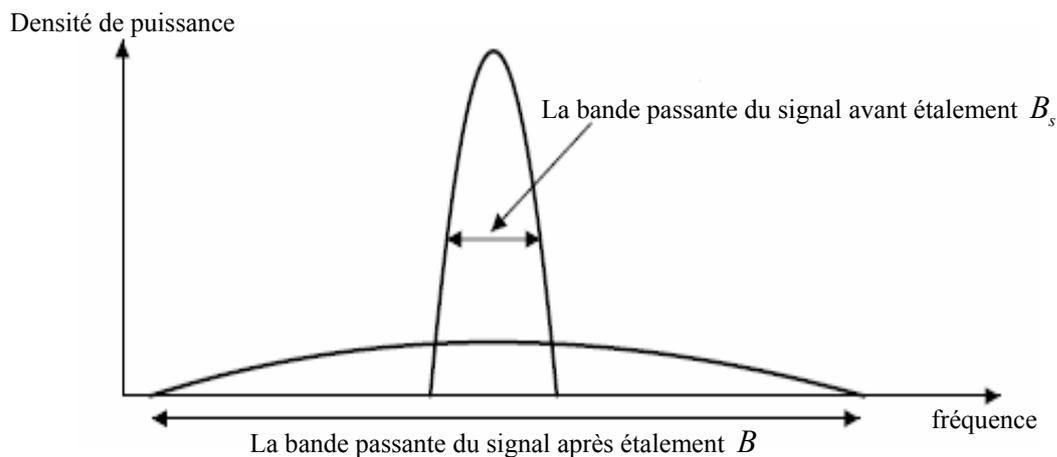


Figure 1.12 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement

$$P_G = \frac{B}{B_s} \quad (1.46)$$

L'augmentation du gain de traitement P_G nécessite une diminution de la densité de puissance du signal d'information. Si la bande passante est très large, le signal peut être transmis comme un bruit (comme dans le cas des systèmes ultra large bande UWB).

Pour l'opération d'étalement de spectre dans la DS-CDMA, on peut utiliser le code PN (bruit pseudo-aléatoire) avec de bonnes propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. Le code PN est formé par un ensemble de *chips* qui sont multipliés par les données associées à un utilisateur (voir figure 1.13). Pour récupérer le signal transmis à la réception, on doit répéter la même opération d'étalement avec le même code. Dans le cas d'un environnement multi-utilisateur, les signaux des différents utilisateurs sont distingués par les différents codes PN. Deux codes de deux utilisateurs différents devront être orthogonaux (décorrélés) et chaque code de chaque utilisateur devra être normalisé. C'est-à-dire :

$$\int_0^T [c^i(t)] dt = 1 \quad (1.47)$$

La fonction d'inter-corrélation est définie par :

$$R_{c^i c^j}(\tau) = \int_0^T c^i(t) c^j(t + \tau) dt \quad (1.48)$$

où :

$c^i(t), c^j(t)$ sont les codes successifs de $i^{\text{ième}}$ et $j^{\text{ième}}$ utilisateur.

$R_{c_i c_i}(\tau)$ représente la fonction d'auto-corrélation, qui doit être minimale.

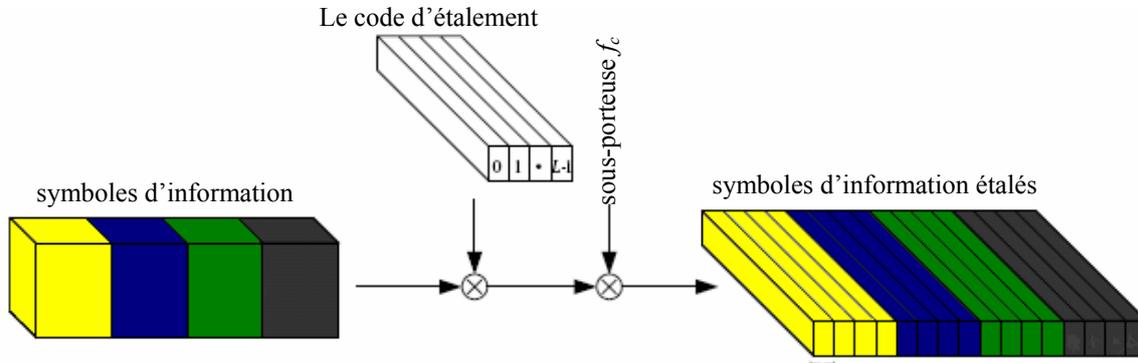


Figure 1.13 : Principe de DS-CDMA

1.3.1.1 Structure du signal transmis

Le principe de la DS-CDMA est d'étalement les symboles d'information par la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$ de longueur L , où :

$$c^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} p_{T_c}(t - lT_c) \quad (1.49)$$

est le code associé au $k^{\text{ième}}$ utilisateur, avec $k = 0, \dots, K-1$, où K est le nombre total d'utilisateur actif. L'impulsion rectangulaire P_{T_c} est donnée par :

$$P_{T_c} = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.50)$$

T_c est la durée du chip, et les $C_l^{(k)}$ sont les chips spécifiques de la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$. Après étalement, le signal $x^{(k)}(t)$ de l'utilisateur k devient :

$$x^{(k)}(t) = d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c), \quad 0 \leq t < T_d \quad (1.51)$$

où : $T_d = LT_c$ est la durée d'un symbole d'information et $d^{(k)}$ le symbole transmis par l'utilisateur k . Le signal global transmis $x(t)$ des K utilisateurs sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x^{(k)}(t) \quad (1.52)$$

Le choix approprié des codes est un problème crucial dans la DS-CDMA, puisque l'interférence d'accès multiple dépend fortement de la fonction d'inter-corrélation des séquences utilisées. Pour réduire au minimum l'interférence d'accès multiple, les valeurs des fonctions d'inter-corrélation devraient être aussi petites que possible.

1.3.2.2 Structure du signal reçu

Le signal reçu $y(t)$, obtenu à la sortie du canal radio (qui a une réponse impulsionnelle $h(t)$) peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \otimes h(t) + n(t) = r(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} r^{(k)}(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1.53)$$

où :

$r^{(k)}(t)$ est le signal reçu du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, dont : $r^{(k)}(t) = x^{(k)}(t) \otimes h(t)$

$n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif (AWGN).

En réception, la réponse impulsionnelle du filtre adapté (MF : Matched Filter) $h_{MF}^{(k)}(t)$ du $k^{\text{ième}}$ utilisateur est donnée par :

$$h_{MF}^{(k)}(t) = c^{(k)*}(-t) \otimes h^*(-t) \quad (1.54)$$

Le signal $z^{(k)}(t)$ après filtrage adapté au $k^{\text{ième}}$ utilisateur peut être écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} z^{(k)}(t) &= y(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \\ &= r^{(k)}(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} r^{(g)}(t) \otimes h_{MF}^{(g)}(t) \\ &\quad + n(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \end{aligned} \quad (1.55)$$

Après échantillonnage à l'instant $t = 0$, la variable de décision $\rho^{(k)}$ de $k^{\text{ième}}$ utilisateur sera :

$$\begin{aligned} \rho^{(k)} &= z^{(k)}(0) \\ &= \int_0^{T_d + \tau_{\max}} r^{(k)}(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} \int_0^{T_d + \tau_{\max}} r^{(g)}(\tau) h_{MF}^{(g)}(\tau) d\tau \\ &\quad + \int_0^{T_d + \tau_{\max}} n(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (1.56)$$

A la fin de la réception, une quantification sur $\rho^{(k)}$ est effectuée pour obtenir le symbole d'information estimé $\hat{d}^{(k)}$. Le premier terme dans l'équation (1.56) est la partie désirée du

signal du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, tandis que le deuxième terme correspond à l'interférence d'accès multiple et le troisième représente le bruit additif. Il convient de noter qu'en raison de l'interférence d'accès multiple, l'évaluation des bits d'information pourrait être erronée avec une certaine probabilité même dans le cas d'un haut SNR, menant au connaissance de l'erreur dans les courbes de Taux d'erreur en bit BER (Bit Error Rate) du systèmes DS-CDMA.

1.3.2 Avantages et désavantages de DS-CDMA

Avantages

- Une faible DSP du signal émis.
- La confidentialité (faible probabilité d'interception).
- Une robustesse vis-à-vis des brouilleurs.
- L'augmentation du nombre d'utilisateurs dépend seulement du nombre de codes utilisés et non pas de la capacité du canal Radio qui reste limitée et rare.

Désavantages

- La bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- Complexité élevée des émetteurs et des récepteurs.
- L'interférence d'accès multiples (MAI).

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons défini les caractéristiques principales de la transmission dans le canal radio mobile telles que : les interférences, le fading, la sélectivité, ...etc. Ainsi, nous avons donnée le principe de la transmission multi-porteuse OFDM, et la technique d'étalement de spectre DS-CDMA.

La compréhension de ces notions va nous permette d'entamer l'étude de la technique MC-CDMA.

Chapitre 2

Technique MC-CDMA

Les techniques d'étalement de spectre et de modulation à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. On peut notamment citer pour l'étalement de spectre la confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI.

Afin d'exploiter les avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples [9], ce qui a donné naissance à plusieurs techniques, parmi celles ci la MC-CDMA.

Dans ce chapitre nous analysons les différents concepts de la MC-CDMA, la structure du signal, le codage, ...etc. Nous examinons aussi plusieurs stratégies de détection mono-utilisateur et multi-utilisateur.

2.1 Structure du signal [8]

Le signal de base MC-CDMA est généré par une concaténation série de la DS-SS classique et l'OFDM (voir sections 1.2 et 1.3). Le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel, Plus précisément, chaque chip de la séquence d'étalement directe d'un symbole d'information module une sous-porteuse différente (voir figure 2.1). Donc, avec MC-CDMA les chips d'étalement d'un symbole d'information sont transmis en parallèle sur différentes sous porteuses, en contraste avec la transmission série DS-SS.

On note par K le nombre d'utilisateurs simultanément actifs dans un système MC-CDMA radio mobile.

La figure 2.2 montre l'étalement du spectre multi-porteuse d'un symbole d'information de valeur complexe $d^{(k)}$ associé à l'utilisateur k . Le débit des symboles d'information séries est $1/T_d$.

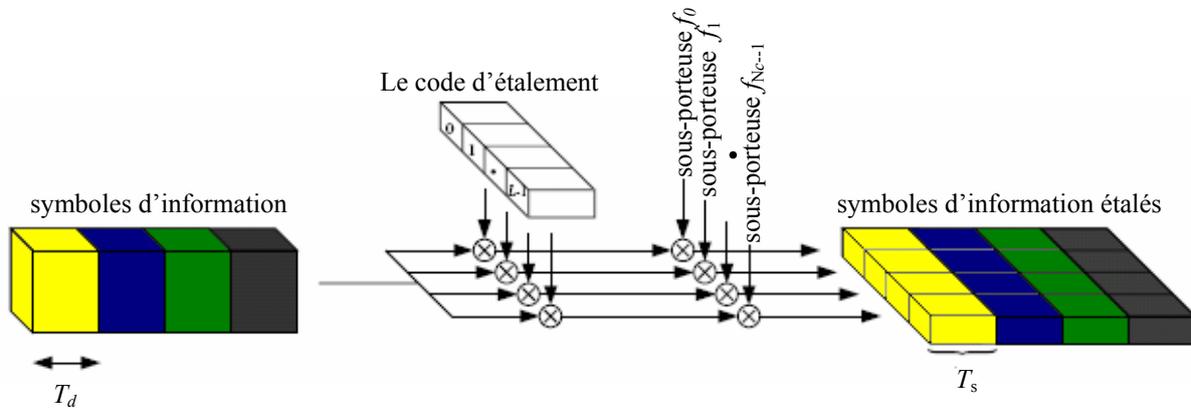


Figure 2.1 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur

Dans l'émetteur, la valeur complexe d'un symbole d'information $d^{(k)}$ est multipliée par le code spécifique à l'utilisateur k , qui est donnée par :

$$c^{(k)} = (C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{L-1}^{(k)})^T \tag{2.1}$$

où L et les $C_l^{(k)}$ sont la longueur et les chips du code d'étalement.

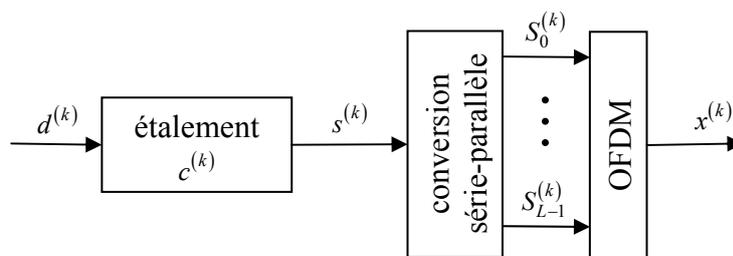


Figure 2.2 : Transmission multi-porteuse avec étalement

Le débit des chips d'un code d'étalement série $c^{(k)}$ avant la conversion série-parallèle est donnée par :

$$\frac{1}{T_c} = \frac{L}{T_d} \tag{2.2}$$

La séquence des valeurs complexes obtenues après étalement est donnée par le vecteur :

$$s^{(k)} = d^{(k)} c^{(k)} = (S_0^{(k)}, S_l^{(k)}, \dots, S_{L-1}^{(k)})^T \tag{2.3}$$

Le signal multi-porteuse avec étalement de spectre est obtenu après modulation parallèle des composantes $S_l^{(k)}$, $l = 0, \dots, L-1$, sur L sous-porteuse. Dans le cas où le nombre des sous-porteuses N_c d'un symbole OFDM est égale à la longueur du codes d'étalement L , la durée d'un symbole OFDM avec l'inclusion de l'intervalle de garde est :

$$T_S' = T_g + LT_c \quad (2.4)$$

Dans ce cas un seul symbole d'information est transmit par utilisateur¹.

2.2 Signal de la voie descendante (Downlink Signal) [4]

Dans la voie descendante, et pour des raisons d'efficacité de calcul, les signaux des K utilisateurs sont sommés avant l'opération OFDM, comme il est décrit à la figure 2.3. La superposition des K séquences $s^{(k)}$ résulte dans la séquence :

$$s = \sum_{k=0}^{K-1} s^{(k)} = (S_0, S_1, \dots, S_{L-1})^T \quad (2.5)$$

Une représentation équivalente pour s à la voie descendante est :

$$s = Cd \quad (2.6)$$

où :

$$d = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(K-1)})^T \quad (2.7)$$

est le vecteur correspondant aux symboles de données des K utilisateurs actives, et C est la matrice d'étalement donnée par :

$$C = (c^{(0)}, c^{(1)}, \dots, c^{(K-1)}) \quad (2.8)$$

Le signal MC-CDMA de la voie descendante est obtenu après traitement de la séquence s dans le bloc OFDM (voir section 1.2). Par supposition que l'intervalle de garde est assez long pour absorber tout les échos², le vecteur reçu de la séquence transmise s , après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, est donnée par :

$$r = Hs + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (2.9)$$

¹ On va voir dans la section 2.8 la transmission de plusieurs symboles par utilisateur dans un symbole OFDM.

² Cette supposition est sous entendu dans tout le reste du chapitre.

où H est la matrice du canal de dimension $L \times L$, et n est le vecteur de bruit de longueur L (voir section 1.2). Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation de la donnée transmise.

