



UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI DE CHLEF

Faculté de Technologie

Département d'Electronique

MEMOIRE DE MASTER

Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

Filière : TELECOMMUNICATIONS

Spécialité : TELECOMMUNICATIONS

Étude et simulation de détecteurs linéaires

Multi-utilisateurs CDMA

Par

NEGHLI Abid

LAHMER Charif

Encadreur :

M. Elhadi MEFTAH

Maître Assistant « A » à l'UHBC

Chlef, Juin 2016

REMERCIEMENTS

Nous remercions tout d'abord ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la volonté de mener à ce terme ce présent travail. Nous tenons à remercier vivement notre promoteur Mr. Meftah El-Hadi, pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous apportés durant notre étude et réalisation de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux les jurys d'avoir accepté d'examiner et d'évalué notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire. Sans omettre bien sur de remercier profondément tout ceux qui ont contribué de pris ou de loin à réalisation du présent travail.

Et enfin que nos chers parents et familles et bien avant tout, trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères et les plus profonds en reconnaissance de leurs sacrifices, aides, soutien et encouragement afin de nous assurer cette formation dans les meilleurs conditions.

DÉDICACE

A ma chère et tendre mère. A celle qui a tout souffert, sans me faire souffrir ,qu'elle trouve dans ce travail le témoignage de ma reconnaissance et de mon affection pour tous les sacrifices ,l'extrême amour et la bonté qu'elle m'a offert pour me voir réussir

À mon cher père.

A l'homme que je dois ma réussite, mon bonheur, et tout le respect, Qu'il trouve ici l'expression de mon affection et une récompense des sacrifices consentis pour moi

À mes frères

Ayoub, Aboubakr, et ma soeur Hafsa

En témoignage de mon profond amour et respect, auxquels je souhaite le succès et le bonheur.

Que dieu nous protègent et nous préserve le bonheur et la santé

À mes amis

Maamer, Brahim, Khaled, Mohamed, Merouane, Abed, Khelifa, Mahmoud

À tous mes amis, tous ceux que j'aime, tous ceux qui m'aiment et tous ceux qui me sont chers

J'offre ce travail qui représente le fruit de leurs sacrifices, leurs aides et leur dévouement

Charif

A ma chère et tendre mère A celle qui a tout souffert, sans me faire souffrir , qu'elle trouve dans ce travail le témoignage de ma reconnaissance et de mon affection pour tous les sacrifices ,l'extrême amour et la bonté qu'elle m'a offert pour me voir réussir

À mon cher père

A l'homme que je dois ma réussite, mon bonheur, et tout le respect, Qu'il trouve ici l'expression de mon affection et une récompense des sacrifices consentis pour moi

À mes frères

Mohamed, Ahmed, Saleh, Elaid, Oussama, et mes sœurs

En témoignage de mon profond amour et respect, auxquels je souhaite le succès et le bonheur

Que dieu nous protège et nous préserve le bonheur et la santé

À mes amis

Saddik, Nabil, Hamza, Salim, Marouane, Mohammed, Kamel

À tous mes amis, tous ceux que j'aime, tous ceux qui m'aiment et tous ceux qui me sont chers

J'offre ce travail qui représente le fruit de leurs sacrifices, leurs aides et leur dévouement

Abed

TABLE DES MATIÈRES

Table des figures

Abréviations

Introduction générale 1

I. Généralités sur la transmission numérique

1. Chaîne de transmission numérique.....	3
1.1. Caractéristiques du canal de transmission	5
1.2. Le phénomène de propagation dans le milieu physique	5
2. Modulation numérique.....	6
3. Les types de modulation	7
3.1. La modulation numérique BPSK.....	7
3.2. La modulation numérique QPSK.....	8
3.3. La modulation numérique 16QAM.....	9
4. Canaux de transmission	9
4.1. Canal à bruit blanc gaussien additif.....	9
4.2. Canal de Rayleigh.....	11
4.3. Canaux multi-trajets.....	11
5. Les techniques d'accès multiples.....	13
5.1. Accès multiple par répartition en fréquence	14
5.2. Accès multiple par répartitions en temps.....	16
5.3. Accès multiple par répartitions en Codes	17

II. Code Division Multiple Access

1. Principes d'accès multiple à répartition par codes	19
2. Multiplexage de code CDMA.....	20
3. Transmission idéale	23
4. Étalement du spectre par séquence direct.....	23
5. Codes d'étalement	24
5.1. Codes OVVSF	24
5.2. Codes PN	25

5.3. Codes de Gold et de Kasami	25
5.4. Les codes de Walsh-Hadamard.....	25
6. Codes de brouillage	26
7. Modèle multi utilisateurs	26
8. Formalisations matricielles.....	27
9. Détection conventionnelle (Matched Filter).....	30
10. Détecteur linéaire RAKE.....	33
11. Détecteur MMSE linéaire (minimise mean squared error).....	36
12. Détecteur décorrélateur (zéro forcing).....	37
13. Avantages du système CDMA.....	38
14. Inconvénients du système CDMA	39
III. Simulations et Résultats	
1. Influence du canal de transmission.....	42
2. Influence d'ordre de modulation.....	42
3. Etudes des performances des récepteurs étudiés	44
3.1. Les performances du détecteur conventionnel.....	44
3.1.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K.....	44
3.1.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S.....	46
3.2. Les performances du détecteur décorrélateur	46
3.2.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K.....	47
3.2.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S.....	47
3.3. Les performances du détecteur minimisant l'erreur quadratique moyenne. 48	
3.3.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K.....	50
3.3.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S.....	50
3.4. Les performances du récepteur Rake.....	50
3.5. Comparaison entre les performances des récepteurs MF, MMSE, ZF	52
Conclusion générale et perspectives	54
Références bibliographiques	56

TABLE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma d'un système de transmission numérique	4
Figure I.2	Principe modulateur BPSK	7
Figure I.3	Constellations modulation BPSK	8
Figure I.4	Constellations modulation QPSK.....	8
Figure I.5	Constellations modulation 16QAM.....	9
Figure I.6	Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.....	10
Figure I.7	Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif	11
Figure I.8	Scénario d'une transmission radio-mobile sur canal trajet multiple	12
Figure I.9	Modèle d'un canal avec évanouissement	12
Figure I.10	Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien	13
Figure I.11	Les différentes méthodes d'accès multiples	14
Figure I.12	Méthode d'accès multiple FDMA	15
Figure I.13	Méthode d'accès multiple TDMA	16
Figure I.14	Méthode d'accès multiple CDMA	17
Figure II.1	Un système multiplexé CDMA	20
Figure II.2	Exemple de code $\{a_k\} = \{1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1\}$	21
Figure II.3	Dispositif de multiplexage	22
Figure II.4	Étalement d'une séquence de données	24
Figure II.5	Communication Multi-utilisateurs – Accès multiple	26
Figure II.6	Communication multi-utilisateurs–Broadcast	27
Figure II.7	Banc de filtres du détecteur conventionnel pour un système CDMA synchrone	32
Figure II.8	Structure du détecteur Rake	34

Figure II.9	Structures du MMSE	36
Figure II.10	Structure du détecteur décorrélateur dans le cas synchrone	38
Figure III.1	Organigramme de la chaine de transmission	41
Figure III.2	Organigramme général des algorithmes des simulations	41
Figure III.3	Comparaison dans un système CDMA entre canal AWGN et canal Rayleigh pour différent de gain d'étalement	43
Figure III.4	Influence d'ordre de modulation sur canal AWGN	43
Figure III.5	Schéma block du filtre conventionnel	44
Figure III.6	Performances du récepteur MF pour K variable sur canal AWGN, S=63 et N=20000bits	45
Figure III.7	Performances du récepteur MF pour S variable sur canal AWGN, K=30 et N=20000bits	45
Figure III.8	Schéma block du Détecteur Décorrélateur	46
Figure III.9	Performances du récepteur ZF pour K variable sur canal AWGN, S=63 et N=200bits	47
Figure III.10	Performances du récepteur ZF pour S variable sur canal AWGN, K=30 et N=200bits	47
Figure III.11	Schéma block du MMSE	48
Figure III.12	Performances du récepteur MMSE pour K variable sur canal AWGN, S=127 et N=20000bits	49
Figure III.13	Performances du récepteur MMSE pour S variable sur canal AWGN, K=20 et N=20000bits	49
Figure III.14	Structure du récepteur RAKE.	51
Figure III.15	Performances du récepteur Rake pour Code Walsh sur canal Rayleigh, Lc=16, N=100000 bits, nombre des trajets T=3	52
Figure III.16	Comparaison des performances des différent récepteurs dans le canal AWGN, K=100, S=511 et N=200 bits	53

ABRÉVIATIONS

3G	: Troisième Génération Des Systèmes Cellulaires	A
AWGN	: Additive White Gaussian Noise	
AMRF	: Accès Multiple par Répartition en Fréquence	
AMRT	: Accès Multiple par Répartition en Temps	
AMRC	: Accès Multiple par Répartition en Codes	B
BPSK	: Binary Phase Shift Keying	
BTS	: Base Transceiver Station	
BER	: Bit Erreur Rate	C
CDMA	: Code Division Multiple Access	D
DSP	: Densité Spectrale de Puissance	
DS	: Direct Sequence	F
FDMA	: Frequency Division Multiple Access	
FH	: Frequency Hop	
FI	: Fréquence Intermédiaire	
FIR	: Réponse Impulsionnelle Finie	I
IAM	: Interférence Accès Multiple	M
MAC	: Medium Access Control	

MAI	: Multiple Accès d'Interférence	
MIMO	: Multi-Input Multi-Output	
MUD	: Multi-Utilisateurs Détection	
MF	: Matched Filter	
MMSE	: Minimise Mean Squared Error	
		N
NRZ	: Non Return to Zero	
		O
OVSF	: Orthogonal Variable Spreading Factor	
		P
Pe	: Probabilité d'erreur	
PN	: Pseudo Noise	
		Q
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying	
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation	
		S
SNR	: Signal-to-Noise Ratio	
STBC	: Space Time Block Codes	
		T
TEB	: Taux d'Erreur par Bit	
TDMA	: Time Division Multiple Access	
		Z
ZF	: Zero Forcing	

Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué dans le cadre de la préparation du projet de fin d'étude ainsi le diplôme de master en télécommunication. L'aventure des télécommunications sa commencé avec l'invention du télégraphe. La téléphonie a fait ensuite son apparition. On transportait alors la voix humaine de manière analogique. La troisième révolution industrielle correspond à l'avènement de l'informatique et l'expansion simultanée des télécommunications. Avec la technologie du numérique transporter de la voix, de l'image ou des données informatiques relève du même procédé. Dès lors qu'il existe un canal de communication entre deux utilisateurs, ils peuvent échanger les données qu'ils désirent.

Ce canal de communication peut revêtir différentes formes: le traditionnel fils de cuivre pour la téléphonie fixe les ondes hertziennes pour la téléphonie mobile ou les fibres optiques... Il n'est généralement pas possible d'attribuer à chaque utilisateur son propre canal, d'autant plus que le nombre de personnes interconnectées ne cesse de croître. Il est donc absolument indispensable d'avoir recours au multiplexage. Le CDMA (*Code Division Multiple Access*), pur produit de l'ère numérique, est une des méthodes les plus utilisées en ce moment. Il fait, de plus, l'objet de nombreuses études visant à l'optimiser, notamment dans le domaine de la téléphonie cellulaire.

Dans un système de télécommunication mobile CDMA, la séparation des communications en provenance ou à destination des différents utilisateurs est réalisée en multipliant chaque symbole complexe d'un utilisateur par une séquence d'étalement propre à ce dernier, encore appelée pour cette raison signature de l'utilisateur. Pour combattre l'interférence entre les signaux des différents utilisateurs à destination (liaison descendante) ou en provenance (liaison montante), il a été proposé des méthodes de

détections multiutilisateur et notamment des méthodes de détection linéaires telles que celles connues sous le nom de MF (*Matched Filter*) et ZF (*Zéro Forcing*) et MMSE (*Minimum Mean-Square Estimation*).

Le but de ce sujet est principalement l'étude comparative des performances des différents récepteurs et leurs techniques de détection dans les systèmes à accès multiple CDMA.

Ce mémoire est organisé comme suite. Au premier chapitre, on présente une introduction générale sur les systèmes de transmission numérique, Nous avons ensuite rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radiofréquences et applicables dans celui des communications numérique.

Le deuxième chapitre on a étudié la technique d'accès multiple à répartition par codes, et les codes d'étalement et les détecteurs (MF, ZF, MMSE et RAKE), et les notions de base de cette technique.

Le chapitre trois est consacré aux résultats de simulations, ainsi qu'aux différentes conditions et étapes suivies par notre simulation. Nous évaluons les performances des différents systèmes en analysant les résultats obtenues.

Finalement, nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale et certaines perspectives de travaux futures sont explorées.

Chapitre

1

Généralités sur la transmission numérique

- 1. Chaîne de transmission numérique**
- 2. Modulation numérique**
- 3. Les types de modulation**
- 4. Canaux de transmission**
- 5. Les techniques d'accès multiples**

CHAPITRE I

Généralités sur la transmission numérique

Dans ce chapitre on va étudier les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ; ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image ...), mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

1. Chaîne de transmission numérique

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure (I.1), où l'on se limite aux fonctions de base :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (*compression de données ou codage de source*), où au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (*codage de canal*), le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieur à la capacité du canal de transmission.

- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (*milieu physique*), sur lequel il sera émis.
- Canal de propagation : C'est l'environnement physique dans lequel l'onde du signal se propage, dans le cas de télécommunication mobile, c'est l'air, il introduit plusieurs sortes de distorsion comme l'effet multi trajet.

Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur. Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre elles les différentes techniques de transmission sont [1]:

- ✓ La probabilité d'erreur (P_e) par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que P_e est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur par Bit (*TEB*).
- ✓ L'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- ✓ La complexité du récepteur dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission.

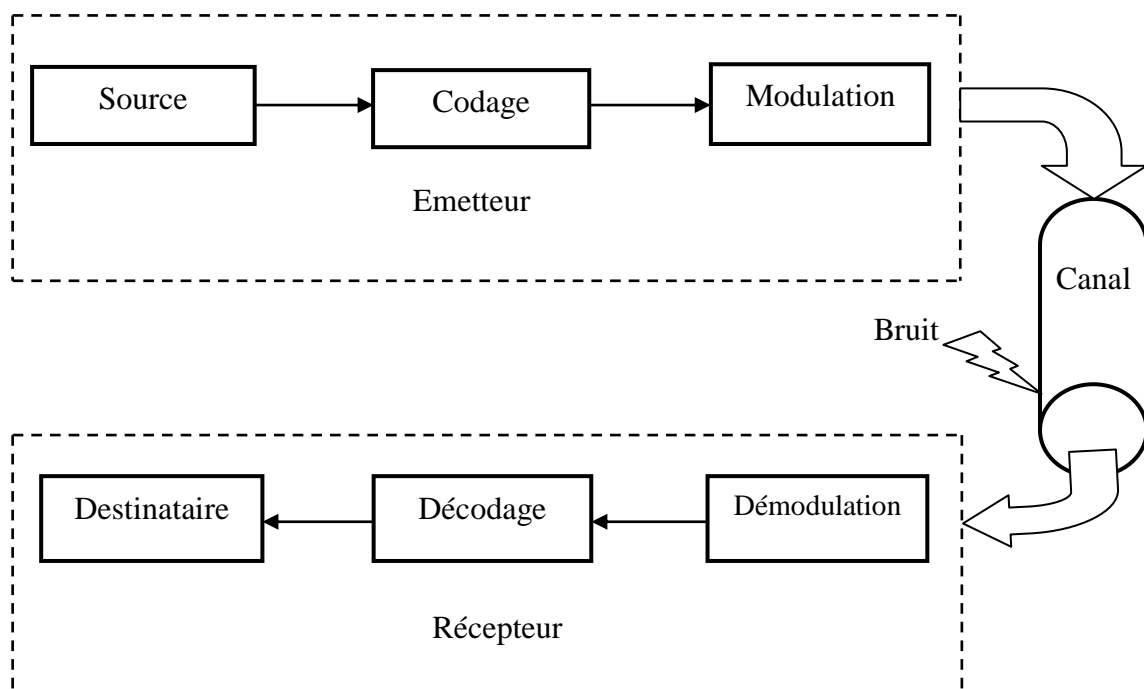


Figure I.1– Schéma d'un système de transmission numérique

1.1. Caractéristiques du canal de transmission

Les systèmes de communication sont limités en performances et en capacité principalement à cause des liens au canal de transmission comme le bruit additif et l'évanouissement et l'effet doppler, et dans la suite on va présenter les canaux selon les facteurs précédents [2].

1.2. Le phénomène de propagation dans le milieu physique

Pour une transmission sur voie radioélectrique avec fréquence porteuse élevée, le bruit est pour l'essentiel d'origine interne. Il joue un rôle d'autant plus important que le signal reçu est faible. Dans ces conditions, pour traiter le signal, le récepteur doit opérer avant toute autre chose une amplification du signal. Etant imparfaite, celle-ci ajoute au signal amplifié un bruit thermique qui peut être modélisé par un bruit blanc additif gaussien. Ce bruit de réception est la principale cause des erreurs de transmission. Les autres défauts accentuent ce bruit et par là-même ont une influence importante sur la qualité de la transmission. Un paramètre important qui sert à caractériser le fonctionnement du récepteur est le rapport signal à bruit, rapport des puissances de signal et de bruit reçus, évalué au niveau du récepteur. Si on se réfère au modèle canal *AWGN* (*Additive White Gaussian Noise*), la puissance du signal utile est la même à l'entrée et à la sortie du canal. Par contre, un canal réel provoque un affaiblissement de propagation qui augmente avec la distance entre émetteur et récepteur. Cet affaiblissement n'est pas pris en compte par le canal *AWGN*, car du point de vue théorique, il ne s'agit que d'un simple facteur d'échelle. Du point de vue pratique, il implique une amplification et éventuellement des amplificateurs et/ou répéteurs, et est donc un facteur de bruit [2].

De plus, le canal opère un filtrage qui est dû aux organes d'émission et de réception, et au milieu physique (un câble possède une fonction de transfert dont le module est de la forme $e^{-\mu\sqrt{f}}$; en propagation radioélectrique, il peut exister des trajets multiples, ...). La fonction de transfert n'apparaît pas dans le schéma du canal *AWGN*. Toutefois, il est possible de reprendre les raisonnements pour inclure le filtrage dû au canal.

2. Modulation numérique

Les modulations numériques impliquent nécessairement l'échantillonnage des signaux analogiques puis leur codage sous la forme d'un mot écrit sous forme binaire comme précédemment, l'échantillonnage implique le respect du théorème de Shannon ($f_{\text{Max}} < 2f_e$). Par ailleurs, le codage sous forme d'un mot binaire se traduit par une erreur de quantification en effet, un mot de n bits ne peut prendre que 2^n valeurs discrètes cette discrétisation introduit une erreur entre le signal original et le signal numérisé. La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse

$$S(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \text{ centrée sur la bande de fréquence du canal.}$$

Les paramètres modifiables sont [3]:

- ♦ L'amplitude : A
- ♦ La fréquence : $f_0 = \omega_0/2\pi$
- ♦ La phase : ϕ_0

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

La transmission de signaux numériques fait appel à quelques notions de base qui sont rappelées ci-après :

- **Débit binaire** : $D = 1/T_b$ où T_b est la durée d'un bit en seconde.
- **Taux d'erreur bits** : $TEB = \frac{\text{nombre d'élément binaires faux}}{\text{nombre d'élément émis}}$
- **Efficacité spectrale** : $\eta = \frac{D}{B} = \frac{\text{débit binaire}}{\text{bande occupée autour de la porteuse}}$

3. Les types de modulation

Nous allons maintenant présenter les types de modulation les plus répandues, en utilisant les modulations suivantes:

3.1. La modulation numérique BPSK

La modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) est une modulation de phase à 2 états de la fréquence intermédiaire (*FI*) par un signal numérique sérialisé. (Il ne s'agit, ni plus ni moins, que d'une modulation d'amplitude sans porteuse avec un signal modulant particulier à 2 niveaux...) Comme il n'y a, à priori, aucune relation de phase et de fréquence entre la FI et le signal modulant, on synchronise celui-ci sur la FI par une simple bascule **D**. Après une translation de niveau (*centrage sur 0V*), le signal modulant synchronisé et la FI sont appliqués à un multiplieur [4].

