République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Dr. Yahia Farès de Médéa

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département du Génie Electrique et de l'Informatique

Projet de fin d'étude

pour l'obtention du diplôme

de Master en Système de Télécommunication

Etude des performances d'un système de transmission basé sur la technique WCDMA

Proposé et dirigé par :

Dr. OULD ZMIRLI Mohamed

Présenté par :

Mr. BENGHERBIA Ayoub

Promotion 2011/2012

Etude des performances d'un système de transmission basé sur la technique WCDMA

Mr. BENGHERBIA Ayoub

Sous l'encadrement de : Dr. OULD ZMIRLI Mohamed

Remerciement

Au terme de ce mémoire je tiens à remercier tout naturellement en premier lieu Dieu le tout puissant qui m'a donné la force, le courage et la patience de bien mener ce travail.

A travers ce modeste travail, je tiens à remercier vivement mon promoteur Dr. OULD ZMIRLI Mohamed pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il m'a apportées durant mes études et réalisation de ce projet.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'éxaminer et d'évaluer mon travail.

J'exprime également ma gratitude à tous les enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier et deuxième cycle d'étude universitaire.

Sans omettre bien sur de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin à la réalisation du présent travail.

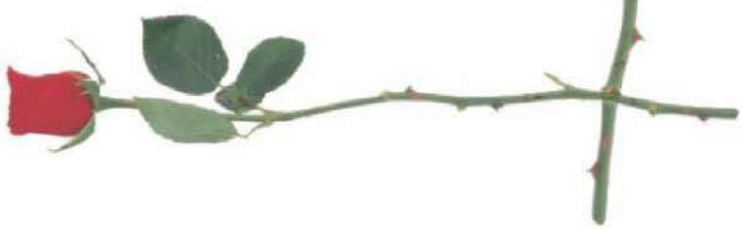
Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes très chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

- *A mon frère et mes sœurs.*
- *A toutes la famille *BENGHERBIA* sans exception.*
- *A mes chers amis(e) de mon quartier.*
- *A tous mes amis(e) de près ou de loin sans exception.*
- *A mon promoteur Dr.OULD ZMIRELI Mohamed.*
- *A tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie.*
- *A toute la promotion 2ème années Master sans exception.*

Ayoub



الملخص :

هذا العمل يقدم مبادئ نظام WCDMA و هندسة شبكته ،و كذلك تقنيات العمل الأساسية للعناصر المكونة للطبقة الفيزيائية التي تستخدم تقنية بسط الطيف ، كما قمنا بتطوير البرامج التي تقوم بمحاكاة طريقة عمل هذا النظام باستعمال MATLAB و C، وتقديم النتائج المتحصل عليها من أجل تقييم أدائه.

الكلمات المفتاحية : نظام WCDMA, الطبقة الفيزيائية, المستقبل RAKE, بسط الطيف.

Résumé :

Dans ce travail nous avons étudié les principes du système WCDMA ainsi que son architecture. En plus nous avons présenté les différents blocs de sa couche physique qui utilise la technique d'étalement du spectre. Ensuite ce système a été implémenté en utilisant MATLAB et le langage C, afin de simuler ces fonctionnalités et d'obtenir des résultats pour évaluer ces performances.

Mots clés : WCDMA, la couche PHY, récepteur RAKE, l'étalement du spectre.

Abstract :

This work allowed us to take a look about the principles of WCDMA system and its architecture, learning and understanding how the physical layer blocks work that uses the technique of spreading spectrum. We have used MATLAB and language C to implement this system, to simulate it, and give the results that can be used to evaluate their performances.

Keywords: WCDMA, PHY layer, RAKE receiver, spreading spectrum.

Table des Matières

Table des matières …….

Liste des figures .....

Liste des tableaux ……..

Introduction générale ……... 1

Chapitre I : Principes et généralité

I.1 Introduction : ……..……... 4

I.2 Accès multiple à répartition par code (AMRC, CDMA) : ……..…….. 4

I.3 Principe de la technique CDMA : …….. 4

I.4 Principe d'étalement et désétalement du spectre : ……..……... 5

I.5 Séquence directe DS (direct sequence) : ……..……..... 9

I.6 Modes de multiplexage : ……..…….... 10

I.7 Le contrôle de puissance : ……..... 13

I.8 La conception de récepteur RAKE : …….. 14

I.9 Principe de fonctionnement de récepteur RAKE : ……..... 15

I.10 La diversité : …….. 22

I.11 Conclusion : ……... 23

Chapitre II : La couche physique WCDMA

II.1 Introduction : ……..…….. 26

II.2 Description générale de la couche physique WCDMA : ……..……... 26

II.3 Les canaux utilisés en WCDMA : ……..... 27

II.4 Structure de la trame d'Uplink : ……..….. 34
II.5 Structure de la trame de Downlink : ……..... 36
II.6 Les taches du récepteur de la liaison montante : ……..… 37
II.7 Les taches du récepteur de la liaison descendante : ……..... 38
II.8 Étalement de spectre WCDMA : ……..… 39
II.9 Conclusion : ……..… 43

Chapitre III : Le modèle de simulation

III.1 Introduction : ……..... 45
III.2 Description générale de système de transmission WCDMA : …….. 45
III.3 La chaîne d'émission : ……..... 48
III.4 La chaîne de réception : ……..…… 58
III.5 Le modèle de canal de propagation : ……..…… 61
III.6 Conclusion : ……..…….. 65

Chapitre IV : Les résultats de simulation

IV.1 Introduction : ……..… 67
IV.2 Le simulateur : ……..... 67
IV.3 Résultats de performance de la couche physique : ……..... 71
IV.4 Conclusion : ……..….. 87

Conclusion générale …….. 89
Bibliographie ……..... 90
Glossaire …….

Liste des Figures

Figure I.1 : Technique de la CDMA ……..…….... 4

Figure I.2 : Multiplication du signal donné avec la séquence PN ……..….. 6

Figure I.3 : Schéma synoptique d'étalement du spectre ……..…. 7

Figure I.4 : Réduction des brouilleurs ……..……. 8

Figure I.5 : Etalement et désétalement des signaux de deux utilisateurs ……..…… 8

Figure I.6 : Principe de la séquence directe « DS » ……..…… 9

Figure I.7 : Procédure de contrôle de puissance ……..……. 14

Figure I.8 : L'architecture du récepteur RAKE ……..…….. 15

Figure I.9 : Schéma fonctionnel du récepteur RAKE ……..……. 17

Figure II.1 : Interface entre la couche physique et les couches hautes ……..... 28

Figure II.2 : Correspondance entre les canaux de transport et les canaux physiques …..…. 34

Figure II.3 : Structure de la trame radio pour le sens montant ……..…….. 35

Figure II.4 : Structure de la trame pour le sens descendant ……..……..... 37

Figure III.1 : La chaîne de transmission d'Uplink ……..…….. 46

Figure III.2 : La chaîne de transmission de Downlink ……..…… 47

Figure III.3 : Schéma synoptique de la chaîne d'émission ……..……. 48

Figure III.4 : Relation entre l'étalement et le scrambling ……..……... 49

Figure III.5 : Etalement et modulation en Uplink ……... 50

Figure III.6 : Etalement et modulation en Downlink ……..... 51

Figure III.7 : L'arbre des codes pour la génération des codes OVSF ……..…..... 52

Figure III.8 : Exemple de génération de codes de Gold ……...……..….. 55

Figure III.9 : Processus d'embrouillage complexe ……..……. 55

Figure III.10 : La modulation radio QPSK ……. 56

Figure III.11 : Schéma synoptique de la chaîne de réception ……. 58

Figure III.12 : La démodulation radio QPSK ……...…….. 59

Figure III.13 : L'implémentation de récepteur RAKE …… 61

Figure III.14 : le canal de propagation …… 62

Figure IV.1 : Schéma fonctionnel de la méthode de conception …….. 67

Figure IV.2 : Le menu principal du simulateur WCDMA ……..…….. 69

Figure IV.3 : Les paramètres de configuration ……..……... 69

Figure IV.4 : La barre de statut de simulateur ……..…… 70

Figure IV.5 : BER=f(SNR) suivant la liaison descendante ……..……..... 71

Figure IV.6 : BER=f(SNR) suivant la liaison montante ……..……. 72

Figure IV.7 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=5 ..……. 73

Figure IV.8 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=10 …..... 73

Figure IV.9 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=15 ..…... 74

Figure IV.10 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=20 ……. 74

Figure IV.11 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=25 ……. 75

Figure IV.12 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=64 ……. 76

Figure IV.13 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=128 ….... 77

Figure IV.14 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=256 ….... 77

Figure IV.15 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=512 ….... 78

Figure IV.16 : L'effet de bloc STTD pour SF=64 …….. 79

Figure IV.17 : L'effet de bloc STTD pour SF=128 …… 80

Figure IV.18 : L'effet de bloc STTD pour SF=256 …… 80

Figure IV.19 : L'effet de bloc STTD pour SF=512 ……..... 81

Figure IV.20 : L’effet du nombre d’itérations pour SF=64 …… 82

Figure IV.21 : Effet du nombre d’itérations pour SF=128 ……. 82

Figure IV.22 : L’effet du nombre d’itérations pour SF=256 …….. 83

Figure IV.23 : L’effet du nombre d’itérations pour SF=512 …….. 83

Figure IV.24 : L’effet des trajets multiples pour SF=64 ……. 85

Figure IV.25 : L’effet des trajets multiples pour SF=128 ……... 85

Figure IV.26 : L’effet des trajets multiples pour SF=256 ……... 86

Figure IV.27 : L’effet des trajets multiples pour SF=512 ……... 86

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Paramètre du mode FDD ……... 10

Tableau I.2 : Paramètre du mode TDD ……... 11

Tableau I.3 : Comparaison des modes FDD WCDMA et TDD TD/CDMA …….. 12

Tableau II.1 : Canaux de transport communs ……. 29

Tableau IV.1 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au facteur d'étalement SF …… 75

Tableau IV.2 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au nombre d'utilisateurs K …… 78

Tableau VI.3 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au bloc STTD ……. 81

Tableau VI.4 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au nombre d'itérations …….. 84

Tableau VI.5 : Profils de simulation des trajets multiples …….. 84

Tableau IV.6 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due aux trajets multiples 87

Introduction générale

L'accès multiple par répartition de code à large bande, ou Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA), est une technique de multiplexage définie comme étalement de spectre. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires. Elle permet, par l'étalement du spectre sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements (fading) sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance que confère l'étalement de spectre aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission. Pour la WCDMA, l'utilisation des séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence est des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

Dans la liaison descendante et la liaison montante qui utilisent la technique d'accès WCDMA, les trajets multiples peuvent être considérés comme un avantage. En effet, chaque trajet est porteur de la même information, et nous pouvons donc les combiner afin d'obtenir un signal unique dont la puissance serait renforcée. Cette idée est le principe mis en oeuvre dans les récepteurs RAKE utilisés dans les systèmes de télécommunication basés sur la WCDMA. Le principe de ce récepteur est très simple, et il existe différentes implantations de cette architecture dont les seules différences se situent au niveau de la performance mesurée : la vitesse de traitement qu'ils sont capables d'atteindre, la surface nécessaire à leur implantation, notamment en cas d'utilisation de codes multiples pour chaque utilisateur, ou encore dans le cas d'un environnement multi-utilisateur.

D'autre part, les utilisateurs d'une même cellule possèdent des codes d'étalement orthogonaux. Lorsque le canal de transmission est sélectif en fréquences,

il apparaît de l'interférence entre symboles ainsi l'interférence entre les utilisateurs. Les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire du canal, en ce qui concerne le chip, permettent alors de combattre l'interférence entre symboles due au canal et de rétablir au moins partiellement l'orthogonalité entre les utilisateurs. Ces récepteurs sont constitués d'un égaliseur linéaire réalisé au chip suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur recherché.

Le contexte de ce mémoire se situe en ce qui touche la conception d'un système de transmission WCDMA à haut débit d'un récepteur utilisé dans cette technique. En effet, les récepteurs actuels requièrent des débits très élevés aux différentes applications (station de base ou station mobiles). Ils doivent en outre présenter des possibilités de redimensionnement et la complexité croissante avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs ou du nombre de codes par utilisateur doit rester raisonnable. L'objectif principal de ce travail est donc de simuler une architecture rapide et configurable pour un récepteur RAKE de faible coût et à haut débit permettant un traitement optimal des données. Ce récepteur RAKE pourra ensuite être intégré dans le récepteur de la station de base ou de la station mobile avec le détecteur de trajets multiples et l'estimateur de canal.

Ce mémoire s'organise en quatre chapitres comme suit:

- Le premier chapitre traite les principes généraux de la technique WCDMA.
- Le deuxième chapitre donne un aperçu de la couche physique WCDMA.
- Le troisième chapitre présente le modèle de simulation de la couche physique qui sera implémenté par le programme de simulation.
- Le quatrième chapitre présente les résultats obtenus à partir de la simulation de la couche physique.

Finalement, une conclusion des différents travaux effectués dans ce projet ainsi que quelques perspectives possibles seront données.

CHAPITRE I

Principes et généralités

I.1 Introduction

I.2 Accès multiple à répartition par code (AMRC, CDMA)

I.3 Principe de la technique CDMA

I.4 Principe d'étalement et désétalement du spectre

I.4.1 L'étalement

I.4.2 Le désétalement

I.5 Séquence directe DS (direct sequence)

I.6 Modes de multiplexage

I.6.1 Mode FDD

I.6.2 Mode TDD

I.6.3 Comparaison entre le mode FDD et le mode TDD

I.7 Le contrôle de puissance

I.8 La conception de récepteur RAKE

I.9 Principe de fonctionnement de récepteur RAKE

I.9.1 Étape d'extraction et d'identification des trajets multiples

I.9.1.1 Détecteur de trajets multiples

I.9.1.2 Doigts du récepteur RAKE

I.9.1.3 Générateur de code

I.9.2 Étape de combinaison des trajets multiples

I.9.2.1 Estimation de canal

I.9.2.2 Combinaison à ratio maximal (MRC)

I.10 La diversité

I.10.1 La diversité temporelle

I.10.2 La diversité spatial

I.11 Conclusion

I.1 Introduction :

L'un des aspects essentiels des réseaux cellulaires est la technique d'accès multiples adoptée pour l'interface radio entre l'équipement d'usager et la station de base. La technique choisie doit diviser d'une manière optimale le spectre radioélectrique disponible en un certain nombre de canaux et définir comment ces canaux sont alloués aux usagers accédant au réseau. Les techniques d'accès multiple en communication radio sont classées en trois catégories (TDMA, FDMA, CDMA).

I.2 Accès multiple à répartition par code (AMRC, CDMA) :

Le CDMA est basé sur la répartition par codes. En effet, chaque utilisateur est différencié du reste des utilisateurs par un code N qui lui a été alloué au début de sa communication et qui est orthogonal au reste des codes liés à d'autres utilisateurs. Dans ce cas, pour écouter l'utilisateur N, le récepteur n'a qu'à multiplier le signal reçu par le code N associé à cet utilisateur.

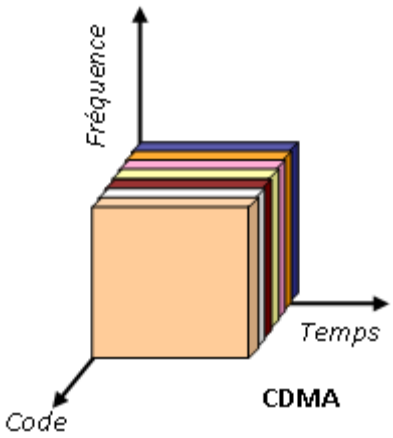


Figure I.1 : Technique de la CDMA

I.3 Principe de la technique CDMA:

Le principe de base du CDMA consiste à affecter à tous les usagers en communication dans une même cellule la même fréquence au même moment, la discrimination entre les appels se faisant grâce à un codage selon un code différent pour chaque usager.

Ce codage est le produit du signal à transmettre par une séquence pseudo-aléatoire de rythme nettement plus élevé que le signal. Le signal binaire d'origine à transmettre est juste encodé en NRZ (code sans retour à zéro, courant en télécommunications) puis multiplié par la séquence de codage pseudo-aléatoire. Il en résulte un signal de fréquence égale à celle de la séquence pseudo-aléatoire. On dit qu'on a effectué une modulation à séquence directe [JARO03]. On a également procédé à une opération d'étalement de spectre, puisque pour un signal de fréquence maximale F, en suite, le signal prêt à transmettre a une fréquence maximale (n*F), où n est le rapport entre le rythme de la séquence de codage et celui du signal à transmettre, on appelle gain de traitement ou facteur d'étalement [AJMI04].

Le récepteur reçoit un signal multiplexé comprenant toutes les séquences codées. Par multiplication avec l'une des séquences de codage, il retrouve un seul signal de départ, les autres étant trop peu décodés, car insuffisamment corrélés, pour être perçus.

I.4 Principe d'étalement et désétalement du spectre :

En effet, l'étalement de spectre est la technique sur laquelle repose le WCDMA et qui permet à plusieurs utilisateurs d'être présents simultanément sur une même bande de fréquence. Cette technique permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande nécessaire pour transmettre le signal. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est étalé à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour désétaler le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

La technique d'accès multiple par répartition de codes se base donc sur une division suivant les codes et pour distinguer physiquement entre les utilisateurs, il faut utiliser des codes orthogonaux [PILE08]. Ceci se base sur des modulations à étalement de spectre pour lesquelles chaque utilisateur possède un code d'étalement.

Ces modulations peuvent être réalisées par diverses techniques d'étalements, à titre d'exemple la technique de séquence directe (DS : Direct Sequence).

I.4.1 L'étalement :

L'étalement de spectre est une méthode simple qui consiste à augmenter artificiellement le débit transmis. Pour cela on multiplie au sens mathématique chaque bit à transmettre par un code pseudo-aléatoire PN (Pseudo Noise) propre à chaque utilisateur [AJMI04]. La séquence du code (constituée de N éléments appelés "chips") est unique pour un utilisateur donné, et constitue la clé de codage; elle est conservée si le symbole de donnée est 1, et inversée si non. On appelle facteur d'étalement SF (Spreading Factor) la longueur L du code.

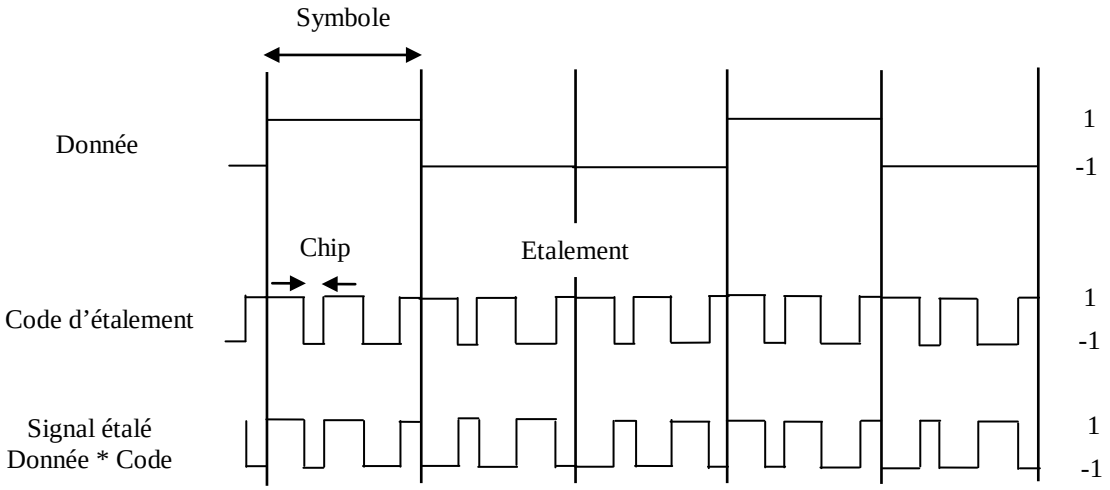


Figure I.2 : Multiplication du signal donné avec la séquence PN

Le signal passe du débit D_b (débit bit) au débit D_c (débit chip) et voit ainsi son spectre élargi dans la mesure où on utilise une séquence proche de l'aléatoire. Cette dernière est utilisée d'une manière périodique, (sa période pouvant être de plusieurs symboles). Le rapport $L = D_c / D_b$ peut être interprété comme un facteur ou un gain d'étalement comme le montre sur la figure I.3.

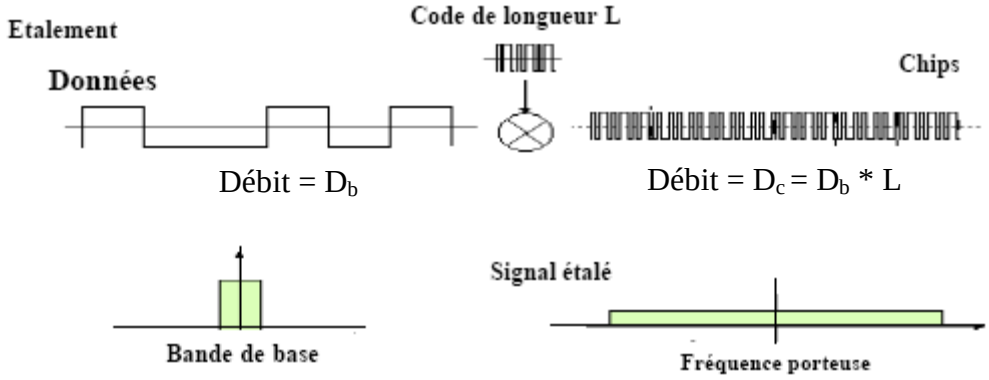


Figure I.3 : Schéma synoptique d'étalement du spectre

Le nouveau signal modulé a un débit N fois plus grand que le signal initialement envoyé par l'usager et utilisera donc une bande de fréquences N fois plus étendue. La relation entre le débit initial est final est donnée par la relation suivante :

$$\text{Débit chip} = \text{Débit bit} * \text{SF} \qquad (1.1)$$

Ainsi plus SF (Spreading Factor ou facteur d'étalement) est grand, plus le débit chip est grand, et plus le débit de données du canal sera élevé [JUKO01]. Cela permet de dégager des canaux à débits variables selon les besoins des utilisateurs (bandwidth on demand).

I.4.2 Le désétalement :

En réception, pour récupérer l'information, le récepteur doit effectuer la même opération : il génère la même séquence d'étalement et la multiplié au signal reçu bit par bit; les données codées (C) par cette séquence sont restaurées (puissance spectrale augmentée) alors que les données des autres utilisateurs restent étalés et les brouilleurs dus au canal sont étalés, non corrélés au signal utile [AJMI04]. Ceci permet de diminuer le niveau de bruit (I) (figure I.4) pour le signal en bande de base : Plus l'étalement est important, plus les interférences sont éliminées.

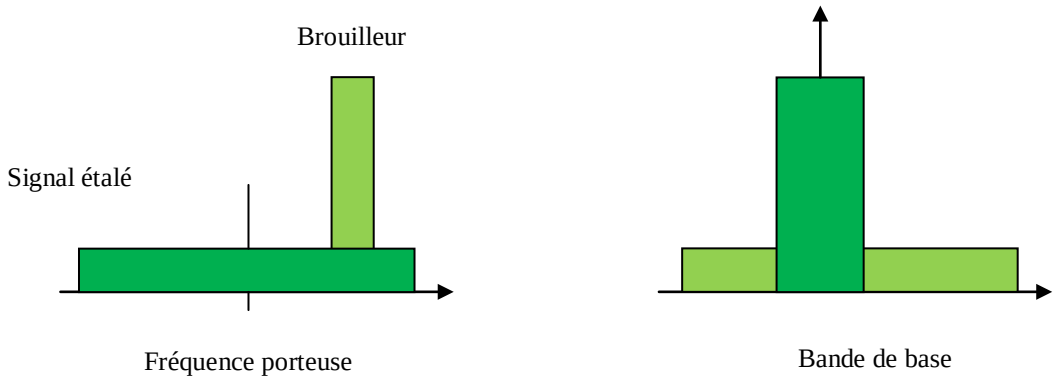


Figure I.4 : Réduction des brouilleurs

L'utilisation de séquences différentes permet l'accès multiple. Tous les utilisateurs émettent sur un même canal radioélectrique large bande, mais ils se distinguent par une séquence d'étalement pseudo aléatoire propre, appelée code et connue par le récepteur. Les différentes séquences utilisées possèdent des propriétés d'orthogonalité entre elles, si bien qu'en réception, seul le signal correspondant au code désiré est démodulé par corrélation.

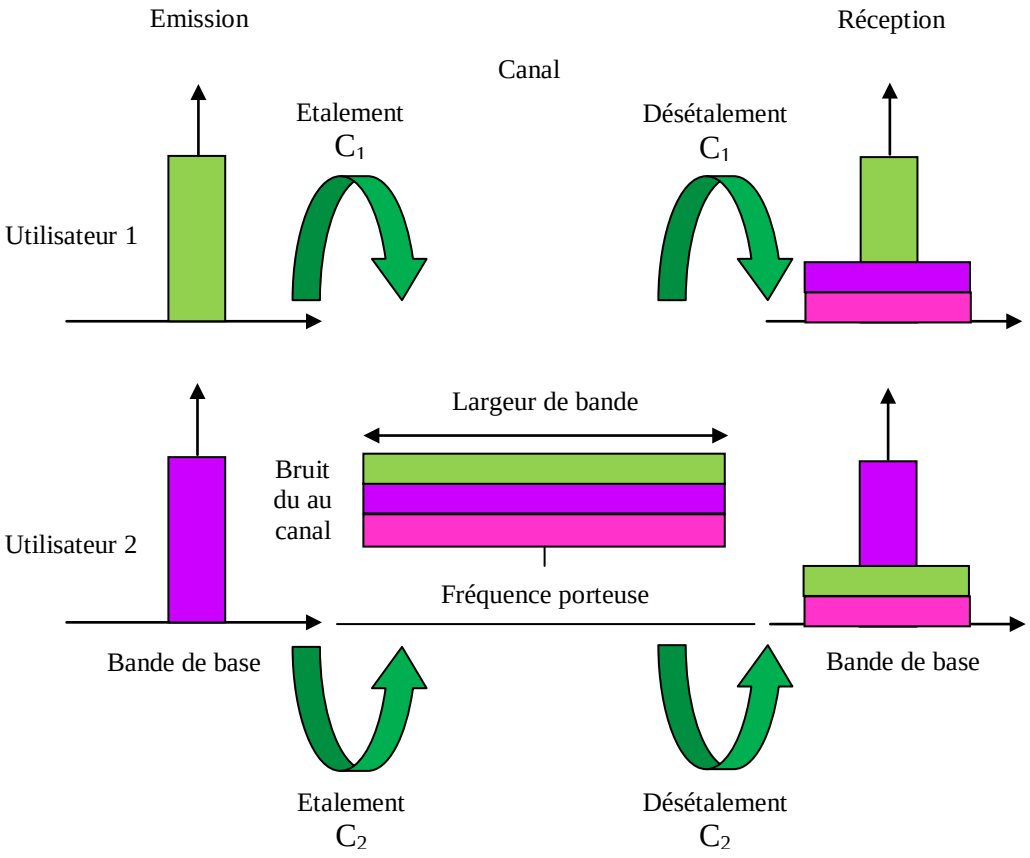


Figure I.5 : Etalement et désétalement des signaux de deux utilisateurs

I.5 Séquence directe DS (direct sequence) :

Dans les techniques d'étalement de spectre, la largeur de bande de la fréquence radio occupée par un signal donné est en général plus large que la largeur de bande minimum requise pour transmettre un tel signal. Donc, l'étalonnage du spectre à pour but de conserver la puissance totale du signal émis. Il existe essentiellement la méthode « DS : Direct Sequence » selon le contexte pour l'étalement du spectre [JOCA01].

