

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

Université de Batna
Faculté Des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electronique

Mémoire
Présenté Pour l'obtention du diplôme de
Magister en Electronique

OPTION
Micro-ondes pour Télécommunication

PAR

YEKHLEF Mohammed

THEME

Étude des méthodes d'accès dans
les réseaux mobiles

Devant le jury constitue de :

<i>BENATIA Djamel</i>	<i>Professeur</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Président</i>
<i>SAIDI Lamir</i>	<i>MC</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Rapporteur</i>
<i>BENYOUCEF Moussa</i>	<i>MC</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Examineur</i>
<i>BENZID Rédha</i>	<i>MC</i>	<i>Univ. M'sila</i>	<i>Examineur</i>

Remerciements

*Je tiens tout d'abord à remercier mon promoteur **Mr. SAIDI Lamir**, qui m'a guidé avec grande patience tout au long de l'élaboration de ce travail et pour ses aides précieuses qui ont éclairé mon chemin vers le succès et la réussite du travail.*

Merci pour tous ses conseils, sa patience et de m'avoir prodigué avec la grande gentillesse

Je tiens également à remercier tous nos professeurs et enseignants pour leurs politesse et gentillesse qu'ils m'ont montré durant la période de cette formation.

*J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur **Mr.Djamel BENATIA**, Professeur a l'université de Batna, pour avoir accepté de présider le Jury de ce mémoire.*

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à **Mr.BENZID Rédha**, Maître de Conférences à l'université de M'sila, et **Mr.Benyoucef moussa**, Maître de Conférences à l'université de Batna, qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et examiner ce travail.*

En fin, j'adresse mes remerciements à ma petite famille, à ma grande famille, à toutes mes aimées et à tous les collègues du l'institut d'électronique à Batna.

Mr. YAKHLEF Mohammed

SOMMAIRE

<i>Introduction Générale.....</i>	<i>1</i>
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Description des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles

<i>I.1. Introduction.....</i>	<i>3</i>
<i>I.2. Téléphonie cellulaire</i>	<i>4</i>
<i>I.2.1. Réutilisation des fréquences</i>	<i>6</i>
<i>I.2.2. L'itinérance</i>	<i>8</i>
<i>I.2.3. Le Handover.....</i>	<i>8</i>
<i>I.3. Évolution des réseaux mobiles.....</i>	<i>8</i>
<i>I.4. Structure générale d'un réseau mobile.....</i>	<i>12</i>
<i>I.4.1. Réseau mobiles de deuxième génération (GSM).....</i>	<i>12</i>
<i>I.4.2. Réseau mobiles de troisième génération.....</i>	<i>17</i>
<i>I.5. Méthodes d'accès radio</i>	<i>21</i>
<i>I.5.1. Accès Multiple Par Répartition De Fréquence (FDMA).....</i>	<i>23</i>
<i>I.5.2. Accès Multiple A Répartition Dans Le Temps (TDMA).....</i>	<i>24</i>
<i>I.5.3. Accès Multiple Par Répartition De Code (CDMA)</i>	<i>25</i>
<i>I.5.4. Accès Multiple De Division D'Espace (SDMA).....</i>	<i>27</i>

Chapitre II : Codage et Protocoles

<i>II.1. Introduction</i>	<i>29</i>
<i>II.2. Principe d'étalement de spectre</i>	<i>31</i>
<i>II.3. Code d'étalement.....</i>	<i>33</i>
<i>II.3.1. Code orthogonal.....</i>	<i>35</i>
<i>II.3.2. Codes pseudo aléatoires (PN)</i>	<i>40</i>
<i>II.3.3. Système DS-CDMA.....</i>	<i>44</i>
<i>II.4. Protocoles.....</i>	<i>47</i>
<i>II.4.1. Pile de protocoles</i>	<i>47</i>
<i>II.4.2. Les interfaces A-bis, A et X25.....</i>	<i>49</i>

Chapitre III : Détection des multi utilisateur

<i>III.1. Introduction.....</i>	<i>51</i>
<i>III.2. Détecteur Mono-Utilisateur (Détecteur Conventionnel)</i>	<i>52</i>
<i>III.3. Détecteur Multi-Utilisateur.....</i>	<i>55</i>
<i>III.3.1. Notation Matrice-Vecteur.....</i>	<i>56</i>
<i>III.3.2. Détecteur Décorrelateur :</i>	<i>57</i>
<i>III.3.3. Le récepteur MMSE.....</i>	<i>59</i>
<i>III.4. Performances Des Récepteurs</i>	<i>64</i>
<i>III.4.1. Détermination du nombre d'utilisateurs à transmettre simultanément</i>	<i>65</i>
<i>III.4.2. Performance de détecteur conventionnel.....</i>	<i>66</i>
<i>III.4.3. Performance de détecteur Décorrelateur.....</i>	<i>66</i>
<i>III.4.4. Performance de Détecteur MMSE</i>	<i>67</i>
<i>III.5. Simulation.....</i>	<i>68</i>
<i>III.6. Conclusion.....</i>	<i>72</i>

Chapitre IV : Egalisation bruit et perturbation extérieur

<i>IV.1. Introduction</i>	<i>73</i>
<i>IV.2. Egalisation du canal.....</i>	<i>75</i>
<i>IV.2.1. Filtrage adaptatif.....</i>	<i>75</i>
<i>IV.2.2. Filtres de Wiener</i>	<i>75</i>
<i>IV.2.3. Filtre de Wiener de type FIR.....</i>	<i>76</i>
<i>IV.3. Choix de l'algorithme.....</i>	<i>79</i>
<i>IV.4. Egalisation par apprentissage.....</i>	<i>80</i>
<i>IV.4.1. Egalisation par algorithme LMS.....</i>	<i>80</i>
<i>IV.4.2. LMS Normalise (NLMS)</i>	<i>84</i>
<i>IV.4.3. Egalisation sans apprentissage</i>	<i>84</i>
<i>IV.5. Résultat de simulation</i>	<i>88</i>
<i>IV.5.1. L'algorithme LMS</i>	<i>88</i>
<i>IV.5.2. Algorithme LMS Normalisé.....</i>	<i>91</i>
<i>IV.5.3. Algorithme CMA.....</i>	<i>93</i>

<i>IV.6. Conclusion.....</i>	<i>96</i>
------------------------------	-----------

Chapitre V : Identification des multi utilisateur

<i>V.1. Introduction</i>	<i>97</i>
<i>V.2. Modèle de signal.....</i>	<i>98</i>
<i>V.3. Critère d'égalisation a utilisateurs multiples</i>	<i>98</i>
<i>V.3.1. Signaux d'utilisateur démultiplexés.....</i>	<i>99</i>
<i>V.3.2. Fonction de coût CMA.....</i>	<i>100</i>
<i>V.4. Adaptation aveugle</i>	<i>100</i>
<i>V.5. Résultat de simulation.....</i>	<i>101</i>
<i>V.6. Conclusion</i>	<i>103</i>

<i>Conclusion Générale.....</i>	<i>104</i>
---------------------------------	------------

<i>Bibliographie</i>	<i>105</i>
----------------------------	------------

Liste des acronymes

3G	3rd Generation Of Wireless Communication Technology
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AUC	Authentication Center
AWGN	Add White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Transceiver Station
CC	Call Control
CDMA	Code Division Multiple Access
CFU	Call Forwarding Unconditional
CLIP	Calling Line Identification Présentation
CLIR	Calling Line Identification Restriction
CMA	Constant Modulus Algorithm
CN	Core Network
DL	Downlink
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
EDGE	Enhanced Data For Global Evolution
EIR	Equipment Identity Register
ETACS	Extended Total Access Communication System
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
FIR	Filtre A Impulsion Finie
GGSN	Gateway GPRS Support Node
GMSC	Gateway Mobile Switching Center
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System For Mobile Communications

HLR	Home Location Register
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMT-2000	International Mobile Telephony
ISDN	Integrated Service Digital Network
ITU	International Telecommunication Union
LAPD	Link Access Protocol For The D Channel
LAPDm	Link Access Protocol For The D Channel Modified
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LMS	Least Mean Square
MIC	Modulation Par Impulsion Et Codage
MM	Mobility Management
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MSC	Mobile Switching Center
MSC/VLR	Mobile Switching Center/Visitor Location Register
MSE	Mean Squared Error
MSISDN	Mobile Station Isdn Number
MTP	Message Transfer Part
NSS	Network Sub-System
OMC	Centre D'exploitation Et De Maintenance
OSI	Open System Interconnection
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PCM	Pulse Coded Modulation
PIN	Personal Identity Number
PLMN	Public Land Mobile Network
PN	Pseudo-Noise Sequence
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RNC	Radio Network Controller
RNIS	Réseau Numérique A Intégration De Service
RNS	Radio Network Sub-System
RR	Radio Ressource Management
RTC	Réseau Téléphonique Commute
SDMA	Space Division Multiple Access

SF	Spreading Factor
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIM	Subscriber Identity Module
SMS	Protocole Short Message Service
SS	Protocole Supplementary Services
SS7	Signalling System Number 7
TACS	Total Access Communication System
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping CDMA
TRAU	Transcoding Rate And Adaptation Unit
TS	Time Slots
UE	User Equipment
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VLR	Visitor Location Register
WCDMA	Wideband CDMA

Introduction

Générale

Introduction Générale

Introduction

L'industrie des communications mobiles a connu un essor prodigieux au cours de la dernière décennie. Elle est développée au delà de toutes les attentes. Ainsi, actuellement, plus d'un demi-milliard d'abonnés profitent des services offerts par les réseaux cellulaires. La plupart utilise les réseaux GSM (*Global System for Mobile Communications*) est bénéficie, essentiellement, du service de parole. Le succès du GSM est maintenant bien établi. Mais de nombreux indices comme l'évolution de l'Internet révèlent que les utilisateurs veulent de plus en plus les services des données sur les Réseaux mobiles. Néanmoins, ces services bâtissent de multiples contraintes sur le réseau GSM (débit limité, commutation de circuit ...) d'où l'idée de l'évolution vers un autre réseau plus adapté à la transmission de données, le GPRS (*General Packet Radio Service*), qui permet d'atteindre des débits plus élevés en mode paquet. Cette évolution prépare à l'introduction des réseaux de troisième génération l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) qui pourra atteindre un débit plus élevé allant jusqu'à 2 Mbit/s.

Depuis le début des années 90, nous assistons à un véritable engouement pour le développement des réseaux mobiles. Ces réseaux ont eu un succès tel que leur nombre d'abonnés dépasse actuellement celui des réseaux fixes. Cet engouement est dû, d'une part, à un besoin de mobilité et, d'autre part, à la panoplie de nouveaux services offerts, comme l'accès Internet à haute vitesse, le téléchargement de fichiers audio et vidéo, la réception de programmes télévisés et la visiophonie. De tels services ne peuvent être disponibles sans une augmentation significative

du débit du lien radio. Cette augmentation dépend essentiellement de la méthode utilisée par un terminal mobile pour accéder au réseau, c'est-à-dire la « méthode d'accès ». Ce mémoire porte sur les méthodes d'accès dans les réseaux mobiles.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres. Le premier permet de décrire les généralités sur les réseaux de deuxième et de troisième génération. On va présenter aussi l'architecture et les fonctionnalités de ces réseaux. Ensuite, on donnera les différentes techniques de partage de ressources à savoir le FDMA, le TDMA et le CDMA.

Le second chapitre traite le codage et les protocoles. La technique CDMA est étudiée plus en détails avec une mise en relief du principe d'étalement par les codes, les caractéristiques des codes Walsh et les codes de brouillages, et les protocoles des réseaux GSM.

Le troisième chapitre traite des structures de récepteurs Multi-Utilisateurs, et en particulier de deux structures : décorrelateur et MMSE détecteur. Nous montrons que ces récepteurs permettent d'améliorer significativement les performances des récepteurs mono utilisateurs.

Le quatrième chapitre présente les problèmes qui limitent le rendement de la technique CDMA comme multi trajet du signal transmis, MAI et ISI, ou on propose une égalisation adaptative du canal comme une solution. Ensuite les techniques d'égalisation aveugle et leur principe de fonctionnement ainsi que le critère CM (Module Constant) sont discutés en détails.

Enfin le cinquième chapitre propose une technique d'identification des utilisateurs sur un système de transmission DS-CDMA Downlink (égalisation aveugle multi utilisateurs), basée sur le critère CM.

CHAPITRE I

Description des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles

CHAPITRE I

Description des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles

I.1. Introduction

Les télécommunications mobiles permettent de communiquer par la parole, la télécopie ou de transmettre des données informatiques entre un abonné mobile, où qu'il soit, et d'autres abonnés du réseau téléphonique.

Les systèmes radio-mobiles sont actuellement en pleine expansion dans la plupart des pays du monde. En effet, les services offerts par ces systèmes sont innovants grâce à la multitude des révolutions des technologies utilisées.

Le concept cellulaire fut la technologie qui affranchit les réseaux radio mobiles de la contrainte visant qu'une bande de fréquence ne peut être utilisée que par un nombre limité de mobiles.

Le principal problème de transmission de la téléphonie mobile est le partage de l'espace des canaux de transmission. En effet, l'environnement est le même pour tous les utilisateurs, l'espace des fréquences disponibles est restreint et de plus le milieu est particulièrement bruyé

Pour augmenter le nombre d'utilisateurs diverses techniques sont employées pour permettre à plusieurs terminaux mobiles d'accéder au même spectre radio en même temps, c'est-à-dire la « méthode d'accès ».

Dans ce chapitre, on présentera dans un premier lieu le concept cellulaire et l'évolution des réseaux mobiles. Dans la deuxième partie, on présentera l'architecture du réseau de deuxième et de troisième génération GSM et UMTS. Et enfin, on terminera ce chapitre par présenter les techniques d'accès dans un tel réseau.

I.2. Téléphonie cellulaire

Un système de radiotéléphonie a pour but de permettre à un terminal d'accéder au réseau téléphonique sur un territoire d'une assez grande étendue (par exemple, un pays, voire un continent). Ce service utilise une liaison radioélectrique entre le terminal et le réseau. La téléphonie cellulaire est un cas particulier de la radiotéléphonie. Un réseau est dit cellulaire s'il comprend un ensemble de cellule dont la taille dépend de la puissance d'émission des émetteurs et surtout de la nature de l'environnement (Urbain, Suburbain, Rural).

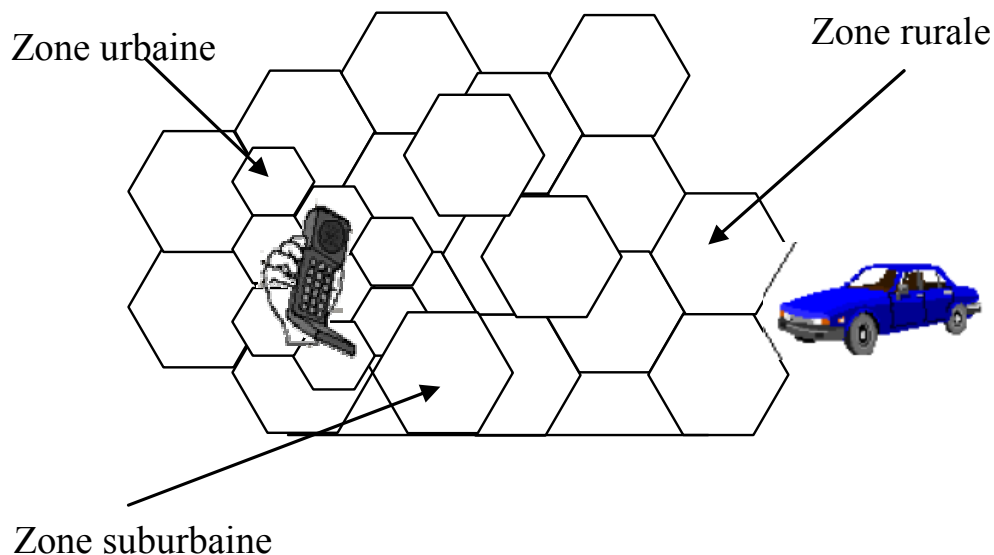


Figure I-1: *Le concept cellulaire*

L'architecture du réseau cellulaire se justifie de deux façons :

Premièrement elle permet de limiter la consommation électrique des stations mobiles (MS, Mobile Station) en leur évitant de devoir déployer une grande puissance d'émission. En effet, avec une telle architecture, un terminal est toujours assez proche du point d'accès au réseau avec lequel il dialogue.

Deuxièmement elle permet d'économiser le spectre hertzien, c'est à dire. permettre un maximum de communications en parallèle dans les bandes de fréquence allouées au système. En effet, s'il n'y avait qu'une seule BTS (*Base Transceiver Station*) pour un certain territoire, il n'y aurait moyen d'écouler simultanément qu'un nombre limité de communications. Ce dernier étant le résultat de la division de la bande passante disponible par la bande requise pour une communication. On peut augmenter ce nombre de communications possibles en réutilisant la même fréquence à plusieurs endroits sur le territoire. A cette fin, au lieu de placer une BTS émettant très fort au milieu du territoire, on va en placer une multitude mais émettant chacune moins fort à intervalles réguliers. Les fréquences utilisées par deux BTS aux cellules contingentes seront différentes pour éviter les interférences. Le système est également caractérisé par les transferts intercellulaires (*Handover*) qui assurent la continuité des services lors de la transition d'une cellule à une autre.

En résumé, une cellule correspond à la zone couverte par la BTS : c'est à dire la zone où le champ radioélectrique émis a un niveau suffisant pour maintenir une qualité de communication acceptable.

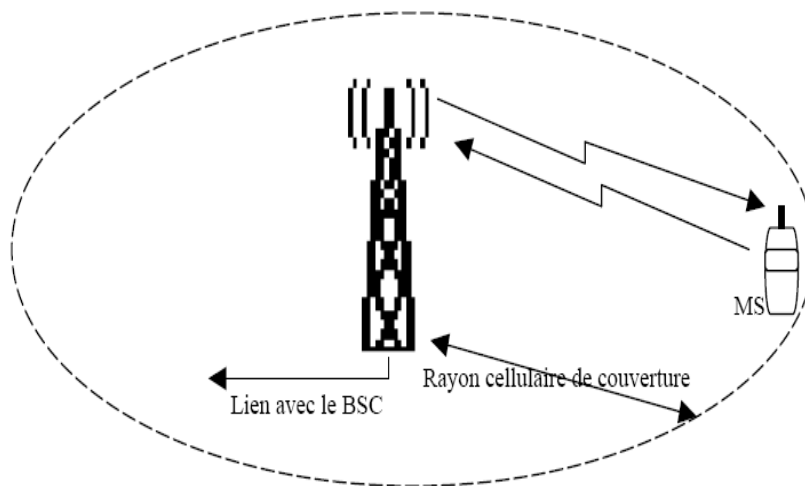


Figure I-2: Une cellule radio

En pratique, la cellule n'est pas forcément circulaire comme en espace libre. En effet, dans un terrain irrégulier ou présentant des obstacles masquant le trajet direct entre l'émetteur

et le récepteur tels que les constructions, la végétation et la morphologie du terrain, le rayon n'est pas fixe.

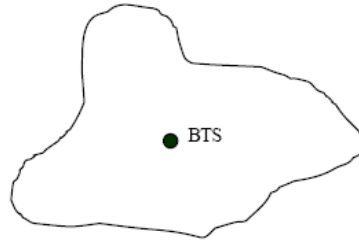


Figure I-3: Concept pratique de couverture cellulaire : cellule irrégulière

I.2.1. Réutilisation des fréquences

La planification des fréquences est l'une des tâches les plus importantes rencontrées lors de l'implantation d'un système radio cellulaire, elle doit être faite suivant un concept précis [1]. Grâce à la réutilisation de fréquence, l'architecture cellulaire permet d'atteindre potentiellement une capacité illimitée. Cependant la réutilisation de la même fréquence radio à l'intérieur d'une zone géographique limitée pose un ensemble de problèmes. En effet le mobile va recevoir non seulement un signal utile provenant de la station de base à laquelle il est rattaché, mais des signaux interférents provenant des stations de base utilisant la même fréquence dans les zones voisines. Il est donc indispensable de « sauter » plusieurs cellules avant de pouvoir réutiliser les mêmes fréquences, d'où la notion de co-cellules (cellules utilisant la mêmes fréquence).

La technique de réutilisation de fréquences opère de la manière suivante : la bande de fréquence allouée au système est subdivisée en sous bandes, chaque sous bande est alors attribuée à une station de base d'une cellule donnée, pour être ensuite réutilisée dans ses co-cellules.

On désigne par motif de réutilisation ou « cluster » le plus petit groupe de cellules qui utilisent l'ensemble des canaux de la bande de fréquence. Le nombre de cellules par motif dépend du rapport S/B (Signal/Bruit) que le système peut tolérer. Un faible nombre de cellules par cluster permet d'obtenir un haut degré de réutilisation de fréquences et par suite, d'avoir une meilleure efficacité spectrale.

Une cellule est modélisée traditionnellement par un hexagone. En effet, l'hexagone étant le polygone au nombre de côtés le plus élevé assurant une couverture jointive d'un plan, il constitue donc la figure qui permet au mieux de simuler une couverture radioélectrique. Des cellules circulaires se recouvriraient et ne permettraient pas d'avoir un schéma clair de la couverture.

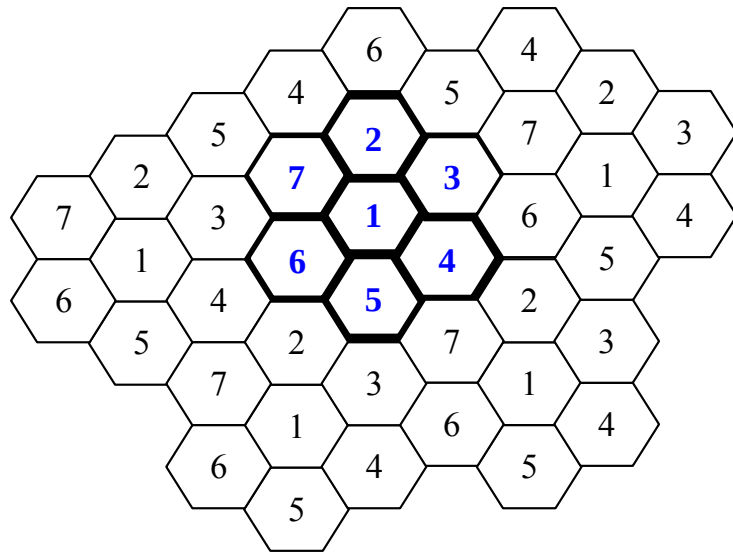


Figure I-4: Réutilisation des fréquences

En réalité, la forme des cellules dépend des facteurs géographiques tels que la morphologie des terrains à savoir la présence des valets et des collines, la végétation, les constructions, la densité des bâtiments, et des protocoles de gestion du réseau qui conditionnent le passage d'une cellule à l'autre [1].

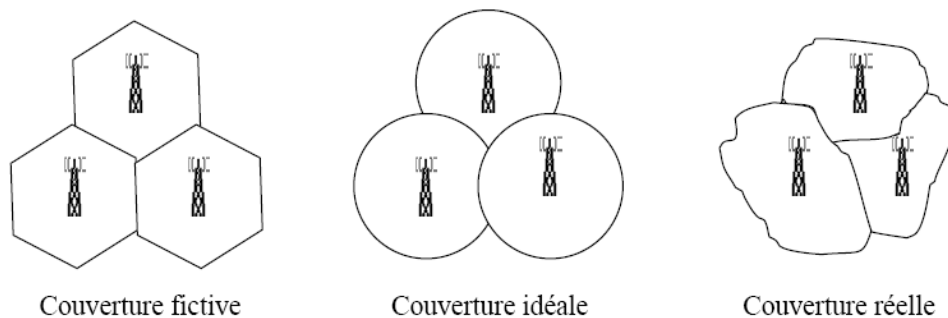


Figure I-5: Différence entre couverture théorique et couverture réelle

I.2.2. L'itinérance

L'utilisateur du réseau GSM qui se déplace en différents points du territoire couvert, doit pouvoir appeler et être appelé : c'est la notion d'itinérance. En effet, le rôle principal du mécanisme de gestion de la localisation ou de l'itinérance est de permettre au système de connaître la position d'un mobile.

Dans cette gestion de localisation des mobiles, deux mécanismes de base interviennent :

- La localisation qui consiste à savoir où se trouve un mobile à tout moment.
- La recherche d'abonné qui consiste à émettre des messages de recherche de mobile sur chaque site cellulaire où le mobile a été localisé précédemment.

I.2.3. Le Handover

Pendant une communication, le terminal est en liaison radio avec une station de base bien déterminée. Il est indispensable d'assurer la continuité de services alors que l'utilisateur se déplace. Il est donc nécessaire de changer la station de base avec laquelle le terminal est relié tout en maintenant la communication : c'est le *Handover* [1].

I.3. Évolution des réseaux mobiles

La première génération de téléphonie mobile (notée **1G**) possédait un fonctionnement analogique et était constituée d'appareils relativement volumineux. Il s'agissait principalement des standards suivants :

- **AMPS** (*Advanced Mobile Phone System*), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.
- **TACS** (*Total Access Communication System*) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz, ce système fut notamment largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon).

- **ETACS** (*Extended Total Access Communication System*) est une version améliorée du standard TACS développé au Royaume-Uni utilisant un nombre plus important de canaux de communication.

L'ensemble des réseaux cellulaires fonctionne en mode de transmission analogique et utilise la technique d'accès FDMA. Malgré le succès de ces réseaux cellulaires, un problème important apparaissait lorsque le nombre d'utilisateurs augmentait. En plus de ce problème, des cas de fraude importants ont commencé à faire surface, ce qui a nécessité des améliorations urgentes à cette première génération. Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

Au début des années 90, la deuxième génération de réseaux mobiles a fait son apparition. À l'instar de la première génération qui est analogique, les systèmes de la 2G sont tous numériques. Ce passage offre plusieurs avantages, dont une augmentation de la capacité, une meilleure sécurité contre les fraudes ainsi que de nouveaux services, comme la messagerie texte SMS (*Short Message Service*) [2]. L'un des standards les plus répandus de la 2G est sans doute le GSM (*Global System for Mobile Communications*). Le GSM a été lancé en 1991 et a été développé en tant que standard ayant pour but d'être utilisé partout à travers les pays d'Europe dont la plupart utilisaient des systèmes 1G différents. La majorité des systèmes 2G utilisent la technique TDMA. Cependant, au même moment, un système appelé IS-95 (ou CDMA One) à base de CDMA fait son apparition en Amérique du nord. On annonçait, avec le CDMA, non seulement des gains en termes de nombre d'utilisateurs, mais aussi une qualité supérieure de la voix ainsi qu'une simplification de la planification du système [3].

Les systèmes de deuxième génération offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes analogues, mais restent néanmoins concentrés sur l'optimisation d'un seul service : la voix. Le débit de transfert de données n'a pas été une priorité et reste assez limité à l'ère des communications multimédias [3]. Pour palier cette situation, une technologie de transition, souvent dénotée par 2.5G, a été développée. Cette évolution avait pour but de permettre aux opérateurs de réseaux mobiles de déployer des services de données plus efficaces tout en gardant la même infrastructure de leurs réseaux 2G. Le GPRS, appelé aussi GSM 2+, repose sur la transmission en mode paquet. Ce principe déjà, retenu par exemple

pour le protocole [X25], permet d'affecter à d'autres communications les "temps morts" d'une première communication (attente d'une réponse à une requête Internet par exemple). Conçu pour réutiliser au maximum les infrastructures GSM existantes, le déploiement du GPRS nécessite la mise en place d'une infrastructure réseau basée sur la commutation de paquets et l'introduction de passerelles pour s'adosser aux réseaux GSM existants. Cette technologie, capable de fournir des débits par utilisateur allant jusqu'à 115 kbit/s (contre 9,6 kbit/s pour le GSM), offre des fonctionnalités intéressantes :

- Plusieurs canaux peuvent être alloués à un utilisateur.
- Ces mêmes utilisateurs peuvent partager un même canal.
- Le débit est indépendant des liens montant et descendant.

Une seconde étape de cette évolution, du nom d'EDGE (*Enhanced Data Rates for Global Evolution*), présentée comme **2.75G**, quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 Kbps, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximums théoriques de 473 kbit/s, mais elle a été limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*) de l'ITU (*International Telecommunications Union*).

Dans un environnement où l'Internet, le e-commerce et le multimédia sont très présents, les réseaux qui offrent un support limité en transferts de données présentent un inconvénient majeur. Les utilisateurs ne veulent pas seulement parler, mais veulent aussi naviguer sur le web sans attendre trop longtemps qu'une page s'affiche, envoyer des courriers comme ils le font sur un ordinateur. Ces utilisateurs veulent non seulement avoir tous ces services à leur disposition, mais aussi être libres de leurs mouvements en les utilisant. Afin de satisfaire ces besoins, d'autres technologies sont nécessaires, notamment celles qui formeront une troisième génération de réseaux mobiles. Plusieurs organisations se sont mises au travail pour définir ces nouvelles technologies [4]. L'ITU a regroupé plusieurs de ses travaux sous le nom d'IMT-2000. Ces travaux ont abouti aux recommandations qui touchent, entre autres, au débit binaire sur le lien radio (allant de 144 kbps jusqu'à 2 Mbps selon la mobilité et l'environnement où se trouve l'utilisateur), à la diversité des services (comme le multimédia) et à la fréquence d'opération de ces réseaux, en l'occurrence la bande des 2-MHz.

Les spécifications IMT-2000 de l'Union Internationale des Communications (UIT), définissent les caractéristiques de la **3G** (troisième génération de téléphonie mobile). Ces caractéristiques sont les suivantes :

- Un haut débit de transmission :
 - o 144 Kbps avec une couverture totale pour une utilisation mobile,
 - o 384 Kbps avec une couverture moyenne pour une utilisation piétonne,
 - o 2 Mbps avec une zone de couverture réduite pour une utilisation fixe.
- Compatibilité mondiale,
- Compatibilité des services mobiles de 3^{ème} génération avec les réseaux de seconde génération,

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 kbit/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visioconférence ou l'accès à internet haut débit. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G utilisée en Europe s'appelle **UMTS** (*Universal Mobile Telecommunications System*), utilisant un codage **W-CDMA** (*Wideband Code Division Multiple Access*). La technologie UMTS utilise la bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbps à 2 Mbps. La technologie **HSDPA** (*High-Speed Downlink Packet Access*) est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé « 3.5G » permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s. La technologie HSDPA utilise la bande de fréquence 5 GHz et utilise le codage W-CDMA.