Ceci permet d'obtenir un signal modulé avec deux états de phases 0 et π . Le changement de phase s'effectue alors au passage à zéro de la FI. Cela a un effet bénéfique sur le spectre (*transitions moins violentes*). Sans la synchronisation préalable du signal NRZ, les changements de phase interviendraient de façon aléatoire par rapport au signal porteur et rendraient l'observation à l'oscilloscope plus difficile. Cette synchronisation n'est pas indispensable d'un point de vue fonctionnel.

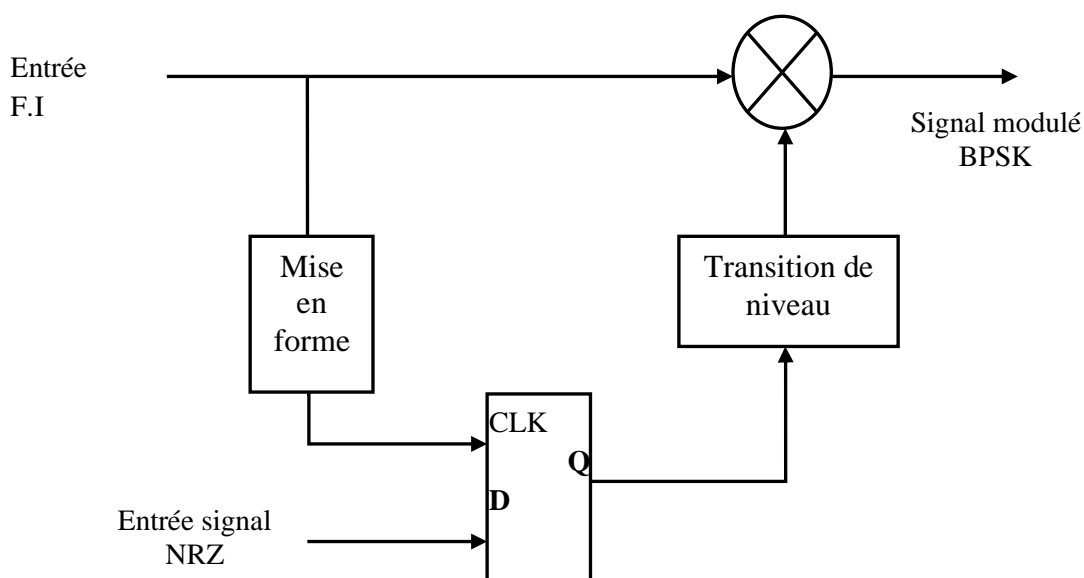


Figure I.2– Principe modulateur BPSK

Dans la constellation, il n'y a que 2 points, un à 0° qui correspond au niveau logique 1 et un autre à 180° qui correspond au niveau logique 0.

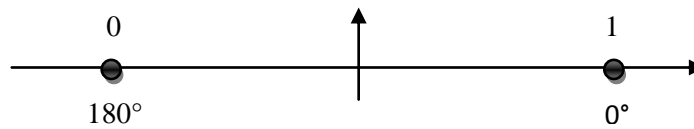


Figure I.3– Constellations modulation BPSK

3.2. La modulation numérique QPSK

Deux signaux FI en quadrature sont générés à partir d'un oscillateur local à la fréquence quadruple. Le train de donnée binaire est séparé en deux "sous trains" appelés le composant cosinus (**I** ou *In-phase*) et le composant sinus (**Q** ou *Quadrature*). La paire de valeur (ou *doublet*) constitue ce que l'on appelle un symbole. Pour des considérations électroniques, les signaux **I** et **Q** sont centrés sur 0V. On peut donc considérer que **I** et **Q** prennent symboliquement deux niveaux +1, -1 correspondant aux états binaires [4].

L'état de phases du signal modulé se représentent en coordonnées polaires dans le plan **I, Q**. Suivant les combinaisons de **I** et **Q**, on obtient alors un diagramme que l'on appelle communément constellation. Le schéma ci-dessous montre les constellations de la modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*).

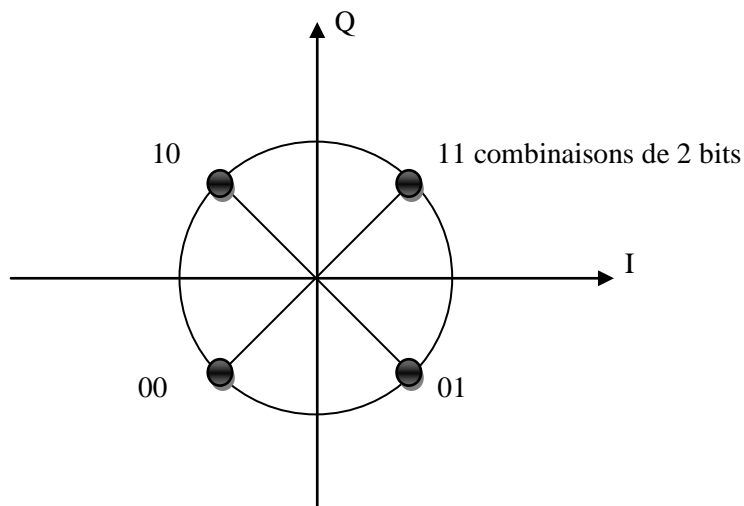


Figure I.4– Constellations modulation QPSK

3.3. La modulation numérique 16QAM

Après à 4 niveaux, la valeur de **I** peut être une des 4 amplitudes possibles. Il en est de même pour la valeur de **Q**. la modulation 16QAM nous permet de passer 2 bits sur **I** et deux bits sur **Q**. Au total il y a 4 bits par symboles.

Il y a quatre niveaux de tension pour I et quatre Q. la constellation comporte 16 points. Avec 16 symboles différents, on peut passer 4 bits ($2^4 = 16$).

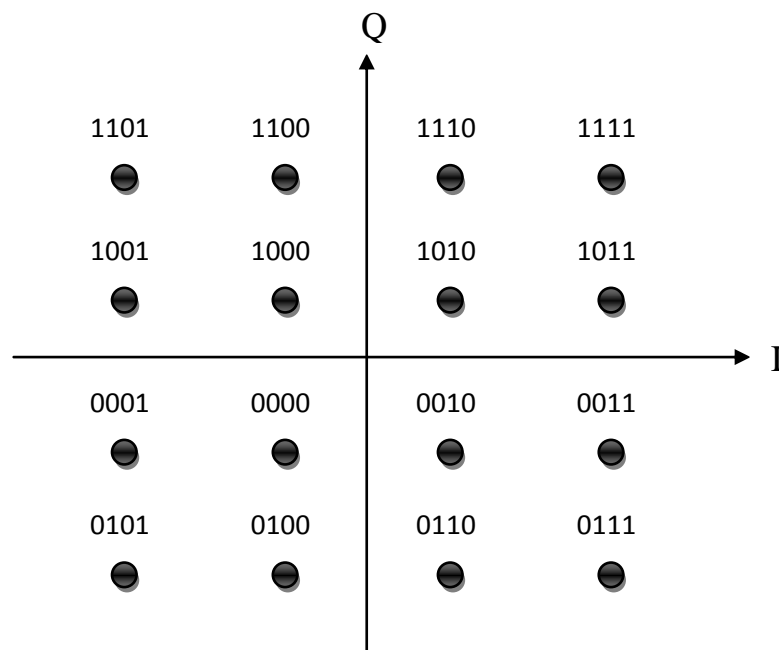


Figure I.5– Constellations modulation 16QAM

4. Canaux de transmission

Une transmission d'information se fait toujours à distance, un support physique assure le lien entre la source et le destinataire dans cette partie, nous allons présenter les principaux canaux de transmission couramment utilisés comme média de communications sans fil.

4.1. Canal à bruit blanc gaussien additif

Le bruit blanc gaussien est un modèle de bruit largement utilisé dans de nombreux domaines. En effet, lorsqu'un phénomène correspond à la somme d'un grand nombre de variables aléatoires, il est possible de démontrer par le théorème de la limite centrale que la distribution statistique de ce phénomène suit une distribution gaussienne. Dans le domaine

fréquentiel, un bruit blanc présente une DSP (*Densité Spectrale de Puissance*) constante en fonction de la fréquence. Un bruit gaussien suit une distribution gaussienne, caractérisée par une moyenne μ et une variance σ^2 . La densité de probabilité est donnée par l'équation (I.1). La figure (I.6) illustre la représentation temporelle d'un bruit gaussien et la distribution statistique qui peut en être extrait, dont la densité de probabilité suit une distribution gaussienne. La représentation temporelle ne permet pas d'extraire d'informations sur le signal en raison de sa nature aléatoire (*pas de période*), mais la distribution permet d'extraire des éléments statistiques sur la nature du bruit [5], [20].

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.1})$$

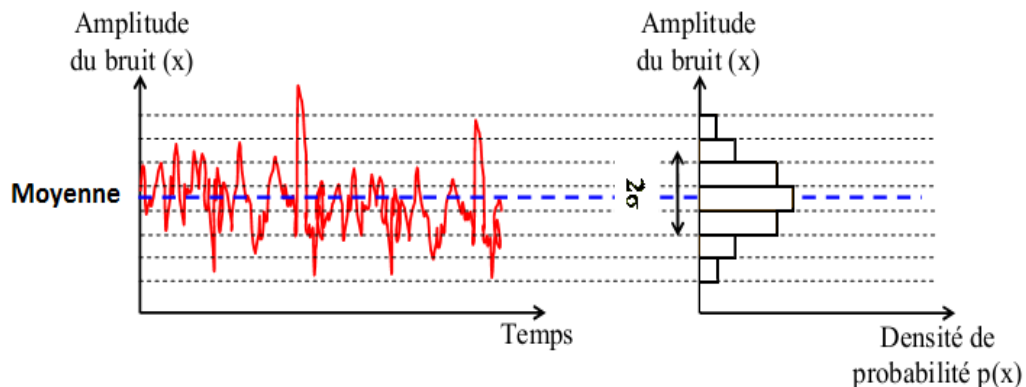


Figure I.6– Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.

Un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), est non discret et sans mémoire qui représente parfaitement une liaison radio en vue directe dont le bruit est principalement d'origine thermique. Le bruit additif est dans ce cas un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . Comme il s'agit d'un bruit blanc, la densité spectrale de bruit est constante avec la fréquence, ce qui représente une hypothèse simplificatrice des calculs et mais qui reste valide si on considère des bandes de fréquence étroites. La figure (I.7) illustre le modèle général d'un canal AWGN. Le canal est caractérisé par une fonction de transfert ou une réponse impulsionnelle, qui décrivent le comportement soit fréquentiel soit temporel du canal. Les perturbations externes et le bruit se couplent au canal et sont ajoutés au signal transmis.

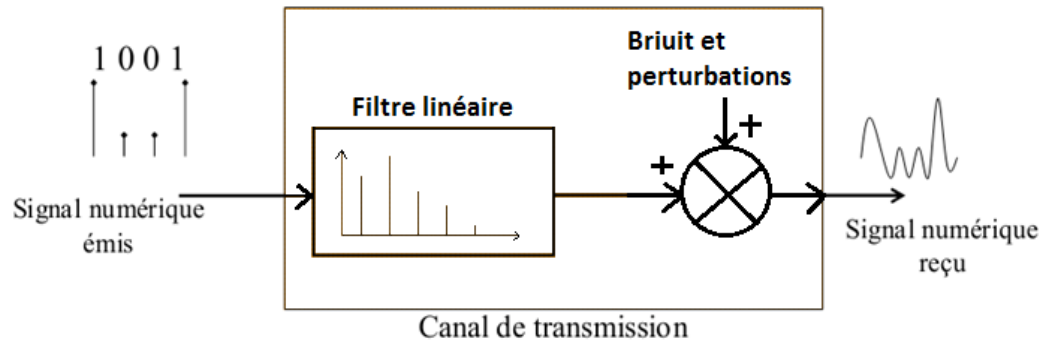


Figure I.7– Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif

4.2. Canal de Rayleigh

Dans les liaisons radio-mobiles, les canaux de transmission évoluent en fonction du temps à cause des déplacements aléatoires des entités communicantes et l'existence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Il peut en résulter que le signal émis suit plusieurs trajets avant d'arriver au récepteur, conduisant à une variabilité importante du signal reçu due à l'addition de plusieurs signaux déphasés lorsque le débit de transmission est suffisamment faible, chaque symbole ne se superpose qu'avec lui-même, au moins sur une portion significative de sa durée un canal de Rayleigh permet de prendre en compte ces effets : réflexions multiples, évanouissements, fluctuations à grande et petite échelle et effet Doppler. L'amplitude et la phase du signal reçu apparaissent comme des variables aléatoires qui suivent une loi de Rayleigh d'après l'équation (I.2) [6], [7], ce modèle est particulièrement adapté à une représentation statistique d'un canal radiomobile.

$$P(x) = \frac{x^2}{\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.2})$$

4.3. Canaux multi-trajets

Les trajets multiples sont engendrés par les phénomènes physiques propres aux ondes électromagnétiques tels que la réflexion et la diffraction causées par le milieu de propagation (immeubles, collines, voitures, ...), comme le montre le scénario présenté sur la figure (I.8), le nombre de trajets empruntés par un même signal peut être important, mais dans la modélisation du canal, seuls les trajets significatifs sont pris en compte ainsi, pour un canal comportant L trajets significatifs, le récepteur reçoit L répliques du signal émis provenant de diverses directions avec des retards, des atténuations et des phases propres. Les différents retards sont calculés par rapport au premier trajet détecté par le récepteur l'échantillon du signal reçu r_k peuvent alors s'écrire comme la somme des

échantillons d'un même signal émis, suivant L chemins différents, avec des échantillons de bruit blanc additif gaussien w_k comme montré dans l'équation (I.3) [8]:

$$r_k = \sum_{i=0}^{L-1} (h_{k,i} x_{k-L} + w_k) \quad (\text{I.3})$$

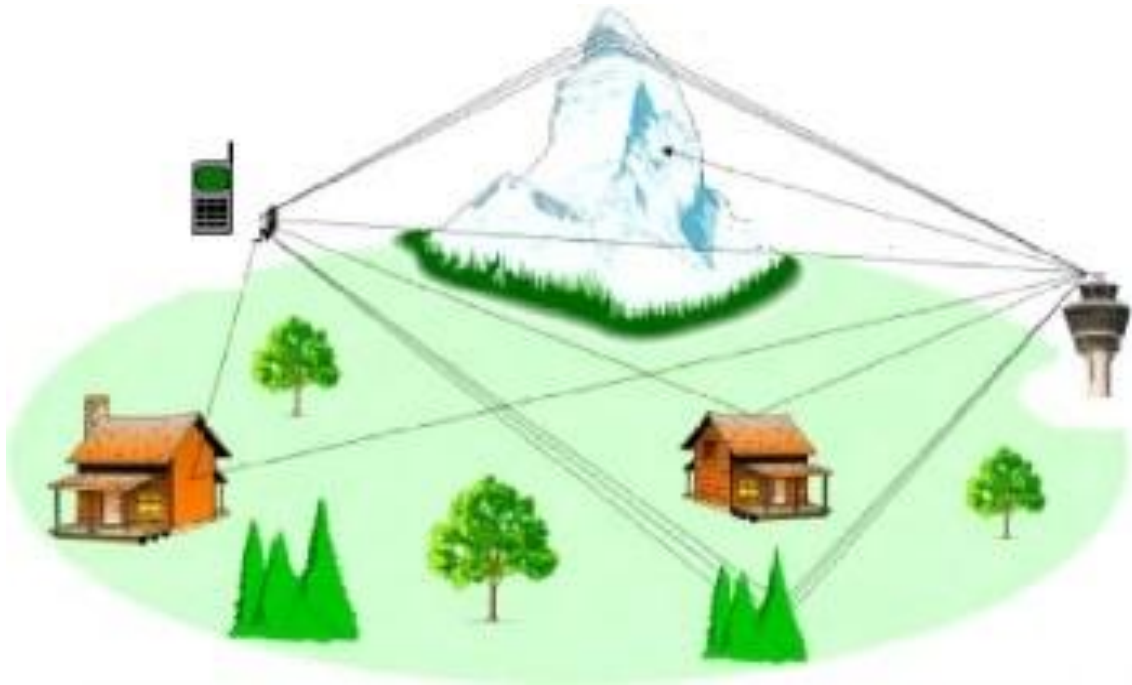


Figure I.8– Scénario d'une transmission radio-mobile sur canal trajet multiple.

4.4. Canal avec évanouissement

Une version d'un modèle de canal ayant seulement l'évanouissement qui affecte le signal est aussi possible. Ce modèle est décrit par l'équation (I.4) et la figure (I.9) [9].

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) \quad (\text{I.4})$$

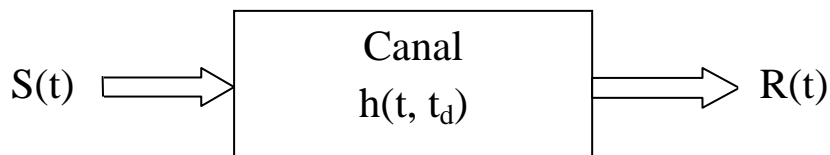


Figure I.9– Modèle d'un canal avec évanouissement

Canal avec évanouissement et bruit additif blanc Gaussien

Un canal modélisant à la fois un évanouissement et du bruit additif blanc gaussien est possible. Ce modèle est décrit par l'équation(I.5) et la figure(I.10).

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \quad (I.5)$$

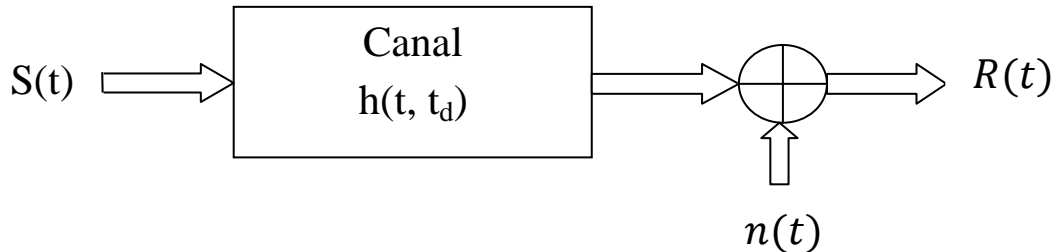


Figure I.10– Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

5. Les techniques d'accès multiples

Les accès multiples sont un moyen courant pour transmettre simultanément les messages provenant de plusieurs sources sur un même canal, permettant à une même ressource d'être partagée entre plusieurs utilisateurs. Outre l'optimisation de l'utilisation du canal de transmission, les techniques d'accès multiples offrent certains avantages en termes de fiabilisation de la transmission. Afin qu'un accès multiple fonctionne, il est nécessaire de définir d'une part le principe de l'allocation de la ressource à une demande de communication et d'autre part le principe de partage de la ressource. Cette gestion est assurée par une couche basse des protocoles de communication, appelée *MAC (Medium Access Control)* dans le cas de réseaux locaux. Le but de cette couche est de définir la méthode d'accès au canal de transmission afin de « se faire entendre et comprendre des autres ». Elle reste néanmoins indépendante de la couche physique dont le rôle est d'interfacer le système de communication au canal de transmission [10], [11].

Un canal bidirectionnel est déjà un canal partagé entre 2 utilisateurs, qui ont une liaison en mode duplex. Cependant, le partage est limité à 2 utilisateurs au maximum. Afin d'assurer un partage entre plus d'utilisateurs, des méthodes d'accès déterministes ont été développées. Elles consistent à allouer une fraction de la ressource à des utilisateurs pour la durée de la communication. Chaque ressource est alors isolée des autres en assurant l'orthogonalité entre les différents sous-canaux, ce qui évite toute interférence entre les utilisateurs.

Il existe trois principales techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication sont l'accès multiple par répartition en fréquence FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) ou AMRF (*Accès Multiple par Répartition en Fréquence*), l'accès multiple par répartition en temps TDMA (*Time Division Multiple Access*) ou AMRT (*Accès Multiple par Répartition en Temps*) et l'accès multiple par répartition en code CDMA (*Code Division Multiple Access*) ou AMRC (*Accès Multiple par Répartition en Codes*).

