

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électronique

Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque

Mémoire de projet de fin d'études

pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Électronique

Implémentation sur FPGA d'un récepteur RAKE pour le W-CDMA

Abderrahmane BEN BORDI
Abderrahim BOUTORH

Sous la direction de M. Mohamed Oussaïd TAGHI

Présenté et soutenu publiquement le (19/06/2017)

Composition du Jury :

Président	M. Rabah SADOUN	MCA	Ecole Nationale Polytechnique ENP
Promoteur	M. Mohamed Oussaïd TAGHI	MAA	Ecole Nationale Polytechnique ENP
Examineur	M. Cherif LARBES	Prof	Ecole Nationale Polytechnique ENP

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électronique

Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque

Mémoire de projet de fin d'études

pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Électronique

Implémentation sur FPGA d'un récepteur RAKE pour le W-CDMA

Abderrahmane BEN BORDI

Abderrahim BOUTORH

Sous la direction de M. Mohamed Oussaïd TAGHI

Présenté et soutenu publiquement le (19/06/2017)

Composition du Jury :

Président	M. Rabah SADOUN	MCA	Ecole Nationale Polytechnique ENP
Promoteur	M. Mohamed Oussaïd TAGHI	MAA	Ecole Nationale Polytechnique ENP
Examineur	M. Cherif LARBES	Prof	Ecole Nationale Polytechnique ENP

ملخص:

هذا المشروع يهدف إلى إنشاء مستقبل رقمي بحيث يتخلص من المشاكل المتعلقة بالقناة الخاصة بأنظمة الاتصالات الرقمية المحتواة في سلسلة الإتصال W-CDMA. إنشاء مستقبل من نوع "المدمة" "Rake" بإستعمال الشريحة الرقمية FPGA Xilinx ML501 يمثل أهم عمل أنجز إبان هذا المشروع. هذا المستقبل يستغل النسخ المتعددة المتأخرة للإشارة بحيث يعطيها أوزانا و يدمجها و هذا ما يعكس ردة فعل القناة فتصبح إيجابية بعد أن كانت سلبية في معظم الأحيان فينتج عن ذلك تحسن على مستوى الشارة المستقبلية. يعتمد هذا المستقبل على تقنيات خاصة للتشفير الأولى خاصة بتفريق المستعملين وهي ما يعرف بتقنية " توسيع الطيف " والأخرى تتمثل في تقنية " التشويش " التي تفرق بين الشارات عند المحطات .

الكلمات الدالة : W-CDMA , المدمة , FPGA , توسيع الطيف

Abstract

This work deals with the implementation of a digital receiver dealing with channel access problems in protocols of wide-bande signals of type W-CDMA (Wide-band Code Division Multiple Access). The heart of this work consists of implementing a RAKE receiver on FPGA Xilinx ML501. This receiver is responsible for the demodulation of the communicated signal by taking advantage of its diversity by the identification and the combination of multipath components of the same signal. The main objective of RAKE receiver is to face multipath fading effects. The coding method acts on two stages, first, by separating different users in the same base station by using spread spectrum technique, the other separates signals at the mobile terminal by scrambling technique.

Key words : W-CDMA, RAKE, FPGA, spread spectrum.

Résumé

Ce travail porte sur l'implémentation d'un récepteur numérique s'occupant des problèmes d'accès au canal dans les protocoles large bande de type W-CDMA (Wide-band Code Division Multiple Access). Le cœur de ce travail consiste à implémenter le récepteur RAKE sur le kit FPGA Xilinx ML501. Ce récepteur est responsable de la démodulation du signal de communication en tirant profit de sa diversité par l'identification et la combinaison des composants des trajets multiples du même signal. L'objet principal du RAKE étant de contrer les effets d'évanouissement causés par les trajets multiples. La méthode de codage utilisée agit en deux étapes, la première, en séparant les utilisateurs dans la station de base par la technique d'étalement de spectre, l'autre sépare les signaux au niveau du terminal mobile par la technique d'embrouillage.

Mots clés : W-CDMA, RAKE, FPGA, étalement de spectre

Dédicace

Ce travail est dédié à nos chers parents,

À nos familles,

À nos frères et sœurs,

Et à nos amis.

Remerciements

En premier lieu, nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce travail.

Nous remercions nos parents, qui nous ont soutenus tout au long de nos études.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent particulièrement à Monsieur Mohamed Oussaïd TAGHI, notre promoteur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour son aide, sa confiance et sa disponibilité, ainsi que les membres du jury d'avoir accepté l'examination de ce mémoire.

Nous remercions aussi tous nos amis qui nous ont soutenus dans les moments difficiles.

Ce travail, fruits de notre cursus et notre volonté, n'a été possible que grâce au tous nos enseignants dont nous louons les efforts qu'ils ont consentis durant toutes ces années

Table des Matières

Liste des tableaux

Liste des Figures

Liste des Acronymes

1	Chapitre 1 : Introduction Générale	13
2	Chapitre 2 : Systèmes de communication sans fil	16
1	Introduction	16
2	La communication sans fil : Historique et vision	17
3	Les problèmes techniques de la communication sans fil	18
4	Chaîne de communication sans fil	19
4.1	Source de données et Codage de source	19
4.2	Codage canal	20
4.3	Canal de transmission	21
4.3.1	Canal à bruit additif AWGN	22
4.3.2	Canal linéaire variant dans le temps	22
4.3.3	Trajet multiples (Multipath)	23
4.3.4	Effet doppler	24
4.3.5	Interférences intersymbole ISI et interférence à accès multiple MAI	25
5	Conclusion	26
3	Chapitre 3 : Standards de communication	28
1	Introduction	28
2	1ère génération	28
3	2ème génération	29
4	3ème génération	32
4.1	UMTS	32
4.2	CDMA2000	34
5	Les standards actuels	35
6	Conclusion	35

4	Chapitre 4 : Transmission CDMA large bande (W-CDMA)	36
1	Introduction	36
2	Le W-CDMA et les interfaces air de deuxième génération	37
3	Couche physique W-CDMA : Liaison descendante en mode FDD	40
3.1	Source de données	42
3.2	Codage canal W-CDMA	44
3.3	Mappage physique	46
3.4	Émission W-CDMA : Station de Base (BS)	47
3.5	Canal de transmission	48
3.6	Réception W-CDMA : Terminal mobile (UE)	49
3.7	Demappage physique et décodage canal	49
4	Conclusion	49
5	Chapitre 5 : Étalement de Spectre	50
1	Introduction	50
2	Principe de l'étalement de spectre	51
3	Propriétés de l'étalement de spectre	53
4	Les techniques d'étalement de spectre	53
4.1	Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA)	53
4.1.1	Principe du DS-CDMA	54
4.1.2	Propriétés du DS-CDMA	55
4.2	Étalement de spectre à saut de fréquence FH-SS	57
5	Codes de canalisation et d'embrouillage	58
5.1	Codes de canalisation (Spreading code)	58
5.1.1	Les codes orthogonaux	59
5.1.2	Le code orthogonal à facteur d'étalement variable OVSF	60
5.1.3	Propriétés des codes OVSF	61
5.1.4	Les codes Walsh	61
5.2	Les codes d'embrouillage (Scrambling codes)	62
5.2.1	Les codes PN (pseudo-aléatoire)	62
5.2.2	m-séquence	62
5.2.3	Propriétés	64
5.2.4	Gold code	66
6	Avantages de la technologie à spectre étalé	68
7	Conclusion	69
6	Chapitre 6 : Récepteur RAKE	71
1	Introduction	71
2	Récepteur RAKE dans le CDMA	72
3	Architecture Conventionnelle du récepteur RAKE	74
3.1	Détecteur multi trajets	75
3.1.1	Fenêtre de recherche	76
3.1.2	Corrélation	76

	3.1.3	Profile de la puissance du retard	77
	3.1.4	Seuil	77
	3.2	Estimation de canal	77
4		Architecture FlexRAKE	78
	4.1	Registre de données	80
	4.2	Moteur de corrélateur	81
	4.3	Le Contrôle	82
	4.4	Les avantages de l'architecture FlexRAKE	82
5		Conclusion	83
7		Chapitre 7 : Simulation MATLAB/Simulink	84
1		Introduction	84
	1.1	Source de données	84
	1.2	Codage et modulation	86
	1.3	Canal de transmission	86
	1.4	La réception	87
	1.4.1	Rake	87
	1.4.2	Démodulateur QPSK	89
2		Résultats de simulations	89
3		Conclusion	91
8		Chapitre 8 : Implémentation du récepteur RAKE sur FPGA	93
1		Introduction	93
2		Environnement de développement	94
	2.1	FPGA	94
	2.2	Xilinx ML501	94
3		Cahier des charges	96
4		Méthodologie de conception	97
5		Implémentation sur FPGA	97
	5.1	Testbench	97
	5.2	Le Rake	101
6		Résultats	103
	6.1	Simulation	104
7		Conclusion	107
9		Chapitre 9 : Conclusion générale	109
		Bibliographie	111

Liste des tableaux

3.1	Standards 2G et spécifications techniques	31
4.1	Interfaces air W-CDMA et GSM	38
4.2	interfaces air W-CDMA et IS-95	39
4.3	Spécifications du W-CDMA	42
7.1	Bit Error Rate BER en fonction du SNR et le nombre de doigts . .	92
8.1	Messages et codes de chaque utilisateurs	103

Liste des Figures

2.1	Chaîne de transmission	20
2.2	Trajets multiples	24
2.3	Effet doppler	25
4.1	Technolgie 3G	37
4.2	Couche physique W-CDMA de bout-en-bout	41
4.3	Opérations de la liaison descendante	43
4.4	Opérations de la liaison montante	43
4.5	Opération de traitement au niveau symboles	43
4.6	Format de la trame descendante DPCH	44
4.7	Codage canal W-CDMA	45
4.8	Mappage des canaux physiques	47
4.9	Antenne de Station de base	47
4.10	Modulation/Étalement pour une liaison descendante	48
5.1	Étalement de spectre	51
5.2	Codeur d'étalement DS-CDMA	54
5.3	Desétalement DS-CDMA	55
5.4	Décodage	55
5.5	exemple d'étalement DS-CDMA	56
5.6	Arbre de code OVSF	60
5.7	Matrice de hadamard	62
5.8	Configuration de Fibonacci	63
5.9	Configuration de Galois	63
5.10	Génération de code gold	67
6.1	Architecture conventionnelle du RAKE	73
6.2	Schéma blocs de l'architecture du récepteur FlexRake consistant en un registre de données (moitié supérieure) et un engine de corrélation (moitié inférieure).	79
6.3	Registre d'échantillons	80
7.1	Chaîne de communication W-CDMA sous Simulink	85
7.2	Codage OVSF/Gold	86
7.3	Canal Rayleigh de transmission	87
7.4	Récepteur RAKE	88
7.5	Doigt du récepteur Rake	89

7.6	Corrélateur du récepteur Rake	89
7.7	Signal message dans le domaine fréquentiel	90
7.8	Signal étalé	90
7.9	Signal décodé avant démodulation	91
7.10	Signal reçu	91
7.11	1) signal message, 2) Signal codé, 3) Signal transmis après codage, dans le domaine temporel	92
7.12	1) Signal transmis, 2) Signal message, 3) Signal reçu après décodage, dans le domaine temporel	92
8.1	Xilinx ML501 FPGA	95
8.2	Flot de conception	98
8.3	Bloc du récepteur RAKE	99
8.4	Architecture implémenté du récepteur RAKE	99
8.5	Récepteur RAKE RTL	100
8.6	Testbench	101
8.7	Générateur de code OVSF	102
8.8	Générateur de code Gold	102
8.9	Doigt RTL	103
8.10	Ressources utilisées lors de l'implémentation	104
8.11	Détéction de l'utilisateur 1	105
8.12	Détéction de l'utilisateur 2	106
8.13	Résultat d'implémentation de la détection de l'utilisateur 1	107
8.14	Résultat d'implémentation de la détection de l'utilisateur 2	107

Liste des Acronymes

3GPP 3rd Generation Partnership Project. 32, 36

AMPS Advanced Mobile Phone System. 29

BER Bit Error Rate. 84

CDMA Code Division Multiple Access. 14

DPCCH Dedicated Physical Control Channel. 42, 44

DPCH Dedicated Physical Channel. 42

DPDCH Dedicated Physical Data Channel. 42

DS-CDMA Direct Sequence Code Division Multiple Access. 38

EDGE Enhanced Data Rates in GSM Environnement. 30

FDD Frequency Division Duplex. 37

FDMA Frequency Division Multiple Access. 14

GPRS General Paquet Radioservice. 30

GSM Global System for Mobile Communications. 29, 30

HSCSD High Speed Circuit Switched Data. 30

IMT-2000 Internationl Mobil Telecommunications 2000. 36

Iot Internet of Things. 18

ISI Intersymbol Interference. 26

- NMT** Nordic Mobile Telephones. 28
- OVSF** Orthogonal Variable Spreading Factor. 60
- PDC** Personal Digital cellular. 30
- PDP** Power Delay Profile. 77
- SIR** Signal to Interference Ratio. 39
- TACS** Total Access Communication System. 29
- TDD** Time Division Duplex. 37
- TDMA** Time Division Multiple Access. 14, 36
- TFC** Transport Format Combination. 42
- TFCI** Transport Format Combination Indicator. 42
- UMTS** 'Universal Mobile Telecommunications System. 32, 36
- W-CDMA** Widebande Code Division Multiple Access. 15, 32, 36

Chapitre 1

Introduction Générale

Les systèmes de télécommunications ont connu une énorme évolution au cours des deux dernières décennies notamment avec l'explosion de l'électronique moderne et l'apparition de techniques avancées de traitement de signal.

Ce développement technologique a donné naissance à des normes modernes qui visent directement la qualité de service (QoS) rendu aux clients, qui permet un meilleur débit et plus de capacité en terme de nombre d'utilisateurs. De plus, la diversité de ces services et la variété de données échangées (sons, vidéo, Internet...etc) exigent des systèmes fiables et de plus en plus rapides pour le traitement simultané d'un grand nombre d'informations.

Une multitude de circuits plus ou moins complexes dédiés aux communications numériques (codeur, modulateur, décodeur et démodulateur), ainsi que des nouvelles techniques d'accès ont été développées afin de mettre à profit les capacités des nouveaux supports de communication. Cela nécessite l'évolution des architectures des émetteurs et des récepteurs pour supporter la cadence de traitement élevé et exploiter tous les avantages de cette technologie.

En effet, la capacité de transport de données est simultanément liée aux limites physiques des systèmes de transmission, aux techniques mises en place pour le partage des ressources entre les utilisateurs, et aux traitement du signal reçu. Ce partage de ressources a vu le jour premièrement dans les systèmes de

2ème génération exploitant les techniques d'accès au média par répartition temporelle Time Division Multiple Access (TDMA) et fréquentielle Frequency Division Multiple Access (FDMA).

La technique d'accès multiple par répartition de codes, Code Division Multiple Access (CDMA), est la technique adoptée dans les systèmes de communication de 3ème génération. Elle est utilisée principalement pour l'étalement de spectre. L'étalement de spectre, utilisé initialement dans les applications militaires, permet d'étaler la puissance du signal sur une large bande de fréquence, donnant ainsi au signal à transmettre la forme d'un bruit, le rendant difficilement détectable par des récepteurs étrangers. Le signal étalé présente également une meilleure résistance face aux évanouissements selectives en fréquence. Un autre avantage est celui de la résistance que confère l'étalement de spectre aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission. Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément la totalité de la bande de fréquence et la répartition en intervalles de temps.

Dans une liaison de communication utilisant la technique d'accès CDMA, la propagation à trajets multiples est considérée comme un avantage. En effet, chaque trajet porte la même information, ceci a fait penser à trouver une structure d'un récepteur qui permet de combiner ces trajets afin de renforcer la puissance du signal reçu. Cette idée est le principe mis en œuvre dans les structures du récepteur en râteau (Rake) utilisé dans les systèmes de communication basé sur le CDMA.

Le principe de ce type de récepteur est très simple, basé sur la combinaison constructive des trajets multiples. Il existe plusieurs architectures dont les seules différences se situent au niveau des performances mesurées : la vitesse de traitement et la surface nécessaire à leur implémentation.

L'objectif principale de ce projet de fin d'étude est d'étudier l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE capable de traiter un nombre donné de trajets multiples et l'implémentation de ce dernier sur la carte Xilinx FPGA Vertx 5. 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 un estimateur de canal.

Ce mémoire est divisé en trois parties principales. Les deux premiers chapitres traitent les questions théoriques où nous présentons un bref historique sur les systèmes de communication sans fils, la chaîne de transmission, les phénomènes physiques influant sur la propagation des signaux le long de cette chaîne, et finalement nous étudions en détail le principe d'étalement de spectre utilisé dans les systèmes de communication à base de CDMA.

Dans le chapitre 3, sont exposés les standards utilisés dans les systèmes de communication mobiles et leurs spécifications techniques. Par la suite, dans le chapitre 4, nous étudions la chaîne de transmission CDMA à large bande Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA), ses propriétés, ses capacités techniques, et son application. Par la suite nous enchainons par une étude détaillé de la technique d'étalement de spectre en chapitre 5 et les architectures de récepteur RAKE conventionnelle et flexible dans le chapitre 6.

Finalement, les chapitres 7 et 8 sont destinés à l'implémentation du récepteur sur FPGA et l'interprétation des résultats obtenus. Nous commençons par une simulation de la chaîne de communication W-CDMA sur Simulink, une présentation de l'environnement de développement ISE Xilinx, et la méthodologie de conception suivie. Enfin, une implémentation du système sur la carte Xilinx ML501 contenant FPGA Vertex 5 est faite et les résultats sont interprétés.

Chapitre 2

Systemes de communication sans fil

2.1 Introduction

La communication sans fil constitue sans doute le segment le plus répandu dans l'industrie des télécommunications. La téléphonie cellulaire a connu une croissance exponentielle au cours de la dernière décennie, et cette croissance continuera à augmenter dans le monde entier, avec plus de dix milliards d'utilisateurs de téléphones cellulaires dans un futur très proche.

Les réseaux locaux sans fil sont actuellement prêts à compléter ou remplacer carrément les réseaux câblés dans de nombreuses entreprises et campus. Beaucoup de nouvelles applications, y compris les réseaux de capteurs sans fil, les autoroutes et les usines automatisées, les maisons et appareils intelligents, ont passé d'une étape de recherche dans les laboratoires à une concrétisation réelle sur le terrain. La croissance très rapide des systèmes sans fil combinée à l'utilisation énorme des ordinateurs portables indiquaient un avenir brillant pour les réseaux sans fil, soit en tant que systèmes autonomes ou en tant qu'une partie de l'infrastructure réseaux. Toutefois, de nombreux défis techniques apparaissent dans la

conception des réseaux sans fil robustes qui fournissent des performances et des capacités nécessaires pour prendre en charge ces applications émergentes.

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement l’historique de l’évolution des systèmes de communication sans fil et la vision derrière son apparition, et les problèmes techniques qui devaient être surmontés afin d’introduire cette technologie. Par la suite, nous enchaînerons par une étude détaillée de la chaîne de transmission radio, ses propriétés, et les différents phénomènes physiques qui influent sur la propagation du signal.

2.2 La communication sans fil : Historique et vision

La communication sans fil est un domaine qui existe depuis plus de cent ans, à partir de 1897 avec les démonstrations réussies de la télégraphie sans fil de Marconi. En 1901, la réception de la radio à travers l’océan Atlantique avait été établie [14]. Depuis ce temps, des nouvelles méthodes et services de communications sans fil ont été adoptés avec enthousiasme à travers le monde entier. En particulier, au cours des vingt dernières années, l’industrie des radiocommunications mobiles a progressé énormément, poussé par des avancements extraordinaires de fabrication de circuits numériques et de circuits RF, de la nouvelle technologie d’intégration de circuits à grande échelle, et d’autres technologies de miniaturisation qui rendent les équipements radio portables plus petits, moins chers et plus fiables [11].

La communication sans fils peut être classifiée de nombreuses façons selon ses applications, systèmes, ou régions de couverture. Les applications sans fil incluent la voix, l’accès à Internet, la navigation sur le Web, la pagination et la messagerie courte, les services d’information d’abonnés, le transfert de fichiers, la téléconférence vidéo, la détection et le contrôle distribué. Tandis que les systèmes sans fil comprennent les systèmes de téléphonie cellulaire, les réseaux locaux sans fil, les systèmes de données sans fil à grande surface, les systèmes par satellite et les

réseaux sans fil ad-hoc. Par ailleurs, les régions de couverture incluent l'immeuble, le campus, la ville, la région et le monde en générale [5].