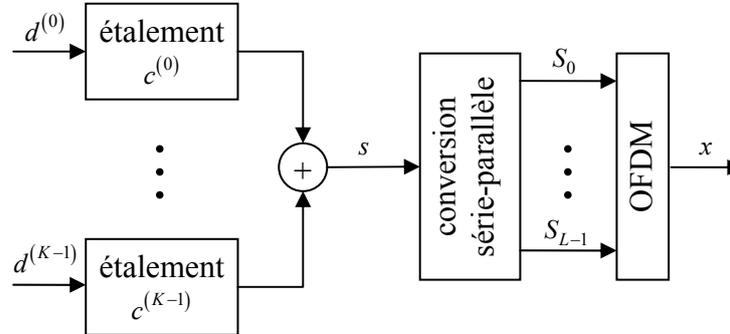


Figure 2.3 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante

Le vecteur reçu r peut être exprimé par :

$$r = Ad + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (2.10)$$

où A est la matrice du système donnée par :

$$A = HC \quad (2.11)$$

2.3 Signal de la voie montante (Uplink Signal) [4]

Dans la voie montante, le signal MC-CDMA est obtenue directement après traitement de la séquence $s^{(k)}$, associé à l'utilisateur k , dans le bloc OFDM. A la réception et après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, le signal reçu de la séquence transmise $s^{(k)}$ est donné par :

$$r = \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)} s^{(k)} + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (2.12)$$

où $H^{(k)}$ contient les coefficients des sous canaux associés à l'utilisateur k . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation des données transmises.

Dans la voie montante la matrice du système est donnée par :

$$A = (a^{(0)}, a^{(1)}, \dots, a^{(K-1)}) \quad (2.13)$$

qui contient K vecteurs spécifiques à chaque utilisateur :

$$\mathbf{a}^{(k)} = H^{(k)} \mathbf{c}^{(k)} = \left(H_{0,0}^{(k)} C_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)} C_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)} C_{L-1}^{(k)} \right)^T \quad (2.14)$$

2.4 Techniques d'étalement

Les techniques d'étalement dans les systèmes MC-CDMA diffèrent dans la sélection du code d'étalement et le type d'étalement. Aussi bien, qu'il existe différents codes d'étalement on a plusieurs stratégies pour les mapper dans la direction du temps ou de fréquence, avec un système MC-CDMA.

2.4.1 Codes d'étalement

Il existe une variété de codes d'étalement qui peuvent être classés par respect aux différents critères : orthogonalité, propriétés de corrélation, la complexité d'implémentation et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-To-Average Power Ratio *PAPR*).

Dans la voie descendante, les codes d'étalement orthogonaux sont avantageux, puisque comparé aux codes non orthogonaux, ils réduisent les interférences dues aux accès multiples. Cependant, dans les voies montantes l'orthogonalité entre les codes d'étalement est perdue à cause de différentes distorsions des codes individuels. Donc une simple séquence PN peut être choisie.

Dans le cas où une pré-égalisation (voir section 2.6) est appliquée dans la voie montante, on peut obtenir une orthogonalité au niveau de l'antenne de réception, dans ce cas les codes orthogonaux peuvent être avantageux.

De plus, la sélection du code d'étalement a une influence sur le *PAPR* du signal transmis. Spécialement dans la voie montante, le *PAPR* peut être réduit par sélection des codes de Golay ou Zadoff-Chu [10].

Les codes d'étalement appliqués dans les systèmes MC-CDMA sont :

- Les codes de Walsh-Hadamard
- Les codes de Fourier
- Les codes d'étalement pseudo aléatoire
- Les codes de Gold
- Les codes de Golay
- Les codes de Zadoff-Chu

a) Codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont simple a générer récursivement en utilisant la matrice de Hadamard suivante [4] :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix}, \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad (2.15)$$

Le nombre maximum des codes d'étalement orthogonaux est L , et il détermine le nombre maximal d'utilisateurs K .

b) Codes de Fourier

Les colonnes de la matrice FFT peuvent être aussi considéré comme des codes d'étalement, qui sont orthogonaux entre eux. Les chips sont définis par [4] :

$$C_l^{(k)} = e^{-j2\pi lk/L} \quad (2.16)$$

Une comparaison entre les distributions d'amplitude du signal transmis, montre que les codes de Fourier conduit à un PAPR inférieur ou égale à celui obtenue par les codes d'Hadamard [11].

c) Codes d'étalement pseudo aléatoire (Pseudo Noise PN)

La propriété de la séquence PN est d'apparaître à la réception comme un bruit, si la construction de la séquence n'est pas connue. Les codes PN sont générés par utilisation des registres à décalage de longueur m avec réaction linéaire [12]. La séquence a une longueur :

$$n = 2^m - 1 \quad (2.17)$$

bits, et dans chaque n bits on a 2^{m-1} un et $2^{m-1} - 1$ zéros.

d) Codes de Gold

Il existe parmi toutes les séquences PN des séquences dites préférées. Ces séquences ont des bonnes propriétés d'inter-corrélation et forment se qu'on appelle les séquences de Gold [12]. Les séquences de Gold ont trois valeurs d'inter-corrélation qui sont $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, où :

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{pour } m \text{ pair} \\ 2^{(m+1)/2} - 1 & \text{pour } m \text{ impair} \end{cases} \quad (2.18)$$

e) Codes de Golay

Les codes de Golay orthogonaux et complémentaires peuvent être récursivement obtenus par [4] :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & \bar{C}_{L/2} \\ C_{L/2} & -\bar{C}_{L/2} \end{bmatrix}, \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad (2.19)$$

où la matrice complémentaire \bar{C}_L est définie par retour à la matrice C_L . Si :

$$C_L = [A_L \ B_L] \quad (2.20)$$

et A_L, B_L sont des matrices de dimensions $L \times L/2$, on a :

$$\bar{C}_L = [A_L \ -B_L] \quad (2.21)$$

f) Codes de Zadoff-Chu

Les codes de Zadoff-Chu ont des propriétés de corrélation optimales. Ils sont considérés comme un cas particulier des séquences de « Chirp-Like » [4]. Ils sont définis par :

$$C_l^{(k)} = \begin{cases} e^{j 2\pi k (ql + l^2/2)/L} & \text{pour } L \text{ pair} \\ e^{j 2\pi k (ql + l(l+1)/2)/L} & \text{pour } L \text{ impair} \end{cases} \quad (2.22)$$

où q et k sont des entiers premiers avec L .

Les codes de Zadoff-Chu ont une propriété d'auto-corrélation périodique paire idéale, et possèdent une fonction d'intercorrélacion périodique constante égale à \sqrt{L} [5].

2.4.2 Rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (PAPR)

La technique MC-CDMA n'a pas hérité que des avantages de la modulation OFDM et de la technique DS-CDMA. En effet, le signal MC-CDMA, de par son caractère multi porteur, présente une grande dynamique en amplitude (voir figure 2.4), pouvant conduire à des dégradations des performances dues à la fonction d'amplification de puissance non linéaire.

La variation de l'enveloppe d'un signal multi-porteuse peut être définie par le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne ($PAPR$), donné par [4] :

$$PAPR = \frac{\max |x_v|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{v=0}^{N_c-1} |x_v|^2} \quad (2.23)$$

Les valeurs $x_v, v = 0, \dots, N_c - 1$, sont les échantillons en temps d'un symbole OFDM. Un autre moyen pour déterminer la variation d'enveloppe est le facteur de crête donné par [4] :

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (2.24)$$

Par une sélection convenable du code d'étalement, il est possible de réduire le PAPR du signal multi-porteuse [13]. Cette réduction de $PAPR$ peut être avantaagée dans la voie montante où une faible consommation de puissance est exigée.

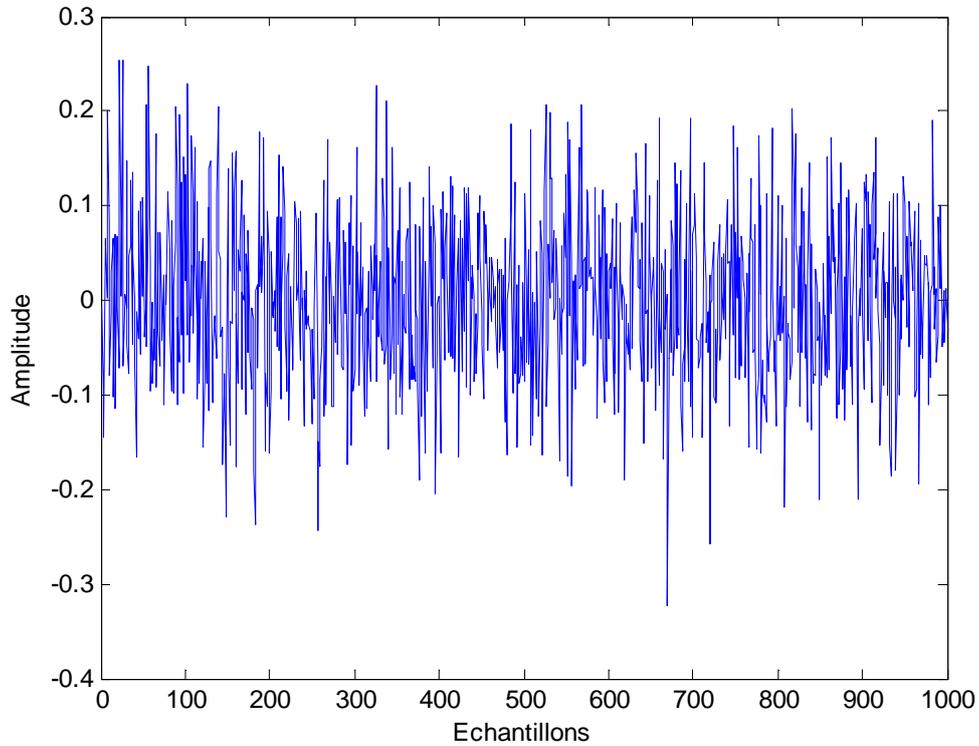


Figure 2.4 : Un exemple de 1000 échantillons d'un signal MC-CDMA

PAPR dans la voie montante

Dans la voie montante le $PAPR$ pour les différents codes d'étalement peuvent être limité par [10] :

$$PAPR \leq \frac{2 \max \left\{ \left| \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} e^{j 2\pi l t / T_s} \right|^2 \right\}}{L} \quad (2.25)$$

où en supposons que $N_c = L$. Le tableau 2.1 résume les limites $PAPR$ pour les signaux MC-CDMA de la voie montante avec différents codes d'étalement.

PAPR dans la voie descendante

Le *PAPR* peut être limité pour un signal MC-CDMA de K utilisateurs avec $N_c = L$, par [10] :

$$PAPR \leq \frac{2 \max \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \left| \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} e^{j 2\pi l t / T_s} \right|^2 \right\}}{L} \quad (2.26)$$

Code d'étalement	<i>PAPR</i>
Walsh-Hadamard	$\leq 2L$
Golay	≤ 4
Zadoff-Chu	2
Gold	$\leq 2 \left(t(m) - 1 - \frac{t(m) + 2}{L} \right)$

Tableau 2.1 : Les limites *PAPR* d'un signal MC-CDMA dans la voie montante; $N_c = L$ [4]

2.4.3 Étalement unidimensionnel et bidimensionnel

L'étalement dans les systèmes MC-CDMA peut être porté soit seulement dans la direction du temps, ou dans les deux directions temps et fréquence, l'étalement à deux dimensions exploite les diversités en temps et en fréquence. Un système MC-CDMA avec un étalement dans la seule direction du temps est équivalent à un système MC-DS-CDMA.

Un code d'étalement à deux dimensions de longueur L est un code où les chips sont réparties dans les directions temps et fréquence [8]. Un étalement à deux dimensions peut être réalisé par un code d'étalement à deux dimensions, ou par deux codes d'étalement à une dimension montés en cascade [8].

Une réalisation efficace d'un étalement à deux dimensions est d'utiliser un code d'étalement à une dimension, suivie par un entrelacement à deux dimensions comme il est illustré à la figure 2.5.

Avec deux codes d'étalement à une dimension montés en cascade, si le premier étalement est de longueur L_1 et le deuxième de longueur L_2 , alors l'étalement total a une longueur L de [8] :

$$L = L_1 L_2 \quad (2.27)$$

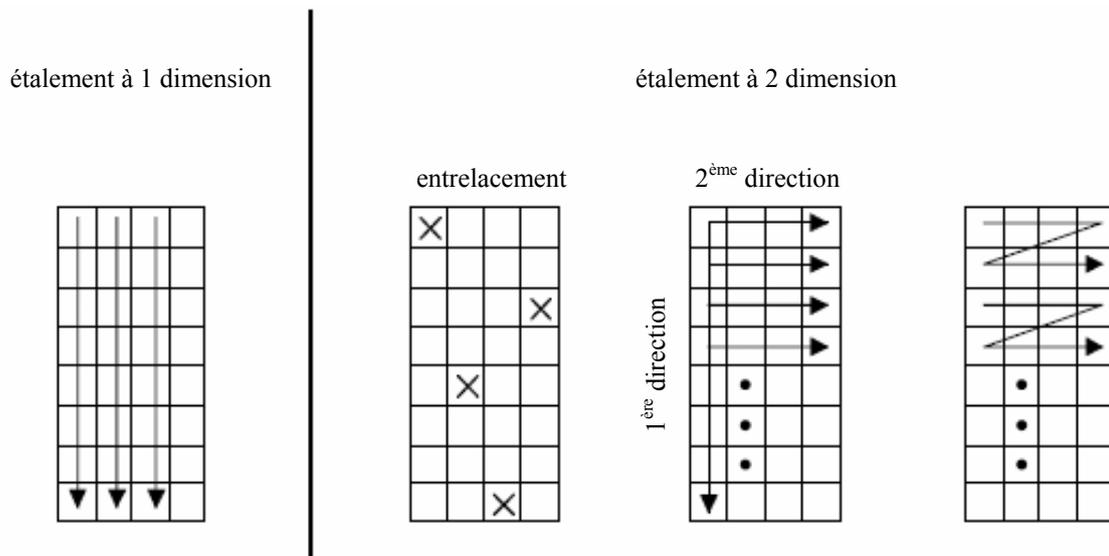


Figure 2.5 : Schémas d'étalement unidimensionnel et bidimensionnel [8]

2.5 Techniques de détection

Les classifications des récepteurs MC-CDMA sont effectuées selon différents critères. Ces critères portent aussi bien sur la structure du récepteur (série, parallèle, à retour de décision,...etc) que sur la technique d'égalisation utilisée. Ainsi, les récepteurs optimaux peuvent être différenciés des récepteurs sous-optimaux, les récepteurs linéaires des récepteurs non-linéaires, les récepteurs multi-utilisateurs des récepteurs mono-utilisateurs,... etc.

Dans notre cas, nous classerons les détecteurs selon la connaissance ou non de l'information (matrice de corrélation des codes, amplitudes, retards relatifs,... etc) sur chacun des utilisateurs. Ainsi un détecteur sera qualifié de mono-utilisateur (Single-User Detection SD) lorsque seul la séquence de l'utilisateur sera connue [5]. Les interférences d'accès multiples provenant des autres utilisateurs seront alors considérées comme des brouilleurs. Dans le cas contraire, les détecteurs sont dits multi-utilisateurs (Multi-User Detection MD) [5]. En s'appuyant sur la connaissance d'information sur les différents utilisateurs, les détecteurs multi-utilisateurs cherchent, en utilisant au mieux le signal reçu et les informations dont on dispose sur le canal, à retrouver la séquence émise par chacun d'entre eux. Les interférences d'accès multiple ne sont plus ici considérées comme des signaux aléatoires mais comme des signaux déterministes.

Dans les systèmes radio mobile MC-CDMA, SD est réalisé par un étage d'égalisation pour compenser la distorsion due au fading flat dans chaque sous-canal, suivie par un dé-étalement spécifique à l'utilisateur.