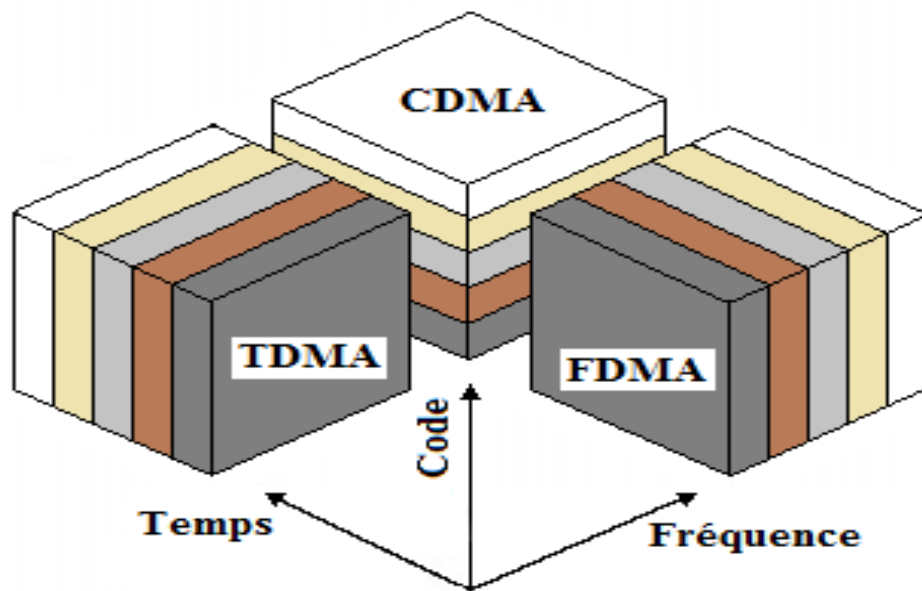


Figure I.11– Les différentes méthodes d'accès multiples

5.1. Accès multiple par répartition en fréquence

Les utilisateurs se partagent le canal dans le domaine fréquentiel et émettent sur un sous-canal donné. Les canaux adjacents ne se recouvrent jamais grâce à l'utilisation d'intervalle de garde entre chaque voie, les rendant ainsi orthogonales. Les différents utilisateurs n'ont pas besoin d'être synchronisés entre eux ce qui rend cette technique simple à mettre en œuvre par rapport aux autres [10].

Dans les systèmes à accès multiple par répartition en fréquence, le domaine fréquentiel est divisé en bandes de fréquences et on associe une bande différente à chaque utilisateur de manière à éviter les recouvrements spectraux. Les utilisateurs peuvent donc transmettre de manière continue, mais sur une bande de fréquence limitée. Dans les systèmes de communication sans fil de la première génération, le FDMA peut être appliqué de manière simple et à faible coût. Il est utilisé dans des systèmes analogiques et la synchronisation

entre utilisateurs n'est pas nécessaire. Par contre, il nécessite l'utilisation d'intervalles de garde entre les bandes de fréquences. Ceci diminue la largeur de bande utilisable et nécessite l'utilisation de filtres de haute précision pour être efficace. Il n'offre également à chaque utilisateur qu'une largeur de bande relativement étroite.

De plus, c'est la seule technique de multiplexage qui peut être employée avec des signaux analogiques. Cependant, cette technique présente un des inconvénients majeurs des communications radio, celui des évanouissements sélectifs. Une bande de fréquence étroite peut subir pendant une durée assez longue une forte atténuation. Pour y remédier, il est possible d'introduire des sauts de fréquence (*frequency hopping*) suivant un motif prédéfini. Ainsi, l'utilisateur change régulièrement de bande de fréquence, réduisant la durée pendant laquelle il est susceptible de subir un évanouissement sélectif. De plus, afin d'éviter que chaque canal adjacent ne se recouvre à cause des élargissements de spectre que peuvent subir les signaux, les émetteurs doivent être munis de filtres très sélectifs. Ceux-ci doivent remplir des conditions très strictes au niveau de leur spectre d'émission. Enfin, la gestion de l'allocation de la ressource n'est pas optimale. En effet, dans le cas où peu d'utilisateurs communiquent, une partie des canaux reste alors inutilisée.

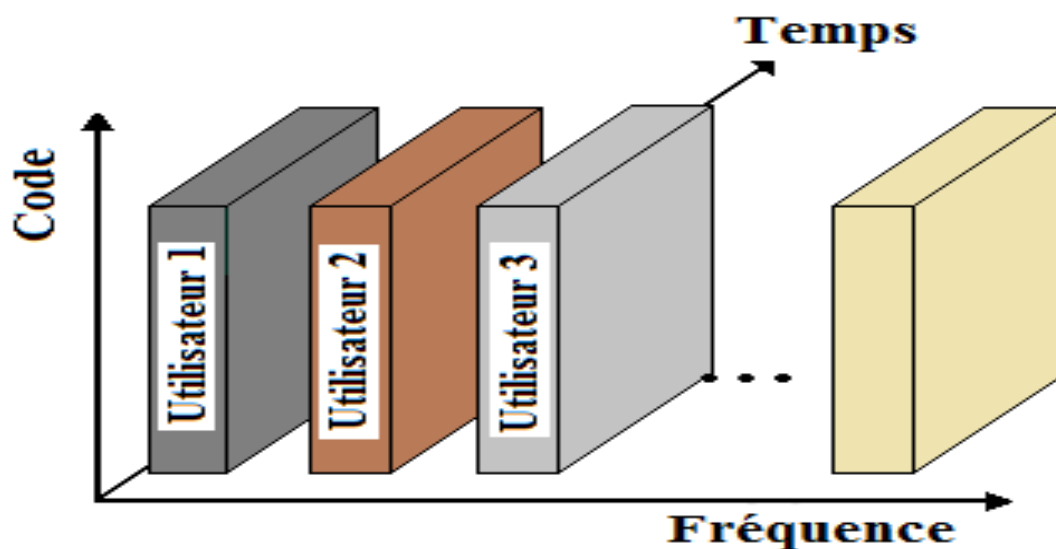


Figure I.12– Méthode d'accès multiple FDMA

5.2. Accès multiple par répartitions en temps

Les utilisateurs se partagent le même canal fréquentiel dans le domaine temporel, qui est découpée en intervalles de durée fixe appelés Time Slots. L'émission est donc discontinue et se fait par rafales (*bursts*). Cette technique ne peut s'appliquer qu'à des communications numériques synchrones, dont les messages ont été découpés en trames, et nécessitent de nombreux signaux de contrôle. Les trames des différents utilisateurs ne doivent pas interférer entre eux, d'où l'ajout d'intervalles de garde entre chaque bursts, rendant chaque voie orthogonale aux autres. La capacité de chaque utilisateur diminue à mesure que leur nombre augmente. Cependant, il permet une gestion plus souple de l'allocation de la ressource car la ressource sera toujours entièrement utilisée. Néanmoins, le TDMA comme le FDMA émettent sur des bandes étroites déterminées et souffrent du phénomène d'évanouissements sélectifs dus à la propagation multi trajets des signaux. Cette technique est très utilisée en télécommunication [11].

Dans les systèmes TDMA (*Seconde génération*), on divise le domaine temporel en intervalles de temps et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle. Les utilisateurs peuvent donc utiliser toute la bande passante la figure (I.13), mais à tour de rôle. Le TDMA est particulièrement efficace pour les transmissions numériques. Il permet une utilisation de la totalité de la largeur de bande disponible pour chaque utilisateur et il offre une flexibilité dans la gestion du trafic. Cependant, il nécessite une synchronisation très précise entre tous les usagers et il ne permet pas les transmissions analogiques.

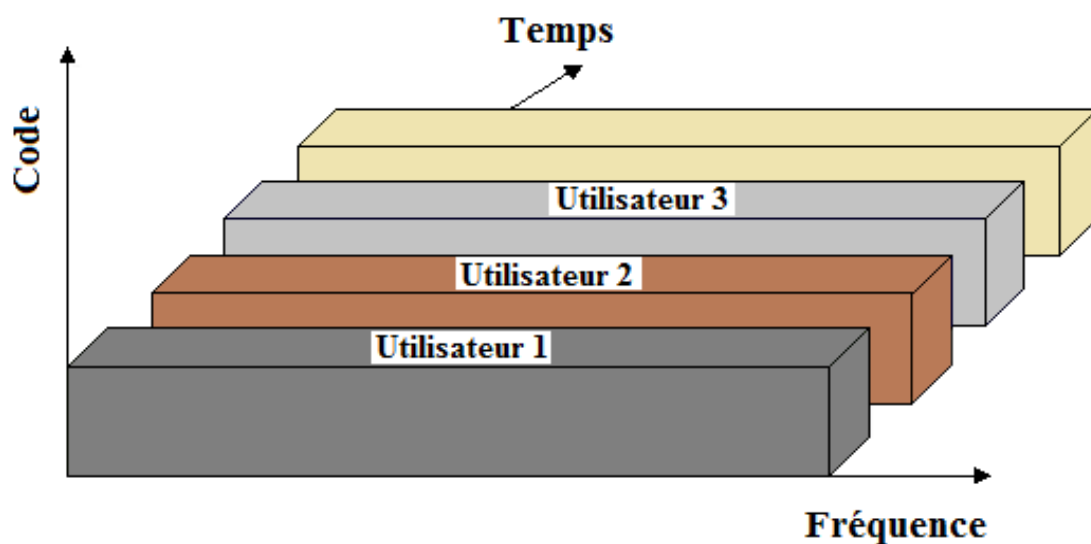


Figure I.13– Méthode d'accès multiple TDMA

5.3. Accès Multiple par Répartition en Codes

Dans le cas de l'accès multiple à répartition par les codes, tous les mobiles coexistent dans une même bande de fréquence et transmettent sur les mêmes intervalles temporels comme l'illustre la figure(I.14), mais utilisent des techniques d'étalement de spectre pour lesquelles chaque utilisateur possède un code, ou séquence, unique dans la cellule qui détermine les fréquences et la puissance utilisées. Ces techniques consistent à redistribuer et étaler le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre < invisible >, idéalement, pour les autres utilisateurs de la même largeur de bande. L'émetteur lie l'information original avec le code. L'information codée est alors transmise au travers de l'interface par radio. L'information originale est régénérée dans l'unité de récepteur en utilisant le même code de manière synchrone. En isolant toutes les séquences provenant des autres utilisateurs (*qui apparaissent comme du bruit*), le signal original de l'utilisateur peut alors être extrait.

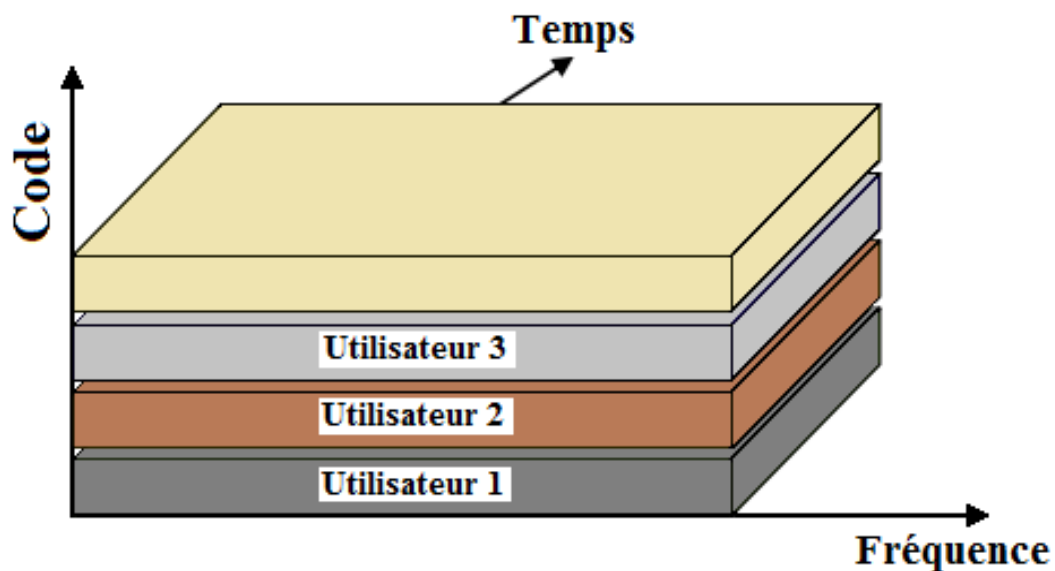


Figure I.14– Méthode d'accès multiple CDMA

Nous avons représenté dans ce chapitre la chaîne de transmission numérique par un modèle à temps discret, pour lequel les données émises et reçues s'écrivent sous forme d'une suite d'échantillons indexés par le temps. Le contexte des communications sans fil étant considéré pour cela les différents types de canaux sont traités. Nous avons ensuite rappelées les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radiofréquences et applicables dans celui des communications numérique. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA. Ces méthodes sont généralement limitées par des paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueur d'onde ou de time slot disponibles. Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateur est lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation.

Code Division Multiple Access

- 1. Principes d'accès multiple à répartition par codes**
- 2. Multiplexage de code CDMA**
- 3. Transmission idéale**
- 4. Étalement du spectre par séquence direct**
- 5. Codes d'étalement**
- 6. Codes de brouillage**
- 7. Modèle multi utilisateurs**
- 8. Formalisations matricielles**
- 9. Détection conventionnelle (Matched Filter)**
- 10. Détecteur linéaire RAKE**
- 11. Détecteur MMSE linéaire (minimise mean squared error)**
- 12. Détecteur décorrélateur (zéro forcing)**
- 13. Avantages du système CDMA**
- 14. Inconvénients du système CDMA**

CHAPITRE II

Code Division Multiple Access

Dans ce chapitre, nous analyserons les caractéristiques des systèmes CDMA (*Code Division Multiple Access*). Cela nous permettra de définir le modèle mathématique du CDMA qui a servi de base pour la construction de la plate-forme CDMA. Un élément important dans l'établissement des performances est la caractérisation du canal de communication, nous décrivons les différents récepteurs issus de la littérature et qui seront évalués dans la plate-forme CDMA pour effectuer une étude comparative des performances en termes de robustesse aux bruits et en termes de capacité.

1. Principes d'accès multiple à répartition par codes

La tendance générale pour les systèmes mobiles est l'adoption de l'Accès multiple à Répartition par Codes (*AMRC*) ou Code Division Multiple Access (*CDMA*) comme technique de base pour des systèmes à accès multiple partagés par plusieurs utilisateurs. Le CDMA présente plusieurs qualités attrayantes. Il simplifie la planification du partage du canal, et augmente la résistance des signaux aux évanouissements sur les canaux multi-trajets et aux autres signaux de même type. Par contre, le système d'accès multiple à répartition par codes est limité par l'Interférence d'accès Multiple (*MAI : Multiple Access Interference*). Il a été récemment reconnu que cette interférence n'était pas une limitation intrinsèque au système CDMA : elle est plutôt due à la nature du récepteur mono-utilisateur qui ignore la présence de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette

simple observation a donné naissance à une grande activité de recherche qu'on évoque sous le nom de Détection Multi-Utilisateurs (*MUD : Multi-User Detection*).

2. Multiplexage de code CDMA

Le CDMA appartient à la classe des multiplexages dits à étalement de spectre. En effet, comme nous allons le voir, chaque utilisateur émet sur toute la largeur de bande du canal de communication. Le principe est le suivant : à chaque utilisateur correspond une clé (ou code) à l'aide de laquelle son message est codé avant d'être émis.

L'objet du multiplexage est la transmission de plusieurs communications sur un même canal (voir la figure (II.1)). Il existe plusieurs méthodes. Nous avons choisi d'étudier plus particulièrement le CDMA (*Code Division Multiple Access*). Ce qui a motivé notre choix est le fait que cette technologie est actuellement la plus en vogue car elle possède certains avantages [12].

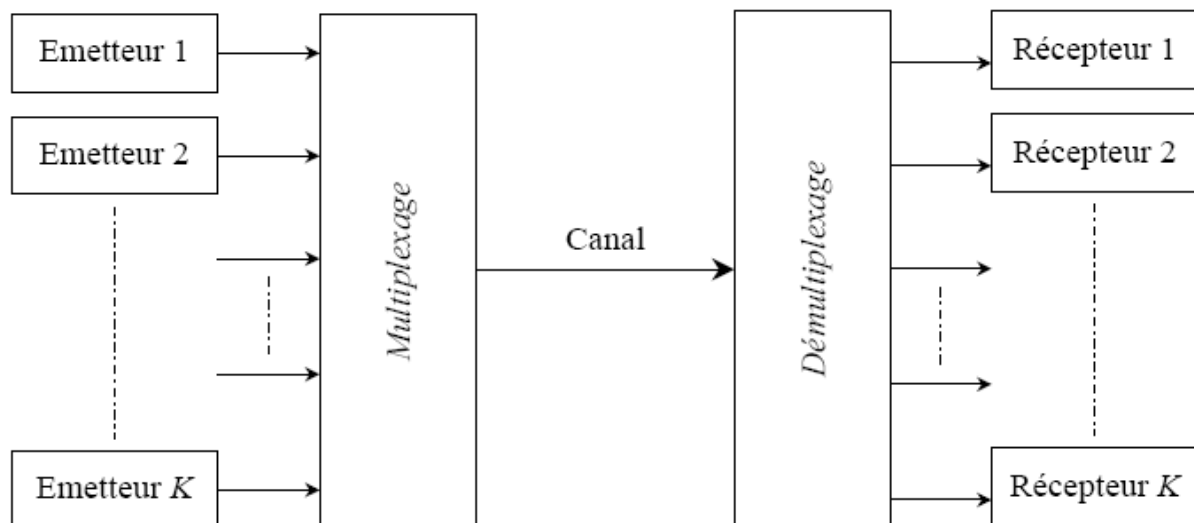


Figure II.1—Un système multiplexé CDMA

Il existe deux principales variétés de CDMA :

- **FH-CDMA** (*Frequency Hop*) : Dans ce système, on fait de l'évasion de fréquence: la clé de chaque utilisateur code pour une suite de fréquences qui feront alternativement office de porteuse. Ce système ressemble à un multiplexage fréquentiel dans lequel l'attribution des fréquences varierait rapidement (par rapport au débit d'informations à transmettre).

- **DS-CDMA (Direct Sequence)** : C'est à ce type de CDMA qu'on fait généralement référence quand on parle de CDMA, et c'est celui que nous avons étudié aussi bien théoriquement qu'expérimentalement. Ici, on multiplie directement le message à transmettre par une le code (*séquence pseudo-aléatoire*). L'étalement spectral du signal codé vient de ce que la fréquence du code est largement supérieure à la fréquence d'envoi des données.

Comme toujours en communication, on commence par la transmission du signal. On se place dans la situation suivante : K utilisateurs souhaitent transmettre des informations via un même câble. Chaque information est modélisée par une suite de ± 1 :

$$b_k = [b_k(1), \dots, b_k(N)]$$

On désigne par k le $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

Le principe du CDMA consiste en l'utilisation de codes (eq II.1). Chacun (utilisateur) utilise un code propre, de la forme (voir la figure (II.2))

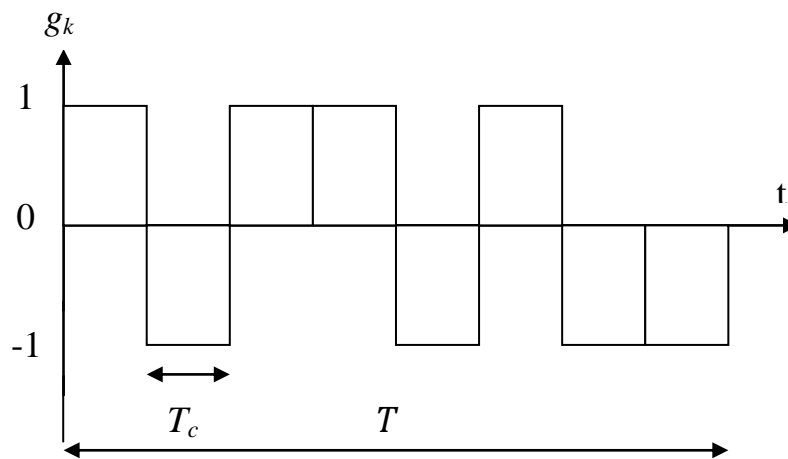


Figure II.2– Exemple de code $\{a_k\} = \{1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1\}$

$$g_k(t) = \sum_{n=0}^{L-1} (a_k(n)p(t - nT_c)) , 0 \leq t \leq T \quad (\text{II.1})$$

$\{a_k\}$ est un « pseudo-noise (PN) code séquence »

Chaque a_k vaut ± 1 .

$P(t)$ est une pulsation de durée T_c . On a donc. $T = L T_c$

On peut donc considérer les g_k comme des vecteurs de $\{-1, 1\}^L$.