I.4. Structure générale d'un réseau mobile

I.4.1. Réseau mobiles de deuxième génération (GSM)

Un réseau mobile est un réseau qui permet la communication entre individus mobiles, par l'intermédiaire d'un lien ou d'un canal radio. L'un des standards les plus répandus de la 2G, est le GSM.

La norme GSM prévoit que la téléphonie mobile par GSM occupe deux bandes de fréquences aux alentours des 900 [MHz] [5]:

1. la bande de fréquence 890-915 [MHz] pour les communications montantes (du mobile vers la station de base)
2. la bande de fréquence 935-960 [MHz] pour les communications descendantes (de la station de base vers le mobile).

Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 [kHz], cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmentant, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 [MHz]. On a donc porté la technologie GSM 900 [MHz] vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système DCS-1800 (Digital Communication System) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de services. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 [MHz] et les communications descendantes entre 1805 et 1880 [MHz].

La figure I-6 décrit les différents composants d'un réseau de communication cellulaire de type GSM.

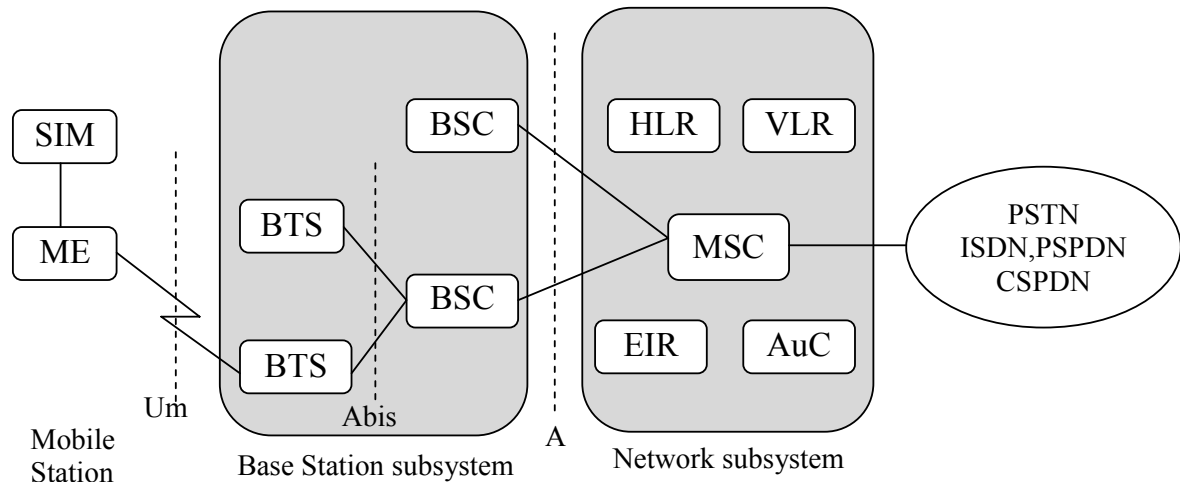


Figure I-6: Architecture générale de réseau mobile de type GSM

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en *trois* sous-systèmes [5] :

1. Sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
2. Sous-système réseau ou d'acheminement.
3. Sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.

I.4.1.1. Sous-système radio (BSS)

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont le mobile, la station de base (BTS, *Base Transceiver Station*) et un contrôleur de station de base (BSC, *Base Station Controller*).

Le téléphone et la carte SIM (*Subscriber Identity Module*) sont les deux seuls éléments auxquels un utilisateur a directement accès. Ces deux éléments suffisent à réaliser l'ensemble des fonctionnalités nécessaires à la transmission et à la gestion des déplacements.

L'identification d'un mobile s'effectue exclusivement au moyen de la carte SIM. En effet, elle contient des données spécifiques comme le code PIN (*Personal Identification Number*) et d'autres caractéristiques de l'abonné, de l'environnement radio et de l'environnement de l'utilisateur.

L'identification d'un utilisateur est réalisée par un numéro unique (IMSI, *International Mobile Subscriber Identity*) différent du numéro de téléphone connu de

l'utilisateur (MSISDN, *Mobile Station ISDN Number*), tous deux étant incrustés dans la carte SIM.

La station de base «Base Transceiver Station » (BTS) est l'équipement terminal du réseau vers les stations mobiles. Une BTS est un groupement d'émetteurs et de récepteurs fixes. Elle échange des messages avec les stations mobiles présentes dans la cellule qu'elle contrôle. La BTS utilise des canaux radio différents selon le type d'informations échangées, données utilisateur ou signalisation, et selon le sens de l'échange abonné → réseau ou réseau → abonné. Dans le réseau, c'est la station de base qui fait le relais entre le mobile et le sous-système réseau.

Après la station de base nous trouvons le contrôleur de station de base nommé «Base Station Controller » ou (BSC). Il dialogue avec une ou plusieurs BTS par le biais de l'interface A-bis. Cet équipement est à la fois un concentrateur du trafic issu des stations de base et une passerelle vers le sous-système réseau. Dans le même temps, le BSC remplit le rôle de relais pour les différents signaux d'alarme destinés au centre d'exploitation et de maintenance. Il alimente aussi la base de données des stations de base. Enfin, une dernière fonctionnalité importante est la gestion des ressources radio pour la zone couverte par les différentes stations de base qui y sont connectées.

I.4.1.2. Sous-système réseau (NSS)

Le sous-système réseau, appelé *Network Switching Center* (NSS), joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous réseau radio gère l'accès radio, les éléments du NSS prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes : chiffrement, authentification ou roaming.

Le NSS est constitué de :

- Centre de commutation mobile (*MSC*).
- Base de données nominale (HLR) / Centre d'authentification (AuC).
- L'enregistreur de localisation des visiteurs (VLR).
- L'enregistreur des identités des équipements (EIR).

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio via l'interface *A*. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (RTC) ou de son équivalent numérique, le réseau RNIS (ISDN en anglais). D'un point de vue fonctionnel, il est semblable à un commutateur de réseau ISDN, mis à part quelques modifications nécessaires pour un réseau mobile. De plus, il participe à la fourniture des différents services aux abonnés tels que la téléphonie, les services supplémentaires et les services de messagerie. Il permet encore de mettre à jour les différentes bases de données (HLR et VLR) qui donnent toutes les informations concernant les abonnés et leur localisation dans le réseau. Les commutateurs MSC d'un opérateur sont reliés entre eux pour la commutation interne des informations.

Des MSC servant de passerelle (Gateway Mobile Switching Center, GMSC) sont placées en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une inter-opérabilité entre réseaux d'opérateurs. Le sous-système réseau contient également des bases de données qui sont associées au MSC : le HLR, le VLR, le EIR, et le AuC.

La base de données nominale (*HLR: Home Location Register*). Elle contient toutes les caractéristiques d'abonnement de tous les utilisateurs du réseau GSM, leurs identités IMSI et MSISDN (numéro d'appel du portable) ainsi que les localisations des portables. Il n'y a normalement qu'un seul HLR par réseau mais en pratique cette base de données est divisée. Le HLR travaille en étroite collaboration avec les différents VLR, notamment pour les handovers, et la numérotation.

La base de données visiteurs (*VLR: Visitor Location Register*). Elle contient les informations nécessaires à la gestion des mobiles présents dans sa zone notamment celles nécessaires à la numérotation, la localisation, et le type d'abonnement. Elle gère plusieurs dizaines de milliers d'abonnés, ce qui correspond à une région.

La base de données (*EIR : Equipment Identity Register*) contient une liste de tous les mobiles valides sur le réseau, et chaque téléphone portable est identifié par un numéro IMEI (*International Mobile Equipment Identity*). L'IMEI est marqué comme invalide si le mobile a été déclaré comme volé.

La base de données (*AuC : Authentication Center*) est une base de protection qui contient une copie d'une clé secrète, également contenue dans la carte SIM de chaque abonné.

Cette dernière est utilisée pour l'authentification d'un portable. Ce contrôle se fait par l'intermédiaire de canaux radio.

I.4.1.3. Sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance

Cette partie du réseau regroupe trois activités principales de gestion : la gestion administrative, la gestion commerciale et la gestion technique. Le réseau de maintenance technique s'intéresse au fonctionnement des éléments du réseau. Il gère notamment les alarmes, les pannes, la sécurité,...etc. Ce réseau s'appuie sur un réseau de transfert de données, totalement dissocié du réseau de communication GSM.

I.4.1.4. Les interfaces

Les interfaces normalisées sont utilisées entre les entités du réseau pour la transmission du trafic (paroles ou données) et pour les informations de signalisation. Dans le réseau GSM, les données de signalisation sont séparées des données de trafic. Toutes les liaisons entre les équipements GSM sauf avec la station mobile sont des liaisons numériques. La liaison entre BTS et MS (*Mobile Station*) est une liaison radio numérique.

Interface Um : Appelée aussi Air ou radio, entre BTS et MS. Elle s'appuie sur le protocole LAPDm (*Link Access Protocol on the D mobile Channel*). Ce dernier est utilisé pour le transport du trafic et des données de signalisation. Le téléphone portable et le sous système radio communiquent par l'intermédiaire de l'interface Um, qui est une liaison radio.

Interface A bis : entre BTS et BSC s'appuie sur le protocole LAPD. Il est utilisé pour le transport du trafic et des données de signalisation.

Interface A : entre BSC et MSC, s'appuie sur le protocole sémaphore N°7 du CCITT. Il est utilisé pour le transport du trafic et des données de signalisation. Le sous système radio et le sous système réseau, eux, communiquent par l'intermédiaire de l'interface A.

I.4.2. Réseau mobiles de troisième génération

Le mobile de 3ème génération est un système de communications mobiles sans fil capable d'être le support, en particulier, de services multimédias novateurs, et de combiner l'utilisation d'éléments terrestres et satellitaires.

L'UMTS (Universel Mobile Telecommunications System) est la solution généralement employée dans les pays utilisateurs du GSM. Il est basé sur la technologie W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access, multiplexage par code à large bande). L'organisation responsable de l'UMTS est le 3GPP, qui s'occupe également du GSM, du GPRS et de l'EDGE.

Les principales caractéristiques de la téléphonie de troisième génération sont :

- Transport de données sans fil à haut débit,
- Exploitation à l'intérieur, à l'extérieur et à grande distance des services GSM/UMTS dans un environnement sans couture, y compris une itinérance complète entre réseaux GSM et UMTS ainsi qu'entre la composante de terre et la composante par satellite des réseaux UMTS.
- Coexistence avec les réseaux préexistants, en particulier le GSM (du moins pendant les premières années de l'exploitation),
- Un cœur de réseau spécifique,
- Un réseau d'accès spécifique, l'UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network).

I.4.2.1. Caractéristiques du Réseau UMTS

Comme le réseau GSM, l'UMTS est divisé en cellules de taille variables : macro cellules, microcellules et pico cellules, en fonction de la densité de population à servir. Une extension existe permettant un accès par satellite. La figure I-7 montre ces différents niveaux hiérarchiques [6].

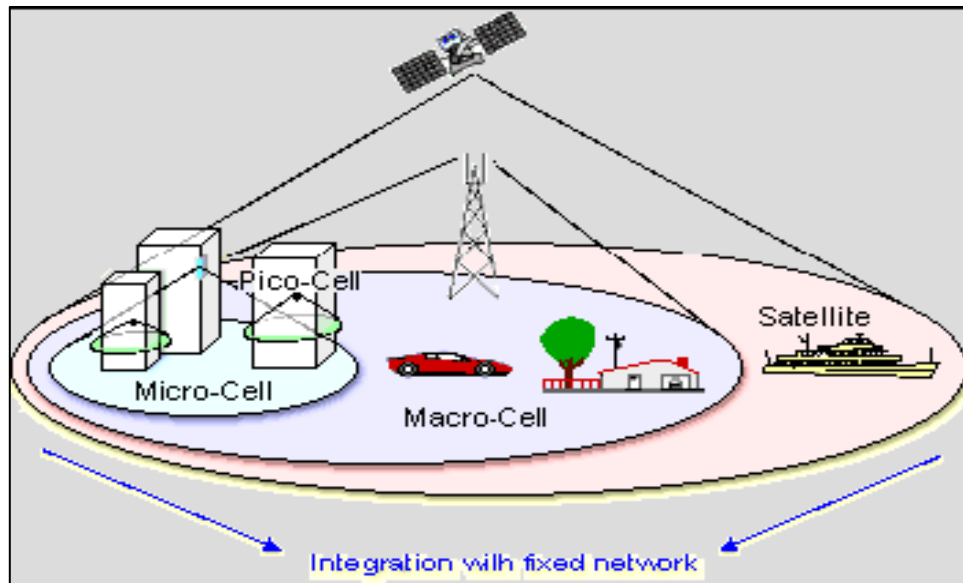


Figure I-7: Hiérarchie des cellules d'un réseau UMTS

Le débit dépend de la vitesse de l'utilisateur supportée par une cellule particulière :

- Macro cellule, 144 kbps, pour 500 km/h,
- Microcellule, 384 kbps, pour 120 km/h,
- Pico cellule, 2 Mbps, pour 10 km/h.

I.4.2.2. Spectre du Réseau UMTS

La figure I-8 montre le spectre utilisé par l'UMTS, par rapport au spectre du GSM. Les bandes de fréquences sont :

- de 1900 MHz à 2024 MHz,
- de 2110 MHz à 2200 MHz.

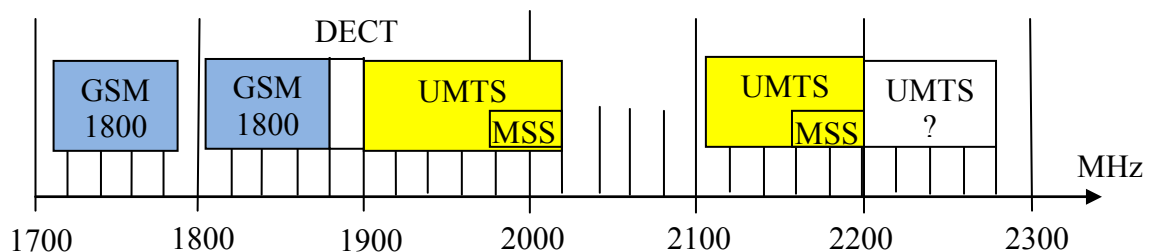


Figure I-8: Le spectre utilise pour les communications UMTS

On voit que deux modes d'opération existent : FDD (*Frequency Division Duplex*), pour les macro et micro cellules, et TDD (*Time Division Duplex*) pour les pico cellules.

Le réseau UMTS repose sur une architecture flexible et modulaire. Cette architecture n'est associée ni à une technique d'accès radio, ni à un ensemble de services, ce qui assure sa compatibilité avec d'autres réseaux mobiles et garantit son évolution. Une telle architecture, illustrée à la figure I-9, est composée de trois « domaines » : le domaine de l'équipement de l'utilisateur UE (*User Equipment*), celui du réseau d'accès radio « universel » UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*) et celui du réseau cœur CN (*Core Network*) [7]. Chaque domaine réalise une fonction bien précise dans le réseau, tandis que des points d'échange, dénotés par Uu et Iu, servent d'interfaces permettant les échanges entre les différentes parties du réseau.

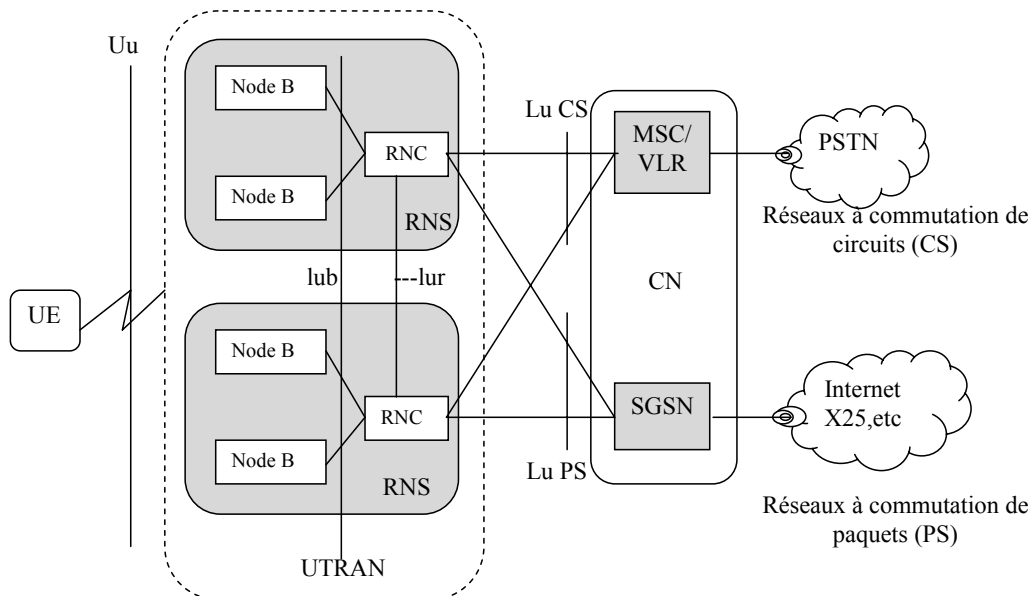


Figure I-9: Architecture du réseau UMTS

I.4.2.2.1. L'équipement d'utilisateur UE (User Equipment)

C'est l'équipement exploité par l'utilisateur afin d'accéder aux différents services fournis par l'UMTS via l'interface radio UTRAN.

I.4.2.2.2. Réseau d'accès radio UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network) :

Le réseau d'accès radio (UTRAN) est composé d'un ensemble de sous-systèmes nommés RNS (*Radio Network Subsystem*) connectés entre eux grâce à l'interface Iur. Le RNS

est un sous-système de l'UTRAN, constitué d'un contrôleur RNC (*Radio Network Controller*) et d'une ou plusieurs stations de base, appelées nœud B (Node B).

Il est similaire au réseau d'accès GSM ; les nœuds B correspondent aux BTS (Base Transceiver Station) et les RNC correspondent aux BSC (Base station Controller). Cependant, les fonctionnalités de ces éléments sont différentes de celles des éléments du réseau d'accès GSM.

Le RNC commande plusieurs stations de base via l'interface Iub. Il est responsable de la gestion des ressources radio de l'ensemble des nœuds B sous son contrôle, sachant que chaque nœud B ne peut être associé qu'à un seul RNC.

I.4.2.2.3. Nœud B

Le nœud B est l'unité de transmission/réception radio avec les cellules. Le rôle du Nœud B est de convertir les données transmises sur le réseau vers l'interface radio. En particulier, il gère la couche physique de l'interface radio, régit principalement le codage du canal, l'entrelacement, l'adaptation du débit, l'étalement et le désétalement et est responsable du contrôle de puissance en boucle fermée. L'interface mobile/ nœud B est une interface *Uu*.

Par ailleurs, on trouve les interfaces « Iu CS » et « Iu PS ». La première permet au RNC de communiquer avec le MSC/VLR (*Mobile Switching Center/Visitor Location Register*), c'est-à-dire avec la partie du réseau qui gère les services à commutation de circuits, Tandis que l'interface Iu PS permet au RNC de communiquer avec le SGSN (*Serving GPRS Support Node*), la partie du réseau qui gère les services à commutation de paquets [7]. L'ensemble de ces interfaces sont « ouvertes » et permettent par conséquent de faire dialoguer entre eux des équipements fournis par des constructeurs différents.

I.4.2.4. Réseau cœur

Le réseau cœur CN est responsable de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes. Dans une première phase, le système UMTS s'appuiera sur le réseau cœur du GPRS. Il se décompose en deux parties. Le domaine paquet et le domaine circuit [8].

Le domaine circuit permettra de gérer les services temps réels correspondant aux conversations téléphoniques, à la vidéophonie, aux jeux vidéo, aux streaming (envoi d'un flux continu d'informations qui seront traitées instantanément avec possibilité d'afficher les données avant que l'intégralité du fichier ne soit téléchargée), et aux applications multimédias. Ces applications nécessitent un temps de transfert faible, et seul le domaine circuit sera capable de gérer ces flux lors de l'introduction de l'UMTS. Le débit supporté par ce mode sera de 384 kbit/s. L'infrastructure s'appuiera sur un MSC/VLR (Mobile Switching Centre/Visitor Location Register) correspondant au commutateur (MSC) et à la base de données visiteur (VLR), et sur un GMSC (*Gateway MSC*), commutateur connecté directement au réseau externe [8].

Le domaine paquet permettra de gérer les services non temps réels correspondant à la navigation sur Internet, aux jeux en réseau et aux E-mail. Ces applications sont moins sensibles au temps de transfert et ces données pourront transiter en mode paquet. Le débit supporté pourra atteindre 2 Mb/s. Le réseau s'appuiera sur un SGSN (Serving GPRS Support Node) correspondant au MSC/VLR en mode paquet et sur un GGSN (*Gateway GPRS Support Node*) correspondant au GMSC en mode paquet, et commutera vers le réseau Internet et autres réseaux publics ou privés de transmissions de données.

I.5. Méthodes d'accès radio

La communication entre deux MS nécessite l'utilisation de deux liens radio parallèles : un lien montant UL (*UpLink*) pour toutes les communications allant du terminal mobile vers la station de base et un lien descendant DL (*DownLink*) pour transporter les informations dans le sens contraire.

Deux méthodes sont utilisées pour permettre la séparation de la transmission UL et DL. Ce sont la division duplex par fréquence (FDD *Frequency Division Duplex*) et la division duplex par le temps (TDD *Time Division Duplex*) [9].

a. Division Duplex par fréquence (FDD)

Avec la division duplex par fréquence FDD, le UL et le DL utilisent chacun une bande de fréquence différente. L'espace entre les deux bandes de fréquence pour l'UL et la DL est appelé comme distance duplex. Elle est constante pour toutes les stations mobiles dans une

même norme. D'une façon générale la bande de fréquence du DL est placée à une fréquence plus élevée que la bande de l'UL. De cette manière on limite la consommation des équipements mobiles. Plus la fréquence est élevée, plus la consommation est forte.

b. Division Duplex par le temps (TDD)

Dans le cas de la division duplex par le temps (TDD), l'UL et le DL se partagent la même bande de fréquence. Ceci est fait en divisant la bande en time slots (TS) et trame. Une trame contient un nombre spécifique n de time slots (TS). Un certain nombre de ces n times slots sont réservés pour la transmission UL (moitié des times slots dans les systèmes 2G) et le reste pour la transmission DL. La durée d'une trame détermine la répétition cyclique de la transmission correspondante UL/DL. La transmission UL et DL se produit quasi simultanément, c'est-à-dire. la durée d'une trame est généralement dans la gamme d'un certain nombre de *ms*.

TDD est principalement employée pour la transmission des données des systèmes mobiles de communications de la 2ème génération (pour les transmissions numériques). La transmission numérique simplifie la compression de la parole et de données. En conséquence, seulement une fraction du temps nécessaire pour la transmission analogue est exigée pour la transmission numérique des données d'un abonné.

Pour un opérateur donné, le nombre de canaux est limité. Il est alors impensable de réserver en permanence une paire de canaux à chaque abonné. D'où la nécessité de définir des méthodes afin de permettre à tous d'accéder au réseau. Ces méthodes sont souvent appelées «méthodes d'accès multiples». Il existe trois méthodes d'accès de base :

- le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition de fréquences ;
- le TDMA (*Time Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition dans le temps ;
- le CDMA (*Code Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition de codes ;

La première méthode utilisée par les systèmes analogique est la répartition en fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access). Par la suite, avec les systèmes numériques, apparaît la répartition dans le temps TDMA (Time Division Multiple Access). La dernière méthode est la répartition par étalement spectral CDMA (Code Division Multiple Access) où un code permet de répartir l'accès à notre interface unique. Bien que ce soit le dernier utilisé pour les applications civiles, il est connu de longue date par les militaires.

D'autres méthodes multiplex sont recherchées ou actuellement développées (par exemple, Space Division Multiple Access - SDMA).

I.5.1. Accès multiple par répartition de fréquence

C'est la méthode la plus ancienne. Le spectre disponible est divisé en plusieurs canaux radio avec une largeur de bande fixée comme illustré à la figure I-10. Chaque canal fréquentiel est assigné à un seul utilisateur simultanément. La méthode d'affectation d'un canal est alors basée sur une règle du type premier arrivé, premier servi. Cette technique s'applique principalement aux signaux analogiques.

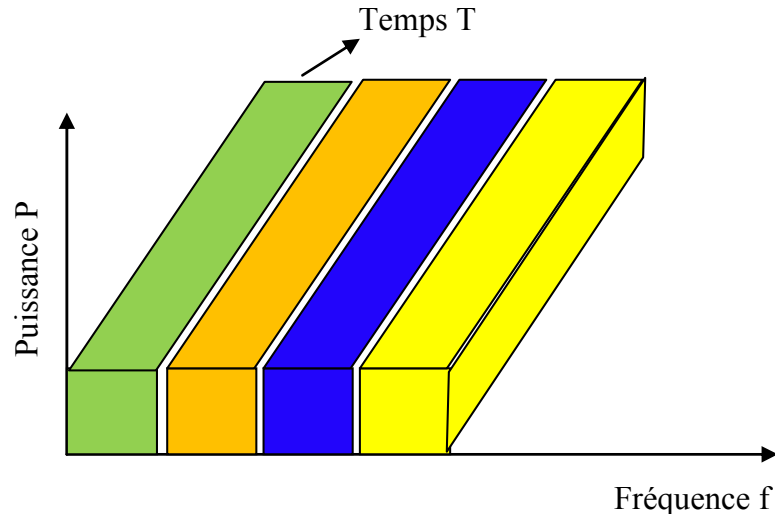


Figure I-10: Technique d'accès multiple FDMA

Avantages :

- Faible complexité du terminal mobile : pas d'égalisation ou de tramage complexe et de synchronisation.
- Transmission et synchronisation continue possible.

Inconvénients :

- Coûts des équipements fixes élevés : plus d'équipements au niveau de la station de base (un canal par porteuse).
- Nécessité d'un duplexeur : contre les interférences entre émetteur et récepteur du mobile ; ce qui entraîne des coûts supplémentaires.

I.5.2. Accès multiple à répartition dans Le temps

A la différence de FDMA, une simple bande de fréquences est à la disposition d'un certain nombre d'abonnés avec TDMA. La bande de fréquences est divisée en trames de TDMA de longueur finie. Chaque trame est divisée en n time slots (TS). Chacun des ces n time slots de la trame peut être assigné à un abonné différent. De cette façon, une simple bande de fréquence peut contenir jusqu'à n abonnés. La transmission d'un seul abonné comporte différents time slots assignés cycliquement à l'abonné (généralement un TS par trame ; de plus longs cycles sont également possibles). Avec TDMA, chaque bande de fréquence est uniquement employée par un seul abonné à un moment particulier. Ceci empêche la production d'interférences entre différents abonnés (ou réduit le bruit autant que possible ou selon les exigences). Le TDMA est surtout utilisé dans les systèmes de deuxième génération, tels que le GSM ou le IS-136 (appelé aussi *Digital AMPS*).

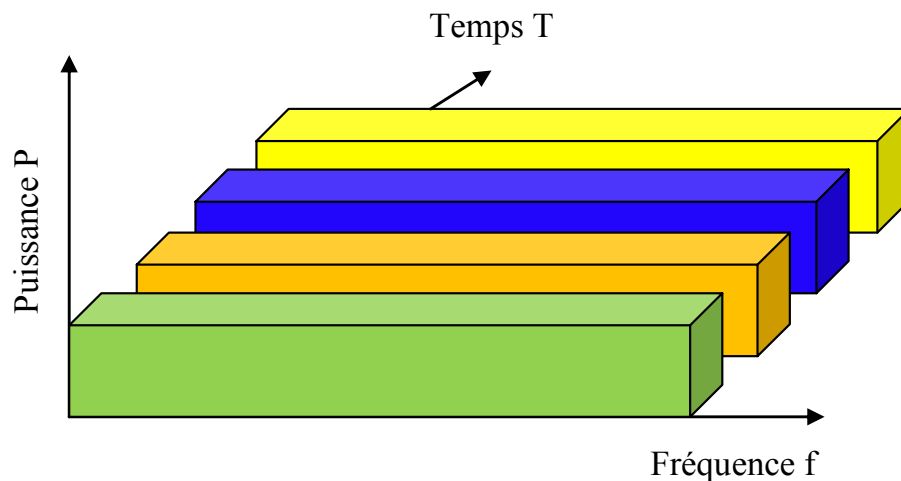


Figure I-11: Technique d'accès multiple TDMA

Avantages :

- Coût réduit de la station de base,
- Souplesse de modification sur les débits transmis.

Inconvénients :

- Complexité au niveau du mobile : traitement numérique plus complexe.
- Ajout de bits de signalisation et de synchronisation

I.5.3. Accès multiple par répartition de code

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-12, 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 originale 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.

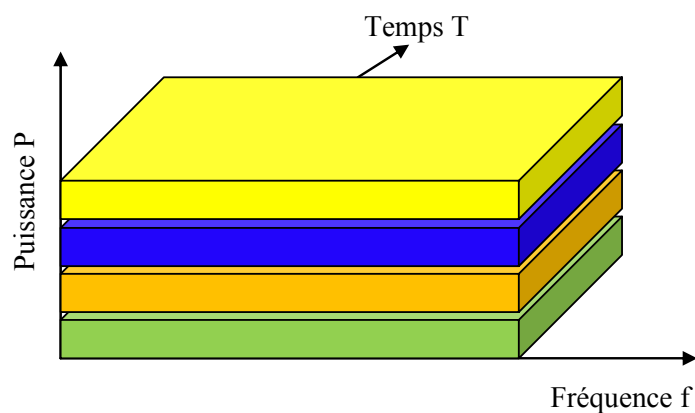


Figure I-12: Technique d'accès multiple CDMA

Parmi les techniques d'étalement de spectre, on peut citer :

- TH-CDMA (Time Hopping CDMA).
- FH-CDMA (Frequency Hopping CDMA)
- DS-CDMA (Direct-Sequence CDMA).