La question qui se posait sur la meilleure façon de caractériser les communications sans fil dans ces divers segments a entraîné une fragmentation considérable de l'industrie, comme en témoignent les nombreux produits, normes et services sans fil offerts. L'une des raisons principales de cette fragmentation est que chaque applications sans fils a ses propres techniques et exigences qui rendent difficile la conception d'un système sans fil capable de satisfaire simultanément toutes ces exigences.

Par conséquent, au moins dans un proche avenir, les systèmes sans fil continueront d'être fragmentés, avec des protocoles différents adaptés pour répondre aux exigences des différentes technologies de pointe comme l'Internet des objets Internet of Things (Iot).

2.3 Les problèmes techniques de la communication sans fil

Les problèmes techniques qui devaient être résolus pour rendre la vision sans fil une réalité s'étendaient à tous les niveaux de la conception du système. Au niveau du matériel, le composant terminal doit avoir plusieurs modes de fonctionnement pour qu'il soit adapté aux différentes applications, et puisque la plupart des gens ne veulent pas transporter une batterie relativement lourde, le matériel utilisés dans les terminaux mobiles et les techniques de traitement de signal doivent consommer très peu d'énergie, ce qui aura un impact sur les niveaux supérieurs de la conception du système. De plus, le canal de communication sans fil est un moyen de communication imprévisible et difficile à traiter. Tout d'abord, le spectre radioélectrique est une ressource insuffisante qui doit être attribuée à

de nombreuses applications et systèmes. Pour cette raison, il existe des organismes de réglementation mondiale qui gère et contrôle l'attribution des spectres fréquentielles à chaque opérateurs.

Lorsqu'un signal se propage dans un canal, il subit des fluctuations aléatoires dans le temps si l'émetteur ou le récepteur se déplace, en raison de changements de réflexions et d'atténuations. Ainsi, les caractéristiques du canal peuvent changer aléatoirement avec le temps, ce qui rend difficile la conception de systèmes fiables avec des performances garanties.

La sécurité est également plus difficile à assurer dans ce type de systèmes, car les ondes sont susceptibles d'être captées par toute personne ayant une antenne RF. D'ailleurs, les systèmes cellulaires analogiques n'ont pas de sécurité, donc il est très facile d'écouter des conversations en balayant la bande de fréquence cellulaire analogique. Par contre, tous les systèmes cellulaires numériques implémentent un certain niveau de cryptage. Cependant, avec suffisamment de connaissances et de temps la plupart de ces méthodes de cryptage peuvent être décrypté.

2.4 Chaîne de communication sans fil

Les systèmes de communication se composent de trois unités principales : l'unité d'émission, le support de transmission et l'unité de réception correspondante. Les signaux de communication transportés à travers le système portent les informations provenant de la source où elles sont générées. La transmission de l'information à travers un support non idéal provoque l'atténuation et la déformation du signal d'information en raison de la perte dans le canal et de la limitation de la bande passante. Un diagramme schématique est représenté sur la figure 2.1

2.4.1 Source de données et Codage de source

La source de données peut être n'importe quel type de source (voix, images, video, ...etc). La théorie de l'information nous dit que toute information peut être

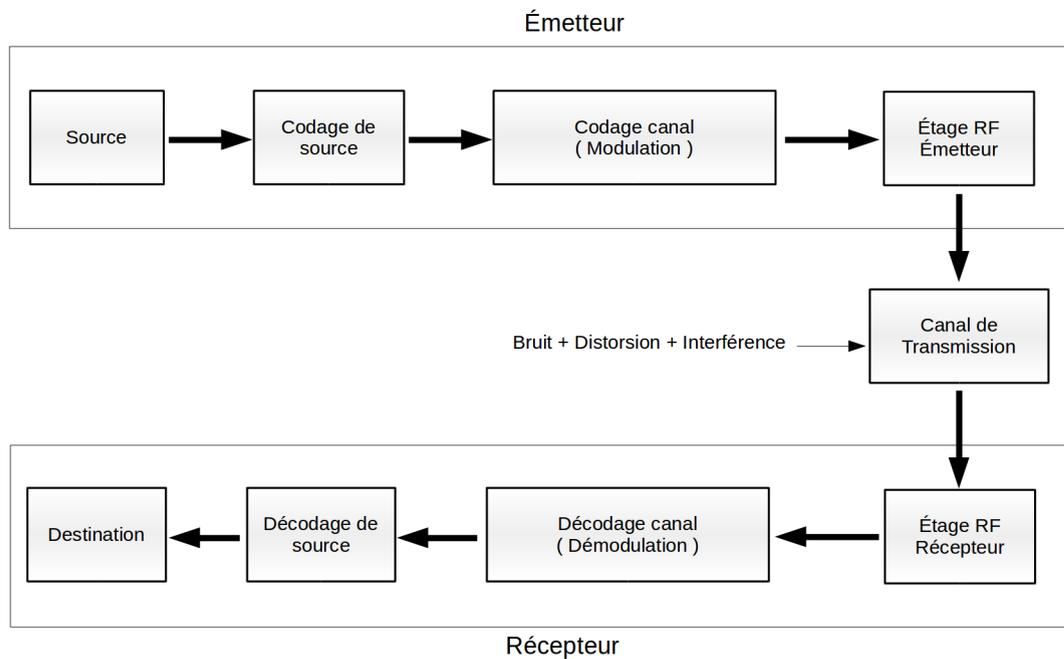


FIGURE 2.1: Chaîne de transmission

efficacement représentée sous forme numérique jusqu'à une précision arbitraire, avec le nombre de bits requis pour la représentation est en relation directe avec la fidélité demandé. La tâche de l'encodeur de source est de l'accomplir dans la pratique, en réduisant la redondance dans l'information originale d'une manière qui tient compte des besoins de l'utilisateur final.

2.4.2 Codage canal

Tandis que le codage de source élimine la redondance indésirable dans les informations à envoyer, l'encodeur de canal introduit la redondance de façon contrôlée afin de lutter contre les erreurs qui peuvent résulter des imperfections et du bruit du canal. La sortie du codeur de canal est un *mot de code* à partir d'un code de canal, qui est conçu spécifiquement pour les caractéristiques anticipées du canal et les exigences dictées par les couches réseaux de haut niveau. Par exemple, pour les applications insensibles au retard, le code de canal peut être optimisé

pour la détection d'erreurs, suivi d'une demande de retransmission. D'autre part, pour les applications en temps réel pour lesquelles les retransmissions ne sont pas possibles, le code peut être optimisé pour la correction des erreurs. Souvent, une combinaison de correction et de détection d'erreur peut être utilisée.

2.4.3 Canal de transmission

Le canal ou le support de transmission dans une chaîne de communication est un élément très important qui nécessite lui seul une étude approfondi afin de connaître ses caractéristiques et maîtriser ses aspects. C'est l'élément qui nous intéresse le plus avec le récepteur.

Le canal de transmission est le moyen physique utilisé pour envoyer le signal de l'émetteur au récepteur. En communication sans fil, le canal de transmission est habituellement l'atmosphère (espace libre). Quel que soit le support physique pour la transmission du signal, la caractéristique essentielle est que le signal transmis est corrompu de manière aléatoire par divers mécanismes possibles.

La forme la plus commune de dégradation du signal se présente sous forme de bruit additif, qui est généré à l'entrée du récepteur, où l'amplification du signal est effectuée. En transmission sans fil, des perturbations additif supplémentaires sont du bruit crée par l'être humain et un bruit atmosphérique capté par une antenne de réception. Les interférences d'autres utilisateurs de la chaîne constituent une autre forme de bruit additif qui se pose souvent dans les systèmes de communication sans fil et filaire.

Dans certains canaux de communication radio, tels que le canal ionosphérique utilisé pour la transmission radio à courte portée et à courte durée, une autre forme de dégradation du signal est la propagation multi-trajets (multipath). Une telle distorsion de signal est caractérisée par une perturbation non-additive du signal qui se manifeste comme des variations dans temps de l'amplitude du signal, généralement appelée *fading*.

Les distorsions de signal additives et non-additives sont généralement caractérisées comme des phénomènes aléatoires et décrites en termes statistiques. L'effet de ces distorsions de signal doit être pris en compte sur la conception du système de communication.[9].

2.4.3.1 Canal à bruit additif AWGN

Le modèle mathématique le plus simple pour un canal de communication est le canal à bruit additif. Dans ce modèle, le signal transmis $s(t)$ est corrompu par un processus de bruit aléatoire additif $n(t)$. Physiquement, le processus de bruit additif peut provenir de composants électroniques et d'amplificateurs au récepteur du système de communication, ou des interférences rencontrées dans la transmission, comme dans le cas de la transmission du signal radio.

Si le bruit est introduit principalement par des composants électroniques et des amplificateurs au récepteur, il peut être caractérisé comme un bruit thermique. Ce type de bruit est caractérisé statistiquement comme un processus de bruit gaussien. Par conséquent, le modèle mathématique résultant pour le canal est habituellement appelé le canal additif de bruit gaussien. L'atténuation des canaux est facilement incorporée dans le modèle. Lorsque le signal subit une atténuation lors de la transmission à travers le canal, le signal reçu est :

$$r(t) = as(t) + n(t) \quad (2.1)$$

où a représente le facteur atténuation.

2.4.3.2 Canal linéaire variant dans le temps

Les canaux physiques, tels que les canaux radioélectriques ionosphériques qui résulte d'une propagation multi trajet variant dans le temps du signal transmis, peuvent être caractérisés mathématiquement sous la forme de filtres linéaires variant dans le temps. De tels filtres linéaires sont caractérisés par une réponse

impulsionnelle du canal variant le temps $h(\tau; t)$ où $h(\tau; t)$ est la réponse du canal au temps t à d'une impulsion appliquée au temps $t-\tau$, avec τ représente le temps écoulé pour la réponse de canal.

Pour un signal d'entrée $s(t)$, le signal de sortie du canal est

$$r(t) = s(t) \star h(\tau; t) + n(t) = \int_{+\infty}^{-\infty} h(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.2)$$

Un bon modèle pour la propagation d'un signal multi-trajets à travers des canaux physiques, tels que l'ionosphère et les canaux radio cellulaires mobiles, est un cas particulier de l'équation 2.2 dont la réponse impulsionnelle à temps variable est de la forme :

$$h(\tau; t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.3)$$

où $a_k(t)$ représente l'atténuation variable dans le temps possible pour les L multi-trajets. Si l'équation 2.3 est inclus dans l'équation 2.2, le signal reçu aura la forme

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(t - \tau_k) + n(t) \quad (2.4)$$

Donc, le signal reçu consiste de L composants de trajet multiple, dont chaque'un est atténuer avec a_k et retardé par T_k [9].

2.4.3.3 Trajet multiples (Multipath)

La propagation du signal radio à travers l'air (le canal de transmission) est influencé par plusieurs facteurs, parmi ces facteurs la réflexion, la diffraction et atténuation de l'énergie du signal. Ces phénomènes sont causés par les obstacles naturels qui s'opposent à la propagation du signal radio comme les montagnes, les bâtiments,..etc. Ces réflexions obligent le signal à suivre des chemins différents pour arriver au récepteur, ce qui donne naissance au phénomène de trajets multiples.

La propagation multi-trajets apparait lorsqu'un signal émis par un émetteur prend plusieurs chemins pour arriver aux récepteurs. Le récepteur reçoit des versions retardées du signal émis et les voit comme des échos avec différents temps d'arrivé et d'amplitudes. Les systèmes de communication CDMA exploitent ce phénomène de trajets multiples en combinant toute les versions retardé du signal reçu afin d'augmenter le rapport signal sur bruit, donc l'énergie du signal reçu. Le récepteur Rake principal objet de ce travail se charge notamment d'effectuer cette combinaison.

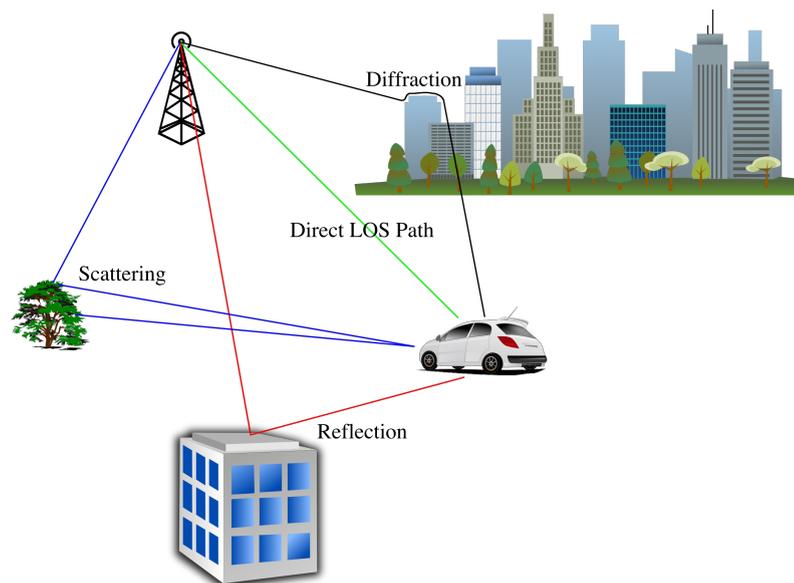


FIGURE 2.2: Trajets multiples

2.4.3.4 Effet doppler

L'effet Doppler décrit le décalage de la fréquence centrale d'une forme d'onde incidente en raison du mouvement de la cible par rapport à la source de rayonnement. Selon la direction du mouvement de la cible, ce décalage de fréquence peut être positif ou négatif. Les fronts d'onde d'une forme d'onde incidente sur une cible sont équiphasés séparées par λ , la longueur d'onde. Lorsque une cible approche les fronts d'onde équiphasés réfléchis se rapproche les uns des autres (longueur d'onde plus petite). Par contre, une cible qui s'éloigne entraine un éloignement entre les fronts d'onde équiphasés réfléchis (longueur d'onde plus grande).

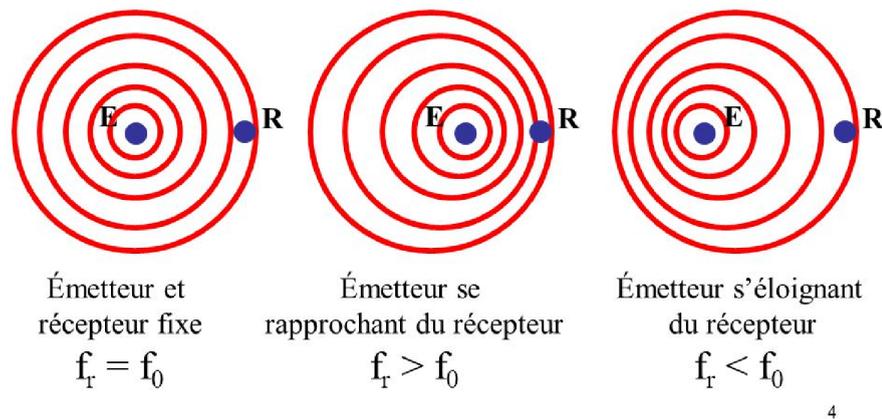


FIGURE 2.3: Effet doppler

2.4.3.5 Interférences intersymbole ISI et interférence à accès multiple MAI

Les interférences dans un système de communication sans fils constituent l'un des problèmes majeurs qui affectent la qualité et l'efficacité de la transmission. Il existe deux types d'interférences : Interférence engendrée par les utilisateurs mobiles dans la même cellule, appelée interférence intracellulaire, et les interférences venant des utilisateurs dans les cellules environnantes, appelé Inter cell interférence. Ces deux types d'interférences peuvent être regroupé sur les deux catégories suivantes :

a)- Interférence Intersymbole ISI

Dans un système de bande de base numérique, il existe plusieurs aspects de filtrage par des réactances dans l'émetteur, le récepteur et aussi le canal. Les impulsions d'entrée peuvent être à plat sous forme de sinus cardinal ou à impulsion.

Dans les deux cas, les réactances du canal peuvent fausser l'amplitude et la phase des impulsions. À l'émetteur, les impulsions sont filtrées d'une façon passive pour les restreindre à une certaine bande passante. Le filtre récepteur, qui s'appelle un filtre d'égalisation, doit être ajusté pour compenser la distorsion causée par l'émetteur et le canal. La fonction de transfert qui combine les effets de tout ses filtrages est la suivante :

$$H(f) = H_t(f)H_c(f)H_r(f) \quad (2.5)$$

Où $H_t(f)$ représente le filtrage à l'émetteur, $H_c(f)$ est le filtrage dans le canal et $H_r(f)$ est le filtrage effectué sur le récepteur.

Si ces impulsions sont mal filtrées lorsqu'elles traversent la chaîne de transmission, elles seront superposées lorsqu'elles seront reçues. L'impulsion de chaque symbole se chevauche avec les impulsions voisines et cela entrave le processus de détection. Cette interférence s'appelle Intersymbol Interference (ISI).[10].

b)- Interférence d'accès multiple MAI

Il a été démontré que les interférences entre plusieurs utilisateurs peuvent être évitées si les codes utilisés pour transmettre les données sont orthogonaux. Cependant, en ce qui concerne la transmission du terminal mobile à la station de base, si les retards entre l'émetteur et le récepteur sont différents, les signaux ne sont pas considérés comme orthogonaux. Dans une zone de couverture de 50m, en fonction du débit de données, ces différences de retard peuvent être autour de quelques chips. Cet effet est appelé Multiple Access Interference (MAI).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les problèmes techniques que peut rencontrer une chaîne de transmission. Nous avons aussi étudié la chaîne de transmission d'un système de communication, plus particulièrement le canal radio et

les phénomènes physiques influant sur la propagation du signal, ce qui nous permet de bien comprendre par la suite l'étalement de spectre, ses propriétés, et son domaine d'application.

Chapitre 3

Standards de communication

3.1 Introduction

Depuis les années 70, les systèmes mobiles ont subi une évolution très rapide suivant l'évolution technologique dans plusieurs secteurs de l'électronique : traitement de signal, systèmes embarqués et la performance des calculateurs, et l'évolution aussi du domaine réseau informatique ou "Internet" où les systèmes téléphoniques deviennent de plus en plus rapide et offre plus de services similaires à celle d'un ordinateur personnel.

3.2 1ère génération

Les systèmes cellulaires existaient depuis 1970 et mis en service depuis 1981 tel que le système Nordic Mobile Telephones (NMT), une norme spécifiée par les suédois, basée sur la technologie analogique de la première génération avec deux standards existant la NMT-450 et NMT-900, les valeurs numériques représentent la largeur de bande utilisé par ces derniers, d'ailleurs ils utilisent comme méthode d'accès la FDMA.

D'autres standards ont apparu dans la même époque par exemple l'Advanced Mobile Phone System (AMPS), un standard américain qui utilise la transmission en bande de base. Il y a aussi le Total Access Communication System (TACS) qui a été proposé en Grande Bretagne. Ce dernier est aussi un système analogique utilisant la transmission FM, d'ailleurs il dérive du système américain précédent, la seule différence est la bande de transmission (890-915 Mhz puis 935-960 Mhz celle de la Global System for Mobile Communications (GSM) plus tard).

Ces systèmes analogiques présentent plusieurs inconvénients : le plus populaire est l'absence de cryptage des communications radio, il suffit d'avoir un récepteur sur la bande de fréquence approprié pour entendre, c'est-à-dire absence de sécurité. Un deuxième désavantage présenté par ces systèmes est la limitation du nombre d'utilisateurs, donc la capacité.

A cause des inconvénients présentés par ces systèmes analogiques et l'existence de plusieurs standards, un pour chaque pays, d'autres technologies ont été présentées et appliquées comme des standards mondiales tel que GSM.

3.3 2ème génération

Les systèmes analogiques, présentant la première génération de la communication mobile, ont présenté plusieurs problèmes et limitations donc des laboratoires de recherche européens ont développé un nouveau standard concernant les systèmes sans fils et numérique appelé GSM (Groupe Spécial Mobile en 1982 puis un système internationale appelé Global System for Mobile communication en 1991).

Le GSM utilise la bande [900-1800 Mhz] en Europe et [850-1900 Mhz], c'est pour cela qu'on distingue deux types de téléphones tri-bande ceux pouvant fonctionner en Europe et en USA et bi-bande ceux qui fonctionnent en Europe seulement.