On considère pour la suite (afin d'alléger les notations) que l'on normalise les g_k :

$$\int_0^T g_k^2(t) dt = 1 \quad (\text{II.2})$$

On définit la fonction ρ qui permet de déterminer une corrélation entre les codes g_k :

$$\rho_{ij}(\tau) = \int_0^T g_i(t)g_j(t-\tau)dt, \quad i \leq j \quad (\text{II.3})$$

$$\rho_{ij}(\tau) = \int_0^T g_i(t)g_j(t+T-\tau)dt, \quad i \leq j \quad (\text{II.4})$$

$\rho_{ij}(0) = \delta_{ij}$, dans le cas de codes orthogonaux.

On multiplexe les informations en les combinant chacune avec un 'vecteur' g_k . Ainsi, le paquet de bits de longueur N : $b_k = [b_k(1), \dots, b_k(N)]^t$ (voir le Figure(II.3)).

Devient:

$$s_k(t) = \sqrt{\delta_k} \sum_{i=1}^N b_k(i)g_k(t - iT) \quad (\text{II.5})$$

δ_k Représente l'énergie du signal par octet.

On couple alors tous les utilisateurs et le signal émis devient :

$$s(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \quad (\text{II.6})$$

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\delta_k} \sum_{i=1}^N b_k(i)g_k(t - iT - \tau_k) \quad (\text{II.7})$$

Avec $0 \leq \tau_k < T$ pour $1 \leq k \leq K$

τ_k Représente le délai de transmission pour l'utilisateur k .

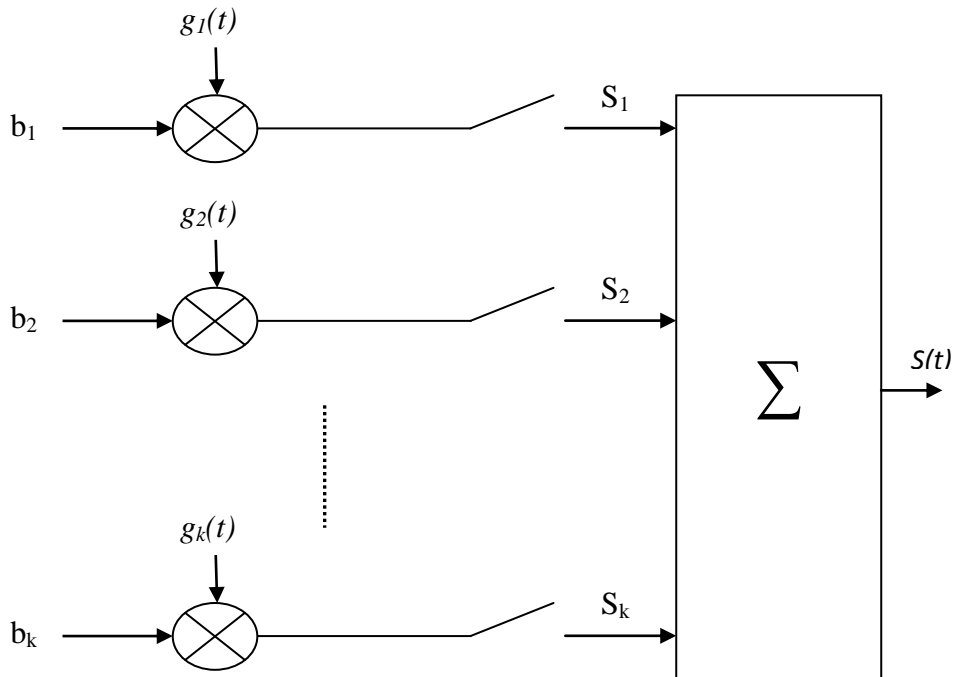


Figure II.3–Dispositif de multiplexage

3. Transmission idéale

On suppose que la transmission c'est effectuée sans ajout de bruit [13], donc le signal reçu est de la forme:

$$r(t) = s(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\delta_k} \sum_{i=1}^N b_k(i) g_k(t - iT - \tau_k) \quad (\text{II.8})$$

On suppose également que les codes choisis sont orthogonaux.

Dans ce cas, si les signaux sont synchrones, il suffit de faire K produits scalaires pour obtenir les K informations de départ :

$$\langle r(t), g_n(t - iT) \rangle = \int_{iT}^{(i+1)T} \left(\sum_{k=1}^K \sqrt{\delta_k} \sum_{j=1}^N b_k(j) g_k(t - jT) \right) g_n(t - iT) dt \quad (\text{II.9})$$

On ne regarde que le bit i alors :

$$\langle r(t), g_n(t - iT) \rangle = \int_{iT}^{(i+1)T} \left(\sum_{k=1}^K \sqrt{\delta_k} b_k(i) g_k(t - iT) \right) g_n(t - iT) dt \quad (\text{II.10})$$

$$\langle r(t), g_n(t - iT) \rangle = \sum_{k=1}^K \left(\sqrt{\delta_k} b_k(i) \int_0^T g_k(t) \cdot g_n(t) dt \right) \quad (\text{II.11})$$

Les codes étant orthogonaux :

$$\langle r(t), g_n(t - iT) \rangle = \sqrt{\delta_n} b_n(i) \quad (\text{II.12})$$

On peut donc ainsi récupérer les informations de chaque utilisateur séparément. Si maintenant les signaux ne sont pas synchrones, il faut transmettre à un moment les $\{\tau_k\}$ (déphasage entre les utilisateurs). Ensuite, on détermine :

$$\langle r(t), g_n(t - iT - \tau_k) \rangle = \sqrt{\delta_n} b_n(i) \quad (\text{II.13})$$

4. Étalement du spectre par séquence direct

L'étalement du spectre par séquence directe Figure(II.4) occupe une place prépondérante dans les systèmes de télécommunication mobile utilisant la technique d'accès multiples par répartition de code: se sont les systèmes dits de troisième génération (3G). En effet, ces systèmes permettent des trafics de données diverses à très hauts débits

et l'accès simultané d'un très grand nombre d'utilisateurs. Le récepteur doit être parfaitement synchronisé sur l'émetteur, ce qui signifie que le code dans le récepteur est exactement aligné sur celui de l'émetteur. Cette opération est réalisée en deux étapes: l'acquisition (*la synchronisation grossière*) et la poursuite (*la synchronisation fine*). L'objectif de ce travail de thèse est d'améliorer les performances de l'acquisition du code. Pour cela, deux schémas d'acquisition sont proposés et analysés [14].

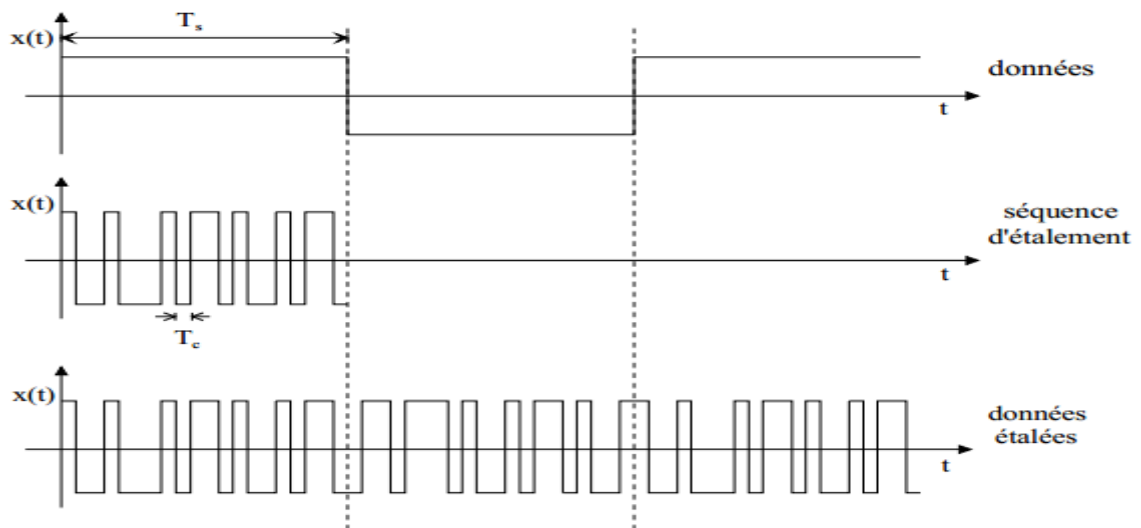


Figure II.4– Etalement d'une séquence de données

5. Codes d'étalement

Le CDMA consiste à utiliser une technique d'étalement par codes, en utilisant une famille des codes orthogonaux.

5.1. Codes OVSF

Les codes d'étalements choisis sont des codes orthogonaux avec un facteur d'étalement variable (*Orthogonal Variable Spreading Factor*) [15]. Dans le cadre de cette thèse, deux codes d'étalements orthogonaux sont considérés, un pour l'étalement des séquences de données de la voie en phase I et un autre pour la voie en quadrature Q. Ces codes sont les mêmes pour tous les utilisateurs et la différenciation entre les signaux de chaque utilisateur se fait grâce aux codes de brouillage longs. L'utilisation de ces codes permet de modifier le facteur d'étalement SF et de maintenir l'orthogonalité des différents codes d'étalement. Ces codes sont construits à partir d'un jeu de codes orthogonaux.

5.2. Codes PN

Le choix des codes *PN* à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les Propriétés de corrélation de ces codes. L'autocorrélation est définie comme la mesure de ressemblance entre un signal $f(t)$ et une copie de ce même signal décalé. La fonction d'autocorrélation Q pour un décalage de τ est [16]:

$$Q(\tau) = \int_0^t f(t)f(t - \tau)dt \quad (\text{II.14})$$

5.3. Codes de Gold et de Kasami

Gold et Kasami ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement *Codes Gold* et *codes Kasami*, qui ne sont pas maximaux et qui possèdent de plus faibles corrélations croisées que les séquences maximales. Les propriétés de corrélation de ces deux codes sont semblables. La plus grande différence entre ces deux familles de codes réside dans le nombre de codes pouvant être générés. Notre brève description se limitera toutefois ici aux codes Gold [17].

5.4. Les codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Plus exactement, ils correspondent aux lignes ou aux colonnes orthogonales de cette matrice composée de ± 1 . La matrice de transformation de Sylvester - Hadamard de taille $2^n \times 2^n$ satisfait la condition suivante [18] :

$$H_m H_m^T = mI_m \quad (\text{II.15})$$

Où H_m^T est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille $m \times m$ et I_m est la matrice identité de taille $m \times m$. Ainsi, d'après cette définition, les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'interchanger les lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice.

La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille $L_c \times L_c$ peut être construite récursivement de la manière suivante :

$$\begin{cases} H_1 = 1 \\ H_{L_c} = \begin{bmatrix} H_{L_c/2} & H_{L_c/2} \\ H_{L_c/2} & -H_{L_c/2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

6. Codes de brouillage

Les codes de brouillage longs sont utilisés pour séparer les émissions des différents utilisateurs. En effet, chaque utilisateur utilise un code complexe qui lui est propre. Les différents codes de brouillage utilisés par l'émetteur lors de la transmission sont connus par le récepteur afin de pouvoir faire la séparation des différents utilisateurs à partir du signal reçu [19].

Du fait de leur construction, il existe plusieurs millions de codes distincts ce qui rend la restitution de l'information impossible en absence du bon code et si la corrélation est effectuée au mauvais instant.

7. Modèle multi utilisateurs

L'objectif des communications mobiles est de fournir des canaux de communications à la demande entre un terminal mobile et une station de base qui connecte l'utilisateur à l'infrastructure du réseau fixe. Les critères de conception de tels systèmes incluent la capacité, la complexité et la qualité de service. Tous ces critères sont influencés par la méthode utilisée pour fournir l'accès multiple.

On distingue plusieurs types de systèmes de communication multi utilisateurs [20]. Un premier type est un système d'accès multiple avec lequel un grand nombre d'utilisateurs Partagent un canal de communication commun pour transmettre l'information à un récepteur Figure(II.6).

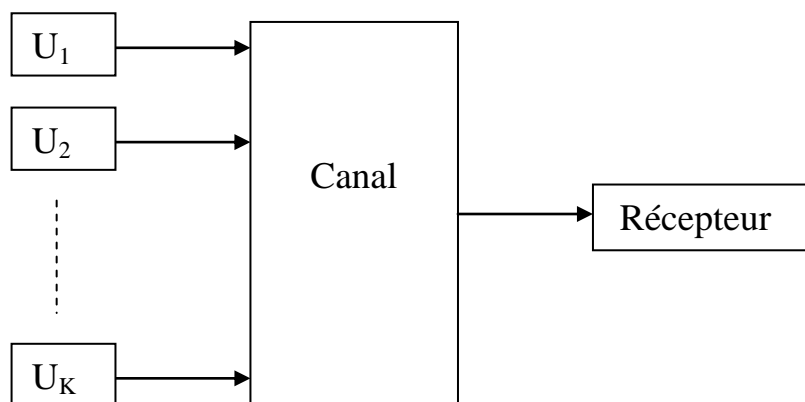


Figure II.5–Communication Multi Utilisateurs – Accès multiple

Le deuxième type de communication mobile est un réseau de diffusion (*braodcast*) dans lequel un émetteur simple envoie de l'information à plusieurs récepteurs figure(II.7).

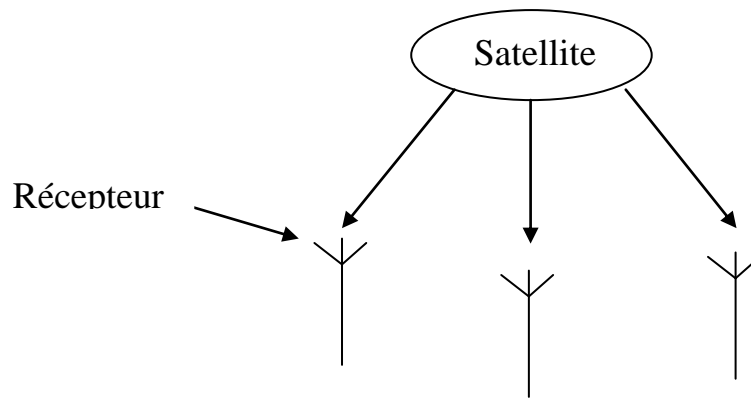


Figure II.6—Communication multi utilisateurs—Broadcast

8. Formalisations matricielles

Dans un système CDMA, le signal porteur de l'information (*le signal de données*) est directement modulé par un signal code numérique à temps discret et à valeurs discrètes appelé code d'étalement [21], [22]. Dans ce qui suit, nous développons un modèle CDMA général asynchrone dans lequel les usagers transmettent à des temps τ différents. Le modèle synchrone étant un cas particulier du premier en fixant les délais des usagers égaux ou à zéro.

Chaque symbole d'un usager est étalé par un code pseudo-aléatoire unique à l'usager de longueur N_c . La période du symbole est T et la période de la bribe est T_c où $N_c = T/T_c$, le code pseudo-aléatoire est fonction d'un code canal et un code d'embrouillage [23] menant à un code pseudo-aléatoire de période pouvant être plus longue que celle du symbole à transmettre. Tous les usagers utilisent le même filtre de formation d'impulsions, noté $\psi(t)$ qui est supposé limité dans l'intervalle de temps $[0, T]$. Tous les canaux sont considérés des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR), noté $h_k(t)$, avec un délai d'étalement maximum de T_m et un nombre de trajets multiples L_k .

Sauf indication contraire, les notations à temps suivent s'appliquent au reste du rapport: les indices pour l'espace de Baud ($1/T$) sont représentés par n et les indices de l'espace des bribes ($1/T_c$) sont représentés par m et le $n^{\text{ème}}$ symbole du $k^{\text{ème}}$ usager à l'instant n est noté $b_k^{(n)}$. La séquence pseudo-aléatoire (PN) d'étalement du $k^{\text{ème}}$ usager à temps continu est :

$$S_k^{(n)}(t) = \sum_{m=0}^{N_c-1} S_{k,m}^{(n)} \psi(t - mT_c) \quad (\text{II.17})$$

Où N_c représente la longueur de la séquence PN, T_c la période du chip, $\psi(t)$ est le filtre de formation des impulsions et $S_{k,m}^{(n)}$ le $m^{\text{ème}}$ chip du $k^{\text{ème}}$ usager et de la $n^{\text{ème}}$ donnée transmise. Les simulations effectuées avec des séquences PN de type Gold [10] sont telles que

$$S_k^{(n)} \in \{-1,1\}.$$

$S_{k,m}^{(n)}$ est complexe en combinant les codes OVVSF avec le brouillage. L'enveloppe complexe du signal reçu peut être représentée par :

$$\check{r}(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} s_k^{(n)}(t - nT) * h_k^{(n)}(t) + \eta(t) \quad (\text{II.18})$$

Où N_b représente le nombre de symboles reçus, A_k l'amplitude reçue, $b_k^{(n)}$ le $n^{\text{ème}}$ symbole transmis, T la période du symbole, $\eta(t)$ le bruit additif gaussien de densité spectrale σ^2 et le produit de convolution.

La réponse impulsionnelle du canal de transmission de l'utilisateur k est:

$$h_k^{(n)}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} h_{k,l}^{(n)} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (\text{II.19})$$

Avec L_k le nombre de trajets de propagation ($L=L_k$ sans perte de généralité), $h_{k,l}^{(n)}$ le gain complexe du trajet l de l'utilisateur k à l'instant n , $\tau_{k,l}$ le délai de propagation et $\delta(t)$ l'impulsion de Dirac. Dans la prochaine section nous analyserons plus en détail les caractéristiques d'un canal de communication sans fil.

La forme du signal reçu devient alors :

$$\check{r}(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} \sum_{l=1}^{L_k} h_{k,l}^{(n)} s_k^{(n)}(t - nT - \tau_{k,l}) + \eta(t) \quad (\text{II.20})$$

Le signal reçu est échantillonné à la fréquence P/T_c ($P = 1$: Baud spaced;

$P \geq 2$ sur échantillonnage). Le signal reçu à temps discret s'écrit alors :

$$\check{r} = SHAb + \eta \quad (\text{II.21})$$

Où

$$\check{r} = [\check{r}^{T(0)}, \dots, \check{r}^{T(N_b-1)}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b} \quad (\text{II.22})$$

Est le vecteur d'entrée échantillonné et

$$\check{r}^{T(n)} = [\check{r}(T_s(nPN_c + 1)), \dots, \check{r}(T_s(n + 1)PN_c)] \in \mathbb{C}^{PN_c} \quad (\text{II.23})$$

Avec

$$S = [S^{(0)}, \dots, S^{(N_b-1)}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b \times KLN_b} \quad (\text{II.24})$$

$$S^{(0)} = \begin{bmatrix} S^{(0)}(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & S^{(1)}(0) & \ddots & \vdots \\ S^{(0)}(D) & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & S^{(1)}(D) & \ddots & S^{(N_b-1)}(0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & S^{(N_b-1)}(D) \end{bmatrix}$$

$S^{(0)}$: est la matrice des séquences d'étalement échantillonnées, $D = \left\lceil \frac{T+T_m}{T} \right\rceil$ T_m étant le délai d'étalement maximum (qui dépend du canal de communication).

$$S^{(n)} = [S_{1,1}^{(n)} \dots S_{1,L}^{(n)} \dots S_{k,L}^{(n)}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b \times KL} \quad (\text{II.25})$$

Est la séquence PN de l'utilisateur k. La matrice des coefficients des canaux des différents usagers :

$$H = \text{diag}[H^{(0)}, \dots, H^{(N_b-1)}] \in \mathbb{C}^{kLN_b \times kN_b} \quad (\text{II.26})$$

Où

$$H^{(n)} = \text{diag}[h_1^{(n)} \dots h_k^{(n)}] \in \mathbb{C}^{kL \times k} \quad (\text{II.27})$$

et

$$h_k^{(n)} = [h_{k,1}^{(n)} \dots h_{k,L}^{(n)}] \in \mathbb{C}^L \quad (\text{II.28})$$

La matrice des amplitudes de signaux est

$$A = \text{diag}[A^{(0)}, \dots, A^{(N_b-1)}] \in \mathbb{R}^{kN_b \times kN_b} \quad (\text{II.29})$$

Où

$$A^{(n)} = \text{diag}[A_1, \dots, A_k] \in \mathbb{R}^{k \times k} \quad (\text{II.30})$$

Le vecteur des symboles transmis d'alphabet Φ est donné par $\Phi = \{-1,1\}$ pour le BPSK, et $\Phi = \left\{ \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right\}$ pour le QPSK.