La figure suivante montre les différents types de CDMA :

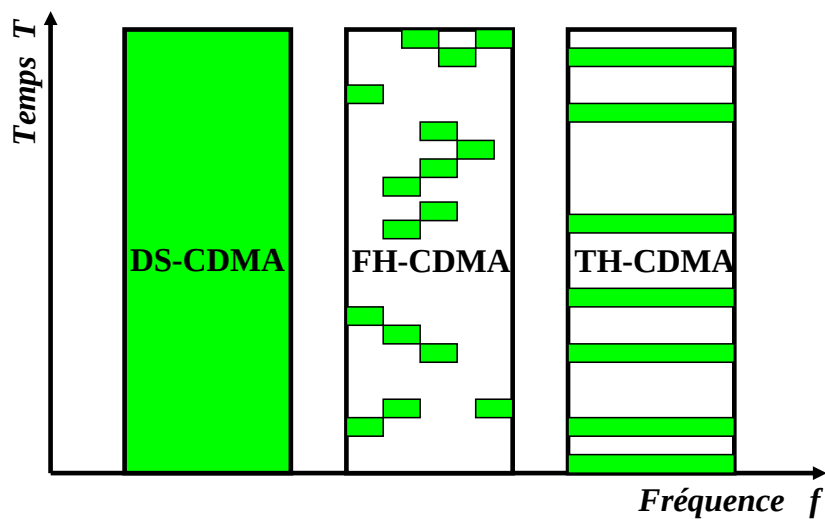


Figure I-13: Type de CDMA

Dans la méthode TH-CDMA (*Time Hopping CDMA*) on utilise le multiplex de temps. Le signal d'information est transféré par flashes. Le temps de la transmission par rafales est indiqué par le code de propagation. Cette technique a été développée comme première méthode de CDMA.

Dans le protocole CDMA par saut de fréquence, la fréquence porteuse du signal d'information modulé n'est pas constante et change périodiquement. Pendant des intervalles de temps T , la porteuse reste la même, mais après chaque intervalle de temps, la porteuse saute vers une autre (ou éventuellement la même).

Un exemple de l'utilisation civile de FH-CDMA est la prétendue norme de Bluetooth. Le Bluetooth permet la transmission d'informations aux débits élevés pour de petites distances dans l'intervalle de fréquence autour de 2,4 GHz sans licences [9].

Dans le protocole DS-CDMA (Direct Sequence CDMA), l'information d'un usager est étalée directement en joignant un code d'étalement (dans les systèmes digitaux 2G et 3G). Ceci a comme conséquence la transmission continue du signal (contrairement à TH-CDMA) à bande large dans la bande de fréquence entière (contrairement à FH-CDMA). DS-CDMA est utilisé par exemple pour IS-95 et pour le système par satellite Global STAR. Le système 3G UMTS est basé sur DS-CDMA. Dans l'émetteur l'information binaire de l'utilisateur est jointe avec le code d'étalement produit par un générateur de code. Ce processus se nomme le "spreading" (étalement).

Avantages :

- Le principe CDMA possède beaucoup de points qui peuvent avoir des effets positifs pour la transmission d'informations.
- La transmission codée et la faible concentration en information des signaux CDMA étaient particulièrement importantes pour les applications militaires. Un signal transmis peut être "despreading", et les données sont régénérées seulement si le récepteur a le code d'expansion correct. La basse concentration de l'information permet à l'information d'être transmise discrètement. Les signaux utiles sont cachés dans le bruit de fond.
- Le niveau élevé de la stabilité de la transmission d'informations à large bande (contre les effets du bruit de fond à bande étroite) est extrêmement important pour l'utilisation militaire et civile.

Inconvénients :

- Nécessité d'une égalisation intensive
- Nécessité d'un contrôle de la puissance d'émission

I.5.4. Accès multiple de division d'espace

Si on considère les trois techniques actuelles d'accès multiple (par répartition fréquentielle, par répartition temporelle et par répartition de code), on constate que seule la dimension spatiale n'est pas prise en compte, du moins explicitement. En effet, l'agencement cellulaire, voire la sectorisation des antennes de certaines stations de base, est en fait une manière, primitive certes, de faire de l'accès multiple par répartition spatiale SDMA.

Le problème posé par le SDMA peut s'énoncer de la manière suivante : "*Nous voulons séparer plusieurs utilisateurs émettant à la même fréquence, en même temps et sans étalement de spectre, en fonction de l'endroit où ils se trouvent.*" L'objectif du SDMA étant clairement d'augmenter la capacité du réseau radio mobile en investissant au mieux la dimension spatiale.

Le schéma I-14 montre trois utilisateurs servis par SDMA à l'aide du même canal dans la cellule. Dans un environnement cellulaire pratique il est improbable d'avoir juste une chute d'émetteur dans la largeur de faisceau de récepteur. Par conséquent, il devient impératif d'employer d'autres techniques multiples d'accès en même temps que SDMA.

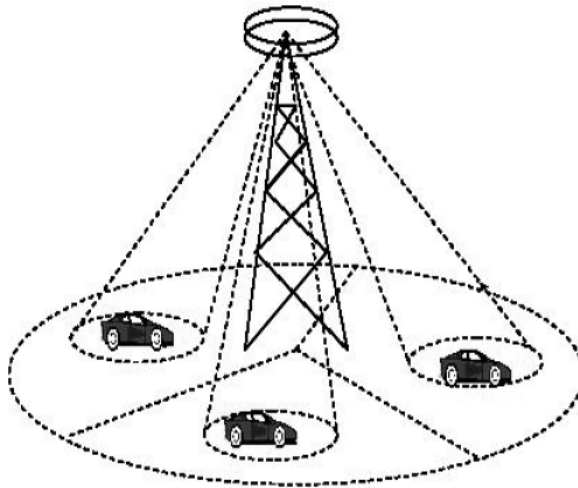


Figure I-14: *Technique d'accès multiple SDMA*

CHAPITRE II

Codage et protocoles

CHAPITRE II

Codage et protocoles

II.1. Introduction

La transmission radio du téléphone mobile est assurée par l'interface radio. C'est une des parties les plus sophistiquées du système ; elle est riche en fonctions variées qui sont de nature très différente. Un système radio mobile a besoin d'une partie du spectre radio pour fonctionner. Les concepteurs doivent demander une bande de fréquence auprès de l'instance officielle chargée de la gestion du spectre. Le spectre radioélectrique étant déjà fort encombré, cette attribution n'est pas facile à obtenir : la négociation requiert de la patience et des efforts divers (diplomatie, lobbying,.....)[10].

La bande radio représentant la ressource rare, les défenseurs de la norme doivent montrer qu'elle est utilisée à bon escient et avec parcimonie. Le premier choix architectural qu'il faut faire à ce niveau, concerne le découpage du spectre alloué, ou plus précisément du plein-temps/fréquence, pour obtenir des canaux physiques qui supporteront une communication téléphonique. A cet égard, on considère classiquement trois techniques :

- partage en fréquence FDMA
- partage en temps TDMA
- partages par les codes CDMA

On parle de méthode d'accès multiples ; il serait sans doute plus exact d'utiliser dans notre contexte *multiplexage*.

L'accès multiple par répartition de codes est une technique de multiplexage plus récente que le FDMA et le TDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même spectre fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code, appelé aussi signature ou encore séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant les interférences des messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des MAI n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

Il existe deux principales variétés de CDMA [11] :

FH-CDMA (Frequency Hopping) : Dans ce système, on fait de l'évasion de fréquence : la clé de chaque code utilisateur est réalisée 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 Séquence) : 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 en théorie qu'en simulation. 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.

Le DS-CDMA est utilisé dans des communications mobiles dans la norme IS-95 en Amérique du Nord, alors que le FH-CDMA est mis à l'utilisation dans Bluetooth et IEEE 802.11 (Wi-Fi), qui sont des protocoles sans fil pour la communication courte distance.

II.2. Principe d'étalement de spectre

La transmission de spectre étalé est une technique dans laquelle le signal original de l'utilisateur est transformé dans une autre forme qui occupe une plus grande largeur de bande que le signal original aurait normalement besoin. On connaît cette transformation comme l'étalement. L'ordre de données original est binaire multiplié alors avec un code qui typiquement a une plus grande largeur de bande que de signal original.

La figure II-1 illustre le fonctionnement de cette technique ; la figure II-1a montre les principaux éléments d'un émetteur DS-CDMA. Parmi ces éléments, on trouve principalement un générateur de codes d'étalement et un « multiplicateur ». Le code généré constitue une séquence de longueur fixe dont chaque élément constitue un « chip », pour les différencier des bits dans l'ordre de données, qui sont appelés des symboles.

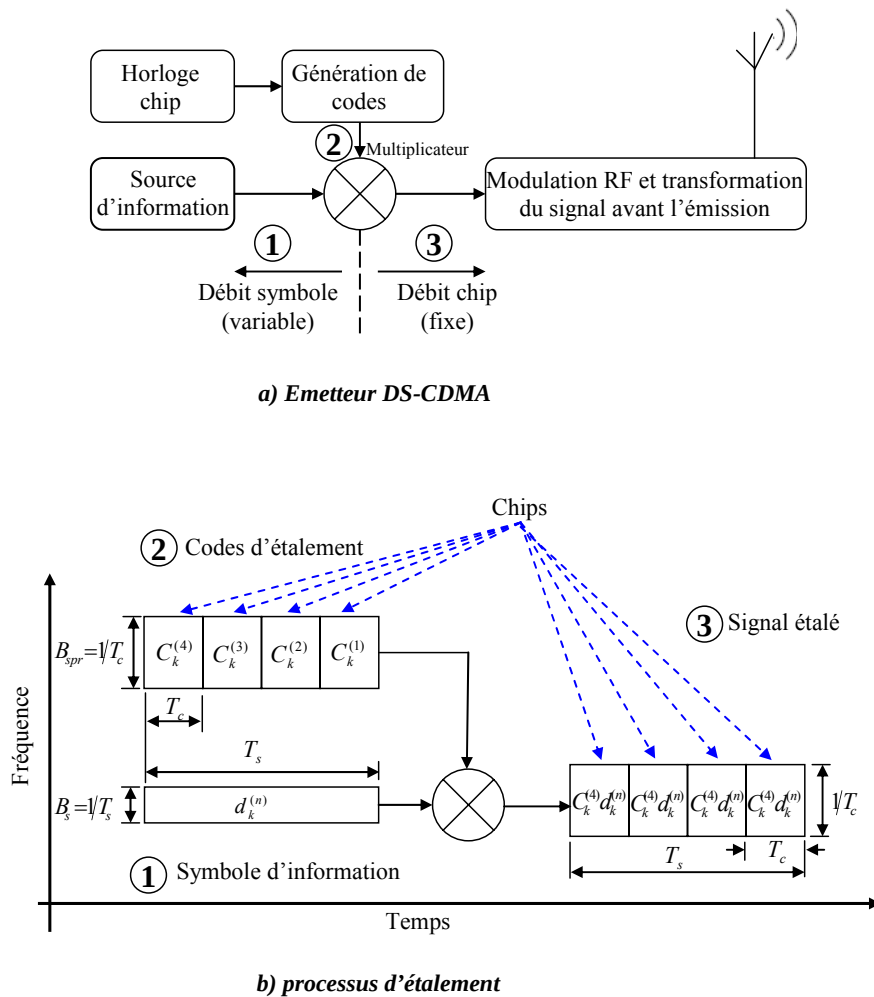


Figure II-1 : (a) *Émetteur d'un système DS-CDMA* et (b) *processus d'étalement*

Le processus d'étalement est illustré dans la figure II-1b, qui montre le code d'étalement du k -ième utilisateur qui est représenté par la séquence de chips $C_k^{(p)}$, où $p = 1, 2, 3 \dots M$ et où M représente la longueur du code ($M = 4$ dans cet exemple). Chaque chip a une durée T_c et une amplitude égale à $+1$ ou -1 . Le débit avec lequel varie l'information étalée est appelé débit chip (ou chip rate) que l'on notera B_{spr} . Ce débit est égal à $1/T_c$, exprimé en chips par seconde (cps).

D'autre part, le n -ième symbole du message d'information¹ de l'utilisateur k est noté $d_k^{(n)}$, où $n = 1, 2, \dots$. Ainsi, et de manière similaire, nous pouvons aussi noter la durée de chaque symbole par T_s , à partir de laquelle nous pouvons également formuler le débit symbole $B_s = 1/T_s$ exprimé en symboles par seconde (sps). Il est important de constater que ce débit symbole est variable dans un système DS-CDMA, car il dépend du service offert (voix, vidéo ou données), tandis que le débit chip B_{spr} est constant et fixé à 3.84 Mcps (Millions de chips par seconde).

Le rapport entre le débit du signal étalé et le débit du signal non étalé est appelé facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*). Il représente une propriété importante de l'étalement de spectre et s'exprime par :

$$SF = \frac{B_{spr}}{B_s} = \frac{1/T_c}{1/T_s} = \frac{T_s}{T_c} \quad (\text{II-1})$$

Par conséquent, le facteur d'étalement dans un système DS-CDMA est égal au nombre de chips utilisé pour étaler un symbole d'information.

Après la génération des codes, le processus d'étalement se déroule simplement en multipliant le message par $+1$ ou -1 . Selon la figure II-1b, il apparaît clairement que $T_s > T_c$, d'où $B_{spr} > B_s$. On comprend alors comment on passe d'un signal à bande étroite vers un

¹ Nous utiliserons l'appellation symbole au lieu de bit, car en pratique, l'étalement est appliqué sur le signal d'information après avoir subi une modulation numérique. Un symbole comporte généralement une information de phase et d'amplitude, alors qu'un bit contient seulement une information d'amplitude.

signal à large bande. Finalement, le signal subit une modulation en fréquence et il est mis sur une fréquence porteuse avant d'être envoyé.

Au niveau de la réception, il suffit de reprendre la chaîne dans l'ordre inverse, notamment en démodulant dans un premier temps le signal reçu, pour ensuite le multiplier par le même code d'étalement utilisé lors de l'émission. À la suite de cette multiplication, nous obtiendrons le message d'information « désétalé » (exprimé en débit symbole). Toutefois, il doit y avoir une parfaite synchronisation entre le récepteur et l'émetteur pour pouvoir désétaler correctement le signal d'information.

Les codes d'étalements sont uniques au moins au niveau de cellule. Cela signifie qu'une fois un utilisateur désétalé, dans le signal à large bande reçu, le seul composant à trouver est celui qui avait été étalé avec le même code dans l'émetteur. Deux types de codes d'étalement sont utilisés dans l'UTRAN : codes orthogonaux et codes pseudo noise. Les codes d'étalement ont une corrélation avec d'autres codes d'étalement.

II.3. Code d'étalement

Le choix des codes d'étalement est dicté par leurs propriétés de corrélation, et plus précisément par leurs propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation [7]. Du point de vue statistique, l'auto corrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit le code C_i de longueur M tel que $C_i = [C_i(0), C_i(1), \dots, C_i(M-1)]$. On définit sa fonction d'auto-corrélation $R_{C_i}(t)$ de la manière suivante :

$$R_{C_i}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} C_i(k)C_i(k+t) \quad (\text{II-2})$$

Par ailleurs, l'inter-corrélation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'inter corrélation $R_{C_i C_j}(t)$ de deux codes C_i et C_j de longueur M s'écrit :

$$R_{C_i C_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} C_i(k)C_j(k+t) \quad (\text{II-3})$$

Où $C_i = [C_i(0), C_i(1), \dots, C_i(M-1)]$ et $C_j = [C_j(0), C_j(1), \dots, C_j(M-1)]$. On suppose que les chips dans les expressions II.2 et II.3 prennent des « +1 » ou des « -1 » comme valeurs. Cette notation, appelée « notation polaire », est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques. Ainsi, les 1 sont représentés par des -1 et les 0 par des +1. Cette représentation sera utilisée par la suite sans perte de généralité.

Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que représentent des codes caractérisés par une auto corrélation qui satisfait $R_{C_i}(t) = 0$ pour $t \neq 0$, avec $R_{C_i}(0) = M$ et par une fonction d'inter corrélation nulle : $R_{C_i C_j}(t) = 0$ pour tout t . En effet, les codes ayant une fonction d'inter corrélation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs qui transmettent dans le même temps, sur la même fréquence, mais avec des codes distincts. Par ailleurs, si la fonction d'auto corrélation est nulle pour $t \neq 0$, l'interférence causée par les trajets multiples, que pourrait prendre le signal, peut être annulée.

Si la fonction d'inter corrélation entre deux codes différents C_i et C_j satisfait $R_{C_i C_j}(0) = 0$, on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un « résidu » d'inter corrélation apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et celui des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à une forme d'interférence, très peu appréciée par les concepteurs des réseaux à base de CDMA qu'on appelle « interférence d'accès multiple » MAI (*Multiple Access Interference*). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée.

Dans la plupart des systèmes de réseaux mobiles fondés sur le DS-CDMA, les codes utilisés pour effectuer le processus d'étalement sont de deux types : codes orthogonaux et codes pseudo aléatoires. Les deux genres de codes sont employés ensemble dans la liaison montante et descendante. Le même code est toujours employé pour l'étalement et le désétalement d'un signal. C'est possible parce que le processus de l'étalement est réellement une opération de XOR avec le flux de données et le code de l'étalement.

On devrait se rappeler que deux opérations successives de XOR produiront les données originales. Une autre opération binaire possible pour combiner les deux trains

binaires pourrait être N-XOR car c'est également réversible. La table de vérité pour XOR est donnée dans le tableau suivant :

A	B	A XOR B
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Figure II-2 : Table de vérité pour XOR

L'étalement signifie augmenter la largeur de bande du signal. A la première audition, ceci peut ne pas ressembler à une bonne idée parce que la largeur de bande est une ressource rare et chère. Il y a quelque bonne raison de faire ceci, cependant l'incitation la plus importante pour l'étalement à large bande est la bonne résistance d'interférence d'un signal à large bande. Un signal à large bande peut survivre dans un environnement très bruyant. Il est également difficile de le bloquer parce que son énergie est tellement répartie loin un spectre qu'il est très difficile de le localiser.

II.3.1. Code orthogonal

Le procédé de l'étalement dans l'UTRAN se compose de deux opérations séparées : canalisation et brouillage. La canalisation emploie des codes orthogonaux et des codes des utilisations PN de brouillage (scrambling). La canalisation se produit avant le brouillage dans l'émetteur dans la liaison montante et la descendante.

La canalisation transforme chaque symbole de données en morceaux multiples. Ce rapport (nombre de chips/symbole) s'appelle le facteur de propagation (SF). Ainsi, c'est ce procédé qui augmente réellement la largeur de bande de signal. Des symboles de données i et q sur les branches sont combinés avec le code de canalisation.

La canalisation des codes sont des codes orthogonaux (plus avec précision, codes de propagation variable orthogonaux de facteur [OVSF]), signifiant que dans un environnement idéal ils n'interfèrent pas l'un sur l'autre. Cependant, l'orthogonalité exige que les codes soient synchronisés. Par conséquent, il peut être employé dans la liaison descendante pour séparer différents utilisateurs à moins d'une cellule, mais dans la liaison montante pour

séparer seulement les différents services d'un utilisateur. Il ne peut pas être employé pour séparer différents utilisateurs de liaison montante dans une station de base, car tous les mobiles ne sont pas synchronisés.

Ainsi leurs codes ne peuvent pas être orthogonaux (à moins que le système en question utilise le mode TDD avec synchronisation de liaison montante). En outre, des signaux orthogonaux ne peuvent pas être employés en tant que tels entre les stations de base dans la liaison descendante parce qu'il y a seulement un nombre limité de code orthogonaux. Les codes orthogonaux doivent être réutilisés en chaque cellule, et donc il est tout à fait possible qu'un équipement utilisateur (UE) dans le secteur de frontière de cellules reçoive le même signal orthogonal de deux stations de base. Si seulement des codes d'étalement orthogonaux sont employés, ces signaux interféreraient l'un sur l'autre très sévèrement. Cependant, dans la liaison montante les transmissions d'un utilisateur sont, naturellement synchrones ; ainsi des codes orthogonaux peuvent être employés pour séparer les différents canaux d'un utilisateur.

Il existe plusieurs méthodes pour construire des séquences binaires orthogonales entre elles. Les fonctions de Walsh sont les plus souvent utilisées.

Les fonctions de Walsh sont à l'origine des fonctions à deux niveaux ± 1 . Elles peuvent être fabriquées aisément à partir des matrices de Hadamard, définies de la façon suivante :

$$H_{2M} = \begin{bmatrix} H_M & H_M \\ H_M & -H_M \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

où $-H_M$ contient les mêmes éléments que H_M , mais avec le signe inversé (les « +1 » sont changés par des « -1 » et vice versa) et M est une puissance de 2. Par exemple, si l'on veut obtenir quatre codes orthogonaux C_1, C_2, C_3, C_4 , il faudra générer une matrice de Hadamard d'ordre 4. On a donc d'après II-4 :

$$H_1 = [1], \quad H_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}, \quad H_4 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

où $C_1 = [+1 +1 +1 +1]$, $C_2 = [+1 -1 +1 -1]$, $C_3 = [+1 +1 -1 -1]$, $C_4 = [+1 -1 -1 +1]$.

Les codes de canalisation sont des codes orthogonaux à facteurs d'étalements variables (OVSF) qui préservent l'orthogonalité entre les différents canaux physiques d'un utilisateur.

Les codes OVSF peuvent être définis en utilisant l'arbre de codes de la figure II -3 [8].

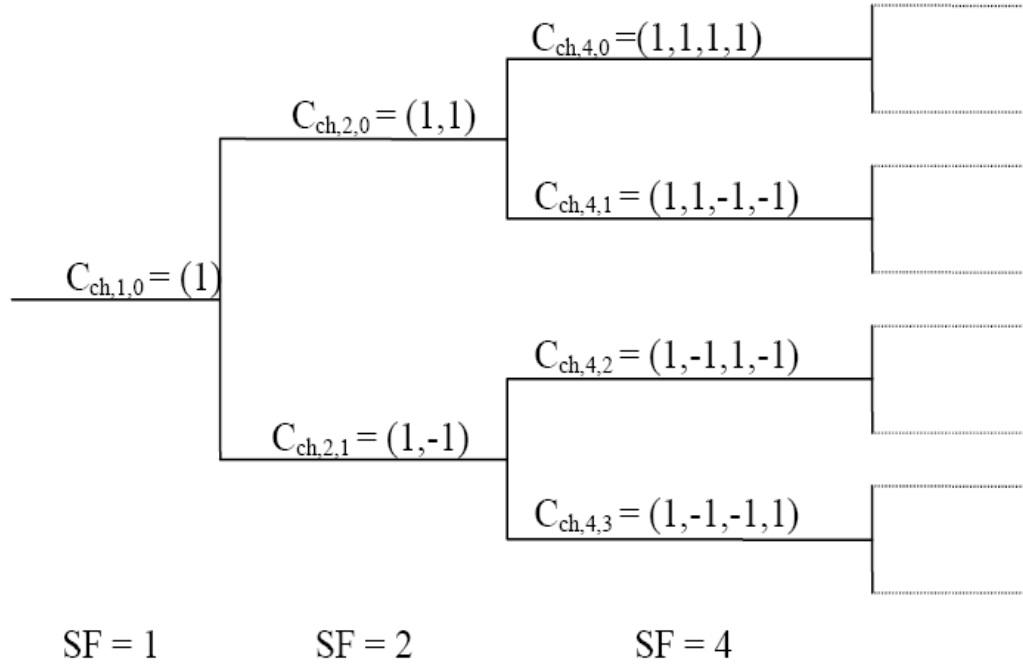


Figure II-3 : *Arbre de génération des codes OVSF*

Dans la figure II-4, les codes de canalisation sont uniquement décrits par $C_{ch,SF,k}$ avec SF est le facteur d'étalement du code et k est le numéro du code, $0 \leq k \leq SF-1$. La méthode de génération du code de canalisation est donnée par [8]:

$$C_{ch,1,0} = 1$$

$$\begin{pmatrix} C_{ch,2,0} \\ C_{ch,2,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{ch,1,0} & C_{ch,1,0} \\ C_{ch,1,0} & -C_{ch,1,0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} C_{ch,2^{(n+1)},0} \\ C_{ch,2^{(n+1)},1} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},3} \\ \vdots \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{ch,2^n,0} & C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,0} & -C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,1} & -C_{ch,2^n,1} \\ C_{ch,2^n,1} & -C_{ch,2^n,1} \\ \vdots & \vdots \\ C_{ch,2^n,2^n-1} & -C_{ch,2^n,2^n-1} \\ C_{ch,2^n,2^n-1} & -C_{ch,2^n,2^n-1} \end{pmatrix}$$

Figure II 4 : *Algorithme de génération des codes OVFS*

Dans la direction de liaison montante, ces codes orthogonaux sont assignés sur par UE base, ainsi la gestion de code est tout à fait franche. Cependant, dans la direction de la liaison descendante, le même arbre de code est employé par la station de base pour tous les mobiles dans son secteur de cellule.

La transmission de la liaison descendante des stations de base séparées n'est pas orthogonale. Un UE doit d'abord identifier la bonne transmission de station de base selon le code de brouillage, et puis extrait de ce signal ses propres données en utilisant le code orthogonal de canalisation.

Ainsi dans le vrai monde, l'environnement de la liaison descendante n'est jamais purement orthogonal et l'interférence nulle. L'interférence d'Intracell existe en raison des réflexions et de l'interférence par trajet multiples d'intercell des stations de base asynchrones [12].

Une fonction de Walsh est fabriquée en recopiant une ligne de ces matrices génératrices. On appelle séquence de la fonction de Walsh le nombre de transitions rencontrées, par exemple la deuxième ligne de la matrice H4 donne la suite : + - + - qui possède trois transitions de + à - ou inversement, il s'agit donc de W3 [13].

Afin de mieux comprendre l'utilisation des codes d'étalement en DS-CDMA, nous allons prendre un exemple² simple où une station de base communique, sur la voie

² Soulignons que cet exemple est purement didactique et ne prend pas en compte les imperfections du modulateur et du démodulateur RF.

descendante, avec deux utilisateurs présents dans la cellule comme le montre la figure II-5. Les codes orthogonaux $C_1 = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$ et $C_2 = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$ sont utilisés pour distinguer les deux utilisateurs. Ces codes étalent respectivement les symboles d'information de l'utilisateur 1 et de l'utilisateur 2.

On va supposer que l'information que l'on souhaite transmettre à l'utilisateur 1 est contenue dans les symboles notés $d_1^{(1)} = +0,9$ et $d_1^{(2)} = -0,7$, tandis que celle de l'utilisateur 2 est comprise dans $d_2^{(1)} = -0,8$ et $d_2^{(2)} = +0,6$. La figure II-6 illustre le processus d'étalement des messages représentés par les symboles $d_1^{(n)}$ et $d_2^{(n)}$ et montre aussi la forme des signaux dans chacun des points numérotés dans la figure II-5.

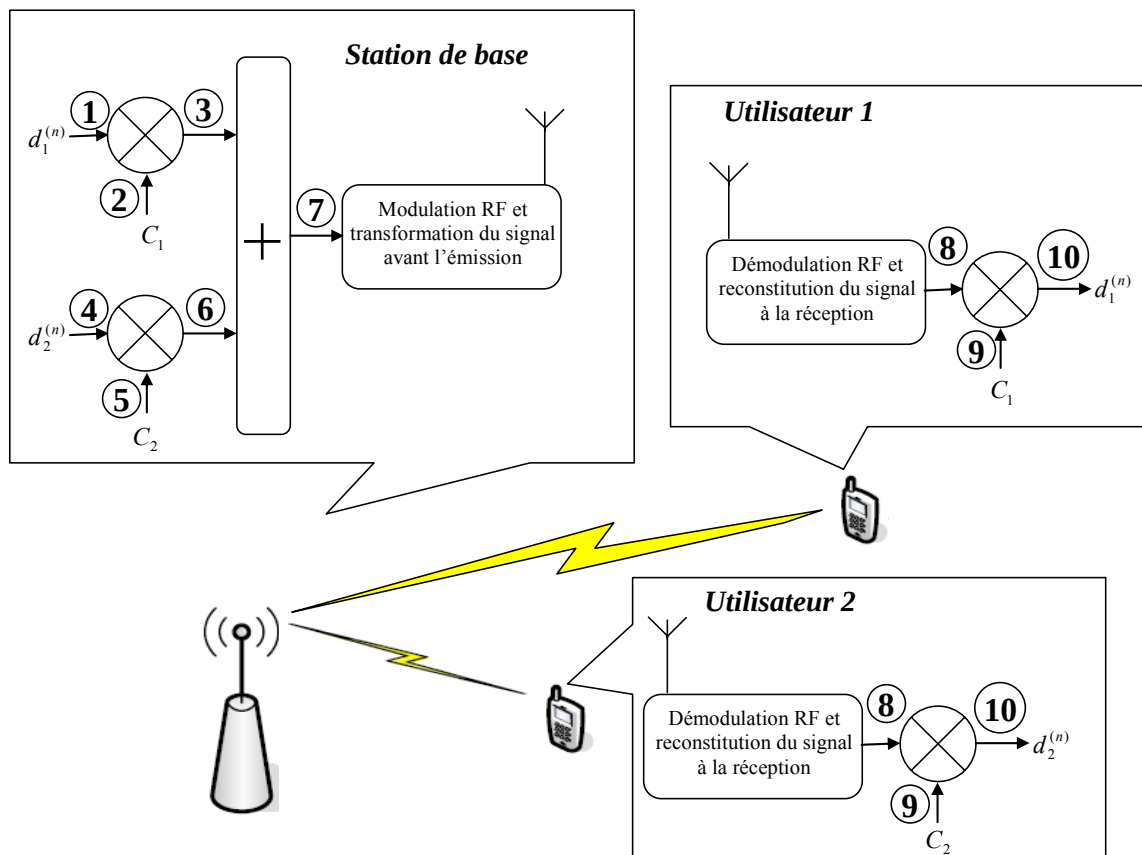


Figure II 5 : Accès multiple dans un système DS-CDMA avec deux utilisateurs

On peut voir sur la figure II-6 que l'étalement de spectre a lieu en multipliant tout simplement les symboles d'information par les codes respectifs de chaque utilisateur. Il faut noter aussi que le signal total transmis par la station de base est la somme arithmétique des « chips » issus du processus d'étalement effectué pour chaque utilisateur (point 7).

À la réception, chaque terminal mobile est muni des éléments nécessaires pour récupérer le message d'information qui lui correspond : à savoir les tâches principales que le récepteur de chaque mobile doit accomplir qui sont, dans notre exemple, le passage en bande de base du signal RF et le traitement du signal qui en résulte pour extraire l'information. Cette dernière tâche s'effectue en deux étapes. D'abord, les chips qui constituent le signal reçu sont multipliés un par un par les chips du code qui identifie l'utilisateur. Il faut noter que dans une phase qui précède l'échange d'information entre le mobile et la station de base, cette dernière communique au mobile le code d'étalement à utiliser. Ensuite, les chips sont additionnées sur la longueur M (4 dans cet exemple) de la taille du code d'étalement de manière similaire à l'addition arithmétique effectuée au niveau de l'émission. Cette opération de multiplication et d'addition n'est autre que la corrélation entre le code assigné au mobile et le signal reçu. Le dispositif matériel qui la réalise est appelé « corrélateur » [7].