L'amélioration des performances avec MD comparé à SD est obtenue par un récepteur très chère d'une complexité élevée. Les méthodes de la MD peuvent être divisés en annulation d'interférence (Interference Cancellation IC) et une détection conjointe (Joint Detection) [4].

Le principe de l'annulation d'interférence IC est de détecter les informations des utilisateurs interférés (perturbateurs) avec une SD et de reconstruire la contribution des perturbations du signal reçu, avant de soustraire cette contribution et détecter les informations de l'utilisateur désiré.

Le détecteur optimal applique la détection conjointe par un calcul du maximum de probabilité. Puisque la complexité de la détection avec maximum de probabilité croit exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs, son utilisation est limitée dans les applications pratiques à un nombre réduit d'utilisateur.

Un récepteur MC-CDMA dans une station terminal est décrit par la figure 2.6.

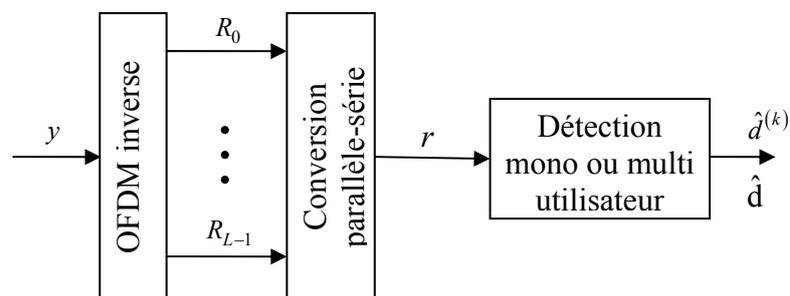


Figure 2.6 : Récepteur MC-CDMA dans la station terminal

2.5.1 Détection mono-utilisateur (Single User Detection SD) [4] [5]

Le principe de la détection mono-utilisateur est de considérer que le signal utile est le signal de l'utilisateur considéré, et que les signaux des autres utilisateurs sont des brouilleurs venant le perturber. Un récepteur, associé à un utilisateur k , qui utilise la détection mono-utilisateur est montré dans la figure 2.7.

Après opération OFDM inverse, la séquence reçue r est égalisée pour combattre les distorsions d'amplitude et de phase causé par le canal radio mobile dans les différents sous-canaux. L'égalisation à un étage est simplement réalisée par multiplication d'une valeur

complexe $G_{l,l}$ dans chaque sous-canal. La séquence reçue à la sortie de l'égaliseur est donnée par :

$$u = Gr = (U_0, U_1, \dots, U_{L-1})^T \quad (2.28)$$

La matrice diagonale d'égalisation est :

$$G = \begin{pmatrix} G_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & G_{1,1} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_{L-1,L-1} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

de dimension $L \times L$. La matrice G contient dans la diagonale les L valeurs complexe des coefficients d'égalisation des sous-porteuses associé à s .

Les valeurs complexes u sont dé-étalés par corrélation avec le conjugué du code d'étalement $c^{(k)*}$ spécifique à l'utilisateur k , ce qui donne la variable de décision :

$$v^{(k)} = c^{(k)*} u^T \quad (2.30)$$

A partir des équations (2.10), (2.28) et (2.30), on trouve pour la voie descendante :

$$v^{(k)} = \underbrace{d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} |C_l^{(k)}|^2 H_{l,l} G_{l,l}}_{\text{symbole désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} d^{(g)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} C_l^{(g)} H_{l,l} G_{l,l}}_{MAI} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} G_{l,l} N_l}_{\text{bruit}} \quad (2.31)$$

La décision du symbole détecter est donnée par :

$$\hat{d}^{(k)} = Q\{v^{(k)}\} \quad (2.32)$$

où $Q\{\cdot\}$ est l'opérateur de quantification accordé au alphabet choisi pour les symboles d'information.

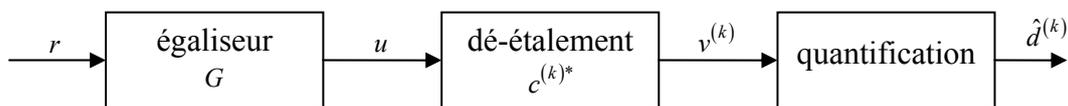


Figure 2.7 : Détection MC-CDMA mono-utilisateur

Les techniques de détection utilisées dans les détecteurs mono-utilisateurs sont :

- MRC
- EGC
- ZF

- CE
- MMSE

a) Combinaison à gain maximal (Maximum Ratio Combining MRC)

Ce critère consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation égale au complexe conjugué du coefficient du canal :

$$G_{l,l} = H_{l,l}^* \quad (2.33)$$

où $H_{l,l}$, $l = 0, \dots, L-1$ sont les composantes de la diagonale de H .

A partir de l'équations (2.31) :

$$v^{(k)} = \underbrace{d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} |C_l^{(k)}|^2 |H_{l,l}|^2}_{\text{symbole désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} d^{(g)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} C_l^{(g)} |H_{l,l}|^2}_{MAI} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} H_{l,l}^* N_l}_{\text{bruit}} \quad (2.34)$$

L'inconvénient de la MRC dans la voie descendante des systèmes MC-CDMA est quelle détruit l'orthogonalité (à cause de la distorsion d'amplitude) entre les codes d'étalement et donc augmente les interférences d'accès multiple (MAI). Dans la voie montante la MRC est la technique de détection la plus efficace puisque les codes d'étalement ne sont pas supposés orthogonaux à la réception.

b) Combinaison à gain égal (Equal Gain Combining EGC)

Le principe de la technique EGC est de corriger uniquement la distorsion de phase du canal en appliquant un coefficient d'égalisation dans chaque sous-porteuse égale à :

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|} \quad (2.35)$$

La variable de décision obtenue en appliquant cette technique est alors :

$$v^{(k)} = \underbrace{d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} |C_l^{(k)}|^2 |H_{l,l}|}_{\text{symbole désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} d^{(g)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} C_l^{(g)} |H_{l,l}|}_{MAI} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|} N_l}_{\text{bruit}} \quad (2.36)$$

EGC est la plus simple technique de détection, puisque elle nécessite seulement des connaissances sur la phase du canal.

c) Combinaison à restauration d'orthogonalité (Zero Forcing ZF)

Le principe de ZF est d'annuler totalement la distorsion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donnée par :

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2} \quad (2.37)$$

donc :

$$v^{(k)} = \underbrace{d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} |C_l^{(k)}|^2}_{\text{symbole désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} d^{(g)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} C_l^{(g)}}_{\text{MAI}} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)*} \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2} N_l}_{\text{bruit}} \quad (2.38)$$

L'inconvénient de la ZF est que pour des valeurs petites de $H_{l,l}$, l'égaliseur amplifie le bruit.

d) Égalisation contrôlée (Controlled Equalization CE)

L'égalisation contrôlée CE applique l'égalisation ZF seulement dans le cas où le coefficient du canal $H_{l,l}$ est supérieur à un certain seuil a_{th} . Dans le cas contraire l'égaliseur prend une certaine valeur ξ_l , cette valeur est choisie de telle sorte à éviter l'amplification du bruit. Les coefficients de l'égaliseur CE sont donnés par :

$$G_{l,l} = \begin{cases} \frac{1}{H_{l,l}} & \text{si } |H_{l,l}| \geq a_{th} \\ \xi_l & \text{si } |H_{l,l}| < a_{th} \end{cases} \quad (2.39)$$

où :

$$\xi_l = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}| a_{th}} \quad (2.40)$$

e) Égalisation par critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error Equalisation MMSE)

La technique MMSE réalise un compromis entre la minimisation des interférences d'accès multiple et la maximisation du rapport signal sur bruit. Ainsi, comme son nom l'indique, la technique MMSE a pour but de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse, entre le signal émis S_l est le signal de sortie de l'égaliseur, l'erreur est donnée par :

$$\varepsilon_l = S_l - G_{l,l}R_l \quad (2.41)$$

La valeur quadratique moyenne de l'erreur est donnée par :

$$J_l = E \left\{ |\varepsilon_l|^2 \right\} \quad (2.42)$$

Les coefficients optimaux de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de J_l sont égaux à :

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \quad (2.43)$$

Pour les faibles valeurs de $H_{l,l}$, le rapport signal sur bruit par sous-porteuse étant faible, l'utilisation du critère MMSE évite une amplification excessive du bruit. En revanche, pour des fortes valeurs de $H_{l,l}$, les coefficients $G_{l,l}$ étant inversement proportionnels à $H_{l,l}$, permet de restituer l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs.

Le calcul des coefficient $G_{l,l}$ nécessite d'estimer la variance du bruit σ^2 . Pour éviter une complexité supplémentaire au niveau du récepteur dû à cette estimation, une technique sous-optimale à la technique MMSE a été proposée. Elle consiste à remplacer l'estimation de σ^2 par un seuil λ dont l'égalisation MMSE garantie un BER maximum acceptable.

Les coefficients d'égalisation avec une MMSE sous-optimale sont :

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \lambda} \quad (2.44)$$

2.5.2 Détection multi-utilisateur (Multi User Detection MD) [4] [5]

Contrairement aux détecteurs mono-utilisateurs, les détecteurs multi-utilisateurs vont traiter les interférences d'accès multiple comme un signal déterministe. Ainsi, connaissant les différents codes d'étalement attribuer à chaque utilisateur, le récepteur va chercher à estimer les interférences d'accès multiple afin de mieux détecter le signal de l'utilisateur considéré.

2.5.2.1 Détection à probabilité maximum

La technique de détection multi-utilisateur optimale exploite le critère des probabilités à posteriori maximum (MAP) ou le critère du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood criterion). Dans cette section nous présentons deux algorithmes de détection optimale à probabilité maximum, qui sont :

- Estimation de la séquence par maximum de vraisemblance, ou MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation).
- Estimation symbole par symbole au maximum de vraisemblance, ou MLSSE (Maximum Likelihood Symbol-by-Symbol Estimation).

a) Technique MLSE

La technique MLSE repose sur l'application de détecteur au maximum de vraisemblance (MLD : Maximum Likelihood Detector). Elle cherche à déterminer parmi tous les vecteurs émis et pour chaque durée du symbole, le vecteur de donnée de l'ensemble des utilisateurs $d = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(K-1)})^T$ le plus vraisemblable. Les vecteurs de données susceptibles d'avoir été transmis d_μ sont au nombre de 2^{nK} , ou n est le nombre de bits par symbole et $\mu = 1, \dots, 2^{nK}$.

Chercher à minimiser la probabilité d'erreur d'une séquence revient à maximiser la probabilité conditionnelle qu'un vecteur d_μ a été transmis sachant que le vecteur r a été reçu $p(d_\mu/r)$.

L'estimation de d est donnée par :

$$\hat{d} = \arg \max_{d_\mu} p(d_\mu/r) \quad (2.45)$$

où \arg est l'argument.

Si le vecteur bruit $n = (N_0, \dots, N_{L-1})^T$ est un bruit blanc gaussien additive, il est possible pour retrouver l'estimation de d de chercher le minimum du carré de la distance euclidienne :

$$\Delta^2(d_\mu, r) = \|r - Ad_\mu\|^2 \quad (2.46)$$

L'estimation sera :

$$\hat{d} = \arg \min_{d_\mu} \Delta^2(d_\mu, r) \quad (2.47)$$

Donc MLSE nécessite le calcul de 2^{nK} distances euclidiennes par durée d'un symbole, afin de nous donner l'estimation sur le vecteur transmis.

b) Technique MLSSE

La technique MLSSE cherche à minimiser la probabilité d'erreur pour un symbole, ce qui est équivalent à maximiser la probabilité conditionnelle qu'un symbole $d_\mu^{(k)}$ a été transmis sachant que le vecteur r a été reçu $p(d_\mu^{(k)}/r)$.

L'estimation de $d^{(k)}$ par MLSSE est obtenue par :

$$\hat{d}^{(k)} = \arg \max_{d_\mu^{(k)}} p(d_\mu^{(k)}/r) \quad (2.48)$$

Si le bruit N_l est un bruit blanc gaussien additive, le symbole le plus probable est :

$$\hat{d}^{(k)} = \arg \max_{d_\mu^{(k)}} \sum_{\forall d_\mu^{(k)} \in d_\mu} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \Delta^2(d_\mu, r)\right) \quad (2.49)$$

L'augmentation de complexité de la MLSSE comparé avec MLSE peut être observée en comparant les deux équations (2.47) et (2.49).

2.5.2.2 Égaliseur à bloc linéaire [4]

L'égaliseur à bloc linéaire est un détecteur multi-utilisateur sous-optimal et moins complexe, il nécessite seulement une connaissance de la matrice A dans le récepteur, deux critères peuvent être appliqués dans ce cas :

- L'égalisation Zero Forcing par bloc linéaire (Zeros Forcing block linear equalizer)
- L'égalisation MMSE par bloc linéaire (MMSE block linear equalizer)

a) Égalisation Zero Forcing par bloc linéaire

Ce détecteur donne à sa sortie le vecteur de décision :

$$v = (A^H A)^{-1} A^H r = (v^{(0)}, v^{(1)}, \dots, v^{(K-1)})^T \quad (2.50)$$

où $(.)^H$ est la transposition Hermitien.

b) Égalisation MMSE par bloc linéaire

Ce détecteur donne à sa sortie le vecteur de décision :

$$v = (A^H A + \sigma^2 I)^{-1} A^H r = (v^{(0)}, v^{(1)}, \dots, v^{(K-1)})^T \quad (2.51)$$

2.5.2.3 Techniques à annulation d'interférences (Interference Cancellation IC) [5]

Deux types de détecteurs à annulation d'interférences peuvent être distingués, à savoir le détecteur à annulation d'interférences parallèle, appelée détecteur PIC (pour Parallel Interference Cancellation) et le détecteur à annulation d'interférences série, appelée détecteur SIC (pour Successive Interference Cancellation).

a) Technique à annulation parallèle des interférences (PIC)

Le but du détecteur PIC est de reconstruire un signal résultant de la somme des signaux des interférences d'accès multiple pour ensuite le soustraire du signal reçu. Pour cela à partir de r le premier étage détecte simultanément les $K-1$ signaux perturbateurs à l'aide de détecteurs mono-utilisateurs. Les symboles estimés $\hat{d}^{(k)}$ des $K-1$ utilisateurs sont ensuite modulés pour reconstruire le signal MC-CDMA interférant. En multipliant ce signal par la matrice H d'estimation de la réponse du canal, nous obtenons alors une estimation des interférences d'accès multiple. Ces interférences sont ensuite soustraites au signal reçu et le signal épuré ainsi obtenu est détecté à l'aide d'une technique mono-utilisateur.

La figure 2.8 représente le $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur à annulation parallèle des interférences. Plusieurs étages comme celui-ci peuvent se succéder pour diminuer progressivement les interférences d'accès multiple et ainsi obtenir une meilleure estimation des données émises $d^{(k)}$.

L'estimation de la donnée émise de l'utilisateur k considéré, obtenue en sortie de l'étage m est donnée par l'expression suivante :

$$\hat{d}^{(k)}[m] = Q \left\{ c^{(k)*} G^{(k)}[m] \left(r - \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} H^{(g)} \hat{d}^{(g)}[m-1] c^{(g)} \right)^T \right\} \quad (2.52)$$

Notons que la matrice d'égalisation $G^{(k)}[m]$ est propre au $k^{\text{ième}}$ utilisateur et au $m^{\text{ième}}$ étage de détection et peut être différente d'un étage à un autre.