La technique d'accès utilisée par ce standard est TDMA avec la FDMA dit en anglais TDMA over FDMA dans le but d'augmenter la capacité ce qui permet l'augmentation de nombre d'utilisateurs dans la bande en partageant cette dernière en plusieurs intervalles de temps. (pour plus de détail référence).

Par contre en Amérique plusieurs systèmes du 2ème génération ont été développés comme la IS-136 qui est similaire à la GSM et utilise la même technique d'accès, un autre système appelé IS-95 qui utilise la CDMA (Code Division Multiple Access) qui utilise le principe du codage pour séparer les utilisateurs, puis les envoyer en même temps dans la même bande de fréquence et la donnée en réception peut être récupérer seulement en connaissant le code de l'utilisateur demandé.

Le standard Personal Digital cellular (PDC) a été utilisé par le Japon et commercialisé en 1993, la technique d'accès utilisé est la TDMA ce système occupe la bande des 800 Mhz puis en 1994 celle de 1500 Mhz. Les standards de la 2G et les spécifications technique sont récapitulé dans le tableau 3.1.

L'apparition de nouvelles applications comme : les vidéos, photos et E-mail ont poussé les chercheurs à développer d'autre systèmes plus améliorés car elle demande un débit plus haut donc d'autres système ont été créé comme HSCSD, General Paquet Radioservice (GPRS) et Enhanced Data Rates in GSM Environnement (EDGE) ces systèmes sont basées sur le standard GSM et sont appliqués comme 2.5G.

a)- High Speed Circuit Switched Data High Speed Circuit Switched Data (HSCSD)

La HSCSD étant le premier système qui a avancé un pas de plus par rapport à la GSM son but était de transférer les données à un débit plus élevé par le procédé de permettre à l'utilisateur d'utiliser quatre canaux au même temps comme résultat un débit maximum quatre fois plus élevé $(14.4*4)=57.6$ kbits/s.

	GSM	IS-136	IS-95	PDC
Technique d'accès multiple	TDMA	TDMA	CDMA	TDMA
Espacement entre les porteuses	200 KHz	30 KHz	1.25 KHz	25 KHz
Débit de la porteuse	270.833 kbits/s	48.6 kbits/s p/4-DQPSK 72.9 kbits/s 8-PSK	1.2288 Mchip/s	42 kbits/s
Longueur de la trame	4.615 ms	40 ms	20 ms	20 ms
Bande (Mhz)	880-915/869-894 1720-1785/1805-1880 1930-1990/1850-1910	824-849/869-894 1930-1990/1850-1910	824-849/869-894 1930-1990/1850-1910	810-826/940-956 1429-1453/1477-1501
Débit de donné maximum (kbits/s)	HSCD : 57.6 GPRS : 115.2-182.4	IS-136+ : 43.2	IS-95A :14.4 IS-95B :115.2	28.8

TABLE 3.1: Standards 2G et spécifications techniques

L'avantage de ce système est la simplicité de l'implémentation car il faut juste augmenter le nombre de canaux pour l'utilisateur mais l'inconvénient est sous-entendu dans l'avantage qui est l'augmentation de nombre de canaux.

b)- GPRS (General Packet Radio Service)

Le deuxième système amélioré par rapport à la GSM est le GPRS qui a gardé le principe du système précédent (permettre l'utilisation de plusieurs canaux) mais en ajoutant un codage de canal et un changement concernant la forme de donnée à transmettre il s'agit de la forme de "Packet Switched Services" qui permet l'utilisateur d'utiliser un canal quand la donnée est reçue ou transmise. Le système peut supporter jusqu'à 160 kbits/s d'ailleurs c'est avec ce système qu'Internet a été introduit dans les systèmes mobile.

Ce système est trop compliqué pour le développer ou l'améliorer mais ça reste qu'il a plus d'avantages : Le débit est trop élevé par rapport à la GSM ce qui permet d'introduire plus d'application E-mail, vidéo et photo. De plus le système permet de recueillir plus d'utilisateurs et l'ajout ne nécessite pas l'allocation de canaux en plus, en comparant avec la HSCSD, mais il y a de la pratique à investir.

c)- EDGE (Enhanced Data for GSM Evolution)

Un autre système qui est compté comme une évolution de la GSM est le EDGE qui est, comme son nom l'indique, une amélioration de la GSM car il utilise la même bande mais au lieu de la modulation GMSK on utilise la 8-QPSK ce qui implique une vitesse trois fois plus élevée en utilisant la même bande. En utilisant les principes de la EDGE et la GPRS on peut remonter jusqu'à 384 kbits/s.

3.4 3ème génération

Après le succès de la 2ème génération on était obligé d'aller vers la troisième génération pour supporter d'autres applications, qui sont dédiées à l'utilisation dans un ordinateur, comme l'Internet à haut débit, vidéos haute résolution, télévision mobile et la vidéophonie. La 3G est représentée par deux normes principales 'Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) et la CDMA2000.

3.4.1 UMTS

Cette technologie est basée sur la technique W-CDMA et parfois prend cette dénomination, standardisée par le 3rd Generation Partnership Project (3GPP), d'origine Européenne. Ses débuts remontent aux années 2000 mais la première mise en œuvre était en 2002 à la Norvège et l'Autriche, ce report de deux ans, plus dans d'autres pays, est causé par des problèmes financiers.

L'UMTS repose sur la technologie dite Étalement du spectre une révolution, par rapport à la GSM, car elle permet aux utilisateurs proches (dans la même cellule) d'utiliser la même bande de fréquence en même temps ce qui permet une capacité beaucoup plus élevée comparant à la GSM qui utilise comme technique de multiplexage la FDMA over TDMA.

Les bandes de fréquence occupés pour cette technique sont trois selon le duplex :

1. Duplex temporel TDD : une bande de largeur 35 Mhz de 1885 à 1920 Mhz et une de largeur 15 Mhz de 2010 à 2025 Mhz.
2. Duplex fréquentiel FDD : une bande de largeur 60 Mhz en uplink du 1920 à 1980 Mhz et une pour le downlink d'une largeur de 60 Mhz du 2110 à 2170 Mhz.
3. Bande satellite : La meme chose comme la FDD une pour le uplink et une pour le downlink chacune d'une largeur de 30 Mhz sont respectivement 1980 à 2010 Mhz et de 2170 à 2200 Mhz.

Il y a aussi une bande autour de 900 Mhz qui est attribué pour qu'elle soit partagée entre le GSM et l'UMTS en Europe bien sûr.

Ce qui concerne le débit de transfert des données l'UMTS a vécu plusieurs évolutions en commençant par :

1. W-CDMA : qui assure une amélioration concernant la capacité en utilisant la technique d'étalement du spectre, une amélioration concernant le débit qui peut atteindre, dans des conditions spécifique, les 384 kbits/s mais dans le pire des cas il est au minimum de 144 kbits/s (en se déplaçant d'une grande vitesse) mais ça reste toujours une évolution comme même car plusieurs application ont été introduit et la capacité est beaucoup plus amélioré.
2. HSDPA/HSUPA : on parle ici à une améléoration du la norme UMTS (3G) qui est appelé aussi 3.5G ou bien 3G+ ou bien H. HSDPA pour High Speed Downlink Packet Access ce protocole de téléphonie mobile a subit une

évolution il permet de télécharger avec un débit de 1.8 Mbits/s, 3.6 Mbits/s, 7.2 Mbits/s, 14.4 Mbits/s. Ce protocole est une amélioration logicielle il est défini par la norme wcdma-3GPP release 5 et ça concerne la liaison descendante d'utilisateur vers le réseau à haut débit. HSUPA pour High Speed Uplink Packet Access est un protocole de la famille UMTS dont les spécifications ont été proposé par 3GPP release 6, c'est un complément de la norme précédente HSDPA elle apporte un débit montant de 5.8 Mbits/s (théorique) ce protocole a permet le partage de données volumineux (photo, vidéo. . . etc) entre mobiles, et du mobile vers les plateformes de partage sur Internet. Cette évolution est un pas important vers la web 2.0.

3. HSPA+ : il s'agit de l'évolution 3G++ ou bien H+, une évolution de la norme HSPA permettant d'atteindre des débits de 21 Mbits/s par cellule radio en mode descendant, 42 Mbits/s en dual carrier et jusqu'à un débit de 84 Mbits/s en utilisant la technologie MIMO. Et un débit montant de 11.5 Mbits/s. Cette évolution est apportée par les changements principaux suivants : l'utilisation du codage 64-QAM au lieu de 16-QAM. L'autre changement c'est l'utilisation de deux cellules radio adjacentes (DC-HSPA+).

3.4.2 CDMA2000

Le CDMA2000 est connue comme une technologie de la 3G introduite par l'UIT (Union Internationale des Télécommunication) il prolonge la technologie 2G américaine CDMA-One (IS-95). Le passage de la 2G vers la 3G était une simple évolution non une révolution comme pour les normes européennes (GSM vers UMTS). Il important de mentionné que la société américaine Qualcomm est le propriétaire de la technologie des familles CDMA et elle a développé tous les système CDMA qui sont normalisé par l'organisme 3GPP2.

Une amélioration du CDMA2000 vers le 1xEv-DO (1x Evolution Data Optimized) une norme introduit par le même organisme 3GPP2 mais il assure des débits plus élevé environ 2.5 Mbits/s comme débit théorique et elle permet aux utilisateurs les services de transfert de données comme Internet. Peu de pays ont

suivi cette norme et l'applique comme une norme de la 3ème génération ou bien la 3.5G parmi eux se trouve l'Algérie.

3.5 Les standards actuels

De nos jours la 4ème génération est appliquée dans plusieurs pays comme une nouvelle technologie des systèmes téléphoniques. Le débit théorique est de 100 Mbits/s à 1Go/s mais ça reste un débit théorique car actuellement le débit est de quelques dizaines de Mbits mais le débit va augmenter et atteindre des débits plus forts qu'au débit actuel de la fibre optique. La norme la plus utilisée en 4G est le LTE (Long Term Evolution).

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les normes et les standards mondiales des systèmes mobiles cellulaires en partant de la 1ère génération à la 4ème, en présentant les améliorations techniques nécessaires, que ce soit matériels ou en traitement de signal. Les systèmes de communication radio ne cessent pas de s'améliorer, en visant l'augmentation de la qualité de services et l'augmentation de la capacité et les débits qui deviennent de plus en plus rapides, par l'introduction de nouvelles techniques d'ingénierie.

Chapitre 4

Transmission CDMA large bande (W-CDMA)

4.1 Introduction

La W-CDMA est considérée comme l'une des cinq techniques d'accès au canal radio pour les systèmes de communication de 3ème génération développées dans le cadre du standard International Mobil Telecommunications 2000 (IMT-2000), défini par l'Union International de Télécommunication (UIT). Cette nouvelle technologie est connue sous le nom de DS IMT-2000 (figure 4.1) et défini par le 3GPP.

En effet, c'est une technique d'accès au réseau mobile du standard UMTS par division directe de code pour la transmission afin de fournir une vitesse élevée et de fournir une bande passante plus grande que celle de l'ancienne technique de transmission TDMA utilisée dans le système GSM.

Dans la suite de ce chapitre, nous comparons les interfaces air de deuxième génération avec la technique d'accès W-CDMA. Par la suite, nous présentons en détail la couche physique d'une liaison descendante (DL) W-CDMA, les fonctions de traitement au niveau symboles d'information, et ses spécifications.

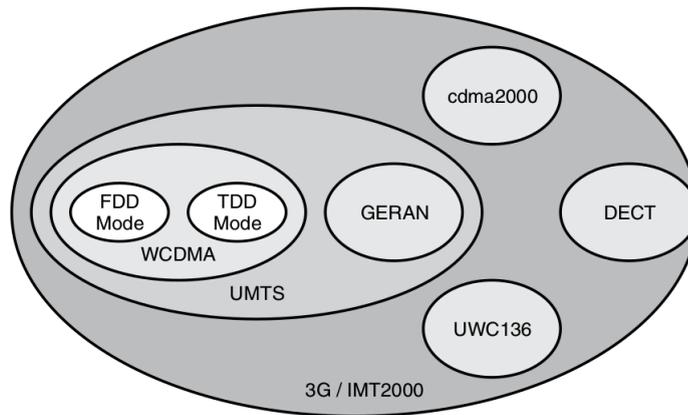


FIGURE 4.1: Technologie 3G

4.2 Le W-CDMA et les interfaces air de deuxième génération

Pour mieux comprendre les origines des différences entre les systèmes 2G et 3G, il est important de connaître les nouveaux besoins des systèmes de 3ème génération. Ces besoins peuvent être énumérés comme suit :

1. Débits élevé (allant jusqu'à 2 Mbit/s).
2. Débit variable (bande passante à la demande).
3. Multiplexage de services ayant une qualité de service différente (voix, vidéo, données, etc) sur une même connexion.
4. Bonne qualité (d'un taux d'erreur trame de 10% à un taux d'erreur bit de 10^{-6}).
5. Co-existence des systèmes 2G et 3G.
6. Handovers inter-systèmes (pour des raisons de couverture ou de partage de charge).
7. Support de trafic Uplink et Downlink asymétriques.
8. Forte efficacité spectrale.
9. Co-existence des modes Frequency Division Duplex (FDD) et Time Division Duplex (TDD).

Les principales différences entre les interfaces air W-CDMA et GSM sont présentées dans le tableau 4.1. Ces différences reflètent bien les nouveaux besoins des systèmes de communication 3G. Par exemple, la plus grande bande passante du W-CDMA (5 MHz) est nécessaire pour supporter des débits plus importants. La diversité de transmission, n'est pas supportée par les systèmes de 2ème génération, qui a été adopté par le W-CDMA afin d'augmenter la capacité downlink et d'offrir ainsi des capacités downlink et uplink asymétriques.

	W-CDMA	GSM
Espace entre porteuse	5 Mz	200 KHz
Motif de réutilisation de fréquence	1	1 - 18
Fréquence de contrôle de puissance	1500 Hz	2 Hz (ou moins)
Contrôle de qualité	Algorithme de gestion des ressources radio	Plan de fréquence
Diversité de fréquence	Récepteur RAKE	Saut de fréquence
Transmission de données	En fonction de la charge	En fonction du nombre de <i>timeslot</i> disponible en GPRS
Diversité de transmission Downlink	Supporté, augmente la capacité downlink	Non supporté par la norme, peut être implémenté

TABLE 4.1: Interfaces air W-CDMA et GSM

La transmission simultanée de plusieurs services caractérisés par différents débits et qualités de service QoS nécessite la mise en place de nouveaux algorithmes de gestion des ressources radio afin de garantir la qualité du service et de maximiser le débit total.

D'autre part, le W-CDMA et l'IS-95 utilisent tous les deux la méthode d'accès multiple par répartition de code au moyen d'une modulation par séquence directe Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-SS). Le plus fort débit chip, qui correspond au débit de la séquence de codage du W-CDMA, permet une meilleure efficacité de la diversité de trajets multiples que le débit chip de 1,2288 Mcp/s de l'IS-95, en particulier pour les cellules de petite taille en environnement urbain. Cependant, une meilleure diversité de trajets multiples améliore

la couverture radio et que l'utilisation d'un débit chip élevé permet de réaliser des gains en transmission, surtout pour les services haut débit [Holma et al.].

Le tableau 4.2 regroupe les principales différences entre les interfaces air W-CDMA et IS-95.

	W-CDMA	IS-95
Espace entre porteuse	5 Mz	1.25 MHz
Débit chip	3.84 Mcp/s	1.228 Mcp/s
Fréquence de contrôle de puissance	1 500 Hz	Uplink : 800Hz Downlink : lent
Synchronisation des stations de base	Pas nécessaire	nécessaire (obtenu par GPS)
Handover inter-fréquences	Oui	Possible
Algorithmes de gestion de ressources radio	Oui	Pas nécessaire pour la voix
Transmission de données	En fonction de la charge	Mode circuit
Diversité de transmission downlink	Supportée, augmente la capacité downlink	Non supportée par ma norme

TABLE 4.2: interfaces air W-CDMA et IS-95

Le W-CDMA réalise un contrôle de puissance sur les liaisons montantes UL et descendantes DL à une fréquence de 1500 Hz. En effet, le fait de réajuster la puissance sur la liaison descendante permet très fréquemment d'augmenter les performances de cette liaison ainsi que sa capacité totale, mais cela nécessite de nouvelles fonctionnalités au sein du terminal mobile, telles que l'estimation du rapport signal à interférence Signal to Interference Ratio (SIR) et la mise en place d'un contrôle de puissance en boucle externe, ce qui n'est pas nécessaire pour les mobiles IS-95.

Les systèmes IS-95 ont été conçus principalement pour des réseaux macro-cellulaires. Les stations de base d'un tels réseaux sont généralement installées sur les toits des immeubles et dans des endroits très haut où les signaux du système GPS sont facilement reçus. Ces stations de base doivent en effet être synchronisées entre elles, et cette synchronisation est généralement assurée par le système GPS. Cela devient problématique pour les micro-cellules et les cellules indoor qui, selon

leur emplacement, peuvent ne pas recevoir les signaux GPS. De ce fait, le CDMA, quant à lui, a été conçu pour fonctionner sans synchronisation. Ce fonctionnement asynchrone des stations de base rend par conséquent le mécanisme d'handover légèrement différent de celui employé par l'IS-95.

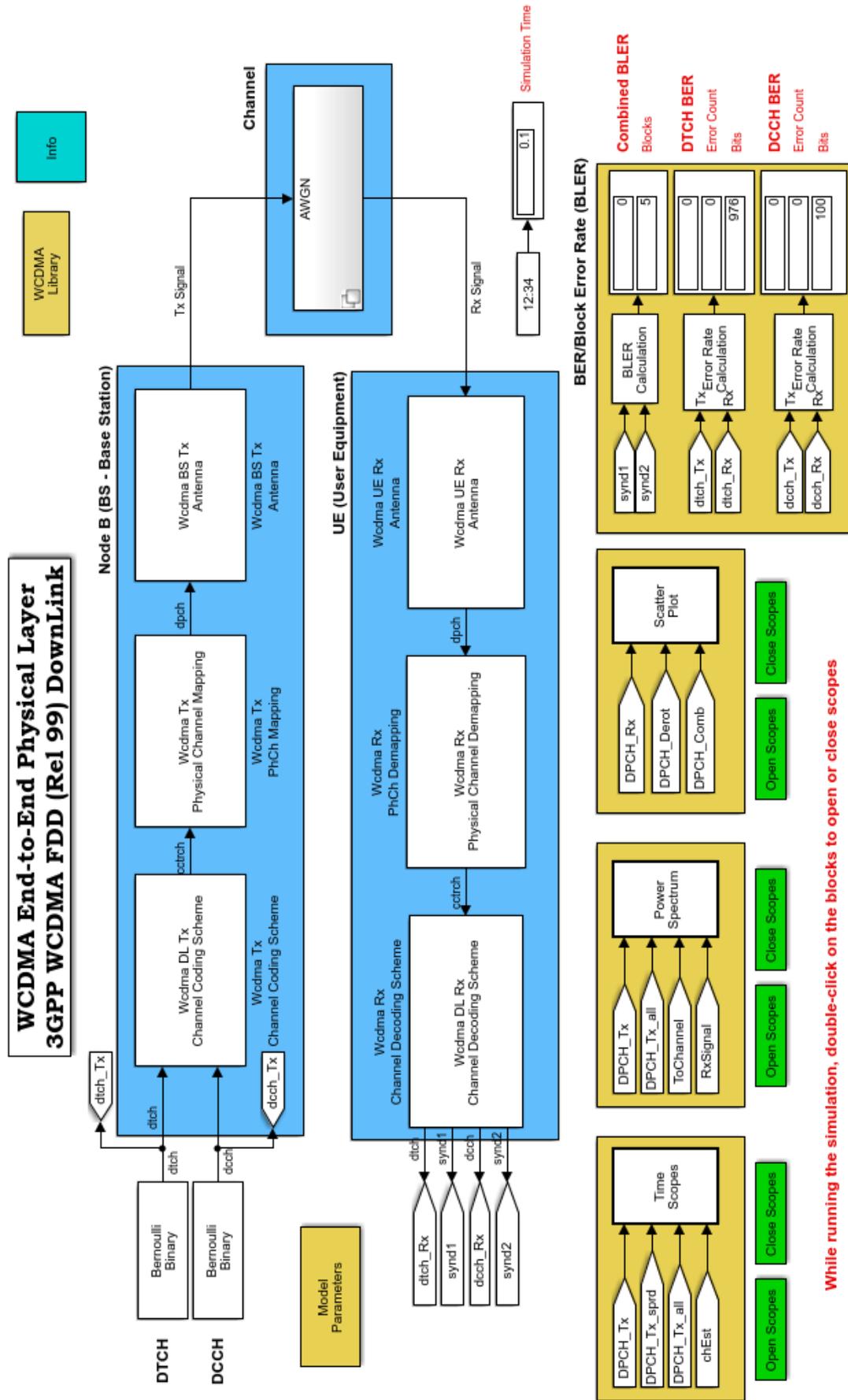
Les handovers inter-fréquences est une autre spécificité du W-CDMA, développées pour augmenter l'utilisation de plusieurs porteuses au sein de la même station de base. Dans la norme IS-95, les mesures permettant le handover inter-fréquences n'ont pas été définies, ce qui rend plus difficile la mise en place d'un tel fonctionnement.