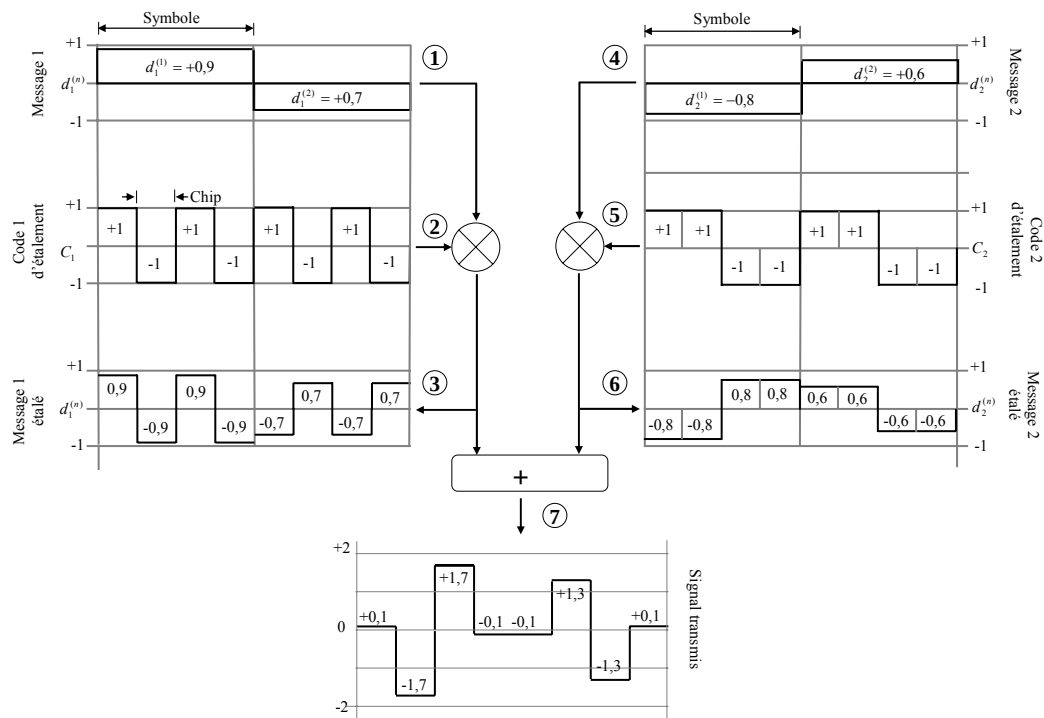


Figure II-6 : Exemple d'accès multiple DS-SS avec 2 utilisateurs

II.3.2. Codes pseudo aléatoires (PN)

Seuls, les codes orthogonaux ne peuvent pas manipuler la fonction d'étalement dans l'interface d'air d'UTRAN. Comme cela a été expliqué précédemment, ils peuvent seulement être employés quand les signaux sont synchrones. Clairement ce n'est pas le cas entre les utilisateurs asynchrones dans la direction de la liaison montante. D'ailleurs, les

signaux de la liaison descendante sont seulement orthogonaux au moins d'une station de base. Mais égaliser dans ce cas-ci, l'orthogonalité est partiellement perdue avec des déformations de canal. L'orthogonalité de la station de base diminue pendant que nous sortons vers les mobiles. Par conséquent, autre chose est nécessaire.

Pour résoudre ces problèmes, le système utilise des codes pseudo aléatoires. Ils sont employés dans la deuxième partie du procédé d'étalement qui s'appelle l'étape de brouillage (scrambling) figure II-7. Dans le procédé de brouillage le signal, qui est déjà écarté à sa pleine largeur de bande avec un code d'étalement orthogonal, est encore combiné (XORé) avec un code pseudo aléatoire de brouillage. Ce code de brouillage est un long code (un code d'or « gold code » avec une période 10ms) ou un code court.

Ces codes pseudo aléatoires ont de bonnes propriétés d'auto corrélation. Il y a des millions de codes de brouillage disponibles dans la liaison montante, ainsi aucune gestion spéciale de code n'est nécessaire. Un code d'étalement identifie l'UE spécifique à la station de base, et une fois que la synchronisation de liaison montante est obtenue, divers services de cet UE peuvent être séparés en utilisant des codes orthogonaux.

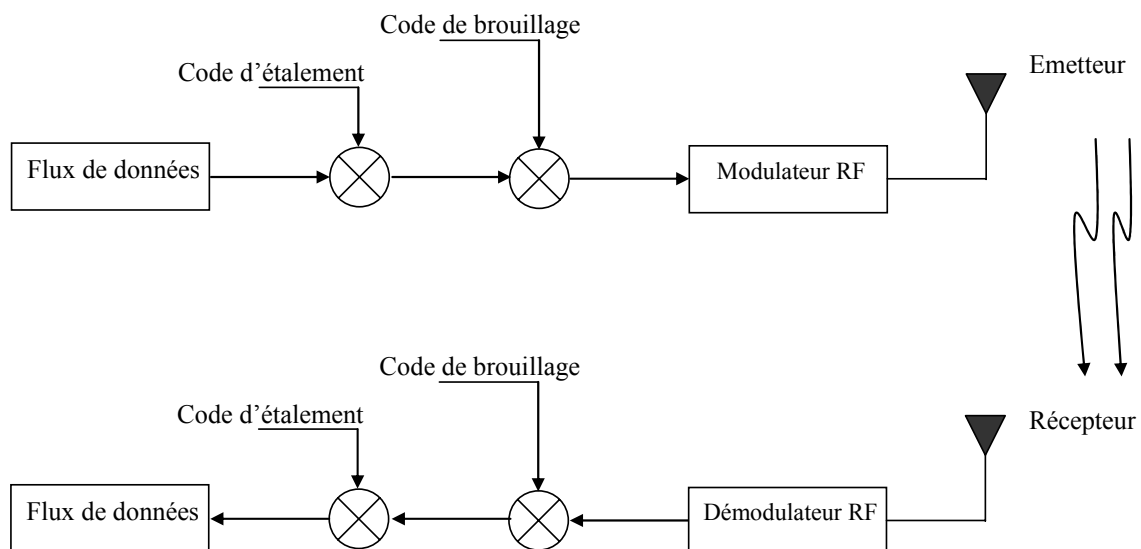


Figure II-7 : Etape de brouillage (scrambling)

Dans la direction de liaison descendante, des codes pseudo aléatoires de brouillage sont employés pour réduire l'interférence d'inter-base-station. Chaque nœud B a seulement

un code primaire de brouillage, et l'UE peut employer cette information pour séparer des stations de base.

Comme leur nom l'indique, ces codes ne sont pas complètement aléatoires, car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés [7].

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit à la figure II-8, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

Ce registre, appelé LFSR (*Linear Feedback Shift Register*), est dit périodique car, quelles que soient les valeurs initiales (les valeurs prises par a_i), on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge. Puisque le registre comprend n états représentés par les valeurs (binaires) de a_i , 2^n codes pseudo aléatoires sont possibles. Il en résulte aussi que la période de la séquence n'est jamais supérieure à 2^n [7].

Le nombre maximum d'états possibles (différents de 0) est de $P = 2^n - 1$. Une séquence binaire de période P , générée par un registre à décalage de type LFSR, est appelée « m-séquence » ou encore, séquence à longueur maximale (maximal length sequence). On peut noter sur la figure II-9 que le générateur des m-séquences peut être représenté suivant une notation polynomiale [7] [2] :

$$f(X) = X^n + \alpha_{n-1}X^{n-1} + \alpha_{n-2}X^{n-2} + \dots + \alpha_1X + 1 \quad (\text{II-6})$$

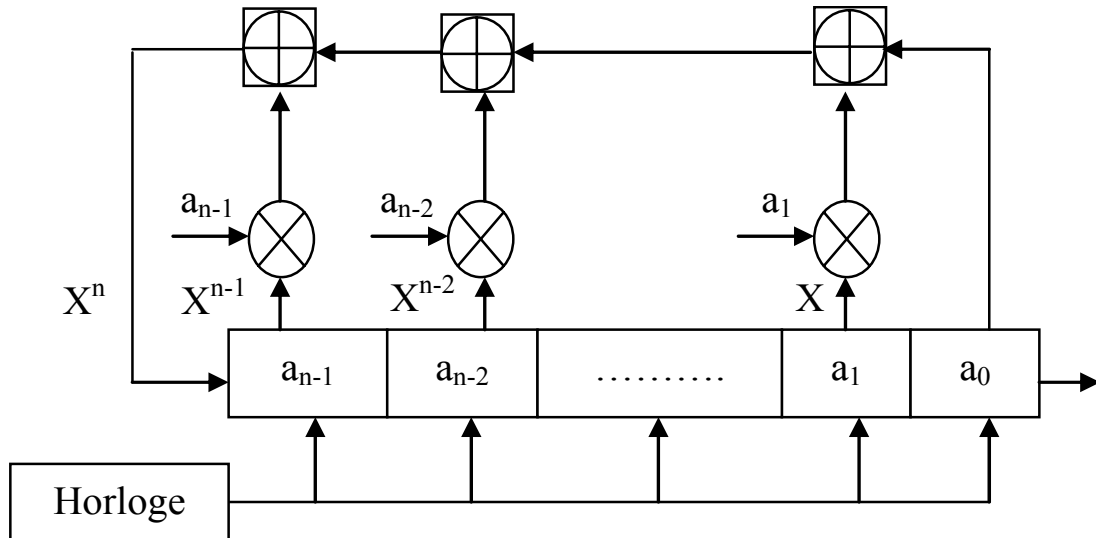


Figure II-8 : Schéma générique d'un registre à décalage à n états

où les coefficients α_i peuvent prendre deux valeurs 1 ou 0. Ainsi, lorsqu'il y a une connexion physique, $\alpha_i=1$ et lorsque $\alpha_i=0$, il n'y a pas de connexion. Le polynôme irréductible générant une m-séquence est appelé « primitif ».

Étant donné les propriétés d'inter corrélation assez médiocres entre deux m-séquences [14], un autre type de codes a été proposé du nom de « codes de Gold » afin d'améliorer les propriétés d'inter corrélation, tout en étant capable de générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo aléatoires. A titre d'exemple, nous allons voir comment sont générés les codes de Gold à partir de deux m-séquences dont les polynômes générateurs sont $x = X^5 + X^2 + 1$ et $y = X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$. La figure II-9 illustre les registres à décalage respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les $2^5 + 1 = 33$ codes de Gold correspondants. Les valeurs de a_4, a_3, a_2, a_1, a_0 ont été initialisées à 1. Le code généré par la m-séquence 1 reste fixe tandis que le code 2, issu de la m-séquence 2, est décalé vers la droite.

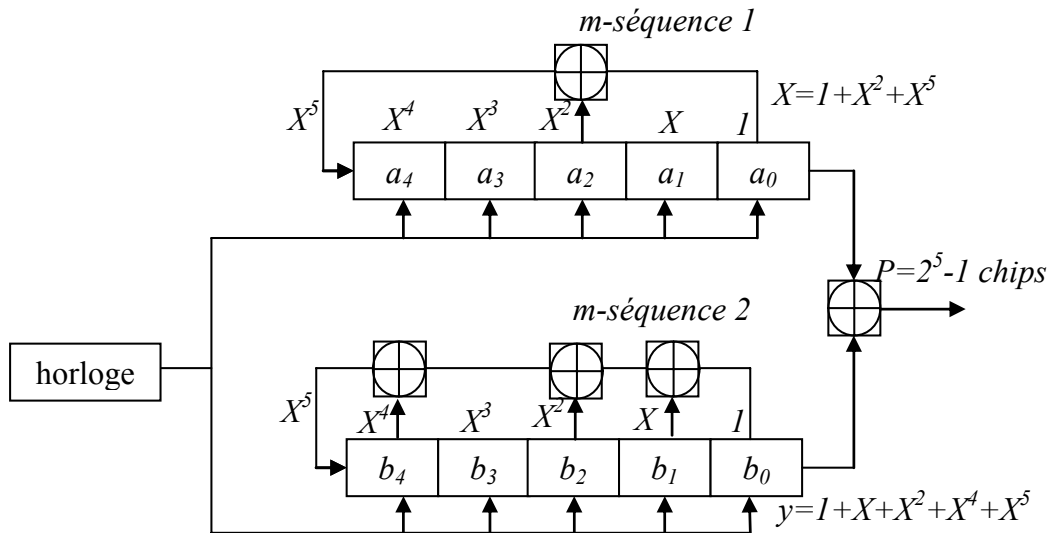


Figure II-9 : Exemple de génération des codes de gold

II.3.3. Système DS-CDMA

Dans le système DS-CDMA un certain nombre d'utilisateur du signal $u_I(n), I = 0 \dots k-1$ cohabitent sur une bande de canal commun et chaque utilisateur est défini par une séquence d'étalement individuelle. Dans la procédure de transmission, des symboles seront écartés par un certain facteur appelé le gain de traitement ou le facteur d'étalement.

La technique utilisée pour la voie montante de l'UMTS [15], repose sur l'allocation de deux types de codes :

- les séquences pseudo aléatoires utilisées pour différencier les utilisateurs
- les codes orthogonaux OVSF utilisés pour différencier les services d'un même utilisateur.

La modulation se décompose en deux phases :

- **Première phase :** l'étalement (ou spreading). Un code OVSF est alloué à chaque service d'un utilisateur. L'information issue de ce service est étalée de la manière suivante : un 1 binaire est remplacé par le code, et un 0 sont remplacés par le complément du code. Le facteur d'étalement est ici égal à la longueur du code. Différents débits peuvent être

accessibles en modifiant la longueur des codes utilisés. Après la phase d'étalement, les signaux des différents canaux sont additionnés.

➤ **Deuxième phase : le brouillage (ou scrambling).** Une séquence pseudo aléatoire de brouillage est allouée à chaque utilisateur d'une même cellule. La suite de chips issue du multiplexage interservices est multipliée par le code de brouillage avant d'être envoyée sur l'interface radio.

Ce mécanisme est résumé sur la figure II-10, où $C_{i,j}$ est le code orthogonal utilisé par le j^{eme} utilisateur pour le multiplexage du i^{eme} service et S_k est la séquence pseudo aléatoire allouée à l'utilisateur k .

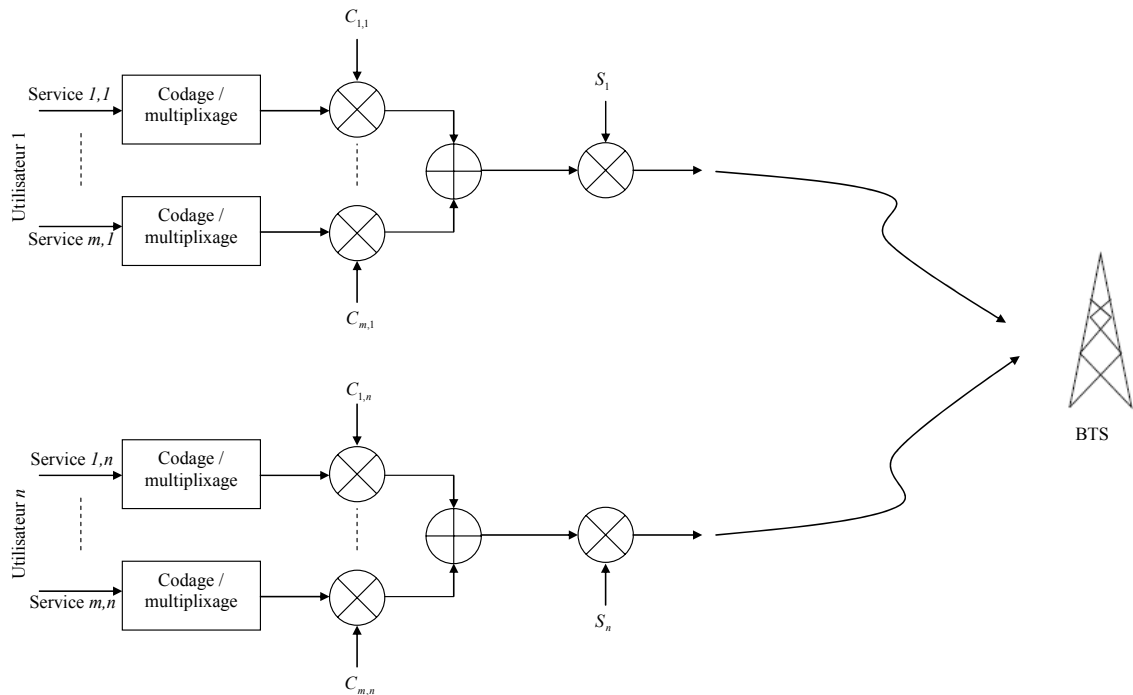


Figure II-10 : Voie montante UMTS

Par contre dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur dans une cellule.

Les codes d'embrouillage, dans la voie descendante, permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule figure II-11. L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statistiques de l'interférence proche de celles d'un

bruit Gaussien, sachant que cette interférence est invoquée par les cellules voisines qui émettent sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis. [7][2].

Dans le récepteur le détecteur conventionnel de DS-CDMA corrèle le signal reçu du récepteur avec une reproduction de chaque code d'étalement des utilisateurs pour récupérer les symboles transmis particuliers.

Le détecteur de corrélation peut être d'une manière équivalente mis en application par ce qui est connu sous le nom matched filter. Cependant, ce genre de détecteur ne tient pas compte de l'effet des interférences et les déformations produites dans les canaux et par d'autres utilisateurs. [12].

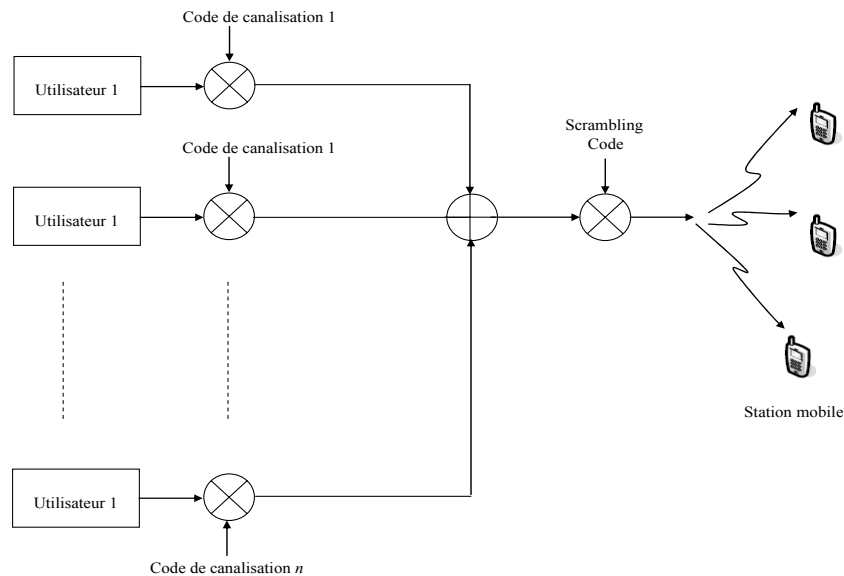


Figure II-12 : Voie descendante UMTS

II.4. Protocoles

II.4.1. Pile de protocoles

Dans un réseau GSM, la station mobile se connecte à la BTS pour accéder au réseau, mais il faut plutôt considérer que cet accès est reparti entre la BTS, le BSC et le MSC. Toutes les couches de la pile de protocoles se trouvent dans la station mobile. En revanche, côté réseau, les couches sont réparties entre les différents équipements [10]. Le réseau GSM est défini à partir de *couches de protocoles* utilisées au niveau des différentes interfaces (figure II-13) [16] :

- L'interface Um (entre le MS et la BTS),
- L'interface A-bis (entre la BTS et le BSC),
- L'interface A (entre le BSC et le MSC),

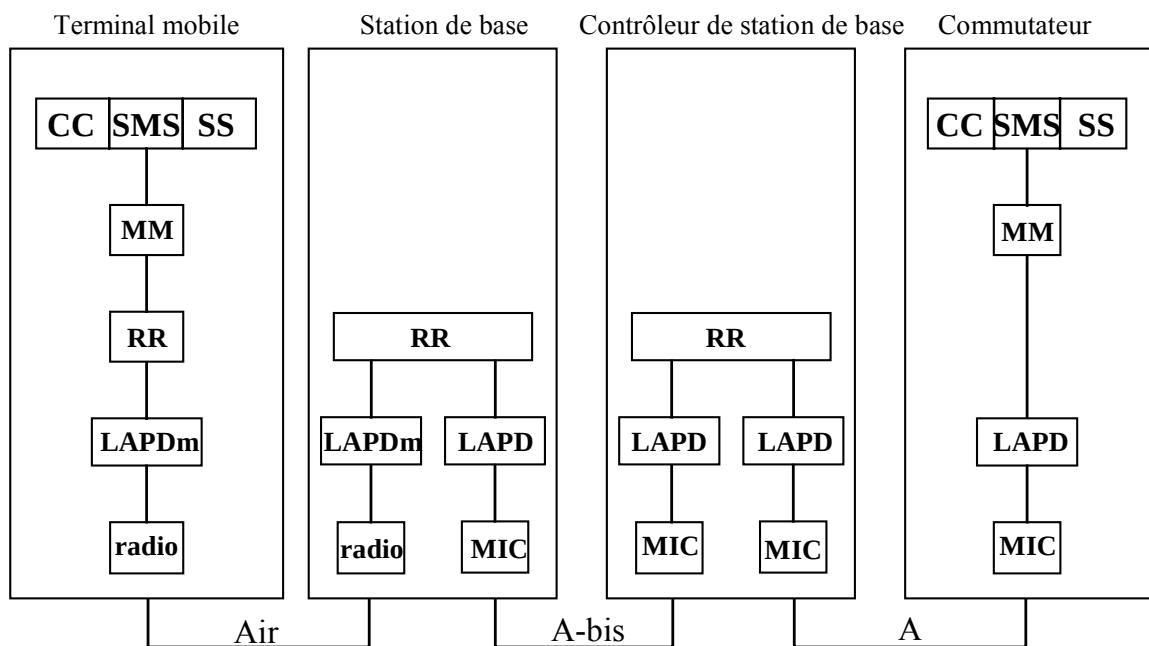


Figure II-13 : Piles de protocoles de différents sous-systèmes du réseau GSM

Les interfaces ainsi que les protocoles qu'elles utilisent sont normalisés. Toutefois, les normes de certaines interfaces telles que l'interface A-bis ne sont pas toujours respectées par les constructeurs.

La structuration en couches reprend le modèle OSI pour les 3 premières couches :

1. Couche physique,
2. Couche liaison de données,
3. Couche réseau,

1. La couche physique

Définit l'ensemble des moyens de transmission et de réception physique de l'information. Sur l'interface A-bis, le transport des informations se fait numériquement. Au niveau de l'interface radio, cette couche est plus compliquée à cause de multiples opérations à effectuer : codage correcteur d'erreur, multiplexage des canaux logiques, mesures radio à effectuer...etc.

2. La couche de liaison de données

Permet de fiabiliser la transmission entre deux équipements.

Sur l'interface A-bis, cette couche reprend les principales caractéristiques du RNIS. On utilise, pour le support de la signalisation, le protocole LAPD (*Link Access Protocol for the D Channel*) basé sur le protocole HDLC (numérotation des trames, mécanisme de correction d'erreurs...).

Sur les interfaces Um et A, on utilise respectivement le LAPDm spécifique au GSM (*Link Access Protocol for the D Channel modified*) et le MTP niveau 2 (*SS7, Signalling System number 7*).

3. La couche réseau

Permet d'établir, de maintenir et de libérer des circuits commutés (parole ou données) avec un abonné du réseau fixe. Cette couche comprend 3 sous couches RR, MM et CM,

➤ Le protocole *Radio Ressource management* (RR) :

Traite l'ensemble des aspects radio. En effet, cette sous couche gère l'établissement, le maintien et la libération des canaux logiques. Au niveau du mobile, elle sélectionne les cellules et surveille la voie balise à partir des mesures effectuées par la couche physique. Elle est principalement présente dans la MS et le BSC : les messages transitent entre les deux

entités en passant par la BTS mais ne sont pas interprétés par celle-ci. Toutefois, quelques messages sont échangés entre le mobile et la BTS ou entre la BTS et le BSC [5] :

- **Le protocole *Mobility Management* (MM)** : gère l'itinérance, l'identification, l'authentification sur le réseau et la localisation du TMSI d'un terminal. Cette application se trouve dans le sous réseau de commutation (NSS) et dans le mobile car ils doivent tous deux connaître la position du mobile dans le réseau.
- **La couche *Connection Management* (CM)** : étant elle-même divisée en 3 sous-couches CC, SS et SMS :
 - a) **Le protocole *Call Control* (CC)** : prend en charge le traitement des appels tels que l'établissement, la terminaison et la supervision.
 - b) **Le protocole *Short Message Service* (SMS)** : qui permet l'envoi de courts messages au départ d'un mobile. La longueur d'un SMS est limitée à 160 caractères de 7 bits, soit 140 bytes.
 - c) **Le protocole *Supplementary Services* (SS)** : prend en charge les compléments de services. La liste de ces services est longue mais, à titre d'exemple, citons le *Calling Line Identification Presentation* (CLIP), le *Calling Line Identification Restriction* (CLIR) et le *Call Forwarding Unconditional* (CFU).

Les trois premiers protocoles applicatifs précités (CC, SMS et SS) ne sont implémentés que dans les terminaux mobiles et les commutateurs ; leurs messages voyagent de façon transparente à travers le BSC et le BTS. Il y a d'autres protocoles intervenant dans les interfaces.

II.4.2. Les interfaces A-bis, A et X25

Enfin présentons brièvement les trois types d'interface qui relient le BSC respectivement à la station de base (interface A-bis), au commutateur (interface A) et au centre d'exploitation et de maintenance (interface X25).

II.4.2.1. L'interface A-bis

La couche physique est définie par une liaison PCM à 2 Mbits/s (recommandation de la série G de l'ITU) et la couche liaison de données est composée du protocole *Link Access Protocol D-channel* (LAPD).

Comme le canal de liaison PCM a un débit unitaire de 64 kbits/s et que le débit par canal radio GSM est de 13 kbits/s il faut donc adapter le débit. Cette fonction est appelée transcodage et elle est réalisée dans une unité appelée *Transcoding Rate and Adaptation Unit* (TRAU). Deux solutions sont techniquement possibles et rencontrées dans les réseaux GSM :

1. Multiplexer quatre canaux à 13 kbits/s pour produire un canal à 64 kbits/s
2. Faire passer le débit de chaque canal à 64 kbits/s

Tout est affaire de compromis et de choix. L'avantage de la première solution est de diminuer le débit entre la station de base et le BSC où le trafic est fortement concentré. La seconde solution offre par contre l'avantage de banaliser les équipements du système en ramenant tous les équipements à 64 kbits/s. Souvent, la deuxième solution est utilisée au niveau des commutateurs et la première au niveau du BSC afin de garder l'avantage du faible débit de parole.

II.4.2.2. L'interface A

La couche physique est définie par une liaison MIC à 2 Mbits/s. La couche liaison de données est le protocole CCITT n°7.

Les besoins de couverture radio imposent de prévoir les types de configurations suivantes du sous système radio, qui s'adaptent à toutes les régions, à tous les reliefs, aux zones rurales à faible densité de trafic et aux zones urbaines à forte densité [17].

II.4.2.3. L'interface X25

Cette interface relie le BSC au centre d'exploitation et de maintenance (OMC). Elle possède la structure en 7 couches du modèle OSI.

CHAPITRE III

Détection des multi utilisateurs

CHAPITRE III

Détection des multi utilisateurs

III.1. Introduction

L'accès Multiple par Répartition de codes (AMRC), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code, appelé aussi signature ou encore séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant l'interférence avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des MAI n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation des séquences strictement orthogonales.

Le CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux. En effet, contrairement aux techniques TDMA, FDMA, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalles de temps disponibles, fréquence ou longueur d'ondes utilisables... etc.) mais par la capacité à générer un maximum de séquences de codes, celles-ci étant choisies de manière à minimiser les Interférences d'Accès Multiples (MAI).

Il existe deux principales variétés de CDMA : FH-CDMA et DS-CDMA. C'est à ce dernier 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'en simulation. 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. Le DS-CDMA est utilisé dans des communications mobiles dans la norme IS-95 en Amérique du Nord. Dans le CDMA, le MAI et le ISI sont deux facteurs qui limitent la capacité et l'exécution des systèmes DS-CDMA ; cependant l'exécution fiable du détecteur conventionnel en atténuant ces interférences, et les besoins d'augmenter le flux de données dans tels systèmes, ont menés des recherches élaborées pour présenter un détecteur fiable, successeur d'atténuer l'effet des interférences de MAI et ISI.

En raison de l'interférence entre les utilisateurs, ce chapitre présente une stratégie de détection multi utilisateurs.

III.2. Détecteur Mono-Utilisateur (Détecteur Conventionnel)

Considérons un système de transmission DS-CDMA synchrone [18] :

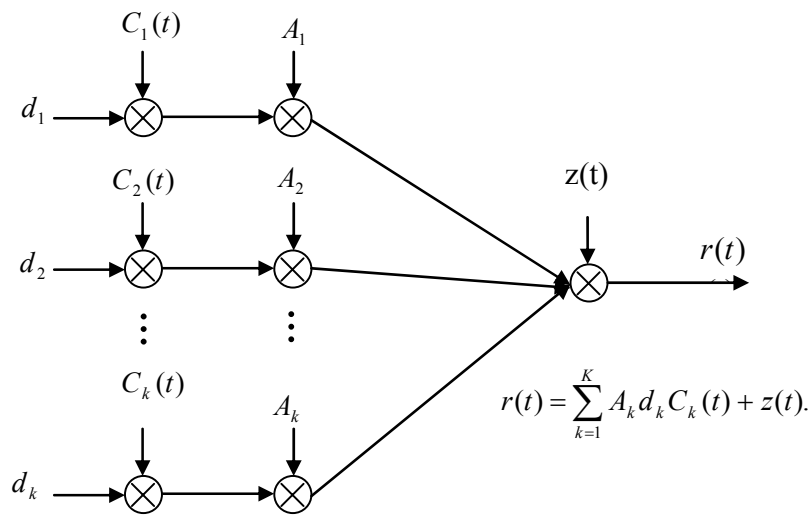


Figure III-1 : système de transmission DS-CDMA

Supposons que les utilisateurs se trouvent dans un canal synchrone (simple chemin BPSK), le signal reçu en bande de base peut être exprimé par :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k d_k C_k(t) + z(t), t \in [0, T] \quad (\text{III-1})$$

avec :

A_k : représente l'amplitude du signal de l'utilisateur k .