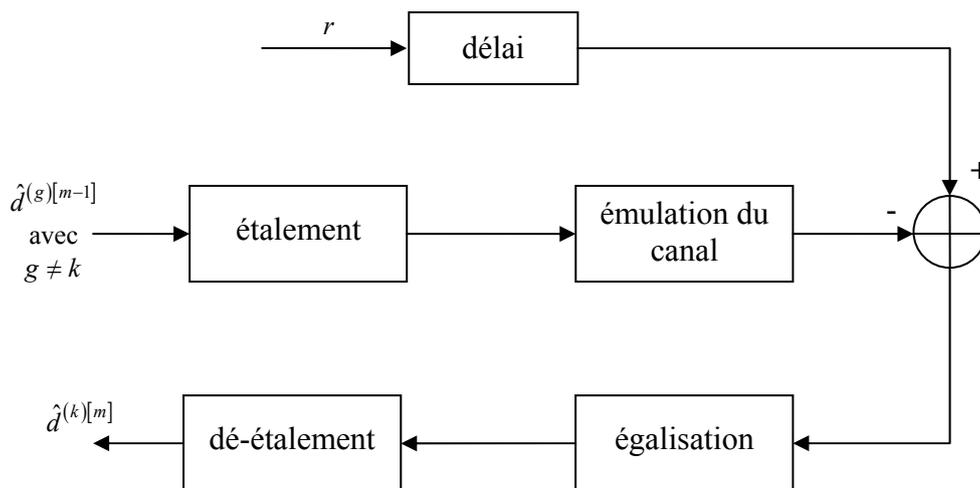


Figure 2.8 : $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur PIC

b) Technique à annulation série des interférences (SIC)

Contrairement à la technique à annulation parallèle des interférences où tous les signaux interférents étaient évalués simultanément, la technique à annulation série des interférences annule les signaux interférents de manière successive. Le premier étage (indice 0) de détection démodule le signal d'un premier utilisateur pour obtenir l'estimation $\hat{d}^{(k)[0]}$ correspondante. Cette dernière est ensuite multipliée successivement par le code d'étalement de l'utilisateur considéré et par matrice H afin de reconstruire le signal multi-porteuse mono-utilisateur, qui sera par la suite soustrait au signal reçu. Le signal résultant est alors utilisé pour effectuer la détection du signal du second utilisateur.

La figure 2.9 représente le $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur à annulation série des interférences. Lorsque les puissances reçues des différents utilisateurs sont identiques, l'ordre d'annulation des interférences n'a pas d'importance. En revanche lorsqu'elles sont différentes, la fiabilité de la détection d'un signal interférent est d'autant plus élevée que sa puissance est forte. Pour cette raison il est préférable d'annuler les interférences en suivant un ordre décroissant de leur puissance.

Le $m^{\text{ième}}$ signal de la figure 2.9 détecte le signal interférent de l'utilisateur g (obtenue à l'étage $m-1$) et son expression est donnée par :

$$\hat{d}^{(k)[m]} = Q \left\{ c^{(k)*} G^{(k)[m]} \left(r - H^{(g)} \left(\hat{d}^{(g)[m-1]} c^{(g)} \right) \right)^T \right\} \quad (2.53)$$

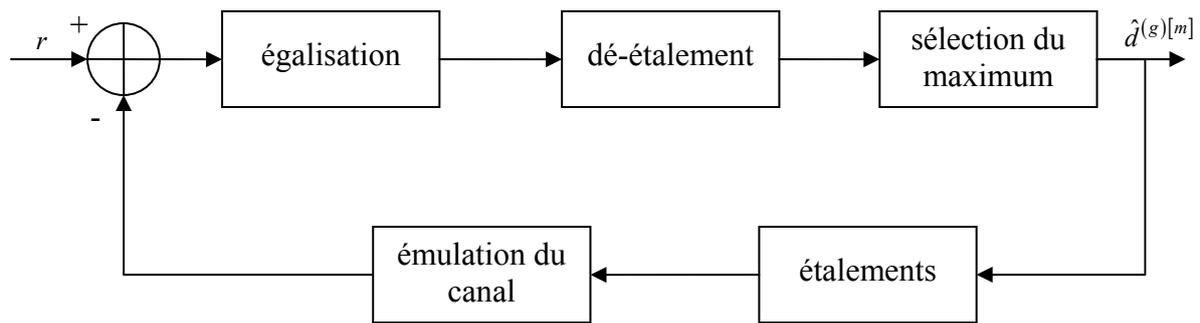


Figure 2.9 : $m^{\text{ième}}$ étage d'un récepteur SIC

2.6 Pré-égalisation [4]

Si l'information sur le canal actuel est connue à priori à la transmission, une pré-égalisation peut être appliquée au niveau de l'émetteur tel que le signal à la réception apparaisse non distordu, et donc une estimation sur le canal au niveau du récepteur n'est pas nécessaire. L'information sur l'état du canal peut, par exemple, être disponible dans les systèmes TDD si les zones TDD sont assez petites tel que le canal peut être considéré constant dans chaque durée de la voie montante et la voie descendante (voir section 3.31).

Un protocole d'application de la pré-égalisation dans les systèmes radio mobile TDD serait qu'une station terminale envoie des symboles pilotes dans la voie montante, ces symboles sont utilisés dans la station de base pour une estimation du canal et une détection des symboles de données de la voie montante. L'estimation de l'état du canal dans la station de base est utilisée pour une pré-égalisation de la transmission dans la voie descendante vers la station terminale. Donc, l'estimation du canal n'est pas nécessaire dans la station terminale ce qui va réduire sa complexité. On peut aussi utiliser le protocole inverse, donc l'égalisation va se faire au niveau de la station terminale tout en essayant de garder l'orthogonalité des utilisateurs à la réception dans la station de base.

La figure 2.10 illustre un émetteur OFDM avec pré-égalisation.

2.6.1 Pré-égalisation dans la voie descendante

Dans les systèmes multi-porteuse l'opération de pré-égalisation est donnée à la voie descendante par :

$$\bar{s} = \bar{G}s \quad (2.54)$$

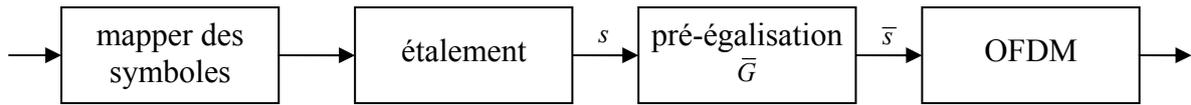


Figure 2.10 : Transmission OFDM avec pré-égalisation

où \bar{G} est la matrice diagonale de pré-égalisation de dimension $L \times L$. La séquence pré-égaliser \bar{s} est transmis après une opération OFDM.

A la réception, et après opération OFDM inverse le signal reçu est :

$$r = H\bar{s} + n = H\bar{G}s + n \quad (2.55)$$

On peut observer de (2.53) que par choix de :

$$G_{l,l} = \frac{1}{H_{l,l}} \quad (2.56)$$

l'influence du fading du canal peut être compensé et le signal à la réception sera seulement déranger par le bruit AWGN. En pratique cette technique optimale ne peut pas être réalisé puisque elle nécessite une transmission avec une très grande puissance dans les fadings élevés par sous-canal.

Dans la section suivante on donne des techniques de pré-égalisation avec la contrainte que la puissance totale transmise avec pré-égalisation est égale à la puissance de transmission sans pré-égalisation. Donc :

$$\sum_{l=0}^{L-1} |\bar{G}_{l,l} S_l|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} |S_l|^2 \quad (2.57)$$

dans le cas où on suppose que tout les symboles S_l sans transmis avec la même puissance, (2.57) donne :

$$\sum_{l=0}^{L-1} |\bar{G}_{l,l}|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l} C|^2 = L \quad (2.58)$$

où les $G_{l,l}$ sont les coefficient de pré-égalisation sont contrainte de puissance, et C est un facteur de normalisation qui permet d'avoir une puissance moyenne constante. Le facteur C est obtenu par :

$$C = \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l}|^2}} \quad (2.59)$$

Par application des critères d'égalisations introduites dans la section 2.5.1 on obtient les coefficients de pré-égalisation suivants :

- **La combinaison à gain maximale (MRC)**

$$\bar{G}_{l,l} = H_{l,l}^* \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} |H_{l,l}|^2}} \quad (2.60)$$

- **La combinaison à gain égale (EGC)**

$$\bar{G}_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|} \quad (2.61)$$

- **Zéros Forcing (ZF)**

$$\bar{G}_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2} \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{|H_{l,l}|^2}}} \quad (2.62)$$

- **La technique CE**

$$\bar{G}_{l,l} = c \begin{cases} \frac{1}{H_{l,l}} & \text{si } |H_{l,l}| \geq a_{th} \\ \xi_l & \text{si } |H_{l,l}| < a_{th} \end{cases} \quad (2.63)$$

où c est donnée par (2.57).

- **La technique à erreur quadratique moyenne (MMSE)**

$$\bar{G}_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} \left| \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \right|^2}} \quad (2.64)$$

2.6.2 Pré-égalisation dans la voie montante

Dans le protocole MC-CDMA de la voie montante, la pré-égalisation est exécutée dans la station terminale par la relation :

$$\bar{s}^{(k)} = \bar{G}^{(k)} s^{(k)} \quad (2.65)$$

Le signal reçu a la station de base après opération OFDM inverse est :

$$\begin{aligned}
 r &= \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)} \bar{s}^{(k)} + n \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)} \bar{G}^{(k)} s^{(k)} + n
 \end{aligned} \tag{2.66}$$

Les techniques de pré-égalisation présentées en (2.60) jusqu'à (2.64) sont appliqués individuellement dans la voie montante pour chaque station terminale.

2.7 Systèmes MC-CDMA avec la modification M et Q [8]

Dans la modification M et Q , qui est une combinaison entre la modification M et la modification Q (voir Annexe), les utilisateurs sont répartis dans Q sous-groupes où chaque sous-groupe contient L utilisateurs actifs (L est la longueur du code d'étalement), et chaque utilisateur transmet simultanément M symboles d'information. Cette modification va permettre :

- D'augmenter le nombre d'utilisateur actif et le nombre de symbole à transmettre simultanément, sans augmenter la longueur du code d'étalement, et par conséquent diminuer la complexité du récepteur.
- D'avoir un fading plus plat par sous-porteuse à cause de l'augmentation de la durée d'un symbole OFDM.

L'émetteur MC-CDMA avec la modification M et Q est représenté à la figure 2.11. Le nombre totale de sous-porteuses est donné par :

$$N_c = MQL \tag{2.67}$$

et la durée d'un symbole OFDM avec intervalle de garde est :

$$T_s' = T_g + MQLT_c \tag{2.68}$$

Pour une utilisation optimale de la diversité fréquentielle un entrelacement dans le domaine fréquentiel est réalisé (voir figure 2.11). A noter que la modification M et Q peut être réalisée pour la voie montante ou descendante.

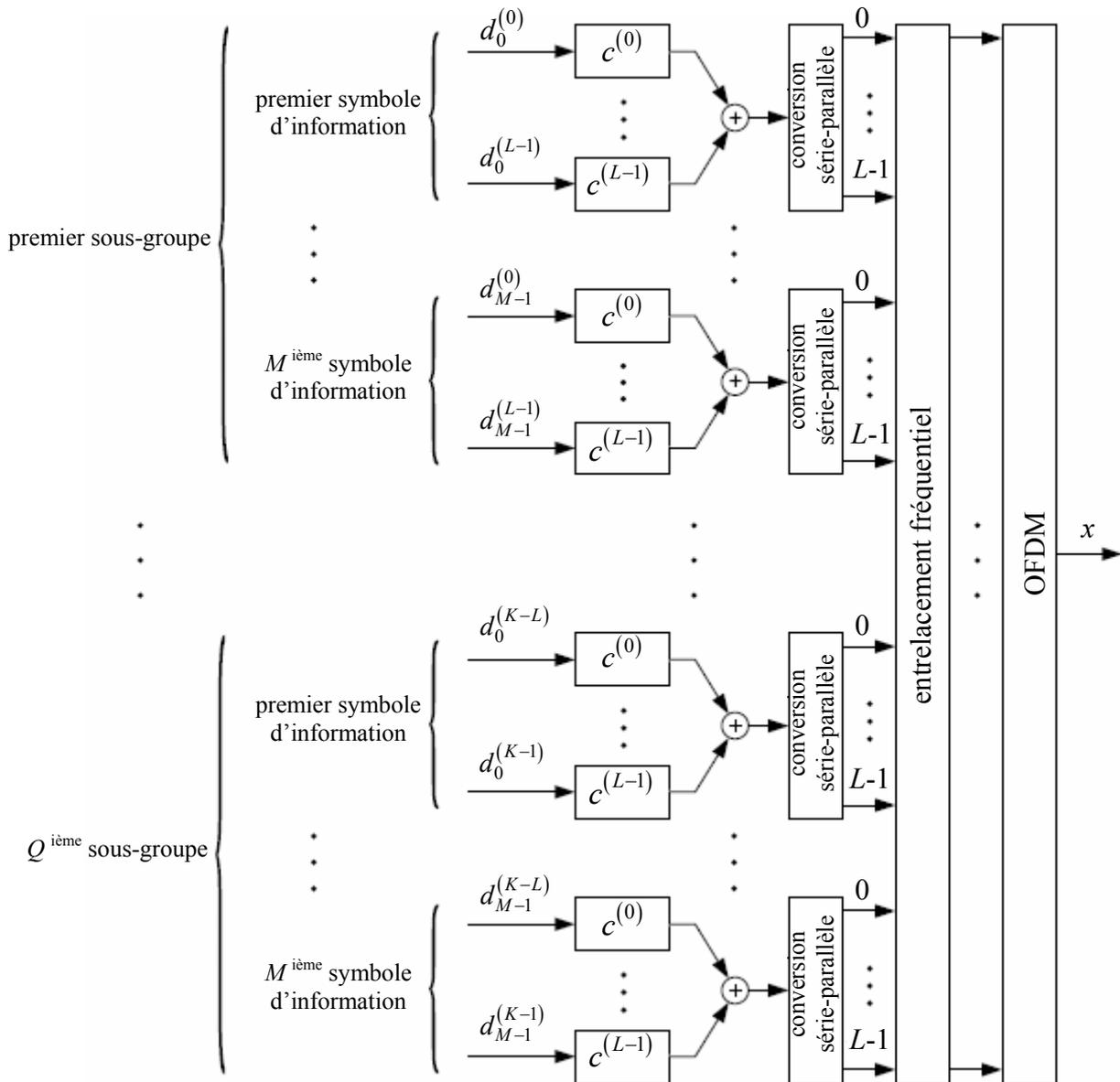


Figure 2.11 : Modification M et Q

2.8 Avantages et inconvénients des systèmes MC-CDMA

2.8.1 Avantages

- Une simple implémentation avec la FFT.
- Récepteur moins complexe.
- Haute efficacité spectrale.
- Possibilité d'une utilisation optimale de la diversité fréquentielle grâce à un entrelacement dans le domaine fréquentielle.

2.8.1 Inconvénients

- Un PAPR élevé surtout dans la voie montante.
- Une transmission synchrone est exigée.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principales notions de la technique MC-CDMA, qui peuvent être résumés comme suit :

- Le signal émis est obtenu après : étalement, mapping des chips d'étalement dans le domaine fréquentiel et modulation OFDM.
- L'étalement peut être faits par plusieurs types, et chaque type choisi va avoir une influence sur le PAPR du signal transmis.
- Les techniques de détection mono-utilisateurs cherchent à estimer seulement la séquence de l'utilisateur considéré, ce qui est le cas contraire des détecteurs multi-utilisateurs.