Comme nous pouvons le remarquer, il existe de nombreuses différences entre ces trois interfaces air, mais n'oublions pas que le développement des interfaces air de troisième génération s'est appuyé sur l'expérience acquise grâce à celles de deuxième génération. Rappelons également qu'une bonne compréhension de l'interface air W-CDMA, de la couche physique jusqu'à la planification radio et à l'optimisation des performances, est indispensable pour bien appréhender la globalité des réseaux de troisième génération.

Le tableau 4.3 présente les spécifications techniques de l'interface air W-CDMA.

4.3 Couche physique W-CDMA : Liaison descendante en mode FDD

La couche physique de la chaîne de transmission constitue sans doute la partie la plus importante dans un système de communication. Cette dernière emploie des techniques de traitement de signal spécifiques aux différents types d'informations (différents canaux). Dans la suite de cette section, nous étudions en détail le flux d'information dans une partie de la couche physique d'une liaison descendante en mode FDD du standard W-CDMA. La figure 4.2 donne une vue globale sur la couche physique W-CDMA étudié.



Copyright 2006-2015 The MathWorks, Inc.

FIGURE 4.2: Couche physique W-CDMA de bout-en-bout

Bande passante du canal	5 MHz
Duplex mode	FDD et TDD
Chip rate	3.84 Mbps
Longueur de la trame	10ms
Spreading modulation	Balanced QPSK (Downlink) Dual-channel QPSK (Uplink) Complex spreading circuit
Modulation	QPSK (Downlink) BPSK (Uplink)
Facteur d'étalement	4-256 (downlink) and 4-512(uplink)
Étalement (downlink)	séquence OVSF pour la séparation des canaux, séquence Gold $2^{18} - 1$ pour la séparation des utilisateurs et des stations de bases.
Étalement (uplink)	séquences OVSF, séquence Gold 2^{41} pour la séparation des utilisateurs

TABLE 4.3: Spécifications du W-CDMA

Les opérations qui se font au niveau de cette couche sont résumées dans la figure 4.5.

4.3.1 Source de données

La donnée reçue au niveau de la couche physique à partir de la couche transport que nous considérons dans ce travail est la canal physique dédié Dedicated Physical Channel (DPCH) pour la liaison descendante.

Le DPCH de la liaison descendante est utilisé pour transporter le Dedicated Physical Data Channel (DPDCH) et le Dedicated Physical Control Channel (DPCCH) (données et contrôle respectivement) dans la même structure. Le DPDCH est utilisé pour transporter le canal de transport dédié (DCH) et le DPCCH est utilisé pour transporter les informations de contrôle physique nécessaires.

Le DPDCH peut supporter des débits de données dynamiquement variables, soit directement par l'utilisation des bits Transport Format Combination Indicator (TFCI) contenus dans la structure étalé, soit à travers des méthodes utilisant une détection à taux baissier du Transport Format Combination (TFC). Un nombre

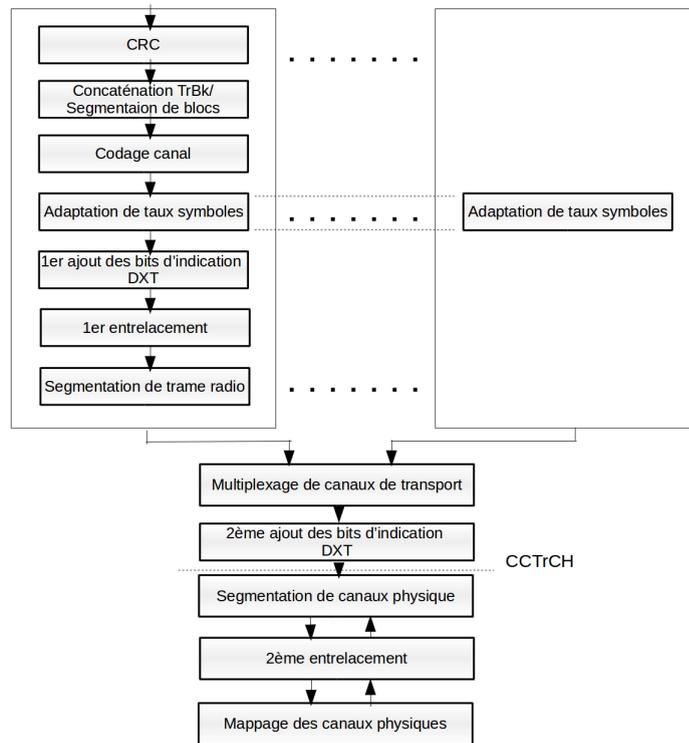


FIGURE 4.3: Opérations de la liaison descendante

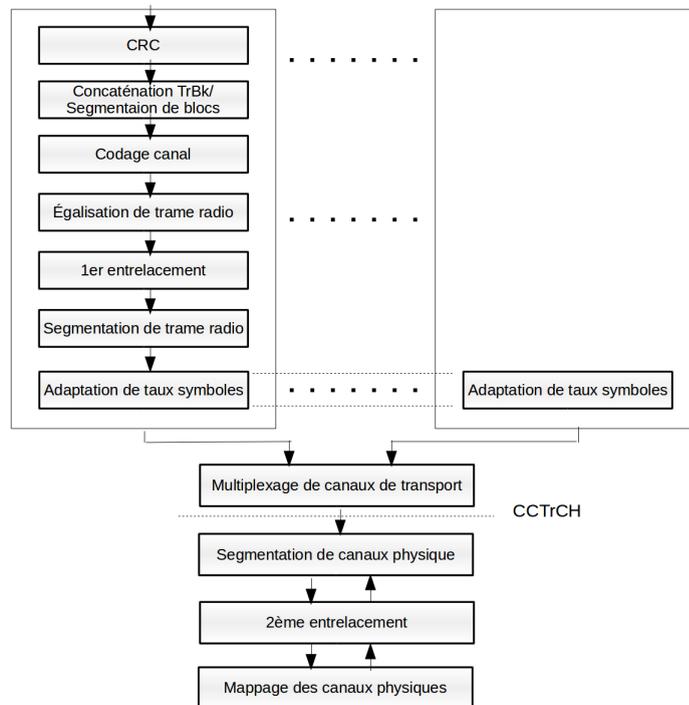


FIGURE 4.4: Opérations de la liaison montante

FIGURE 4.5: Opération de traitement au niveau symboles

variable de bits pilotes peut être attribué pour le DPCCH et cela dépend des conditions de propagation à un instant donné.

Dans les informations pilotes également, les motifs des bits pilotes définissent les mots de synchronisation de trame qui peuvent être utilisés par le terminal mobile pour établir une synchronisation de trame.

Le DPCH peut supporter une transmission multicode vers un terminal mobile spécifique qui se compose d'un DPCCH et de plusieurs DPDCH. Dans ce cas, seul un DPCCH unique est diffusé, et tous les canaux DPDCH pour cet terminal l'utilisent pour le contrôle de la couche physique.

La figure 4.6 illustre la structure de la trame pour le DPCH d'une liaison descendante. Le DPDCH et le DPCCH sont transmis ensemble dans le même slot mais séparés dans le temps. Le DPDCH est divisé en deux parties, données 1 et données 2 ; Le DPCCH en trois parties, les bits TFCI, les bits de contrôle de puissance et les bits pilotes. Au total, il existe 15 slot par trame radio de 10 ms.

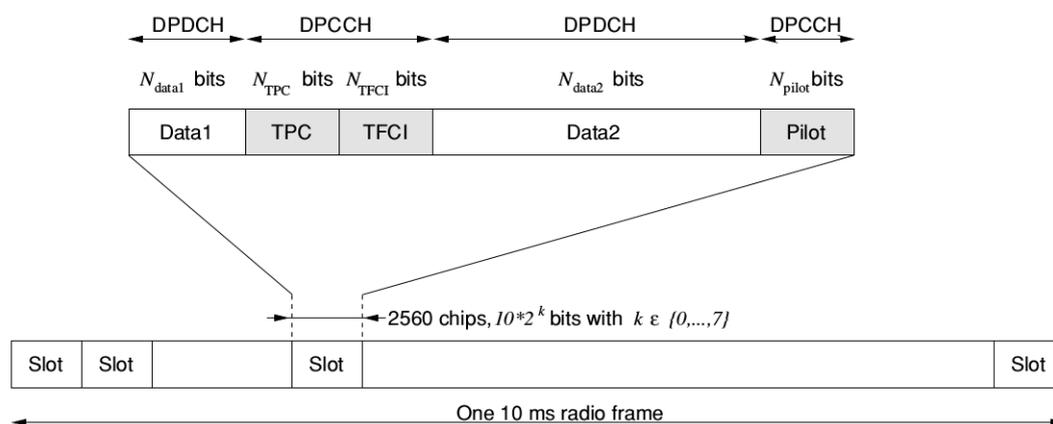


FIGURE 4.6: Format de la trame descendante DPCH

4.3.2 Codage canal W-CDMA

Le sous système codage canal traite chaque canal de transport TrCH indépendamment en fonction des paramètres de format de transport qui lui sont associés. Ce sous-système implémente les fonctions suivantes :

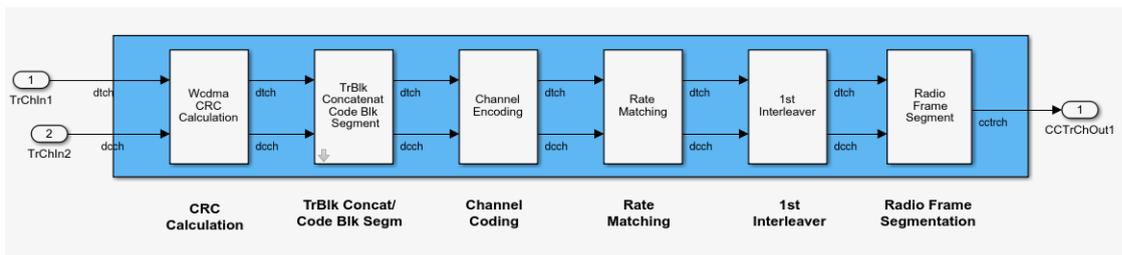


FIGURE 4.7: Codage canal W-CDMA

Contrôle de redondance cyclique (CRC) : C'est une opération d'ajout de bits pour les données reçu de la couche transport. Les codes de vérification de redondance cyclique sont utilisés pour la détection d'erreurs sur les blocs de transport décodés. Cela permet de détecter de manière fiable des séquences d'erreurs plus longues et permet d'avoir une probabilité de non dection d'erreur très réduite.

Concaténation et segmentation des blocs de transport TrCH : L'objectif de cette partie est de segmenter et combiner les blocs de transport (les bits de données et les bits CRC) en plusieurs blocs, chacun de taille K_i , appelé blocs de codes. Chacun de ces blocs de code est encodé séparément et peut donc être décodé séparément.

Codage canal : Le codage canal est appliqué aux canaux de transport TrCH après la segmentation des blocs de code. Il existe trois types de codage canal spécifique pour l'UMTS : codage convolutionnel à 1/2 ou 1/3 de débit, soit un codage turbo à 1/3 de débit.

Adaptation de taux symbole (Rate matching) : L'objectif du Rate matching est d'adapter la quantité de donnée à transmettre à la capacité des différentes chaînes physiques disponibles. Il peut être aussi vu comme un mécanisme pour mapper les bits codés de chaque canal de transport TrCH sur les ressource physiques PhCH disponibles.

1er entrelacement : Le premier entrelacement est un entrelacement de bloc qui réalise la commutation entre colonne. Selon la TTI, une matrice est définie avec 1, 2, 4 ou 8 colonnes pour des TTI de 10ms, 20ms, 40ms et 80ms respectivement. Les données sont lues dans la matrice par ligne. Une fois que les données sont

lues dans la matrice, les colonnes sont échangées selon un algorithme spécifique [1]. Pour les TTI de 10ms et 20ms, les colonnes ne sont pas échangées, mais pour les TTI de 40ms et 80ms, les colonnes sont échangées. Une fois que l'échange de colonne s'est produit, les données sont lues à partir de la matrice par colonnes.

Le but de cette opération est de séparer les erreurs du récepteur qui, en raison de la nature des canaux radio, ont tendance à apparaître dans des blocs étalés. Généralement, les meilleures performances sont obtenues par entrelacement sur une période aussi longue que possible, afin de diviser les erreurs aussi largement que possible.

Segmentation en trames radio : Les blocs reçus peuvent être réparti également sur un nombre précis de trames, de taille égale, basée sur le TTI pour un canal de transport spécifique. La segmentation de la trame radio divise alors le bloc de données en n trames radio de taille égale, où $n = 1,2,4,8$ pour TTI = 10 ms, 20 ms, 40 ms et 80 ms respectivement.

À la sortie de ce bloc, les différents canaux de transport sont multiplexés pour générer un canal de transport codé CCTrCH qui sera par la suite envoyé vers le mappage physique.

4.3.3 Mappage physique

Ce sous-système implémente les fonctions suivantes :

Segmentation de canal physique et 2ème entrelacement : Les bits résultants de la couche transport sont entrelacés une deuxième fois et segmenter sous forme de trame. Si nous utilisons plus d'un canal physique, les bits pour différents PhCH sont segmentés et ensuite entrelacés individuellement. Après avoir terminé l'opération d'entrelacement, les données sont mappées sur les canaux physiques définit

Construction des slot W-CDMA : La trame résultante est divisée en 15 slots de tailles égales dont tout les slots ont le même format.

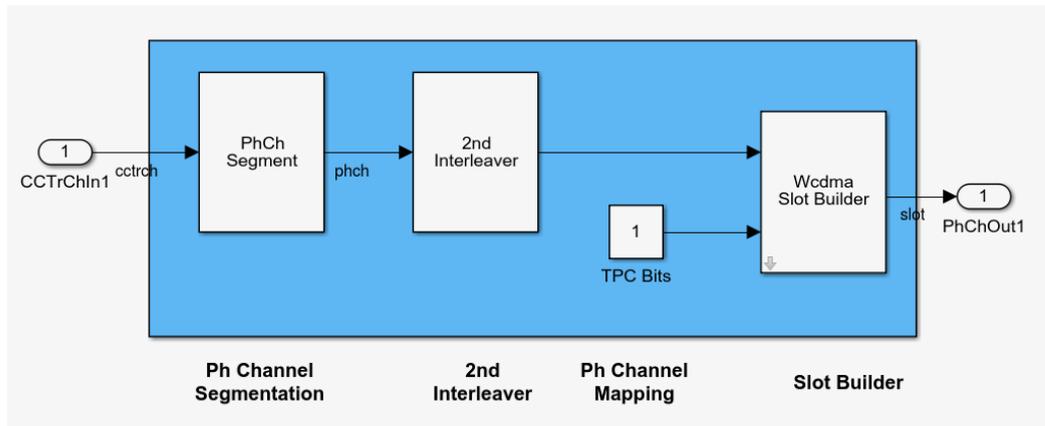


FIGURE 4.8: Mappage des canaux physiques

La sortie de ce sous-système constitue un canal physique dédié DPCH qui est transmis au modulateur pour la modulation et l'étalement de son spectre.

4.3.4 Émission W-CDMA : Station de Base (BS)

Ce sous-système exécute les fonctions suivantes :

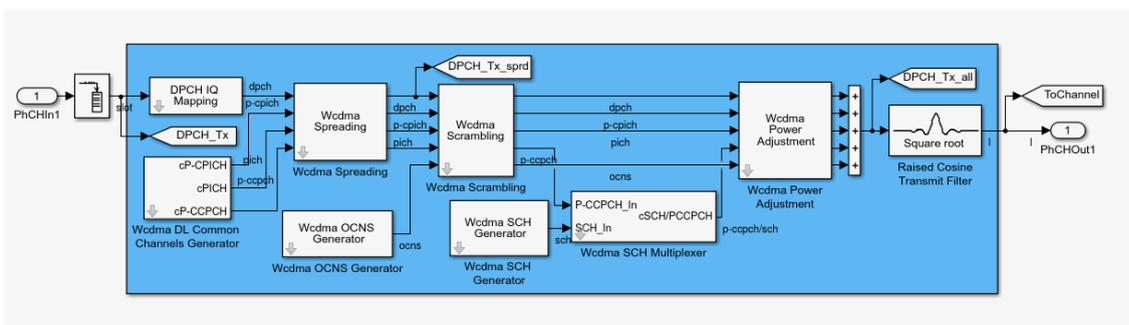


FIGURE 4.9: Antenne de Station de base

La Modulation : Le système de communication W-CDMA emploie deux types de modulation : la modulation BPSK pour les liaisons montantes UL et la modulation QPSK pour les liaisons descendante DL. Au début, Le flux d'information binaire (DPCH) à la rentrée du modulateur est converti en format polaire par un mappage. Ensuite, le DPCH traverse un convertisseur série/parallèle (S/P), qui transmet les données en alternance à deux flux (branches) en phase et en quadrature de phase I/Q. Les deux flux de données sont multiplier par un même

code de canalisation pour chaque utilisateur et embrouiller par le même code d'embrouillage spécifique à la cellule.

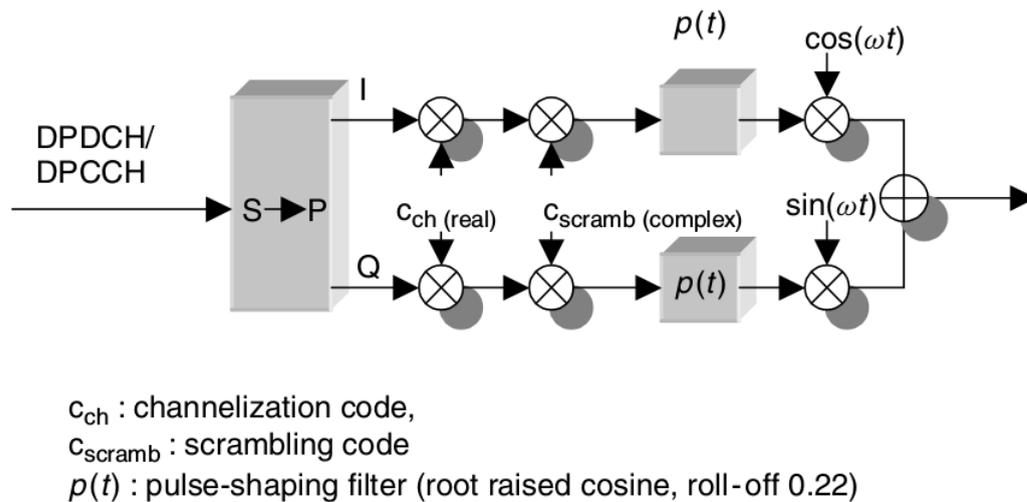


FIGURE 4.10: Modulation/Étalement pour une liaison descendante

Étalement de spectre par code OVSF : Le signal d'entrée est multiplié par un code de canalisation OVSF. Ce point est étudié en détail dans le chapitre étalement de spectre.

Embrouillage par code Gold (Scrambling by a complex-valued Gold code sequence) : Multiplication par la sequence complexe Gold. Ce point est détaillé dans le chapitre étalement de spectre.

Pondération de puissance (Power weighting) : Chaque canal physique est attribué un coefficient (un poids) qui caractérise l'intensité de la puissance pour chaque version de signal.

La mise en forme des impulsions (Pulse shaping) : Les filtres de mise en forme des impulsions sont le cosinus à racine (RRC) avec un roll-off $\alpha = 0,22$ dans le domaine fréquentiel.

4.3.5 Canal de transmission

Le sous-système du modèle de canal W-CDMA simule un canal de liaison sans fil contenant du bruit gaussien blanc additif (AWGN) et un ensemble de

conditions de propagation multi-voies qui caractérisent un canal de Rayleigh.