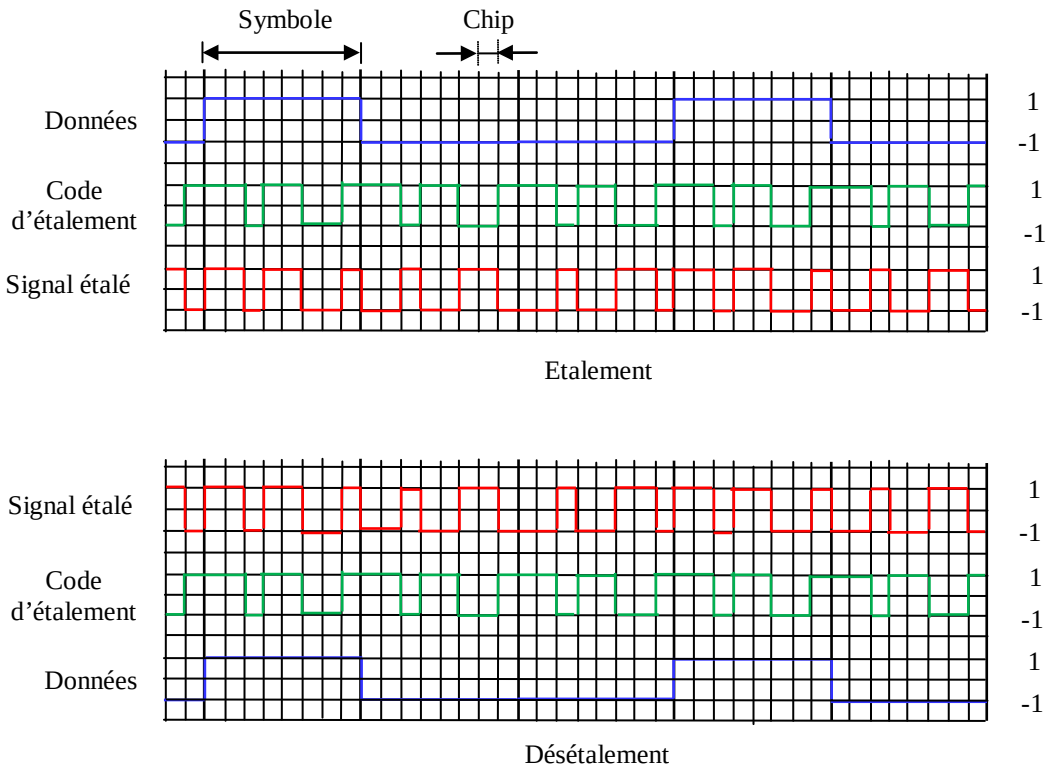


Figure I.6 : Principe de la séquence directe « DS »

Le DS-CDMA ou CDMA à séquence directe consiste à multiplier le signal binaire d'information par une séquence binaire pseudo aléatoire (code PN Pseudo Noise) dont la fréquence est beaucoup plus élevée que la fréquence des symboles du signal. Cela donc a pour effet d'étaler la largeur de bande du signal. De même, la puissance du signal se retrouve répartie sur toute la nouvelle largeur de bande. Le signal se retrouve alors noyé dans le bruit (ce bruit est constitué de toutes les sources d'interférences et du bruit). A l'arrivée, le signal étalé est remultiplié par le même code PN. Les caractéristiques particulières des codes PN (notamment l'orthogonalité entre

eux) font que l'on peut ainsi retrouver le signal de départ. En effet, le signal arrive au récepteur noyé dans le bruit et la multiplication par la séquence pseudo-aléatoire permet d'extraire le signal car seul le signal qui avait été multiplié au départ par cette séquence verra sa largeur de bande réduite, tandis que le bruit restera étalé sur la largeur de bande totale.

I.6 Modes de multiplexage :

I.6.1 Mode FDD :

Le concept WCDMA (Wideband CDMA) utilise exactement ce mode avec une technique d'étalement de spectre par séquence directe, ce qui est l'objet de notre projet. Ce mode consiste à faire un multiplexage en fréquence des deux sens de transmission : Chaque sens de transmission utilise une porteuse distincte, et une bande de fréquences importante (4,4 à 5 MHz), ce qui permet de bénéficier d'une bonne diversité de fréquences dans la plupart des environnements, et de s'affranchir des évanouissements liés aux trajets multiples [HEKA05].

Le WCDMA utilise un facteur d'étalement variable (de 4 à 512) permettant de supporter facilement une large gamme de débits de services, avec une bonne qualité. Pour les services à plus haut débit, plusieurs codes sont alloués à un même utilisateur et transmis simultanément sur le même canal radio [ROLL02]. Ce mode est bien adapté pour tout type de cellule mais n'est pas très souple pour la gestion de trafic asymétrique [JOCA01].

Accès multiple	DS-CDMA
Duplex	FDD
Débit chip	3.84 Mchip/s
Espacement entre porteuse	4.4 à 5 MHz
Durée trame	10 ms
Débit variable	Facteur d'étalement variable est multicode
Facteur d'étalement	Variable est multicode

Tableau I.1 : Paramètre du mode FDD

I.6.2 Mode TDD :

Le concept TD/CDMA utilise une technique d'accès multiple mixte, comprenant une composante AMRT (accès multiple à répartition par temps), et une composante d'étalement de spectre à l'intérieur des intervalles de temps « Time Slot » avec une séparation par codes. Ainsi, un canal de trafic est défini par une fréquence (porteuse), un intervalle de temps, et un code. Grâce à l'étalement de spectre CDMA, des paquets se distinguent par leurs codes d'étalement peuvent être transmis simultanément dans un intervalle de temps. Ces codes peuvent être alloués à différents utilisateurs ou à un même utilisateur selon le débit de service souhaité et offrent ainsi une bonne qualité de service. Ainsi, le concept TD/CDMA offre une large gamme de débits de services allant jusqu'à 2 Mbit/s, en allouant plusieurs codes ou plusieurs intervalles de temps à un même utilisateur [JOCA01].

Accès multiple	TDMA et CDMA
Duplex	TDD
Debit chip	3.84 Mchip/s
Espacement entre porteuses	5 MHz
Structure de trame	15 IT par trame
Durée trame	10 ms
Débit variable	Multi IT et multicode

Tableau I.2 : Paramètre du mode TDD

I.6.3 Comparaison entre le mode FDD et le mode TDD :

Le WCDMA consiste à partager un slot entre plusieurs utilisateurs à des multiples conséquences. Un utilisateur qui ne dispose que d'un ou quelques slots pour sa communication doit obtenir des débits semblables au mode FDD, transmettre sur un slot à un débit beaucoup plus élevé. Or le rythme d'un chip est le même en TDD qu'en FDD, 3.84 Mc/s, par conséquent les facteurs d'étalement sont beaucoup plus faibles en TDD qu'en FDD. Ainsi des techniques de réception plus élaborées, trop complexes en FDD, telles que la détection conjointe, sont en pratique réalisables en TDD. De plus la structure des canaux physiques du mode TDD est différente

[ROLL02]. Par exemple, le burst normal du TDD possède une séquence connue du récepteur au milieu du slot, permettant l'estimation du canal slot par slot.

Le tableau suivant I.3 nous permet de comparer les deux modes FDD WCDMA et TDD TD/CDMA :

Critère de comparaison	Mode FDD WCDMA	Mode TDD TD/CDMA
Déploiement et couverture	Plus particulièrement adapté Aux grandes cellules	Limité aux petites cellules à cause de synchronisation et de temps de garde
Services Supportés	Plus particulièrement adapté aux services symétriques (voix et services de données à bas et moyen débit en mode symétrique)	Plus particulièrement adapté aux services de données en mode paquet, à haut débit et asymétrique
Contrôle de puissance	Contrôle rapide nécessaire pour l'interférence intra cellulaire	Contrôle lent suffisant grâce à la détection conjointe
Transfert intercellulaire	Le « soft handover » est obligatoire	Transfert inter cellulaire normal utilisé dans tous les cas
Complexité du terminal	La fonction critique est celle qui assure le désétalement du signal. Sa complexité varie proportionnellement avec le débit chip et dépend également des caractéristiques de propagation (nombre de multi trajet, vitesse de variation du canal, etc...)	La fonction critique est la détection conjointe, dont la complexité croit avec le nombre de code transmit simultanément sur le même slot. La complexité croit avec le débit de service, et dépend également des caractéristiques de propagation (retard lié aux multi trajets)
Synchronisation entre stations de base	Aucune synchronisation n'est requise	Synchronisation au niveau trame requise
Planification	La couverture d'une cellule varie fortement en fonction du trafic supporté. La planification doit donc prendre en compte couverture et capacité dans un même temps. Pas de plan de fréquence	La couverture d'une cellule est à peu près indépendante du trafic supporté, grâce à la détection conjointe. Couverture et capacité peuvent être planifiées en deux temps. Plan de fréquence nécessaire

Tableau I.3 : Comparaison des modes FDD WCDMA et TDD TD/CDMA

Les communications montantes doivent arriver dans le bon slot de la station de base, car une mauvaise synchronisation pourrait créer des interférences d'un slot à un autre. Contrainte qui n'existe pas en FDD. Pour y faire face, le TDD a défini des temps de garde autour des slot pour absorber les différences de temps de propagation des utilisateurs d'une cellule. Les stations de bases doivent être également synchronisées entre elles, sinon, il pourrait y avoir des interférences entre les slots montants d'une cellule et les slots descendants des cellules voisines, puisque toutes les transmissions sont à la même fréquence.

I.7 Le contrôle de puissance :

Le WCDMA utilise un contrôle de puissance rapide en boucle (Loop Power Control) dans les sens montant et descendant. La procédure de contrôle de puissance constitue une procédure critique qui influe beaucoup sur la qualité de service et la capacité de réseau. L'objectif de cette procédure, est de lutter contre les effets des évanouissements à grande échelle sur le lien montant à l'aide d'un contrôle de puissance lent. Le contrôle de puissance rapide sur les deux liens permet de lutter contre les évanouissements à petit échelle. En effet, la station de base estime le SIR (SIR, Signal-to-Interference Ratio) à partir du signal reçu et commande la puissance d'émission du mobile, ceci sur le lien montant. Sur le lien descendant, la mesure de SIR est effectuée au niveau de récepteur du mobile.

Le contrôle de puissance rapide est sans doute l'aspect le plus important du WCDMA. Sans lui, un seul mobile émettant à une puissance trop élevée pourrait empêcher à tous les autres mobiles de la cellule de communiquer, puisque plusieurs utilisateurs différents émettent dans la même bande de fréquence et que la même fréquence peut être employée en principe dans chaque cellule [HEKA05]. Chaque utilisateur peut être une source d'interférence pour les autres. Donc, il est primordial de mettre en oeuvre un mécanisme qui garantit qu'au niveau de la station de base, la puissance des signaux issus de n'importe quel mobile soit identique à tout instant.

La solution retenue en WCDMA est le contrôle de puissance rapide. Ce contrôle de puissance est utilisé en Uplink et en Downlink (figure I.7), il est basé sur le principe suivant : la station de base réalise des estimations fréquentes du rapport signal à interférence (SIR) et les comparent à la valeur SIR cible. Si la valeur estimée est supérieure à la valeur cible, la station de base demande au mobile de diminuer sa puissance d'émission. A l'inverse, si elle est inférieure, il sera demandé au mobile d'augmenter sa puissance d'émission. Cette opération est normalement réalisée plusieurs fois pour chaque mobile. Cette fréquence élevée permet de prendre en compte n'importe quelle variation d'affaiblissement. Ce contrôle de puissance permet d'assurer que tous les signaux provenant des mobiles d'une cellule sont reçus par la station de base avec une même puissance.

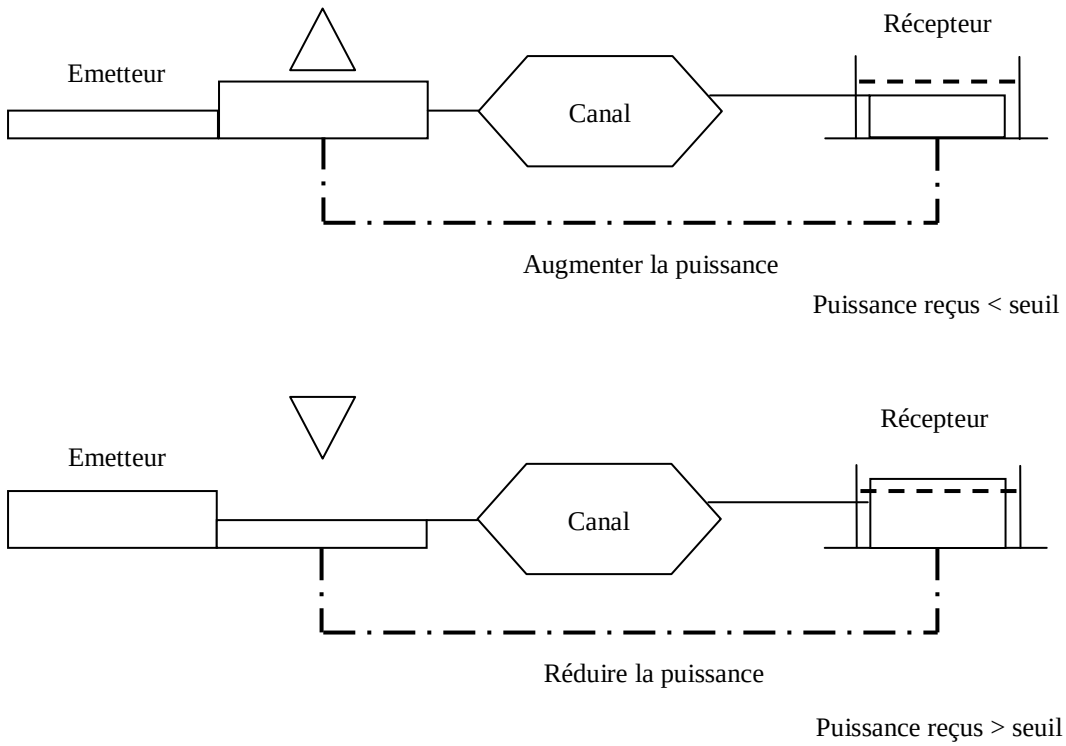


Figure I.7 : Procédure de contrôle de puissance

I.8 La conception de récepteur RAKE :

La fonctionnalité du récepteur RAKE peut être considérée comme une structure de ligne à retard. Cette structure est présentée dans la figure I.8. La ligne à

retard est utilisée pour séparer les phases avec des retards successifs d'une durée d'un chip T_c.

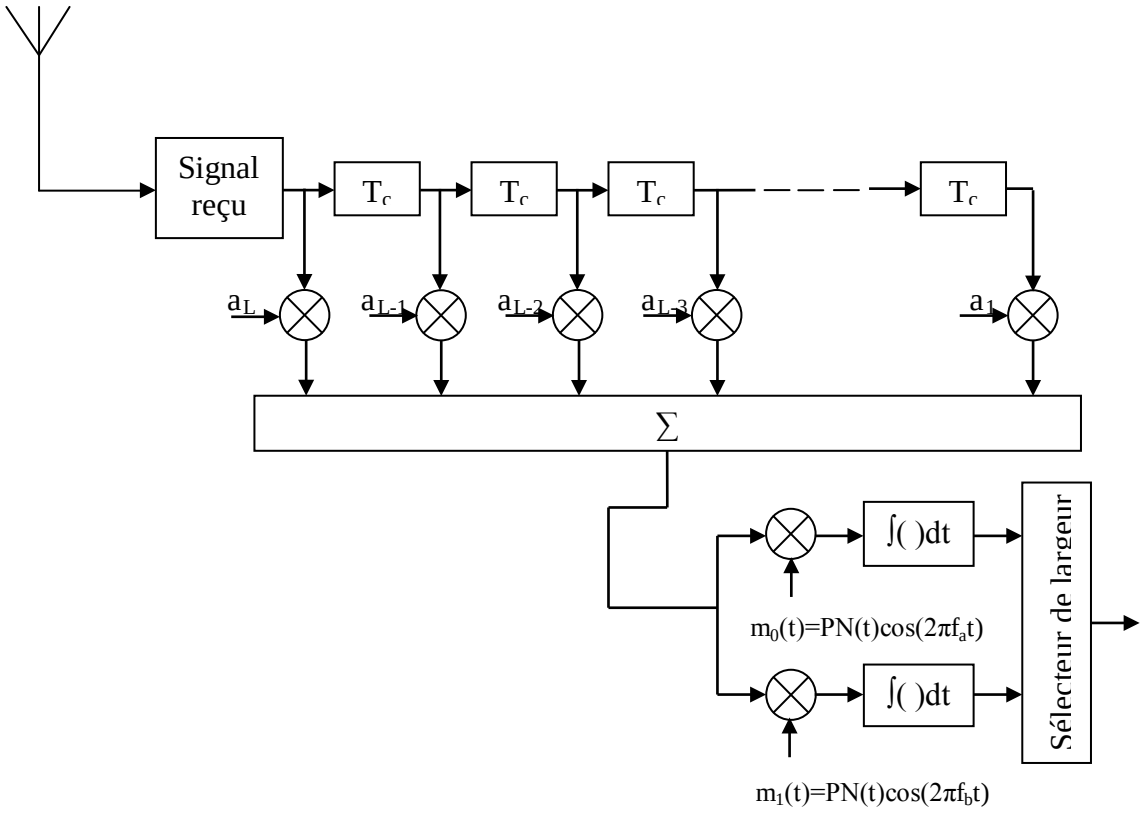


Figure I.8 : L'architecture du récepteur RAKE

La sortie de la ligne à retard est envoyée à une banque de corrélation. Le corrélateur effectue la démodulation de chacune des phases et les combine dans le combineur à ratio maximal. En d'autres termes, nous pouvons dire que le récepteur RAKE essaye de récupérer et de combiner toute l'énergie du signal à partir de toutes les composantes des trajets multiples [HEKA05]. C'est cette structure de ligne à retard qui a donné son nom au récepteur RAKE « récepteur en râteau ».

I.9 Principe de fonctionnement de récepteur RAKE :

Le récepteur RAKE est présenté dans la figure I.9, les signaux de sortie de la ligne à retard sont d'abord combinés à l'aide de la méthode MRC (Maximum Ratio Combiner). Mais avant la combinaison, elles sont évaluées en proportion du gain

estimé (α_n) de cette ligne à retard. Le signal combiné est ensuite démodulé en utilisant un filtre adaptatif.

Le récepteur RAKE utilise un générateur de séquence de types PN en combinaison avec la modulation QPSK (Quadratique Phase Shift Keying) pour développer deux formes d'impulsions orthogonales, appelée « Mark » et « Space » :

$$m_0(t) = PN(t) \cos(2\pi f_a t) \quad \text{Forme d'onde « Space »} \quad (1.2)$$

$$m_1(t) = PN(t) \cos(2\pi f_b t) \quad \text{Forme d'onde « Mark »} \quad (1.3)$$

Où PN(t) désigne une séquence pseudo-aléatoire qui correspond à un code d'étalement, f_a et f_b indiquent respectivement les fréquences porteuses «Mark» et «Space». Ces formes d'impulsions ont été utilisées pour adapter le signal binaire à la forme transmissible. À savoir que les gains de trajets multiples α_n ont été estimés en corrélant les sorties de la ligne à retard avec la somme de $m_0(t)$ et $m_1(t)$.

Les performances finales du récepteur RAKE sont déterminées par la bonne implantation. Cette partie peut être divisée en deux étapes : l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples (Multipath Identificatoin & extraction Stage) et l'étape de combinaison des trajets multiples (Multipaths Combination Stage). La figure I.9 présente un schéma fonctionnel du récepteur RAKE utilisé dans le WCDMA [MAYO09]. Les entrées de récepteur sont les échantillons numériques I/Q (I/Q complexe), et la sortie est le flux de bits récupéré pour chaque utilisateur.

En général, on peut diviser le récepteur RAKE en deux blocs :

1. Le bloc d'extraction et d'identification des trajets multiples : il est composé des doigts du récepteur RAKE, le détecteur des trajets multiples et du générateur de code.
2. Le bloc de combinaison des trajets multiples : il contient le bloc d'estimation complexe de canal (Complex Channel Estimation) et le bloc de combinaison à ratio maximal (Maximal Ratio Combiner).

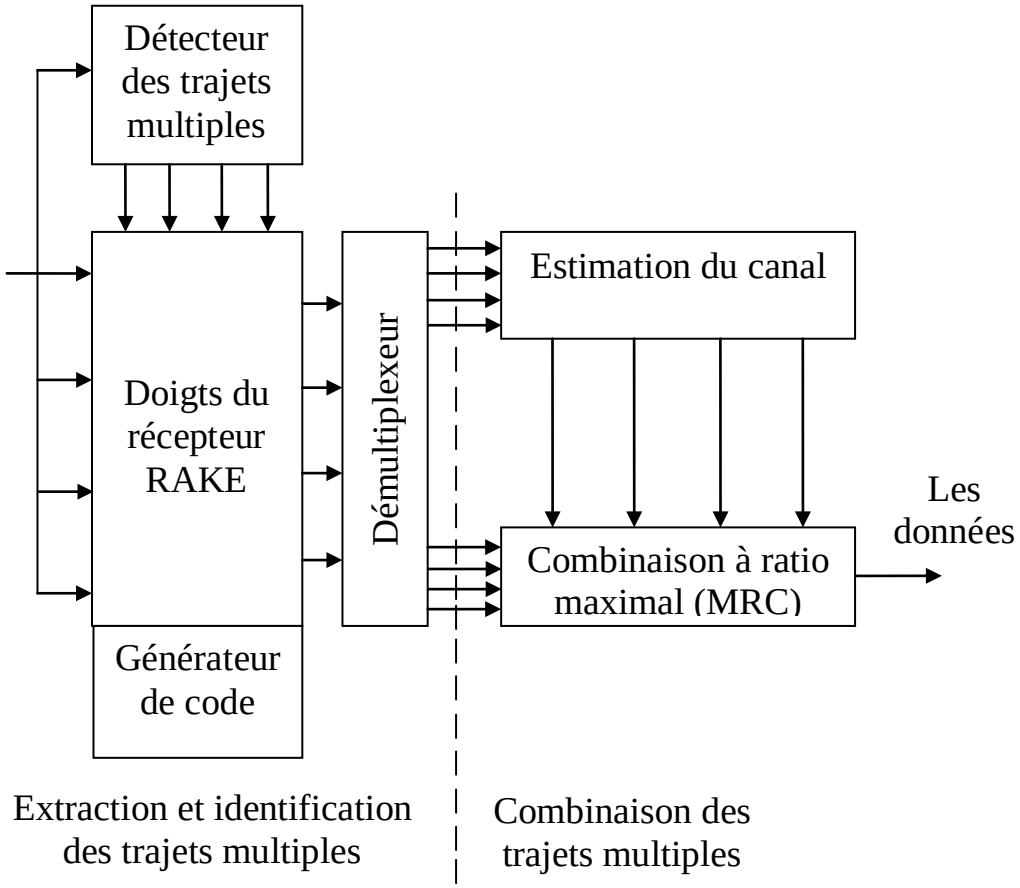


Figure I.9 : Schéma fonctionnel du récepteur RAKE

Il faut noter que si le récepteur est capable de traiter différents canaux pour différents codes par utilisateur, cela exige immédiatement des blocs supplémentaires. C'est-à-dire, pour chaque trajet du signal reçu nous avons besoin d'un doigt séparé du récepteur RAKE, ainsi que pour chaque code d'utilisateur.

I.9.1 Étape d'extraction et d'identification des trajets multiples :

I.9.1.1 Détecteur des trajets multiples :

Par définition, le détecteur des trajets multiples estime le retard et le seuil de chaque composante des trajets multiples. Ce travail de détection de trajet est très important pour l'opération de désétalement de spectre. En fait, dans le récepteur RAKE nous avons besoin d'une estimation des retards très précise, de façon à ce que le générateur de code soit aligné dans le temps avec le signal reçu. La tâche du

détecteur de trajets est divisée en deux parties : la première a pour rôle d'acquérir la synchronisation initiale, et la deuxième de surveiller les changements du canal pour chacun des trajets multiples. Ces tâches sont souvent désignées comme l'acquisition et la poursuite. Dans le système de communication WCDMA, nous arrivons à obtenir la synchronisation initiale à partir du canal de synchronisation (SCh : Synchronous Channel) pendant la procédure de recherche des cellules. Nous pouvons réaliser la poursuite à l'aide des symboles pilotes.

Le détecteur de trajet exécute la corrélation entre les symboles pilotes du signal reçu et les symboles pilotes du signal connu. À la sortie du détecteur des trajets, nous pouvons récupérer les résultats de corrélation, où les pics les plus forts représentent les trajets les plus puissants. En principe, le premier pic fort (la valeur du pic doit dépasser un seuil prédéfini par le système de communication) détermine le premier trajet et le point d'acquisition, les pics suivants déterminent les autres trajets du signal. La distance entre les pics doit être déterminée par rapport au premier pic fort. En fait, les retards entre les pics donnent une mesure du retard pour chaque trajet. En effet, la précision de la valeur du retard (la valeur estimée) est définie par le taux d'échantillonnage. Par exemple, avec un sur-échantillonnage égal à 4, l'estimation peut être faite avec une précision d'un quart de chip.