Chapitre 3

Evaluation Des Systèmes MC-CDMA

Dans ce chapitre, une évaluation des performances des techniques de transmission utilisées dans les systèmes MC-CDMA, vue dans le chapitre 2, est présentée. Les performances ont été évaluées par simulation à l'aide du logiciel Matlab. L'évaluation dans la voie descendante et montante est successivement présentée sur le canal théorique de Rayleigh pour les différents modèles COST 207.

A noter que les résultats d'évaluation des performances sur le canal de Rayleigh obtenus dans la référence [4], ont été considérés comme une référence sur laquelle on doit comparer nos résultats.

3.1 Modèle de simulation simplifiée

Le modèle de simulation simplifié est schématisé dans la figure 3.1. Un générateur pseudo aléatoire génère des symboles selon le type de la modulation, ces symboles seront transmis par l'émetteur MC-CDMA dans un canal radio mobile caractérisé par le fading de Rayleigh et le bruit blanc gaussien additif (awgn). A la réception, le processus de détection est réalisé pour pouvoir estimer les symboles transmis, on compare les symboles reçus et les symboles transmis afin de déterminer la probabilité d'erreur BER , où :

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}} \quad (3.1)$$

3.2 Modèles de canaux étudiés

Les modèles de canaux étudiés dans cette partie sont les modèles COST 207 [14], qui représentent quatre outdoors scénarios de propagation. Chaque modèle est composé de 6

trajets dont les différentes amplitudes suivent une loi exponentielle. Le tableau 3.1 donne pour chaque modèle les valeurs des retards et de puissance associés.

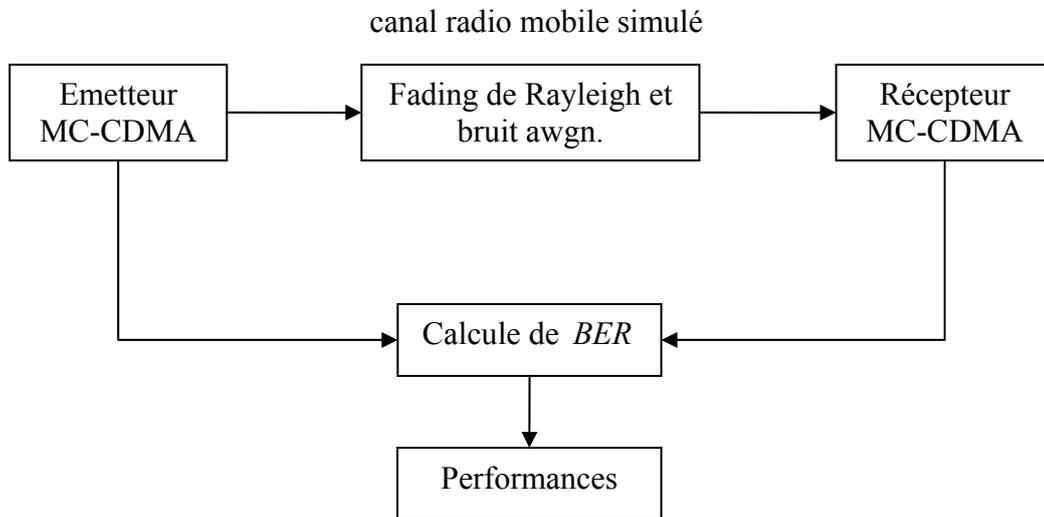


Figure 3.1 : Modèle de simulation utilisée pour l'évaluation des performances des systèmes MC-CDMA

Trajet	Région rurale Rurale area (RA)		Urbain typique Typical urban (TU)		Urbain mauvais Bad urban (BU)		Terrain montagneux Hilly terrain (HT)	
	Retard en μs	Puissance en dB	Retard en μs	Puissance en dB	Retard en μs	Puissance en dB	Retard en μs	Puissance en dB
1	0	0	0	-3	0	-2.5	0	0
2	0.1	-4	0.2	0	0.3	0	0.1	-1.5
3	0.2	-8	0.5	-2	1.0	-3	0.3	-4.5
4	0.3	-12	1.6	-6	1.6	-5	0.5	-7.5
5	0.4	-16	2.3	-8	5.0	-2	15.0	-8.0
6	0.5	-20	5.0	-10	6.6	-4	17.2	-17.7

Tableau 3.1 : Modèles de canaux COST 207, avec 6 trajets [14]

3.2 Simulation dans la voie descendante

Les principaux paramètres du système MC-CDMA analysés dans cette section sont résumés dans le tableau 3.2. Le canal utilisé est le canal de Rayleigh. On utilise en premier lieu le modèle COST 207 (HT) parce qu'il donne l'étalement des retards le plus élevé, après on donne une comparaison des différents techniques dans les autres modèles COST 207. La transmission se fait selon la modification M et Q vue dans la section 2.7 avec un entrelacement dans le domaine fréquentiel.

Paramètre	Valeur/Caractéristique
T_s (μs)	256
T_g	$T_s/4$
Nombre de données à transmettre simultanément pour chaque utilisateur M	8
Nombre de sous-groupe Q	8
Code d'étalement	Walsh-Hadamard
Longueur du code d'étalement L	8
Charge du système	Totalement chargé
Longueur de la FFT	512
Type de modulation	QPSK avec codage de Gray
Maximum de la fréquence Doppler (Hz)	26
Estimation du canal et synchronisation	Parfaite
Canal radio mobile	Canal à fading de Rayleigh

Tableau 3.2 : Paramètres de simulation pour la voie descendante

3.2.1 Performances des techniques de détection mono-utilisateur

Les figures 3.2 et 3.3 représentent les performances des techniques de détection mono-utilisateur sans codage de canal, dans le canal COST 207 (HT). La figure 3.4 permet d'évaluer les performances des techniques de détection mono-utilisateur dans les différents canaux COST 207.

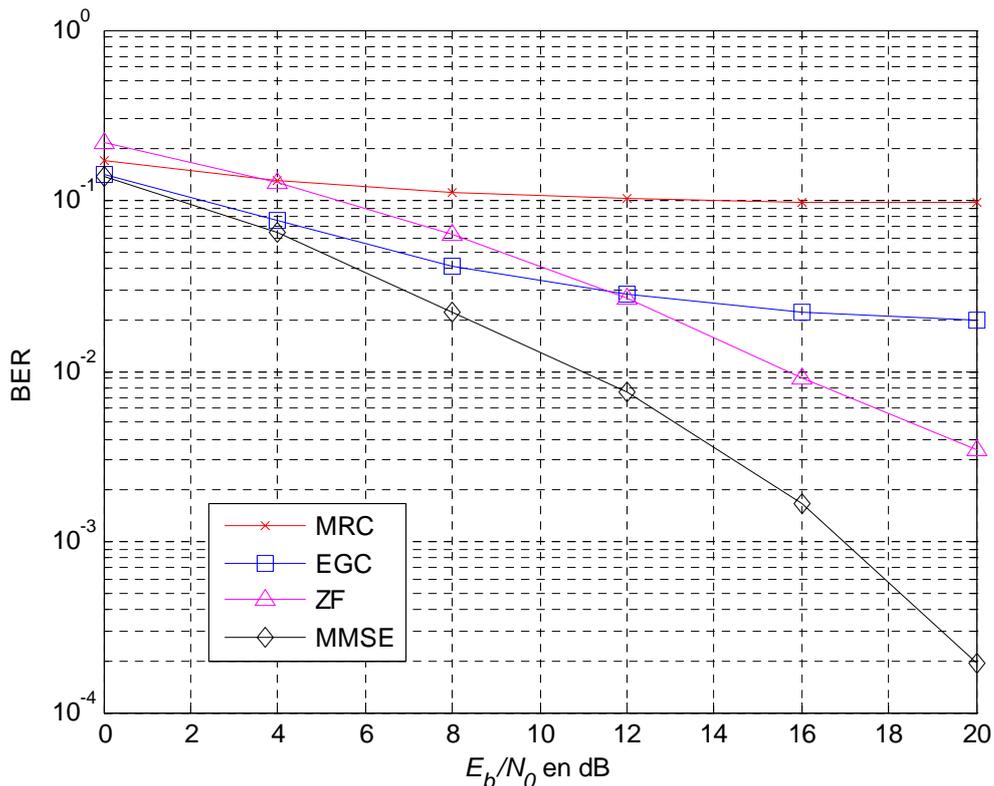


Figure 3.2 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MRC, EGC, ZF et MMSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé.

A partir de la figure 3.2 on peut constater que la technique ZF malgré qu'elle restaure l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs, évitant ainsi les interférences d'accès multiple, elle accentue l'amplification du bruit, en particulier pour les faibles valeurs du rapport E_b/N_0 . Les performances les plus mauvaises sont obtenues avec la technique MRC qui accentue les interférences entre utilisateurs. La technique EGC, quant à elle limite bien l'amplification du bruit mais ne combat pas le terme d'interférence d'accès multiple, ce phénomène se traduit sur la courbe par l'amplification d'un palier pour les fortes valeurs du

rapport E_b/N_0 . La détection selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) offre les meilleurs résultats.

La figure 3.3 montre qu'il est possible d'améliorer la détection ZF par utilisation de l'égalisation contrôlée avec un seuil de $a_{th} = 0.175$ et une valeur de ξ_i accordée à l'équation 2.40, Les performances obtenues par la CE sont identiques à celles de la MMSE sous-optimale avec $\lambda = 0.0066$. On peut remarquer aussi que la dégradation des performances obtenue avec la MMSE sous-optimale comparée avec la MMSE optimale est négligeable, ce qui va nous permettre l'utilisation des récepteurs moins complexes et performants.

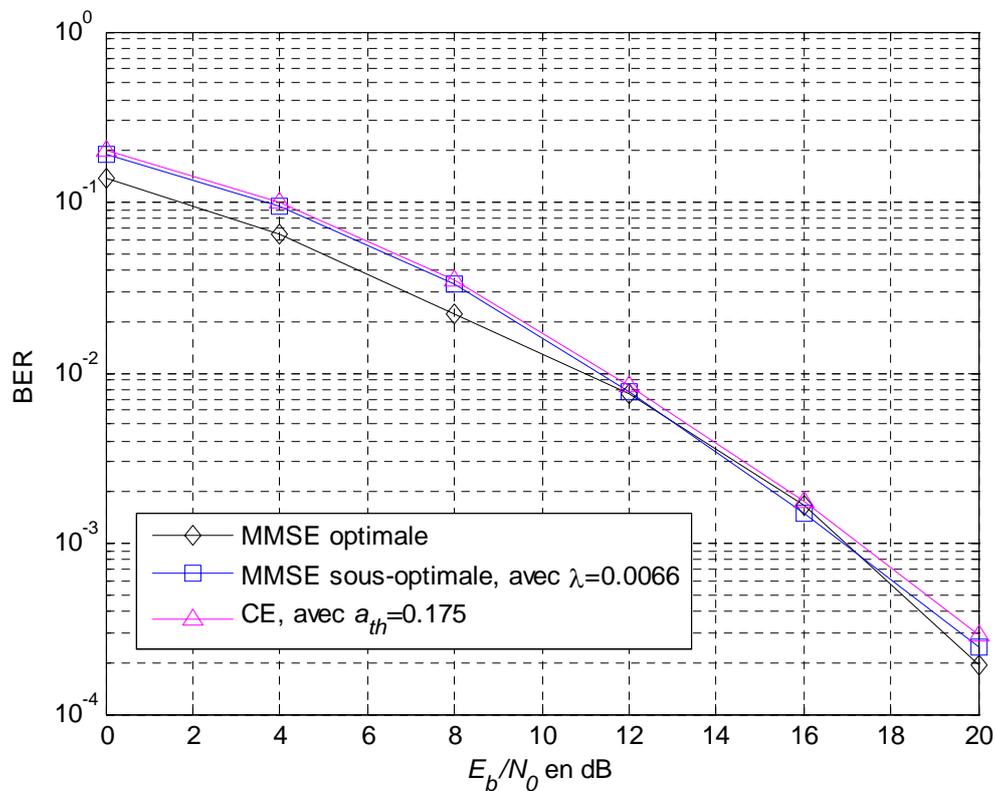


Figure 3.3 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MMSE optimale, MMSE sous-optimale et CE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé.

Les différentes courbes de la figure 3.4 permettent d'évaluer l'influence d'une même technique de détection sur les canaux COST 207. Les résultats obtenus montrent parfaitement que les techniques MRC et EGC n'exploitent pas la diversité fréquentielle offerte par les canaux de propagation. En effet, les performances obtenues avec les canaux TU et BU, offrant une diversité fréquentielle d'environ 10, sont meilleurs que celles obtenues avec les canaux

RA et HT offrant respectivement une diversité fréquentielle d'environ 1 et 34. Ceci est dû à la forte atténuation qui est plus importante dans les canaux RA et HT. En revanche, les techniques ZF et MMSE exploitent mieux la diversité fréquentielle offerte par le canal. Les performances obtenues avec la technique ZF sont cependant plus mauvaises que celles obtenues avec la technique MMSE du fait de l'amplification du bruit.

Par comparaison des figures 3.2 et 3.4 on peut considérer par approximation que les courbes de la figure (3.2) forment l'évaluation des performances des techniques de détection mono-utilisateur dans les canaux COST 207 en général.

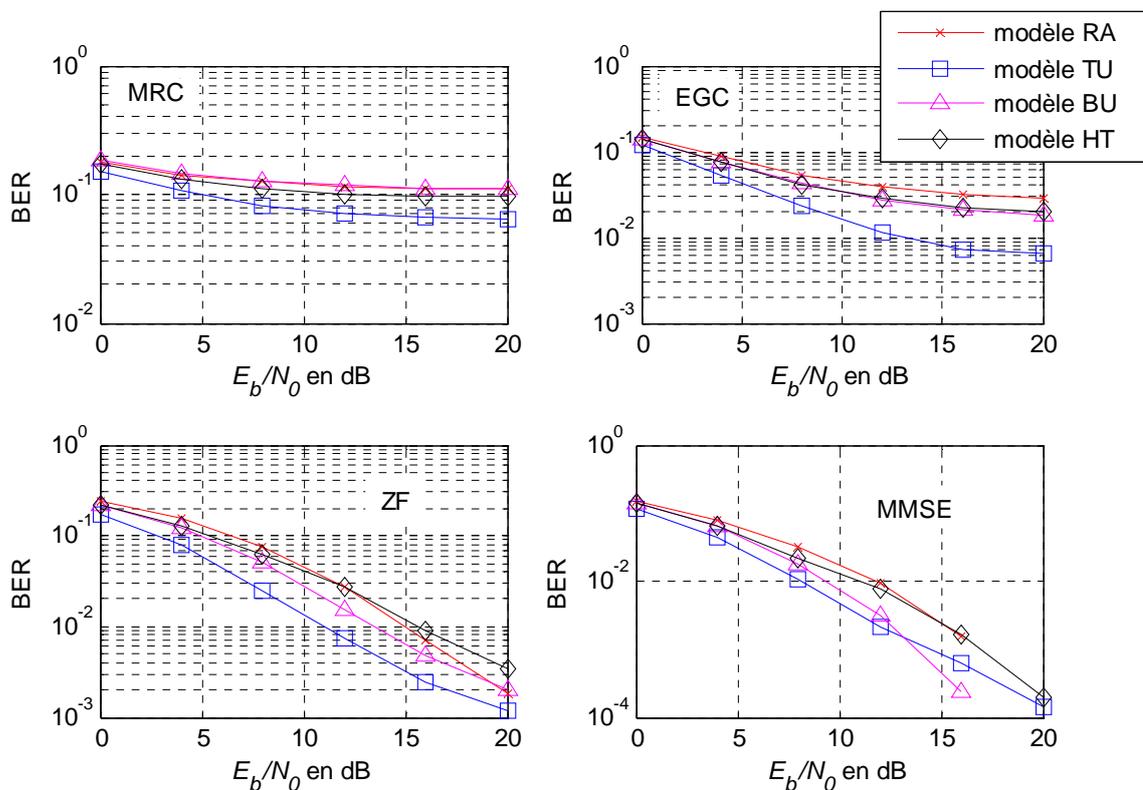


Figure 3.4 : Comparaison des performances des techniques de détection mono-utilisateur dans les quatre canaux COST 207 avec fading de Rayleigh

3.2.2 Performances des techniques de détection multi-utilisateurs

La figure 3.5 présente les performances, en présence du canal de Rayleigh modèle COST 207 (HT), de différentes associations de technique de détection mono-utilisateur MMSE mises en œuvre dans un récepteur PIC à deux itérations, et les performances d'un récepteur MLSE.