4.3.6 Réception W-CDMA : Terminal mobile (UE)

Le signal reçu à la réception est la somme des versions atténuées et retardées des signaux transmis en raison de la propagation dite multi trajets introduite par le canal. Par conséquent, un récepteur Rake est implémenté pour résoudre et compenser cet effet. Nous étudions ce récepteur RAKE en détails dans le chapitre suivant.

4.3.7 Demappage physique et décodage canal

Ce sous-système décode le signal en effectuant l'inverse des opérations des sous-système décrits ci-dessus.

4.4 Conclusion

L'interface d'accès W-CDMA utilise l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateurs variables. Elle propose une extensibilité de services. La chaîne de transmission W-CDMA applique des techniques de traitement de signal numérique comme l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception afin de sécuriser et coder l'information transmise.

Chapitre 5

Étalement de Spectre

5.1 Introduction

L'étalement de spectre est une opération d'étalement de l'énergie du signal dans le domaine fréquentiel ou temporelle. Un signal à spectre étalé est celui qui, de plus de la modulation ordinaire, admet une modulation supplémentaire qui élargit considérablement la bande passante du signal au-delà de ce qui est requis avant qu'il soit transmis. En effet, les deux principales fonctions de l'étalement de spectre sont la lutte contre les efforts de brouillage du signal et la diminution du niveau d'énergie du signal au dessous du niveau du bruit.

Cette technique d'étalement de spectre est très utilisée pour l'élimination des interférences, rendre les communications critiques plus sécurisées et difficiles à détecter, traiter les propagations multi trajets et les évanouissement du signal, et fournir une capacité d'accès multiple. Elle permet le partage de la même bande de fréquence entre plusieurs utilisateurs.

Les signaux à spectre étalé provoquent des interférences relativement mineures aux autres systèmes opérant dans la même bande spectrale. Les systèmes à spectre étalé les plus pratiques et les plus dominants sont les systèmes à séquence directe et à sauts de fréquence.

Dans ce qui suit, nous présentons le principe de l'étalement de spectre et ses propriétés. Ensuite, on parlera sur les codes de canalisation et d'embrouillage les plus utilisés dans les systèmes de communication à étalement de spectre. À la fin, nous montrons les avantages qui ont rendu cette technique très utilisé dans les système de communication 3G.

5.2 Principe de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre est une technique qui permet d'occuper la même bande de fréquence par plusieurs utilisateurs et les identifier à la réception à l'aide des codes pseudo-aléatoires. L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande » [16].

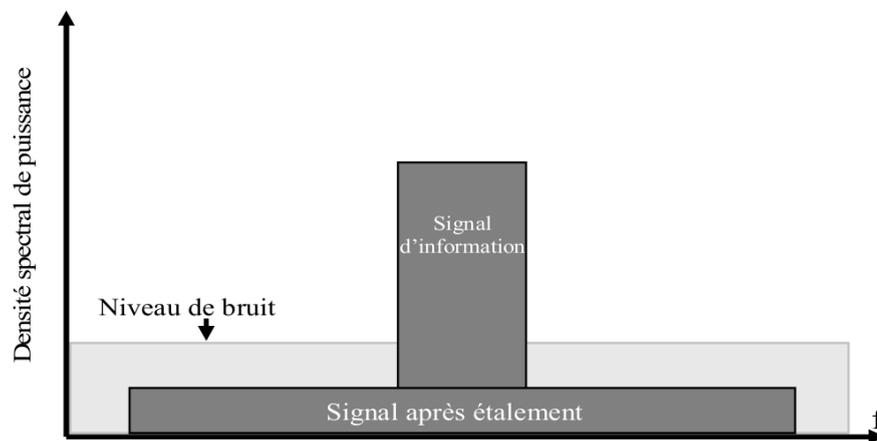


FIGURE 5.1: Étalement de spectre

Dans un système basé sur la technique d'étalement de spectre, le signal transmis est étalé à partir d'un code pseudo aléatoire indépendant du message d'information. À la réception, ce message d'information est récupéré par l'opération inverse, c'est à dire par une multiplication avec le même code utilisé pour l'étalement dans l'émetteur à condition que le signal reçu doit être parfaitement synchronisé avec le code généré dans le récepteur.

L'opération d'étalement a eu un tel succès à cause de la capacité et la qualité apportées puisque les deux critères les plus demandés dans les cahiers des charges en communication et pour mieux cela on passe aux équations de Claude Shannon qui exprime la capacité du canal par :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.1)$$

C étant la capacité du canal en bits/seconde, B la largeur de la bande en Hertz, S la puissance du signal en Watt N la puissance en Watt.

Par une approximation de la série de Taylor on aura l'expression suivante :

$$C = \frac{B}{\ln 2} \left(\frac{S}{N} \right) \quad (5.2)$$

$$\left(\frac{S}{N} \right) = \frac{\ln 2 C}{B} \quad (5.3)$$

Étant la bande plus large pour un rapport signal sur bruit minime (l'approximation faite auparavant) augmente la capacité du canal.

On définit un paramètre important dans toutes techniques utilisant l'étalement du spectre qui est le gain du traitement, on le notera SF (Spreading Factor, le facteur d'étalement), étant défini par le rapport entre la bande contenant la version modifié du signal (étalée) et la bande du signal original c'est-à-dire :

$$G_p = \frac{B_{spr}}{B_{inf}} \quad (5.4)$$

où G_p est le *Gainprocessing*, B_{inf} la largeur de bande occupé par un bit d'information avant étalement, et B_{spr} la largeur de bande du signal étalé.

5.3 Propriétés de l'étalement de spectre

Comme montré sur la figure 5.1, la puissance du signal étalé est au niveau du bruit ce qui le rend indétectable et similaire à un bruit et qui montre que la technique d'étalement de spectre résiste à toutes sources de bruit thermique et interférences englobant le signal [16].

Le signal étalée est noyé dans du bruit, une propriété qui explique la confidentialité apportée par cette technique et l'utilisation de cette dernière dans le domaine militaire car il est impossible de détecter le signal informatif sans la connaissance du code d'étalement.

Une autre importante propriété c'est le traitement des trajets multiples dans une telle technique de transmission radio car plusieurs versions du signal décalées propagent le long du canal et en réception seront utilisés pour augmenter les performances.

En résumé la technique utilise tous points faible pour rendre les systèmes à étalement plus performants.

5.4 Les techniques d'étalement de spectre

L'étalement de spectre effectue une transformation sur la bande passante du signal message, c'est pour cela qu'on l'assimile à une modulation car le signal message est transmis sur une bande passante plus large que la nécessaire (du signal d'origine). Il existe plusieurs méthodes qui réalisent cette opération dont les plus importantes sont :

5.4.1 Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS)

L'étalement de spectre par séquence directe DS-SS est la technique la plus utilisée dans les systèmes de communication à étalement de spectre. C'est une

opération de multiplication du signal original avec une séquence de bits périodique afin d'élargir sa bande de fréquence. Le paramètre le plus important dans ce processus est le gain de traitement (*processing gain*) car il est en relation directe avec l'erreur (il est proportionnel au rapport signal sur bruit). Ces séquences périodiques sont appelées des codes pseudo-aléatoires. Ces derniers ont des propriétés statistiques particulières qui sont similaires à celles d'un bruit, généralement sont des codes binaires tel que la probabilité d'apparition de zéro ou du un est approximativement égale, donc une densité spectrale similaire à la densité spectrale du bruit.

5.4.1.1 Principe du DS-CDMA

Le codeur : Dans cette partie l'étalement du spectre se fait par la représentation d'un bit du signal message par une séquence qu'on a appelé le code pseudo-aléatoire, le choix de ce code est très important et sera plus détaillé prochainement, puis le signal codé sera modulé puis transmis 5.2.

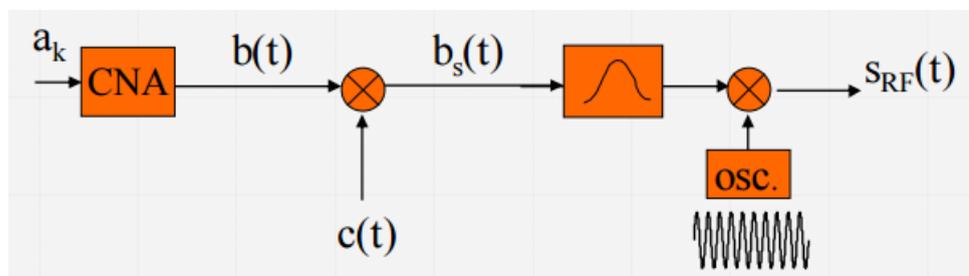


FIGURE 5.2: Codeur d'étalement DS-CDMA

Ainsi chaque utilisateur aura un code différent pour distinguer les utilisateurs en réception.

Le décodeur : En réception, le signal sera démodulé en premier puis le décodage se fait chaque séquence de bits de code (chips) sera représenté par un seul bit (symbole) cette étape est suivie par une intégration sur la période du signal message T_b puis un comparateur pour la décision. 5.3

Un majeur problème rencontré dans la réception est la synchronisation des codes avec le signal codé, sinon une déformation est observée, la solution présentée

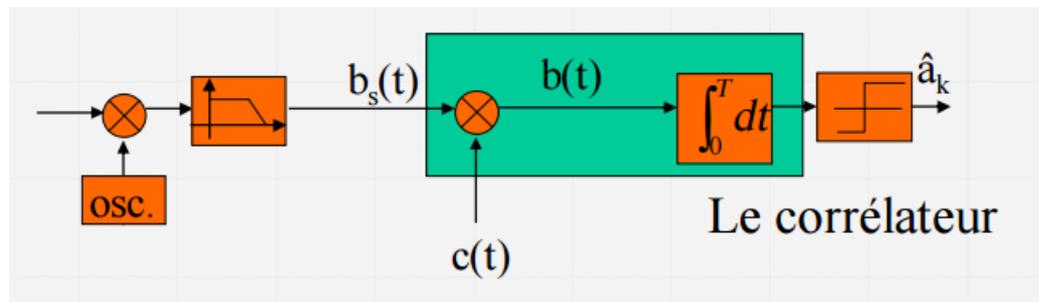


FIGURE 5.3: Desétalement DS-CDMA

est un block qui s'appelle "multipath searcher" le chercheur du multi trajets qui est en réalité un filtre de mise en correspondance "matched filter" qui cherche le maximum de corrélation entre les signaux 5.4.

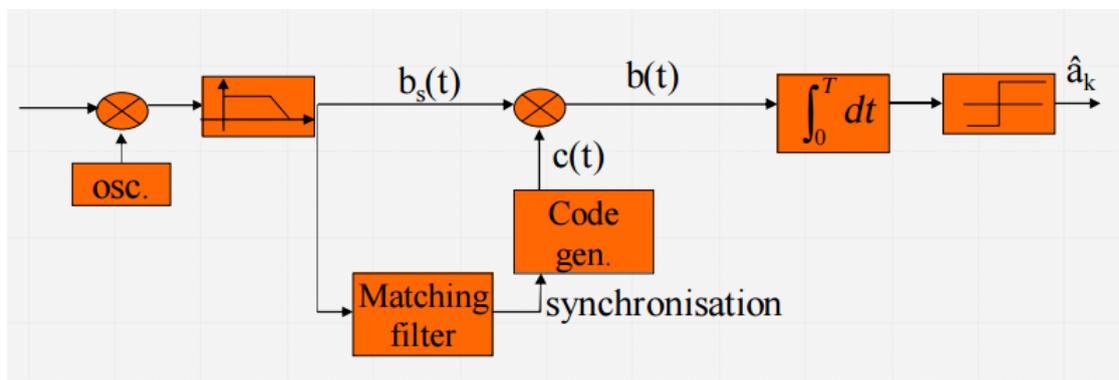


FIGURE 5.4: Décodage

En conclusion le décodeur sélectionne en premier le code de tel utilisateur, qui est connu par une séquence pilote ou bien cherché, et effectue le décodage à travers un corrélateur. La deuxième opération c'est la synchronisation des codes qui est assurée par le matched filter. Mais, il faut savoir que tout se fait en temps réel. Un exemple illustratif d'un système de communication à étalement de spectre à deux utilisateurs est représenté sur la figure 5.5

5.4.1.2 Propriétés du DS-CDMA

1. Spectre étalé.
2. Résistance au bruit et interférences.
3. Évanouissement : la propriété fondamentale du canal radio présente la propagation multi trajets qui permet un renforcement du qualité du signal en

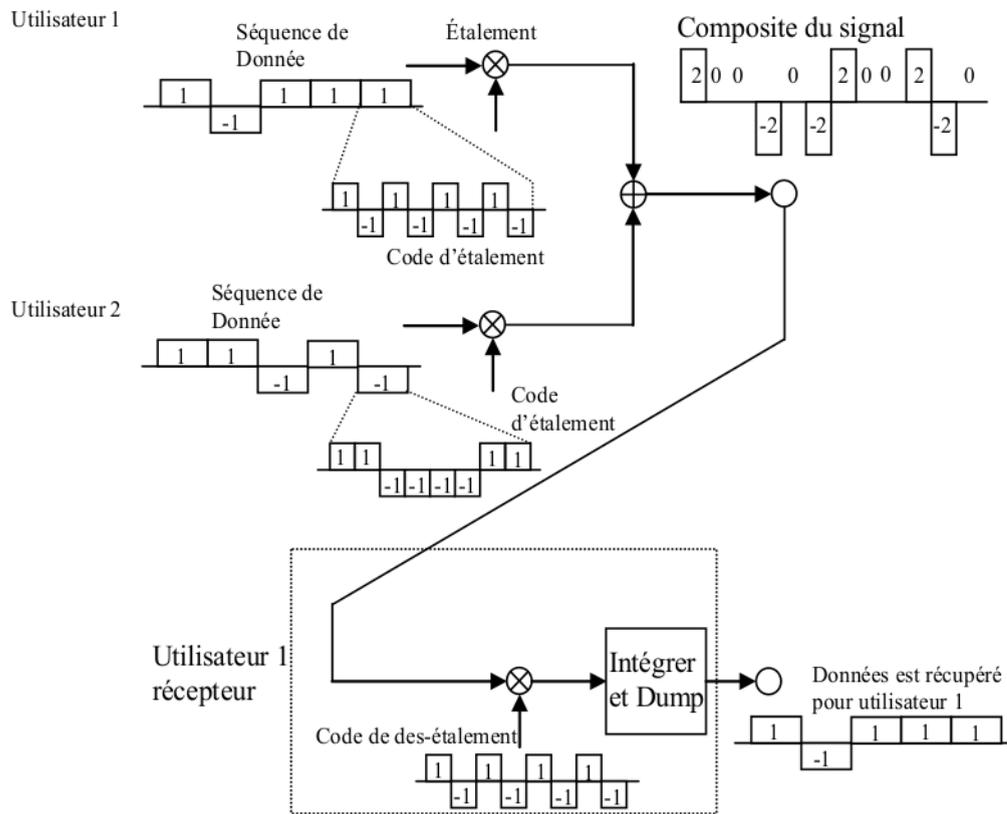


FIGURE 5.5: exemple d'étalement DS-SSM

exploitant les propriétés du DS-SSM. Lorsque le retard correspondant au trajet est compris entre la période d'un chip du code et un symbole du signal et l'auto-corrélation du code soit proche d'une Dirac on peut rendre ce phénomène d'évanouissement, qui est gênant en général, un point positive qui peut améliorer notre signal pour un rapport signal sur bruit donné et en utilisant un récepteur connu sous le nom du Rake-receiver le récepteur en râteau qui est le but de ce travail.

4. Choix des codes : il faut bien choisir les codes d'étalement selon des critères bien définies qui seront détaillés dans la partie des codes.
5. SF (Spreading Factor) : ou bien processing gain qui est le facteur d'étalement il est très important et il est bien choisi car il contribue à l'erreur de transmission.

Ces codes se diffèrent d'un utilisateur à un autre pour distinguer les utilisateurs en réception.

Les signaux, après étalement de chaque signal utilisateur, sont multiplexés et en réception une autre multiplication sera faite pour le signal reçu (le signal multiplexé + interférence du canal) par le code de l'utilisateur correspondant pour extraire le message data de l'utilisateur correspondant au code d'étalement.

5.4.2 Étalement de spectre à saut de fréquence FH-SS

Appelée aussi FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum), c'est une technique dont la bande de fréquence est divisée en sous bande appelées canaux chacune a une largeur de bande fixe. Une séquence bien définie commande le saut de fréquence et dirige la transmission en définissant l'émetteur et le récepteur approprié.

Suivant cette séquence, qui est connue par l'émetteur et le récepteur concernés, la porteuse change d'une fréquence à une autre. Cette technique minimise les interférences entre communications simultanées. La FHSS assure une très bonne sécurité car dans le cas d'espionnage où la station ne possède pas la séquence de saut de fréquence les données seront perdu et on ne reçoit que du bruit de fond.

Le système FH-SS utilise le GFSK (Gaussien Frequency Shift Keing) comme modulateur qu'implique un débit de l'ordre de 1 à 2 Mbits/sec. La bande allouée à ce système est finie, donc chaque période T_s du signal message on effectue un saut (un changement de la porteuse). Les porteuses sont toujours dans la bande allouées, et sont choisies suivant une séquence pseudo-aléatoire bien définie d'une largeur N ce qui résulte $2N$ fréquences différentes dans la bande finie, dans le cas où les utilisateurs transmettent simultanément ils n'ont pas à utiliser la même fréquence pour éviter toutes sortes d'interférences. On conclue que le gain de traitement dépend du nombre total de sauts de fréquence et le nombre total de sauts pendant la durée du message T_s .

On distingue deux types de FH-SS : T_c est supérieur à T_s donc attend plusieurs changement de fréquence pour transmettre un symbol de période T_c c'est un FH-SS rapide l'autre type est le contraire T_c est plus inférieur donc plusieurs

symboles sont transmis sur la même fréquence elle est connue sous le FH lent. L'utilisation de la technique FH-TDMA dite aussi FH hybride qu'utilise une division FH lent combiné avec la technique TDMA division de temps pour la même fréquence dans le but de minimiser la collision entre communication qui se fait de façon simultanée.

Un avantage de cette technique est qu'on peut avoir théoriquement tant de réseaux, de la même zone, que des sous-canaux créés, mais en pratique ce n'est pas le cas pour des raisons de recouvrement entre les canaux de la même cellule mais ça reste mieux que d'autres techniques. Un deuxième avantage est apporté, l'immunité contre les interférences si un canal est noyé on a qu'à l'ignorer pendant cette période T_s et ça change pas beaucoup dans l'information. Il reste que le plus grand inconvénient est le débit apporté par le modulateur qui est imposée par le fait de faire du saut de fréquence.

5.5 Codes de canalisation et d'embrouillage

Selon la voie où on se place, les codes d'étalement sont attribués de façon bien précise afin de satisfaire les exigences nécessaires et d'assurer les fonctionnalités souhaitées. Sur la voie descendante, les canaux sont séparés par des codes orthogonaux et les cellules sont séparées par des codes d'embrouillage. Cependant, sur la voie montante, les émissions des terminales mobiles sont séparées par des codes d'embrouillage et les services d'un même mobile par des codes orthogonaux.

5.5.1 Codes de canalisation (Spreading code)

Dans les systèmes de communication DS-CDMA, les codes orthogonaux, appelés aussi codes de canalisation, rendent possible le passage de symboles au chips, c'est-à-dire d'un signal à bande étroite à un signal large bande.

Comme expliquer auparavant, la fonction d'étalement de spectre est accomplie en multipliant la voie réel et imaginaire I/Q des symboles d'information par

le code de canalisation alloué à l'utilisateur et dont la taille est égale au facteur d'étalement SF (Spreading Factor). 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 symboles d'information appartenant à chaque utilisateur car la station de base décide au moment où l'information est transmise vers les stations mobiles (les signaux étalés sont synchrones) d'attribuer un code pour chaque utilisateur. D'autre part, la transmission à partir des 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.

Ainsi, on préfère employer dans les voix montantes des codes d'embrouillage pour distinguer les différents utilisateurs en raison de leurs propriétés d'inter-corrélation qui sont meilleurs que celles des codes de canalisation. D'ailleurs, plusieurs utilisateurs peuvent utiliser un même code de canalisation pour transmettre leurs données dans la même cellule ; c'est le code d'embrouillage qui les identifie [6].

D'une façon générale, les codes de canalisation servent à préserver l'orthogonalité entre les canaux physiques de l'utilisateur. Deux méthodes peuvent être employées pour fournir un service à flux variable dans le système DS-SS-SS : une transmission multi-code et une transmission à code unique utilisant un facteur d'étalement variable.