I.9.1.2 Doigts du récepteur RAKE :

Un récepteur RAKE comporte un ensemble de doigts, et des moyens de combinaison des signaux issus de ces différents doigts. Chaque doigt permet de désétaler le signal reçu selon l'un des différents trajets pris en compte, les différents trajets pris en compte étant déterminés par le détecteur des trajets. Le principal paramètre qui guide les performances et la complexité du récepteur RAKE est le nombre de doigts considérés.

La banque de doigts du récepteur RAKE est l'ensemble des doigts utilisés pour désétaler le signal reçu. Dans chaque doigt, le signal reçu est corrélé avec le code d'étalement sur une période correspondante au facteur d'étalement.

Le nombre de corrélateurs dans le récepteur RAKE dépend du nombre de doigts (c'est-à-dire du nombre de trajets multiples traités) et du nombre de codes par utilisateur ; dans le cas conventionnel nous utilisons un corrélateur pour chaque doigt et un corrélateur pour chaque code de canal (code par utilisateur). Techniquement, le nombre de doigts dans le récepteur RAKE détermine le nombre de trajets multiples que nous pouvons traiter [AJMI04]. Bien évidemment, plus le nombre de doigts est important, plus l'énergie du signal utile est récoltée et plus la capacité du système va augmenter. Mais, en même temps, les blocs nécessaires pour ce traitement vont augmenter, ainsi que l'interférence entre symboles et entre trames. Du point de vue de l'implantation, il est préférable d'utiliser un nombre minimal de doigts à la réception. On trouve habituellement de 4 à 6 doigts dans les récepteurs RAKE conventionnels.

I.9.1.3 Générateur de code :

L'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples nécessite deux générateurs de code (générateur du code de canalisation et du code d'embrouillage). Ces deux générateurs doivent fournir les codes correspondants aux signaux reçus afin de les désétaler correctement. En fait, nous avons besoin d'un générateur de code pour chaque code de canal. Par ailleurs, les générateurs de code de canal peuvent être partagés entre les doigts; de fait, chaque doigt du récepteur RAKE n'a pas nécessairement besoin d'un générateur de code dédié. Mais dans ce cas-là, nous devons changer la phase de chaque code avant de le présenter au doigt. En effet, cette phase dépend du retard fourni au doigt du récepteur RAKE par le détecteur de trajets multiples, c'est-à-dire que le générateur de code utilisé doit avoir une implantation flexible et extensible pour répondre aux différentes demandes des doigts. À savoir que même si les estimations de retard sont fournies avec une précision assez élevée, les gains de traitement seront diminués si le doigt du récepteur RAKE ne peut pas être attribué à la même cadence.

I.9.2 Étape de combinaison des trajets multiples :

I.9.2.1 Estimation de canal :

Dans ce paragraphe, nous étudions la méthode d'estimation de canal. Cette méthode introduit l'estimation lorsque les trajets sont espacés par des retards inférieurs à la durée d'un chip et qu'ils ont un bruit gaussien additif dont la puissance dépend des symboles pilotes.

Comme nous l'avons vu précédemment, les systèmes WCDMA utilisent, en plus du récepteur RAKE, un contrôle de puissance pour contrecarrer les évanouissements. Cette procédure permet de minimiser la puissance à l'émission, ce qui est important pour une liaison montante, car le mobile a un budget de puissance limité par sa batterie. Par ailleurs, cette technique permet de réduire l'interférence entre les utilisateurs transmettant simultanément dans un système WCDMA. La boucle de contrôle de puissance consiste à ajuster la puissance à l'émission afin d'assurer une qualité de service minimale à la réception. Pour cela, le récepteur estime le rapport signal sur bruit pour chaque trame reçue. Il compare cette estimation avec une valeur cible qui garantit un taux d'erreur minimal. Lorsque l'estimation est inférieure à la valeur cible, le récepteur transmet une commande appelée TPC (Transmit Power Control command) qui demande à l'émetteur d'augmenter sa puissance d'un pas constant. Dans le cas contraire, la commande du retour contient de la demande la réduction de la puissance d'émission [MAYO09]. La puissance moyenne à l'émission a été évaluée lorsque le canal est parfaitement estimé, et elle dépend des caractéristiques du canal. Dans ce cas, une transmission sur un canal à trajets multiples avec un contrôle de puissance est équivalente à une transmission sur un canal gaussien. L'effet de l'estimation de canal sur la boucle a été étudié lorsque les trajets sont séparés de plus d'une durée chip. Dans le cas où les retards des trajets sont proches, l'estimation de canal a un rôle important sur le rendement de la boucle de contrôle de puissance. Ce rendement est évalué en termes de puissance moyenne dépensée à l'émission et de probabilité de satisfaction de la qualité de service.

Dans notre système de communication basé sur l'interface d'accès WCDMA, pour combiner les différents trajets de façon raisonnable, le récepteur RAKE a besoin des paramètres de canal, par exemple : le nombre de trajets, leurs positions respectives (dans le temps) et leurs atténuations. Pour cela, les paramètres du canal doivent être estimés et surveillés pendant toute la durée de transmission.

L'estimation de canal est une opération complexe qui détermine les coefficients du canal (les paramètres du canal), c'est-à-dire la phase et l'atténuation de chaque composante des trajets multiples. Bien que la fonctionnalité de l'estimateur de canal soit fortement liée à la fonctionnalité du détecteur de trajets multiples, comme dans le détecteur de trajets multiples nous pouvons acquérir l'amplitude et l'estimation de phase à l'aide des symboles pilotes.

I.9.2.2 Combinaison à ratio maximal (MRC) :

La combinaison linéaire des doigts du récepteur RAKE peut se faire de plusieurs manières. En général, il y a deux manières pour combiner les différents trajets : soit avant l'entrée des doigts (avant la corrélation) soit à la sortie des doigts (après la corrélation). Le récepteur RAKE classique utilise la combinaison à ratio maximal (Maximal Ratio Combiner, MRC) pour combiner les sorties des branches. La combinaison à ratio maximal est facilement appliquée si nous utilisons la méthode de détection présentée dans la section précédente pour déterminer la position des doigts à partir du retard détecté par le détecteur de retard.

D'une part, il faut souligner que la combinaison à l'entrée du récepteur permet de maximiser le rapport de signal/bruit lorsque les éléments combinés ne sont pas corrélés. Par exemple, lorsque la seule source d'interférence présente dans le système est du bruit blanc gaussien, le rapport signal à bruit est maximisé et la combinaison est optimale [SAGl]. Cependant, certaines sources d'interférence entraînent une corrélation entre les doigts du récepteur RAKE, ce qui rend la combinaison à ratio maximal sous-optimale.

D'autre part, la combinaison à ratio maximal à la sortie des doigts du récepteur RAKE est une méthode simple et intuitive. C'est une méthode intuitive parce que la combinaison consiste simplement à ajouter les ensembles de symboles, qui sont décorrélés et stockés, à la sortie des doigts. Mais dans la combinaison à ratio maximale (MRC), il ne faut pas oublier que les phases des symboles doivent être alignées et leurs amplitudes jaugées avant d'être ajoutées. Ceci est fait en fonction des coefficients acquis par l'estimateur de canal. La combinaison à la sortie du récepteur permet de maximiser le rapport de signal sur bruit, parce que le SNR final sera égal à la somme des SNRs des différents trajets multiples. En supposant que les trajets multiples les plus forts ont été indiqués aux doigts du récepteur RAKE, cette méthode de combinaison donne les meilleurs résultats.

I.10 La diversité :

L'objectif des techniques de traitement du signal, dites de diversité, est de pallier les distorsions dues aux évanouissements qui peuvent dégrader l'information temporelle et spectrale du signal. Dans un système de radiocommunications, on parle de diversité lorsque l'on reçoit plusieurs copies indépendantes du signal d'information. Autrement dit, le concept de diversité repose sur la présence de plusieurs copies du signal désiré au récepteur, chacune ayant traversé un trajet différent [SAGl]. De cette manière, on réduit considérablement la probabilité que tous les signaux subissent les effets des évanouissements aux mêmes instants. En effet, si les évanouissements dans les canaux sont suffisamment indépendants, il y a peu de chance qu'un évanouissement important se produise simultanément dans tous les canaux, ce qui permet d'obtenir une qualité de signal reçu plus constante que si on utilisait une seule copie du signal [BEOL]. Il s'agit ensuite d'implémenter un récepteur capable de distinguer et de regrouper les différentes copies d'un même signal afin d'obtenir la meilleure estimation possible du signal. Plusieurs méthodes existent permettant d'obtenir la diversité au niveau du récepteur. Celles-ci sont plus ou moins efficaces.

I.10.1 La diversité temporelle :

Afin de lutter, contre les effets causés par un canal à évanouissements rapides, nous pouvons transmettre un même message à des intervalles de temps différents dont la durée est supérieure au temps de cohérence du canal.

I.10.2 La diversité spatial :

Nous pouvons parler de diversité spatiale, ou de diversité d'antennes, lorsque l'on utilise plus d'une antenne à l'émission où à la réception. Cette technique permet de pallier les effets des évanouissements à court terme. Il y a deux types de diversité spatiale :

- **Diversité en réception** : dans notre cas d'étude, la diversité d'antenne en réception peut être considérée comme un moyen d'accroître la diversité des trajets lorsque l'on utilise un récepteur RAKE.
- **Diversité d'émission :** à l'émission, le principe qui régit la diversité d'antenne est toujours le même ; il consiste à transmettre le signal via des antennes différentes suffisamment espacées afin de décorréler les effets des évanouissements.

Afin de profiter des avantages de la diversité, le récepteur doit pouvoir combiner les différents signaux reçus. La méthode utilisée dans notre travail suppose que les différents signaux devant être combinés sont reçus par les doigts séparés de récepteur RAKE.

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a fait une introduction générale sur le WCDMA. Premièrement on a étudié la technique d'accès multiple à savoir le CDMA. De plus, on a vu le principe d'étalement et de désétalement de spectre suivant la technique DS-CDMA, après on a vu les deux types de multiplexage, le mode FDD pour la WCDMA et TDD pour la TD/CDMA, en suite on a énuméré le principe de fonctionnement du récepteur

RAKE utilisé dans la norme WCDMA et les différents blocs qui les constitues, et enfin on a mentionné la notion de diversité.

CHAPITRE II

La couche physique WCDMA

II.1 Introduction

II.2 Description générale de la couche physique WCDMA

II.3 Les canaux utilisés en WCDMA

II.3.1 Canaux de transport

II.3.1.1 Le canal BCh (Broadcast Control Channel)

II.3.1.2 Le canal FACh (Forward Access Channel)

II.3.1.3 Le canal PCh (Paging Channel)

II.3.1.4 Le canal RACh (Random Access Channel)

II.3.1.5 Le canal CPCh (Common Packet Channel)

II.3.1.6 Le canal DSCh (Downlink Shared Channel)

II.3.2 Canaux de transports nécessaires

II.3.3 Canaux physiques

II.3.3.1 Les canaux Downlink

II.3.3.2 Les canaux Uplink

II.3.4 La correspondance entre les canaux de transports et les canaux physiques

II.4 Structure de la trame d'Uplink

II.5 Structure de la trame de Downlink

II.6 Les taches du récepteur de la liaison montante

II.7 Les taches du récepteur de la liaison descendante

II.8 Étalement de spectre WCDMA

II.8.1 propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre

II.8.2 Code de canalisation

II.8.3 Code d'embrouillage

II.9 Conclusion

II.1 Introduction :

Ce chapitre fournit une description de la couche 1 (également nommée la couche physique) du réseau d'accès radio d'un système WCDMA fonctionnant en mode FDD.

II.2 Description générale de la couche physique WCDMA :

La couche physique regroupe tous les moyens mis en œuvre dans un système de communication pour transmettre les informations d'un émetteur vers un récepteur.

La couche physique de l'interface aire est toujours le principal aspect qui est évoqué lorsqu'on cherche à comparer des systèmes de télécommunication cellulaire. Lorsqu'on considère un seul lien radio entre le terminal et la station de base, la structure de la couche physique a un impact direct sur les performances. Puisque la couche physique définit les limites fondamentales de la capacité des systèmes, il est essentiel d'avoir une faible exigence en terme de rapport signal sur interférence (SIR) afin d'obtenir une capacité de lien suffisante quelle que soient les solutions de codage et de diversité utilisée.

La couche physique a également un impact significatif sur la complexité des équipements, notamment concernant la puissance de traitement large bande des terminaux et des stations de base. La nature large bande de WCDMA, bien qu'elle possède des avantages dans la mise en place de solutions de diversité, pose des problèmes dans son implémentation [TONO06]. Comme les systèmes de troisième génération sont larges bande de point de vue des services, la couche ne peut être conçue qu'autour d'un seul service; Comme la voie, par exemple. Une grande flexibilité est nécessaire pour l'introduction de nouveaux services à la future.

II.3 Les canaux utilisés en WCDMA :

Les données générées par les couches hautes sont transmises sur l'interface air par des canaux de transport (transport Channel) qui s'appuient sur différents canaux physiques (Physical Channel). La couche physique doit pouvoir supporter différents débits afin d'offrir des services de bande passante à la demande, ainsi que multiplexer plusieurs services sur une même connexion.

Chaque canal de transport comporte un indicateur TFI (Transport Format Indicator) à chaque instant les données sont sensées arriver en provenance des couches hautes et à destination de canal de transport. La couche physique combine les informations des indicateurs TFI des différents canaux de transports en un nouveau indicateur, à savoir, l'indicateur TFCI (Transport Format Combination Indicator). L'indicateur TFCI est transmit par le canal physique de contrôle (Physical Control Channel) afin d'informer le récepteur qu'ils ont des canaux de transport actifs au niveau de la trame courante. Dans le cas d'un fonctionnement normal, l'indicateur TFCI est décodé par le récepteur et l'indicateur TFI correspondant à chaque canal de transport actif de la connexion avant de transmettre aux couches hautes. A la réception, les blocs de transport sont restitués aux couches hautes ainsi que des indications relatives aux éventuelles erreurs pour chaque bloc. Les canaux de transport peuvent avoir un nombre de blocs différent et ils ne sont pas nécessaires qu'ils soient actifs à chaque instant [JOCA01].

Un canal physique de contrôle et un ou plusieurs canaux physiques de données (Physical Data Channel) peuvent être codés et multiplexés par la même entité de traitement. Il en résulte ce que l'on appel un canal de transport CCTrCh (Coded Composite Transport Channel). Il peut exister plusieurs canaux CCTrCh pour une connexion donnée, mais un seul canal physique de control est transmis dans ce cas.

L'interface entre la couche physique et les couches hautes provient essentiellement de la méthode de spécification (figure II.1). Elle intervient peu au niveau de l'implémentation du terminal dans lequel toutes les couches sont générées par un seul équipement.

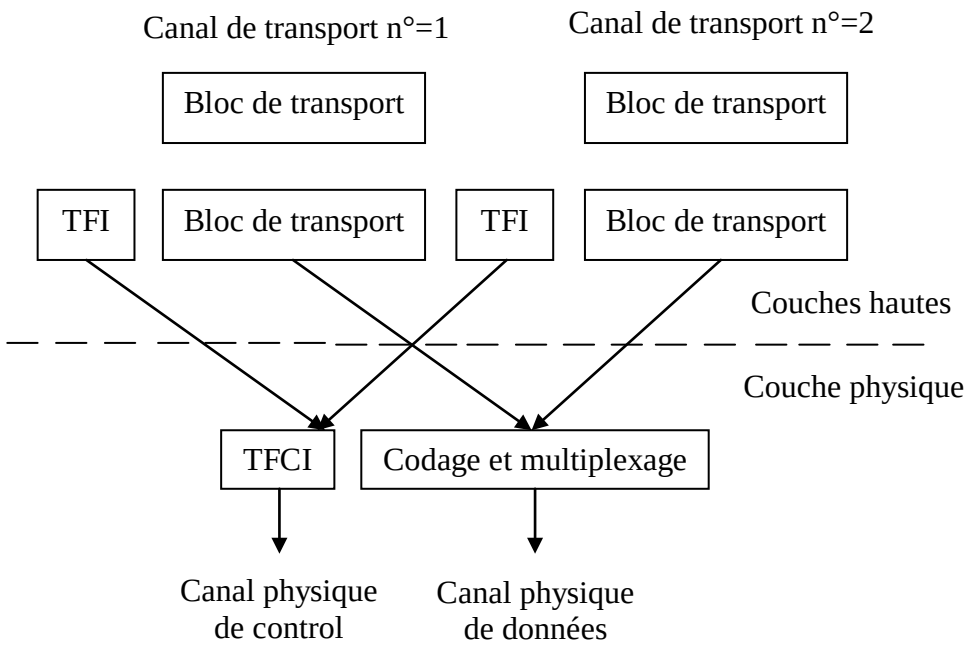


Figure II.1 : Interface entre la couche physique et les couches hautes

II.3.1 Canaux de transport :

Les canaux de transport sont des services offerts par la couche physique aux autres couches. Ils permettent de distinguer les différents types d'information circulant dans le système .On distingue deux types de canaux de transport : les canaux dédiés (Dedicated Channel) et les canaux communs (Common Channel). La principale différence entre eux réside dans le fait qu'un canal commun est une ressource partagée pour différents utilisateurs d'une même cellule alors qu'un canal dédié est une ressource identifiée par un certain code ou une certaine fréquence réservée a un seul utilisateur.

Il existe un seul canal de transport dédié, le DCh (Dedicated Channel). C'est un canal Uplink ou Downlink qui est transmis dans toutes les cellules et qui véhicule les informations dédiées à un utilisateur donné.

Ce canal de transport dédié véhicule toutes les informations provenant des couches situées au-dessus de la couche physique et destinée à un utilisateur donné. Cela inclut aussi bien les données correspondantes au service utilisé que des

informations de contrôle issues des couches hautes. La nature des informations transmises n'est pas visible au niveau de la couche physique.

En ce qui concerne les canaux de transport communs, il en existe six types de canaux comme il est présenté sur le tableau II.1.

Canal de transport commun	**Lien**	**Fonction**
Broadcast Control Channel (BCh)	Downlink	Diffusion
Forward Access Channel (FACh)	Downlink	Information de control
Paging Channel (PCh)	Downlink	Information nécessaire à la procédure de Paging
Random Accces Channel (RACh)	Uplink	Informations de contrôle
Common Paquet Channel (CPCh)	Uplink	Transmettre des paquets de données
Downlink Shared Channel (DSCh)	Downlink	Transmettre des informations de control dédié

Tableau II.1 : Canaux de transport communs

II.3.1.1 Le canal BCh (Broadcast Control Channel) :

Le canal BCh ou le canal de diffusion est un canal de transport utilisé pour transmettre des informations spécifiques au réseau d'accès ou à une cellule donnée. Les données les plus fréquemment nécessaires dans tout type de réseau mobile sont les codes d'accès aléatoires disponibles ou les slots d'accès disponibles au niveau de la cellule, ou encore, les méthodes de diversité en transmission utilisées avec d'autres

canaux pour une cellule donnée. Le terminal ne peut pas s'inscrire dans une cellule s'il n'a pas la possibilité de décoder ce canal BCh. C'est pour cela que la puissance de ce canal est généralement élevée afin qu'il puisse être capté par l'ensemble des utilisateurs de la cellule.

II.3.1.2 Le canal FACh (Forward Access Channel) :

Le canal FACh (Forward Access Channel) est un canal de transport du sens descendant qui véhicule des informations de contrôle aux terminaux localisés dans une cellule donnée. C'est par exemple le cas après qu'un message de demande d'accès aléatoire (Random Access) a été reçu, de la part d'un terminal, par la station de base. Il est également possible de transmettre des données par paquet sur le canal FACh. Il peut y avoir plus d'un canal FACh par cellule [JOCA01]. L'un des canaux FACh doit cependant avoir un débit relativement faible afin qu'il puisse être reçu par l'ensemble des utilisateurs de la cellule. Lorsqu'il y a plus d'un canal FACh par cellule, les canaux FACh supplémentaires peuvent avoir un débit plus élevé. Le canal FACh n'utilise pas le contrôle de puissance et les messages transmis doivent comprendre des informations d'identification afin d'assurer leur réception correcte.

II.3.1.3 Le canal PCh (Paging Channel) :

Le canal PCh (Paging Channel) est également un canal de transport du sens descendant assurant le transport des informations nécessaires à la procédure de paging lorsque le réseau souhaite initier une communication avec un terminal. Le plus simple exemple est le cas d'un appel voix vers un terminal le réseau transmet alors un message de paging grâce au canal PCh sur toutes les cellules de la zone de localisation où est sensé de trouver le terminal que le réseau d'accès souhaite joindre. Ce message de paging est alors transmis sur une ou plusieurs cellules, selon la configuration du système et celle des zones de localisation [JOCA04]. Les terminaux doivent bien évidemment pouvoir recevoir l'information de paging dans toute la cellule. Notons que la configuration du canal de paging affecte directement sur la consommation d'énergie des terminaux en mode veille. Moins le récepteur du

terminal à écouter le canal PCh pour savoir si un message de paging lui est destiné, plus la batterie du terminal aura une durée de vie importante en mode veille.

II.3.1.4 Le canal RACh (Random Access Channel) :

Le canal RACh (Random Access Channel) est un canal de transport du sens montant qui est utilisé pour transporter des informations de contrôle provenant du terminal, telles que les demandes d'établissement de connexion. Il peut être utilisé également pour transmettre une faible quantité de données par paquet du terminal vers le réseau [JUKO01]. Pour un fonctionnement correct, le canal RACh doit bien évidemment être reçu par la station de base quelle que soit la localisation du terminal dans la cellule, cela implique que le débit utilisé sur ce canal doit être suffisamment faible, du moins pour les premières procédures d'accès et de contrôle.

II.3.1.5 Le canal CPCh (Common Packet Channel) :

Le canal CPCh (Common Packet Channel) est une extension du canal RACh qui permet de transmettre des données utilisateur par paquet dans le sens montant. Le canal correspondant sur le sens descendant est le canal FACh. Au niveau de la couche physique, la principale différence qui réside entre les canaux CPCh et RACh est que le premier utilise le contrôle de puissance, un mécanisme de détection de collision ainsi qu'une procédure de gestion d'état CPCh. La transmission sur le canal CPCh peut être maintenue sur un grand nombre de trames alors que celle s'appuyant sur le canal RACh ne peut excéder une ou deux trames.

II.3.1.6 Le canal DSCh (Downlink Shared Channel) :

Le canal DSCh (Downlink Shared Channel) est un canal de transport du sens descendant permettant de transporter des informations utilisateur ou des informations de contrôle dédiées. Il peut cependant être partagé par plusieurs utilisateurs. A certains égards, ce canal est similaire au canal FACh, mais le canal DSCh utilise le contrôle de puissance aussi bien qu'un débit qui peut varier d'une trame à l'autre. Le canal DSCh peut ne pas être reçu dans toute la cellule et peut

utiliser les différentes méthodes de diversité de transmission utilisées par le canal associé DCh. Le canal DSCh est toujours associé à un canal DCh du sens descendant.

II.3.2 Canaux de transports nécessaires :

Les canaux RACh, FACh et PCh sont les trois canaux communs de transport nécessaires au bon fonctionnement du système. L'utilisation des canaux DSCh et CPCh reste, quant à elle, optionnelle.

II.3.3 Canaux physiques :

La WCDMA définit deux canaux physiques dédiés dans les deux liaisons :

- Canal physique dédié de données (DPDCh : Dedicated Physical Data Channel) : Pour porter des données dédiées produites aux couches hautes.
- Canal physique dédié de commande (DPCCh : Dedicated Physical Control Channel) : pour porter l'information de commande de la couche physique.

Chaque connexion est assignée par un DPCCh et un ou plusieurs DPDChs. En plus, on a les canaux physiques communs définis comme suite [ROLL02].

II.3.3.1 Les canaux Downlink :

- ✓ Canaux physique communs de pilot primaire et secondaire (P-CPICh : Primary Common Pilot Channel, S-CPICh : Secondary Common Pilot Channel).
- ✓ Canaux physiques communs de commande primaire et secondaire pour le Downlink (P-CCPCh : Primary Common Control Physical Channel, S-CCPCh : Secondary Common Control Physical Channel).
- ✓ Canaux de synchronisation primaire et secondaire (P-SCh : Primary Synchronous Channel, S-SCh : Secondary Synchronous Channel).

- ✓ Canal physique de control PDSCh (Physical Downlink Shared Channel).
- ✓ Canal physique de l'indicateur d'acquisition AICh (Acquisition Indicator Channel).
- ✓ Canal physique de l'indicateur de paging PICh (Paging Indicator Channel).
- ✓ Le canal AP-AICh (Access Preamble Acquisition Indicator Channel).
- ✓ Le canal CD/CA-ICh (Collision-Detection/Channel-assignment Indicator Channel).

II.3.3.2 Les canaux Uplink :

- ✓ Le canal physique d'accès sélectif (PRACh : Physical Random Access Channel).
- ✓ Le canal PCPCh (Physical Common Packet Channel).

II.3.4 La correspondance entre les canaux de transports et les canaux physiques :

Les différents canaux de transport que nous venons d'aborder s'appuient sur différents canaux physiques. La correspondance entre ces canaux de transport et canaux physiques est donnée dans la figure II.2.

Notons que le canal de transport DCh s'appuie sur deux canaux physiques. Le canal physique DPDCh (Dedicated Physical Data Channel) transporte les informations des couches hautes ainsi que les données utilisateur alors que le canal physique DPCCh (Dedicated Physical Control Channel) véhicule les informations de contrôle nécessaire à la couche physique. Ces deux canaux dédiés sont essentiels au support de débits variables au niveau de la couche physique. Le débit du canal DPCCh est par contre constant alors que celui du canal DPDCh peut varier d'une trame à l'autre.