Et b donné par :

$$b = [b^{T(0)}, \dots, b^{T(N_b-1)}] \in \Phi^{kN_b} \quad (\text{II.31})$$

Avec

$$b^{(n)} = [b_1^{(n)}, \dots, b_k^{(n)}] \in \Phi^k \quad (\text{II.32})$$

Et le vecteur bruit est $\eta \in \mathbb{C}^{PN_c N_b}$

9. Détection conventionnelle (Matched Filter)

Le récepteur conventionnel fonctionne comme si chaque utilisateur était seul sur le canal, il lie le signal reçu avec une réplique du code d'étalement. Le détecteur conventionnel fait abstraction des interférences provenant des autres utilisateurs, qui sont considérés comme un bruit supplémentaire, d'où la dégradation de la qualité du signal détecté [24].

Un système CDMA avec K utilisateurs, chacun possède un code pseudo aléatoire $a_k(t)$ de durée T_c tel que $T_c = T/N$.

L'intercorrrelation entre une paire de signature joue un rôle important dans les performances d'un récepteur CDMA, on définit l'intercorrrelation telle que :

$$\rho_{jk} = \int_0^T a_k(t) a_j(t) dt = \sum_{i=1}^N a_{k,i} a_{j,i} \quad (\text{II.33})$$

Soit : $R = [\rho_{jk}] \quad 1 \leq k, j \leq k$

Dans le cas synchrone, la sortie du filtre adapté est:

$$y_1 = \int_0^T r(t) a_1(t) dt \quad (\text{II.34})$$

Pour k utilisateurs:

$$y_k = \int_0^T r(t) a_k(t) dt \quad (\text{II.35})$$

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j=k} A_j b_j \rho_{jk} + n_k \quad (\text{II.36})$$

$$\text{Où: } n_k = \sigma \int_0^T n(t) a_k(t) dt$$

n_k est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 Sachant que a_k est normalisé de façon à avoir une énergie unitaire c'est à dire :

$$\int_0^T a_k^2(t) dt = 1 \quad (\text{II.37})$$

Alors :

$$Y = RAb + n \quad (\text{II.38})$$

$$Y = [y_1, \dots, y_k]^T, \quad b = [b_1, \dots, b_k]^T \quad \text{et} \quad A = \text{diag}\{A_1, \dots, A_k\}$$

Où A_k est l'amplitude du signal reçu provenant du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

Donc en général, à chaque sortie du filtre on obtient un terme dû à l'inter corrélation avec le signal des autres utilisateurs appelé interférence d'accès multiple (IAM) tel que [25]:

$$IAM_k = \sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{jk} \quad (\text{II.39})$$

L'existence de l'IAM entraîne une dégradation importante sur la capacité et les performances d'un système CDMA conventionnel, ce terme augmente avec le nombre des interférents. En absence de ce terme, on se retrouve avec des performances qui sont celle d'un système mono utilisateur ($K=1$).

Par la suite, on analyse la probabilité d'erreur du détecteur conventionnel dans le cas d'un système CDMA synchrone. La sortie du filtre adapté relatif au $i^{\text{ème}}$ bit du $k^{\text{ème}}$ utilisateur est égale à :

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j \neq k} (A_j b_j \rho_{jk} + n_k) \quad (\text{II.40})$$

Si les signatures sont orthogonales alors $\rho_{jk} = 0$

Pour $j \neq k$ alors :

$$y_k = A_k b_k + n_k \quad (\text{II.41})$$

La probabilité d'erreur sur la variable de décision y_k est dans ce cas:

$$p(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sigma}\right) \quad (\text{II.42})$$

Où la fonction Q est donnée par:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2}\right) du \quad (\text{II.43})$$

Il a été démontré que si la relation $\frac{A_2}{A_1} > \frac{1}{\rho_{21}}$ est vérifiée alors le détecteur conventionnel donne des performances médiocres. Pour atteindre des performances acceptables, les intercorrélations entre les signaux doivent être faibles. Une méthode pour maintenir une intercorrélacion faible est de choisir des séquences d'étalement longues. Quand la puissance de l'un des utilisateurs interférents est dominante, on aura une dégradation des performances (*l'effet de l'éblouissement*).

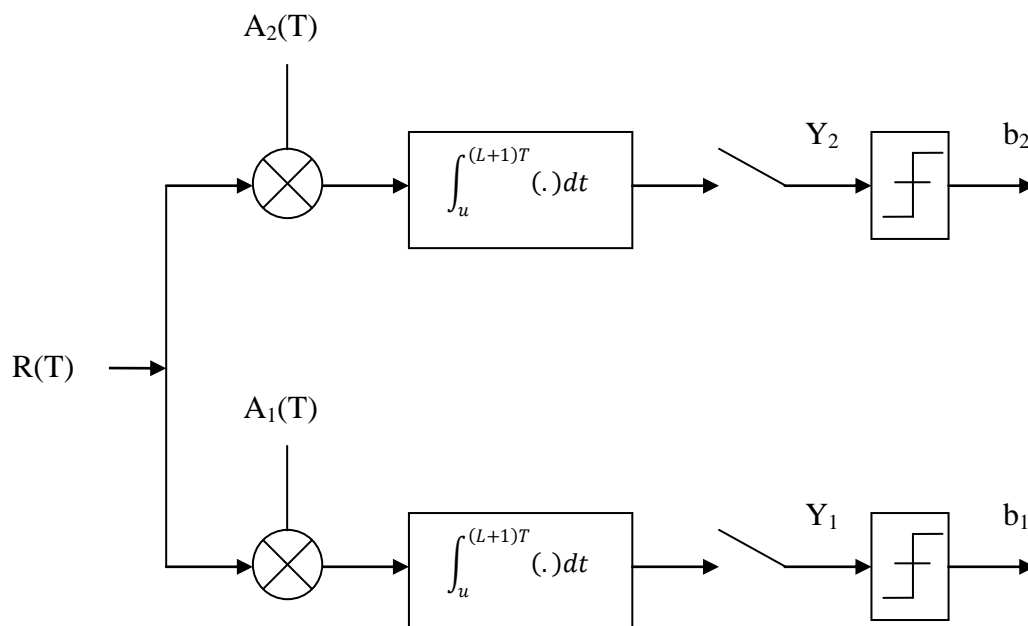


Figure II.7– Banc de filtres du détecteur conventionnel pour un système CDMA synchrone

10. Détecteur linéaire RAKE

Dans un système CDMA, les trajets multiples peuvent être considérés comme un avantage. En effet, si chaque trajet est porteur de la même information, on peut en combiner plusieurs afin d'obtenir un signal unique dont la puissance serait renforcée. Cette idée est le principe fondateur du détecteur Rake. Pour combiner les trajets, il faut qu'ils soient suffisamment séparés dans le temps, forme de diversité temporelle [26]. La séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un chip pour assurer la décorrélation entre ceux-ci.

Le principe du détecteur Rake est schématisé dans la figure(II.8). Il est composé d'un banc de corrélateurs dits *fingers* et d'un combineur. Il nécessite aussi la connaissance des paramètres du canal (*retards et taps*) fournis par un estimateur de canal.

Dans chaque *finger*, on trouve un corrélateur et un générateur de code. Le corrélateur effectue la fonction de corrélation entre le signal reçu et le code (signature) généré localement. L'estimateur de canal détecte le retard temporel de chacun des trajets sur une fenêtre de temps de longueur finie, puis donne cette information aux corrélateurs.

Chaque *finger* doit être synchronisé avec le retard de chaque trajet et le nombre de *fingers* est égal au nombre de trajets que l'on veut traiter. Enfin, le rôle du combineur est tout simplement d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque *finger* et permettre ainsi de minimiser les dégradations suscitées par les ISI ce qui se traduit par une amélioration globale des performances du détecteur [27]. à la sortie des *fingers*, on obtient des symboles portant chacun une information de phase et d'amplitude. Cependant, la phase et l'amplitude originales de ces symboles peuvent être modifiées par le canal de propagation. Il est alors nécessaire d'estimer les coefficients complexes $h(t-\tau_l)$, τ_l est la position du trajet estimé.

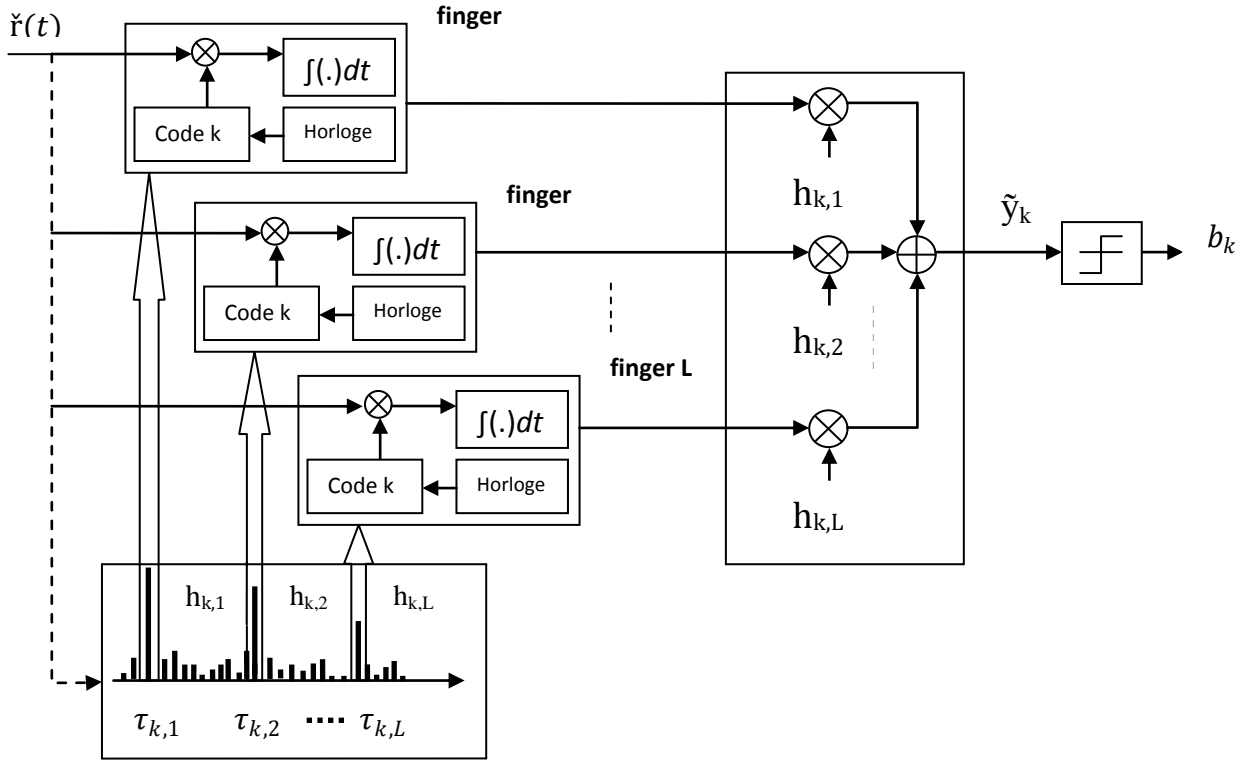


Figure II.8– Structure du détecteur Rake

Chacun des symboles d’information à la sortie des fingers est ainsi multiplié par le conjugué complexe des coefficients estimés du canal, c’est-à-dire, par $h^*(t - \tau_l)$, afin de compenser l’effet du canal de propagation et de les remettre en phase pour pouvoir les additionner.

Le Rake est le détecteur dit conventionnel. Il peut être utilisé au niveau de la station de base (BTS) et des stations mobiles. Il a été très utilisé pour la deuxième génération et la troisième génération des systèmes cellulaires grâce à sa faible complexité de calcul. Il peut être mis en équation comme suit :

$$y_{[MF]} = S^H \check{r} = ARHAb + S^H \eta, \quad y_{[MF]} \in \mathbb{C}^{kL N_b} \quad (II.44)$$

$$y_{[Rake]} = (HA)^H y_{[MF]} = (SHA)^H \check{r} = AH^H RHAb + (SHA)^H \eta, \quad y_{[Rake]} \in \mathbb{C}^{k N_b} \quad (II.45)$$

$$\hat{b} = \text{sgn}(y_{[Rake]}) \quad (II.46)$$

$$R = S^H S \begin{bmatrix} R^{(0,0)} & \dots & R^{(0,D)} & \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ R^{(D,0)} & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{KL} & \\ \mathbf{0}_{KL} & \ddots & \ddots & \ddots & R^{(N_b-D, N_b-1)} & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \\ \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{0}_{KL} & \dots & R^{(N_b-1, N_b-1)} & \end{bmatrix}$$

Où l'exposant H est utilisé pour exprimer la transposée conjuguée du vecteur, avec :

$$R^{(n, n-j)} = \sum_{i=0}^{D-j} S^{T(n)}(i) S^{(n-j)}(i+j), \quad j \in \{0, \dots, D\} \quad (\text{II.47})$$

Où

$$R^{(n-j, n)} = R^{T(n, n-j)} \quad (\text{II.48})$$

$$R^{(n, n')} = \begin{bmatrix} R_{1,1}^{(n, n')} & \dots & R_{1,K}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{K,1}^{(n, n')} & \dots & R_{K,K}^{(n, n')} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{KL, KL}$$

$$R_{k, k'}^{(n, n')} = \begin{bmatrix} R_{K1, k'1}^{(n, n')} & \dots & R_{K1, k'L}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{KL, k'1}^{(n, n')} & \dots & R_{KL, k'L}^{(n, n')} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{L, L}$$

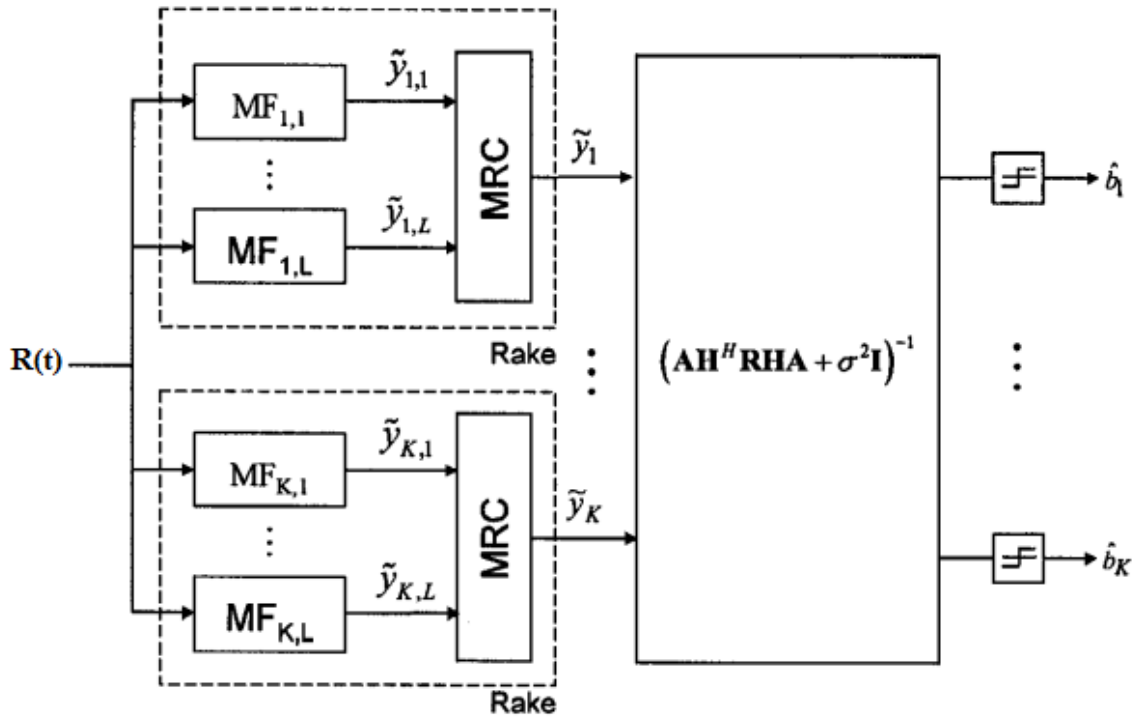
et

$$R_{kl, k'l'}^{(n, n')} = \sum_{j=\tau_{k,l}}^{PN_c-1+\tau_{k,l}} S_k(T_s(j - \tau_{k,l})) S_{k'}(T_s(j - \tau_{k',l'} + (n' - n)PN_c)) \quad (\text{II.49})$$

Lorsque les symboles envoyés sont à valeur réelles. Dans le cas des signaux QPSK, la sortie de la fonction signe représente une des quatre valeurs des symboles complexes.

Il est à noter que ce type de détecteur nécessite une parfaite connaissance des paramètres du canal (méthode indirecte) pour assurer un bon fonctionnement de la diversité. De plus, son utilisation exige un contrôle strict des puissances transmises pour minimiser le problème d'éblouissement. De plus, il est incapable de traiter les MAI en considérant ces derniers comme étant un bruit blanc additif.

11. Détecteur MMSE linéaire (minimise mean squared error)



12. Figure II.9–Structures du MMSE

Le principe du récepteur minimisant l’erreur quadratique moyenne Figure(II.9) qui est connu sous le nom de MMSE (*Minimise Mean Squared Error*) [27] consiste à choisir pour le $k^{ème}$ utilisateur le code c_k qui minimise $E ((bk - \langle ck, r \rangle)^2)$.

Le bit estimé s’écrit alors :

$$\hat{b} = \text{sgn}(\langle c_k, r \rangle) \tag{II.50}$$

Ce qui revient à déterminer le vecteur m_k qui minimise $E ((bk - m_k^T r)^2)$. On définit ainsi K problèmes d’optimisation indépendants. Soit M la matrice formée par les vecteurs m_k .

Le problème se résout alors par la minimisation de $E (\|b - M \cdot r\|^2)$.

La matrice M qui réalise le MMSE est: $M = A^{-1} [R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1}$

Le détecteur MMSE donne pour décision :

$$\hat{b} = \text{sgn} \left(\frac{1}{A_k} ([R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} r)_k \right) = \text{sgn} (([R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} r)_k) \tag{II.51}$$

Avec:

$$\sigma^2 A^{-2} = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma^2}{A_1^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{A_k^2} \right\} \quad (\text{II.52})$$

Notons qu'à la différence du décorrélateur, la mise en œuvre du détecteur MMSE linéaire impose la connaissance des amplitudes des signaux des utilisateurs et de la puissance du bruit ou leur rapport, et il élimine aussi bien le terme d'interférence que le terme du bruit, mais il présente le même inconvénient que celui du récepteur décorrélateur, pour l'opération d'inversion de matrice.

13. Détecteur décorrélateur (zéro forcing)

Le détecteur décorrélateur dont la structure est présentée à la figure(II.10), réalise la décorrélation des contributions des utilisateurs aux différentes composantes du vecteur d'observation [25].

Le vecteur résultant de la sortie des filtres adaptés peut être écrit sous la forme:

$$Y = RAb + n \quad (\text{II.53})$$

D'où on peut

Remarquer que le récepteur conventionnel pourrait faire des erreurs même en l'absence du bruit, ce qui implique qu'on peut trouver :

$$\hat{b}_k = \text{sgn}((RAb)_k) \neq b_k \quad (\text{II.54})$$

La matrice d'intercorrélations R est inversible, et on multiplie le vecteur sortant des filtres par R^{-1} alors :

$$R^{-1}y = R^{-1}Ab = Ab$$

Si $\sigma = 0$, alors on retrouve la donnée.

$$\hat{b}_k = \text{sgn}((R^{-1}y)_k) = \text{sgn}((Ab)_k) = b_k \quad (\text{II.55})$$

On conclut que si les codes sont indépendants, le détecteur accomplit de parfaites démodulations pour chaque utilisateur.

Si on introduit le terme du bruit, on obtient :

$$R^{-1}y = Ab + R^{-1}n \quad (\text{II.56})$$

Notons que la $k^{\text{ème}}$ composante ne dépend pas de l'interférence causée par aucun des autres utilisateurs, la seule source d'interférence est le bruit.