5.5.1.1 Les codes orthogonaux

Il existe plusieurs algorithmes qui permettent la génération des séquences de code pseudo-aléatoire orthogonaux entre eux. Ces codes orthogonaux sont très utilisés dans les systèmes de communication sans fils de la 3G et la 4G.

Les principales caractéristiques de ces codes est leurs périodicité et leurs propriétés différentes de celle d'un bruit blanc, ce qui permet d'avoir des propriétés désirables i.e une fonction d'auto corrélation très élevée comparant au m-séquences

et une fonction d'inter corrélation nulle. Ces deux dernières caractéristiques les rendent très utilisés pour différentes application, l'une de ces applications est la séparation entre les utilisateurs et les canaux de communication.

5.5.1.2 Le code orthogonal à facteur d'étalement variable OVSF

Un code de canalisation Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) $C_{ch,SF,N}$ est décrit de manière unique par deux nombres : le facteur d'étalement SF dans la plage $[4, 512] = [2^2 - 2^9]$ et le numéro d'identification (ID) $N \in [0, SF-1]$. Chaque niveau dans l'arbre de code OVSF figure 5.10 définit les codes de longueur SF .

Un arbre de code OVSF est un arbre binaire avec dix couches, étiquetés de 0 à 9 à partir du noeud racine, de sorte que le facteur d'étalement SF à la couche k est égal à 2^k . Deux codes OVSF sont orthogonaux si et seulement si l'un d'eux n'est pas un code parent de l'autre. Par conséquent, lorsqu'un code OVSF est affecté à un canal, il bloque tous ses codes ancêtres et descendants de l'affectation car ils ne sont pas orthogonaux les uns aux autres.

Les codes OVSF sont définis dans le 3GPP [1] par l'arbre de code montré sur la figure 5.10.

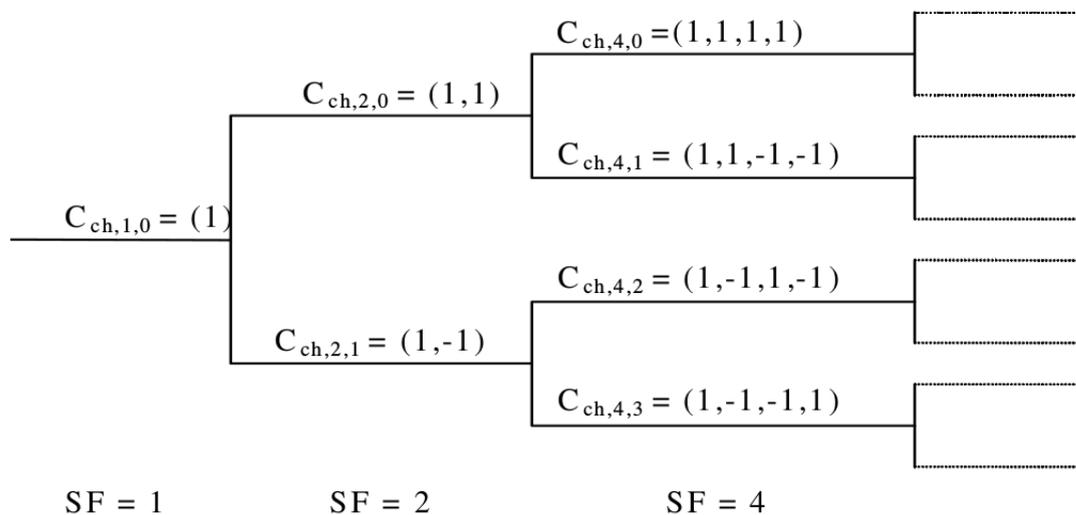


FIGURE 5.6: Arbre de code OVSF

5.5.1.3 Propriétés des codes OVSF

De plus la propriété d'orthogonalité des code OVSF, ils ont d'autre propriétés désirables qui permettent la séparation des utilisateurs au niveau de la station de base.

Les codes OVSF sont défini pour permettre l'utilisation de plusieurs canaux simultanément avec un débit de donné variable spécifique à l'application et les services demandé par l'utilisateur. Pour cela, certain règles sont défini afin d'assurer la multitude de services.

La règle pour attribuer un code d'étalement spécifique est très simple, un code ne peut pas être attribué avec un code parent ou grand-parent sur la même branche de l'arbre.

Le canal de contrôle est étalé par le code $C_{256,0}$, qui se compose de 256 zéros logiques. Lorsqu'un seul canal de données est transmis, le canal de données 1 est émis par le code CSF, k où SF est le facteur d'étalement et $k = SF / 4$. Lorsque plus d'un canal de données est transmis, tous les canaux de données ont un facteur d'étalement Égale à 4.

5.5.1.4 Les codes Walsh

Les séquences de code Walsh sont obtenu à partir de la matrice Hadamard qui est une matrice carré où chaque colonne est orthogonal sur toutes les autres colonnes, et chaque ligne est orthogonal sur toute les autres lignes. La matrice Hadamard, de taille $N = 2^n$, est généré à partir d'un algorithme récursif commençant par la matrice nulle et appliquant cette algorithme récursivement. Chaque ligne ou colonne de la matrice Hadamard correspond à un code Walsh de dimension $N = 2^n$ figure 5.7.

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

FIGURE 5.7: Matrice de hadamard

5.5.2 Les codes d'embrouillage (Scrambling codes)

5.5.2.1 Les codes PN (pseudo-aléatoire)

Comme décrit auparavant, les systèmes de communication 2G et 3G utilisent la technique d'accès multiple par attribution de codes CDMA où chaque utilisateur est attribué un code différent que les autres utilisateurs connectés à la même station de base, ce qui permet à cette dernière la distinction entre différents utilisateurs connectés simultanément.

Le dernier standard IS 95 de la 2^{ème} génération, qui est totalement différent des autres standards 2G et qui se considère comme le premier pas vers la 3G, utilise les codes m-séquence, tandis que le W-CDMA (3G) utilise les codes Gold. Par la suite, les codes Kasami ont été proposé pour être utiliser dans la 4G.

5.5.2.2 m-séquence

m-séquence ou Maximum length sequence sont les séquence PN les plus simple à générer. Ils sont généré par un registre à décalage à rétroaction linéaire LFSR (Linear Feedback Shift Register).

Un registre à décalage à m étage, qui est décrit par un polynôme de degré m , peut générer une séquence périodique de période $2^m - 1$.

Les séquences PN sont généralement générés à l'aide d'un registre à décalage à rétroaction linéaire. Ces derniers sont décrits par des polynômes irréductible ou un générateur de polynômes. Ces polynômes sont conventionnellement et pratiquement représentés par un vecteur binaire $C = [C_m, C_{m-1}, \dots, C_0]$.

Il existe deux configurations pour générer ce type de séquence : configuration de Galois et configuration de Fibonacci. Pour la configuration Galois Figure 5.9, les additionneurs de retour sont placés entre les étages ce qui introduit un petit retard due au chemin de retour. Cependant, dans la configuration de Fibonacci, Figure 5.8, la sortie du dernier étage et des étages intermédiaires sont combinés par des additionneurs modulo 2 et bouclés vers le premier étage du registre. Ceci hérite un retard de boucle constitué de la somme de tout les retards de propagation dans le chemin de retour. Par conséquent, les générateurs à configuration Galois sont plus rapide que les générateurs de configuration Fibonacci.

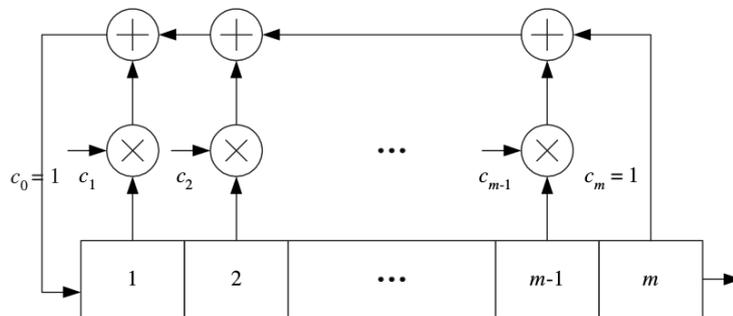


FIGURE 5.8: Configuration de Fibonacci

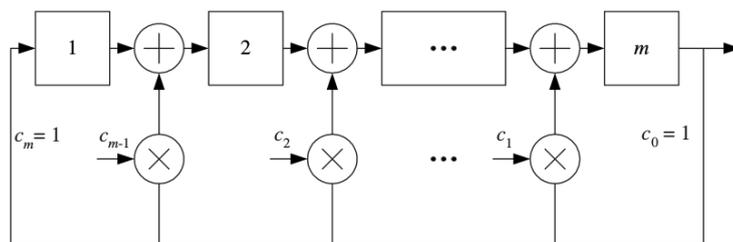


FIGURE 5.9: Configuration de Galois

Bien que la configuration Galois soit facilement divisible sur plusieurs unités, ce qui les rends souhaitables pour une implémentation matérielle à grande vitesse, la configuration de Fibonacci est toutefois plus facile pour la mise en œuvre et elle est utilisée tout au long de ce travail.

5.5.2.3 Propriétés

Comme mentionné auparavant, les m-séquences sont de période (longueur) 2^m-1 où m est l'ordre du polynôme irréductible et le nombre de bits du registre à décalage. Les m-séquence satisfaisaient la propriété de balance et de périodicité qui donnent l'apparence d'être aléatoire.

a)- Propriété de balance

Les séquences PN contiennent une équivalence des nombres des uns et des zéros. Si m est le nombre des étages, c'est à dire la dimension du registre, la période de la séquence L est égale à 2^m-1 . Donc, le nombre des uns dans la séquence est 2^{m-1} et le nombre des zéros est $2^{m-1}-1$.

b)- Propriété de périodicité

On appelle par la durée d'exécution ,ou la période, la durée que prend la séquence de bits pour se répéter.

c)- Autocorrélation

L'auto corrélation est la mesure de la similarité entre un signal et sa version retardé. Dans notre cas, c'est une corrélation entre une séquence de bits et sa version décalé. Elle est utilisé pour détecter le début de la séquence par la détection d'un pic.

Dans les systèmes de communication employant le CDMA, l'auto corrélation est utilisée pour sélectionner les séquences dont la probabilité de faux synchronisation soit minimale. Elle est définie par la formule suivante :

$$R_a[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]x[n-k] \quad (5.5)$$

Pour une séquence PN idéal, son auto corrélation a des très bonnes propriétés et prend deux valeurs, et donnée par la fonction $R(0)=L$ et $R(k) = 0$ pour $1 < k < L-1$

La fonction d'auto corrélation d'une m-séquence est périodique et à deux valeurs. Si nous transformons la séquence binaire en une séquence bipolaire en remplaçant chaque 0 par +1 et chaque 1 par -1, alors son auto corrélation est donnée par :

$$R_a(k) = \begin{cases} L, & k = nL \\ -1, & k \neq nL \end{cases} \quad (5.6)$$

Le pic apparaît chaque nL où n est un entier. Les m-séquences ont la meilleure fonction d'auto corrélation des autres types. La valeur maximale de sa valeur non-crête est inférieure aux séquences d'autres types.

d)- l'intercorrelation

L'inter corrélation décrit la relation entre deux séquences. Plus la l'inter corrélation est élevée, plus les séquences sont similaires. La fonction d'inter corrélation est définie par :

$$R_c[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]y[n-k] \quad (5.7)$$

Au contraire de la fonction d'auto corrélation, la fonction d'inter corrélation n'a pas de bonnes propriétés, ce qui les rendent moins utilisés dans les systèmes de communication CDMA. Il est important d'utiliser un ensemble de séquences PN avec une inter corrélation minimale afin de réduire l'effet des interférences de canal adjacents. Si l'inter corrélation n'est pas faible, il est possible que les données codées d'un utilisateur puissent être identifiées de manière incorrecte et attribuées à un autre à cause de la similarité entre les deux codes.

5.5.2.4 Gold code

Pour le système CDMA, chaque utilisateur est assigné une séquence PN pour permettre un accès multiple dans une bande de fréquences spécifique. L'un des inconvénients majeurs que présente les séquences PN est que la largeur de pic de leurs fonction d'inter corrélation est relativement grande, ce qui les rendent non utilisés dans le CDMA à cause des interférence mutuelles que peuvent apparaître.

Bien que c'est possible de sélectionner un sous ensemble de m-séquences qui ont des valeurs de pic d'inter corrélation réduite, le nombre de séquences qui peut être généré est très petit pour qu'il soit appliqué dans le CDMA. Les séquences Gold sont préférées car le grand nombre de séquences qu'elles fournissent et l'inter corrélation entre les séquences sont uniformément délimitées. Une séquence Gold peut être générée par addition logique (XOR) de deux m-séquences préférées, donc elles ont la même période de 2^m-1 que pour les m-séquences.

a)- m-séquences préférés

Deux m-séquence de longueur L avec une inter corrélation périodique qui prend les valeurs possible -1, $t(m)$, $t(m)-2$ sont appelés les m-séquence paire préféré :

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1, & \text{impair} \\ 2^{(m+2)/2} + 1, & \text{pair} \end{cases} \quad (5.8)$$

où m est l'ordre du polynôme.

La séquence paire préférée est générée par deux différent registres à décalage. Les polynômes qui décrivent ces deux registres sont appelés polynômes préférés. Ces deux polynômes doivent obligatoirement avoir le même ordre.

b)- génération

Une séquence Gold peut être générée par une addition logique d'une paire de séquences préférés. La séquence résultante aura une période L égale à la période L des deux séquences préférés.

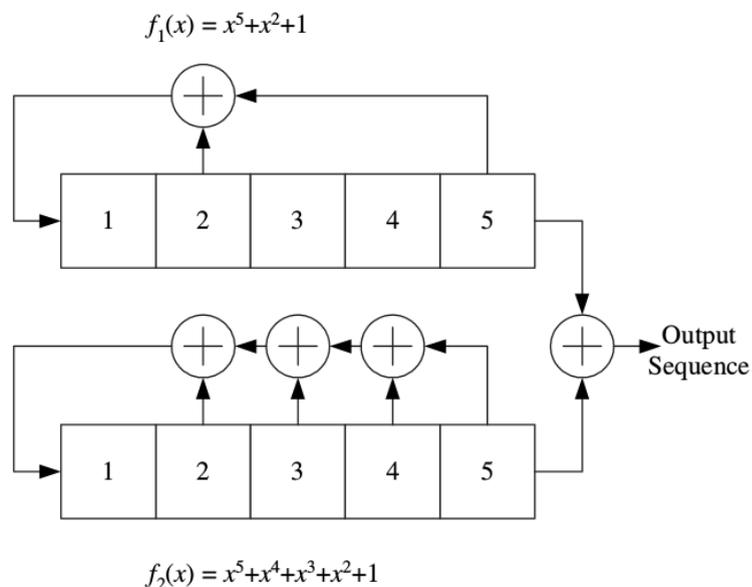


FIGURE 5.10: Génération de code gold

c)- Propriétés

Bien que les séquences Gold soient générées à partir d'une paire de m -séquences préférés, à l'exception des séquences de générateur, les séquences Gold ne sont pas des m -séquences. Donc, ils n'ont pas les mêmes propriétés des m -séquences et leur auto corrélation n'a pas deux valeurs.

L'inter corrélation de deux séquences Gold peut avoir trois valeurs $-1, -t(m), t(m) - 2$ où $t(m)$ est donnée par l'équation 5.8.

5.6 Avantages de la technologie à spectre étalé

a)- Éviter l'interception

Dans les communications stratégiques, l'interception des communications hostiles est largement utilisée pour diverses opérations telles que l'identification, le brouillage, la surveillance ou la reconnaissance. L'intercepteur réussit à mesurer la puissance transmise dans la bande de fréquence allouée. Ainsi, l'étalement de la puissance transmise sur une bande plus large abaisse sans aucun doute la densité spectrale de puissance, et ainsi masque les informations transmises dans le bruit de fond.

Le récepteur récupère l'information à l'aide du gain de traitement (facteur d'étalement) du système généré dans le processus d'étalement. En raison de son faible niveau de puissance, le signal transmis est dit un signal de faible probabilité d'interception (Low Probability Interception).

b)- Confidentialité de la transmission

Les informations transmises sur le système à spectre étalé ne peuvent être récupérées sans la connaissance de la séquence de code d'étalement. Ainsi, la confidentialité des communications individuelles des utilisateurs est protégée en présence d'autres utilisateurs. En outre, le fait que l'étalement est indépendant du processus de modulation il donne au système une certaine souplesse dans le choix parmi une variété de types de modulation.

c)- Résistance à l'évanouissement (FADING)

Dans un environnement de propagation à trajets multiples, le récepteur reçoit plusieurs échos du signal transmis. Ces composants de signal interfèrent souvent les uns avec les autres, provoquant ce qui est couramment décrit comme un évanouissement du signal. La résistance des signaux à spectre étalé à l'évanouissement par trajets multiples est provoquée par le fait que les composantes de trajets multiples sont supposées être indépendantes. Cela signifie que si l'évanouissement atténue une composante, les autres composantes peuvent ne pas être affectées, de sorte que les composantes non intégrées peuvent être utilisées pour récupérer l'information.

d)- Système d'accès multiple amélioré

Les systèmes d'accès multiples sont conçus pour faciliter l'utilisation efficace d'une ressource réseau donnée par un groupe d'utilisateurs. Classiquement, il existe deux systèmes : l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) et l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA). Dans FDMA, le spectre radioélectrique est partagé entre les utilisateurs de sorte qu'une fraction du canal est allouée à chaque utilisateur à la fois. D'autre part, dans la TDMA, chaque utilisateur est capable d'accéder à l'ensemble du spectre à un créneau temporel unique.

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la technique d'accès multiple CDMA et son principe qui repose sur la multiplication par codes pseudo-aléatoire. Ces derniers ont des propriétés d'inter corrélation et d'auto corrélation souhaitables pour la séparation des utilisateurs et sont générés par des algorithmes bien précis. La méthode d'accès CDMA regroupe plusieurs méthodes d'étalement (DS-SS, FH-SS...etc). L'étude théorique de ces méthodes permet de bien connaître les

propriétés qui sont responsables à la diminution ou augmentation de la qualité des services, la capacité du système et le débit.

Chapitre 6

Récepteur RAKE

6.1 Introduction

Comme expliqué dans le chapitre II, Il est connu que les signaux de communications sans fil passant à travers un canal de transmission sont atténués par les différents phénomènes naturels existants (diffraction, réflexion, réfraction, interférence...etc), et que l'information peut être perdue. De ce fait, la présentation d'une structure d'un récepteur capable de traiter deux ou plusieurs répliques de la même information a été inévitable. Ces répliques d'informations doivent être transmises à travers des canaux indépendants, de sorte que la probabilité de disparition totale en même temps soit très faible.

Le récepteur en râteau (RAKE receiver), premièrement introduit par Price and Green en 1958, est le nom attribué à un filtre de réception adapté à une forme d'onde à large bande issue d'un canal de transmission à trajets multiples. Un tel récepteur est optimale pour le canal de transmission à bruit blanc AWGN, mais il élimine aussi l'effet de l'interférence intersymbole et les interférences d'accès multiples en s'appuyant sur les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion des séquences d'étalement de spectre.

Le récepteur RAKE constitue de sa part une autre forme de diversité, puisque le code d'étalement induit une diversité temporelle sur le signal transmis de sorte que les trajets multiples arrivant au récepteur, indépendants l'un de l'autre et séparés par plus d'une durée de chip, peuvent être résolus. L'une des principales fonctionnalités de ce récepteur est l'utilisation des propriétés d'auto-corrélation des codes de canalisation afin de combiner les composants multi trajets de façon cohérente.

Ce type de récepteur peut être vu comme une ligne à retard. Cette ligne à retard est utilisée pour séparer les phases des retards successifs d'une durée d'un chip T_c . La sortie de cette ligne à retard est envoyée vers un ensemble de corrélateurs. Les décorrélateurs effectuent la démodulation de chacune des phases et les combinent dans un combineur à ratio maximal MRC.

Afin de permettre une meilleure flexibilité de traitement, assurer plus de services et de caractéristiques, plusieurs architectures de récepteur RAKE ont été proposées afin d'assurer les exigences des systèmes de communications 3G. Parmi ces exigences, ils doivent être configurable afin d'assurer un débit de données variable selon l'application, de prendre en charge le traitement de multiples codes simultanément, et de consommer la moindre d'énergie possible pour qu'il soit adapté à l'utilisation dans les terminaux mobiles.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous intéressons à deux architectures de récepteur RAKE les plus répandues : l'architecture conventionnelle et l'architecture flexible (FlexRake).