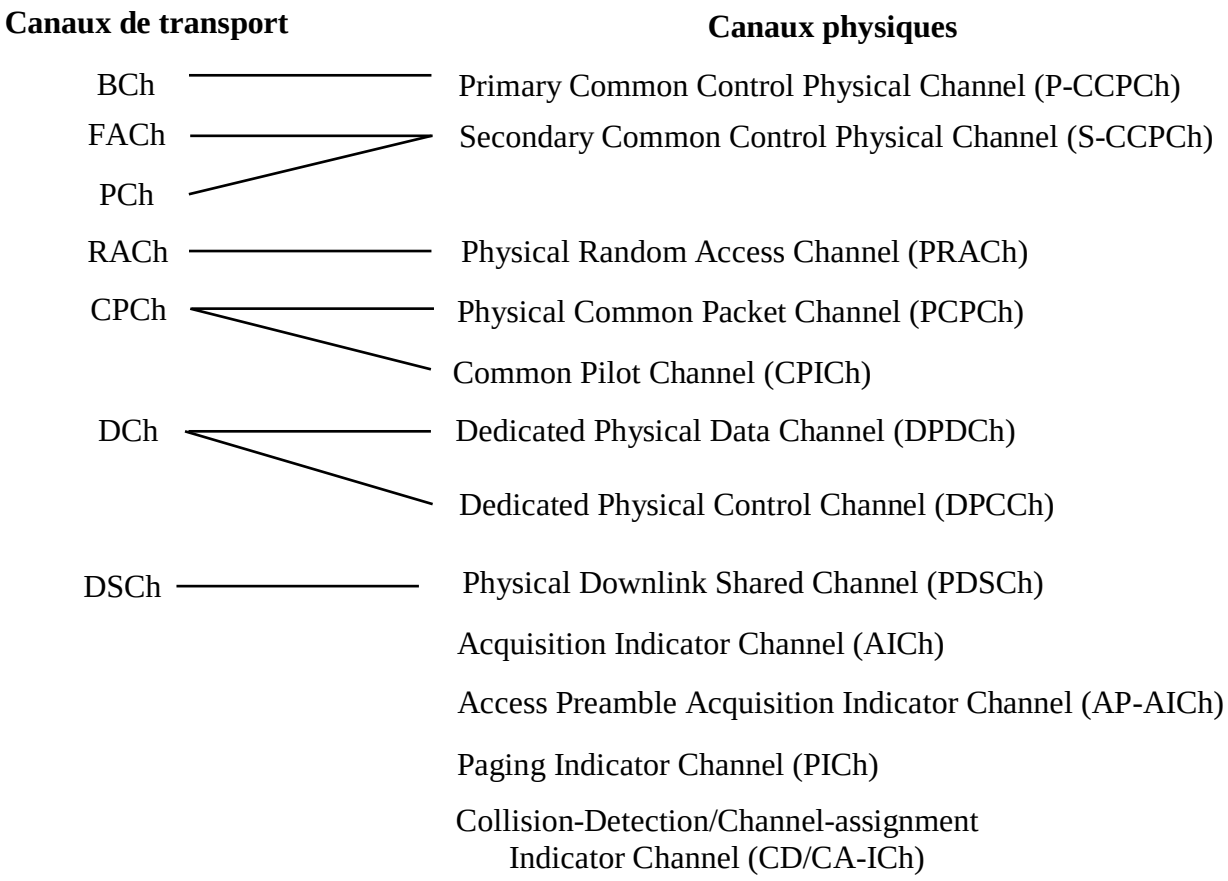


Figure II.2 : Correspondance entre les canaux de transport et les canaux physiques

II.4 Structure de la trame d'Uplink :

Le canal DPCCh a un code fixe de rang 512, alors que le canal DPDCh peut avoir un code variable d'une trame à l'autre avec des SF allant de 4 à 512. On peut ainsi faire varier le débit des données d'un utilisateur en changeant le code OVSF du canal DPDCh [JOCA01]. De plus, il y a toujours un seul canal de contrôle, mais le nombre de canaux de données peut aller plus, permettant ainsi d'augmenter le débit des données.

Le canal DPCCh utilise une structure à 15 slots sur une durée de trame radio de 10 ms (figure II.3). Cela représente une longueur de slot de 5120 chips, soit environ 666.67 μs. Chaque slot possède quatre champs utilisé pour transmettre les bits de contrôle :

- Pilot : ce sont n bits connus de l'émetteur et du récepteur et qui permettent l'estimation du canal de propagation qui affecte la trame radio lors de la démodulation en réception.
- Transport Format Combination Indication (TFCI) : il précise le code OVSF et le multiplexage des canaux de transport.
- Feedback Information (FBI) : il indique si on opère en mode de diversité de transmission.
- Transmit Power Control (TPC) : commande de puissance.

Les champs FBI et TFCI peuvent être constitués de 1 ou plusieurs bits ou même être absents. Les champs pilot et TPC sont toujours présents mais leurs longueurs varies en fonction des celles des champs FBI et TFCI, si bien que le slot DPCCh est toujours complètement utilisé.

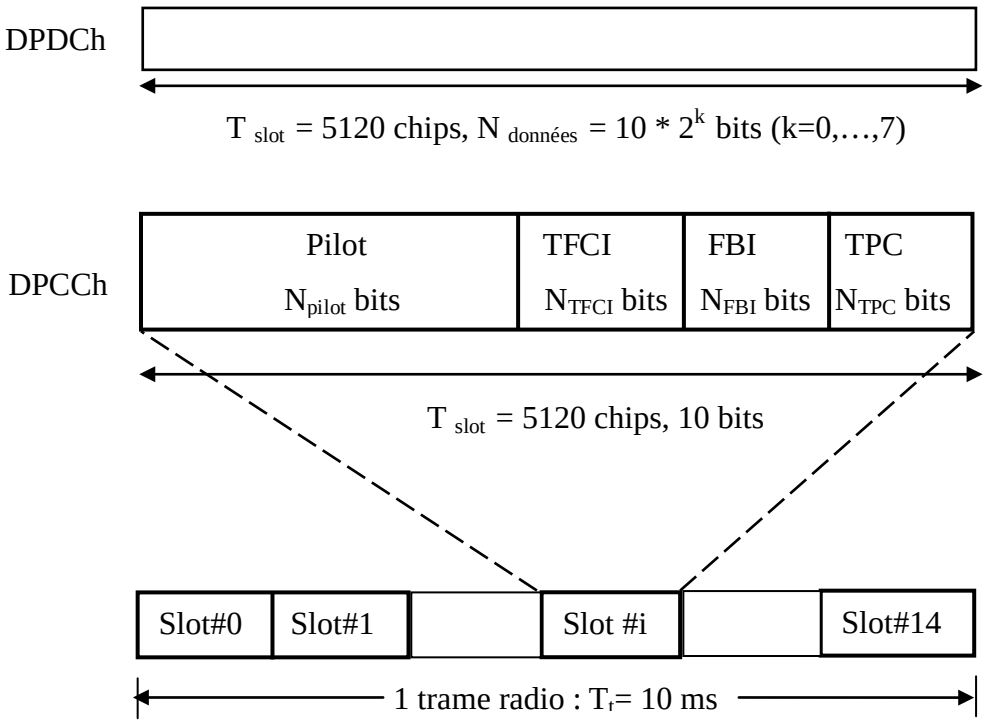


Figure II.3 : Structure de la trame radio pour le sens montant

Lorsque des débits utilisateurs plus élevés sont nécessaires, il faut utiliser des canaux en parallèle. Il est possible d'utiliser jusqu'à sept codes en parallèle.

Il est préférable de transmettre avec un seul canal DPDCh [JOCA04], le débit maximum des données utilisateurs pour un seul code provient directement de débit maximum de canal.

Le paramètre k sur la figure II.3 détermine le nombre de bits dans chaque slot. Le facteur d'étalement peut s'étendre de 4 à 512 selon la formule suivante :

$$SF = \frac{512}{2^k} \qquad (k = 0, \dots, 7) \tag{2.1}$$

II.5 Structure de la trame de Downlink :

Le canal dédié Downlink est transmis sur le canal physique DPDCh (Dedicated Physical Data Channel). Ce canal dédié DCh applique un multiplexage temporel sur les informations de contrôle et les données utilisateurs [JOCA01].

Le facteur d'étalement utilisé pour le débit maximum détermine le code de canalisation a réservé. La transmission à un débit variable peut être implémentée selon l'une des deux façons suivantes :

- Dans le cas ou l'indicateur TFCI est absent, les positions des bits DPDCh dans la trame sont fixées. Comme le facteur d'étalement est également toujours fixe dans le canal Downlink DCh (Dedicated Channel). les débits faibles sont implémentés grâce à une transmission discontinue réalisée en interrompant périodiquement la transmission.

- Dans le cas ou l'indicateur TFCI est disponible, il est possible d'utiliser des positions variables, dans ce cas, c'est le réseau qui doit sélectionner le mode de fonctionnement a utilisé. Avec des positions variables, il est possible de conserver une transmission continue.

La figure II.4 montre la structure principale de la trame des canaux physiques consacrés par le Downlink. Comme dans l'Uplink, chaque trame a une durée de 10 ms est coupée en 15 slots. Chaque slot est formé par 5120 chips.

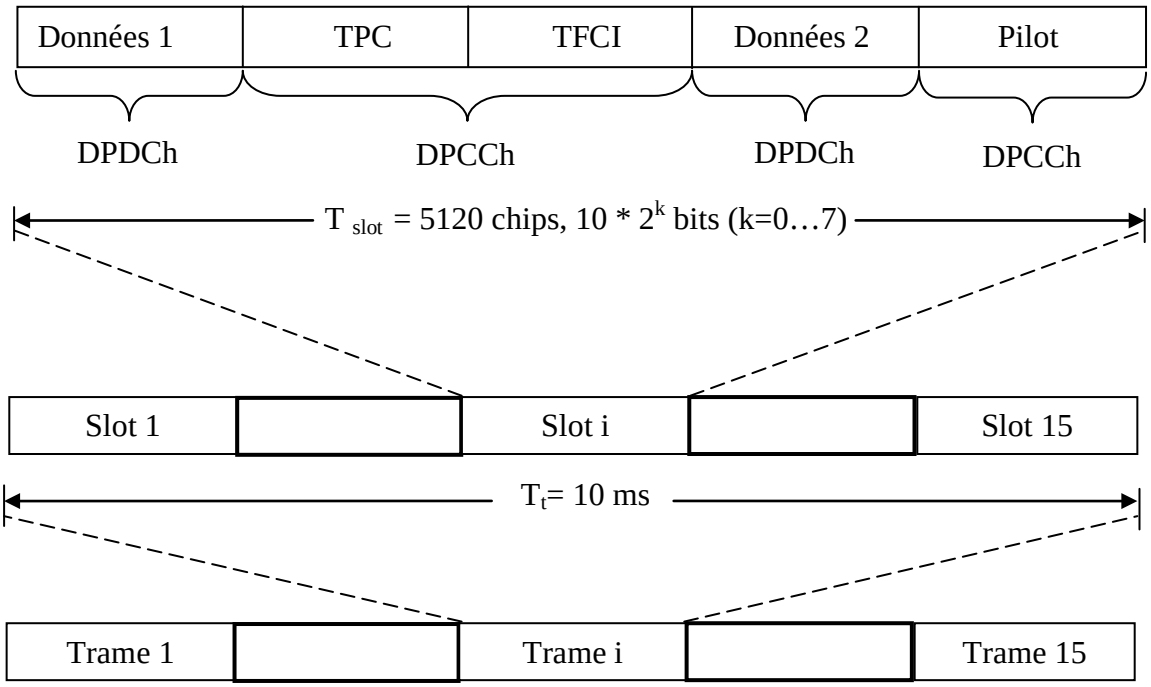


Figure II.4 : Structure de la trame pour le sens descendant

Le facteur d'étalement a ainsi une gamme de 4 à 512. Les différents champs de la trame Downlink possèdent des significatives semblables à ceux dans la trame Uplink.

II.6 Les taches du récepteur de la liaison montante :

Le récepteur Uplink situé au niveau de la station de base doit réaliser les taches suivantes lorsqu'il reçoit les signaux d'un terminal [HEKA05]:

- Le récepteur commence à recevoir la trame et désétaler le DPCCh puis mémorise le DPDCh en fonction de débit.

- Pour certain slots, le récepteur doit :
  - ✓ Estimer le canal à partir des bits pilot du DPCCh.

- ✓ Estimer le Ratio SIR à partir des bits pilot de chaque slot.
- ✓ Envoyer la commande TPC au terminal afin qu'il puisse contrôler sa puissance d'émission.
- ✓ Décoder les bits TPC de chaque slot et ajuster la puissance d'émission de la station de base.

- Tous les deux ou les quatre slots :
  - ✓ Décoder les bits FBI, s'ils sont présents, et ajuster les phases des antennes utilisées en diversité ainsi que leurs amplitudes, selon la méthode de diversité utilisée.

- Pour chaque trame de 10 ms :
  - ✓ Décoder l'indicateur TFCI afin d'obtenir le débit et les paramètres permettant le décodage de DPDCh.
  - ✓ Pour chaque intervalle TTI (Transmission Time Interval) qui correspond à la période d'entrelacement décoder les données de canal DPDCh.

II.7 Les taches du récepteur de la liaison descendante :

Le récepteur Downlink réalise les mêmes taches que celles du récepteur Uplink, à part les exceptions suivantes :

- Dans le sens descendant le facteur d'étalement du canal dédié est constant comme pour les canaux communs. La seule exception est le canal DSCh (Downlink Shared Channel) qui autorise un facteur d'étalement variable.

- Sur le sens descendant, un canal commun pilot est disponible en plus des bits pilot du canal DPCCh. Les bits de ce canal commun pilot peuvent être également utilisés pour l'estimation du canal.

- La transmission dans le sens descendant peut utiliser plusieurs antennes dans le cas de la diversité d'espace. Le récepteur effectue l'estimation du canal a

partir des données issues des antennes et par conséquent doit réunir les données désétalées en provenance des antennes [TONO06]. Notant que l'impact de cette fonction supplémentaire est faible sur la complexité des terminaux.

II.8 Étalement de spectre WCDMA :

Dans cette section nous présentons la partie qui nous intéresse, c'est-à-dire l'étalement de spectre qui contient deux opérations essentielles : la première opération est la « canalisation » (channelization) ; cette opération transfère tous les symboles de données aux chips par la multiplication du chaque bit d'information par une séquence du code orthogonal, ce qui augmente la largeur de bande du signal. En fait, la longueur de cette séquence de bits est appelée facteur d'étalement (SF, spreading factor). Le code utilisé (appelée code de canalisation) doit réaliser l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du canal physique. La deuxième opération est l'embrouillage, cette dernière est appliquée sur le signal étalé sans affecter sa largeur de bande. Le code utilisé (appelé code d'embrouillage) permet à une station de base de différencier sur la voie montante les utilisateurs sous son contrôle, et aux utilisateurs d'identifier les stations de base. En général, les codes utilisés pour les deux opérations d'étalement de spectre (canalisation et embrouillage) doivent avoir une bonne propriété de corrélation.

II.8.1 propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre :

Les systèmes de communication utilisant l'étalement de spectre offrent une efficacité de spectre très élevée grâce à leurs capacités et leurs possibilités d'attribuer une largeur de bande à chaque utilisateur. Mais en considérant que les procédures d'étalement et de désétalement ayant lieu respectivement dans l'émetteur et dans le récepteur de ces systèmes sont des opérations idéales.

Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation, et plus de ces systèmes sont des opérations idéales. Ce n'est pas le cas en pratique, car les propriétés des codes utilisés ajoutent une série d'imperfections

susceptibles de dégrader le contenu spectral précisément par leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. En pratique, les codes d'étalement possèdent de bonnes propriétés de corrélation si chaque signal étalé n'est pas corrélé avec les autres signaux de la même bande, c'est-à-dire que la séquence pseudo-aléatoire est différente pour chaque utilisateur, pour ne perdre aucune information pendant l'émission, la transmission et la réception. En effet, le système de communication doit être capable de traiter la demande de différents utilisateurs; pour cela il doit être capable d'assurer les différents services des utilisateurs. Dans un canal de transmission, chaque utilisateur occupe une bande de fréquence, mais il existe une interférence entre les utilisateurs, et cette interférence détermine la capacité du canal dans le système de communication [MAYO09].

Les codes utilisés pour l'étalement de spectre doivent être orthogonaux dans le cas idéal. Si nous avons cette propriété pour l'intercorrélation et l'autocorrélation de codes, nous allons d'une part réduire les effets de la propagation par trajets multiples et l'interférence entre symboles ISI (Inter-Symbol Interference), et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple (MAI, Multiple Access Interference).

Du point de vue statistique, l'autocorrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit, le code « c_i » de longueur « M » telle que « $c_i = [c_i(0), c_i(1), ..., c_i(M-1)]$ ». La fonction d'autocorrélation $Rc_i(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$Rc_i(t) = \sum_{K=0}^{M-1-t} c_i(K)\, c_i(K+1) \qquad (2.2)$$

Par ailleurs, l'intercorrélation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'intercorrélation «$Rc_ic_j(t)$» de deux codes « c_i » et « c_j » de longueur « M » tels que $c_i = [c_i(0), c_i(1), ..., c_i(M-1)$ et $c_j = [c_j(0), c_j(1),..., c_j(M-1)]$, s'écrit :

$$Rc_i c_j(t) = \sum_{K=0}^{M-1-t} c_i(K)\, c_j(K+1) \qquad (2.3)$$

Les éléments des codes dans les deux précédentes expressions (2.2) et (2.3) ont la valeur « +1 » ou «-1 ». Cette notation, appelée notation polaire, est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques.

Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que présentent des codes caractérisés par une autocorrélation qui satisfait « $Rc_i(t)=0$ » pour « $t\neq0$ », avec « $Rc_i(0)=M$ » et par une fonction d'intercorrélation nulle « $Rc_i c_j(t) =0$ » pour toute « t ». En effet, les codes ayant une fonction d'intercorrélation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs transmettant en même temps, sur la même fréquence, mais avec des codes distincts. Par ailleurs, une fonction d'autocorrélation nulle pour « $t\neq0$ », permettrait d'annuler l'interférence causée par les trajets multiples.

Si la fonction d'intercorrélation entre deux codes différents « c_i » et « c_j » satisfait « $Rc_i c_j(0)=0$ », on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un résidu d'intercorrélation apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et ceux des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à l'interférence d'accès multiple (MAI). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée.

II.8.2 Code de canalisation :

Les codes de canalisation, appelés aussi codes orthogonaux, rendent possible le passage de symboles aux chips, c'est-à-dire d'un signal en bande étroite à un signal en large bande. La fonction d'étalement est accomplie en multipliant la partie réelle (voie I) et imaginaire (voie Q) de chaque symbole d'information par le code de canalisation alloué à l'utilisateur et dont la taille est égale au facteur d'étalement «SF»

[JUKO01]. Ce code peut être le même pour chaque voie suivant que l'on se place dans la voie montante ou dans la voie descendante.

Dans la voie descendante, il est possible d'utiliser des codes de canalisation orthogonaux pour identifier les utilisateurs, car la station de base décide du moment où l'information est transmise vers les stations mobiles (les signaux étalés sont synchrones). Dans la voie montante, la transmission depuis les mobiles vers la station de base n'est pas synchronisée et les signaux qui ont été étalés grâce aux codes de canalisation ne sont plus orthogonaux d'un utilisateur à l'autre. Aussi, on préfère employer dans cette voie des codes d'embrouillage pour distinguer les utilisateurs en raison de leurs propriétés d'intercorrélation qui sont supérieures à celles des codes de canalisation. D'ailleurs, dans la voie montante, des utilisateurs différents dans une même cellule peuvent utiliser un même code de canalisation pour transmettre : c'est le code d'embrouillage qui les identifie.

II.8.3 Code d'embrouillage :

Le signal étalé par les codes de canalisation est multiplié chip par chip par un autre code dit code d'embrouillage. Ce code fait partie des codes pseudo-aléatoires dont les propriétés d'intercorrélation sont supérieures à celles obtenues par les codes de canalisation [JUKO01].

Dans la voie descendante, les codes d'embrouillage permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule. L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statiques de l'interférence proches de celles d'un bruit gaussien, sachant que cette interférence est provoquée par les cellules voisines émettant sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis.

Dans la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés non seulement pour améliorer les propriétés statistiques des codes de canalisation, mais aussi pour différencier les utilisateurs présents dans une même cellule.

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté les canaux de transport et les canaux physiques utilisés dans le WCDMA ainsi que la correspondance entre elles. Ensuite, on a analysé la structure de la trame transmise dans chaque sens (Uplink et Downlink), en précisant les taches effectuées par chaque station (la station de base et la station mobile). Ainsi on a étudié les codes utilisés pour l'étalement du spectre.

CHAPITRE III

Le modèle de simulation

III.1 Introduction

III.2 Description générale de système de transmission WCDMA (Downlink et Uplink)

III.3 La chaîne d'émission

III.3.1 Etalement du spectre

III.3.1.1 Etalement et modulation en Uplink (liaison montante)

III.3.1.2 Etalement et modulation en Downlink (liaison descendante)

III.3.2 Génération des codes de canalisation

III.3.3 Génération des codes d'embrouillage

III.3.4 L'embrouillage

III.3.5 Modulation QPSK

III.3.6 IFFT

III.3.7 Le codeur STBC

III.4 La chaîne de réception

III.4.1 Le décodeur STBC

III.4.2 FFT

III.4.3 La démodulation QPSK

III.4.4 Le filtre à impulsion adaptée

III.4.5 Récepteur RAKE

III.5 Le modèle de canal de propagation

III.5.1 Modélisation

III.5.2 Les trajets multiples

III.5.2.1 Etalements des retards

III.5.2.2 Distorsion d'amplitudes

III.5.2.3 L'effet Doppler

III.6 Conclusion

III.1 Introduction :

Ce chapitre décrit le modèle de simulation que nous avons conçue pour évaluer les performances en terme de taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) dans les situations des deux liaisons radio Uplink et Downlink d'un système CDMA à large bande (WCDMA). Le bruit blanc gaussien additif (AWGN : Additive White Gaussian Noise) est introduit au niveau du canal. L'évaluation du BER en fonction du rapport (E_b/N_0) est faite suivant plusieurs paramètres (facteur d'étalement SF, le nombre d'utilisateur K,…). Dans notre simulation on a inclus essentiellement la modélisation de canal de propagation radio en présence des multi-trajets.

III.2 Description générale de système de transmission WCDMA (Downlink et Uplink) :

Les figures III.1 et III.2 montrent des schémas simplifiés des chaînes de transmission Uplink et Downlink respectivement basées sur la technique WCDMA, où chaque bloc que se soit de l'émetteur ou de récepteur pour les deux liaisons a été implémenté d'une façon indépendante de l'autre en utilisant l'approche modulaire. Notons que les différences entre les deux sens ont été mentionnées dans les paragraphes ci-après.

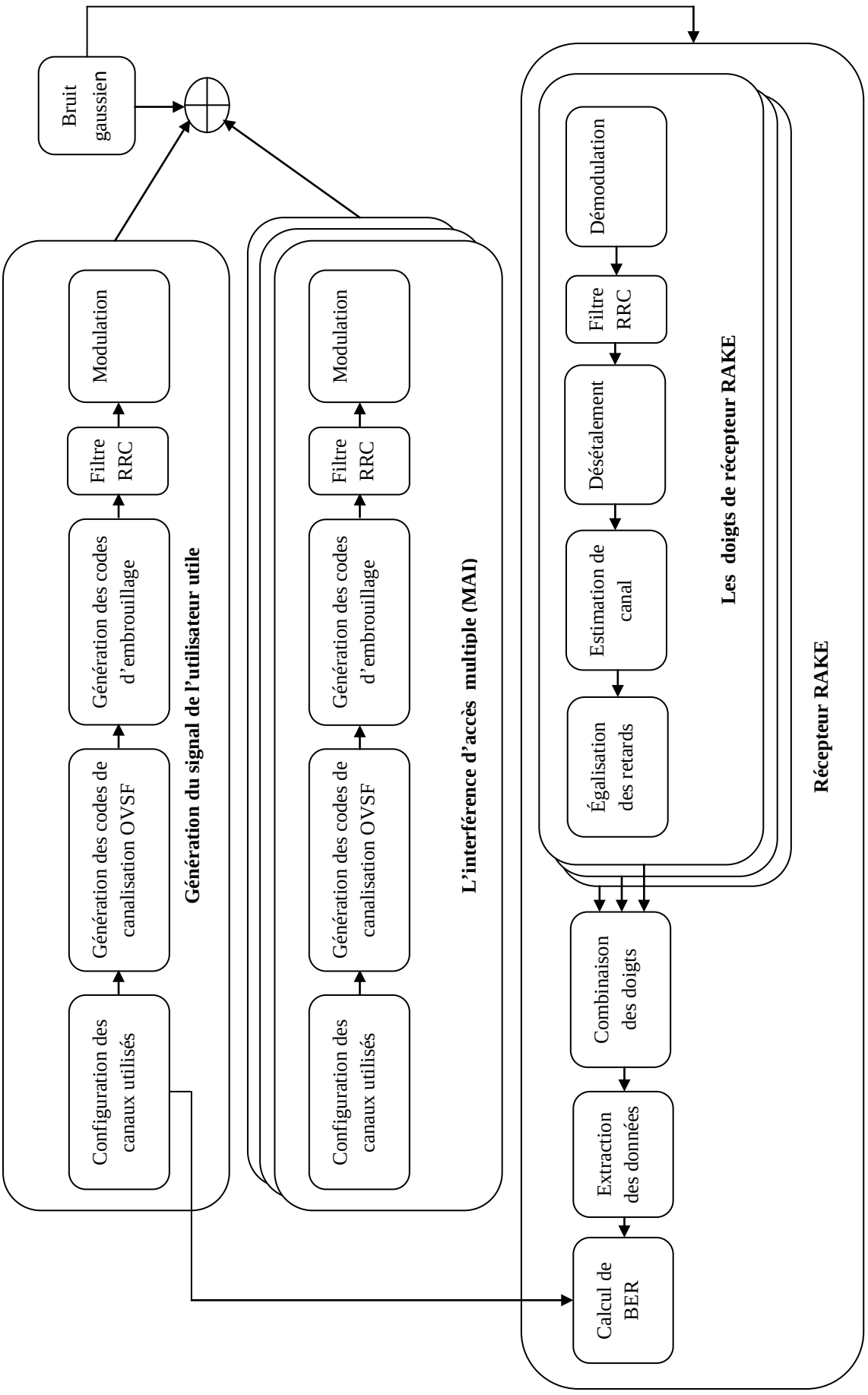


Figure III.1 : La chaîne de transmission d'Uplink

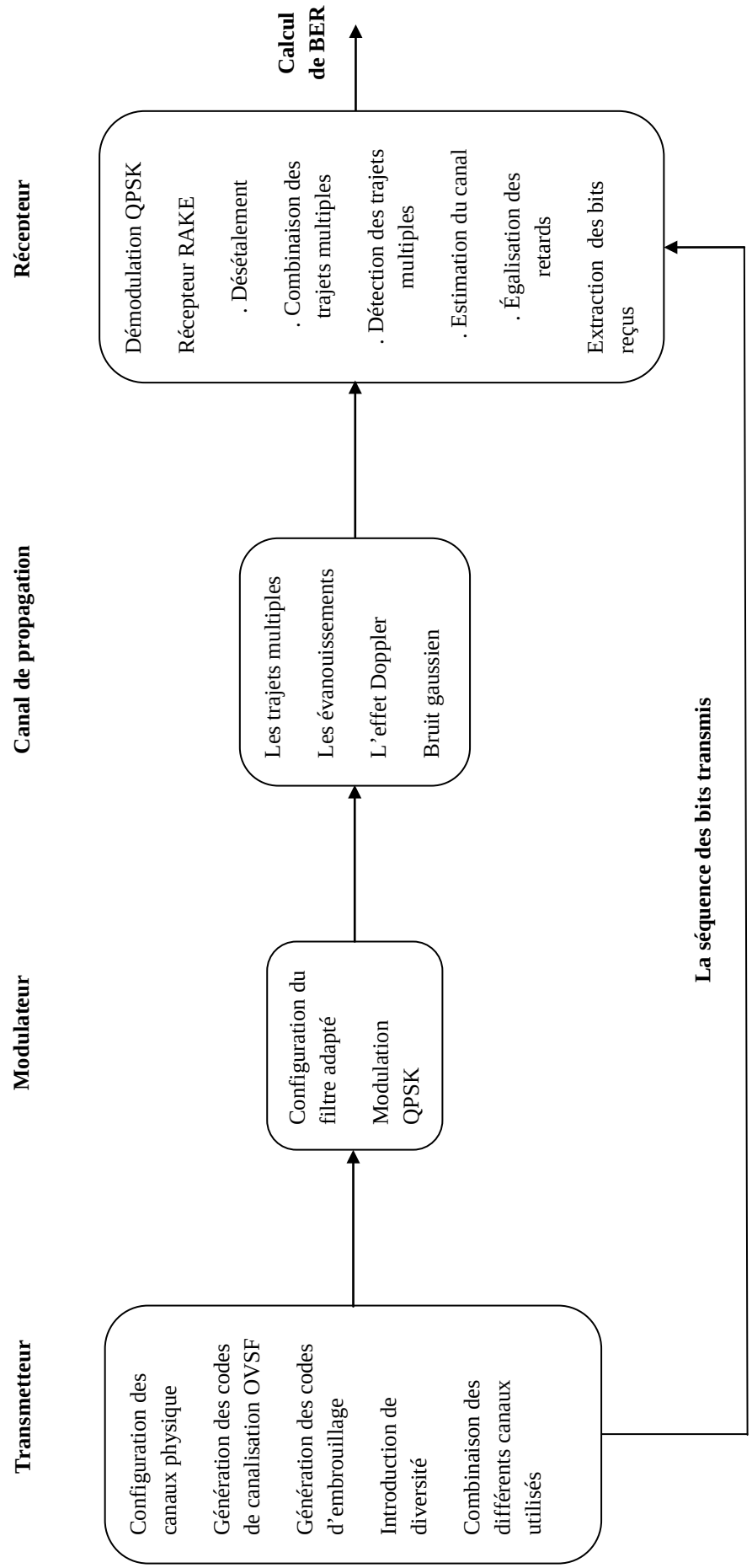


Figure III.2 : La chaîne de transmission de Downlink

III.3 La chaîne d'émission :

Dans la figure III.3 nous pouvons voir les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission WCDMA. Une fois les chips arrivent, ils subissent des traitements spécifiques du signal pour pouvoir être transmis à travers le canal. Auparavant, les données numériques sont converties en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en chips. Ce sont ces chips qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après être modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception [MAYO 09].