La probabilité d'erreur est :

$$P_k(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sigma\sqrt{[R^{-1}]_{kk}}}\right) \quad (\text{II.57})$$

En particulier si on prend le cas d'un système à deux utilisateurs, on obtient :

$$P_k(\sigma) = Q\left(\frac{A_k\sqrt{1-\rho_{12}^2}}{\sigma}\right) \quad (\text{II.58})$$

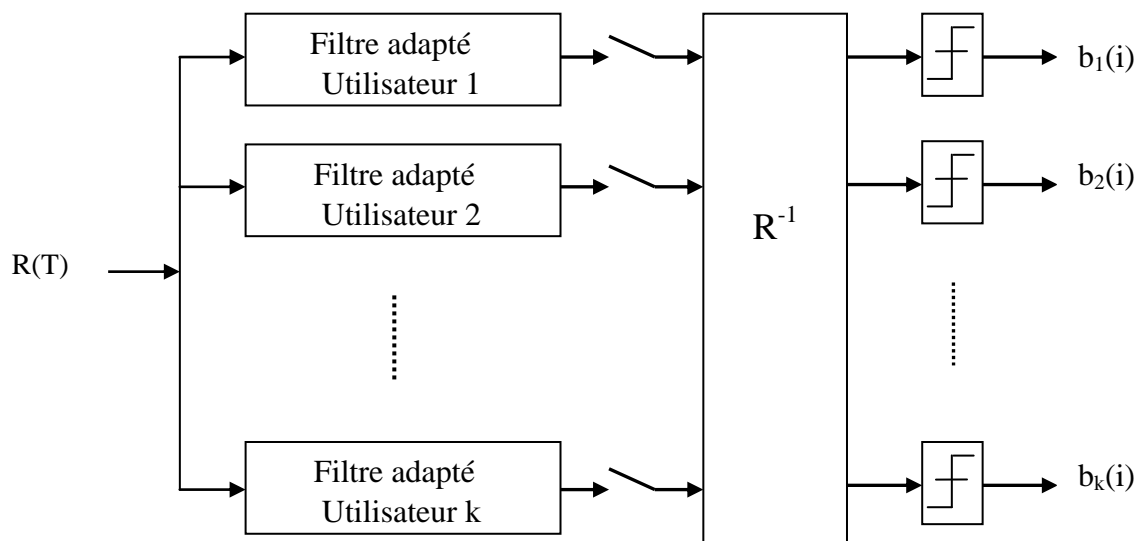


Figure II.10– Structure du détecteur décorrélateur dans le cas synchrone

14. Avantages du système CDMA

- Une faible DSP du signal émis vis-à-vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne.
- Une faible probabilité d'interception. Parce qu'il est noyé dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication.
- la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences.

- La génération du code est simple et une seule multiplication est nécessaire pour générer le signal.
- L'utilisation d'une seule porteuse offrant un générateur de fréquence simple.

15. Inconvénients du système CDMA

Malgré ces nombreux avantages, l'étalement de spectre présente aussi deux inconvénients majeurs. Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre, de plus pour effectuer les opérations d'étalement et de désétalement, un accroissement de la complexité de l'émetteur et du récepteur, dû entre autres à l'ajout de générateurs de séquences Pseudo-aléatoires et à la mise en œuvre de techniques spécifiques de synchronisation, est Inévitable.

Nous avons décrit dans ce chapitre les fondements de la plate-forme simple, incluant le modèle du système CDMA ainsi que la caractérisation des canaux de communication sans fil, qui nous permettront d'analyser et d'évaluer les différents détecteurs cités dans cette section., nous retiendrons seulement les techniques indirectes, basées sur l'estimation des paramètres du canal de communication, issues de la littérature à savoir le MMSE, le ZF, le MF et le RAKE.

Simulations et Résultats

- 1. Influence du canal de transmission**
- 2. Influence d'ordre de modulation**
- 3. Etudes des performances des récepteurs étudiés**

CHAPITRE III

Simulations et Résultats

Après avoir effectué l'analyse théorique du système CDMA ainsi ses différents détecteurs linéaires au chapitre précédent, le chapitre présent se concentrera sur la modélisation d'un tel système à l'aide des outils logiciels *Matlab*[®] et de *The Mathworks Inc.* Le choix de ce logiciel en tant qu'outil de simulation vient du fait qu'il offre une grande bibliothèque spécialement conçue pour le calcul matriciel. Il permet aussi de tracer les résultats de simulations en toute facilité. Nous présentons dans ce chapitre nos résultats de simulation. Après une revue des paramètres de simulation, nous énoncerons les critères de performance retenus. Les performances calculées à la réception sont représentées selon le taux d'erreur sur les bits (BER –*Bit Error Rate*) en fonction du le rapport E_b/N_0 (énergie *par bit à densité spectrale de bruit*) (voire la figure III.1).

En rappel que le BER qui décrit le nombre de bit reçus erronés par rapport au nombre de bits transmis est un outil de mesure des performances du système et ainsi le BER doit être le minimum possible. Durant la simulation, en utilise la boucle de Monte-Carlo qui consiste à faire des itérations du programme plusieurs fois et de faire une moyenne sur ces itérations. L'organigramme général des algorithmes des simulations est illustré dans la figure III.2.

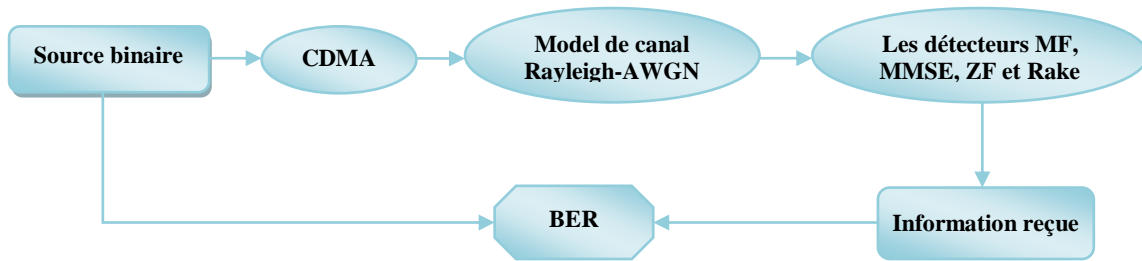


Figure III.1–Organigramme de la chaîne de transmission.

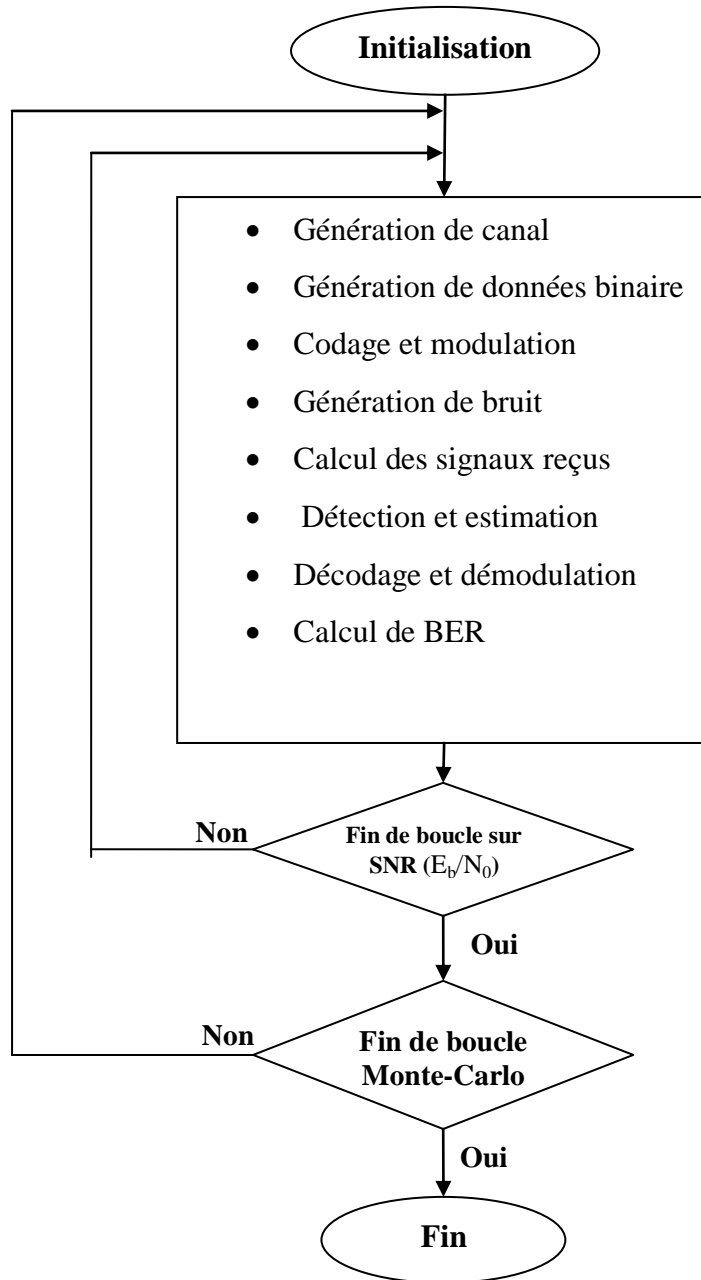


Figure III.2– Organigramme général des algorithmes des simulations.

Dans un premier temps, dans la section (III.1), on a évalué les performances du canal de transmission, l'étude a été faite en variant le nombre d'utilisateurs K , on a considéré au début un canal AWGN pour la transmission, le canal Rayleigh est également traité pour étudier l'effet des coefficients d'atténuation du canal sur les performances du système CDMA.

Dans la section (III.2), on va étudiées différents type de modulations 4-QAM, 8-QAM et 16-QAM est considérée pour l'étude des performances des systèmes CDMA. La section (III.3), consiste à étudier les performances du système CDMA avec ces différents récepteurs, une comparaison entre les différentes performances du système est effectuée.

1. Influence du canal de transmission

La figure (III.3) donne une comparaison dans un système CDMA entre canal AWGN et canal Rayleigh souhaitée pour différentes de gain d'étalement. Nous voyons d'une part que, plus le gain d'étalement est grande, plus le nombre utilisateurs pouvant transmettre simultanément est grand. D'autre part, la probabilité d'erreur binaire la plus faible ($BER=10^{-5}$) est obtenue au détriment du nombre d'utilisateurs. Il y a donc un compromis à trouver entre la qualité de la transmission et le nombre d'utilisateurs. Le canal AWGN possède de meilleures performances que le canal Rayleigh.

2. Influence d'ordre de modulation

La figure (III.4) présente la performance du système CDMA en utilisant différentes modulations: 4-QAM, 8-QAM et 16-QAM dans un canal AWGN. Nous remarquons bien que les résultats obtenus par la modulation 4-QAM sont mieux que ceux obtenus par les modulations 8-QAM et 16-QAM. On peut déduire que la performance du système diminue lorsque le nombre de constellations augmente alors que son débit s'accroît.

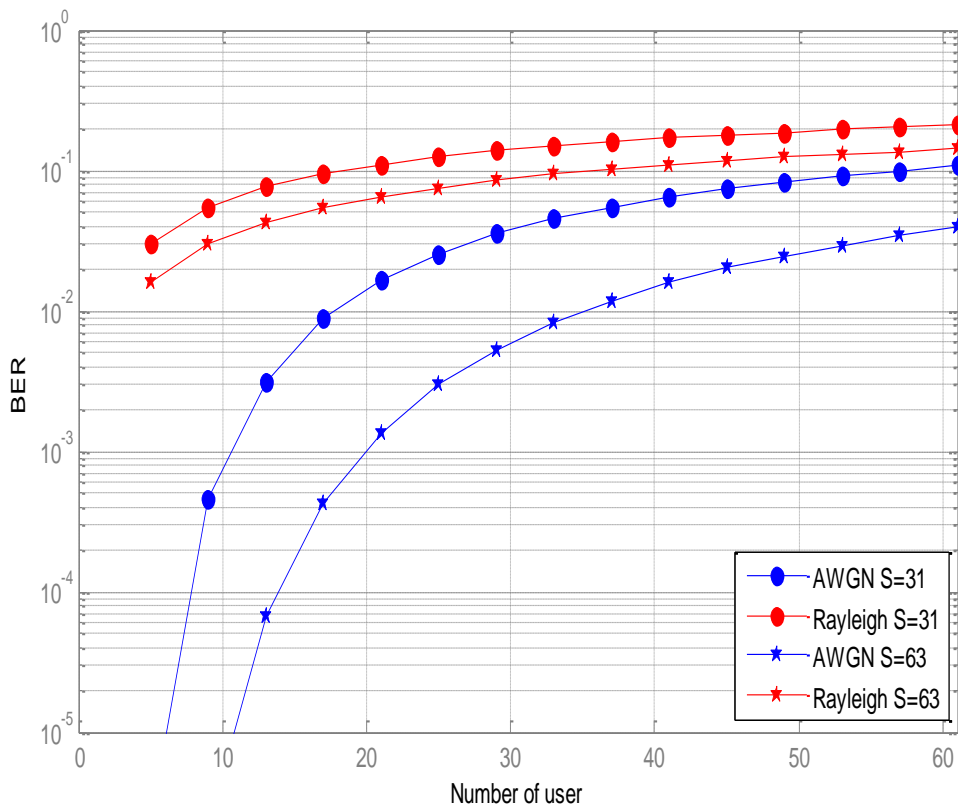


Figure III.3– Comparaison dans un système CDMA entre canal AWGN et canal Rayleigh pour différent de gain d'étalement.

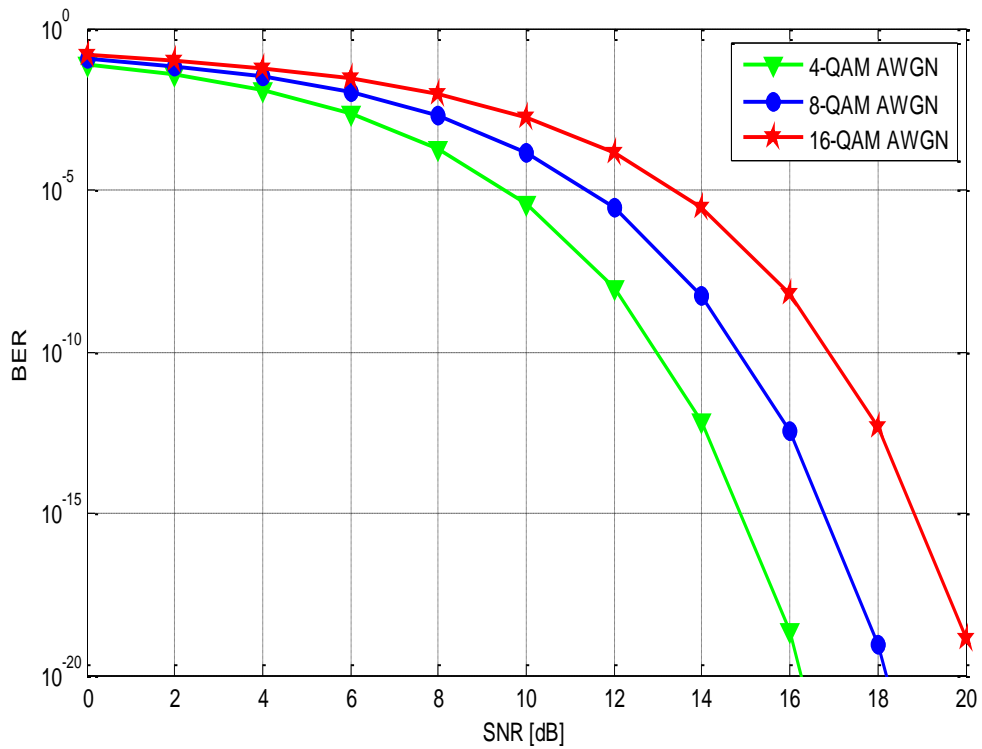


Figure III.4– Influence d'ordre de modulation sur canal AWGN

3. Etudes des performances des récepteurs étudiés

Dans cette partie on a fixé le nombre des données transmises N , et ensuite on a évalué pour chacun des récepteurs les performances de point de vue BER en fonction de SNR.

3.1. Les performances du détecteur conventionnel

Avant de commencer notre simulation, nous commençons par donner le schéma block du filtre conventionnel illustré dans la figure III.5.

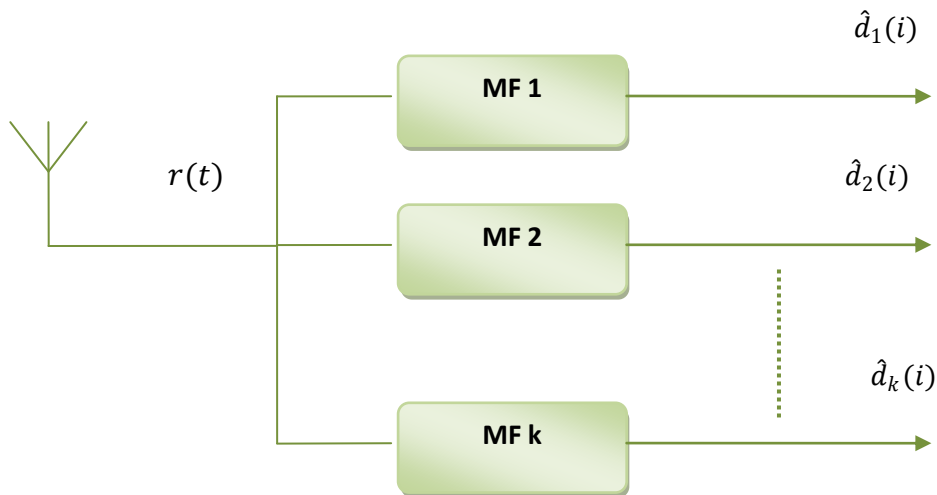


Figure III.5–Schéma block du filtre conventionnel

3.1.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K

En variant le nombre d'utilisateur K . Il convient de préciser les codes de gold qui sont utilisés. La figure (III.6) montre que les performances du détecteur conventionnel (*matched filter*) se dégradent très rapidement si le nombre K d'utilisateurs augmente. On voit que pour $K = 10$ usager les performances sont bonnes, car le BER est en dessous de 10^{-2} pour un SNR de 19dB près. Ce n'est qu'une parfaite illustration de l'équation (II.34), étant donné qu'on a utilisé les séquences de gold, les intercorrélations ne sont pas tout à fait nulles, donc le deuxième terme (MAI) qui sera considéré comme du BER va agrandir si K augmente.

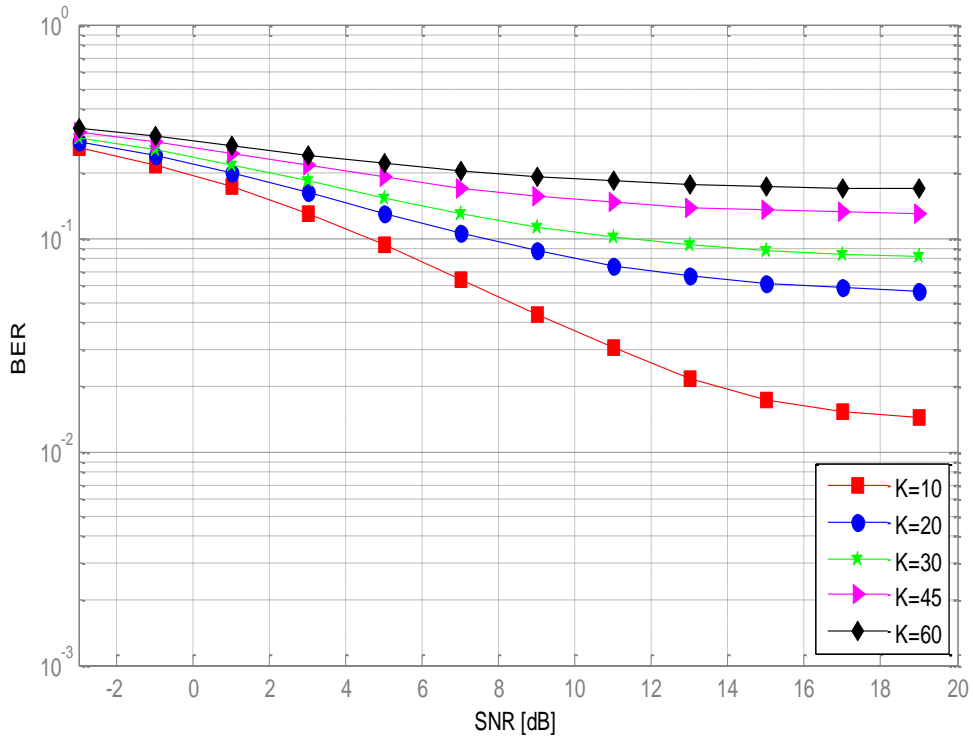


Figure III.6– Performances du récepteur MF pour K variable sur canal AWGN, $S = 63$ et $N = 20000$ bits.