6.2 Récepteur RAKE dans le CDMA

Dans les systèmes de communication basés sur le CDMA, des récepteurs utilisant l'architecture d'un récepteur RAKE sont utilisés, mais avec une conception légèrement différente de l'original.

Le principe générale de fonctionnement du récepteur RAKE et ses fonctionnalités sont les même pour les deux architectures, par contre la structure de lignes à retards est remplacée par des doigts parallèles (fingers). De plus, les récepteurs CDMA contiennent un bloc important appelé détecteur de trajets multiples qui détecte et mesure la puissance des signaux de trajets multiples pouvant être utilisés pour la diversité de réception. Ces trajets sont par la suite assignés aux doigts du récepteur RAKE.

Le concept original du récepteur RAKE utilise des retards L , qui correspondent à la longueur de la ligne à retards dont le retard de propagation maximal est égal à LT_c , pour combiner l'ensemble des trajets multiples. Le récepteur RAKE, utilisé dans le système CDMA, utilise l'approche de détermination des trajets existants (nombre de trajets), plutôt que d'avoir une prédétermination du nombre de retards (nombre fixe) comme c'est le cas dans la conception originale de Price et Green. Le nombre de retards dans l'architecture RAKE original correspond au nombre de trajets dans le récepteur RAKE du système CDMA [16].

L'architecture conventionnelle du récepteur RAKE est représentée sur la figure 6.1. Elle se compose d'un ensemble de doigts, d'un estimateur de retards, et d'un combineur à ratio maximal. Chaque doigt contient un corrélateur, un générateur de code, et un estimateur de canal.

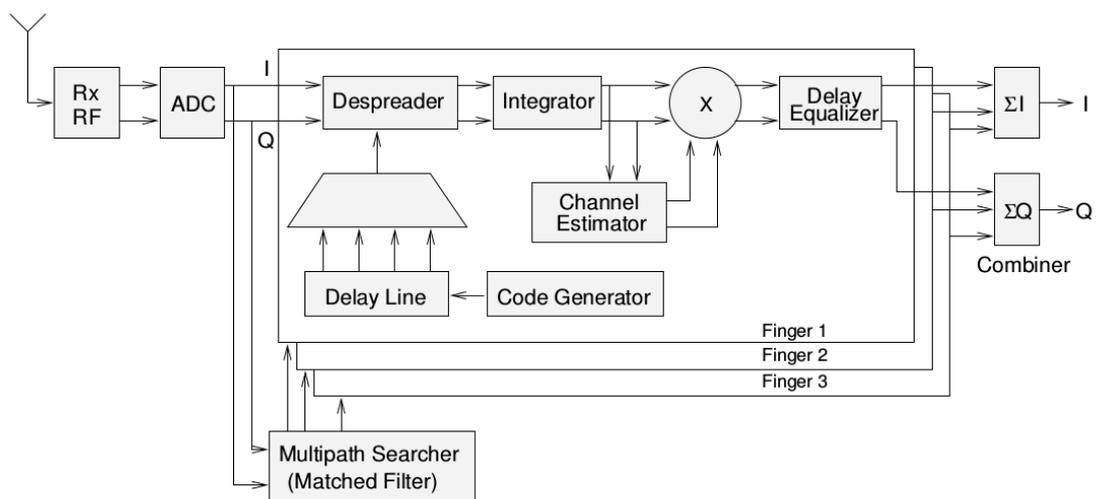


FIGURE 6.1: Architecture conventionnelle du RAKE

Le corrélateur effectue une corrélation entre le signal reçu et le code généré localement. Ce code, constitué des codes de canalisation et d'embrouillage, est utilisé pour identifier les utilisateurs dans une cellule. De sa part, l'estimateur de retards détecte les retards temporels respectifs de chacun des trajets multiples sur une fenêtre de temps de longueur finie, puis fournit cette information au corrélateur.

Chaque doigt doit être synchronisé avec le retard de chaque trajet. Le nombre de doigt est égal au nombre de trajets qu'on veut traiter. Enfin, le rôle du combineur est tout simplement d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque doigt.

Dans la suite de ce chapitre, on étudiera en plus de détail les deux architectures conventionnelle et FlexRake.

6.3 Architecture Conventionnelle du récepteur RAKE

L'architecture conventionnelle du récepteur RAKE présente une structure figée, constituée de blocs matériels dédiés chacun au traitement d'un seul trajet figure 6.1.

Tout d'abord, les signaux numériques, reçus à l'entrée du récepteur, parviennent de la partie radio-fréquence et le convertisseur analogique numérique ADC sous une forme complexe I/Q. Le détecteur de trajets multiples détecte les composants du signal les plus forts et détermine leurs retards relatifs par l'utilisation d'un filtre adapté, c'est-à-dire par une intercorrélacion entre le signal reçu et des séquences pilotes connus [3], et envoie ces valeurs de retards estimés vers le générateur de codes pour la synchronisation.

Chaque trajet est attribué à un doigt qui lui est dédié pour son désétalement et sa décorrélacion. Les échantillons d'entrées I/Q sont désétales par une multiplication par les bits délivrés par le générateur de code de désétalement et

d'embrouillage. L'alignement en temps du code avec les échantillons d'entrée est généralement fait en utilisant un multiplexeur qui choisit une phase spécifique du code à partir de la ligne à retard [16].

Les résultats de désétalement, à la sortie des corrélateurs, sont par la suite intégrés sur une période égale à la période du symbole T_b (la durée symbole est égale au produit de la durée du chip T_c et le facteur d'étalement SF). 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. En effet, la corrélation avec cette séquence pilote produit des coefficients complexes qui caractérisent l'effet du canal sur le signal reçu. Ces derniers sont multipliés par les symboles désétalés pour que leurs phases subissent une rotation. Enfin, ces symboles, alignés en phase, sont alignés temporellement par un égaliseur pour éliminer les retards relatifs entre les différents trajets et par la suite sommés par un combineur.

Malgré les avantages qu'offre ce type de récepteur, une telle architecture figée ne convient pas aux exigences des systèmes de communication W-CDMA. Les inconvénients de l'architecture conventionnelle apparaissent dans un scénario d'utilisation d'un nombre variable de codes par utilisateur et dans le traitement d'un nombre variable de trajets multiples. Dans ce cas-là, une telle architecture est restrictive en raison de son coût matériel très élevé.

6.3.1 Détecteur multi trajets

L'objectif du détecteur multi trajet est de trouver le début de la séquence d'embrouillage contenu dans la séquence en entrée du récepteur. Ceci est réalisé en exploitant l'orthogonalité des codes OVVSF, la pseudo orthogonalité des codes d'embrouillage et la séquence pilote connue. Ce détecteur multi trajets peut être divisé en quatre parties :

6.3.1.1 Fenêtre de recherche

Au récepteur, le point de départ du code d'embrouillage est déterminé par le retard globale de propagation. Ce retard change au fur et à mesure que le chemin de propagation change. Par conséquent, la valeur de ce retard n'est pas connu, ce qui implique une incertitude sur le point de départ du code d'embrouillage.

Au niveau du système, on ne peut être sûr que sur la plage de valeur d'une telle incertitude. Dans cette plage, le détecteur multi trajet suppose tous les retards possibles, et donc testera exhaustivement chacune des hypothèses. Cette gamme s'appelle la fenêtre de recherche. Les retards sont exprimés en termes de nombre de *Chips*, ainsi que la taille de la fenêtre est également exprimée en nombre de chips [15].

Dans un système réel, l'origine de la fenêtre de recherche est fournie par le résultat de la détection préambule. Ensuite, la fenêtre de recherche sert à couvrir la gamme de la région d'incertitude de délai entre le premier chemin de retard arrivé et le dernier chemin de retard arrivé.

Dans un système W-CDMA, la durée du chips à 3.84 Mcps est de 0.266 μ s, ce qui permet à l'onde radio de parcourir 78.125m pendant une durée de chip. Par conséquent, une plage d'incertitude de retard de 20 μ s entraînera une fenêtre de recherche d'environ 80 chips.

6.3.1.2 Corrélation

Le but de la corrélation n'est pas de récupérer les bits pilotes car ils sont déjà connus, mais il est utilisé pour savoir quelle hypothèse concernant le retard réel est correcte. Si l'hypothèse est erronée, les produits entre le code et la séquence de l'antenne s'annuleront dans l'accumulateur en raison de la pseudo-orthogonalité des codes d'embrouillage. L'accumulateur produit une valeur de crête, qui correspond à la valeur du retard, si l'hypothèse est correcte. C'est le principe fondamental utilisé dans le détecteur multi trajet assisté par pilote.

6.3.1.3 Profil de la puissance du retard

Le profil de la puissance du retard (Power Delay Profile (PDP)) représente la puissance du signal reçu en fonction du retard du trajet. La puissance du signal reçu est calculée selon l'une des méthodes cohérentes et non cohérentes d'accumulation. Chaque décalage de retard dans la fenêtre de recherche devrait avoir une puissance correspondante.

6.3.1.4 Seuil

Une fois que le PDP est disponible, on peut décider lesquels des offsets disponible dans la fenetre de rechrche correspond à un chemin fort. Ceci est réalisé en calculant un seuil à partir duquel on décide si c'est un chemin valide ou non en comparant la valeur de la puissance de ce dernier au seuil calculé[15].

6.3.2 Estimation de canal

L'objectif du bloc d'estimation de canal est d'estimer la phase et l'amplitude du canal pour chacun des chemins identifiés. Une fois que cette information est connue, elle peut être utilisée pour combiner chaque chemin du signal reçu [2].

Typiquement, l'estimation du canal est effectuée en utilisant l'une des trois méthodes ou une combinaison de ces méthodes. Les compromis entre complexité et performance dictent le choix de l'algorithme :

a)- Estimation des canaux assistés par données (Data Aided Channel Estimation)

Cette méthode se base sur la transmission de symboles pilotes connus. À l'extrémité réceptrice, l'algorithme d'estimation de canal opère sur le signal reçu, avec ses symboles mémorisés pour estimer le canal.

b)- Estimation de canal dirigée par décision (Decision-Directed Channel Estimation)

Une estimation approximative du canal est obtenue en utilisant une méthode d'estimation appropriée. Ensuite, cette estimation sert à prendre des décisions de symboles. L'estimation du canal est encore améliorée en utilisant les symboles résultants comme «symboles pilotes». Ce type d'estimation contient un retard inhérent car les décisions de symboles se produisent avant que l'estimation finale du canal ne soit effectuée. Cependant, il peut y avoir des propagations d'erreur car toute erreur dans les décisions de symboles affecte l'estimation finale [2].

c)- Estimation du canal aveugle (Blind Channel Estimation)

Ce processus d'estimation repose non pas sur des symboles pilotes ou des décisions de symboles, mais plutôt sur certaines caractéristiques du signal modulé. Par exemple, l'algorithme modulo constant (CMA) utilise l'amplitude du signal comme critère d'estimation du canal. Dans des schémas de modulation d'énergie constante tels que QPSK, la connaissance que tous les signaux sont transmis avec une énergie égale est utilisée comme base pour l'obtention de l'estimation du canal. Ce type d'algorithme nécessite généralement un temps de convergence plus long et comporte habituellement une erreur quadratique moyenne supérieure que les deux autres [2].

6.4 Architecture FlexRAKE

L'architecture FlexRAKE est une version améliorée de l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE. La principale différence entre les deux architectures revient au fait que l'architecture FlexRAKE fournit plus de flexibilités dans le nombres de trajets multiples à traiter, et qui se fait de manière séquentiel par un seul corrélateur partagé entre tout les trajets au contraire du récepteur RAKE

conventionnel qui emploie un corrélateur dédié pour chaque trajet. De ce fait, l'architecture FlexRAKE ne contient pas de doigts parallèles.

D'une manière générale, on peut dire que la fonctionnalité du récepteur FlexRAKE est identique à celle du RAKE conventionnel, mais au lieu d'estimer les retards pour contrôler l'opération de corrélation, l'estimation est stockée dans un registre de décalage d'adresse (Offset Address Register) pour être ensuite utilisée dans le générateur d'adresse qui fournira une adresse correspondante à la position du doigt Fig 6.2.

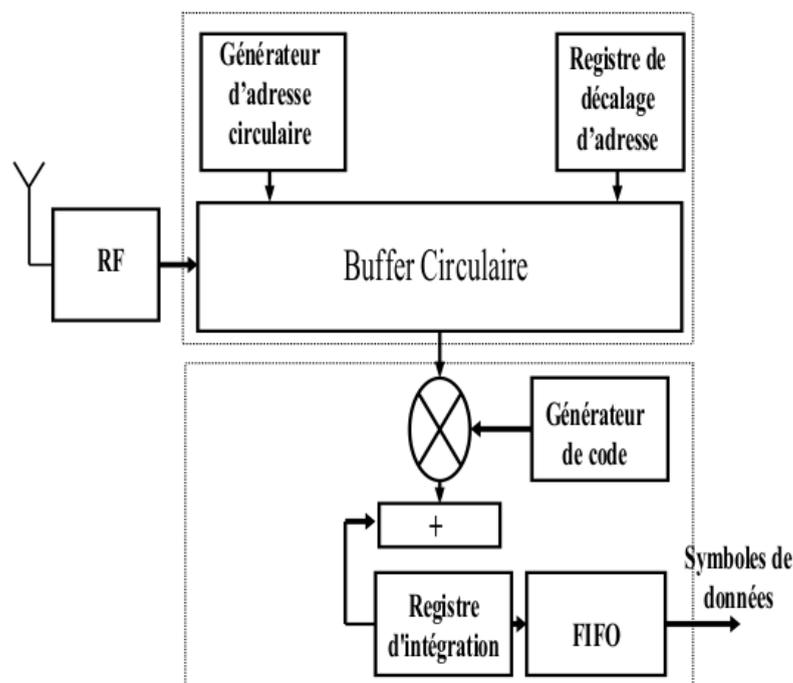


FIGURE 6.2: Schéma blocs de l'architecture du récepteur FlexRake consistant en un registre de données (moitié supérieure) et un engine de corrélation (moitié inférieure).

L'architecture FlexRAKE contient deux unités principales : le registre de données et l'engine de corrélateur fig 6.2. Le registre de donnée (stream buffer) stocke le flux d'entrée et suit les symboles de trajets multiples par une méthode d'adressage spéciale contrôlée par des estimations de retard multi-trajets [7]. Cependant, l'engine de corrélateur lit les échantillons multi-trajet du registre de flux et effectue le désétalement des composants multi trajet d'une façon séquentielle.

6.4.1 Registre de données

Le registre de flux ou de données se constitue d'un registre d'échantillons et de deux générateurs d'adresses Figure 6.3. Le registre d'échantillons stocke les échantillons I/Q arrivant du filtrage (Pulse Shaping Filter). Ce dernier peut être compris comme une fenêtre glissante sur le temps et est divisé sur trois parties : fenêtre d'écriture, Pré-fenêtre, et Post-fenêtre.

La fenêtre d'écriture permet l'écriture dans le registre de flux de données sans chevauchement avec la pré-fenêtre et la post-fenêtre utilisé pour porter les trajets multiples pour permettre l'accès à la lecture. Cependant, il faut noter que l'accès en lecture et en écriture est séparé temporellement afin d'éviter l'accès simultané à la mémoire.

Tandis que la post-fenêtre contient les échantillons I/Q avec le retard maximale supporté, le but de la pré-fenêtre est d'ajouter de l'espace afin de permettre le mouvement du premier composant de trajet multiple reçu. Même si les retards se réduisent considérablement, la présence de la pré-fenêtre garantit que les échantillons de trajets multiples ne seront jamais perdu car ils peuvent être propagés à partir de la pré-fenêtre.

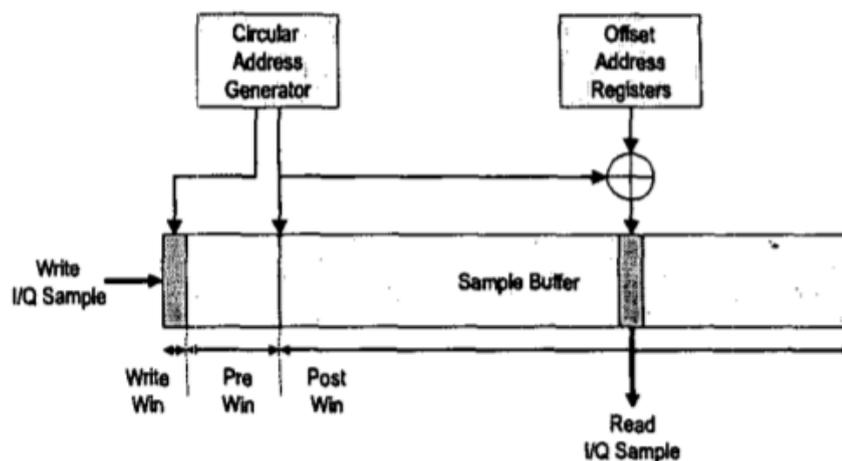


FIGURE 6.3: Registre d'échantillons

Le générateur d'adresses circulaire fournit un flux d'adresses pour le registre d'échantillons et le registre d'écriture de façon séquentielle. Le curseur d'adresse du registre d'échantillons pointe vers le début de la post-fenêtre et est incrémenter périodiquement après chaque unité de traitement égale à une durée de chip T_c . Similairement, le curseur d'adresse d'écriture pointe vers le début de la fenêtre d'écriture et est incrémenter aussi après chaque unité de traitement.

Le générateur d'adresses d'offset est employé pour chercher les échantillons I/Q des trajets multiples à partir du registre d'échantillons. Il contient un ensemble de registres d'adresses d'offset contrôlé par les retards temporels des trajets multiples estimés. Le nombre maximale de registres d'adresse d'offset définit le nombre maximale de trajets multiples que le récepteur peut suivre et les valeurs d'offset correspondent au retards du trajet suivis.

Chaque composant multi-trajets est lu au engine de corrélateur un à la fois pour le désétalement. Après chaque cycle de traitement, le curseur du registre d'échantillons et les adresses d'écritures sont incrémentés. Les valeurs d'offset peuvent être misent à jour et les nouveaux échantillons I/Q sont écrits dans le registre d'échantillons. Un cycle de traitement dans le registre de données contient un nombre d'accès en lecture et en écriture correspondant au nombre de composants à trajets multiples suivis et au taux de suréchantillonnage, respectivement.

6.4.2 Moteur de corrélateur

Le moteur de corrélateur contient un corrélateur complexe, des générateurs de codes de canalisation et d'embrouillage, un certain nombre de registres d'intégration et un tampon FIFO pour le stockage de symboles Figure 6.2. Le nombre de registres d'intégration définit le nombre maximum d'intégrations simultanées de symboles.

Le corrélateur effectue une corrélation à valeur complexe des échantillons multi-trajets I/Q avec les codes OVSF/Gold combinés, produisent par les deux générateurs de codes. Les résultats partiels d'intégration de symboles de chaque composant sont stockés dans un registre d'intégration.

Étant donné que les échantillons multi trajets I/Q sont lus à partir du tampon d'échantillonnage séquentiellement, toutes les corrélations peuvent être effectuées en utilisant la même phase de code.

Lorsqu'on emploie une transmission multi codes, L registres d'intégration et un code de canalisation dédié sont affectés pour chaque canal de code supplémentaire, c'est-à-dire pour chaque chaîne de communication. Après une corrélation sur une période de symbole, les accumulations de symboles finales sont stockés dans le tampon FIFO.

Il est très important de noter que, puisque les composants multi-trajets sont désétagés séquentiellement, L accumulations (décharges) de symboles pour un symbole de donné transmis apparaissent dans un certain ordre séquentiel.

Un cycle de traitement dans l'engine de corrélation est divisé en plusieurs cycles de corrélation. Sur chaque cycle de corrélation, on effectue une corrélation (un code unique) ou multiple (multicode) avec chaque échantillon multipath I/Q. Ainsi, pour quatre composants multi-trajets ($L = 4$) et trois canaux de code parallèle ($N_{code} = 3$), un cycle de traitement dans l'engine de corrélation peut inclure jusqu'à 12 cycles de corrélation.

6.4.3 Le Controle

L'architecture FlexRake contient une unité de control qui sert à controler et programmer les différentes opérations du récepteur. Cette unité de contrôle a trois modes opérationnels : état d'initialisation du récepteur, état de réception permanente, et un état endormi.