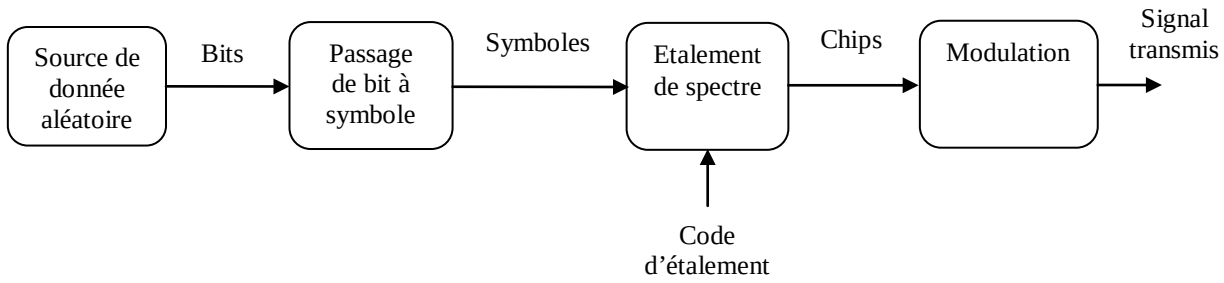


Figure III.3 : Schéma synoptique de la chaîne d'émission

III.3.1 Etalement du spectre :

L'étalement de l'information est le processus réalisé par l'émetteur et qui comprend une opération dite le « scrambling ». Cette dernière est essentielle au bon fonctionnement du système car elle permet de séparer les différents signaux d'un même terminal ou d'une station de base. Le scrambling est réalisé juste après l'étalement et ne modifie rien à la bande passante du signal. Le rôle de ce dernier se limite à séparer les différents signaux les uns des autres. Avec cette procédure de scrambling, l'étalement peut être effectué par plusieurs émetteurs avec le même code de scrambling et de canalisation sans compromettre la détection des signaux par le récepteur. La figure III.4 présente les opérations d'étalement et de scrambling ainsi que l'impact de ces derniers sur le débit utilisateur. Notons que le scrambling n'a pas d'influence sur le débit chip introduit par l'étalement.

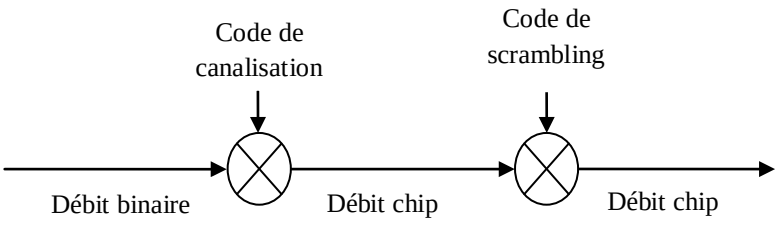


Figure III.4 : Relation entre l'étalement et le scrambling

III.3.1.1 Etalement et modulation en Uplink (liaison montante):

Dans l'Uplink la modulation de données du DPDCh et DPCCh est de type QPSK binaire. Le DPCCh est injecté dans le Q-canal, alors que le premier DPDCh est injecté dans l'I-canal. Ultérieurement, les DPDChs sont ajoutés et injectés alternativement au I et au Q-canal.

L'étalement se compose de deux opérations différentes. La première est l'opération de canalisation, l'à où chaque symbole de données est étalé à un certain nombre de chips données par le facteur d'étalement. Ceci augmente la largeur de bande du signal. La deuxième est l'opération d'embrouillage, où un code d'embrouillage complexe est appliqué au signal étalé. La figure III.5 montre l'étalement et la modulation pour un utilisateur en Uplink. L'utilisateur d'Uplink a un DPDCh et un DPCCh [JOCA04].

Les symboles bipolaires de données dans les branches I et Q sont indépendamment multipliés avec des différents codes de canalisation. Les codes de canalisation sont connus en tant que facteur d'étalement orthogonal et variable (OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor).

Le signal résultant est multiplié par un code complexe d'embrouillage. Le code complexe d'embrouillage est une signature unique de la station mobile. Ensuite, le signal embrouillé est traité en formant des impulsions. Des filtres de cosinus sur élevé sont utilisés pour éliminer les interférences inter symbole. Le signal formé par

impulsions est converti ultérieurement vers le haut comme il est représenté sur la figure III.5.

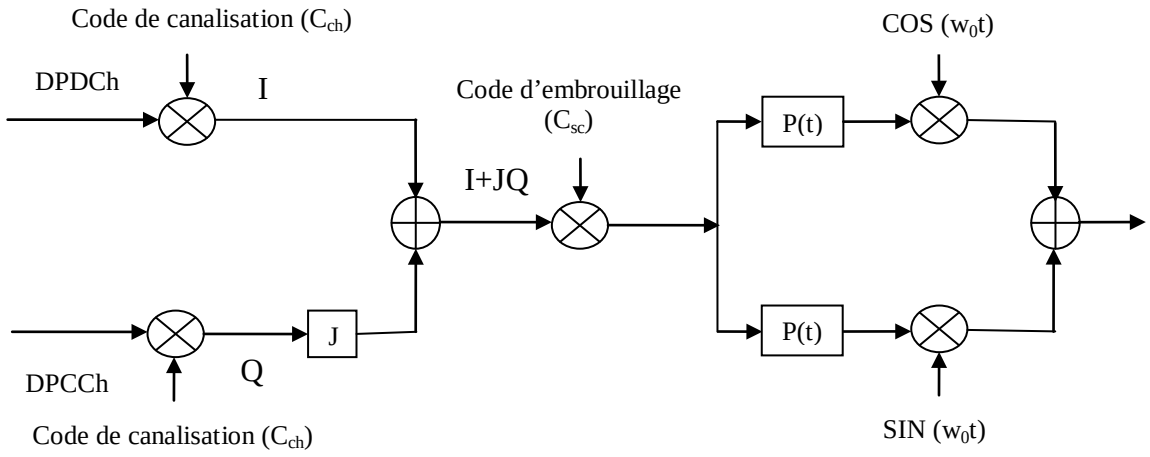


Figure III.5 : Etalement et modulation en Uplink

L'application d'un code complexe d'embrouillage avec la modulation et l'étalement comme il est décrit ci-dessus permet d'emporter le signal sur le canal. La modulation QPSK ramène les branches (I-canal et Q-canal) en deux parties [AJMI04], l'une réelle et l'autre imaginaire en générant des séquences complexes d'embrouillage dans une voie spéciale.

Le facteur d'étalement pour le canal de commande DPCCh est toujours placé à la valeur la plus élevée (cas optimale) pour les différents utilisateurs. Ceci améliore l'immunité de canal de commande au bruit pour avoir un gain de traitement plus élevé possible.

III.3.1.2 Etalement et modulation en Downlink (liaison descendante):

La modulation en quadrature de phase (QPSK) est appliquée pour la modulation des chips dans le Downlink. Chaque paire de deux bits est convertie du série en parallèle, et les est injectées dans les branches I et Q respectivement. Les données dans les branches I et Q ont étalé au débit chip par le même code de

canalisation OVSF de canal de données DPDCh mentionnés dans la figure III.5. Ce signal étalé est alors embrouillé par un code spécifique d'embrouillage de cellules [AJMI04]. La figure III.6 montre l'étalement et la modulation pour un utilisateur de Downlink. L'utilisateur de Downlink a un DPDCh et un DPCCh, les DPDChs supplémentaires sont modulés en QPSK et étalées avec différents codes de canalisation [JOCA01].

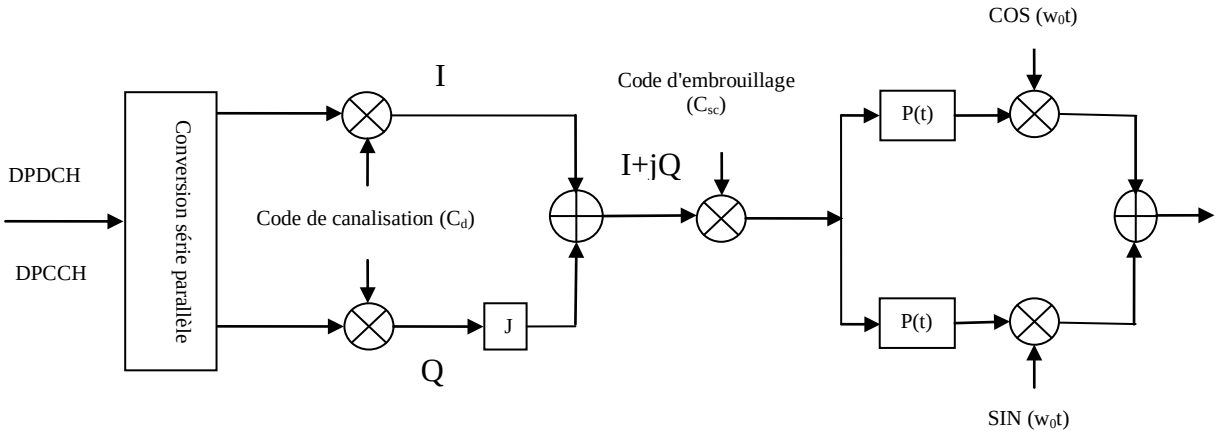


Figure III.6 : Etalement et modulation en Downlink

Nous pouvons observer quelques différences entre l'étalement et la modulation dans le Downlink et dans l'Uplink. Dans le Downlink, Les débits de I-canal et de Q-canal sont les mêmes tandis que pour l'Uplink ils peuvent être différents. Le code d'embrouillage est généré par la node B dans le Downlink, tandis que c'est généré par la station mobile dans l'Uplink. Comme dans l'Uplink et le Downlink, des filtres de cosinus sont utilisés pour la formation d'impulsions. Ultérieurement, le signal formé par impulsions est converti vers le haut comme représenté sur la figure III.6.

III.3.2 Génération des codes de canalisation :

Les émissions issues d'une même source sont séparées grâce aux codes de canalisation. Il peut s'agir, par exemple, des différentes connexions provenant d'un même secteur dans le sens descendant et le canal physique dédie d'un terminal dans le sens montant. Le code de canalisation est fondé sur la technique OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor).

L'utilisation de ces codes OVSF permet de modifier le facteur d'étalement et de maintenir l'orthogonalité entre eux même si ces derniers sont des longueurs différentes. Ces codes sont choisis parmi ceux de « l'arbre des codes ». Dans le cas d'une connexion utilisant un facteur d'étalement variable, l'utilisation de l'arbre des codes (figure III.7) permet également que le désétalement soit effectué selon un facteur d'étalement approprié [ROLL02 & JOCA04].

Il existe cependant certaines restrictions quant à l'utilisation des codes de canalisation. Un canal physique ne peut utiliser un code donné que si aucun code de la branche qui en découle n'est utilisé par un autre canal physique, c'est-à-dire si aucun autre canal physique n'utilise un facteur d'étalement plus grand généré à partir du code que le premier canal souhait utiliser [JOCA01].

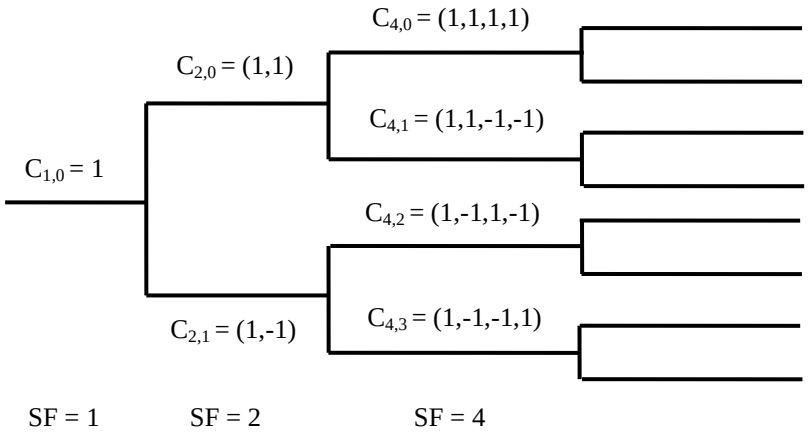


Figure III.7 : L'arbre des codes pour la génération des codes OVSF (Code de Walsh-Hadamard)

Les codes générés dans les branches de l'arbre se situant au même niveau constituent un ensemble de fonctions orthogonales de Walsh qui correspondent aux lignes d'une matrice de Hadamard. On peut aussi constater que les codes dérivés d'un code mère ne sont pas orthogonaux avec celui-ci. Par exemple, si le code « $C_{2,0}$ » est assigné à un utilisateur, il devient mère des codes $C_{4,0}$, $C_{4,1}$, $C_{8,0}$, $C_{8,1}$, $C_{8,2}$, $C_{8,3}$……. Ce qui signifie que ceux-ci ne pourront pas être attribués à d'autres utilisateurs qui transmettent à un débit inférieur, car ils ne sont pas orthogonaux à « $C_{2,0}$ » et le

récepteur n'arriverait pas à les différencier. La méthode de génération des codes OVSF peut être expliquée à l'aide des équations de matrice suivantes :

$$[\mathbf{c_1(1)}] = \mathbf{1}$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{c_2(1)}\\ \mathbf{c_2(2)}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{c_1(1)} & \mathbf{c_1(1)}\\ \mathbf{c_1(1)} & \overline{\mathbf{c_1(1)}}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{1} & \mathbf{1}\\ \mathbf{1} & \mathbf{-1}\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{c_4(1)}\\ \mathbf{c_4(2)}\\ \mathbf{c_4(3)}\\ \mathbf{c_4(4)}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{c_2(1)} & \mathbf{c_2(1)}\\ \mathbf{c_2(1)} & \overline{\mathbf{c_2(1)}}\\ \mathbf{c_2(2)} & \mathbf{c_2(2)}\\ \mathbf{c_2(2)} & \overline{\mathbf{c_2(2)}}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1}\\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{-1} & \mathbf{-1}\\ \mathbf{1} & \mathbf{-1} & \mathbf{1} & \mathbf{-1}\\ \mathbf{1} & \mathbf{-1} & \mathbf{-1} & \mathbf{1}\end{bmatrix}$$

$$\vdots \qquad (\mathbf{3.1})$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{c_N(1)}\\ \mathbf{c_N(2)}\\ \vdots\\ \mathbf{c_N(N-1)}\\ \mathbf{c_N(N)}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{c_{N/2}(1)} & \mathbf{c_{N/2}(1)}\\ \mathbf{c_{N/2}(1)} & \overline{\mathbf{c_{N/2}(1)}}\\ \vdots & \vdots\\ \mathbf{c_{N/2}(N/2)} & \overline{\mathbf{c_{N/2}(N/2)}}\\ \mathbf{c_{N/2}(N/2)} & \mathbf{c_{N/2}(N/2)}\end{bmatrix}$$

Dans la notation de matrice ci-dessus, une barre finie indique le complément binaire (exemple: 1 = -1 et -1 = 1) et N est la longueur de code.

On peut générer un total de « $N = 2^k$ » codes de canalisation de taille « N », la valeur de « N » étant précisément le facteur d'étalement « SF ». On observe sur la figure III.7 que la taille des codes à chaque niveau de l'arbre est différente.

III.3.3 Génération des codes d'embrouillage :

Afin d'améliorer les propriétés d'intercorrélation des m-séquences tout en pouvant générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires, un type de codes a été proposé : les codes de Gold.

La principale qualité des codes de Gold est liée au fait que la fonction d'intercorrélation entre deux codes est uniforme et bornée. Gold propose d'additionner en modulo 2 deux m-séquences de mêmes longueurs, générées par deux polynômes primitifs différents. Si la période des deux séquences est « 2^n - 1 », la séquence résultante aura aussi « 2^n - 1 » comme période. Si nous considérons tous les décalages possibles entre les deux m-séquences, on peut générer un total de « $2^n + 1$ » codes (les « 2^n-1 » codes précédents plus les deux m-séquences génératrices) [JOCA01].

On va voir ici de quelle manière les codes de Gold sont générés à partir de deux m-séquences (dans notre cas d'étude nous prenons une longue séquence de longueur égale « $2^{24} = 16777216$ » pour les deux sens) dont les polynômes génératrices sont les suivants :

$$\mathbf{x = 1 + X^3 + X^4 + X^7 + X^{18} + X^{25}} \qquad (\mathbf{3.2})$$

$$\mathbf{y = 1 + Y + Y^2 + Y^3 + Y^4 + Y^6 + Y^{17} + Y^{25}} \qquad (\mathbf{3.3})$$

La figure III.8 illustre les registres à décalages respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les « $2^{24} + 1 = 16777217$ » codes de Gold correspondants. Son fonctionnement est le suivant :

Une fois initialisés les différents états du registre, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant modulo 2 tous les bits présents à chaque état [JOCA04]. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

Quelles que soient les valeurs initiales, c'est-à-dire les valeurs prises par « a_i » et « b_i », on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de périodes d'horloge.

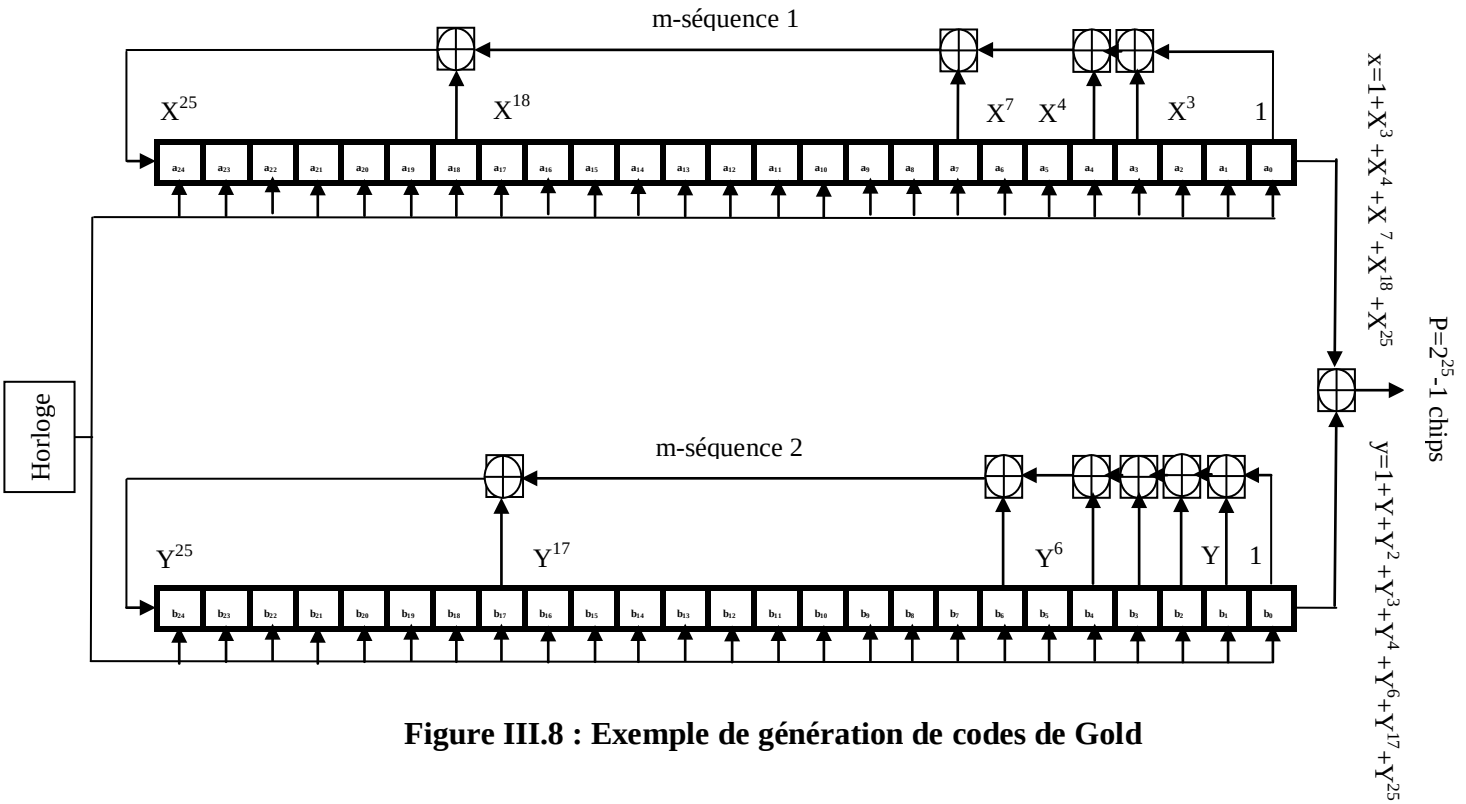


Figure III.8 : Exemple de génération de codes de Gold

III.3.4 L'embrouillage :

Que ce soit dans la voie montante ou dans la voie descendante, chaque élément du code d'embrouillage est représenté par une valeur complexe [LACA03]. Si l'on note « C_n » la séquence complexe d'embrouillage net « $C_n(i)$ » l'ième élément de cette séquence, l'opération d'embrouillage réalisée au niveau de l'émetteur de la station de base ou de la station mobile est effectuée suivant le schéma de la figure III.9.

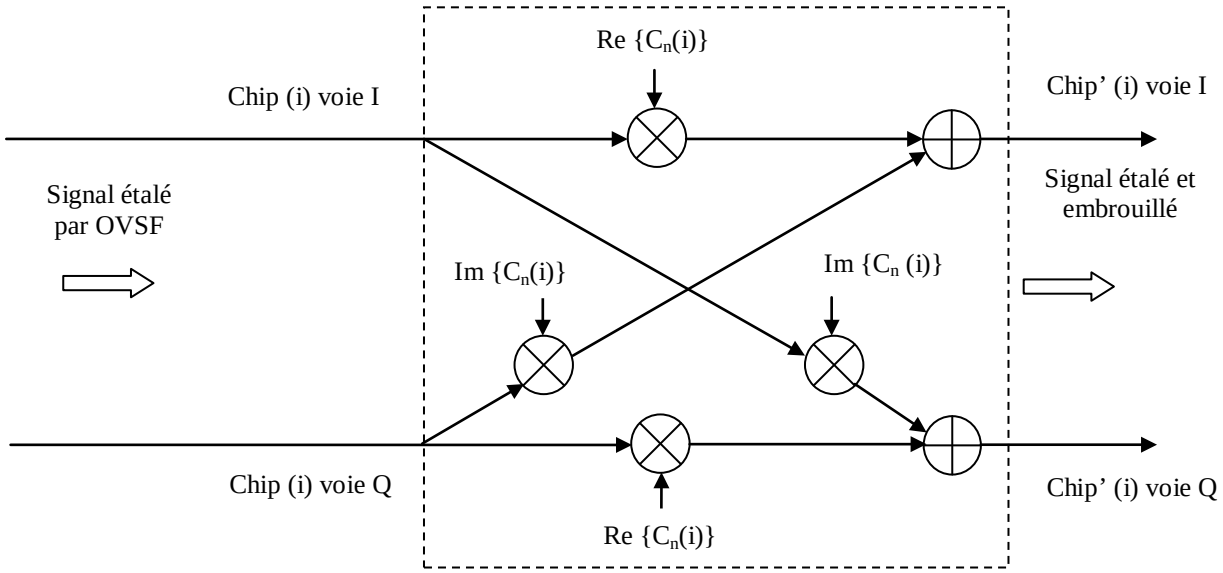


Figure III.9 : Processus d'embrouillage complexe

L'embrouillage complexe appliqué après étalement permet de maintenir le même niveau de puissance moyenne sur les voies « I » et « Q », indépendamment de l'amplitude de ces deux voies avant l'embrouillage [MAYO09]**.**

III.3.5 Modulation QPSK :

En émission, l'opération de modulation transforme le signal en bande de base en signal radio, afin de pouvoir le transmettre dans le canal. Suivant le type de modulateur radio employé, le signal est placé sur la fréquence porteuse « w ». La figure III.10 montre comment l'on peut effectuer la modulation QPSK au niveau de l'émetteur de la station de base et de la station mobile.