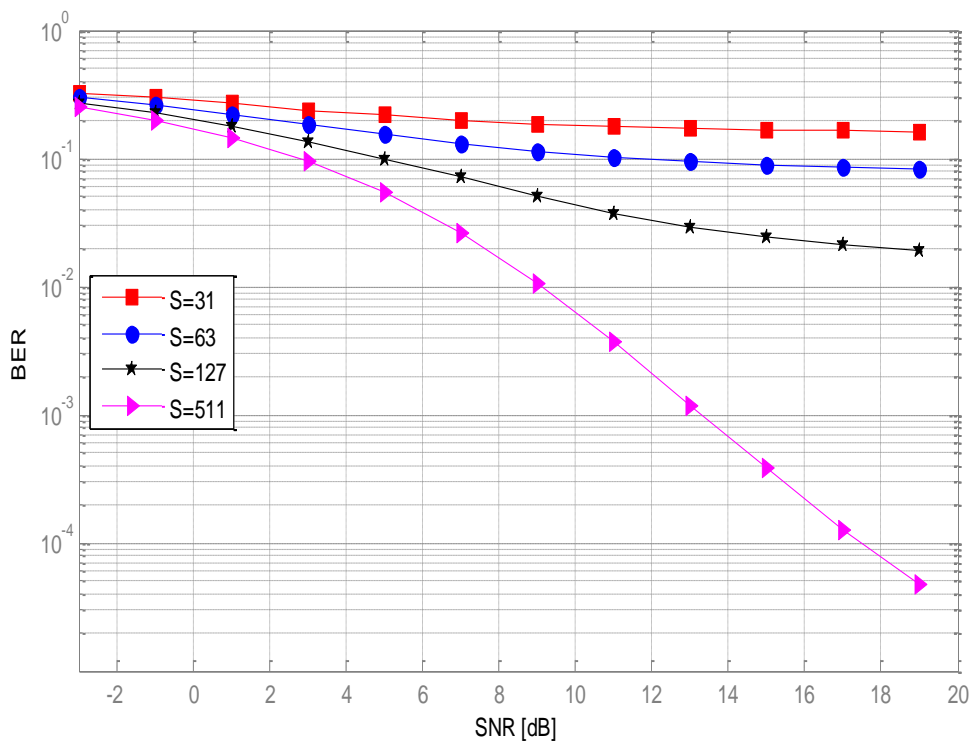


Figure III.7– Performances du récepteur MF pour S variable sur canal AWGN, $K = 30$ et $N = 20000$ bits.

3.1.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S

Dans ce paragraphe on va maintenir constant le nombre d'utilisateurs K et la taille des données transmises N , ensuite on fait varier le gain d'étalement S . Ainsi on évalue les performances des récepteurs MF à l'aide des courbes représentant les variations du BER en fonction de celles du SNR.

La figure (III.7) nous montre que l'augmentation du gain d'étalement a une influence positive de point de vue BER et bon performance.

Du fait que le détecteur conventionnel est la base des autres récepteurs, on peut avancer pour ces derniers la même explication.

3.2. Les performances du détecteur décorrélateur

Le détecteur décorrélateur dont la structure est présentée à la figure III.8 réalise la décorrélation des contributions des utilisateurs aux différentes composantes du vecteur d'observation.

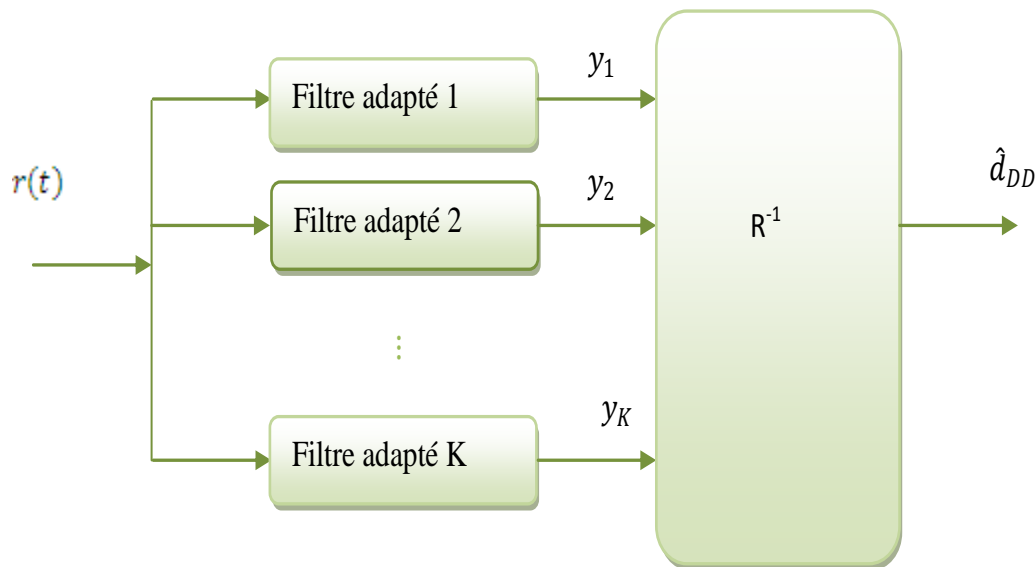


Figure III.8—Schéma block du Détecteur Décorrélateur

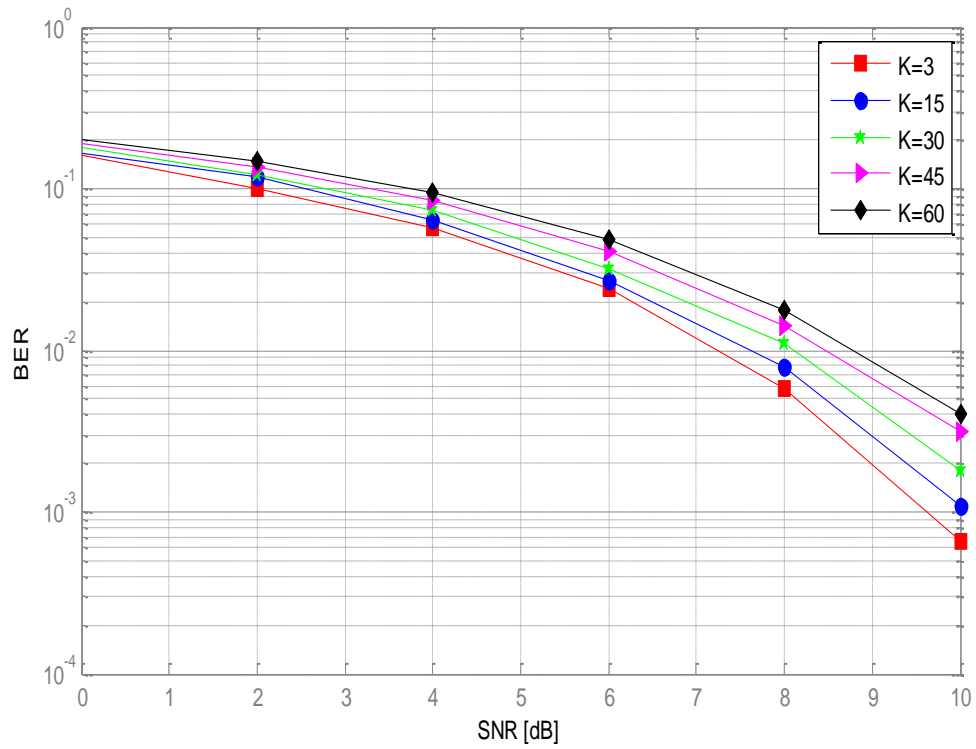


Figure III.9—Performances du récepteur ZF pour K variable sur canal AWGN, S=63 et N=200 bits.

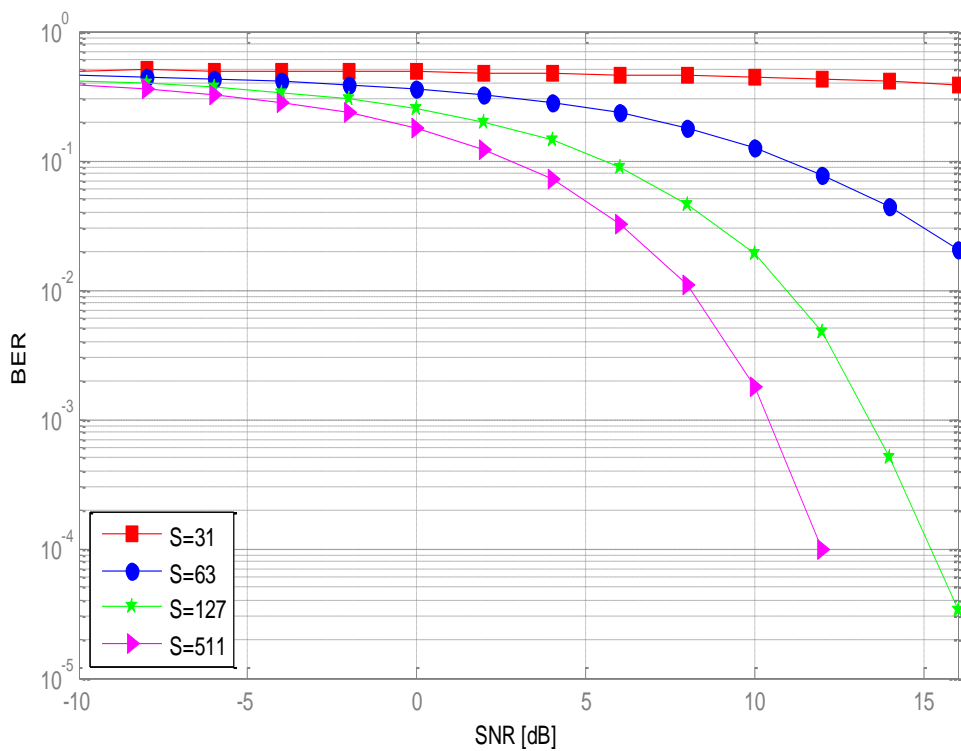


Figure III.10—Performances du récepteur ZF pour S variable sur canal AWGN, K=30 et N=200 bits.

3.2.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K

D'après la figure (II.9) ne sont pas épargnées de la dégradation due à l'augmentation du nombre d'utilisateur K . Même si ce récepteur résiste au problème d'interférence, il n'en demeure pas parfait.

A travers la figure (III.9), les performances sont médiocres en fonction de l'augmentation du nombre d'utilisateurs. En pleine charge, le BER est quasiment constant et la courbe converge. On voit que plus l'exposant est augmenté plus la dégradation s'accroît

3.2.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S

Dans ce paragraphe on va maintenir constant le nombre d'utilisateurs K , ensuite on fait varier le gain d'étalement S .

La figure (III.10) illustre les performances d'un détecteur décorrélateur en fonction S . On remarque que les gains d'étalement donnent même résultat.

3.3. Les performances du détecteur minimisant l'erreur quadratique moyenne

Le principal problème du décorrélateur est l'amplification du bruit. Une solution à ce problème est obtenue par l'utilisation du critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE), le schéma block d'un tel détecteur est mentionné dans la figure III.11.

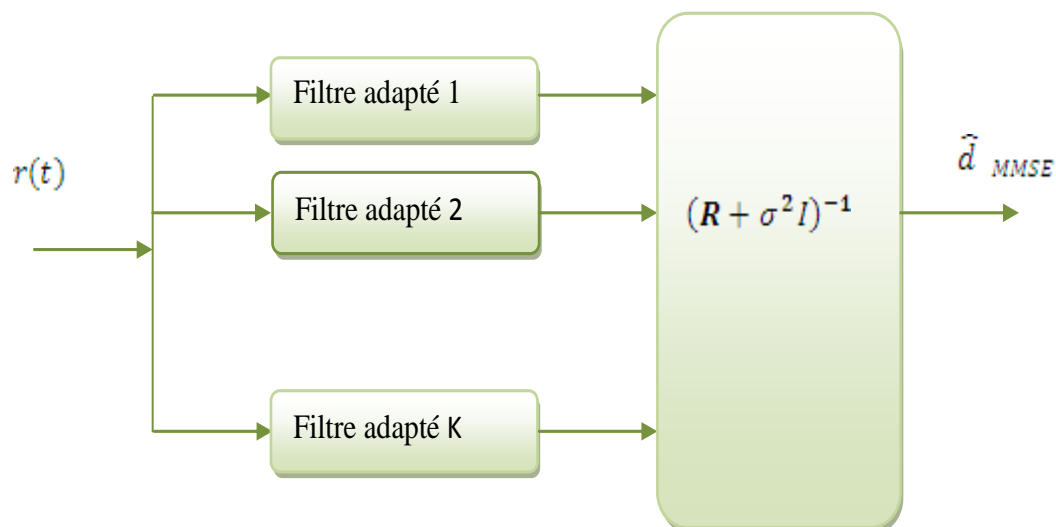


Figure III.11—Schéma block du MMSE

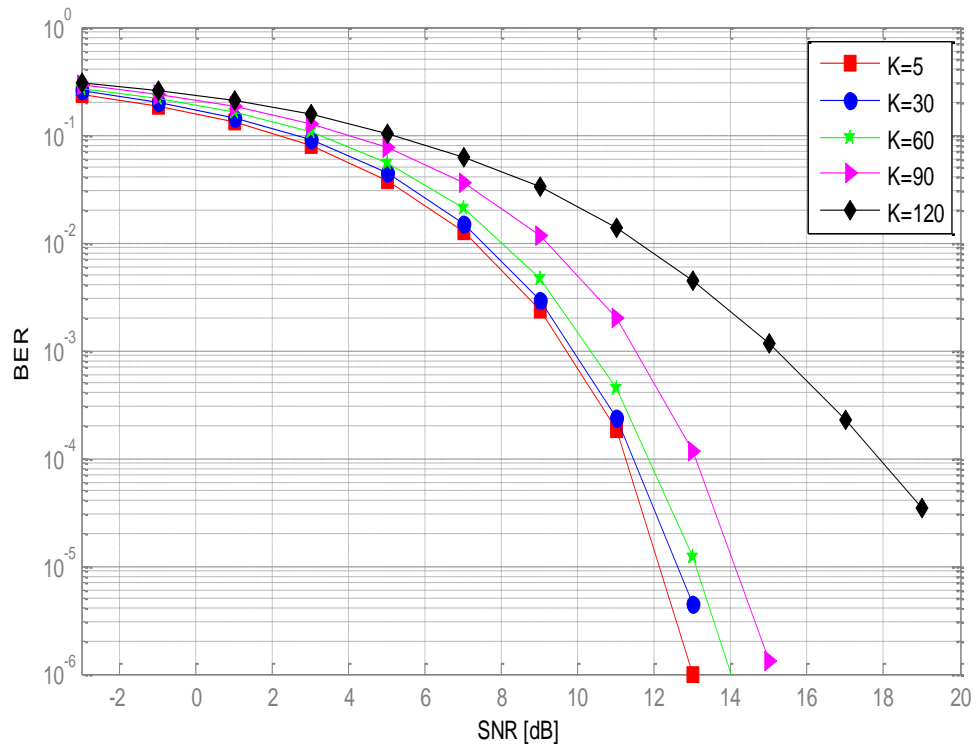


Figure III.12– Performances du récepteur MMSE pour K variable sur canal AWGN, $S = 127$ et $N = 20000$ bits.

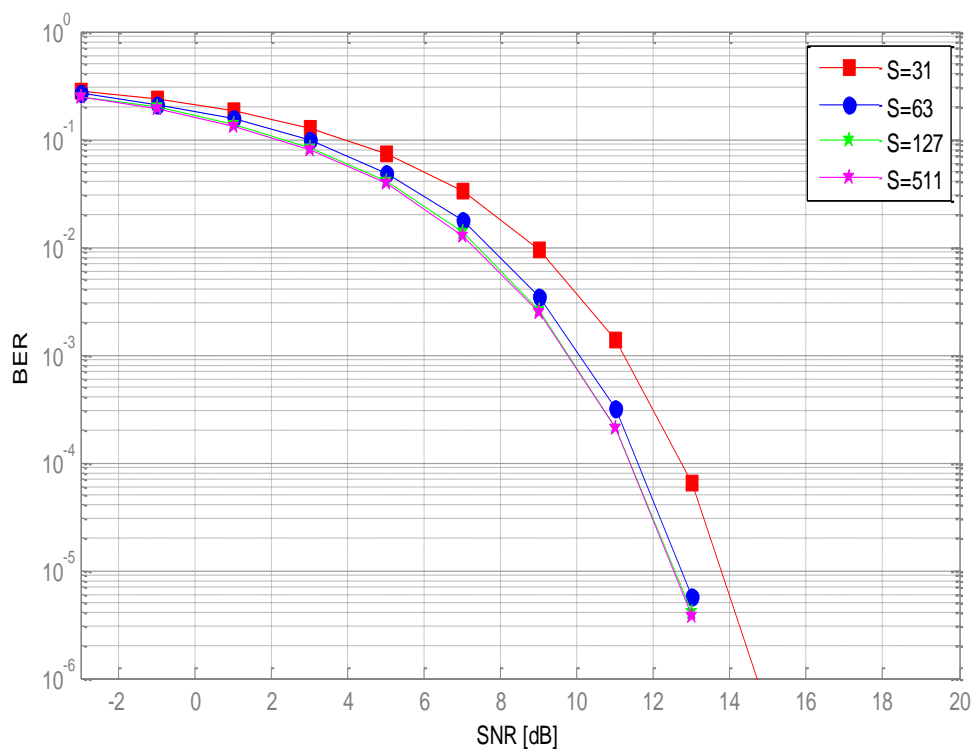


Figure III.13– Performances du récepteur MMSE pour S variable sur canal AWGN, $K = 20$ et $N = 20000$ bits.

3.3.1. Etudes de l'influence du nombre d'utilisateur K

Les performances du récepteur MMSE, elles sont illustrées par la figure (III.12). On voit que les performances s'amenuisent avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs K mais elles restent acceptables même à la charge maximale. Cela s'explique comme en a parlé dans le paragraphe (II.12) par le fait que ce récepteur est excellent pour la suppression du bruit dû à l'interférence.

On voit que pour $K \leq 100$ usager on a $SNR \leq 15$ dB et le BER est en dessous de 10^{-5} , mais lorsqu'on passe à 120 usagers le BER est en dessus de 10^{-5} et le SNR dépassée 18 dB.

3.3.2. Etudes de l'influence du gain d'étalement S

Dans ce paragraphe on va maintenir constant le nombre d'utilisateurs K et la taille des données transmises N , ensuite on fait varier le gain d'étalement S . Ainsi on évalue les performances des récepteurs MMSE à l'aide des courbes représentant les variations du BER en fonction de celles du SNR.

Les figures (III.13) nous montre que l'augmentation du gain d'étalement est donnée meilleur performance.

3.4. Les performances du récepteur Rake

Dans le but de prendre en compte le phénomène de multi trajets, nous proposons d'étudier le récepteur Rake. Il consiste à utiliser un filtre adapté MF (Matched Filter) pour chaque trajet ; le récepteur contient théoriquement autant de doigts que de trajets à traiter. On retrouve le signal transmis en combinant les signaux de sortie de chacun de ses doigts. Le schéma de principe du récepteur Rake est présenté à la figure III.14 dans le cas où le trajet 1 est le moins retardé et le trajet T l'est le plus.