C_k : représente le code d'étalement de l'utilisateur k .

$d_k \in \{-1, +1\}$: Le bit à transmettre par l'utilisateur k .

$z(t)$: Bruit gaussien blanc de moyenne 0 et de covariance σ^2

Le détecteur conventionnel utilisé pour recevoir le signal de l'équation (III-1), est une banque de k corrélateurs, comme montré dans figure III-2. Ici, chaque séquence de code est régénérée et corrélée avec le signal reçu dans une branche séparée de détecteur [19].

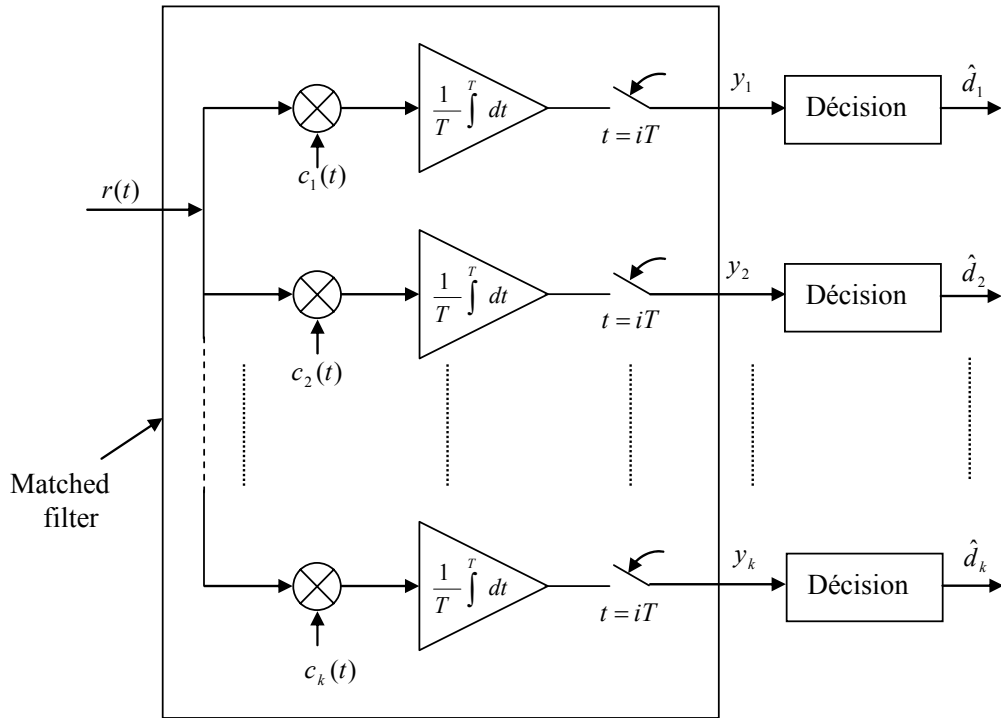


Figure III-2 : détecteur conventionnel à base de corrélateur (matched filter)

Il est clair (figure III-2) que le détecteur conventionnel suit une stratégie individuelle de détection ; chaque branche détecte un utilisateur sans voir l'existence des autres utilisateurs. Ainsi, il n'y a aucun partage du traitement des signaux d'informations des utilisateurs.

Le succès de ce détecteur dépend des propriétés de corrélation entre les codes. Nous exigeons des corrélations entre les mêmes formes d'onde de code (auto corrélations), qui sont beaucoup plus grandes que les corrélations entre différents codes (c'est-à-dire les corrélations croisées). La valeur de corrélation est définie par :

$$\rho_{i,k} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} C_i(t) C_k(t) dt \quad (\text{III-2})$$

Pour $i = k$, $\rho_{k,k} = 1$, c'est-à-dire la fonction de l'intégrale doit être égale pour $C_i(t) = \pm 1$,

Pour $i \neq k$, $0 < \rho_{i,k} < 1$, La sortie du détecteur conventionnel pour l'utilisateur k peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} y_k &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} r(t) C_k(t) dt \\ &= A_k d_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^k \rho_{i,k} A_i d_i + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} z(t) C_k(t) dt \\ &= A_k d_k + MAI_k + z_k \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

ρ_{ki} : représente l'inter-corrélation des séquences d'étalement entre l'utilisateur k et i .

z_k : Bruit blanc gaussien de moyenne 0 et de covariance σ^2 .

La décision est donnée par :

$$\hat{d}_k = \text{sgn}(y_k)$$

La sortie du détecteur conventionnel contient trois termes. Le premier terme est l'information désirée ce qui donne le signe du bit d_k . La seconde, est le résultat de l'interférence d'accès multiple (MAI). Le dernier terme est le bruit. Le détecteur mono utilisateur (détecteur conventionnel) prend le MAI comme bruit et ne peut pas le supprimer.

Sous la forme de matrice, nous présentons la sortie de ce détecteur par :

$$y = RA d + z \quad (\text{III-4})$$

où R est la matrice normalisée de l'inter-corrélation dont les éléments diagonaux sont égaux à 1 et les éléments (i, j) sont égaux à l'inter-corrélation ρ_{ij} , $A = \text{diag}\{A_1, \dots, A_k\}$, et $y = [y_1, \dots, y_k]^T$, $d = [d_1, \dots, d_k]^T$ et z est un bruit blanc gaussien de moyenne 0 dont la matrice de covariance est $\sigma^2 R$.

La détection du bit de donnée transmis par le premier utilisateur se fait en fixant un seuil de décision suffisamment élevé, permettant ainsi de minimiser l'effet du bruit sur la qualité de la détection. Le niveau du seuil de décision doit être aussi inférieur au pic d'auto-corrélation de manière à ce que ce dernier puisse être détecté. Par conséquent, si le niveau de la puissance reçue est inférieur au seuil de décision, il sera décidé en faveur d'un bit (-1). Par contre, si la puissance est supérieure au seuil de décision, il sera décidé en faveur d'un bit (+1). Dans notre cas les séquences utilisées sont de type bipolaire (antipodale : ± 1) permettant ainsi de placer le seuil de décision à 0 [20].

L'inconvénient de ce système de détection est qu'il est à sortie « dure », et qu'il ne tient pas compte, dans sa prise de décision, les signaux émis par les autres utilisateurs (dits interférents) [20].

III.3. Détecteur Multi-Utilisateur

Les MAI résultent, entre autre, des défauts d'orthogonalité des séquences des codes utilisés. Que les codes soient bipolaires ou unipolaires, elles génèrent, dans les deux configurations, synchrones ou asynchrones, des interférences d'accès multiples. Cette non orthogonalité engendre un chevauchement des chips des séquences codées à chacun des utilisateurs et peut entraîner des erreurs de détection lors du décodage [20].

Le détecteur conventionnel considère uniquement le signal d'information transmise par l'utilisateur dont il désire reconstituer la séquence de donnée et considère les signaux émis par les autres utilisateurs comme étant des bruits. C'est une méthode de détection qui ne nécessite pas de connaître les signatures de code des autres utilisateurs ni d'identifier les périodes pendant lesquels ces derniers envoient leurs données. Il en résulte que, dans un système de détection à seuil, les MAI sont uniquement considérées comme un bruit dont il est

possible d'atténuer l'effet sur le taux d'erreur binaire en ajustant la valeur du seuil de détection.

Les détecteurs multi utilisateurs sont basés sur une détection conjointe tenant compte de l'ensemble des séquences émises par les utilisateurs. Ceci permet de ne plus considérer les signaux envoyés par les autres émetteurs uniquement comme des signaux parasites mais de détecter simultanément l'ensemble des séquences de données de manière à exploiter les éventuelles informations apportées par les interactions dues à l'émission simultanées des utilisateurs. Les MAI ne sont donc plus considérés uniquement comme des bruits mais sont exploitées de manière à améliorer le taux d'erreur binaire en réception.

Afin de décrire le principe de détection multi-utilisateurs, nous faisons le choix de présenter le système de détection multi-utilisateur MMSE et DECORRELATEUR.

III.3.1. Notation Matrice-Vecteur

En discutant la détection à utilisateurs multiples, il est commode de présenter un modèle de système de matrice-vecteur pour décrire le rendement du détecteur conventionnel. Pour illustrer notre discute, nous considérons un exemple simple d'un système synchrone à trois utilisateurs.

De l'équation (III-3), le rendement pour chacun des utilisateurs pour un bit est :

$$y_1 = A_1 d_1 + \rho_{2,1} A_2 d_2 + \rho_{3,1} A_3 d_3 + z_1$$

$$y_2 = \rho_{1,2} A_1 d_1 + A_2 d_2 + \rho_{3,2} A_3 d_3 + z_2 \quad (\text{III-5})$$

$$y_3 = \rho_{1,3} A_1 d_1 + \rho_{2,3} A_2 d_2 + A_3 d_3 + z_3$$

Ceci peut être écrit sous la forme de matrice-vecteur :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,2} & 1 & \rho_{3,2} \\ \rho_{1,3} & \rho_{2,3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

où

$$y = RA d + z \quad (\text{III-7})$$

Pour un système de k utilisateurs, les vecteurs d , z , et y sont des k vecteurs qui correspondent respectivement aux données au bruit et les sorties du détecteur conventionnel de tous les k utilisateurs. La matrice A est une matrice diagonale contenant les amplitudes reçues correspondantes ; la matrice R est la matrice de corrélation $k \times k$, dont les entrées contiennent les valeurs des corrélations entre chaque paire de codes. On note que $\rho_{iK} = \rho_{Ki}$ (la matrice R est clairement symétrique).

Il est instructif de partager R en deux matrices : l'une représentant l'auto corrélations, l'autre, les inter-corrélations. Par conséquent, de manière similaire à Equation (III-3), la sortie du filtre de détecteur conventionnel peut être exprimée en tant que trois limites [19]:

$$y = A d + Q A d + z \quad (\text{III-8})$$

où Q : contient outre diagonal de la matrice R (cross corrélation), c'est-à-dire, $R = I + Q$ (I , est la matrice d'identité). $A d$ représente les données découplées des amplitudes reçues, $Q A d$ représente l'Interférence MAI, z représente le bruit.

III.3.2. Détecteur Décorrélateur

Le détecteur conventionnel n'emploie aucune information sur les autres utilisateurs dans le système et ne peut donc pas combattre la MAI. Le détecteur décorrélateur s'applique essentiellement à l'inverse de la matrice de corrélation des codes de propagation des utilisateurs à la sortie du détecteur conventionnel (voir figure III-3). Cette méthode de décorrélation est seulement pratique à la station de base, où toute l'information est aisément disponible, et il n'y a aucune contrainte de puissance d'énergie.

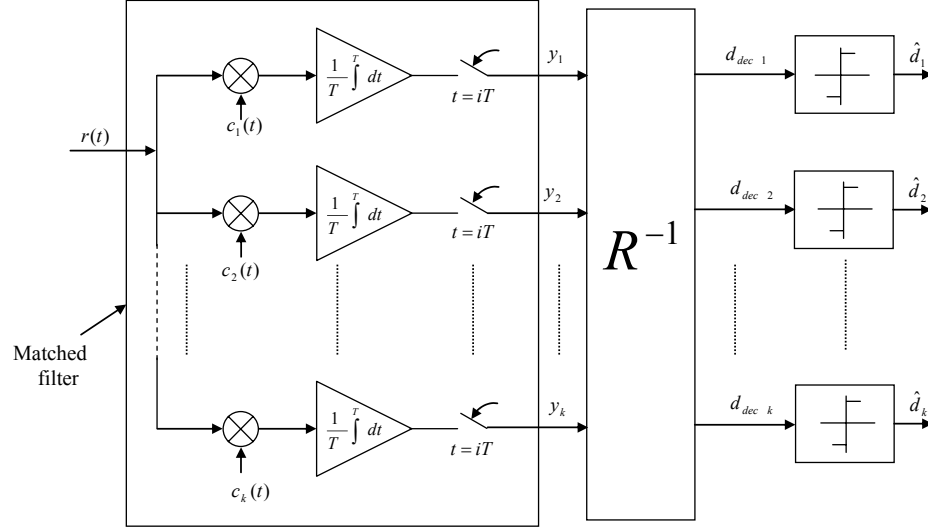


Figure III-3: Détecteur Décorrélateur DS-CDMA.

La matrice de corrélation R est définie par :

$$[R]_{i,j} = \rho_{i,j} \quad (\text{III-9})$$

Il est commode de développer une formulation du vecteur matrice pour la sortie du détecteur conventionnel. Nous pouvons écrire une expression pour notre vecteur sortie de détecteur conventionnel :

$$y = [y_1 \ y_2 \ \dots y_k]^T$$

$$y = RAd + z \quad (\text{III-10})$$

$$A = [A_1 \ A_2 \ \dots A_k]^T$$

$$d = [d_1 \ d_2 \ \dots d_k]^T$$

$$z = [z_1 \ z_2 \ \dots z_k]^T$$

Maintenant, en appliquant l'inverse de la matrice de corrélation à la décision nous pouvons enlever complètement toute l'interférence d'accès multiple. La nouvelle décision du détecteur combiné est :

$$d_{dec} = R^{-1}y \quad (\text{III-11})$$

$$= Ad + R^{-1}z$$

$$\hat{d} = \text{sgn}(d_{dec})$$

$$= Ad + z_{dec} \quad (\text{III-12})$$

Il y a quelques avantages évidents de ce détecteur par rapport au détecteur conventionnel. L'avantage principal est qu'il enlève toute l'interférence d'accès multiple. Ceci implique également que la puissance de chaque utilisateur ne doit pas être estimée ou commandée. Un inconvénient à ce récepteur est perfectionnement de bruit causé près, $R^{-1}z$. En outre, ce détecteur n'a aucune manière d'éliminer n'importe quel ISI provoqué par dynamique de canal. Néanmoins, ce détecteur surpassera le détecteur conventionnel quand les codes de propagation d'utilisateur ne sont pas orthogonaux.

Un autre inconvénient plus significatif du détecteur décorrelateur est que les calculs nécessaires pour inverser la matrice R font qu'il est difficile de l'exécuter en temps réel. Pour les systèmes synchrones, le problème est légèrement simplifié : nous pouvons décorréler un bit à la fois.

III.3.3. Le récepteur MMSE

Le récepteur MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [21] [24] est un détecteur linéaire qui tient en compte le bruit de fond, et utilise la connaissance des puissances reçues de signal pour réduire au minimum l'erreur quadratique moyenne entre les données réelles et la sortie du détecteur conventionnel (figure III-4).

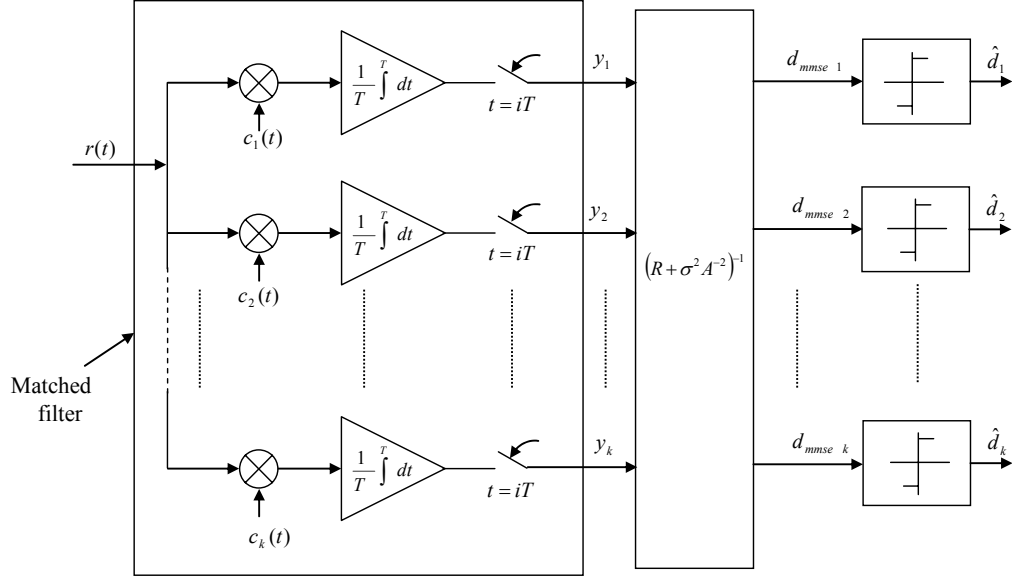


Figure III-4: détecteur MMSE

N'ayant pas introduit de correcteur d'erreurs à l'émission, on recherche uniquement des opérations linéaires à effectuer sur les composantes du vecteur $y(t)$ pour estimer le vecteur des symboles transmis [22].

On peut donc introduire une matrice $W(t)$ constituée par les filtres de réception qui permettent d'estimer au mieux, au sens des moindres carrés, chaque composante du vecteur $d(t)$.

L'opération d'étalement peut être formalisée matriciellement par la multiplication du vecteur $X(t)$ par une matrice W . Nous avons supposé jusqu'alors que cette matrice était telle que $W = R$. Ce choix peut être analysé de la manière suivante. En introduisant un vecteur de bruit additif $z(t)$, le signal reçu peut s'écrire :

$$Y(t) = RX(t) + Z(t) \quad (\text{III-13})$$

Avec $X(t) = Ad(t)$.

Expression dans laquelle le vecteur $z(t)$ représente la réalisation de N échantillons de bruit blanc gaussien centré de variance σ^2 .

La matrice constituée par les séquences de désétalement peut être choisie afin d'optimiser un critère de moindres carrés [22], on obtient alors :

$$W / \text{Min } E \left[\| X(t) - W^H Y(t) \|^2 \right] \quad (\text{III-14})$$

Expression dans laquelle l'opérateur $E [\cdot]$, représente l'espérance mathématique.

En développant l'espérance, on obtient :

$$\left[\| X(t) - W^H Y(t) \|^2 \right] = X(t)^H X(t) + Y(t) W^H W Y(t)^H - X(t)^H W^H X(t) - X(t)^H W X(t) \quad (\text{III-15})$$

$$\left[\| X(t) - W^H W(t) \|^2 \right] = X(t)^H X(t) + Y(t)^H W W^H r(t) - 2 \text{Re} \{ Y(t)^H W X(t) \} \quad (\text{III-16})$$

Pour déterminer la matrice W qui rend cette relation minimum, il faut annuler la dérivée par rapport à W .

Pour cela, on considère un élément quelconque $w_{i,j}$ appartenant à la matrice W et on calcule la dérivée par rapport à cet élément.

En décomposant les différents termes de l'équation on obtient :

$$Y(t)^H W W^H Y(t) = \begin{pmatrix} y_1^* & \dots & y_N^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vdots & & \\ \dots & w_{i,j} & \dots \\ \vdots & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vdots & & \\ \dots & w_{j,i}^* & \dots \\ \vdots & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} \quad (\text{III-17})$$

$$Y(t)^H W W^H Y(t) = \begin{pmatrix} y_1^* & \dots & y_N^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vdots & & \\ \dots & w_{i,j} & \dots \\ \vdots & & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sum_{k=1}^N w_{k,1}^* y_k \\ \sum_{k=1}^N w_{k,i}^* y_k \\ \sum_{k=1}^N w_{k,N}^* y_k \end{pmatrix} \quad (\text{III-18})$$

$$Y(t)^H W W^H Y(t) = \begin{pmatrix} y_1^* & \dots & y_N^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^N w_{1,n} \left(\sum_{k=1}^N w_{k,N}^* y_k \right) \\ \sum_{n=1}^N w_{i,n} \left(\sum_{k=1}^N w_{k,N}^* y_k \right) \\ \sum_{n=1}^N w_{N,n} \left(\sum_{k=1}^N w_{k,N}^* y_k \right) \end{pmatrix} \quad (\text{III-19})$$

$$Y(t)^H W W^H Y(t) = \sum_{p=1}^N r_p^* \left(\sum_{n=1}^N w_{p,n} \left(\sum_{k=1}^N w_{k,n}^* r_k^* \right) \right) \quad (\text{III-20})$$

On peut alors se focaliser sur le seul terme de cette expression dans lequel va apparaître $w_{i,j}$ (on ne s'intéresse pas à $w_{i,j}^*$). Ce terme est égal à :

$$y_i^* w_{i,j} \sum_{k=1}^N w_{k,j}^* y_k$$

En éliminant ainsi tous les termes qui ne dépendent pas de l'élément $w_{i,j}$, on obtient :

$$\frac{\partial}{\partial w_{i,j}} \left(\|X(t) - W^H Y(t)\|^2 \right) = \frac{\partial}{\partial w_{i,j}} \left(y_i^* w_{i,j} \sum_{k=1}^N w_{k,j}^* y_k - 2 \operatorname{Re} \{ y_i^* w_{i,j} x_j \} \right) \quad (\text{III-21})$$

Cela implique que :

$$\frac{\partial}{\partial w_{i,j}} \left(\|X(t) - W^H Y(t)\|^2 \right) = \frac{\partial}{\partial w_{i,j}} \left(y_i^* w_{i,j} \sum_{k=1}^N w_{k,j}^* y_k - y_i^* w_{i,j} x_j - y_i w_{i,j}^* x_j^* \right) \quad (\text{III-22})$$

En utilisant la définition suivante pour la dérivation complexe :

$$\text{Si } x = a + jb, \text{ alors } \frac{\partial}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial a} - \frac{1}{2} j \frac{\partial}{\partial b}, \text{ ce qui conduit à } \frac{\partial x}{\partial x} = 1 \text{ et } \frac{\partial x^*}{\partial x} = 0$$

Il vient :

$$\frac{\partial}{\partial w_{i,j}} \left(\|x(t) - w^H y(t)\|^2 \right) = y_i^* \sum_{k=1}^N w_{k,j}^* y_k - y_i^* x_j \quad (\text{III-23})$$

En prenant l'espérance de cette expression et en annulant cette dérivée (ou plutôt la conjuguée pour simplifier l'écriture), on obtient :

$$\sum_{k=1}^N w_{k,j} E(y_i y_k^*) - E(y_i x_j^*) = 0 \quad (\text{III-24})$$

En généralisant cette écriture pour tous les termes $w_{i,j}$, on obtient :

$$E[Y(t).Y^H(t)]W - E[Y(t).X^H(t)] = 0 \quad (\text{III-25})$$

La matrice de désétalement s'écrit alors :

$$W = \left(E[Y(t).Y^H(t)] \right)^{-1} E[Y(t).X^H(t)] \quad (\text{III-26})$$

Dans notre cas le signal reçu s'écrit :

$$Y(t) = R.X(t) + z(t), \quad (\text{III-27})$$

où $z(t)$ représente un vecteur de bruit gaussien blanc additif centré de variance σ^2 .

On a donc

$$\left(E[Y(t).Y^H(t)] \right) = R.E[X(t).X^H(t)].R^H + \sigma^2 I \quad (\text{III-28})$$

Et

$$\left(E[Y(t).X^H(t)] \right) = R.E[X(t).X^H(t)] \quad (\text{III-29})$$

Les symboles sont normalisés c'est-à-dire pour $E[X(t).X^H(t)] = A^2 I$, on obtient simplement :

$$\left(E[Y(t).Y^H(t)] \right) = R.R^H A^2 I + \sigma^2 I \quad (\text{III-30})$$

Et finalement

$$W \cong \left(R + \sigma^2 A^{-2} \right)^{-1} \quad (\text{III-31})$$

Ainsi, l'évaluation du détecteur MMSE est simplement :

$$\hat{d}_k = \text{sgn} \left(\left(R + \sigma^2 A^{-2} \right)^{-1} (RAd + z)_k \right) \quad (\text{III-32})$$

Comme le bruit tend vers zéro, le détecteur MMSE est proche d'un détecteur décorrelateur. Et quand le bruit devient grand, le détecteur MMSE proche d'un détecteur conventionnel.

Ainsi, le détecteur de MMSE permet de découpler les utilisateurs (et éliminer complètement les MAI) ainsi de ne pas augmenter le bruit de fond [19].

Puisqu'il tient compte du bruit de fond, le détecteur de MMSE fournit généralement une meilleure probabilité d'erreur d'exécution que le détecteur décorrelateur.

Un inconvénient important de ce détecteur est qu'il exige l'évaluation des amplitudes reçues. Un autre inconvénient est que son exécution dépend des puissances des utilisateurs interférents [21].

III.4. Performances des récepteurs

Les performances du récepteur sont données en terme de probabilité d'erreur par bit P_{eb} (BER). L'expression de la probabilité d'erreur pour un système de détection d'utilisateur simple est donnée par [25] :

$$P_{eb} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{\sigma^2}}\right) \quad (\text{III-33})$$

où la fonction Q est définie par :

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy.$$

où E_b représente l'énergie reçue par élément binaire émis et on a $E_b = LE_c$ (E_c est l'énergie reçue par chip émis, L longueur de séquence d'étalement), nous obtenons pour un signal à spectre étalé :

$$P_{eb} = Q\left(\sqrt{\frac{LE_c}{\sigma^2}}\right) \quad (\text{III-34})$$

A partir de l'expression (III-34), le nombre d'utilisateurs simultanés, pour une probabilité d'erreur binaire souhaitée, peut être déterminé.

III.4.1. Détermination du nombre d'utilisateurs à transmettre simultanément

Dans les transmissions de type CDMA, plusieurs utilisateurs utilisent la même bande de fréquence, et leurs séquences sont différentes et peu corrélées. Afin de déterminer théoriquement le nombre d'utilisateurs N_u qui peuvent être simultanément tolérés, on suppose qu'ils sont tous reçus avec la même puissance P_{moy} .

Nous montrons que dans ce cas, la probabilité d'erreur binaire est fonction de la longueur de la séquence et du nombre d'utilisateurs.

Le signal utile est celui qui correspond à l'utilisateur auquel on s'intéresse. La puissance du bruit (bruit d'interférence d'accès multiple MAI) est la somme des puissances des signaux provenant des $(N_u - 1)$ autres utilisateurs : $(N_u - 1)P_{moy}$. En supposant que les séquences sont bipolaires, le débit binaire est donné par [25]:

$$D = \frac{W}{L} \quad \text{En bits par secondes (bps).} \quad (\text{III-35})$$

où W la largeur de bande utilisée (en Hz). La durée d'un élément binaire et son énergie sont données par :

$$\begin{cases} T_s = \frac{1}{D} = \frac{L}{W} = LT_c. \\ E_b = P_{moy} T_s = P_{moy} \frac{L}{W}. \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

La densité spectrale de puissance (DSP) du bruit et le rapport signal sur bruit MAI peuvent être calculé de la façon suivante :

$$\begin{cases} \frac{N_0}{2} = \frac{P_{moy}(N_u - 1)}{2W} \Rightarrow N_0 = \frac{P_{moy}(N_u - 1)}{W} \\ \frac{E_b}{N_0} = \frac{L}{N_u - 1} \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

Ainsi, la probabilité d'erreur binaire P_{eb} , dans le cas multi-utilisateurs est donnée par :

$$P_{eb} = Q\left(\sqrt{\frac{L}{N_u - 1}}\right) \quad (\text{III-38})$$

Cette équation permet de déduire le nombre d'utilisateurs pouvant transmettre simultanément, avec une probabilité d'erreur binaire P_{eb} donnée. Dans cette section, nous employons la méthode gaussienne d'approximation pour rapprocher la probabilité de l'erreur de bit pour les récepteurs à utilisateurs multiples dans un canal d'AWGN.

III.4.2. Performance du détecteur conventionnel

Dans le canal gaussien de CDMA, le BER du k^{eme} utilisateur du détecteur conventionnel peut être calculé par [24] :

$$P_k^c = P[d_k = +1]P[y_k < 0 | d_k = +1] + P[d_k = -1]P[y_k > 0 | d_k = -1]$$

$$\frac{1}{2^{k-1}} \sum_{e_1 \in \{-1,1\}} \cdots \sum_{\substack{e_j \in \{-1,1\} \\ j \neq k}} \cdots \sum_{e_k \in \{-1,1\}} Q\left(\frac{A_k}{\sigma} + \sum_{j \neq k} e_j \frac{A_j}{\sigma} \rho_{jk}\right) \quad (\text{III-39})$$

avec e_j représente les bits interférants avec d_k .

Nous pouvons observer que la probabilité d'erreur du matched filter dépend de la séquence d'étalement et par leurs inter-corrélations. Elle est due à la nature du récepteur et le fait que le bruit de fond est blanc et gaussien.

La complexité informatique pour (III-39) se développe exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs. Le taux d'erreur peut être approximé comme [24] :

$$\tilde{P}_k^c(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2 + \sum_{j \neq k} A_j^2 \rho_{jk}^2}}\right) \quad (\text{III-40})$$

III.4.3. Performance de détecteur Décorrelateur

La probabilité de l'erreur par bit de k^{eme} utilisateur pour le détecteur décorrelateur peut être représentée comme [24] [25] :

$$\tilde{P}_k^d(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sigma^2 R_{kk}^{-1}}\right) \quad (\text{III-41})$$

En général $R_{kk}^{-1} > 1$, et en présence du bruit de fond, la décorrelation augmente le bruit de fond (tandis que supprimant l'interférence).

$R_{kk}^{-1} = 1$ Si les k^{eme} utilisateurs sont orthogonaux aux autres utilisateurs.

III.4.4. Performance de Détecteur MMSE

Pour le détecteur MMSE la transformation de $\mathbf{W}$ réduit au minimum l'erreur entre le bit d_k et la sortie [26] [27].

$$\mathbf{W} \cong (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \quad (\text{III-42})$$

Application de cette transformation linéaire a la sortie de matched filter de l'utilisateur désiré, nous obtenons :

$$d_{mmse1} = (\mathbf{W}\mathbf{y})_1 \quad (\text{III-43})$$

Par conséquent, le procédé de détection dans MMSE pour un bit d'information de l'utilisateur désiré est dépendant de singe de la quantité [28] :

$$g_1 = \frac{y_{mmse1}}{B_1} = d_1 + m_k + (\sigma / B_1) \tilde{z}_1 \quad (\text{III-44})$$

Avec $B_k = A_k (WR)_{1,k}$ et $\tilde{z}_1 \cong N(0, (WRW)_{1,1})$

La quantité m_k et $(\sigma / B_1) \tilde{z}_1$ sont les MAI et le bruit blanc gaussien a la sortie de détecteur MMSE, respectivement. Le MAI comprise dans les coefficients $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k$, définie par $\beta_1 = B_k / B_1$

$$m_k = d_2 \beta_2 + d_3 \beta_3 + \dots d_k \beta_k \quad (\text{III-45})$$

En exploitant l'approximation gaussienne de l'interférence d'accès multiples résiduelle (MAI) à la sortie de détecteur.