L'utilisation de la détection MMSE à chaque étage dans un récepteur PIC donne une amélioration significative des performances à partir du deuxième étage, cette amélioration sera négligeable à partir du troisième étage (voir figure 3.5). Donc, l'introduction d'un troisième étage augmente la complexité du récepteur mais n'améliore pas sensiblement les performances. La détection conjointe MLSE donne les meilleurs résultats, par rapport aux autres techniques de détection, mais avec une complexité très élevée du récepteur.

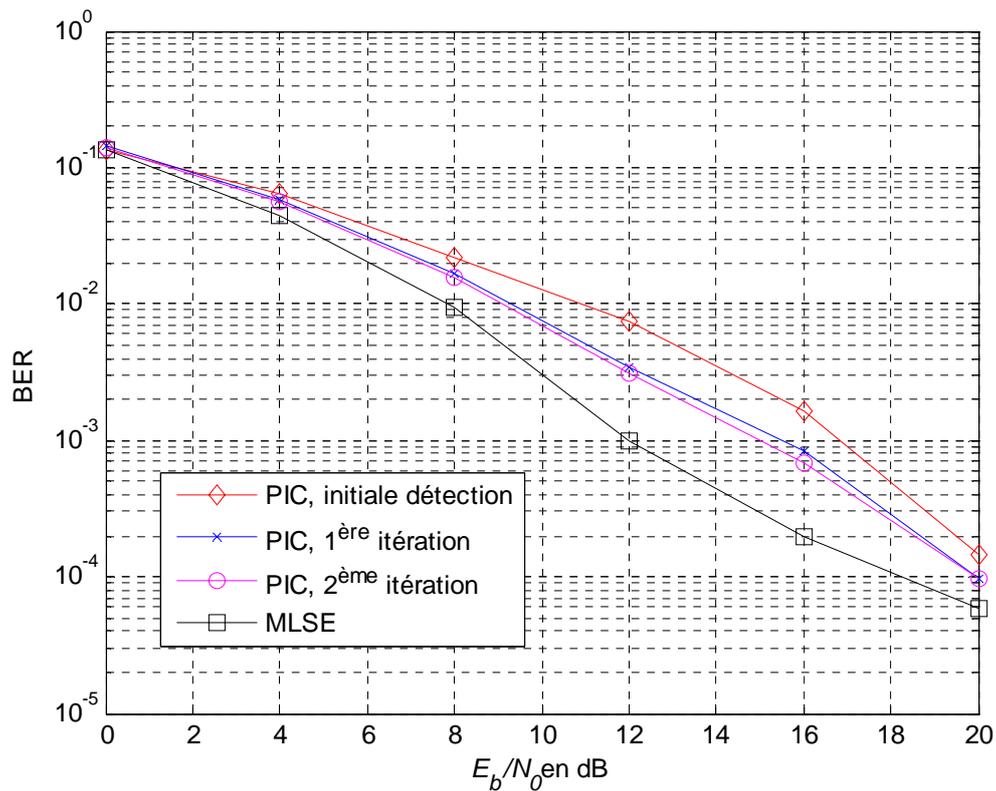


Figure 3.5 : Performances des techniques de détection multi-utilisateurs : PIC, initiale, 1^{ère}, 2^{ème} itération et MLSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé

3.3.3 Performances des techniques de détection mono-utilisateur et multi-utilisateurs avec codage de canal

Le codage de canal, encore appelé codage correcteur d'erreurs, consiste en une protection des messages binaires fournis par le codage de source par l'introduction d'une redondance d'information. On ajoute aux bits originaux des bits qui dépendent de ceux-ci. Cette redondance peut permettre la détection et la correction d'erreurs.

Dans cette partie on va utiliser comme codage de canal le codage convolutionnel, avec taux de $1/2$ et une longueur de contrainte égale à 6. Le générateur en octale du codeur est 53, 75 [15]. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi, avec une longueur de décision égale à 30 bits.

Les courbes de performances des techniques de détection mono-utilisateurs et multi-utilisateurs avec codage de canal sont données respectivement dans les figures 3.6 et 3.7.

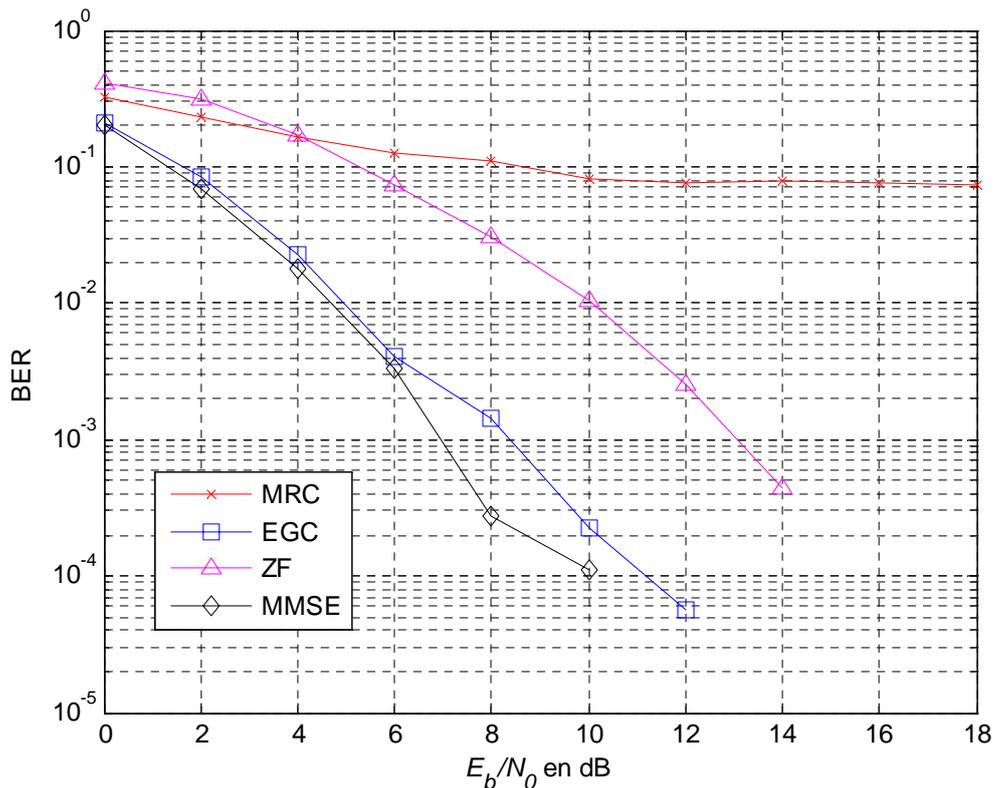


Figure 3.6 : Performances des techniques de détection mono-utilisateur : MRC, EGC, ZF et MMSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé et avec codage de canal.

On peut constater de la figure 3.6 que le codage de canal permet une amélioration très importante des performances des techniques de détection mono-utilisateur sauf pour la technique MRC. L'amélioration consiste en une transmission à faible rapport E_b/N_0 et un risque d'erreur faible, ce gain en puissance est appelé **gain de codage (coding gain)** [3]. Pour les paramètres de codage et décodage donnés au début de cette partie, le gain de codage est d'environ 14, 8 et 10 dB pour respectivement les techniques de détection EGC, ZF et MMSE. Ce gain élevé rend l'utilisation de codage du canal indispensable dans les systèmes MC-CDMA.

De la figure 3.7 on constate qu'avec la première itération de la détection PIC on a les mêmes résultats de performance que la MLSE, et que leur gain de codage est d'environ 8 dB. Ce résultat nous conduit à éviter la détection MLSE dans le cas d'utilisation d'un codage de canal, car ceci va augmenter inutilement la complexité du récepteur.

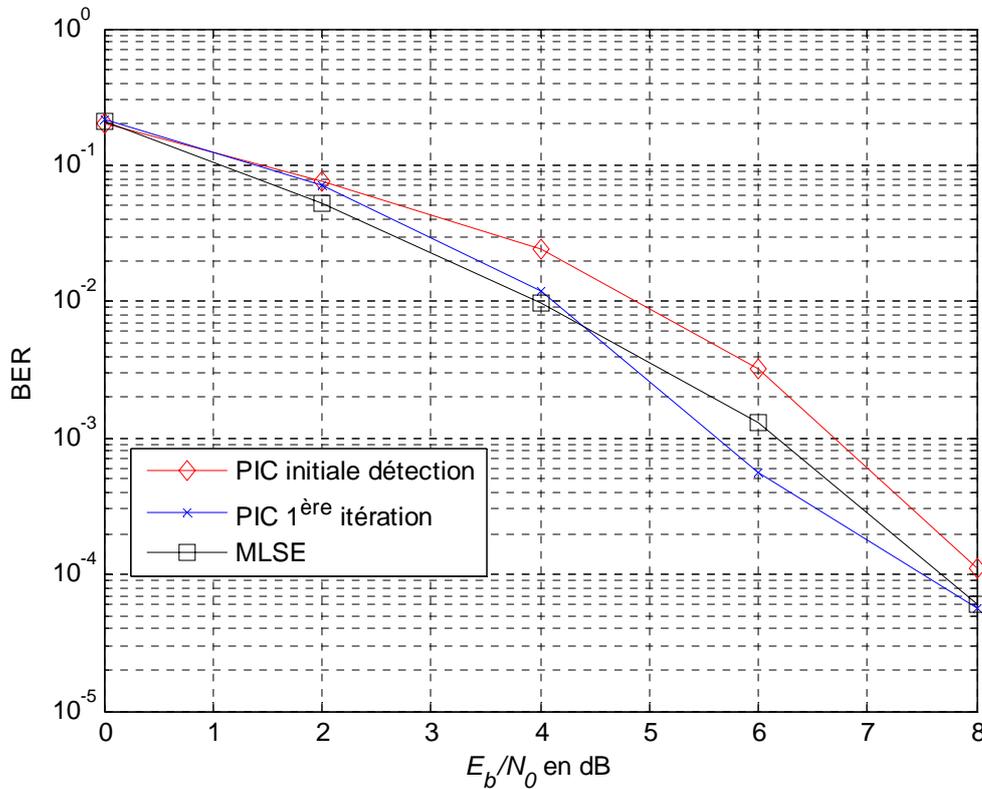


Figure 3.7 : Performances des techniques de détection multi-utilisateur : PIC initiale détection, PIC 1^{ère} itération et MLSE, sur le canal de Rayleigh, modèle COST 207 (HT), pour un système totalement chargé et avec codage de canal.

3.3 Simulation dans la voie montante

Le mode de transmission utilisé dans cette partie est le mode TDD, qui repose sur un accès partagé dans le domaine temporel des voies montantes et descendantes. Ainsi, avant de présenter les différents résultats, nous donnons brièvement le principe général de ce mode et nous expliciterons la notion de réciprocité du canal qui constitue la plate forme du principe du mode TDD.

Les principaux paramètres du système MC-CDMA proposés pour la simulation dans la voie montante sont donnés dans le tableau 3.3.

Paramètres	Valeur/Caractéristique
Nombre de donnée à transmettre simultanément pour chaque utilisateur M	8
Nombre de sous-groupe Q	2
Code d'étalement	Walsh-Hadamard
Longueur d'étalement	8
Longueur de la FFT	128
Type de modulation	QPSK avec codage de Gray
Maximum de la fréquence Doppler	26
Mode de transmission	TDD
Canal radio mobile	Canal à fading de Rayleigh

Tableau 3.3 : Paramètres de simulation pour la voie montante

3.3.1 Le mode TDD : Time Division Duplex

Le concept du mode TDD consiste à scinder le domaine temporel en plusieurs intervalles de temps respectivement dédiés aux transmissions en voie descendante et aux transmissions en voie montante [5]. Les informations sont transmises sous forme de plusieurs trames, tour à tour dans le sens montant et dans le sens descendant. Comme le montre la figure 3.8, pour les deux voies la communication s'effectue sur les mêmes bandes de fréquence.

La propriété de réciprocité du canal signifie qu'à tous moments et pour toutes les fréquences, la réponse du canal d'un point A à un point B est strictement identique à la réponse de ce même canal lors de la transmission au même instant et à la même fréquence du point B au point A [5]. Autrement dit pour un système MC-CDMA, le coefficient complexe $H_{l,l}^{(k)}$ de la réponse fréquentielle du canal associé à l'utilisateur k pour une communication en voie montante sur la sous porteuse l à un instant donné, est égale au coefficient complexe $H_{l,l}$ associé à l'utilisateur k pour une communication en voie descendante sur la sous porteuse l au même instant. Ceci est valable pour toutes les sous-porteuses et quelques soit l'instant considéré.

Une utilisation de la réciprocité du canal dans le mode TDD consiste à utiliser dans chaque terminal le résultat de l'estimation du canal de la voie descendante réalisée grâce à l'insertion de sous-porteuses pilotes dans le signal émis par la station de base, pour ensuite effectuer une pré-égalisation des signaux émis par les terminaux.

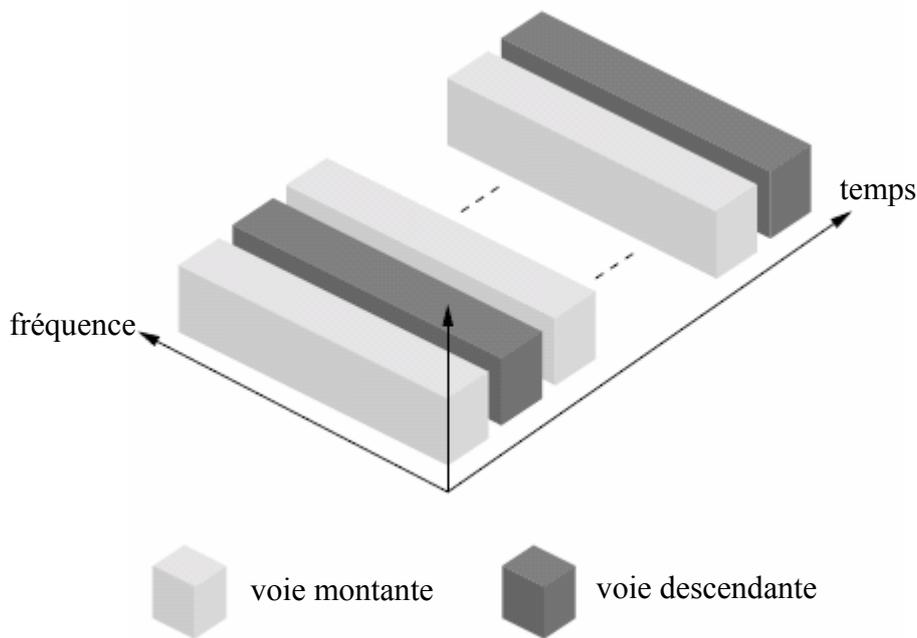


Figure 3.8 : Concept du mode duplex TDD

3.3.2 Simulation sans et avec pré-égalisation

On utilise dans cette partie en plus des paramètres donnés dans le tableau 3.3, le modèle COST 207 (TU) comme modèle de canal, et les valeurs $T_S = 11 \mu s$, $T_g = 6.5 \mu s$, comme durée de symbole OFDM et d'intervalle de garde respectivement. La longueur de trame est considérée égale à un symbole OFDM¹.