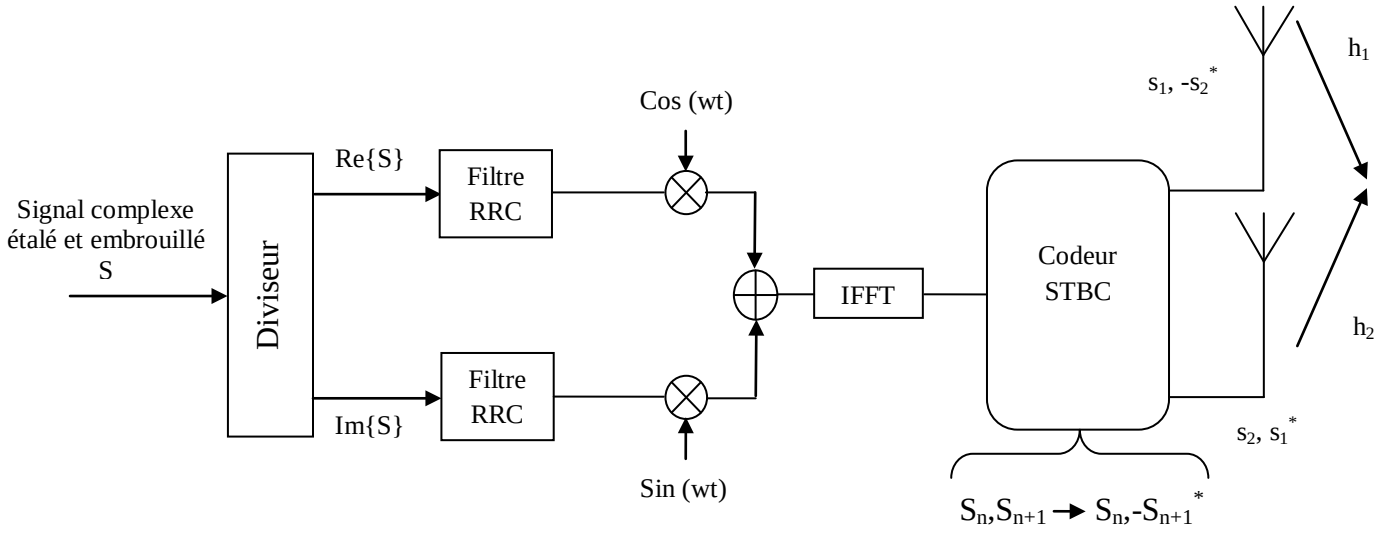


Figure III.10 : La modulation radio QPSK

Après avoir été étalé et embrouillé, le signal complexe qui en résulte, composé de chips, est réparti sur deux voies (réelle et imaginaire) appelée respectivement voies « I » et « Q ». Puis, il est filtré avec des filtres numériques RRC (Root Raised Cosine) avant d'être modulés en quadrature et transposés sur une fréquence « w ».

Après le filtre RRC, le signal est modulé suivant le principe de la modulation QPSK. Ce type de modulation permet la transmission de deux bits par symbole ou, plutôt, de deux chips par symbole (le signal binaire a déjà été étalé). La phase du signal modulé prend différentes valeurs représentant uniquement une paire de chips.

Dans le schéma de la figure III.10, le signal modulé est passé dans les blocs de l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) et dans le bloc du codeur STTD respectivement avant d'être transmis.

III.3.6 IFFT:

Ce bloc applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Après cela, les symboles sont reconvertis en série :

$$S_n = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{K=0}^{N_{FFT}-1} c_K . e^{j2\pi K \frac{n}{N_{FFT}}} \quad n = 0, \dots, N-1 \qquad (3.4)$$

Où :

• k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel).
• S_n le chip modulé sur la sous-porteuse k.
• N_{FFT} la taille de la FFT.

III.3.7 Le codeur STBC :

Le codage espace-temps est un terme général employé pour indiquer des systèmes de transmission multi-antennes, où les symboles de modulation sont mappés dans le temps et dans l'espace pour capturer la diversité offerte par le système multi-antennes. Le bloc de codage d'espace-temps (STBC : Space-Time Bloc Coding) nécessite deux antenne, plus spécifiquement un arrangement désigné sous le nom d'espace-temps transmettant la diversité (STTD : Space Time Transmit Diversity), a fait partie de la norme de 3G WCDMA déjà de son premier dégagement [ERDA07].

Suivant les indications du schéma III.10, le codage espace-temps traite les paires de chips de modulation après avoir passer dans le bloc IFFT, qui sont directement transmis sur la première antenne. Alors que, sur la deuxième antenne

l'ordre des chips de modulation dans une paire est renversé [JUKO01 & JOCA04]. En outre, les chips de modulation sont conjuguées et renversés en signe selon la matrice suivante :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & \overline{-s_2} \\ s_2 & \overline{s_1} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

III.4 La chaîne de réception :

Nous pouvons voir dans la figure ci-dessous les différents blocs utilisés dans la chaine de réception WCDMA. Les opérations de démodulation et de désétalement du spectre sont semblablement les fonctions inverses de modulation et d'étalement utilisées dans la chaîne d'émission. Le récepteur RAKE a été implémenté pour traiter les différents trajets qui sont introduit par le modèle de canal de propagation avant d'effectuer la combinaison des doigts pour estimer les données reçues.

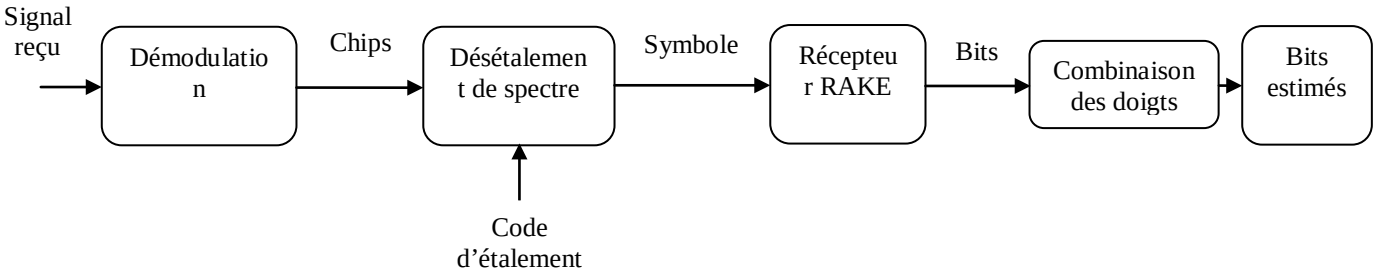


Figure III.11 : Schéma synoptique de la chaîne de réception

III.4.1 Le décodeur STBC :

Au récepteur, les signaux après le passage à travers le canal peuvent être exprimés comme suit [MOJA04]:

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 \quad (3.6)$$

$$r_2 = -h_1 \overline{s_2} + h_2 \overline{s_1} \quad (3.7)$$

Où :

r_1, r_2 : Les signaux reçus.

h_1, h_2 : Les gains d'antennes.

III.4.2 FFT :

A la sortie du décodeur STBC, les données sont remises en parallèle puis passés dans le bloc FFT. Contrairement à l'IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel :

$$\mathbf{Y_K = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} y_n . e^{-j2\pi K \frac{n}{N_{FFT}}}} \qquad (3.8)$$

Où :

• k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel).

• y_k le signal reçu à l'instant $n.T_s$.

• N_{FFT} la taille de la FFT.

III.4.3 La démodulation QPSK :

Les déférentes opérations effectuées au niveau de cet étage sont schématisées sur la figure III.12.

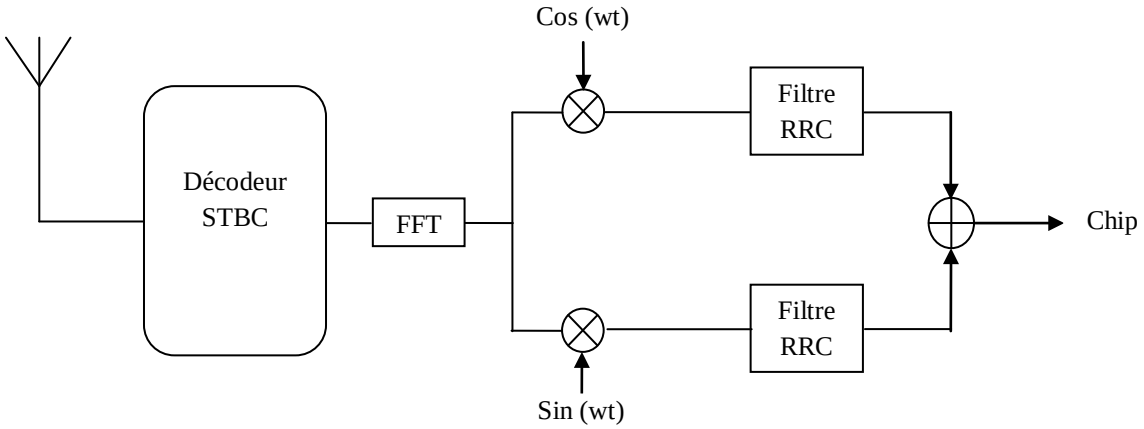


Figure III.12: La démodulation radio QPSK

Le signal reçu parcourt les étapes suivantes :

1. Multiplication du signal reçu de I-canal et Q-canal avec les oscillations cos (wt) et sin (wt) respectivement.
2. l'utilisation de deux filtres RRC.

III.4.4 Le filtre à impulsion adaptée :

Le système WCDMA est constitué de deux filtres à impulsion adaptée en racine de cosinus surélevé (Pulse Shape filter, Root Raised Cosine, RRC) avec α=0.22, où α est le « facteur de retombée » ou « facteur de roll-off», le premier filtre étant situé à l'émetteur et le second étant situé au récepteur.

Bien que la structure de ce filtre soit assez simple, si nous prenons en compte la longueur de la réponse impulsionnelle et le nombre de bits par échantillon, cela va ajouter de la complexité et conduire à une consommation d'énergie importante.

III.4.5 Récepteur RAKE :

Les blocs fonctionnels du récepteur RAKE sont présentés dans la figure III.13. Tout d'abord, les échantillons numériques à l'entrée de récepteur se présentent sous une forme complexe I/Q. Le détecteur de trajets multiples utilise un filtre adaptatif pour détecter les composantes de trajets multiples les plus fortes et détermine ensuite leurs retards relatifs.

Chaque trajet est attribué à un doigt (le nombre des doigts égal à 6) qui lui est dédié pour le désétalement et la décorrélation. Les échantillons d'entrée I/Q sont désétalés par la multiplication avec les bits délivrés par le générateur de code. L'alignement en temps du code avec les échantillons d'entrée est fait en utilisant un multiplexeur. En fait, le multiplexeur choisit une phase spécifique du code à partir de la ligne à retard.

Les résultats du désétalement, à la sortie du corrélateur, sont intégrés sur une période égale à la période du symbole [MAYO09]. Les symboles désétalés, produits à la sortie de l'intégrateur doivent ensuite être alignés en phase avant de pouvoir être combinés. L'alignement en phase est réalisé en utilisant des symboles pilotes connus par l'estimateur de canal, dont le travail sera de corréler les symboles reçus avec les symboles prédéfinis pour produire l'estimation de canal.

Les retards relatifs entre les différents trajets étant potentiellement beaucoup plus longs que la période d'intégration du symbole, un égaliseur de retard est nécessaire dans chaque doigt pour compenser la différence de temps entre les différents symboles traités à la sortie de l'intégrateur.

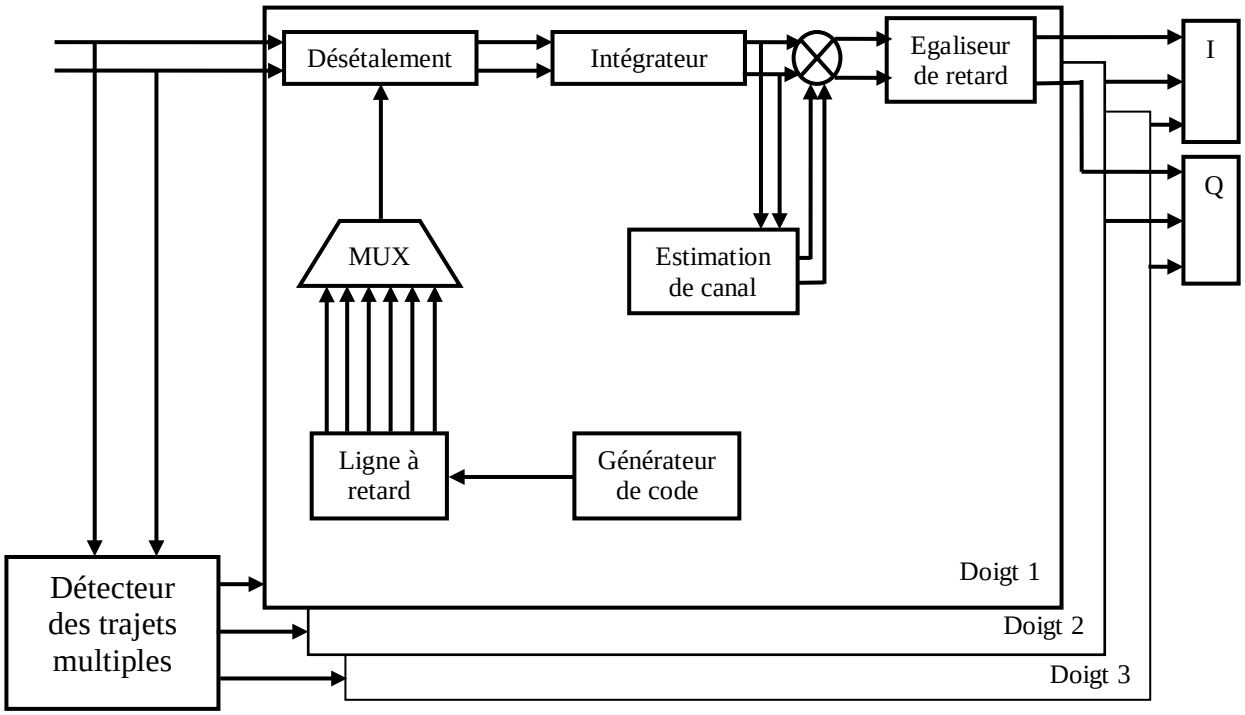


Figure III.13 : L'implémentation de récepteur RAKE

III.5 Le modèle de canal de propagation :

Le canal de propagation est la bête noire de tout système de radiocommunication, parce qu'il engendre des dégradations sur le signal transmis. Afin de choisir les techniques de traitement du signal appropriées et à mètre en œuvre

dans la chaîne d'émission/réception (codage,…) et au niveau de la transmission (trajets multiples,…), il faut définir les caractéristiques du canal de propagation.

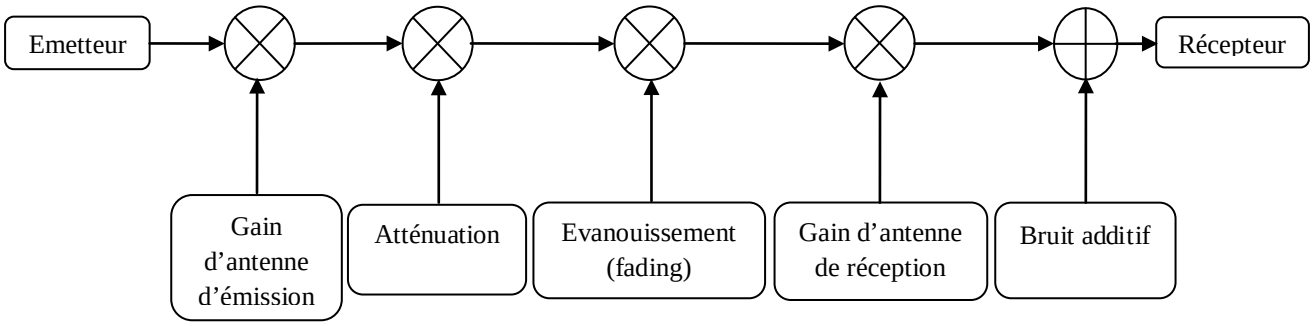


Figure III.14 : Le canal de propagation

III.5.1 Modélisation :

Soit un canal radio mobile caractérisé par L trajets et par des retards ainsi que des seuils associés à ces trajets. Le signal reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant N trajets multiples s'exprime alors :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + \nu(t) \qquad (3.9)$$

Où le bruit AWGN est représenté par ν(t), et α_l et τ_l caractérisent respectivement l'atténuation et le retard affectant chaque trajet qui reste en deçà d'un seuil acceptable. Alors que la phase de α_l est une variable aléatoire uniformément distribuée sur [0,2π[, la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation. Le module α_l suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha l}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme [BEOL] :

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} \qquad (3.10)$$

III.5.2 Les trajets multiples:

Dans notre système WCDMA, le signal transmis va emprunter des trajets différents avant d'arriver au récepteur. Dans le premier cas, le signal suit un trajet direct sans rencontrer d'obstacle. Par contre dans les cinq cas suivant, on considère les composantes du signal sont réfléchies (différents chemins). Ces trajets multiples ont des longueurs physiques différentes. Ainsi, le signal issu de chaque trajet arrive avec une amplitude et un retard propre au trajet [AJMI04].

Toutes les statistiques des signaux de trajets multiples sont bien décrites par la distribution de Rayleigh. La puissance s'évanouit selon une loi de Rayleigh. On peut voir que la puissance du signal reçu peut considérablement diminuer lorsque l'annulation entre les réflexions trajets multiples se produit.

Comme mentionné précédemment, selon l'environnement de propagation, un signal émis est porté par un certain nombre de trajets. En fonction des parcours empruntés par ces trajets, chaque copie de ce signal est reçue par le récepteur avec une amplitude et un retard propres. Cela donne naissance à un certain profil de retards et d'amplitudes caractérisant le canal. En anglais ce profil est connu sous la terminologie Multipath Profile. Dans le but de comparer les différents trajets, certains paramètres ont été mis en place.

III.5.2.1 Etalements des retards :

La dispersion des retards est définie comme la différence entre les durées nécessaires pour parvenir au récepteur par les trajets le plus longs et le plus courts. Dans le milieu urbain, celui-ci peut atteindre quelques dizaines nanosecondes, mais dans les régions montagneuses, on peut s'attendre à un retard de propagation de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes.

III.5.2.2 Distorsion d'amplitudes :

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de puissance du signal mesuré à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (fading).

Les évanouissements sont caractérisés par des variations rapides de la puissance du signal dans des intervalles de temps assez court. Ile se trouvent ses origines dans les réflexions du signal transmis sur les différents obstacles et dans la vitesse relative entre le mobile et la station de base. À la réception, plusieurs versions du signal, autrement dit des trajets multiples, arrivent à des intervalles de temps différents [JOCA04].

En fait, le moyen le plus efficace pour lutter contre l'évanouissement dû aux trajets multiples est la diversité de réception. Elle consiste à traiter les trajets multiples pour améliorer l'information du signal.

III.5.2.3 L'effet Doppler :

La mobilité de la station mobile ou même d'un ou des objets environnants à une certaine vitesse engendre un décalage fréquentiel f_d. On parle alors de décalage Doppler ou l'étalement spectral du signal transmis [BEOL]. La valeur de ce décalage peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$f_d = f\frac{v}{c}\cos(\theta) \qquad (3.11)$$

Avec v la vitesse du mobile, f la fréquence du travail, c la célérité de la lumière et θ l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. Cet angle est aléatoire à cause du caractère imprévisible des angles des différents trajets qui peuvent changer dans le temps compte tenu des différents objets environnants. La bande de fréquences dans laquelle f_d varie est :

$$[\mathbf{f - f_{d\,Max}} \quad , \quad \mathbf{f + f_{d\,Max}}] \qquad \textbf{avec} \qquad \mathbf{f_{d\,Max} = f\frac{v}{c}} \qquad (\mathbf{3.12})$$

III.6 Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons décrit la chaîne de transmission WCDMA qui applique une partie des techniques de traitement du signal numérique comme l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation. En fait, il existe deux opérations d'étalement de spectre : la première opération est la canalisation, la deuxième opération est l'embrouillage. En effet, la chaîne de transmission met en place des techniques très souples pour gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

En suite, nous avons présenté la structure et la fonctionnalité du récepteur RAKE utilisé dans le WCDMA. La structure et la fonctionnalité du récepteur doivent supporter les différents services proposés par l'interface radio.

Aussi, la partie en bande de base qui inclut toutes les opérations nécessaires pour récupérer le signal transmis a été présentée, notamment le détecteur de trajets multiples qui estime le retard de chaque composante du canal, et l'estimation de canal qui est une opération complexe qui détermine les coefficients complexes du canal. Le cœur de la partie bande de base est le récepteur RAKE qui contient un ensemble de doigts et les moyens de combinaison des signaux issus de ces différents doigts. Chaque doigt permet de désétaler le signal reçu selon l'un des différents trajets pris en compte, ces différents trajets étant déterminés par le détecteur de trajet.

CHAPITRE IV

Les résultats de simulation

IV.1 Introduction

IV.2 Le simulateur

IV.3 Résultats de performance de la couche physique

IV.3.1 Représentation des courbes de BER en fonction du SNR

IV.3.2 Influence du facteur d'étalement (SF)

IV.3.3 Influence du nombre d'utilisateurs (K)

IV.3.4 L'influence du bloc STTD

IV.3.5 L'influence du nombre d'itérations (N)

IV.3.6 L'influence des trajets multiples

IV.4 Conclusion

IV.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter la structure du simulateur et ensuite nous allons présenter les résultats de la simulation afin de valider l'implémentation du système pour les différents paramètres qui caractérisent les performances de la couche physique de WCDMA (Uplink et Downlink).

D'autre part, on va interpréter les différents résultats qu'on a obtenus avec notre simulation développée sous Matlab et le langage C.

IV.2 Le simulateur :

Cette section présente la méthodologie de conception et d'implantation utilisée pour effectuer ce travail. Cette méthode de conception a été présentée dans le schéma fonctionnel de la figure IV.1.

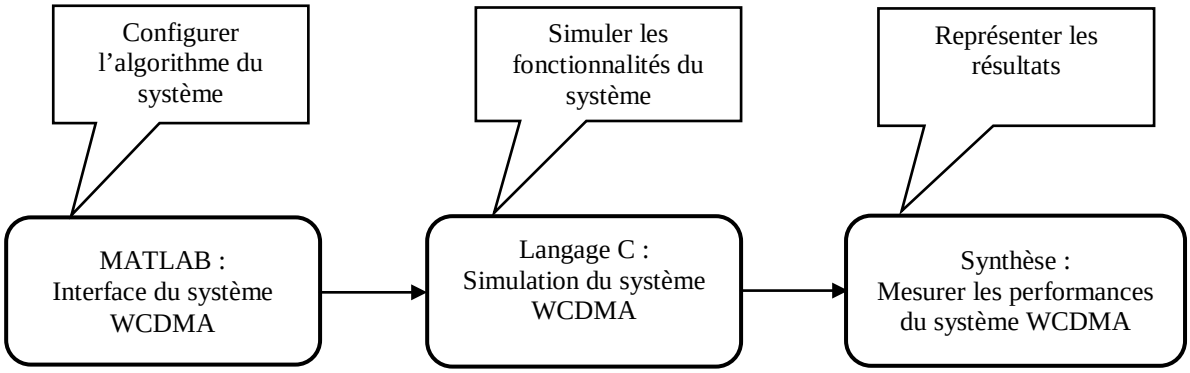


Figure IV.1 : Schéma fonctionnel de la méthode de conception

Nous avons développé ce simulateur en utilisant l'approche modulaire. Chaque bloc : l'émetteur, le canal et le récepteur (comme on a vu dans le chapitre III) est implémenté dans un fichier « nom_de_fichier.cpp » séparé. Dans notre environnement de simulation, certains blocs ont été sélectionnés dans des bibliothèques prédéfinies (nom_de_fichier.h), c'est le cas par exemple pour les générateurs des codes de Gold et des codes OVSF utilisés dans l'émetteur. D'autre part, l'allocation et la

désallocation sous le langage C permettent de faciliter la manipulation de quelque fonction; à titre d'exemple un bloc mémoire utilisé pour régénérer les codes.

Le programme principal « WCDMAsim.m » appelle les trois blocs précédents pour les deux sens (Downlink et Uplink) de la même manière du fonctionnement d'un système de communication. Il y a deux fichiers qui contiennent également tous les paramètres d'initialisation (WCDMAUplinkSim.m et WCDMADownlinkSim.m). Les paramètres qui peuvent être définies au moment d'initialisation sont décrits sur les interfaces des profils de simulation (figure IV.3).

Les variables de sortie sont disponibles dans l'espace de travail MATLAB (le vecteur « TEB ») tandis que les résultats graphiques sont représentés dans des fichiers «.fig» qui facilitent leur manipulation.

Il faut noter que chaque paramètre de notre simulation est configurable. Par exemple, il est possible de modifier le facteur d'étalement (SF : 4, 16, 32, 64, 128, 256 et 512), le nombre des utilisateurs (K : de 1 à 30), le nombre de composantes des trajets multiples (1 à 6), les retards des multi-trajets (en nanoseconde) avec leurs amplitudes relatives (en dB) correspondantes, ainsi que le nombre d'itérations (N : 10, 100, 300, 700, 1000).

Le bloc de diversité STTD peut être sélectionné ou nom, sans oublier la configuration du canal de control DPCCh à un facteur d'étalement fixe égal à 512 pour touts les profils de simulation.

Le menu interactif (figure IV.2) inclut les deux simulateurs de la liaison montante et de la liaison descendante.