En effet, que cette approximation montre dans [3] est très bonne dans une large gamme des situations. Par conséquent, à supposer que l'utilisateur 1 est l'utilisateur d'intérêt, la Probabilité d'erreur par bit de MMSE est donné par [26]:

$$P_{eb}^{mmse} = Q \left(\frac{1}{\sqrt{\sigma^2 (WRW)_{1,1} + \sum_{k=2}^K \left[\frac{A_k(WR)_{1,k}}{A_1(WR)_{1,1}} \right]^2}} \right) \quad (\text{III-46})$$

Avec

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy.$$

L'indice l, k représentent l'extraction des éléments l, k de la matrice correspondant

III.5. Simulation

Nous supposons pour des raisons de simplicité que la transmission est faite d'une manière synchrone et dans le Downlink. Le nombre des utilisateurs k , et pour un facteur d'étalement N . Le critère pris en considération pour analyser les performances des divers récepteurs est le taux d'erreurs sur les bits (BER).

La figure III-5 illustre les performances BER des trois Récepteurs avec $N=32$ et pour k égal à 3.

La figure III-6 illustre les performances de trois récepteurs en fonction de l'énergie reçue par élément binaire émis avec $N=64$ et pour $k=3$. Nous observons que le décorrelateur et le détecteur MMSE peuvent réaliser de manière significative l'amélioration de performance.

La figure III-7 illustre les performances d'un détecteur décorrelateur en fonction des longueurs de séquences, $N=8, 16, 32, 64, 128$ et pour $k=3$. Plus la longueur de séquence est grande, plus la probabilité d'erreur binaire est faible.

La figure III-8 représente l'effet du nombre d'utilisateurs sur les performances des détecteurs, plus le nombre d'utilisateur augmente, plus les performances diminuent.

La figure III-9 donne le nombre théorique d'utilisateurs en fonction de la probabilité d'erreur binaire souhaitée pour différentes longueurs de séquences. Nous voyons d'une part que, plus la longueur de la séquence est grande, plus le nombre d'utilisateurs pouvant transmettre simultanément est grand. D'autre part, la probabilité d'erreur binaire la plus faible ($P_{eb} = 10^{-5}$) 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.

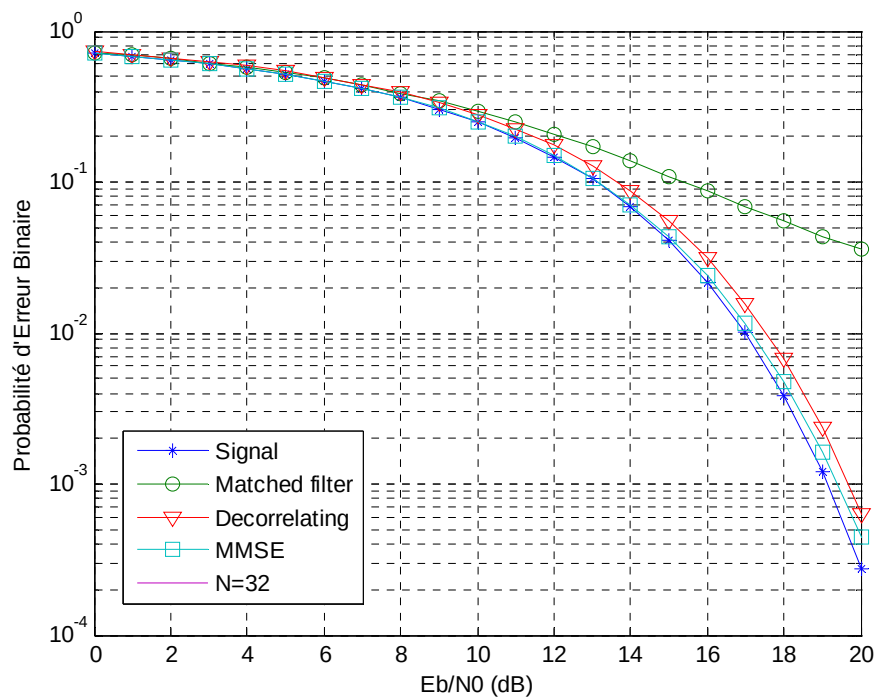


Figure III-5 : performances des récepteurs avec $N=32$, $k=3$

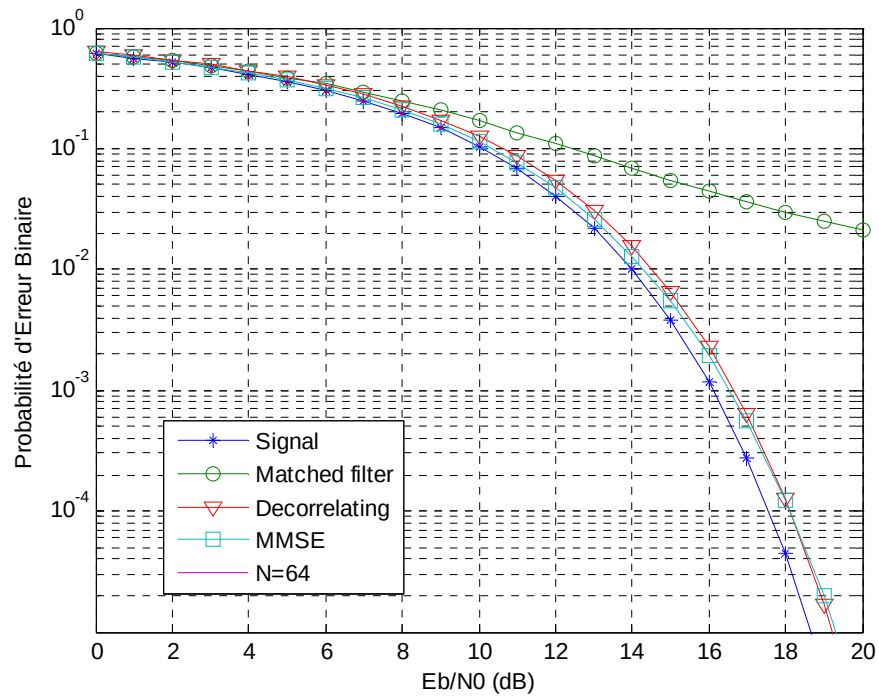


Figure III-6 : performances des récepteurs avec $N=64$, $k=3$

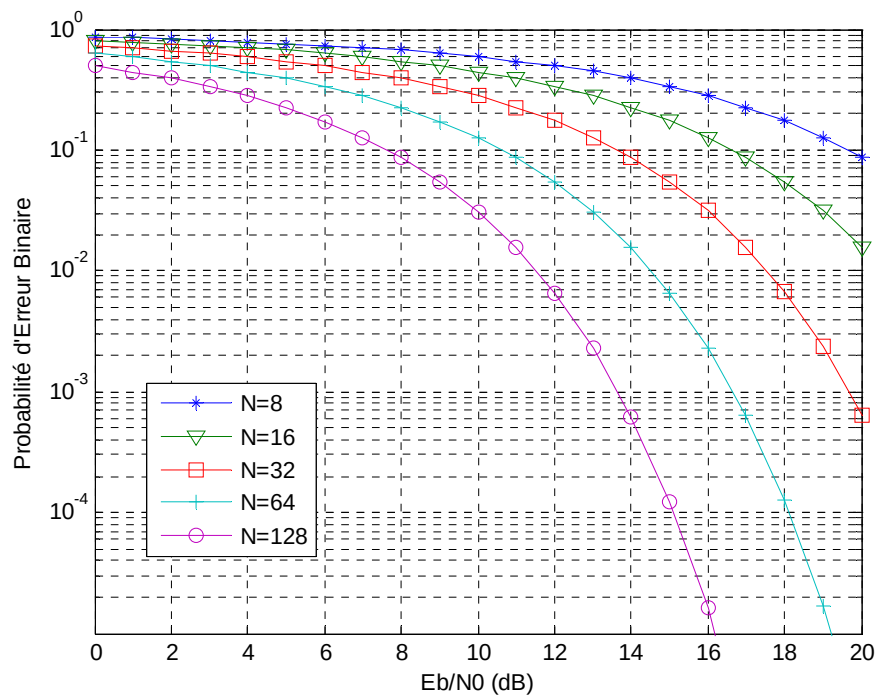


Figure III-7 : Variation des performances du détecteur décorrélateur en fonction de la longueur de la séquence d'étalement, $k=3$

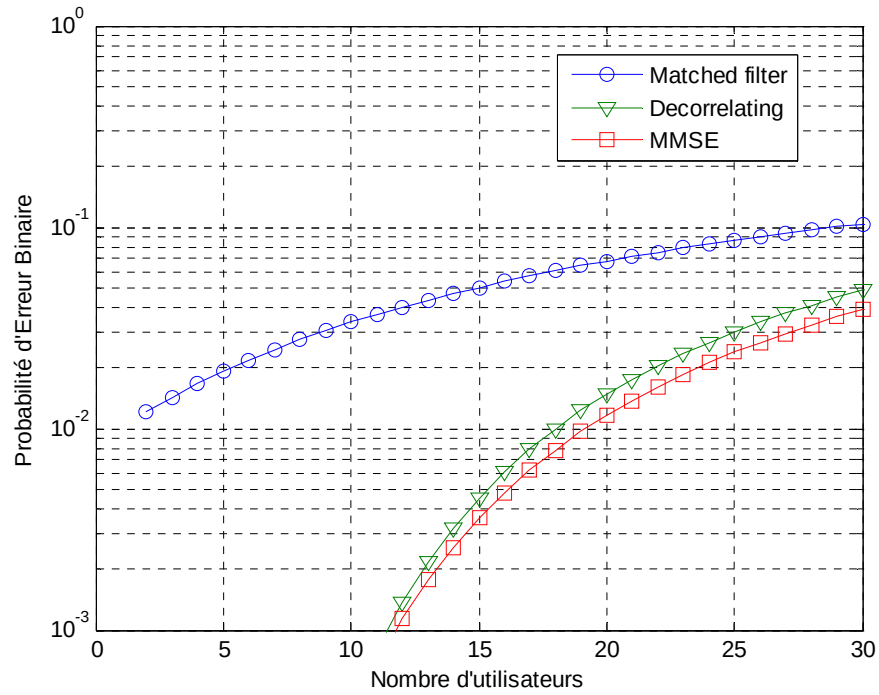


Figure III-8 : Performances en fonction du nombre d'utilisateurs

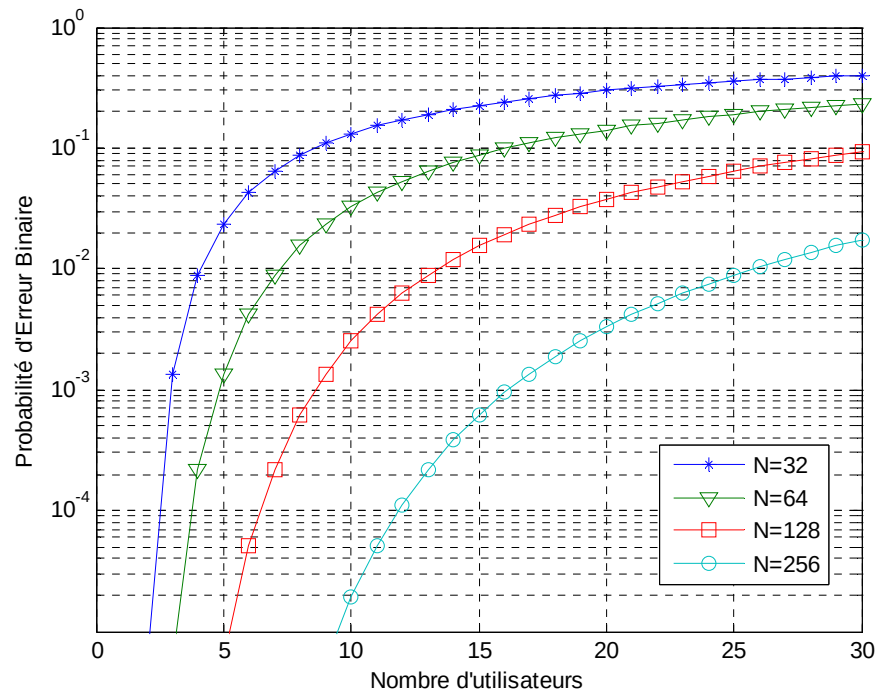


Figure III-9 : Nombre d'utilisateurs simultanés en fonction de la P_{eb} pour différents facteurs d'étalement

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé les performances du détecteur mono utilisateur. Deux types de récepteurs à utilisateurs multiples (le décorrélateur et le MMSE) dans un système synchrone de DS-CDMA sont étudiés. Dans les canaux d'AWGN, le décorrélateur et le récepteur de MMSE fournissent des performances d'amélioration relativement significatives au récepteur conventionnel quand tous les utilisateurs dans le système ont la même puissance reçue (commande de puissance parfaite). Les performances des récepteurs multi utilisateurs sont plus efficaces par rapport au récepteur mono utilisateur. Ces récepteurs dépendent de plusieurs paramètres notamment le nombre d'utilisateurs et la longueur de séquence d'étalement. Enfin on peut dire que la détection des multi utilisateurs est une stratégie de détection efficace dans les systèmes DS-CDMA.

CHAPITRE IV

Egalisation : bruits et perturbations extérieures

CHAPITRE IV

Egalisation : bruits et perturbations extérieures

IV.1. Introduction

Lors d'une transmission de données le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur au récepteur. Les sources principales de dégradation dans les symboles sont :

- Interférence d'accès multiples (MAI).
- Etats par trajets multiples de canal
- Interférence d'inter symboles (ISI).

L'interférence d'accès multiples (MAI) se produit quand un certain nombre d'utilisateurs partage un canal commun simultanément. Dans ce contexte, les signaux d'autres utilisateurs apparaissent comme une interférence pour un utilisateur donné.

Les états par trajet multiples de canal apparaissent dans les environnements où il y a réflexion, réfraction et dispersion des ondes radio par des bâtiments et d'autres obstacles synthétiques. Le signal transmis atteint le plus souvent le récepteur par l'intermédiaire de plus d'un chemin, (figure IV-1).

L'interférence d'inter symboles (ISI) se produit puisque, dans les systèmes de largeur de bande efficaces, l'effet de chaque symbole ou chip transmis au dessus d'un canal dispersif se prolonge au delà de l'intervalle de temps employé pour représenter ce symbole. La

déformation provoquée par le chevauchement résultant des symboles reçus s'appelle ISI, (figure IV-2).

Ces sources perturbent l'orthogonalité parmi les codes des différents utilisateurs qui sont employés pour multiplexer les divers utilisateurs dans le système.

Les récepteurs classiques basés sur le matched filter n'est pas efficace pour combattre ces diverses sources d'interférence. Pour cela la suppression d'interférence a été l'objet de beaucoup d'efforts de recherche. Pour combattre ces interférences, plusieurs techniques sont proposées, par exemples l'égalisation de canal.

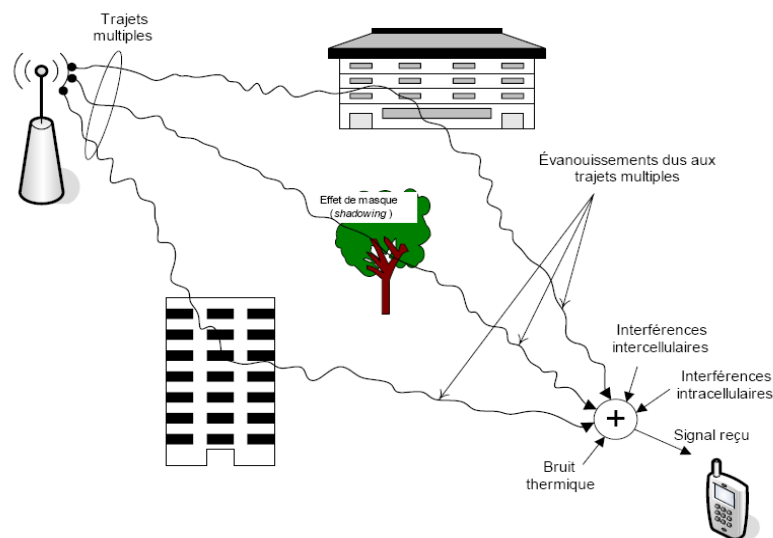


Figure IV-1 : Phénomène de multi trajet

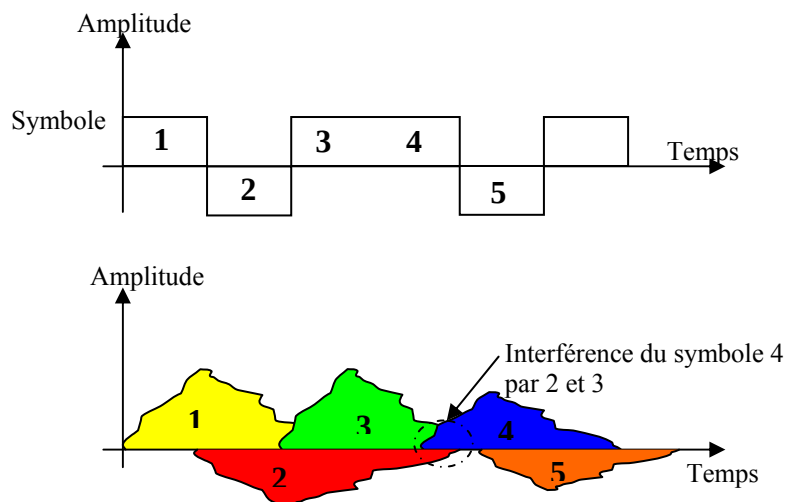


Figure IV-2 : Phénomène d'interférences des symboles

IV.2. Egalisation du canal

L'égalisation est une procédure qui est utilisée par les récepteurs des systèmes de communications numériques afin de réduire l'effet d'interférence entre symboles (ISI), due à la propagation du signal modulé à travers un canal linéaire [29]. Pour empêcher une dégradation sévère des performances, il est nécessaire de compenser la distorsion des canaux. Cette compensation est effectuée par un filtre adaptatif.

IV.2.1. Filtrage adaptatif

Les filtres en général sont utilisés dans des applications où on connaît la bande de fréquence utile ainsi que la fréquence principale. Ces filtres servent à améliorer le rapport signal sur bruit sous l'hypothèse où la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal. Dans ce cas, un filtre passe-bande centré sur la fréquence principale du signal permettra d'extraire le signal [30].

Les filtres de Wiener développés à partir de concepts temporels et non fréquentiels sont conçus pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre leur sortie et une sortie désirée. Ils sont dits optimums au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne et nous verrons que dans ce cas les coefficients du filtre sont liés à la fonction d'auto corrélation du signal d'entrée et à l'inter corrélation entre les signaux d'entrée et de sortie désirée.

Quand les fonctions d'auto et d'inter corrélation ne sont pas connues (cas le plus courant), on va approcher alors le filtre optimal de Wiener en utilisant une boucle de retour et un algorithme de minimisation : c'est ce que l'on appelle le filtrage adaptatif. Dans ce cas, on remplacera la connaissance des fonctions de corrélation par une phase d'apprentissage permettant de modifier itérativement la réponse impulsionnelle du filtre.

IV.2.2. Filtres de Wiener

La figure IV-3. Représente le principe du filtrage adaptatif. Le filtre adaptatif est constitué de deux parties distinctes :

- un filtre numérique à coefficients ajustables
- un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation.

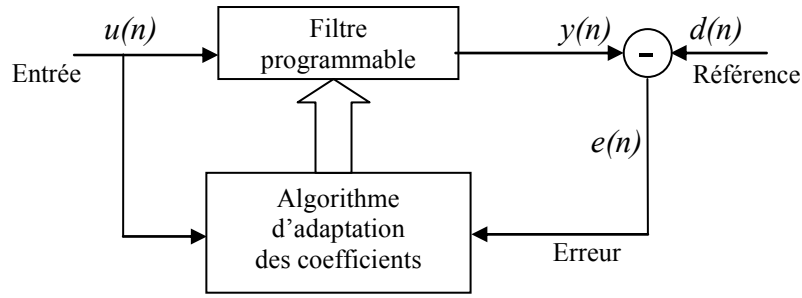


Figure IV-3 : Principe d'un filtre adaptatif

Le problème du filtrage optimal est de trouver le « meilleur » filtre c'est à dire celui permettant d'obtenir en sortie une réponse $y(n)$ la plus « proche » possible d'une réponse désirée $d(n)$ lorsque l'entrée est une certaine séquence $u(n)$.

On note :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (\text{IV-1})$$

$e(n)$ l'erreur entre la réponse désirée $d(n)$ et la sortie $y(n)$. On note également $h(n)$ la réponse impulsionnelle du filtre.

Evidemment, plus $e(n)$ sera faible, plus l'estimation sera bonne. On cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur. Il est pratique de chercher à minimiser $e^2(n)$ car c'est une fonction quadratique facilement dérivable. Par ailleurs, étant donné que les signaux sont aléatoires, la fonction coût qui sera à minimiser est l'erreur quadratique moyenne (MSE) définie par :

$$\xi(n) = E(e^2(n)) \quad (\text{IV-2})$$

Le filtre optimal de Wiener correspond au filtre qui minimisera la MSE.

IV.2.3. Filtre de Wiener de type FIR

Appelons h , le filtre que nous recherchons et N la longueur de sa réponse impulsionnel donnée avec une notation matricielle par [30] :

$$h = [h_0 \quad h_1 \quad \dots \quad h_{N-1}]^T \quad (\text{IV-3})$$

Le signal estimé $y(n)$ peut alors s'écrire

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i u(n-i) \quad (\text{IV-4})$$

Ou encore en introduisant la notation matricielle pour $u(n)$

$$y(n) = \mathbf{h}^T \mathbf{u}(n) \Leftrightarrow y(n) = \mathbf{u}^T(n) \mathbf{h} \quad (\text{IV-5})$$

avec

$$\mathbf{u}(n) = [u(n) \quad u(n-1) \quad \dots \quad u(n-(N-1))]^T \quad (\text{IV-6})$$

En faisant l'hypothèse que les signaux sont stationnaires, et si on introduit l'équation (IV-5) dans l'équation (IV-2), on arrive à la fonction coût suivante :

$$\begin{aligned} \xi &= E \left[\left(d(n) - \mathbf{h}^T \mathbf{u}(n) \right)^2 \right] \\ \Leftrightarrow \xi &= E \left[d^2(n) - 2\mathbf{h}^T \mathbf{u}(n) d(n) + \mathbf{h}^T \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \mathbf{h} \right] \\ \xi &= E \left[d^2(n) \right] - 2\mathbf{h}^T \Phi_{yx} + \mathbf{h}^T \Phi_{yy} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (\text{IV-7})$$

où Φ_{yy} est une matrice d'auto corrélation de taille $N \times N$ définie par :

$$\Phi_{yy} = E \left[\mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n) \right] \quad (\text{IV-8})$$

et où Φ_{yx} est un vecteur d'inter corrélation de taille N défini par :

$$\Phi_{yx} = E \left[\mathbf{u}(n) d(n) \right] \quad (\text{IV-9})$$

L'équation (IV-7) montre que pour un filtre FIR, la fonction coût MSE dépend de la réponse impulsionnelle h . Pour en obtenir le minimum, il suffit de chercher les conditions d'annulation de la dérivée de la fonction coût par rapport aux variables qui sont les N points de la réponse impulsionnelle du filtre.

La dérivée de la fonction coût par rapport au $j^{\text{ème}}$ point de la réponse impulsionnelle est donnée par :

$$\frac{\partial \xi}{\partial h_j} = E \left[\frac{\partial}{\partial h_j} \{e^2(n)\} \right] = E \left[2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial h_j} \right]$$

En substituant dans cette équation $e(n)$ par les équations (IV-1) et (IV-5), on obtient l'expression suivante :

$$\frac{\partial \xi}{\partial h_j} = E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial h_j} \{d(n) - \mathbf{h}^T \mathbf{u}(n)\} \right]$$

En utilisant le fait que la sortie du filtre $\mathbf{h}^T \mathbf{u}(n)$ peut s'écrire comme une somme de N produits dont un seul contient le terme h_j , on arrive à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi}{\partial h_j} &= E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial h_j} \{h_j u(n-j)\} \right] \\ \Leftrightarrow \frac{\partial \xi}{\partial h_j} &= E[-2e(n)u(n-j)] \end{aligned}$$

On cherche les conditions d'annulation de cette équation pour tous les $j=\{0, \dots, N-1\}$. Ceci nous donne un ensemble de N équations qui peuvent être écrites de façon matricielle en introduisant le vecteur gradient ∇ :

$$\nabla = \begin{bmatrix} \partial \xi / \partial h_0 \\ \partial \xi / \partial h_1 \\ \vdots \\ \partial \xi / \partial h_j \\ \vdots \\ \partial \xi / \partial h_{N-1} \end{bmatrix} = -2E \begin{bmatrix} u(n)e(n) \\ u(n-1)e(n) \\ \vdots \\ u(n-j)e(n) \\ \vdots \\ u(n-N+1)e(n) \end{bmatrix} = -2E \left\{ \begin{bmatrix} u(n) \\ u(n-1) \\ \vdots \\ u(n-j) \\ \vdots \\ u(n-N+1) \end{bmatrix} \cdot e(n) \right\} = -2E[u(n)e(n)]$$

En utilisant les équations (IV-1) et (IV-3) pour remplacer $e(n)$ on obtient :

$$\nabla = -2E[u(n)(d(n) - \mathbf{u}^T(n)\mathbf{h})] = -2E[u(n)d(n)] + 2E[u(n)\mathbf{u}^T(n)]\mathbf{h}$$

Qui devient en introduisant la matrice d'auto corrélation et le vecteur d'inter corrélation :

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy} \mathbf{h} \quad (\text{IV-10})$$

La réponse impulsionnelle optimale h_{opt} est celle qui annule cette équation d'où :

$$\boxed{\Phi_{yy} h_{opt} = \Phi_{yx}} \quad (IV-11)$$

Cette relation est appelée Formule de Wiener.

IV.3. Choix de l'algorithme

Le choix de l'algorithme se fera en fonction des critères suivants [31] :

- La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger « assez près » de la solution optimale de Wiener dans le cas stationnaire.
- La mesure de cette « proximité » entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite (tracking) des variations (non stationnarités) du processus. On examinera quels sont les algorithmes vraiment adaptatifs.
- La robustesse au bruit
- La complexité.
- La structure (modularité, parallélisme, ...),
- Les propriétés numériques (stabilité-précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients (problèmes d'implémentation en virgule fixe).
- De façon générale, les systèmes adaptatifs linéaires se présentent sous la forme (figure IV-4) :

➤ D'un vecteur d'entrées $u(n) = [u_0(n) \ u_1(n) \ \dots \ u_m(n)]^T$, n indice temporel.

➤ D'un signal « désiré » (de référence) $d(n)$.

➤ D'un vecteur de coefficients $h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{N-1}]^T$

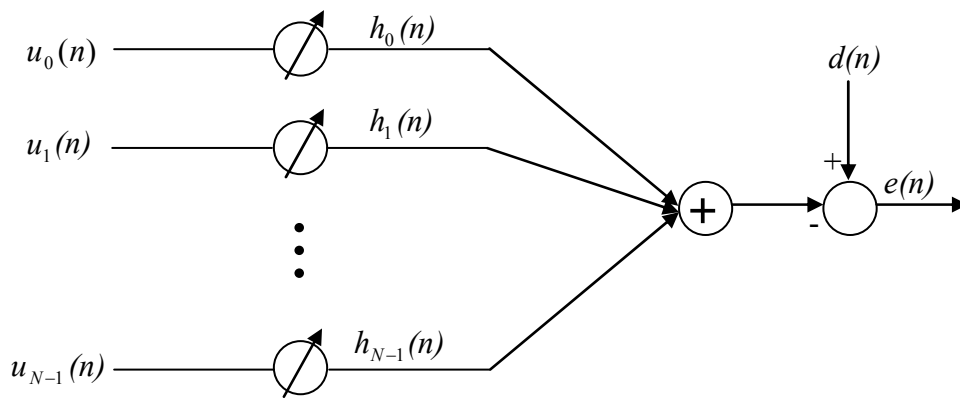


Figure IV-4 : filtre RIF

Le but est d'obtenir une sortie $y(n) = h^T u(n)$ [32].

IV.4. Egalisation par apprentissage

IV.4.1. Egalisation par algorithme LMS

Dans le cas où les propriétés du canal sont connues à l'avance, il est possible d'initialiser le filtre avant que la transmission commence. Si le canal n'est pas maîtrisé, les paramètres de l'égaliseur doivent être estimés. Les méthodes standards utilisent ce qu'on appelle des séquences d'apprentissage : l'émetteur émet une séquence de symboles connus par le récepteur. Ce procédé est appelé l'apprentissage. Après l'estimation des paramètres, l'égaliseur est construit et l'égalisation du signal peut commencer [12]. On prend comme exemple de ce type d'égalisation l'algorithme LMS.

L'algorithme LMS est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Deux raisons principales de sa popularité : simplicité et une complexité informatique réduite. En outre, il y a plusieurs variantes de l'algorithme qui peuvent être employées spécifiquement afin de résoudre différents types de problèmes qui sont inhérents à certaines applications.

Dans les parties qui suivent la version de base du LMS sera employée. Elle est un cas spécial du filtre adaptatif de steepest descent bien connu (Figure IV-5). Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale.

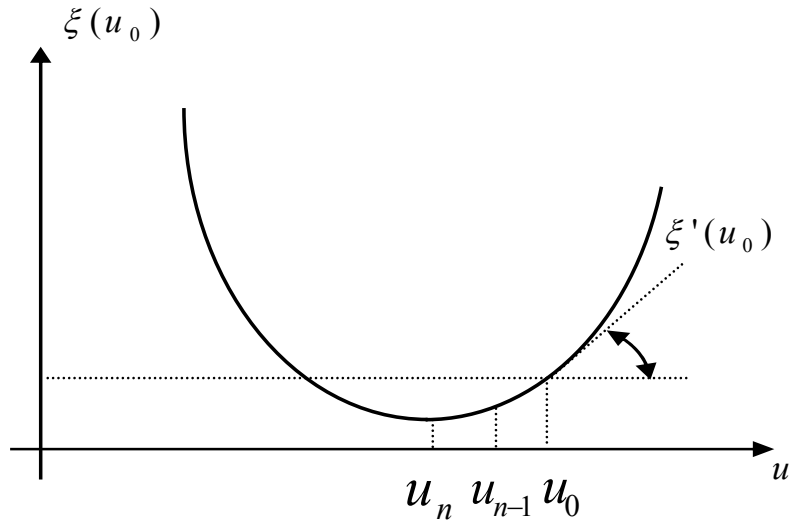


Figure IV-5 : Méthode du steepest descent

La méthode du gradient consiste à :

- choisir un vecteur initial de coefficients $h(0)$
- ayant un vecteur candidat $h(n)$ à l'étape n , obtenir un meilleur candidat en incrémentant $h(n)$ dans la direction opposée au gradient du coût ξ .