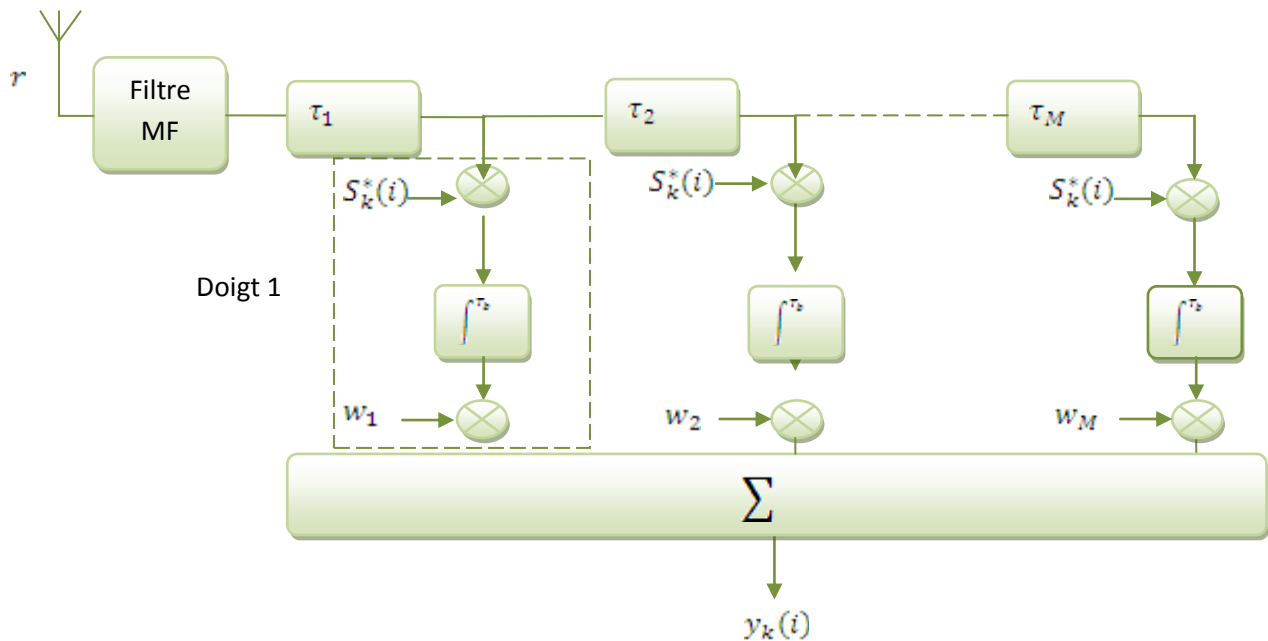


Figure III.14– Structure du récepteur RAKE.

$S_k^*(i)$: La séquence d'étalement après filtrage.

τ_i : Retard de chaque trajet.

w_i : Les poids de chaque branche du RAKE.

Dans cette simulation on a utilisé le canal Rayleigh à 3 trajets, la longueur des codes Walsh utilisés est égale à $L_c=16$ bits, la taille de l'information est $N=100000$ bits. Les performances sont représentées par la figure (III.15).

Le système donne de bonnes performances ; même avec l'augmentation du nombre de trajet, néanmoins l'augmentation de nombre de trajets engendre la dégradation des performances cela peut être causé par l'interférence entre symbole due aux trajets multiples.

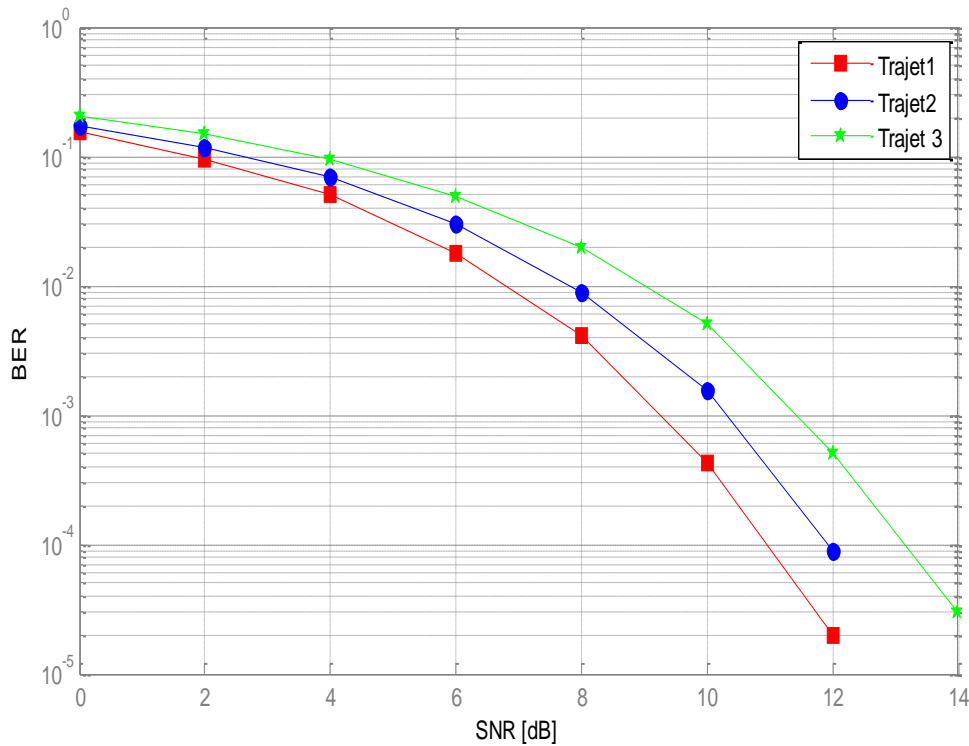


Figure III.15—Performances du récepteur Rake pour Code Walsh sur canal Rayleigh, $L_c = 16$, $N = 100000$ bits, nombre des trajets $T = 3$.

3.5. Comparaison entre les performances des récepteurs MF, MMSE, ZF

Dans cette section, il s'agit d'effectuer les simulations dans les mêmes conditions pour chacun des récepteurs afin de comparer leurs performances à l'aide des graphiques du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit.

On utilise des codes d'étalement de taille $S = 511$ et nombre d'utilisateurs $K = 100$, taille des données transmises $N = 200$ bits.

On remarque que le détecteur MF est le plus mauvaise du point du vue des performances et le plus mauvais des récepteurs comparés. Les performances du ZF approchent ceux de MMSE. Aussi, les récepteurs MMSE et ZF se présente comme le plus mauvais pour des SNR faibles, mais pour des SNR élevé il donne des bons résultats. Le récepteur ZF reste le meilleur suivi de MMSE.

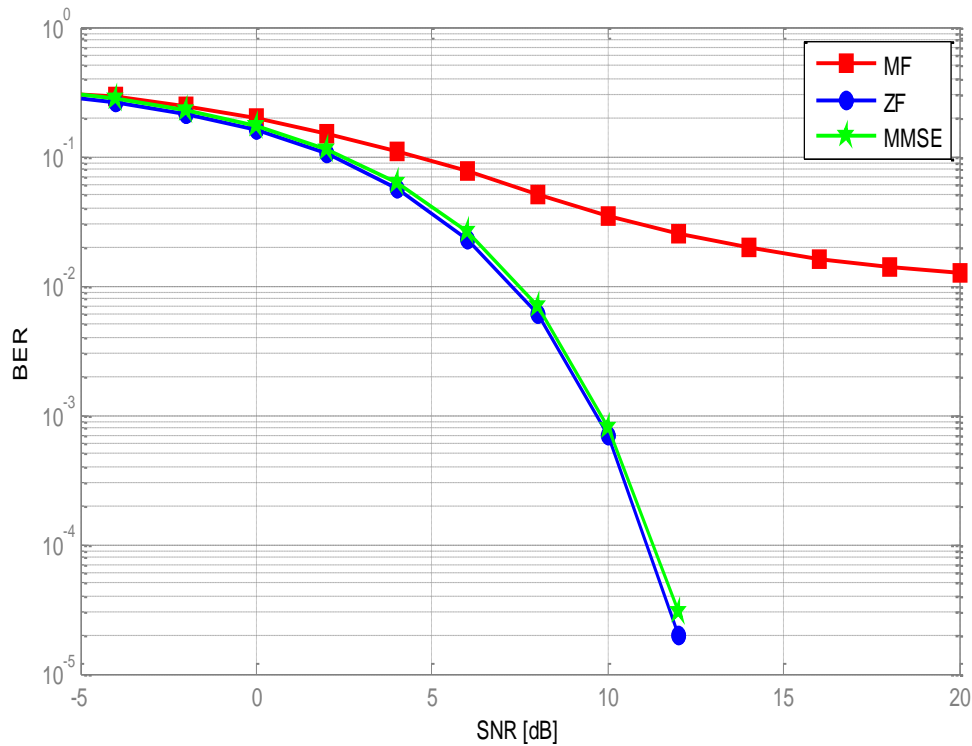


Figure III.16– Comparaison des performances des différents récepteurs dans le canal AWGN, $K=100$, $S=511$ et $N=200$ bits.

L'étude théorique et les résultats des simulations ont permis de comparer les différents détecteurs MF, MMSE et ZF. Le détecteur décorrélateur possède de meilleures performances que le récepteur conventionnel et il est insensible au phénomène d'éblouissement. Le récepteur MMSE est plus robuste au phénomène d'éblouissement que le décorrélateur et par conséquent plus robuste que le détecteur conventionnel. Mais l'inversion de la matrice d'intercorrélations est une opération très lourde à implémenter ainsi que sa mise à jour en temps réel ; ceci constitue une limitation à ces récepteurs. La taille du gain d'étalement contribue à l'amélioration des performances si on se repère à son influence sur les performances en termes de BER.

Conclusion générale et perspectives

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Dans un système de communication sans fil multi usagers, le partage des ressources pourra se faire sur plusieurs dimensions : fréquentiel, temporelle, par code etc. On appelle cette allocation de ressources l'accès multiple. La technique d'accès multiple CDMA est une technologie à la fois performante en termes de rapidité (*complexité linéaire*) et en termes de qualité. Sa résistance au bruit, aux interférences inter-utilisateurs... semble très satisfaisante d'un point de vue théorique. Sur le plan expérimental, nos attentes n'ont pas été déçues. D'autre part et depuis quelques années, les techniques multiutilisateurs sont envisagées comme solution potentielle pour augmenter le débit des futurs systèmes de communications sans fils [28], [29].

Dans cette mémoire de master, nous avons dans un premier temps étudié les systèmes modernes de communication numérique et nous avons examiné un certain nombre de modulations qui sont aujourd'hui utilisées. Nous avons donc proposé un système basé sur la technique d'accès multiple CDMA ayant une complexité au niveau du récepteur indépendante du nombre de trajets et les différents détecteurs. Cette contribution consiste essentiellement à la proposition d'une approche dans la proposition d'une classe d'algorithmes pour les systèmes CDMA. Une méthodologie hiérarchique et structurée a été suivie pour l'élaboration de ce travail :

- _ Analyse du système CDMA par la proposition d'un schéma simplifié, pour l'élaboration des simulations des différents récepteurs.
- _ Une comparaison entre les performances des récepteurs MF, MMSE, ZF avec le système CDMA, et Le récepteur MMSE reste le meilleur détecteur.
- _ En fin, une étude du système CDMA dans un contexte de communication sans fil.

Perspectives

Pour compléter ce chapitre, nous proposons ci-dessous quelques aspects du travail qui mériteraient un approfondissement ou des travaux complémentaires, dans un objectif de poursuite des travaux engagés dans le cadre de cette mémoire.

Ce travail de recherche met l'accent sur le développement d'une méthode de détection à usagers multiples pour les systèmes CDMA, il est cependant important pour de travaux ultérieurs, de viser l'objectif global du projet dans lequel s'inscrit le travail, soit l'application aux réseaux 3G et plus des systèmes cellulaires, Considérant l'étape actuelle d'avancement algorithmique, il va falloir implanter les techniques de détections dans une plate-forme DSP-FPGA.

Les transmissions multi-antennes à l'émission et à la réception MIMO (*Multi-Input Multi-Output*), connaissent une expansion importante ces dernières années dans les systèmes de communications sans fil. Ils offrent une grande diversité spatiale et temporelle et permettent à la fois d'augmenter le débit de transmission de façon proportionnelle au nombre d'antennes à l'émission et à la réception. En effet, la multiplicité du nombre d'antennes à la réception permet de récupérer naturellement de la diversité spatiale si ces antennes sont convenablement espacées. De plus, le flux de données à l'émission est partagé entre les différentes antennes avant d'être envoyé dans le canal. Nous pouvons ajouter comme une perspective l'association de la modulation mono-porteuse CDMA avec les systèmes multi-antennes type espace-temps STBC (*Space Time Block Codes*).

Une autre expansion possible de ce travail serait d'inclure une combinaison minimisant l'erreur quadratique moyenne (combinaison MMSE), qui permet de combattre l'effet de la corrélation entre les branches du récepteur RAKE (blanchir l'interférence) et d'obtenir une combinaison optimale en tout temps.

Références bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. Bachimont, I. Cailleau, S. Crozat, M. Majada, S. Spinelli et al, «Le procédé scenari : Une chaîne éditoriale pour la production de supports numériques de formation », in *Technologies de l'Information et de la Communication dans les Enseignements d'ingénieurs et dans l'industrie*, 2002, pp. 183–192.
- [2] A.L. Fawe-L.Deneire, « Principe de Télécommunications, (provisoires)», *Notes de cours*, Année 1995-1996.
- [3] J. W. Betz, «Binary offset carrier modulations for radio navigation», *Navigation*, vol. 48, no. 4, pp. 227–246, 2001.
- [4] MORI, Y. *Electronique pour le traitement du signal, volume 2-Notions de signal et de bruit. Hermes, Lavoisier, Paris, 2006.*
- [5] G. Battail, H. M. De Oliveira, and W. Zhang, «Codage déterministe imitant le codage aléatoire pour le canal a bruit gaussien additif», in *Annales des télécommunications*, vol. 47, no. 9-10. Springer, 1992, pp. 433–447.
- [6] H. Shu, «Algorithmes de poursuite pour l'estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : applications pour les systèmes ofdm», Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2013
- [7] F. Ling, « Matched filter-bound for time-discrete multipath Rayleigh fading channels», *IEEE transactions on communications*, vol. 43, no. 2-4, pp. 710–713, 1995.
- [8] F. Ben Salem, «Réception particulière pour canaux multi-trajets évanescents en communications radio mobiles», *Thèse de doctorat*, Toulouse 3, 2002.
- [9] P .Djiknavorian, «MIMO pour les nuls», Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, Janvier 2006.

-
- [10] A.Boyer , «canaux de transmissions brutes», Présentation , université de toulouse http://lesia.insa-toulouse.fr/~a_boyer
- [11] R. Le Gouable, «Association de modulations multi porteuses et de techniques d'accès multiple : applications aux transmissions sans fil haut débit», *Thèse de doctorat*, INSA rennes, 2001.
- [12] P. Ramjee et O.Tero, «An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA», *Communications Surveys, IEEE*, 1998, vol. 1, no 1, p. 2-29.
- [13] LAINE, Jeremy, and Philippe VIGNERON. "Télécommunications numériques Le CDMA." MODEX 2001.
- [14] AISSAOUI, Amel. "Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DSSS" , *Thèse de doctorat*, Université MENTOURI Constantine, 2008.
- [15] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa. "Tree-structure generation of orthogonal spreading codes with different length for forward link of ds-cdma mobile". *Electronics Letters*, 33(1) :27–28, 1997
- [16] BOUCHEMAL, Billel. "Synchronisation du code PN dans les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA Avec modulation multi porteuses". 2008. *Thèse de doctorat*. Université de Constantine 1
- [17] SARWATE, D.V. et PURSLEY, M.B., «Cross correlation Properties of Pseudorandom and Related Sequences». *Proceedings of the IEEE*, pp. 598-619, Mai 1980.
- [18] Stéphane NOBILET, "Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes", *Thèse de Doctorat*, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, octobre 2003.
- [19] R. Gold. «Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing», *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-13: 619–621, October 1967.
- [20] J. G. Proakis, «Digital Communications». McGraw-Hill International Editions, ISBN 0-07-113814-5, 1995.

- [21] Verdú S., Multiuser detection, Cambridge University Press, 1998
- [22] Leonard Anair D., "Performance of Fixed and Adaptive Multi-User Linear Detectors for DS-CDMA under Non-ideal Conditions A Software Package", Technical report, BERG, Cornell Universty, 1999
- [23] 3GPP – TS 25.213 v4.1.0 (2001-6): Spreading and Modulation (FDD)
- [24] K.S. Marvin and M.S. Alouini, « Digital Communication over Fading Channels», second edition, WILEY INTERCIENCE, Canada, 2005
- [25] R.GUEDRIA, R.BOUALLEGUE «Comparaison des détecteurs multi-utilisateurs pour une communication CDMA», Ecole Supérieure des Communications de Tunis Sup'Com.
- [26] A.O. Dahmane «Méthode De Détection À Usagers Multiples Pour Les Systèmes De Communication Ds-Cdma» Université Du Québec A Trois-Rivières Avril 2004.
- [27] Hesham El Gamal «Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels », *IEEE journal on selected area in communications* vol 18, no 1, January 2000.
- [28] I. M. Mahafeno, «Étude de la technique d'accès multiple idma (interleave division mul-tiple access)», Thèse de doctorat, Institut Mines-Télécom-Télécom Bretagne-UEB,, France,Janvier 2007.
- [29] L. Ping and L. Liu, «Analysis and design of idma systems based on snr evolution and power allocation», in *VTC Fall (2)*, 2004, pp. 1068–1072.

Résumé: Le projet consiste à évaluer la performance de séquences de codes pseudo-bruits déterministes dans un environnement de réseau multi-média. Cette évaluation nous permet de déterminer la faisabilité théorique d'un système CDMA à taux multiples avec gain d'étalement variable.

La tendance générale pour les systèmes mobiles est l'adoption de l'Accès multiple à Répartition par Codes (AMRC) ou Code Division Multiple Access (CDMA) comme technique de base pour des systèmes à accès multiple partagés par plusieurs utilisateurs. Le CDMA présente plusieurs qualités attrayantes. Il simplifie la planification du partage du canal, et augmente la résistance des signaux aux évanouissements sur les canaux multi-trajets et aux autres signaux de même type. Par contre, le système d'accès multiple à répartition par codes est limité par l'Interférence d'accès Multiple (MAI: *Multiple Access Interference*). Il a été récemment reconnu que cette interférence n'était pas une limitation intrinsèque au système CDMA: elle est plutôt due à la nature du récepteur mono-utilisateur qui ignore la présence de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette simple observation a donné naissance à une grande activité de recherche qu'on évoque sous le nom de Détection Multi-Utilisateurs (MUD: *Multi-User Detection*). Plusieurs schémas de réception CDMA, de complexités et de performances diverses, ont été proposés. On distingue deux types de récepteurs: récepteurs linéaires et récepteurs non linéaires. Ce travail de fin d'étude présente une étude comparative des performances d'une variété de détecteurs.

Mots clés: CDMA, gain d'étalement, IAM, Détection Multi-Utilisateurs, multi-trajets

Abstract: The project is to evaluate the performance of deterministic sequences of pseudo-noise codes in a multi-media network environment. This evaluation allows us to determine the theoretical feasibility of a CDMA system with multi-rate variable spreading gain.

The general trend for mobile systems is the adoption of the Code Division Multiple Access (CDMA) as a basic technique for multiple access systems shared by multiple users. CDMA has many attractive qualities. It simplifies the planning division of the canal, and increases resistance to fading signals on multipath channels and other similar signals. For cons, the multiple access code division is limited by the Multiple Access Interference (MAI). It has been recently recognized that the interference was not an intrinsic limitation to the CDMA system: it is rather due to the nature of the single-user receiver that ignores the presence of interference caused by other users. This simple observation has spawned a large research activity is evoked as the Multi-User Detection (MUD). Several reception CDMA schemes, complexities and various performances have been proposed. There are two types of receptors: receptors linear and non-linear receivers. This end of studies projects presents a comparative study of the performance of a variety of detectors.

Keywords: CDMA, spreading gain, MAI, MUD.

ملخص: ان وسيلة الراديو (*le canal radio*) تعتبر اساسا وسيلة للانتشار، لهذا فان الاشارة المرسله من قبل مستعملها قد يستقبلها المستعملون الاخرون الموجودون في مجال تغطية المرسل.

ان اهم انظمة المداخل المتعددة المشهورة هي (FDMA, TDMA et CDMA) هذه الطريقة المبنية على مبدأ أنظمة الاتصالات الناشرة لطيف الاشارة (*Etalement du Spectre*) تعتبر ذات اهمية كبيرة لدى الباحثين. ان استرجاع المعلومات في انظمة CDMA على اساس السلاسل المباشرة (*Séquence directe*) تستلزم تمديد الاشارة باستعمال شفرة شبه عشوائية (*Pseudo-aléatoire*) تنتج على مستوى المستقبل. وهذا يستلزم اقامة تزامن بين الشفرات المستقبلية والمنتجة على مستوى المستقبل قبل كشف المعلومات المرسله. هذا التزامن يعتبر من بين الاشكاليات الصعبة والمهمة في نظام CDMA. ان اهم ما يميز واسطة الراديو تعدد مسارات الاشارة المرسله (multi-trajets) كما ان الاشارة المهدهة بالضعف والوصول المتأخر، علما ان هذه التغيرات الطارئة ذات طبيعة عشوائية. ويمكن معالجة هذه الاشارات في المستقبل بمعدلات مختلفة (*Détecteur MF, ZF, MMSE*).
الكلمات المفتاحية: CDMA, الاتصالات, الراديو, الاشارة المرسله, طيف الاشارة.