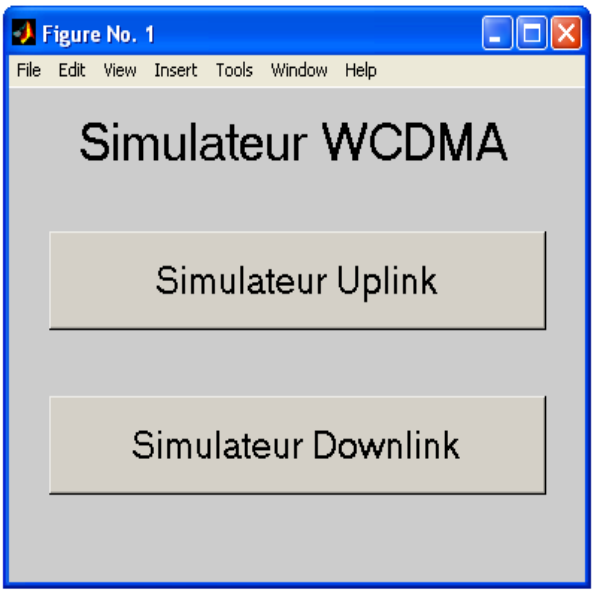


Figure IV.2 : Le menu principal du simulateur WCDMA

Pour les deux simulateurs, l'utilisateur peut choisir les différentes valeurs des paramètres de configuration comme le montre la figure IV.3.

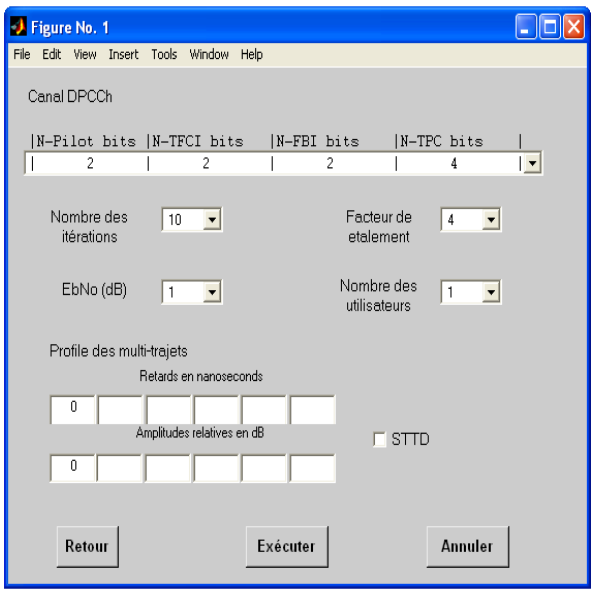


Figure IV.3 : Les paramètres de configuration

Une fois que l'interface est configuré, l'utilisateur peut appuyer soit sur le bouton « Annuler » pour quitter définitivement l'interface et revenir à la fenêtre de

commande de MATLAB, soit sur le bouton « retour » pour reconfigurer l'interface précédant (figure IV.2), et comme troisième choix il peut appuyer sur le bouton « Exécuter » pour passer à l'exécution du simulateur avec une barre d'attente qui affiche la progression de ce dernier comme il est illustré sur la figure IV.4.



Figure IV.4 : La barre de statut de simulateur

Le but du simulateur réalisé est d'évaluer et de valider les performances du système pour le canal utilisé à travers la caractérisation du BER en fonction du SNR.

Dans notre simulation, nous utilisons une approche de type statistique pour calculer les différentes valeurs du BER à la sortie du système. En fait, nous utilisons le bloc de calcul de taux d'erreur (ERCB : Error Rate Calculation block). Ce bloc compare directement les données reçues avec les données émises en utilisant une méthode statistique. Cette méthode est basée sur le rapport entre le nombre de données erronées et le nombre de données appliquées à l'entrée de la source (BER=Ne/N avec N le nombre de bits envoyés et Ne le nombre de bits erronées à la réception).

Pour pouvoir tracer les courbes « BER=f(SNR) », on varie le SNR dans un intervalle [SNR_{min},SNR_{max}] défini selon le scénario simulé.

En effet, l'évaluation du BER à la réception donne beaucoup d'informations sur la qualité du signal reçu. Cette dernière information permet non seulement de déterminer le taux d'erreur binaire, mais aussi de déterminer comment les erreurs ont été regroupées, ce qui est nécessaire pour le calcul des statistiques d'erreur. L'estimation du BER nous permet donc de déterminer si la qualité de la sortie du système doit être améliorée ou non.

IV.3 Résultats de performance de la couche physique :

IV.3.1 Représentation des courbes de BER en fonction du SNR :

Dans cette partie on va présenter les courbes de BER en fonction du SNR pour les profils de simulations (Uplink et Downlink) comme ils sont spécifiés dans le modèle de simulation (voir chapitre III). Les deux figures IV.5 et IV.6 montrent les performances de la couche physique sur les deux liaisons Uplink et Downlink respectivement en présence du bloc STTD (Space Time Transmit Diversity) ainsi que les six trajets multiples, et avec un facteur d'étalement égal à 512, un nombre d'utilisateurs égal à 5 et un nombre d'itérations égal à 1000. Il faut noter que l'effet Doppler est relativement faible et donc il a un peu d'influence sur le système. On observe à partir des deux graphes ci-dessous que les profils faibles débit offre une meilleure performance avec petites valeurs de SNR.

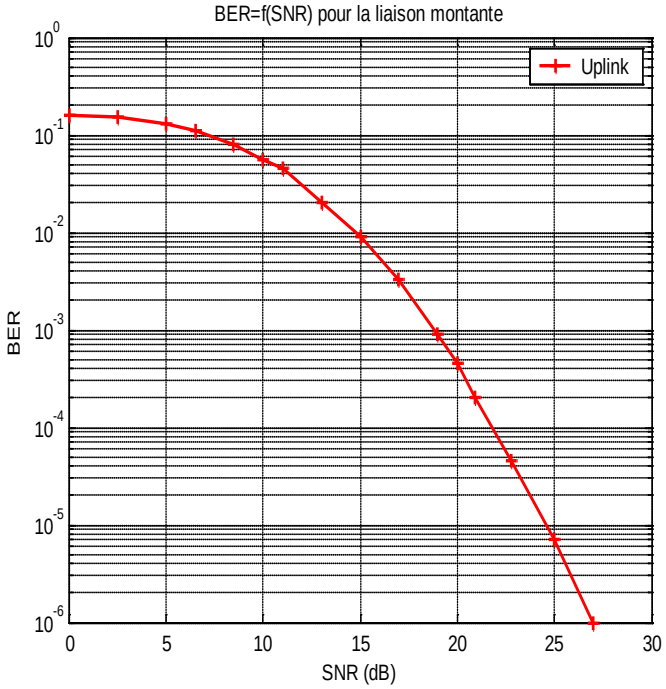


Figure IV.5 : BER=f(SNR) suivant la liaison montante

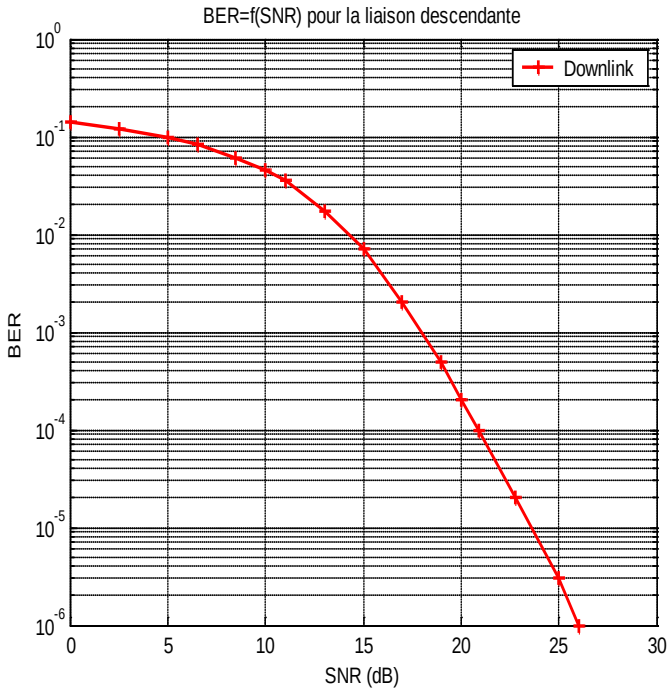


Figure IV.6 : BER=f(SNR) suivant la liaison descendante

IV.3.2 Influence du facteur d'étalement (SF) :

Dans cette section on va simuler la couche physique d'un système WCDMA pour savoir combien le facteur d'étalement (SF) a une influence sur l'amélioration des performances. On a choisi toujours le même modèle de canal pour cette simulation. Les figures IV.7 jusqu'à IV.11 illustrent les courbes de BER en fonction du SNR avec différentes valeurs de facteur d'étalement (SF) et un nombre d'utilisateurs (K) fixe. Le tableau IV.1 récapitule les différentes valeurs de SNR pour atteindre un BER égal à 10^{-3}. On constate que les performances du système sont améliorées lorsque le facteur d'étalement augmente.

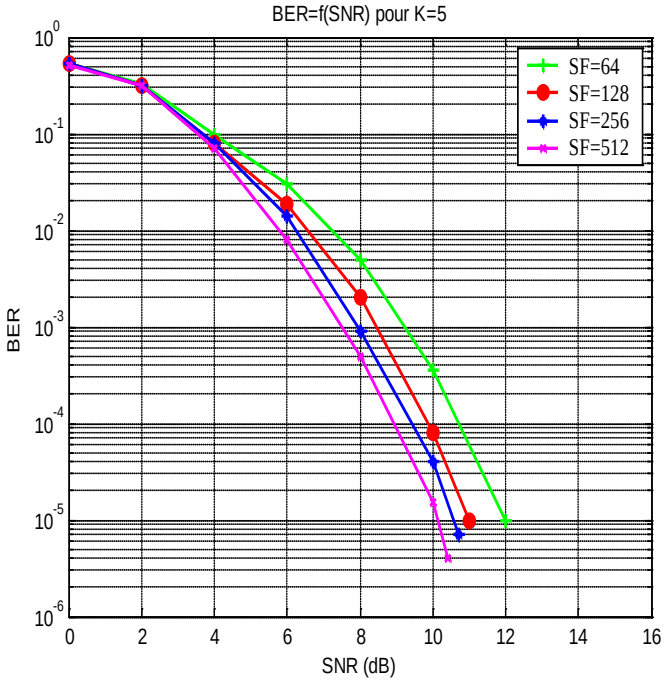


Figure IV.7 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=5

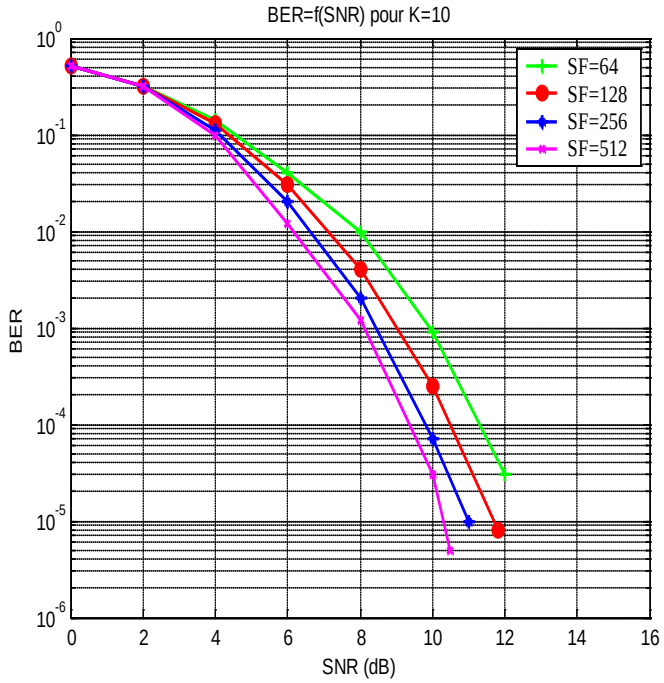


Figure IV.8 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=10

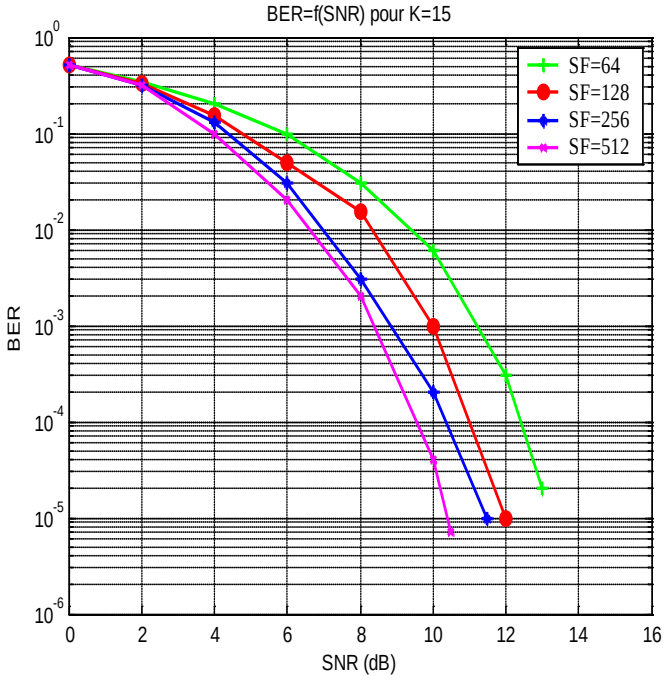


Figure IV.9 : BER en fonction de SNR pour différentes valeur de SF et pour K=15

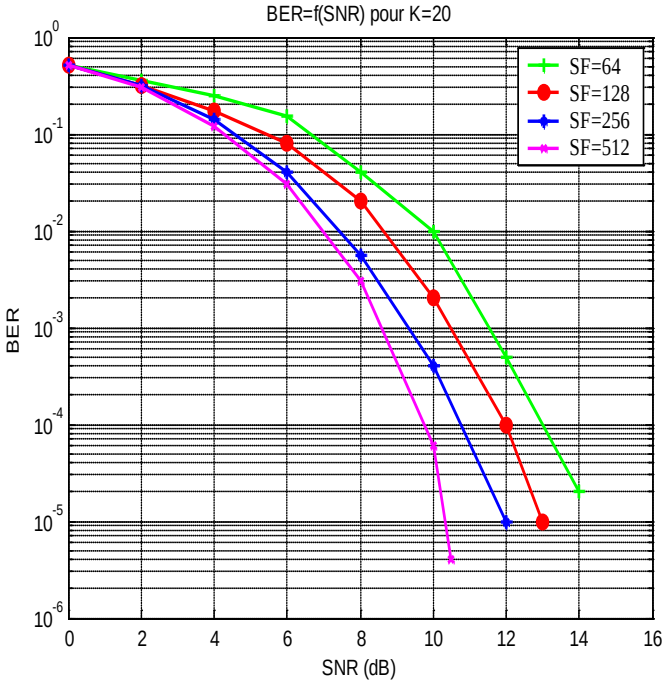


Figure IV.10 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=20

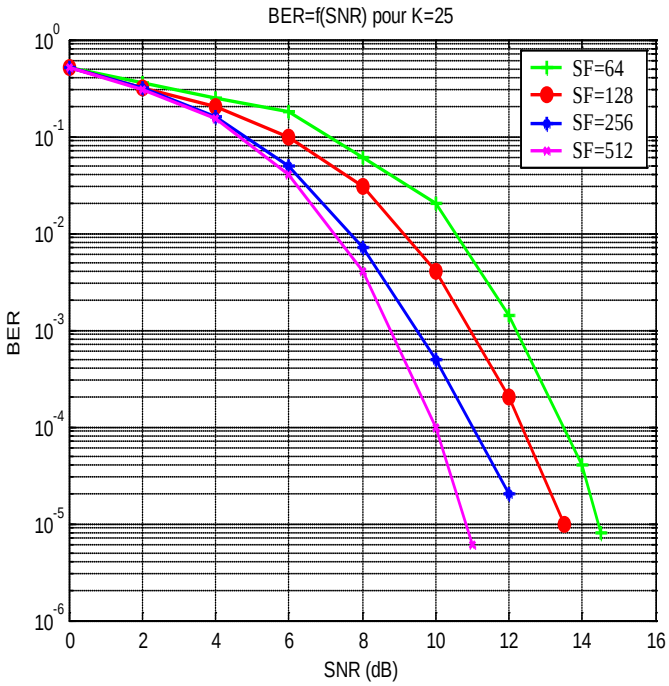


Figure IV.11 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de SF et pour K=25

	K=5	K=10	K=15	K=20	K=25
SF=64	9.29 dB	9.86 dB	11.27 dB	11.64 dB	12.18 dB
SF=128	8.63 dB	9.08 dB	9.92 dB	10.56 dB	10.94 dB
SF=256	7.72 dB	8.42 dB	8.96 dB	9.33 dB	9.49 dB
SF=512	7.55 dB	8.11 dB	8.28 dB	8.61 dB	8.96 dB

Tableau IV.1 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au facteur d'étalement SF

IV.3.3 Influence du nombre d'utilisateurs (K) :

L'effet du nombre d'utilisateurs sur les performances des différents profils a été testé dans cette partie. Les figures de IV.12 jusqu'à IV.15 montrent l'amélioration des performances pour différentes valeurs du nombre d'utilisateurs K avec un facteur d'étalement fixe. Le tableau IV.2 représente Les valeurs du SNR requises pour atteindre un niveau du BER égale à 10^{-3}. A l'inverse de l'effet du facteur d'étalement, les résultats s'améliorent au cours de la diminution du nombre d'utilisateurs.

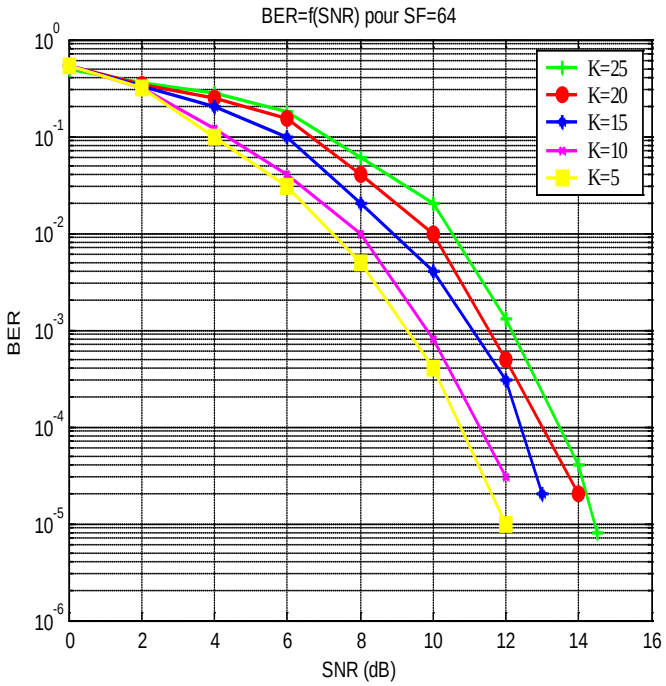


Figure IV.12 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=64

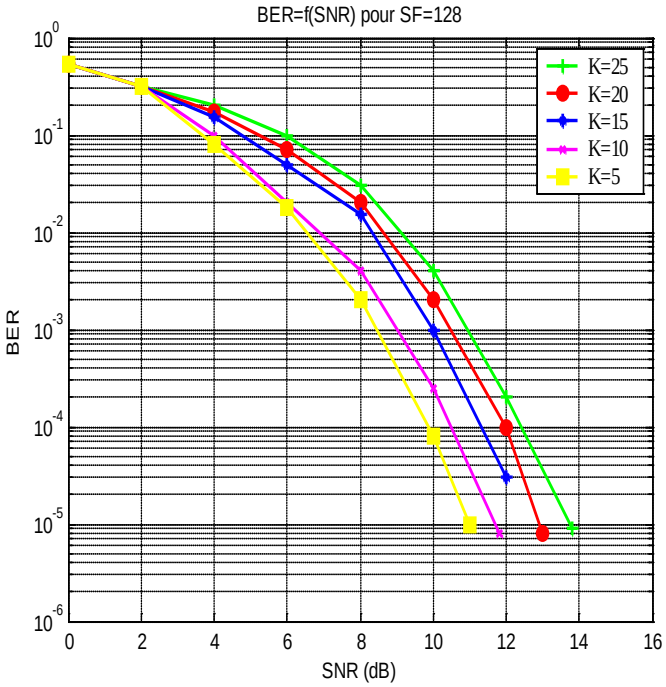


Figure IV.13 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de Ket pour SF=128

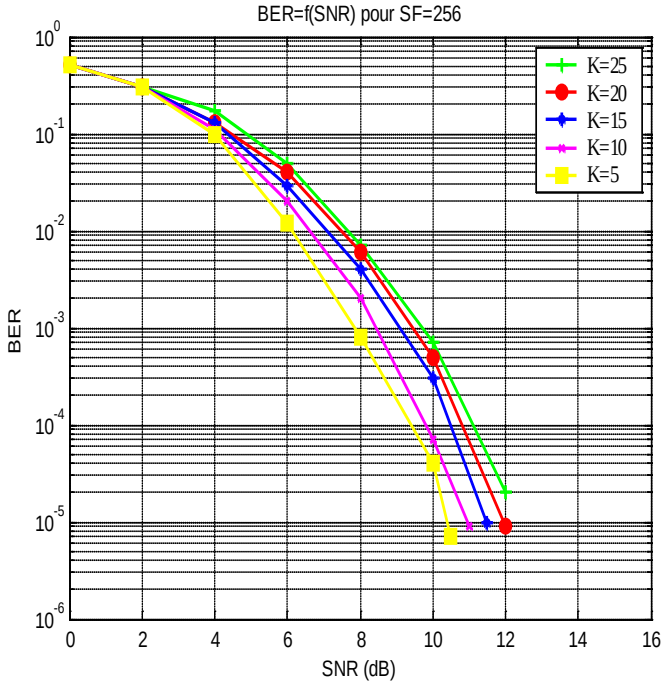


Figure IV.14 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=256

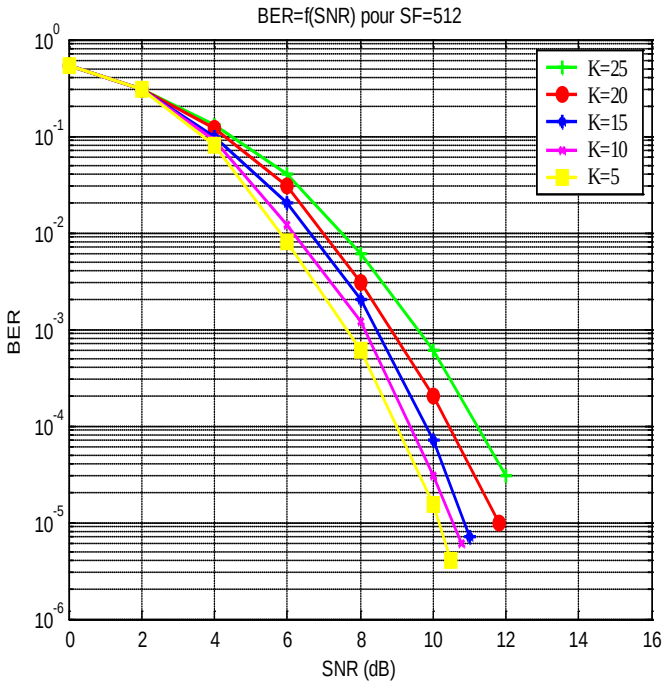


Figure IV.15 : BER en fonction de SNR pour différentes valeurs de K et pour SF=512

	SF=64	SF=128	SF=256	SF=512
K=25	12.08 dB	10.94 dB	9.61 dB	9.19 dB
K=20	11.57 dB	10.65 dB	9.38 dB	8.79 dB
K=15	11.20 dB	9.98 dB	9.15 dB	8.44 dB
K=10	9.71 dB	9.04 dB	8.48 dB	8.09 dB
K=5	9.15 dB	8.52 dB	7.64 dB	7.37 dB

Tableau IV.2 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3} due au nombre d'utilisateurs K

IV.3.4 L'influence du bloc STTD :

Dans ce paragraphe on va simuler la couche physique d'un système WCDMA avec et sans le bloc STTD qui permet d'estimer l'influence de la diversité temporelle sur l'amélioration des performances, on a choisi toujours le même modèle de canal pour cette simulation. Les figures IV.16 jusqu'à IV.19 illustrent les courbes de BER en fonction du SNR avec et sans le bloc STTD pour différentes valeurs du SF. L'amélioration de performance pour atteindre un BER égale à 10^{-3} est observée à partir du tableau IV.3, ce dernier permet de montrer que la présence du STTD donne de meilleures performances.