Pour l'algorithme LMS la fonction ξ devient l'erreur quadratique moyenne (MSE) :

$$h(n+1) = h(n) - \frac{1}{2} \mu_n \nabla \xi \big|_{h=h(n)} \quad (\text{IV-12})$$

La séquence μ_n est une série de coefficients appelés pas d'adaptation. On distingue l'algorithme à pas d'adaptation constant $\mu_n = \mu$ et les algorithmes à pas décroissant. Le gradient de la fonction coût $\xi(n) = E(e^2(n))$ est égal à :

$$\begin{aligned} \nabla \xi \big|_{h=h(n)} &= -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy}h \\ &= -2E[u(n)e(n)] \end{aligned}$$

Cet algorithme peut encore s'écrire en utilisant le signal d'erreur :

$$e(n) = d(n) - h^T u(n)$$

$$h(n+1) = h(n) + \mu E[u(n)e(n)]$$

$$\nabla = -2E[u(n)(d(n) - u^T(n)h)] = -2E[u(n)d(n)] + 2E[u(n)u^T(n)]h$$

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy}h$$

Puisque $\Phi_{yy} = E[u(n)u^T(n)]$ et $\Phi_{yx} = E[u(n)d(n)]$ sont inconnues, on approchera ces grandeurs déterministes par des estimées $\hat{\Phi}_{yy}$ et $\hat{\Phi}_{yx}$ à l'instant n . Dans le cas du LMS, on choisit les estimées les plus simples possibles, à savoir :

$$\hat{\Phi}_{yy} = u(n)u^T(n),$$

$$\hat{\Phi}_{yx} = u(n)d(n),$$

Ce sont simplement les estimées instantanées des corrélations. En remplaçant $\hat{\Phi}_{yy}$ et $\hat{\Phi}_{yx}$ dans l'algorithme du gradient (IV-9) on obtient:

$$\begin{aligned} h(n+1) &= h(n) + \mu[\hat{\Phi}_{yx}(n) - \hat{\Phi}_{yy}(n)h(n)] \\ &= h(n) + \mu u(n)[d(n) - u^T(n)h(n)] \\ &= h(n) + \mu u(n)e(n) \end{aligned} \tag{IV-13}$$

C'est l'algorithme LMS.

On remarquera que $h(n)$ est maintenant une variable aléatoire puisqu'à chaque nouvelle itération n , $h(n)$ dépend des processus aléatoires $u(n)$ et $d(n)$.

IV.4.1.1. Résumé de l'algorithme LMS

Calcul de la sortie du filtre :

$$y(n) = h^T(n)u(n)$$

Calcul de signal d'erreur :

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

Mise à jour de filtre :

$$h(n+1) = h(n) + \mu u(n)e(n)$$

μ : Pas d'adaptation de l'algorithme qui démarre avec une initiation quelconque $h(0)$.

L'algorithme LMS est très simple : il nécessite seulement $2N + 1$ multiplications et $2N$ additions par itération, où N est le nombre de coefficients du filtre.

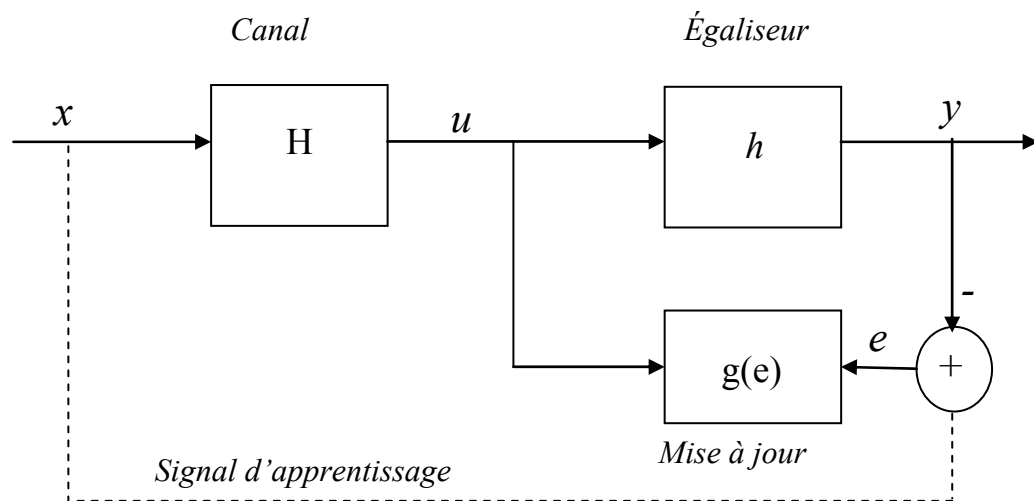


Figure IV-6 : égalisation par LMS

IV.4.1.2. Convergence initialisation

Un paramètre crucial affectant la stabilité et le taux de convergence de l'algorithme LMS est la valeur du paramètre du pas μ . Il y a une compensation entre le taux de convergence et la stabilité de l'égaliseur adaptatif de LMS. Une grande valeur de μ a comme conséquence un taux de convergence plus rapide, mais une réduction de l'exactitude et la stabilité de l'égaliseur. D'autre part, une petite valeur de μ donne une plus grande exactitude et stabilité mais un taux de convergence plus lent. On dit que la valeur de μ habituellement est choisie dans la marge :

$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$ où $\lambda_{\max}$ est la plus grande valeur propre de la matrice d'auto corrélation Φ_{yy} qui présente la puissance de signal égalisé.

IV.4.2. LMS Normalisé (NLMS)

Le NLMS est une forme développée du LMS. L'objectif de l'algorithme LMS normalisé est d'éviter la convergence lente de l'algorithme LMS sans employer les évaluations de la fonction de corrélation de signal d'entrée [12] [33].

Nous pouvons voir que l'algorithme LMS normalisé fonctionne comme l'algorithme de LMS avec une adaptation de données

L'équation de mise à jour des coefficients est :

$$h(n+1) = h(n) + \mu u(n)e(n)$$

La constante d'adaptation μ est sans dimension, tandis que dans le LMS, l'adaptation a une dimension égale à celle d'une puissance inverse.

$$\mu = \frac{\alpha}{a + u^T(n)u(n)}, \quad 0 < \alpha < 2, \quad a \geq 0$$

La normalisation est telle que :

- L'effet de grandes fluctuations au niveau de la puissance du signal d'entrée est compensé au niveau de l'adaptation.
- L'effet d'une grande longueur du vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille de l'algorithme.

Le NLMS converge habituellement beaucoup plus rapidement que LMS.

IV.4.3. Egalisation sans apprentissage

Dans l'égalisation par filtrage adaptatif standard (exemple LMS) l'ajustement des coefficients de l'égaliseur est basé sur l'erreur qui est la différence entre la sortie du filtre et le

signal désiré. Ce dernier est connu par l'émetteur et le récepteur (séquence d'apprentissage). L'inclusion de ces pilotes avec l'information transmise réduit le rendement du système.

Le GSM par exemple consacre jusqu'à 22% de son temps de transmission pour les pilotes d'apprentissage et l'UMTS jusqu'à 40% de temps pour ces séquences. Donc on est obligé de trouver une solution pour faire l'égalisation sans regarder à ces pilotes (auto adaptatif) ; donc on parle alors de l'égalisation autodidacte ou aveugle « blind equalisation ».

Dans la plupart des applications à haut débit et à grande vitesse, le canal de propagation n'est pas connu à l'avance, et probablement est un modèle variant dans le temps, ce qui exige des solutions adaptatives dans la conception au niveau du récepteur. La séquence d'apprentissage est typiquement une partie fixe de la séquence de la source qui est connue a priori à l'émetteur et au récepteur, mais elle-même ne contient pas d'information.

Dans ce qui suit, nous allons utiliser la technique dite égalisation aveugle (blind equalisation). Cette dernière est basée sur quelques statistiques de la source. Le terme « blind » signifie que le récepteur n'a aucune connaissance de la séquence transmise ou de la réponse impulsionnelle du canal. Seulement quelques propriétés statistiques ou structurels des signaux transmis et reçu sont exploitées pour adapter l'égaliseur. Par conséquent, les séquences d'apprentissage peuvent être exclues. Les méthodes aveugles tiennent compte des variations rapides du cheminement du canal et utilisent seulement des symboles de l'information.

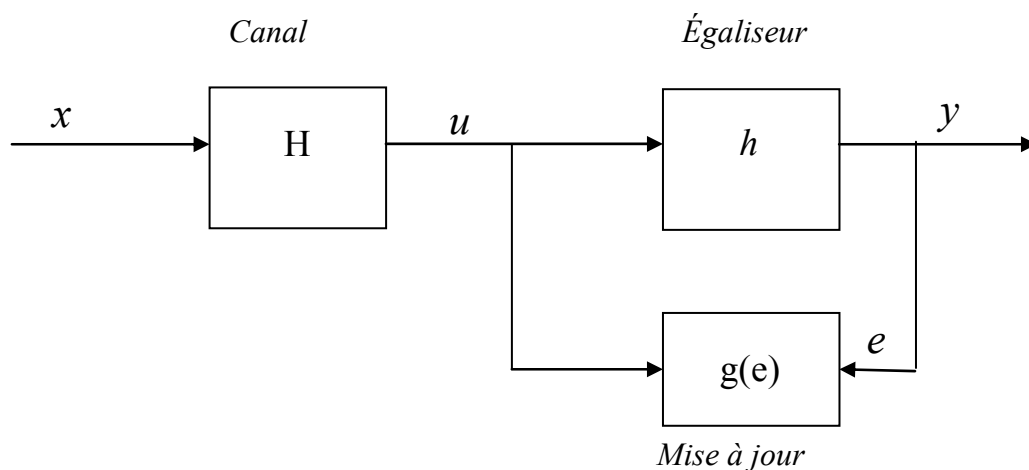


Figure IV-7 : Egalisation Adaptative Aveugle

Des algorithmes ont été proposés comme les statistiques du second degré (SOS), énergie minimum de rendement (MOE), et algorithme du module constant (CMA).

IV.4.3.1. CMA (constant modulo algorithme)

L'algorithme du module constant (CMA) est développé indépendamment par [Godard et Treichler Agee, 1980] [34]. L'implémentation du gradient stochastique ou le CMA est largement utilisé dans la pratique. L'algorithme de Godard est le plus couramment utilisé en égalisation autodidacte. Il ne nécessite ni la connaissance des données émises, ni celle des données décidées.

Le critère CM essaye de rapprocher la puissance du module de sortie d'égaliseur à une constante. Cette constante est choisie essentiellement en projetant tous les points sur un cercle. Cet algorithme est du type gradient descendant qui réduit au minimum la fonction de coût (appelée fonction de dispersion d'ordre p) suivante :

$$\xi_{Godard}^P(R) = E\{(|y(n)|^P - \gamma_P)^2\} \quad (IV-14)$$

où γ_P est une constante réelle définie par :

$$\gamma_P = \frac{E\{|d_n|^{2P}\}}{E\{|d_n|^P\}} \quad (IV-15)$$

La fonction de dispersion d'ordre 2 ($P=2$) est la plus utilisée en pratique, donc la fonction de coût devient :

$$\xi_{Godard}(R) = E\{(|y(n)|^2 - \gamma_2)^2\}$$

Où le $y(n)$ est la sortie de l'égaliseur et $u(n)$ est le signal transmis. γ_2 est souvent appelé la constante de dispersion.

Godard montre que la valeur de la constante de dispersion minimise la fonction de coût. La relation entre les critères CM et MSE est très étroite. Treichler et Agee [34] démontrent que la minimisation des performances de la fonction de coût du module constant est équivalente à minimiser l'erreur des moindre carrée.

γ_2 est la constante de module (référence) qui dépend de la modulation utilisée pour la transmission de l'information par exemple BPSK, QPSK. Pour BPSK $\gamma_2 = 1$, et pour QPSK $\gamma_2 = \sqrt{2}$ (la modulation utilisée dans notre travail) les symboles transmis sont : $1-j$, $1+j$, $-1+j$, $-1-j$, (le module est le même $\sqrt{1^2 + 1^2} = \sqrt{2}$).

IV.4.3.2. Equation de mise à jour de CMA

Le processus d'adaptation est basé sur la même technique utilisée dans le LMS. L'ajustement des coefficients est basé sur l'algorithme du gradient descendant qui est défini par :

$$h(n+1) = h(n) - \frac{1}{2} \mu_n \nabla \xi_{\text{Godard}} \quad (\text{IV-16})$$

ξ_{Godard} : Fonction de coût qui doit être minimisée.

Calcul de la sortie du filtre :

$$y(n) = h^T(n)u(n)$$

Calcul de signal d'erreur :

$$e(n) = (\gamma^2 - |y(n)|^2)y(n)$$

Mise à jour du filtre :

$$h(n+1) = h(n) + \mu u(n)e(n)$$

IV.5. Résultat de simulation

Dans cette section des simulations sont présentées pour illustrer les performances des algorithmes LMS, NLMS et CMA.

IV.5.1. L'algorithme LMS

On considère un canal modélisé par un filtre RIF qui possède les caractéristiques suivantes $H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}$ où z^{-n} représentent les différents retards. Donc le récepteur reçoit le signal par multi trajet avec les problèmes d'accès multiples (MAI), et d'interférence des symboles (ISI).

On génère un signal de type QPSK avec 1000 itérations. Ce signal va être transmis dans le canal avec multi trajets. Le signal de sortie de canal va prendre une valeur différente du signal d'entrée.

Pour la récupération du signal sans distorsions on doit faire une égalisation. Pour l'égalisation par LMS on prend une longueur de l'égaliseur (nombre de coefficients) $L = 10, (h_0 h_1 \dots h_9)$, c'est-à-dire on égalise chaque 10 éléments du signal perturbé.

La figure (IV-8) illustre l'influence de la largeur de pas μ sur la convergence de la fonction de coût (MSE). L'erreur tend vers la valeur zéro. La meilleure convergence est obtenue pour la valeur de pas $\mu=0.03$. Si on prend une valeur inférieure à $\mu=0.03$ (par exemple $\mu=0.009$), la vitesse de convergence va diminuer ; donc un temps supplémentaire pour minimiser l'erreur et de trouver les coefficients.

Une autre valeur du pas $\mu=0.005$ donne une convergence plus lente pour minimiser la fonction de coût.

La figure (IV-9) représente la convergence des coefficients de l'égaliseur h . les différentes courbes représentent les éléments $h_0 h_1 \dots h_9$. On peut voir que la convergence des coefficients dépend de la convergence de la fonction de coût à la valeur zéro.

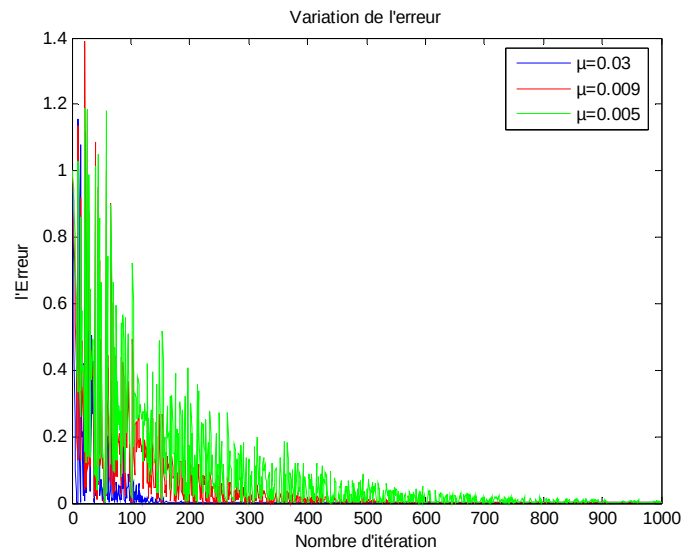


Figure (IV-8) : Influence de la largeur de pas μ sur la vitesse de convergence de MSE

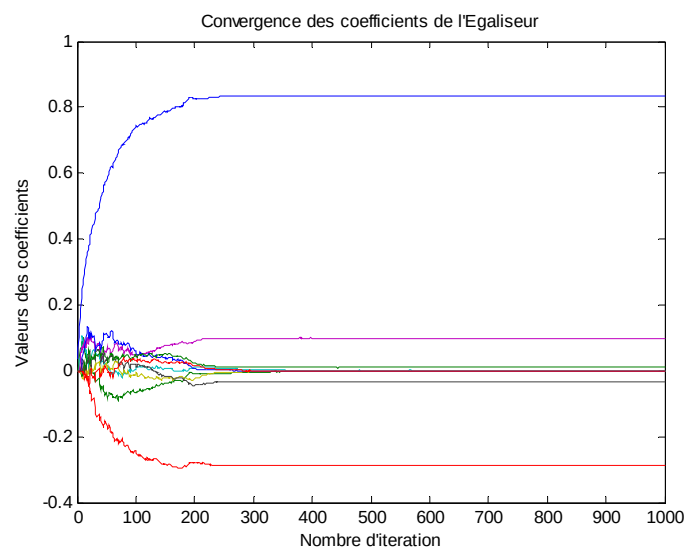


Figure (IV-9): Convergence des coefficients de l'égaliseur

Si le choix de pas n'est pas correct, l'erreur diverge. Par conséquent, les coefficients divergents aussi (figure (IV-10) et figure (IV-11)).

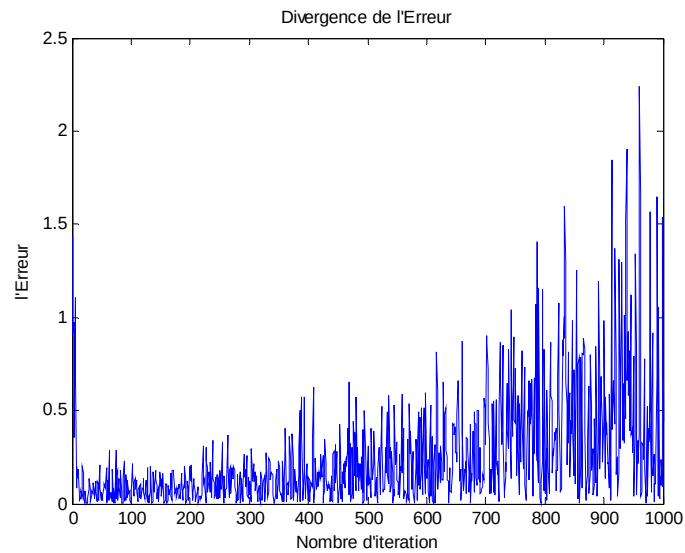


Figure (IV-10) : *Divergence de l'erreur*

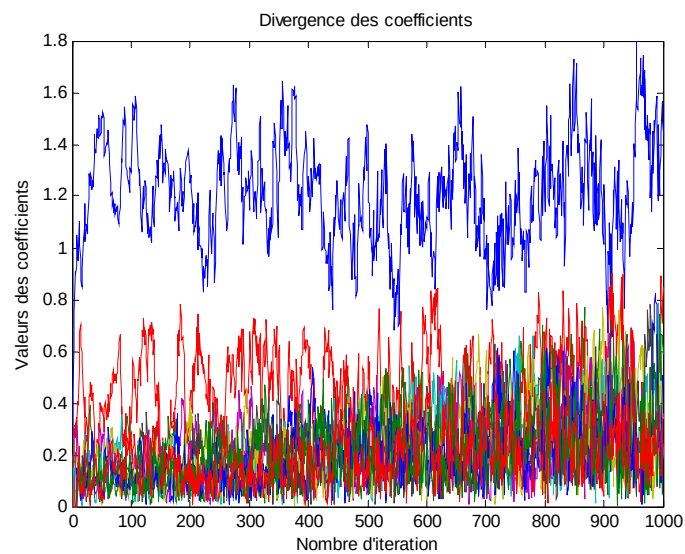


Figure (IV-11) : *Divergence des coefficients de l'égaliseur*

La condition pour que l'égaliseur résolve la déformation du canal, est de prendre une fonction de transfert $h=1/ch$ telle que la convolution $h \otimes ch = 1$. La figure suivante représente la convolution de l'égaliseur avec le canal.

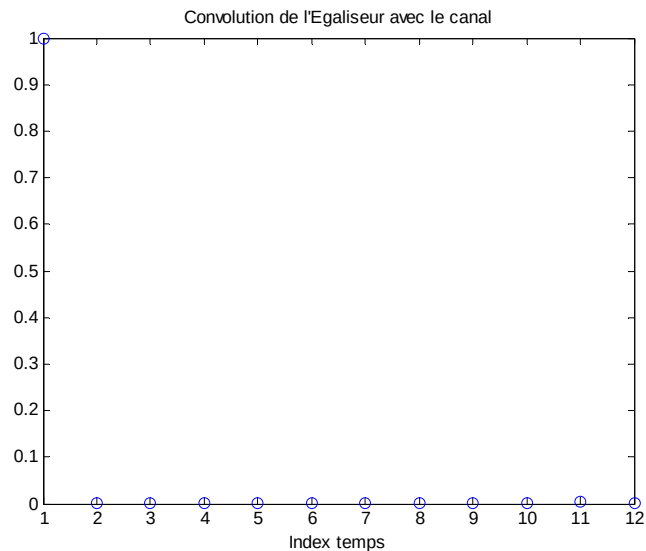


Figure (IV-12) : *Convolution de l'égaleur avec le canal*

IV.5.2. Algorithme LMS Normalisé

Pour le NLMS on fait les mêmes étapes de programme que pour le LMS mais avec un changement de pas μ qui doit être normalisé ($0 < \mu < 2$).

La première remarque qui concerne ce type d'algorithme est la vitesse de convergence qui est rapide par rapport à l'algorithme précédent.

Dans notre cas on prend un signal complexe (QPSK) de 1000 itérations ; ce signal sera transmis dans un canal avec multi-trajets *ch*. La sortie du canal va prendre une valeur différente du signal d'entrée. On prend $L=10$, qui présente le nombre de coefficients. L'application de l'algorithme NLMS donne les figures ((IV-13) et (IV-14)).

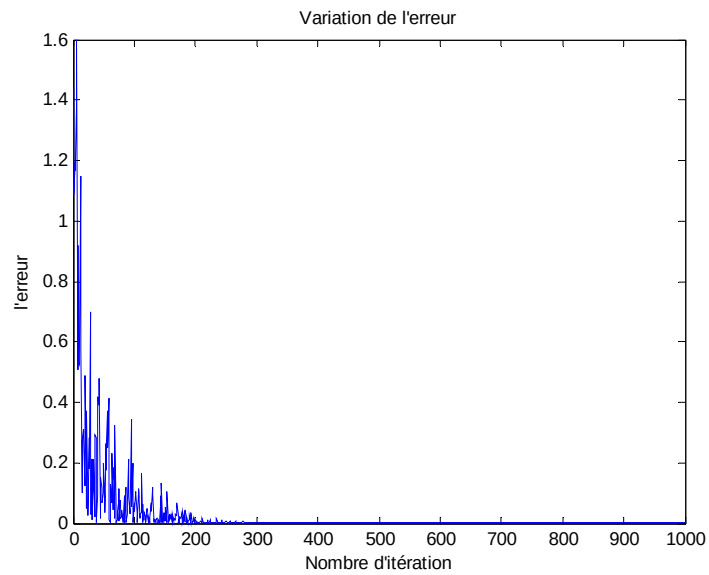


Figure (IV-13) : *Convergence de l'erreur*

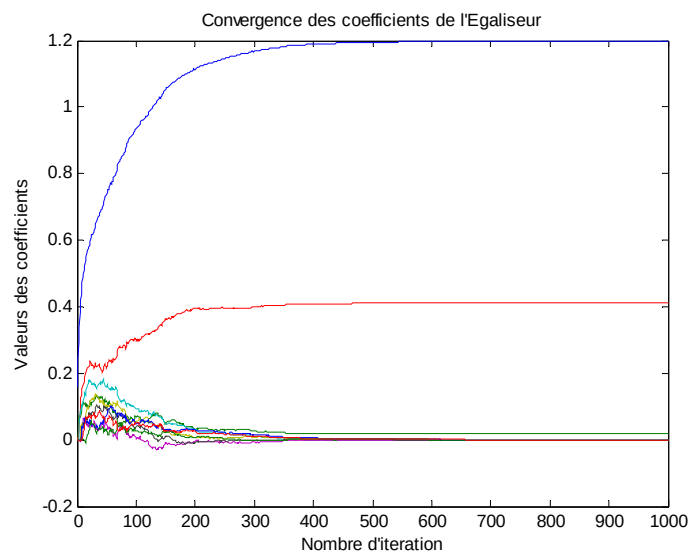


Figure (IV-14): *Convergence des coefficients de l'égaleur.*

Si le pas $\mu > 2$, l'erreur et les coefficients divergent, figures ((IV-15) et (IV-16)).

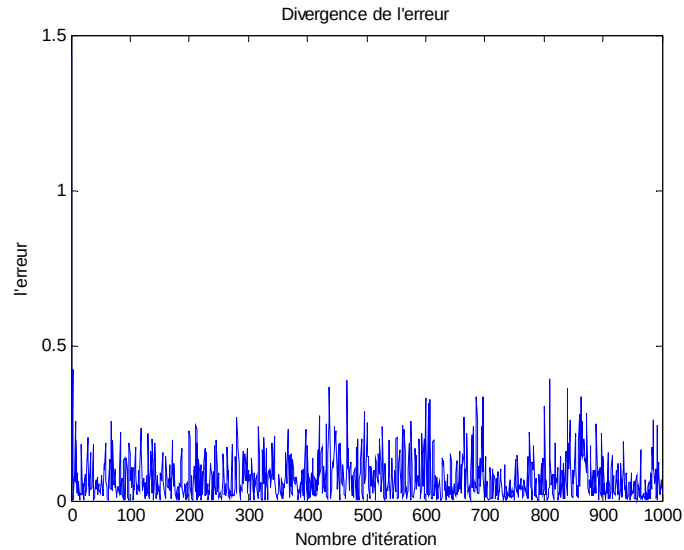


Figure (IV-15) : *Divergence de l'erreur.*

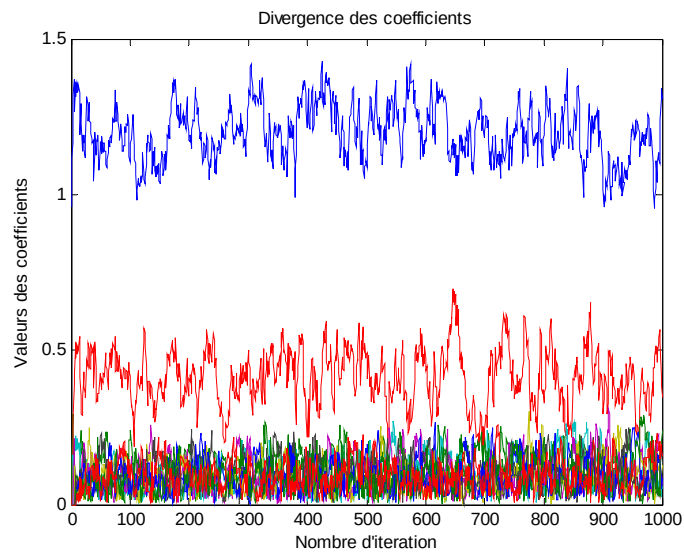


Figure (IV-16) : *Divergence des coefficients de l'égaliseur*

IV.5.3. Algorithme CMA

Dans cette partie on analyse les performances de l'algorithme CMA pour trouver les coefficients de l'égaliseur. D'abord on génère un signal QPSK de 2000 itérations. Ce signal sera transmis dans un canal dispersif qui produit l'effet multi-trajets. On fait une égalisation du canal avec le critère de module constante CM, où seules les caractéristiques statistiques du signal sont connues au récepteur. On force le signal de sortie du canal à prendre une valeur fixe qui est dans notre cas $\sqrt{2}$ (le module d'un signal transmis $I+Qj$).

On prend $L=10$ (nombre de coefficients) et on initialise l'égaliseur par exemple $h(0)=1$. Les coefficients sont ajustés par l'équation de mise à jour. La figure (IV-17) montre la convergence de la fonction de coût (CM).

Comme la convergence de l'algorithme LMS dépend du largeur du pas μ , la figure (IV-18) illustre l'effet de ce pas pour CMA. La figure (IV-19) montre comment l'égaliseur permet d'annuler les effets du canal (convolution).

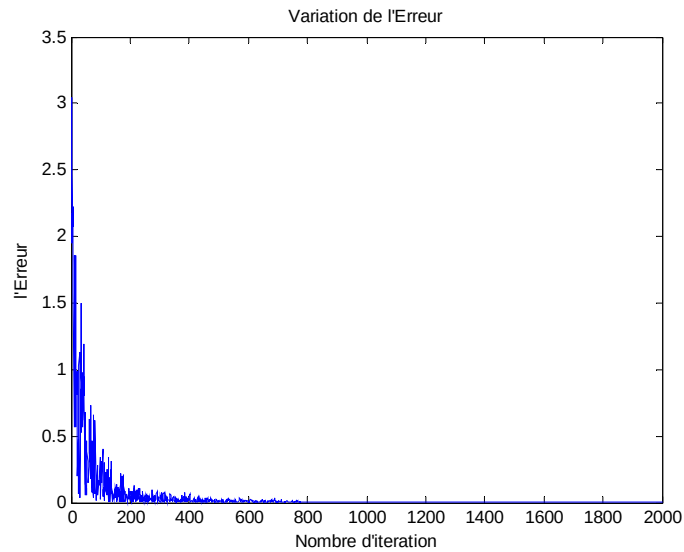


Figure (IV-17) : Convergence de la fonction coût à la valeur zéro.

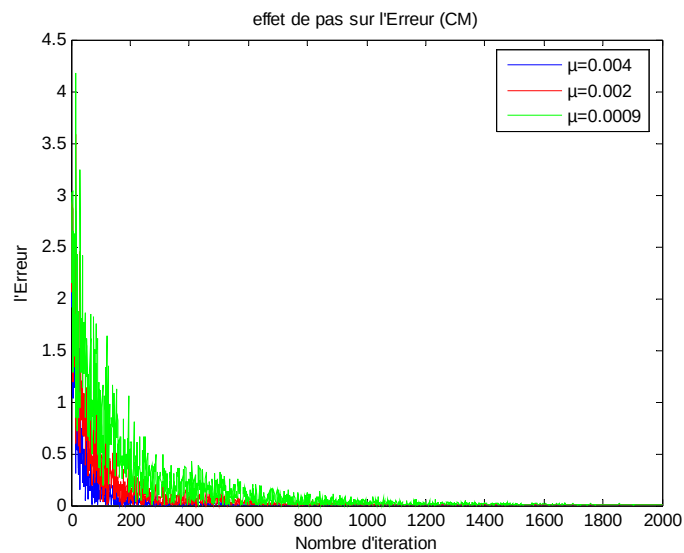


Figure (IV-18): Influence du pas sur la convergence de CM.