Pour une simulation sans pré-égalisation avec détection MRC, et pour différentes charges de système on obtient les courbes de la figure 3.9. Une dégradation des performances remarquable est obtenue à partir d'un nombre d'utilisateur supérieur à deux, celle-ci est due à la perte d'orthogonalité provoquée par la distorsion des canaux des différents utilisateurs.

Les résultats obtenus pour une simulation avec différents types de pré-égalisation et un système totalement chargé, sont donnés à la figure 3.10.

¹ Dans la suite la longueur de trame est toujours donnée en fonction d'un symbole OFDM.

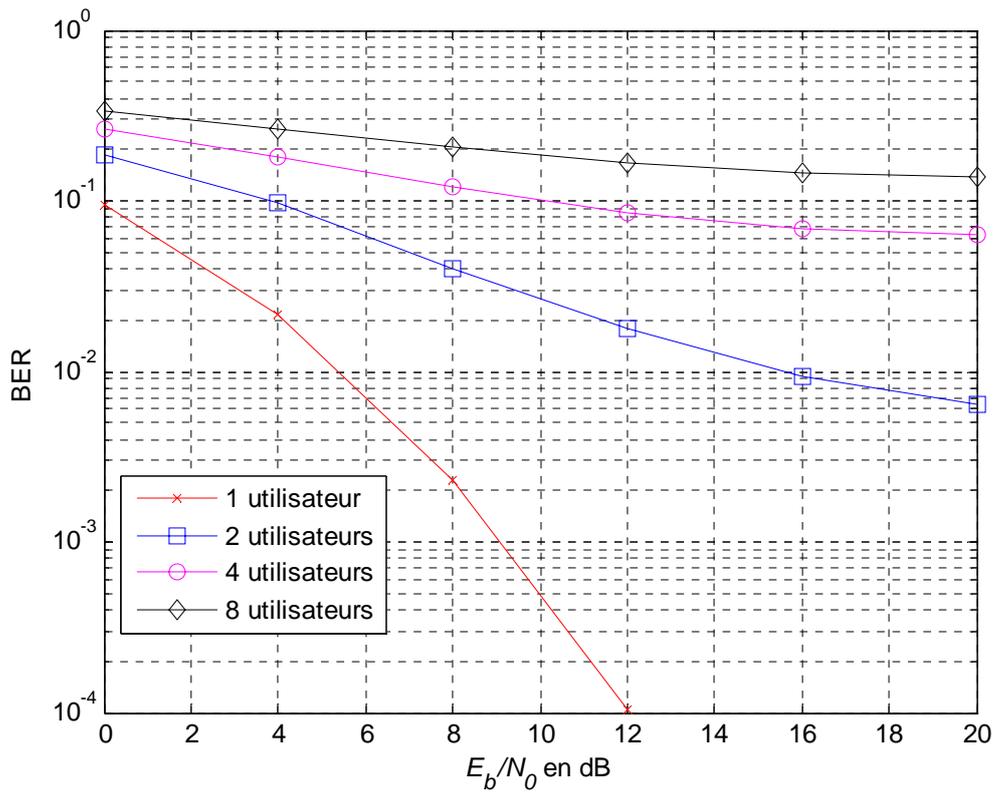


Figure 3.9 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes charges du système, une détection MRC et un canal à fading de Rayleigh modèle TU

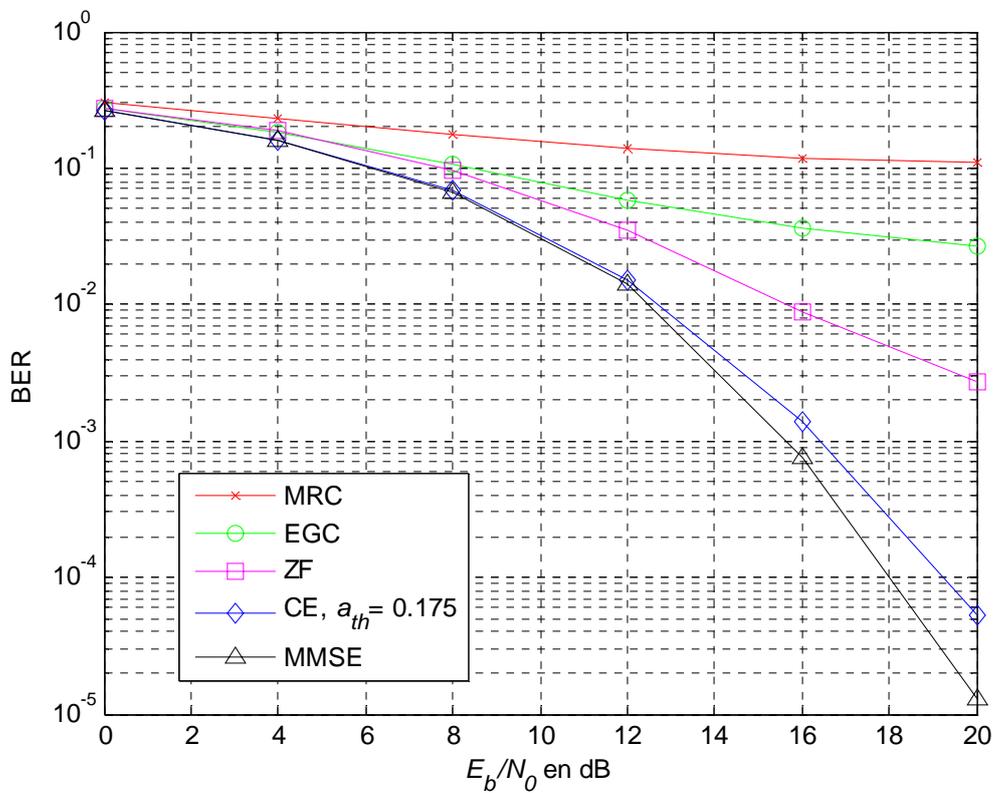


Figure 3.10 : Performances d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différents types de pré-égalisation, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle TU

On peut remarquer une amélioration très importante, par rapport à la transmission sans pré-égalisation, obtenue dans les cas de la MMSE et CE avec $a_{ih} = 0.175$, celle-ci est due à la restauration d'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs au niveau de la réception.

3.3.3 Simulation pour plusieurs longueurs de trame

Dans cette partie on considère les différents modèles COST 207, pour chaque modèle et en fonction du retard maximum on donne la durée du symbole OFDM et d'intervalle de garde, ces différentes valeurs sont exprimées dans le tableau 3.4. La pré-égalisation utilisée est CE avec $a_{ih} = 0.175$, et l'estimation du canal est supposée parfaite au début de chaque trame.

Modèle COST 207	$T_S (\mu s)$	$T_g (\mu s)$
RA	3	1.78
TU	11	6.53
BU	13	7.72
HT	22	20.62

Tableau 3.4 : Valeurs T_S et T_g de simulation, pour chaque modèle COST 207

On peut remarquer du tableau 3.3 que les valeurs choisies vérifient toujours les conditions : $T_S > \tau_{\max}$ et $T_g > \tau_{\max}$, ce qui permet d'éliminer l'ISI.

La figure 3.11 représente les performances, en terme BER, dans le canal RA, la durée d'un symbole OFDM avec l'insertion d'intervalle de garde est $4.78 \mu s$, se qui correspond à 0.025% du temps de cohérence du canal, qui est égale à $19.2 ms$. Les performances sont bonnes même avec une longueur de trame de 200 symboles OFDM, qui correspond à un temps d'environ 5% du temps de cohérence du canal. En effet, le canal étant invariant durant 400 symboles OFDM, l'estimation du canal durant la trame de la voie descendante reste juste dans le cas de la voie montante, ce qui permet une bonne pré-égalisation du signal émis, et le signal reçu ne souffre pas d'interférence.

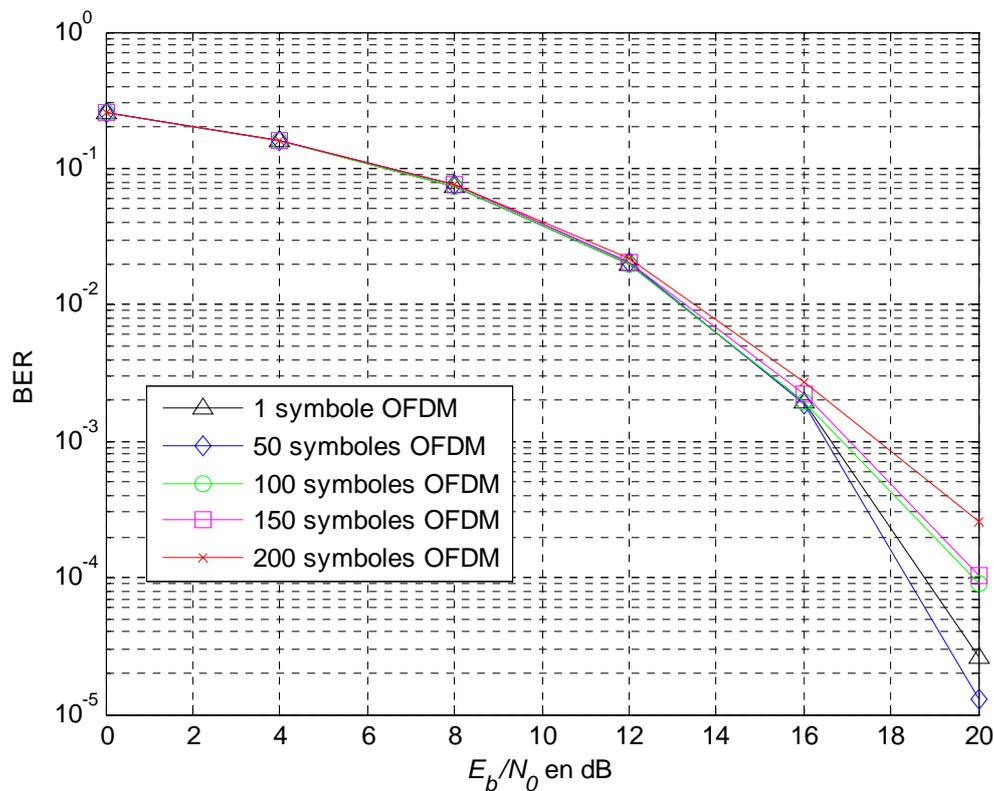


Figure 3.11 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th} = 0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle RA

La figure 3.12 représente les performances dans le cas du canal TU, la durée du symbole OFDM avec intervalle de garde est $17.53 \mu s$, se qui correspond à 0.1% du temps de cohérence du canal. Nous constatons que les performances du système se dégradent sensiblement dès que la longueur de trame augmente. Du fait des changements des canaux qui se trouvent être plus importants dans le cas des longueurs de trame 100, 150 et 200 que pour les longueurs 1 et 50, les coefficients obtenus au cours de l'estimation du canal durant la trame de la voie descendante sont de moins en moins égales aux coefficients du canal durant la trame de la voie montante. Ceci engendre une pré-égalisation fautive, ce qui ne permet pas de réaliser, en réception, l'opération de dé-étalement dans de bonnes conditions.

Les mêmes résultats du canal TU sont obtenus dans le cas du canal BU (voir figure 3.13), avec une durée de symbole OFDM plus intervalle de garde égale à $20.72 \mu s$, qui correspond à 0.11% du temps de cohérence du canal.

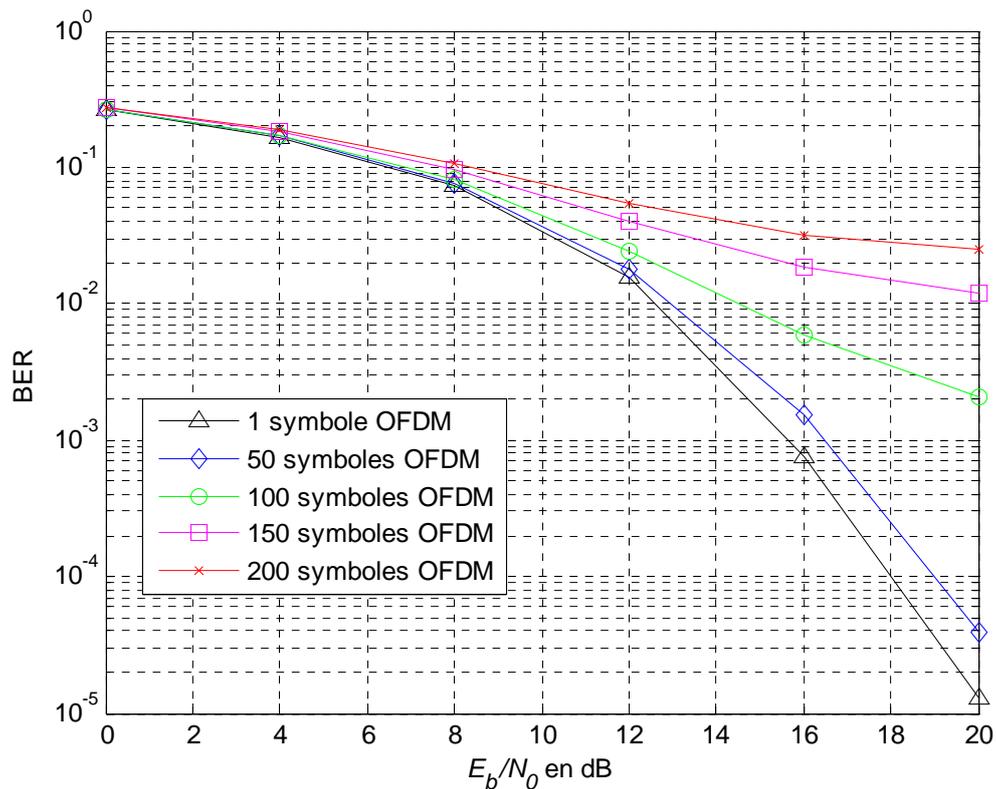


Figure 3.12 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th} = 0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle TU

La figure 3.14 représente les performances dans le cas du canal HT, la durée du symbole OFDM plus intervalle de garde est de $42.62 \mu s$, qui correspond à 0.22% du temps de cohérence du canal. La dégradation des performances est obtenue à partir d'une longueur de trame égale à 20 symboles OFDM.

Selon les résultats des figures 3.11, 3.12, 3.13 et 3.14, nous pouvons dire que la dégradation des performances est relativement faible avec des longueurs de trame 200, 50, 50 et 30 pour respectivement les canaux RA, TU, BU et HT, qui correspondent respectivement à 5 %, 4.57 %, 5.4 % et 4.44 % du temps de cohérence du canal. Ceci permet de déduire qu'en mode TDD, et avec une estimation du canal au début de chaque trame, la durée de trame doit être choisie inférieure ou égale à 5 % du temps de cohérence du canal.