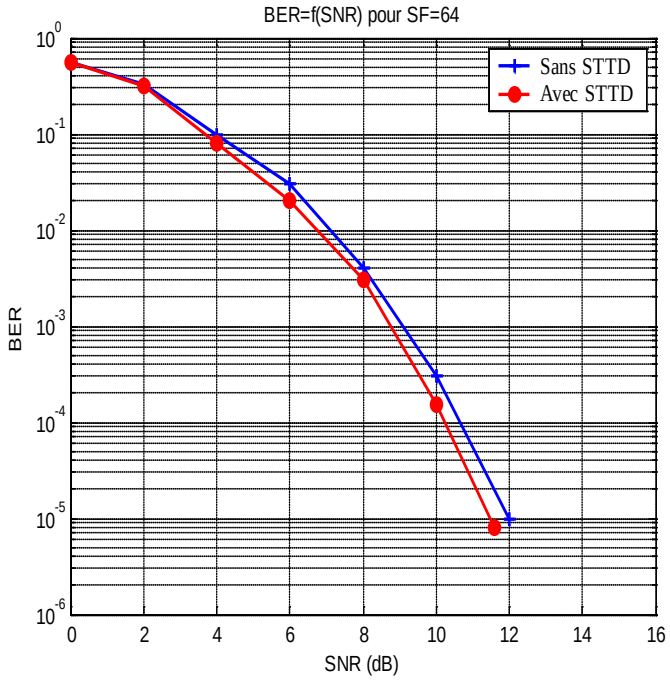


Figure IV.16 : L'effet du bloc STTD pour SF=64

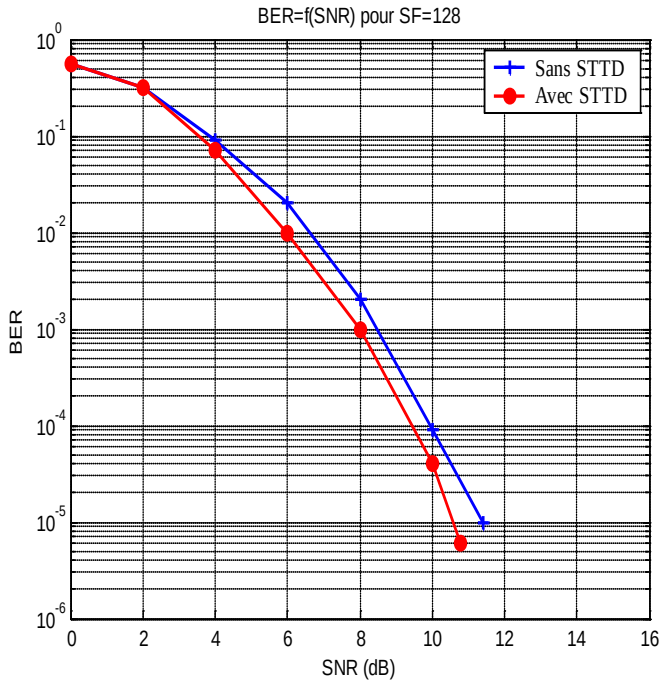


Figure IV.17 : L'effet du bloc STTD pour SF=128

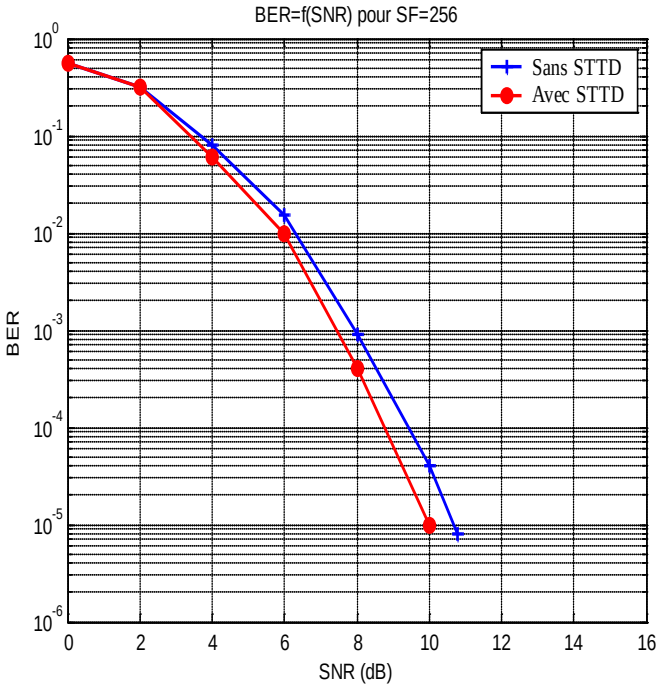


Figure IV.18 : L'effet du bloc STTD pour SF=256

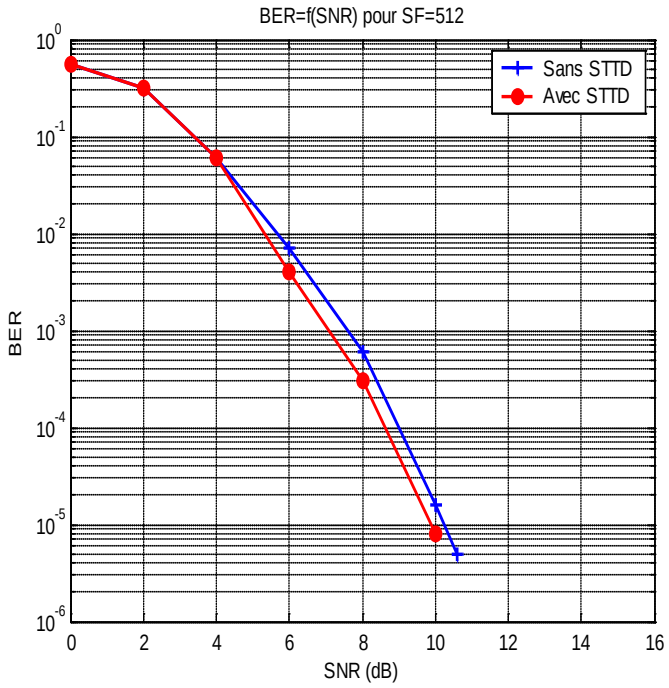


Figure IV.19 : L'effet du bloc STTD pour SF=512

	SF=64	SF=128	SF=256	SF=512
Absence de STTD	9.20 dB	8.58 dB	7.78 dB	7.62 dB
Présence de STTD	8.68 dB	7.98 dB	7.53 dB	7.21 dB

Tableau IV.3 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3}due au bloc STTD

IV.3.5 L'influence du nombre d'itérations (N) :

L'effet du nombre d'itérations sur les performances des différents profils a été mesuré dans cette partie sur le modèle de canal utilisé. Les figures de IV.20 jusqu'à IV.23 montrent l'amélioration des performances due au nombre d'itérations pour différentes valeurs de SF. Le tableau IV.4 montre qu'on peut atteindre un BER égal à 10^{-3} pour les différentes valeurs du nombre d'itérations. On note qu'en augmentant N, les performances du système de transmission se dégradent.

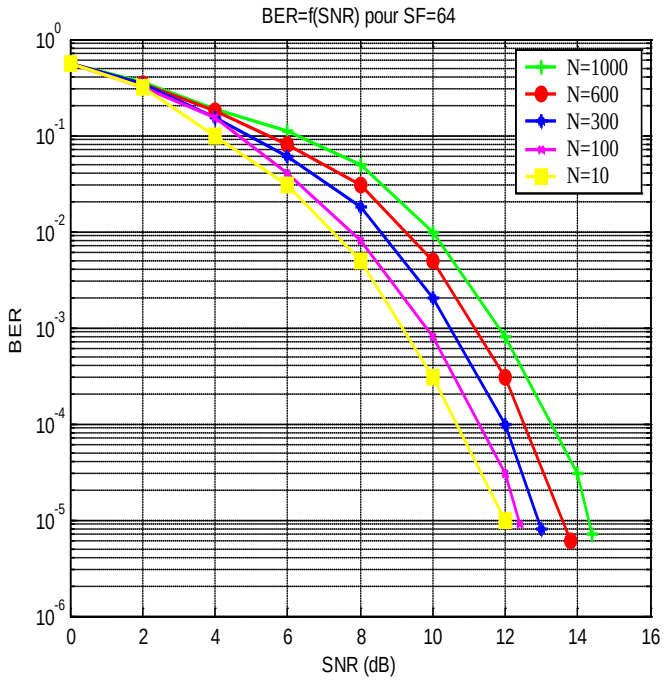


Figure IV.20 : L'effet du nombre d'itérations pour SF=64

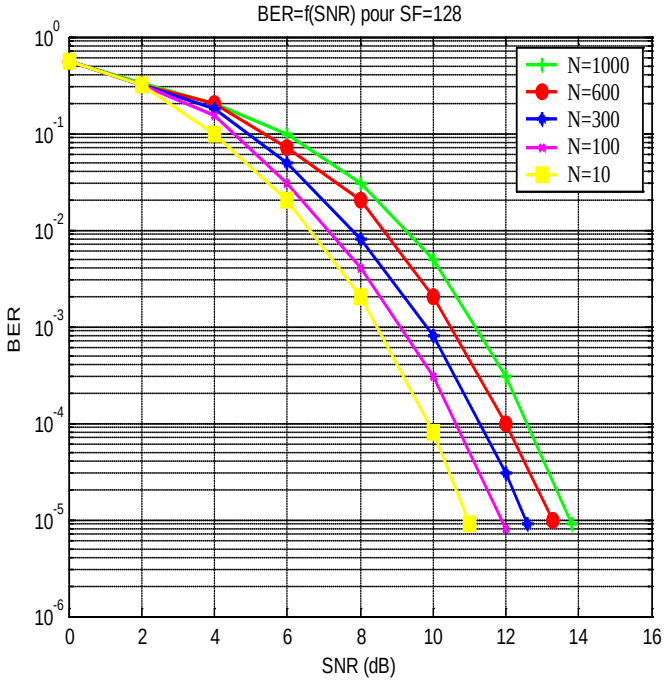


Figure IV.21 : L'effet du nombre d'itérations pour SF=128

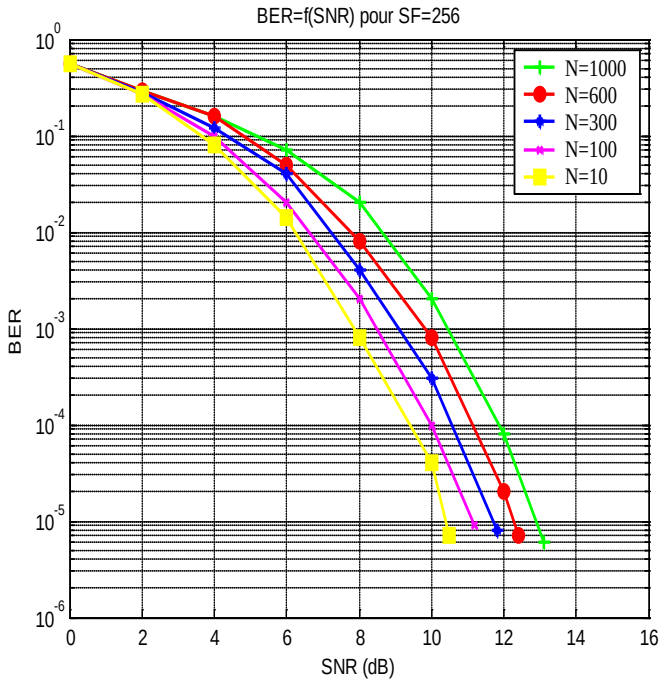


Figure IV.22 : L'effet du nombre d'itérations pour SF=256

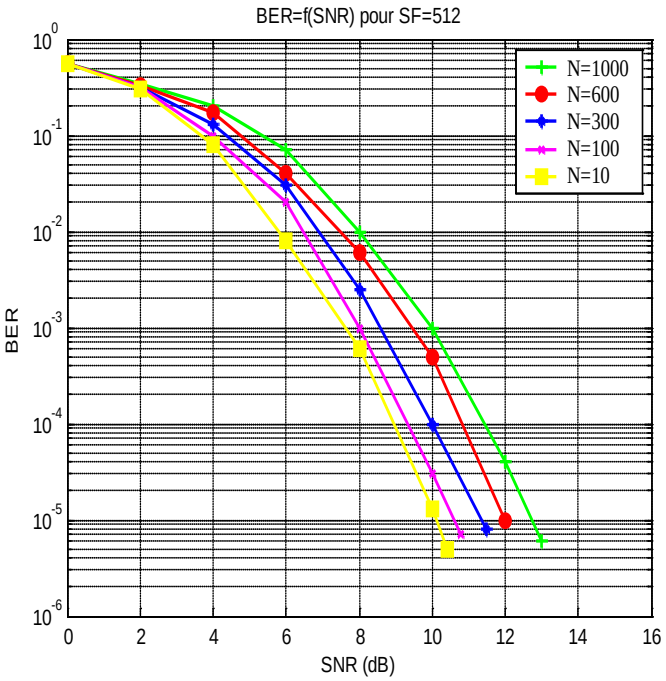


Figure IV.23 : L'effet du nombre d'itérations pour SF=512

	SF=64	SF=128	SF=256	SF=512
N=1000	11.92 dB	11.17 dB	10.44 dB	10.09 dB
N=600	11.93 dB	10.56 dB	9.78 dB	9.45 dB
N=300	10.64 dB	9.88 dB	9.07 dB	8.68 dB
N=100	9.86 dB	9.04 dB	8.54 dB	7.96 dB
N=10	9.25 dB	8.51 dB	7.81 dB	7.52 dB

Tableau IV.4 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3}due au nombre d'itérations

IV.3.6 L'influence des trajets multiples :

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la transmission d'un signal numérique à travers le canal de transmission conduit à l'ajout de bruit (dégradation du rapport signal/bruit) et à une déformation due à l'effet d'évanouissement du canal et à sa dispersion (qui provoque le phénomène d'interférences entre symboles). Alors l'utilisation de la méthode d'égalisation des retards est nécessaire. Le tableau IV.5 montre les retards (en ns) compensés des différents trajets correspondants de leurs amplitudes relatives (en dB). Les figures IV.24 jusqu'à IV.27 illustrent l'effet des trajets multiples pour les différentes valeurs de SF, ainsi que le tableau IV.6 permet d'illustrer l'amélioration des performances pour un BER égal à 10^{-3} due aux trajets multiples.

	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3	Trajet 4	Trajet 5	Trajet 6
Retards (ns)	0	500	1000	1500	2000	2500
Amplitudes (dB)	0	-40	-80	-120	-160	-200

Tableau IV.5 : Profils de simulation des trajets multiples

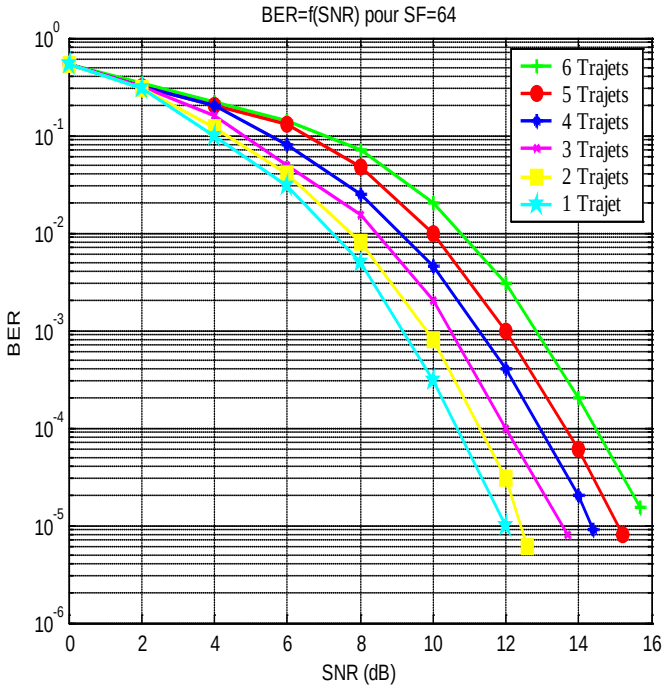


Figure IV.24 : L'effet des trajets multiples pour SF=64

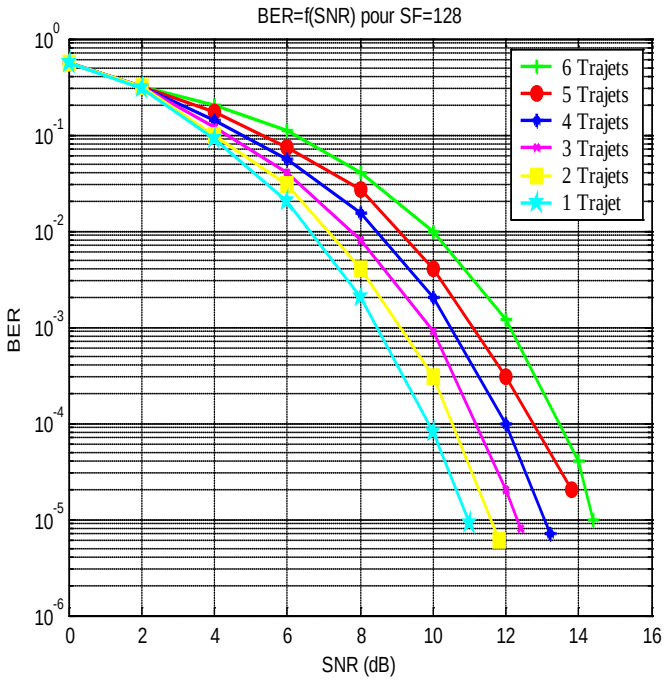


Figure IV.25 : L'effet des trajets multiples pour SF=128

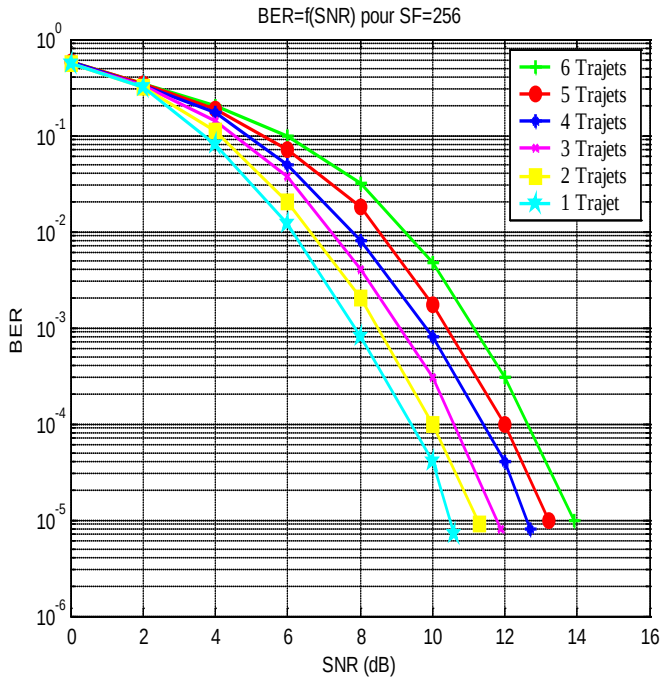


Figure IV.26 : L'effet des trajets multiples pour SF=256

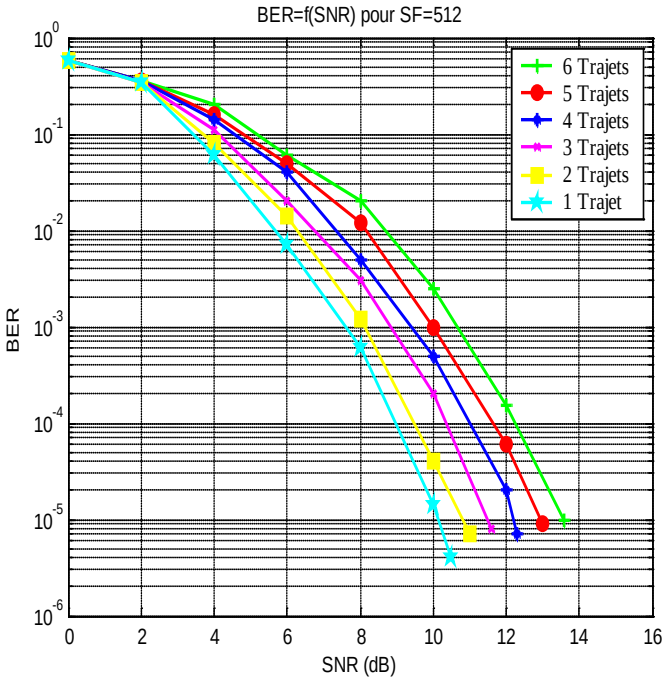


Figure IV.27 : L'effet des trajets multiples pour SF=512

	1 Trajet	2 Trajets	3 Trajets	4 Trajets	5 Trajets	6 Trajets
SF=64	9.16 dB	9.79 dB	10.45 dB	11.27 dB	12.19 dB	12.89 dB
SF=128	8.53 dB	9.14 dB	9.78 dB	10.59 dB	11.29 dB	12.12 dB
SF=256	7.79 dB	8.62 dB	9.11 dB	9.87 dB	10.48 dB	11.24 dB
SF=512	7.58 dB	8.22 dB	8.93 dB	9.46 dB	10.17 dB	10.73 dB

Tableau IV.6 : Amélioration des performances pour un BER=10^{-3}due aux trajets multiples

IV.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, un système de communication WCDMA complet simulé sous Matlab et le langage C a été présenté. L'objectif de cette simulation fonctionnelle était d'étudier la structure du système, d'identifier les fonctionnalités critiques, et de valider les fonctionnalités de la couche physique WCDMA.

Sur le côté du récepteur, nous avons implémenté l'estimation du canal. Le simulateur développé peut être facilement modifié pour implémenter de nouvelles fonctionnalités afin d'améliorer les performances.

La simulation a été la méthodologie utilisée pour étudier les performances. Une mesure clé d'un système de communication sans fil est le BER. Donc, les courbes de BER en fonction du SNR ont été reportées pour comparer les performances de différents profils.

Les effets de facteur d'étalement, le nombre des utilisateurs et le nombre d'itérations ont également été évalués sous la forme de BER en fonction du SNR. Ces résultats nous ont fourni une évaluation plus complète des performances de cette couche physique.

Le modèle mis en œuvre nécessite encore quelques améliorations. La norme WCDMA est livrée avec de nombreuses fonctions optionnelles qui peuvent être implémentés pour améliorer encore les performances.

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire est la mise en œuvre de la couche physique du WCDMA utilisant Matlab et langage C, afin d'évaluer les performances de ce niveau physique sous un modèle de canal utilisé. La couche physique supporte pour les deux sens (Uplink et Downlink) deux types des codes (le code de canalisation et le code d'embrouillage) ainsi que la diversité en présence des trajets multiples.

A partir de l'étude théorique et des résultats de simulations, nous pouvons dire, que l'architecture du récepteur RAKE présente de bons niveaux de flexibilité et d'extensibilité pour le système complet du récepteur à la station mobile ou à la station de base.

L'étude de l'interface radio d'un réseau WCDMA nous a permet d'élargir nos connaissances sur les réseaux 3G surtout la bonne compréhension de l'ensemble des mécanismes radio et des paramètres de configuration du système et de la procédure de récepteur RAKE, ainsi de profiter de la maîtrise de l'outil de programmation. Finalement la technique est d'importance majeure dans le cycle de vie d'un réseau cellulaire puisqu'elle est la base sur laquelle les étapes suivantes s'appuient. Cependant les tâches réalisées à travers ce projet de fin d'études ne représentent que les premiers pas de la technique : les résultats obtenus doivent être vérifiés sur le terrain car des facteurs imprévisibles peuvent intervenir (nouveaux immeubles, obstacles saisonniers, etc…), et en conclusion on peut déduire qu'une bonne application de processus de système permet d'améliorer considérablement les performances de système en termes d'implémentation, de capacité et de qualité de service.

Bibliographie

[AJMI04] Ajay R. Mishra. « Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimisation : 2G/2.5G/3G…Evolution to 4G ». 2004, Chichester, England.

[BEOL] BERDER Olivier, Thèse Doctorat Université de Bretagne Occidentale, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes », 2002.

[CHCO] Christopher Cox. « Essentials of UMTS ». Cambridge University.

[DERO01] Dennis Roddy. « Satellite Communications ». 2001, USA.

[ERDA07] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Skold and Per Beming. « 3G Evolution HSPA and LTE for Mobile Broadband ». 2007, California 92101-4495, USA.

[HEKA05] Heikki Kaaranen, Ari Ahtiainen, Lauri Laitinen, Siamak Naghian, Valtteri Niemi. « UMTS Networks : Architecture, Mobility and Services». 2005, Chichester, England.

[JARO03] Javier Romero and Juan Melero. « GSM, GPRS Performance AND EDGE : Evolution Towards 3G/UMTS ». 2003, Chichester, England.

[JOCA01] Jonathan P Castro. « The UMTS Network and Radi Access Technology : Air Interface Techniques for Future Mobile Systems ». 2001, Chichester, England.

[JOCA04] Jonathan P Castro. « All IP in 3G CDMA Networks The UMTS Infrastructure and Service Platforms for Future Mobile Systems ». 2004, Chichester, England.

[JOWH04] Joseph F. White. « HIGH FREQUENCY TECHNIQUES ». 2004, Published simultaneously in Canada.

[JUKO01] Juha Korhonen Artech House. « Introduction to 3G Mobile Communications ». 2001, British Library Cataloguing in Publication Data Lloyd-Evans.

[LACA03] D.L. Iacano, « Code Generation for Wideband CDMA », ST Journal of System Research, ST Microelectronics, vol. 1, 2003.

[MAYO09] MAZEN Youcef, Thèse Doctorat Université Paul Verlaine-Metz, « Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès WCDMA », 2009.

[MOJA04] Mohinder Jankiraman, « Space-Time Codes and MIMO Systems », (Artech House universal personal communications series, 2004.

[PABU02] Paul Burns. « Software Defined Radio for 3G ». 2002, British Library Cataloguing in Publication Data.

[PILE08] Pierre Lescuyer and Thierry Lucidarme. « EVOLVED PACKETSYSTEM (EPS) THE LTE AND SAE EVOLUTION OF 3G UMTS ». 2008, Chichester, England.

[ROLL02] Robert Lloyd-Evans. « QoS in Integrated 3G Networks ». 2002, British Library Cataloguing in Publication Data Lloyd-Evans.

[SAGl] Savo G. Glisic. « Advanced Wireless Networks 4G Technologies ». University of Oulu, Finland.

[TONO06] Tomas Novosad. « Radio Network Planning and Optimisation for UMTS ». 2006, Chichester, England.

[YISO07] Yi-Bing Lin and Sok-Ian Sou. « Charging for Mobile All-IP Telecommunications ». IEEE 802.15.4, January 2007.

Glossaire

AICh	Acquisition Indicator Channel
AMRC	Accès Multiple à Répartition par Code
AP-AICh	Access Preamble Acquisition Indicator Channel
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCh	Broadcast Control Channel
BER	Bit Error Rate
CCE	Complex Channel Estimation
CCTrCh	Coded Composite Transport Channel
CD/CA-ICh	Collision-Detection/Channel-assignment Indicator Channel
CDMA	Code Division Multiple Access
CPCh	Common Paquet Channel
DCh	Dedicated Channel
DPCCh	Dedicated Physical Control Channel
DPDCh	Dedicated Physical Data Channel
DS	Direct Sequence
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSCh	Downlink Shared Channel
ERCB	Error Rate Calculation block
FACh	Forward Access Channel
FBI	Feedback Information
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LPC	Loop Power Control
MAI	Multiple Access Interference
MCS	Multipaths Combination Stage
MI	Multipath Identificatoin

MRC	Maximum Ratio Combiner
MUX	Multiplexeur
NRZ	No Return to Zero
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
P-CCPCh	Primary Common Control Physical Channel
PCh	Paging Channel
PCPCh	Physical Common Packet Channel
P-CPICh	Primary Common Pilot Channel
PDSCh	Physical Downlink Shared Channel
PICh	Paging Indicator Channel
PN	Pseudo Noise
PRACh	Physical Random Access Channel
P-SCh	Primary Synchronous Channe
QPSK	Quadratique Phase Shift Keying
RACh	Random Accces Channel
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie
RMS	Root Mean Square
RRC	Root Raised Cosine
S-CCPCh	Secondary Common Control Physical Channel
SCh	Synchronous Channel
S-CPICh	Secondary Common Pilot Channel
SF	Spreading Factor
SIR	Signal to Interference Ratio
SNR	Signal Noise to Ratio
S-SCh	Secondary Synchronous Channel
STTD	Space Time Transmit Diversity
TD/CDMA	Time Division Code Division Multiple Access
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TFCI	Transport Format Combination Indicator
TFI	Transport Format Indicator
TPC	Transmit Power Control command
TTI	Transmission Time Interval
WCDMA	Wide band Code Division Multiple Access