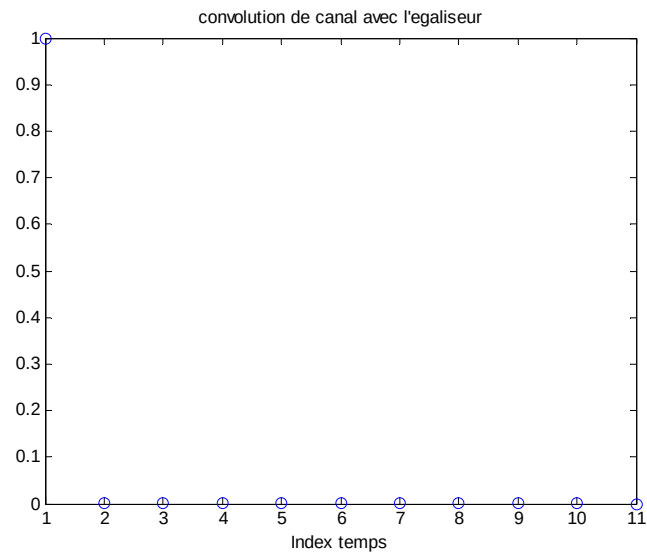


Figure (IV-19) : *Convolution de l'égaliseur avec le canal.*

Si le pas de convergence n'est pas choisi correctement l'erreur va diverger (figure.20). Les coefficients de l'égaliseur divergents aussi ; donc il est impossible de récupérer l'information.

La figure 21 montre que le produit de convolution entre le canal et l'égaliseur n'est pas égal à 1, ($h \otimes ch \neq 1$).

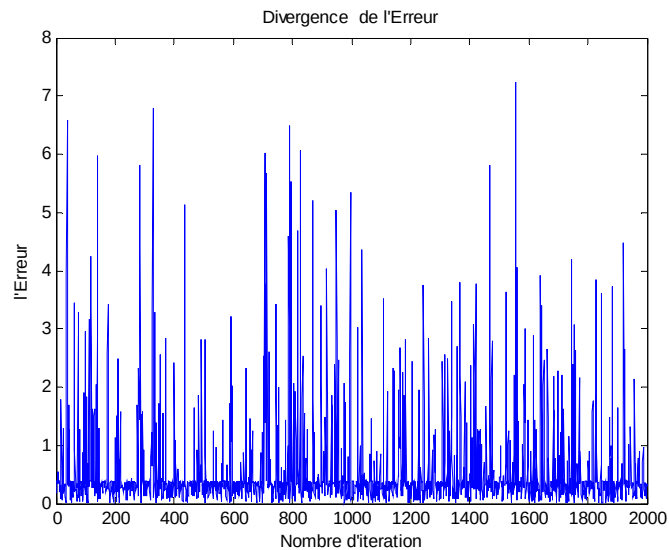


Figure (IV-20) : *Divergence de l'erreur.*

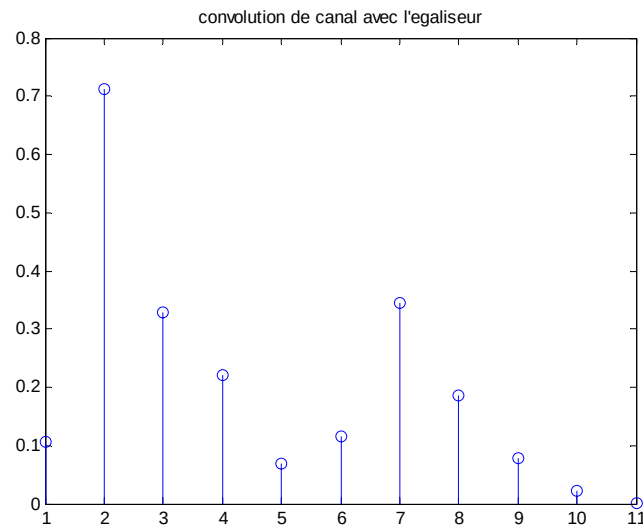


Figure (IV-21) : *convolution de canal avec l'égaleur.*

IV.6. Conclusion

D'après ces simulations on peut tirer les remarques suivantes :

- L'effet du canal de transmission sur l'information transmise est très important (multi trajet, ISI et MAI).
- La solution proposée pour la récupération de l'information repose sur l'égalisation du canal.
- Les caractéristiques et la méthode du choix du filtre adaptatif sont importantes.
- Il y a une certaine perte de temps lors de l'égalisation par apprentissage dans les systèmes mobiles.
- L'algorithme LMS est basé sur certaines caractéristiques : convergence, stabilité, simplicité.
- L'effet de la puissance d'entrée sur le pas μ .
- L'algorithme NLMS constitue une variante très intéressante du LMS tel que le choix du pas μ .
- Le principe de l'égalisation aveugle est basé sur les caractéristiques statistiques du signal pour récupérer l'information.
- Le critère CM est basé sur le module constant des séquences transmises.
- La convergence est lente dans la technique CMA.
- L'algorithme LMS converge plus rapidement par rapport à CMA.

CHAPITRE V

Identification

des multi utilisateurs

CHAPITRE V

Identification

des multi utilisateurs

V.1. Introduction

Dans le scénario de DS-CDMA, la transmission sur un canal dispersif détruit l'orthogonalité mutuelle des codes d'étalement qui sont employés pour multiplexer les différents utilisateurs dans le système. En conséquence, les signaux et les codes de désétalement des utilisateurs reçus sont soumis non seulement à l'interférence inter symbole (ISI) en raison de la dispersion de canal, mais également de l'interférence d'accès multiple (MAI) due à la perte d'orthogonalité de code, qui sont les problèmes posés pendant la récupération de l'information transmise [35] [36]. Pour remédier à ce problème on propose d'étudier une méthode d'identification des multi utilisateurs pour le système DS-CDMA Downlink appelée méthode d'identification des multi utilisateur aveugle.

Les utilisateurs synchrones en transmission sont séparés en rétablissent l'orthogonalité de leur séquence d'étalement dans un égaliseur commun c'est-à-dire au niveau du récepteur. On prend les autres utilisateurs actifs pour trouver une bonne égalisation et pour augmenter les performances de l'égaliseur ; et ceci en utilisant les séquences de désétalement pour la séparation des différents utilisateurs.

L'algorithme d'adaptation est basé sur le critère du module constant appliqué sur les utilisateurs actifs, en forçant les différents symboles des utilisateurs sur un module constant. C'est-à-dire, on minimise la fonction coût (CM) des différents utilisateurs séparément. Un algorithme de gradient stochastique est tiré pour ajuster les coefficients de l'égaliseur.

V.2. Modèle du signal

Considérons le système du DS-CDMA Downlink de la figure V-1, avec multi utilisateurs synchrones ; et par souci de simplicité on va supposer que les différents utilisateurs ont le même débit, c'est-à-dire ont la même longueur de code d'étalement.

Les N signaux d'utilisateurs $u_l[n]$, $l = 0, \dots, N-1$ sont étalés par les séquences de Walsh de longueur N extraites à partir de la matrice H de *Hadamard*.

Le signal résultant est encore brouillé par le code de brouillage $c[m]$ avant sa transmission dans un canal dispersif dont la réponse impulsionnelle est $g[m]$. On suppose que le canal est soumis à un bruit additif blanc gaussien $v[m]$.

Le canal dispersif $g[m]$ détruit l'orthogonalité des codes de Walsh. Le décodage direct du signal reçu $r[m]$ est établi en utilisant le code descrambling par $c^*[m]$ et de désétalement par H^T . Afin de rétablir l'orthogonalité des codes, un égaliseur $w[m]$ peut être utilisé [37] [38]. Dans ce qui suite, nous nous intéressons à la mise à jour aveugle des coefficients de l'égaliseur.

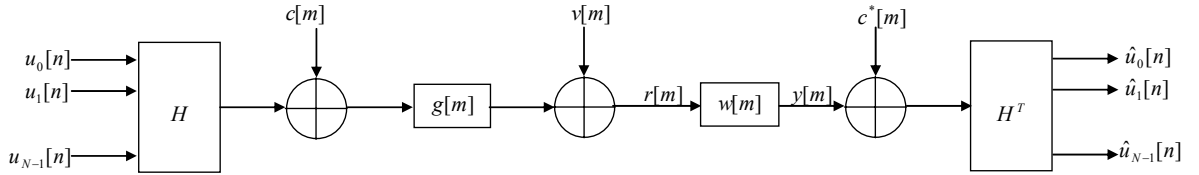


Figure V-1: *Système DS-CDMA downlink*

V.3. Critère d'égalisation à utilisateurs multiples

Nous considérons d'abord les signaux des utilisateurs détectés $\hat{u}_l[m]$ comme fonction de l'égaliseur $w[m]$. Basé sur ceci, nous énonçons une fonction de coût appropriée sur laquelle l'adaptation de l'égaliseur sera fondée.

V.3.1. Signaux des utilisateurs démultiplexés

Pour le décodage, des séquences de Walsh sont utilisées comme matched filter. La séquence pour le décodage du $l^{ème}$ utilisateur, contenue dans le vecteur h_l , peut être prise à partir d'une matrice Hadamard $N \times N$.

$$H^T = [h_0 \ h_1 \ \dots h_{N-1}]^T \quad (V-1)$$

Le $l^{ème}$ utilisateur est ainsi décodé

$$\begin{aligned} \hat{u}_l[n] &= h_l^T \cdot \begin{bmatrix} c^*[nN] & & & 0 \\ & c^*[nN-1] & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & c^*[nN-N+1] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y[nN] \\ y[nN-1] \\ \vdots \\ y[nN-N+1] \end{bmatrix} \\ &= \tilde{h}_l^T[nN] \cdot \begin{bmatrix} w^H & & & 0 \\ & w^H & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & w^H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r[nN] \\ r[nN-1] \\ \vdots \\ r[nN-L-N+2] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

où le code de brouillage $c^*[m]$ a été intégré dans le vecteur modifié $\tilde{h}_l[nN]$, et $w \in C^L$ contient les L coefficients complexes conjugués. En réarrangeant w et $\tilde{h}_l[nN]$ on trouve :

$$\begin{aligned} \hat{u}_l[n] &= W^H \cdot \begin{bmatrix} \tilde{h}_l^T[nN] & & & 0 \\ & \tilde{h}_l^T[nN] & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \tilde{h}_l^T[nN] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r[nN] \\ r[nN-1] \\ \vdots \\ r[nN-L-N+2] \end{bmatrix} \\ &= W^H H_l[nN] r_{nN}, \quad (V-2) \end{aligned}$$

avec $H_l[nN] \in Z^{L \times (N+L-1)}$ étant une matrice contient du vecteur modifié du code de l'utilisateur $\tilde{h}_l^T[n]$ et $r_{nN} \in C^{N+L-1}$.

V.3.2. Fonction de coût CMA

On suppose que le signal utilisateur $\hat{u}_l[m]$ contient des symboles avec module constant γ (BPSK ou QPSK). Par conséquent, nous voudrions adapter l'égaliseur en forçant tous les utilisateurs $\hat{u}_l[m]$ sur un module constant. Ceci peut être formulé par la fonction de coût suivante [39] [40]:

$$\xi_{CM} = \varepsilon \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} (\gamma^2 - |\hat{u}_l[n]|^2)^2 \right\} \quad (V-3)$$

V.4. Adaptation aveugle

Une simple règle de mise à jour à gradient stochastique peut être trouvée en calculant le gradient de la fonction de coût instantané ; c'est-à-dire en évitant l'opération d'espérance dans l'équation (V-3) :

$$\xi_{CM} = \sum_{l=0}^{N-1} (\gamma^2 - |\hat{u}_l[n]|^2)^2 \quad (V-4)$$

Les termes résultants sont ensuite minimisés pour obtenir des estimations instantanées du gradient à fonction de coût $\nabla \xi(W_n)$ qui va conduire à une mise à jour du gradient stochastique.

$$W_{n+1} = W_n - \frac{1}{2} \mu \nabla \xi_{CM}(W_n) \quad (V-5)$$

où μ est le largueur de pas.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi_{CM}}{\partial W^*} &= -2 \sum_{l=0}^{N-1} \left[(\gamma^2 - |\hat{u}_l[n]|^2) \frac{\partial}{\partial W^*} \hat{u}_l[n] \hat{u}_l^H[n] \right] \\ &= -2 \sum_{l=0}^{N-1} \left[(\gamma^2 - |\hat{u}_l[n]|^2) . H_l[nN] r_{nN} r_{nN}^H H_l^H[nN] W \right] \\ &= -2 \sum_{l=0}^{N-1} (\gamma^2 - |\hat{u}_l[n]|^2) . H_l[nN] r_{nN} u_l^*[n]. \end{aligned} \quad (V-6)$$

V.5. Résultat de simulation

Dans notre simulation on utilise une seule station de base et plusieurs stations mobiles. D'abord on génère les signaux de type QPSK des différents utilisateurs : 1000 itérations (dans notre cas on a quatre utilisateurs). Ces signaux sont étalés en utilisant les codes Walsh. Le nombre résultant alors devient 4×1000 itérations. On fait ensuite la somme des différents utilisateurs.

Le signal résultant va être transmis dans un canal de type FIR qui a la propriété de multi trajet, on obtient donc un signal déformé.

Notre égalisation est basée sur le critère CM, où on essaye de minimiser la fonction de coût pour trouver les coefficients W de l'égaliseur.

On prend $L=10$ comme longueur du vecteur de l'égaliseur avec $W(1)=1$ pour l'initialisation. On multiplie W avec le signal de sortie du canal. Le résultat est multiplié par la matrice de Walsh inverse (despread).

Après l'opération de désétalement, on obtient les quatre utilisateurs. On fait la différence entre les différents utilisateurs et le module de γ , on obtient l'erreur des différents utilisateurs qui sera utilisée dans l'équation de mise à jour des coefficients. La figure V-2 montre la convergence de la fonction de coût CM vers la valeur zéro. La figure V-3 montre le produit de convolution du canal avec l'égaliseur.

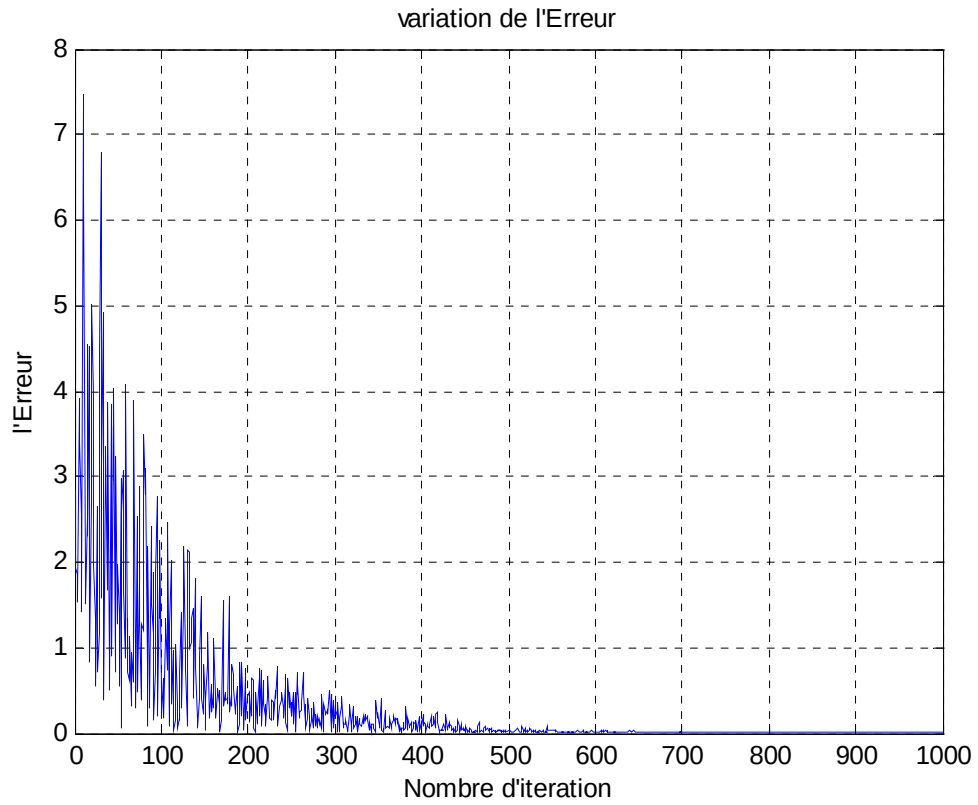


Figure V-2 : Convergence de la fonction de coût à la valeur zéro

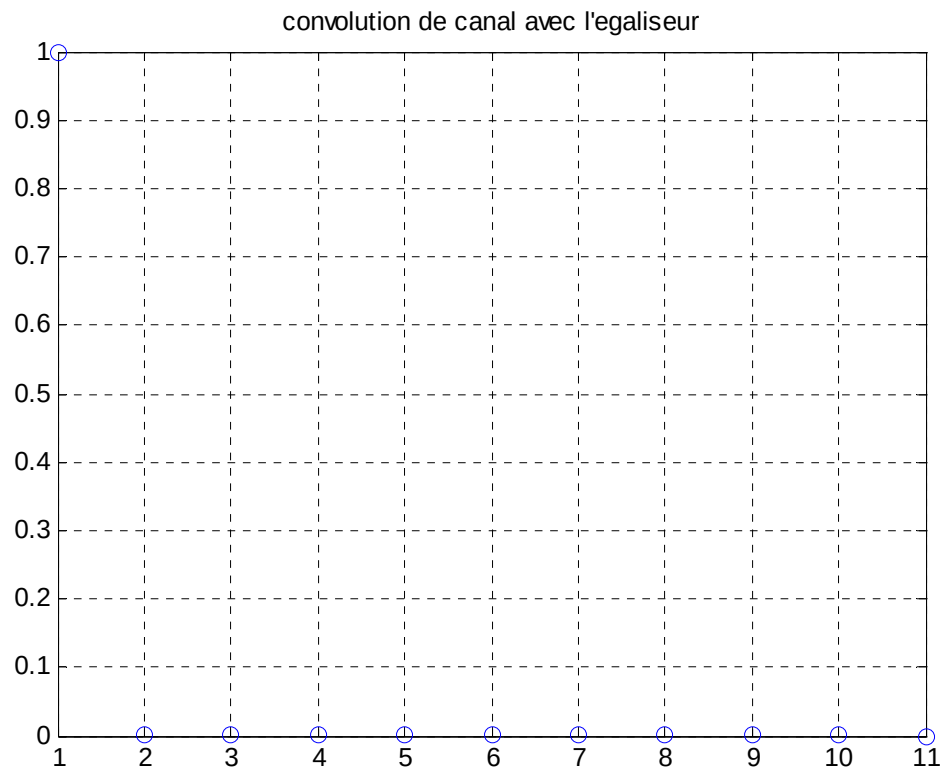


Figure V-3 : Convolution entre w et g

V.6. Conclusion

L'identification des utilisateurs pour le scénario DS-CDMA Downlink a été explicitée. Les différents signaux des utilisateurs sont utilisés pour faire l'égalisation. L'algorithme de gradient stochastique est exploité pour ajuster les coefficients de l'égaliseur.

Cette méthode a une bonne caractéristique pour l'identification et pour la récupération des différents utilisateurs.

Conclusion

Générale

Conclusion

Générale

Les systèmes de communication actuels connaissent un essor considérable grâce notamment à la communication mobile et plus particulièrement le téléphone cellulaire basé sur la technique DS-CDMA.

La technique DS-CDMA se présente comme une technique de multiplexage très récente que les autres. Elle est basée sur l'étalement de spectre de l'utilisateur par un code. Ces codes ont les propriétés d'orthogonalité entre eux, ce qui assure la synchronisation entre les utilisateurs. Il en résulte un signal qui contient tous les utilisateurs.

Nous avons présenté dans ce mémoire différentes stratégies de détection des multi-utilisateurs dans un système synchrone de DS-CDMA. Les récepteurs multi utilisateurs fournissent des performances d'amélioration relativement significatives par rapport aux récepteurs mono utilisateurs. Ainsi nous avons étudié une technique d'identification des multi utilisateurs pour le scénario DS-CDMA qui est l'égalisation multi utilisateur aveugle basée sur l'algorithme CMA. Cette méthode est basée sur les autres utilisateurs dans une même cellule. Cette méthode a l'avantage d'augmenter les performances de détection du signal d'information.

Pour remédier au problème de perturbation du signal transmis dans un canal dispersif on a opté pour l'utilisation de l'égalisation adaptative au niveau du récepteur. On a proposé deux types d'égalisation :

La première méthode est l'égalisation par apprentissage qui est basée sur des séquences connues par l'émetteur et le récepteur. On a utilisé les algorithmes LMS et NLMS comme application de ce type d'égalisation.

La deuxième méthode est l'égalisation sans apprentissage ou égalisation aveugle qui est n'a pas besoin des séquences d'apprentissage pour faire l'égalisation. Elle est basée seulement sur les statistiques du signal. La technique CMA a été un exemple d'application de ce type d'égalisation.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Wael Rouis, "*Développement d'un outil de calcul de couverture d'un réseau GSM*", Thèse de Magister, Institut Supérieur des Etudes Technologiques en Communications de Tunis, 2002.
- [2] Omar Rachid Hadjar, "*Analyse, implémentation et évaluation de performance de la future méthode d'accès HSDPA*", Thèse doctorat, Faculté des études supérieures de l'Université Laval QUÉBEC, 2006.
- [3] Smith C., Collins D., "*3G Wireless Networks*", McGraw-Hill Professional, 2002.
- [4] Dornan A., "*The Essential Guide to Wireless Communications Applications*", Prentice Hall, 2002.
- [5] Cédric Demoulin, Marc Van Droogenbroeck, "*Principes de base de fonctionnement du réseau GSM*", Département d'Électricité, Électronique et Informatique (Institut Montefiore), Sart Tilman, B-4000 Liège, Belgique.
- [6] Pierre Parrend, "*Aspects physiques et architecturaux des réseaux de télécommunication, notamment de téléphonie*", 2005.
- [7] Sanchez J., Thioune M., "*UMTS, Services, Architectures et WCDMA*" Lavoisier, 2001.
- [8] Jihen Thabet, "*Etude de l'interface radio de l'UMTS et implementation sur FPGA des procédures d'allocations des ressources*", thèse d'ingénieur, Ecole supérieur des communication de Tunis, 2002.
- [9] Eived Crt, "*Modulation GSM /UMTS*", Telecommunication, pp 213-232.
- [10] Xavier Lagrange, Phillipe Godlewski, "*Réseaux GSM-DCS*", Editions Hermes.
- [11] John G. Proakis , "*Digital Communications*", third edition .
- [12] Lekbir.Y, Khezzar.Z, "*Egalisation multi utilisateurs aveugle pour le Downlink DS-CDMA*" ,thèse d'ingenieur , université de Batna,2006 .
- [13] Frederic Truchetet, "*Ondellette pour le signal numerique*",Editions Hermes,1998.
- [14] Sarwate D. V., Pursley M. B., "*Cross correlation properties of pseudorandom and related sequences*", Proceedings of the IEEE Volume 68, Issue 5, 1980, pp. 593 - 619.
- [15] Géraud Allard, Khaldoun Al Agha, "*Etude du mécanisme OSSC dans un environnement de transmission non synchrone*", Rapport de recherche INRIA Rocquencourt Domaine de Voluceau, France.

- [16] http://www.elkhazen.org/internet_mobile_6.html.
- [17] Aernouts Ludovic , "*Systèmes et Réseaux Informatiques*", Cnam de Lille, 1999.
- [18] M. Honig, U. Madhow and S. Verdu, "*Blind Adaptive Multiuser Detection* ", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-41, no. 4, pp. 944-960, July 1995.
- [19] Shimon Moshavi, «*Multi user detection for DS-CDMA*»,IEEE Communications Magazine October 1996.
- [20] Mounia Lourdiane, "*CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques*", thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, 2005.
- [21] Z. Xie, R. T. Short, and C. K. Rushforth, "*A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multi-User Communications*," IEEE JSAC, vol. 8, no. 4, May 1990, pp. 683-90.
- [22] A.J. Viterbi, "*CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*", Addison-Wesley Wireless 2005.
- [23] M. Honig, U. Madhow, and S . Verdu, "*Blind Adaptive Multiuser Detection*," IEEE Trans. Info. Theory. vol. 41, no. 4, July 1995, pp. 944-60.
- [24] Kavita Khairnar, and Shikha Nema, "*Comparison of Multi-User Detectors of DSCDMA System*",Pwaset Volume 10 December 2005.
- [25] Crépin Nsiala Nzéza, "*Récepteur adaptatif multi-standards pour les signaux a étalement de spectre en contexte non coopérative* ", thèse de doctorat, l'Université de Bretagne Occidentale, 2006.
- [26] Luca Rugini, Paolo Banelli, Saverio Cacopardi , "*An Analytical Upper Bound on MMSE Performance Using Approximated MMSE Multi-user Detector in Flat Rayleigh Fading Channels*",University of Perugia,Italy.
- [27] Amit Kumar Kohli , D.K. Mehra, "*New results for probability of error performance in MMSE multiuser detection for CDMA*", science direct, Indian Institute of Technology,2005
- [28] Chang Yongyu, Yang Dacheng, Wang Wenbo, "*Grouped Parallel Multiuser Detector for CDMA Mobile Communication*",Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing China.
- [29] Constantinos PAPADIAS, "*Méthodes d'égalisation et d'identification aveugle pour les canaux linéaires* ", these de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, France, 1995.
- [30] B. Mulgrew, P. Grant, J. Thompson, "*Digital Signal Processing, Concepts and Applications*", MacMillan Press, 1999, 356p.

-
- [31] J.-F. Bercher & P. Jardin , "*Introduction au filtrage adaptatif*", ESIEE Paris.
 - [32] B. Widrow and S. D. Stearns, "*Adaptive Signal Processing*", Prentice-Hall, 1985.
 - [33] S. Haykin, "*Adaptive Filter Theory*", 3rd Ed., Prentice-Hall, 1996.
 - [34] D.N. Godard, "*Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communications systems*," IEEE Trans. Commun., vol COM-28, n°11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
 - [35] Mahmoud Hadeif , Samir Bendoukha , Stephan Weiss and Markus Rupp, "*Affine projection algorithm for blind multiuser equalisation of downlink DS-CDMA system*" IEEE. Published in the proceedings of Asilomar 2005,
 - [36] S. Weiss, M. Hadeif, M. Konrad, "*blind chip-rate equalisation for DS-CDMA downlink receiver*", IEEE. Published in the proceedings of the 37th Asilomar conference on signal, system and computer, USA, 2003.
 - [37] I. Stirling, D. Garcia-Alis, S. Weiss, G. Rice, and R.W. Stewart, "*A Joint Adaptive MMSE Downlink Receiver*, ", in Asilomar Conf. Sig. Sys. Comp., Nov. 2000, 2:1436-1440.
 - [38] A. R. Margetts and P. Schniter, "*Adaptive Chip- Rate Equalization of Downlink Multirate Wideband CDMA*, " IEEE Trans. Sig. Proc., to appear, 2004.
 - [39] C. Papadias and A. Paulraj, "*A Constant Modulus Algorithm for Multiuser Signal Separation in Presence of Delay Spread Using Antenna Arrays*," IEEE Sig. Proc. Lett., 4(6):178–181, 1997.
 - [40] Z. Xu and P. Liu, "*Code-Constrained Blind Detection of CDMA Signals in Multipath Channels*, ", IEEE Sig. Proc. Lett., 9(12):389–392, 2002.

Résumé :

Depuis quelques années, le besoin de systèmes de communications plus rapides et plus sûres se fait sentir. Le partage entre utilisateurs de la très grande bande passante nécessite des techniques d'accès adaptées. Afin de répondre à ces besoins, un certain nombre de techniques de multiplexage, comme FDMA, TDMA et CDMA, ce dernier ont été développés. Cette technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communication radio mobile, que ce soit dans les normes américaines (IS 95), japonais ou, plus récemment européenne (UMTS).

Ce rapport de thèse traite du DS-CDMA appliqué aux communications mobiles. La première partie permet une mise en contexte et décrire le fonctionnement des différents réseaux mobiles (GSM, UMTS), ainsi de présenter les techniques de multiplexage dans le cas générales. La second partie présentes, les différents types de codes utilisés dans les systèmes CDMA le principe de codage, et le principe de codage, ainsi les protocoles de réseaux GSM. Dans la troisième partie présentes les performances des différents récepteurs des multi utilisateur par rapport au récepteur mon-utilisateur. La quatrième partie présenter les problèmes qui limitent le rendement de CDMA comme multi trajet du signal transmis, MAI et ISI, ou on propose une égalisation adaptative de canal comme une solution.

La dernière partie de notre étude concernera l'utilisation d'une méthode d'identification des multi utilisateurs aveugle dans le système DS-CDMA Downlink.

Mots clés : UMTS, GSM, DS-CDMA, Interférence, Détecteur des Multi-Utilisateurs, Egalisation de canal, Identification des multi-utilisateurs.

Abstract:

In recent years, the need for communications systems faster and more secure arises. The sharing among users of the high bandwidth requires access techniques adapted. To meet these needs, a number of multiplexing techniques, as FDMA, TDMA and CDMA, the latter have been developed. This multiple-access technology is already widely used in communication systems mobile radio, whether in the American standards (IS 95), Japanese or, more recently European (UMTS).

This thesis deals with the DS-CDMA applied to mobile communications. The first part provides an overview of the context and describe how the different mobile networks (GSM, UMTS), and to present the multiplexing techniques in the general case. The second part hereof, the different types of codes used in CDMA systems, the principle of coding, and the principle of coding, and protocols for GSM networks. In the third part the performance of these different receptors multi user compared to my receiver-user. The fourth part present problems that limit the performance of CDMA as multi transmitted signal path, and MAI; ISI, or suggests adaptive channel equalization as a solution.

The last part of our study will involve the use of a method of identifying multi blind users in the system DS-CDMA Downlink.

Key words: UMTS, GSM, DS-CDMA, Interference, Detector for Multi-User, Equalization canal, Identification of multi-user.