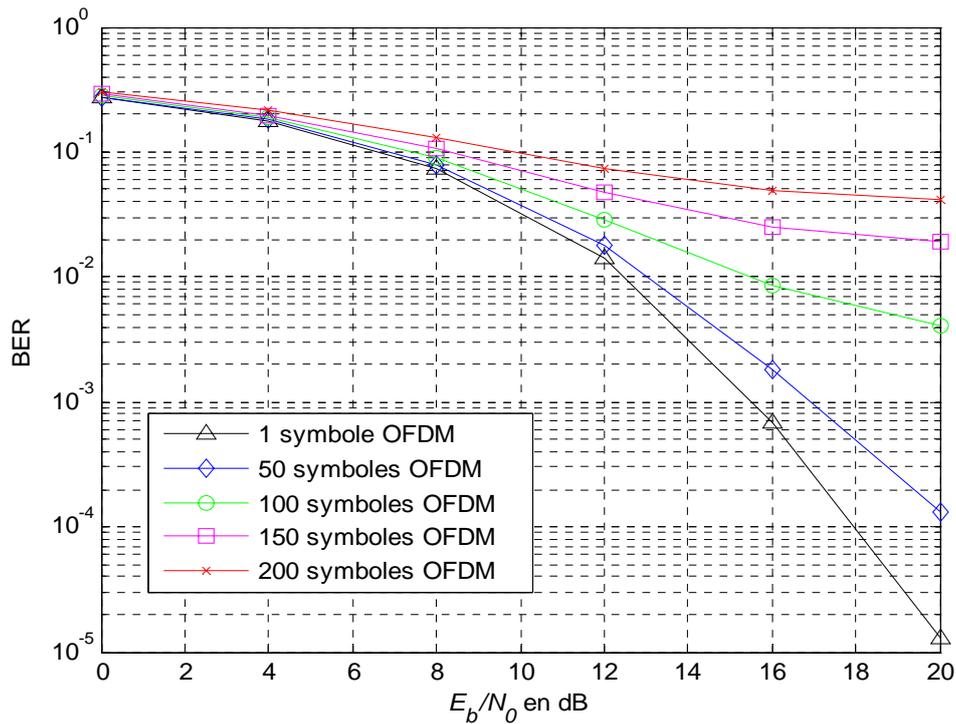


Figure 3.13 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th} = 0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle BU

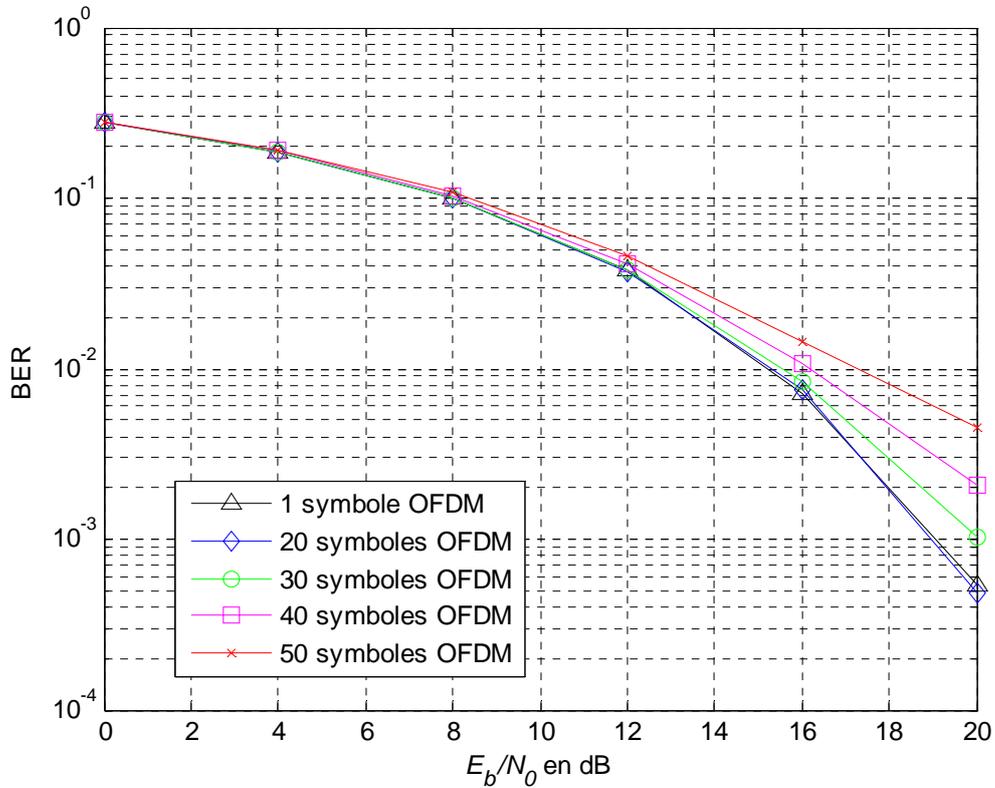


Figure 3.14 : Performance d'un système MC-CDMA dans la voie montante pour : différentes longueurs de trames, une pré-égalisation CE avec $a_{th} = 0.175$, un système totalement chargé et un canal à fading de Rayleigh modèle HT

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'évaluation des performances des systèmes MC-CDMA dans la voie montante et descendante. Nous avons présenté pour la voie descendante les différents techniques de détection mono-utilisateurs et multi-utilisateurs avec et sans codage de canal. Les résultats obtenus montrent que les détecteurs basés sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne offrent les meilleurs résultats et que le codage de canal permet une amélioration de toutes les techniques de détection mono-utilisateur sauf la détection MRC. En outre, nous avons constaté que la technique MMSE est la technique de détection mono-utilisateur qui exploite mieux la diversité fréquentielle offerte par le canal de propagation.

Dans la voie montante nous avons utilisé le mode TDD comme mode de transmission. Nous avons constaté que l'utilisation d'une pré-égalisation est indispensable, et que la CE donne les meilleurs résultats. Les différents résultats de simulation obtenus en fonction de la durée des trames sur les canaux COST 207 ont alors permis de démontrer que l'efficacité du mode TDD dépend principalement des caractéristiques temporelles et fréquentielle du canal de propagation.

Conclusion générale

L'objectif de ce projet était d'évaluer, à l'aide du logiciel Matlab, les performances des systèmes MC-CDMA dans la voie montante et descendante. Pour atteindre nos objectifs nous avons commencé, dans le premier chapitre, par l'étude du canal radio mobile. Les effets de ce type de canal sur le signal transmis sont :

- La sélectivité en fréquence qui cause l'interférence entre symboles successifs émis. Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement du retard causé par le canal.
- La sélectivité en temps, qui a pour origine les mouvements relatifs du récepteur ou de l'émetteur, est caractérisée par le temps de cohérence du canal.

Nous avons vu également la technique OFDM permettant de traiter la sélectivité, due au canal multi-trajet, en augmentant la durée du symbole par rapport au retard maximum du canal. L'ajout d'intervalle de garde permet d'éliminer totalement le résidu des interférences inter-symbole. Dans la dernière partie du premier chapitre nous avons présenté la technique DS-SS qui permet un accès multiple par répartition de code.

Nous avons donné au cours du deuxième chapitre les concepts utilisés dans les systèmes MC-CDMA : la structure du signal émis et reçu dans la voie montante et descendante, les différents techniques de détection mono-utilisateur et multi-utilisateur et les différents types de pré-égalisation.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les différents résultats de simulation pour les différents modèles COST 207, avec fading de Rayleigh. Dans le cas de la voie descendante les résultats obtenus sans codage de canal montrent que les détecteurs basés sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique (MMSE) offrent les meilleures performances. Le codage de canal permet une amélioration importante des techniques de détection : EGC, ZF, MMSE, PIC et MLSE. Pour la voie montante nous avons constaté, que l'utilisation d'une pré-égalisation est nécessaire et que la pré-égalisation CE donne les meilleurs résultats avec la plus faible complexité. Nous avons constaté aussi que l'utilisation du mode TDD permet aux stations terminaux d'effectuer une estimation sur le canal durant la trame de la voie descendante, et par la suite effectuer une pré-égalisation du signal avant sa transmission. Les résultats de simulation en mode TDD ont permis de déduire que la durée de trame doit être choisie inférieure ou égale à 5 % du temps de cohérence du canal.

Ce travail peut être utilisé afin de choisir les bons paramètres pour effectuer une implémentation sur des circuits FPGA ou sur des processeurs DSP. Aussi, on peut utiliser les différents programmes source, en langage Matlab, pour les optimisés et par la suite faire un passage aux autres langages d'implémentation (VHDL ou C++, ...).

Bibliographie

- [1] S.Hara et R.Prasad, «Overview of multicarrier CDMA», IEEE Communications Magazine, pages 126-133, Décembre, 1997.
- [2] H.Steendam et M.Moeneclaey, «Comparaison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DS-SS-CDMA to carrier frequency offset», Vehicular Technology and Communications, Octobre, 2000.
- [3] H.Schulze et C.Lüders, «Theory and application of OFDM and CDMA», Wiley, G Bretagne, 2005.
- [4] S.Kaiser et K.Fazel, «Multi-carrier and spread spectrum systems», Wiley, G Bretagne, 2003.
- [5] S.Nobilet, «Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures génération de systèmes de communication hertziennes», INSAR, France, 2003.
- [6] J.G.Remy, J.Cuegniet et C.Siben, «Systèmes de radiocommunication avec les mobiles», Eyrolles, France, 1997.
- [7] P.A.Bello, «Characterization of randomly time-variant linear channels», IEEE Transactions on Communications Systems, pages 360-393, Décembre, 1963.
- [8] S.Kaiser, «Multi-carrier CDMA mobile radio systems, analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation», PhD thesis, Düsseldorf, 1998.
- [9] N.Yee, J.P.Linnartz et G.Fettweis, «Multicarrier CDMA in indoor wireless radio network», IEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Symposium, pages 109-113, Septembre 1993.
- [10] S.Nobilet, J.Helard et D.Mottier, «Spreading sequences for uplink and downlink MC-CDMA systems: PAPR and MAI minimization», European Transactions on Telecommunications (ETT), pages 465–474, Octobre, 2002.
- [11] A.Bury et J.Lindner, «Comparison of amplitude distributions for Hadamard spreading and Fourier spreading in multi-carrier code division multiplexing», GLOBECOM 2000, pages 857–860, Décembre 2000.
- [12] J.Proakis, «Digital Communications», McGraw-Hill, New York, 1995.
- [13] H.Ochiai et H.Imai, «Performance of OFDM-CDMA with simple peak power reduction», European Transactions on Telecommunications (ETT), pages 391–398, Juin, 1999.

- [14] COST 207, «Digital land mobile radio communications», 1989.
- [15] G.Baudoin, «Radiocommunications numériques/1», Dunod, Paris, 2002.

Annexe

A.1 Modification M pour les systèmes MC-CDMA [5]

Comme il est décrit à la figure A.1, dans la modification M chaque utilisateur transmet simultanément $M > 1$ symboles d'information. Le nombre de sous-porteuses N_c va augmenter mais la bande passante totale B et la longueur du code d'étalement L restent constantes. Le nombre totale de sous-porteuses est donné par :

$$N_c = ML \tag{A.1}$$

La durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s' = T_g + MLT_c \tag{A.2}$$

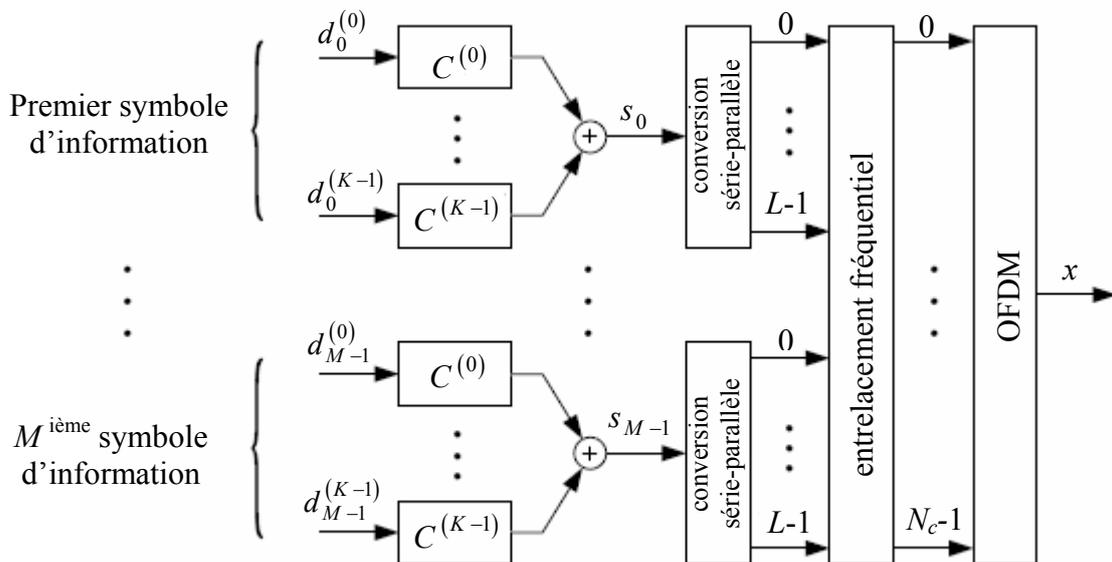


Figure A.1 : Modification M

A.2 Modification Q pour les systèmes MC-CDMA [5]

Comme il est décrit à la figure A.2, dans la modification Q les utilisateurs sont répartis sur Q sous-groupes, où chaque sous-groupe contient L utilisateurs actifs. Le nombre totale de sous-porteuses est donné par :

$$N_c = QL \quad (\text{A.3})$$

La durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s' = T_g + QL T_c \quad (\text{A.4})$$

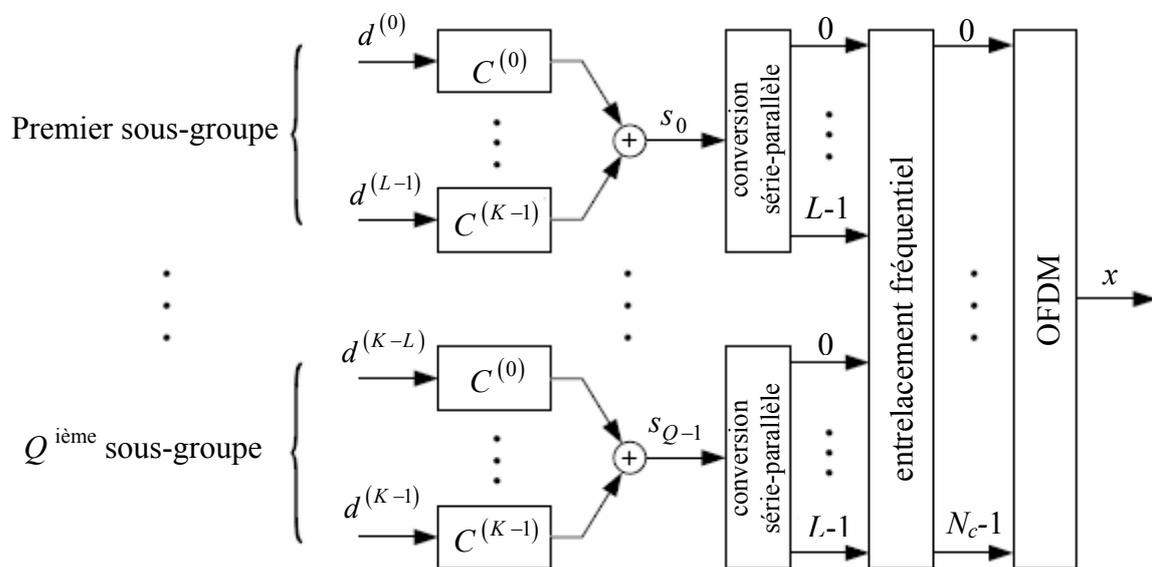


Figure A.2 : Modification Q