6.4.4 Les avantages de l'architecture FlexRAKE

1. Une flexibilité très élevée de nombre de trajets multiples à traiter.
2. La pré-fenêtre permet aux trajets multiple suivis à se déplacer dans la ligne de désétalement à retard sans être perdu.

3. Le générateur du code OVVSF et Gold n'ont pas besoin d'être aligner temporellement séparément selon le retard des trajets multiples.
4. La réception multi codes est plus simple.

6.5 Conclusion

Le récepteur RAKE constitue une autre forme de diversité qui permet de combiner tous les trajets multiples afin de renforcer la puissance de signal reçu au niveau du récepteur et augmenter le rapport signal sur bruit SNR. Il existe différentes architectures qui ont tous le même principe de fonctionnement mais elles diffèrent dans les performances et les techniques de traitement utilisées.

Chapitre 7

Simulation MATLAB/Simulink

7.1 Introduction

Avant l'implémentation du récepteur RAKE sur FPGA, nous avons simulé la chaîne de transmission d'une liaison descendante DL sur MATLAB/Simulink. Dans ce chapitre, nous explorons par simulation la chaîne de communication W-CDMA afin de faire ressortir l'importante place qu'occupe le RAKE dans un tel système. Les résultats sont présentés en détail aussi bien que dans les domaines temporel et fréquentiel. Les performances du RAKE et la chaîne de communication sont évaluées en terme de Bit Error Rate (BER).

La liaison descendante DL d'un système de communication W-CDMA est divisée en quatre parties principales (figure 7.1) : source de donnée, codage et modulation, canal de transmission et la réception.

7.1.1 Source de données

Le message sous sa forme binaire est regroupé sous forme de trames binaire de 10 ms avec un taux chips 3.84Mcps, c'est à dire 38400 bits, puis sont convertis vers des entiers pour être envoyé vers le modulateur QPSK.

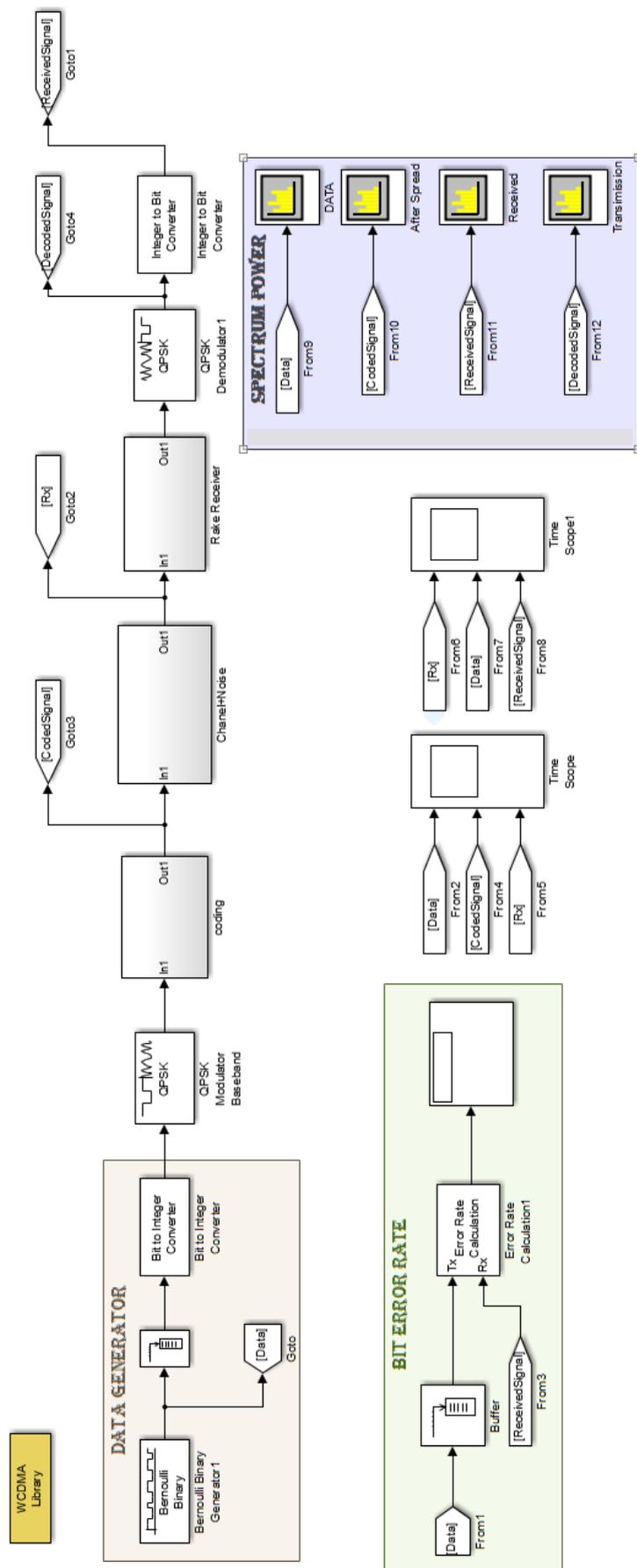


FIGURE 7.1: Chaîne de communication W-CDMA sous Simulink

7.1.2 Codage et modulation

La modulation d'une liaison descendante du système W-CDMA est du type QPSK qui permet la transmission de deux canaux I/Q simultanément ; une en phase pour les données et l'autre en quadrature de phase pour le control.

Le codage réalise une multiplication par les deux codes de canalisation OVSF et d'embrouillage Gold respectivement afin d'étaler le spectre du signal message (original) et séparer les utilisateurs dans la même cellule.

Il faut noter que chaque symbole en sortie du modulateur est répété SF fois (facteur d'étalement) afin de coder chaque symbole par la même séquence de code OVSF et Gold.

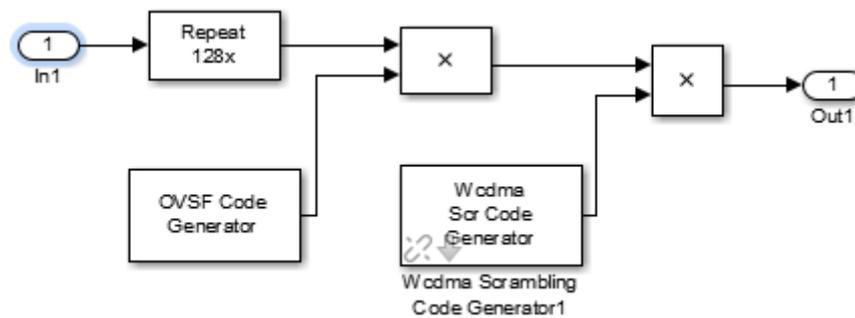


FIGURE 7.2: Codage OVSF/Gold

7.1.3 Canal de transmission

Le modèle de canal adopté dans notre travail est le canal de *Rayleigh* largement utilisé dans les systèmes de communication [13]. Ce modèle a des caractéristiques statistiques qui ont un effet notable sur la propagation du signal. Ceci se traduit par une variation aléatoire de l'amplitude ("fading") du signal propagé [9]. En plus du fading, le canal de Rayleigh provoque une propagation multi trajets due à l'environnement (diffraction, réflexion, réfraction ...etc). Son influence sur le signal transmis est décrite par deux effets : l'atténuation et l'interférence inter symbole.

En tenant compte de ces caractéristiques, nous avons simulé le canal de Rayleigh, au lieu de celui existant dans la bibliothèque W-CDMA de Simulink, en utilisant un canal AWGN pour simuler le bruit et les atténuations et des retards pour simuler les trajets multiples.

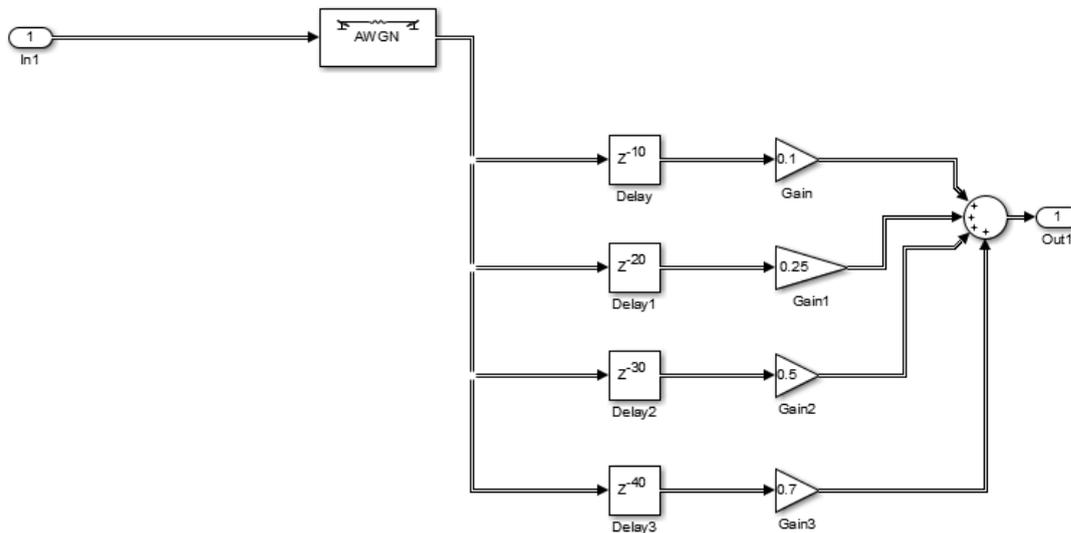


FIGURE 7.3: Canal Rayleigh de transmission

7.1.4 La réception

7.1.4.1 Rake

Le principe du récepteur Rake est de combiner les trajets multiples pour améliorer la qualité du signal reçu (SNR). Ce récepteur est composé de générateurs de codes et d'un ensemble de doigts. Dans notre simulation nous avons utilisé les deux générateurs de codes (OVSF et Gold de la bibliothèque W-CDMA de Simulink) pour le codage/décodage du signal et quatre doigts destinés chacun pour le traitement d'un trajet. Le doigt se compose d'un bloc de synchronisation des codes et d'un corrélateur.

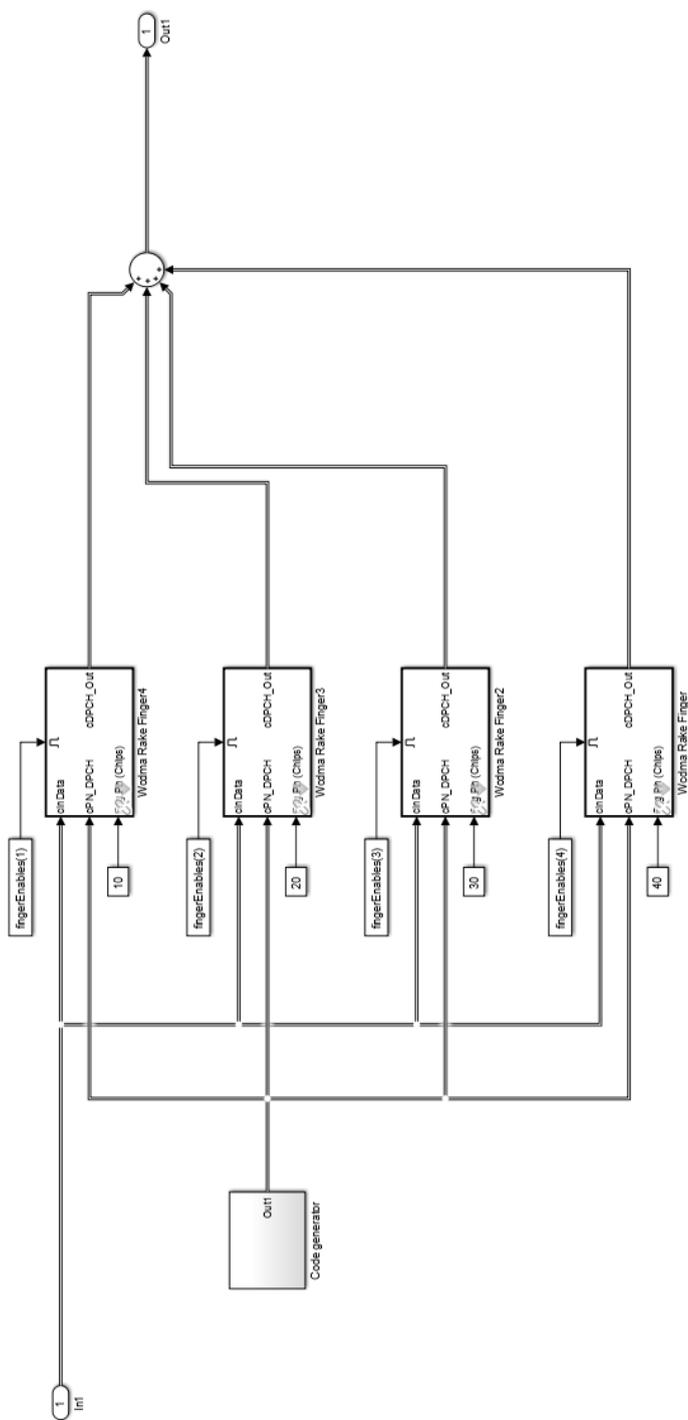


FIGURE 7.4: Récepteur RAKE

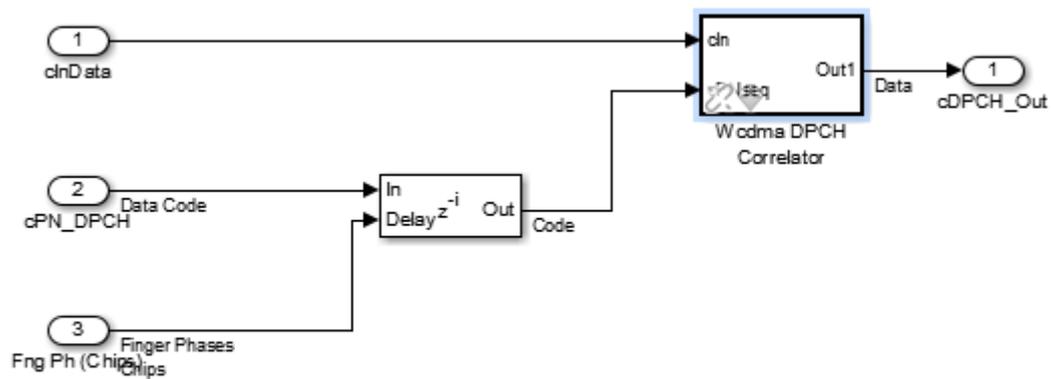


FIGURE 7.5: Doigt du récepteur Rake

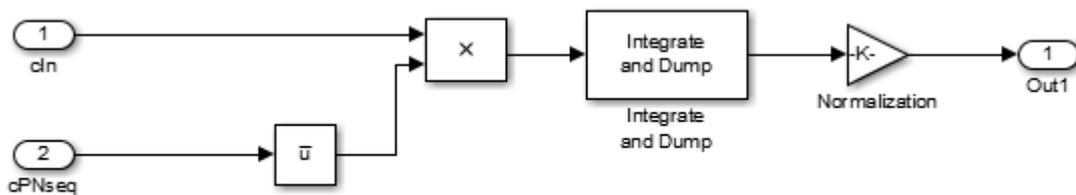


FIGURE 7.6: Corrélateur du récepteur Rake

7.1.4.2 Démodulateur QPSK

La démodulation est réalisée à l'aide du bloc Simulink QPSK-demodulator (fig. 7.1). La sortie du bloc étant des entiers qui seront convertis vers des bits pour être comparés avec le signal message par le calculateur du taux d'erreur (BER).

7.2 Résultats de simulations

Afin de tester le fonctionnement de notre système, on a transmis un signal de quelques khz dont le spectre est représenté figure 7.7.

Après codage et modulation le signal devient bruité et sa bande passante s'élargit de quelques Mhz Figure 7.8.

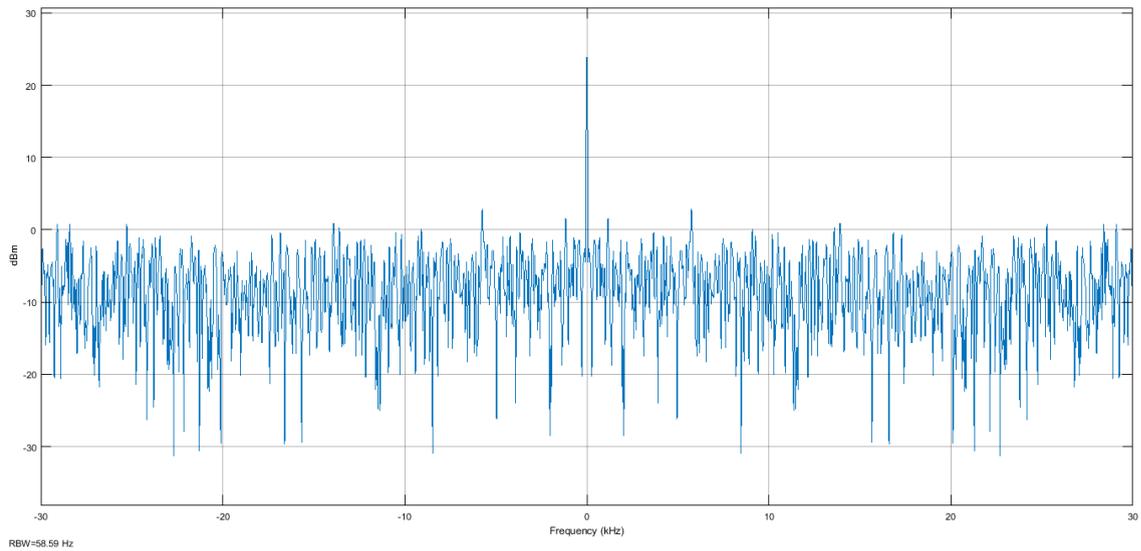


FIGURE 7.7: Signal message dans le domaine fréquentiel

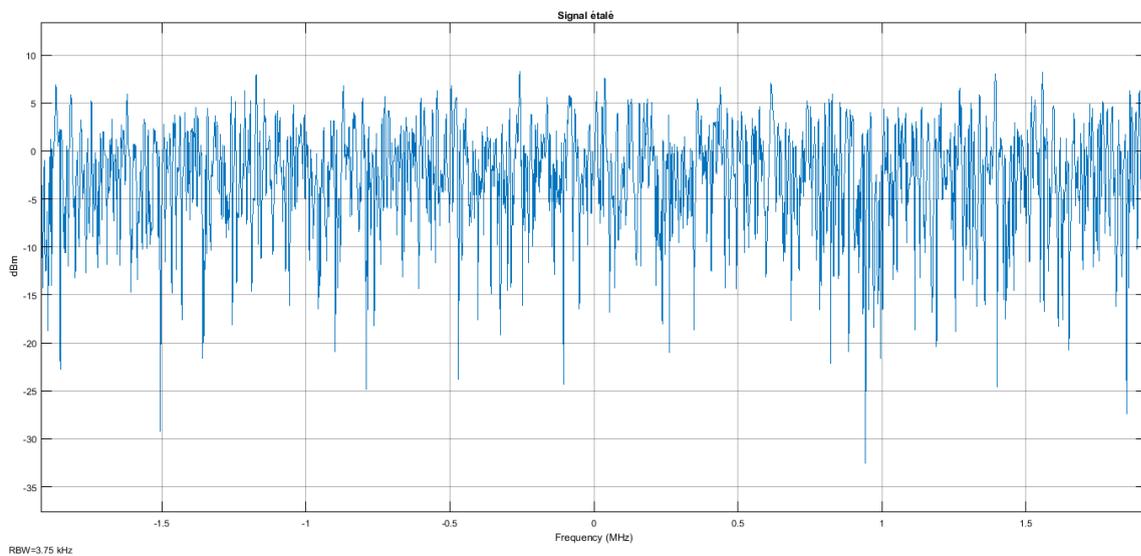


FIGURE 7.8: Signal étalé

La comparaison entre le signal émis et le signal reçu se fait à l'aide du bloc Bit-Error-Rate (BER). Dans notre simulation, on a utilisé plusieurs valeurs du rapport signal sur bruit afin de tester l'effet de ce dernier sur l'erreur tableau 7.1.

D'après les résultats obtenu, on peut conclure que au fur et à mesure qu'on augmente le nombre de doigts, c'est à dire le nombre de trajet multiple à traiter, ont réduit considérablement l'erreur et cela même pour un SNR relativement élevé.

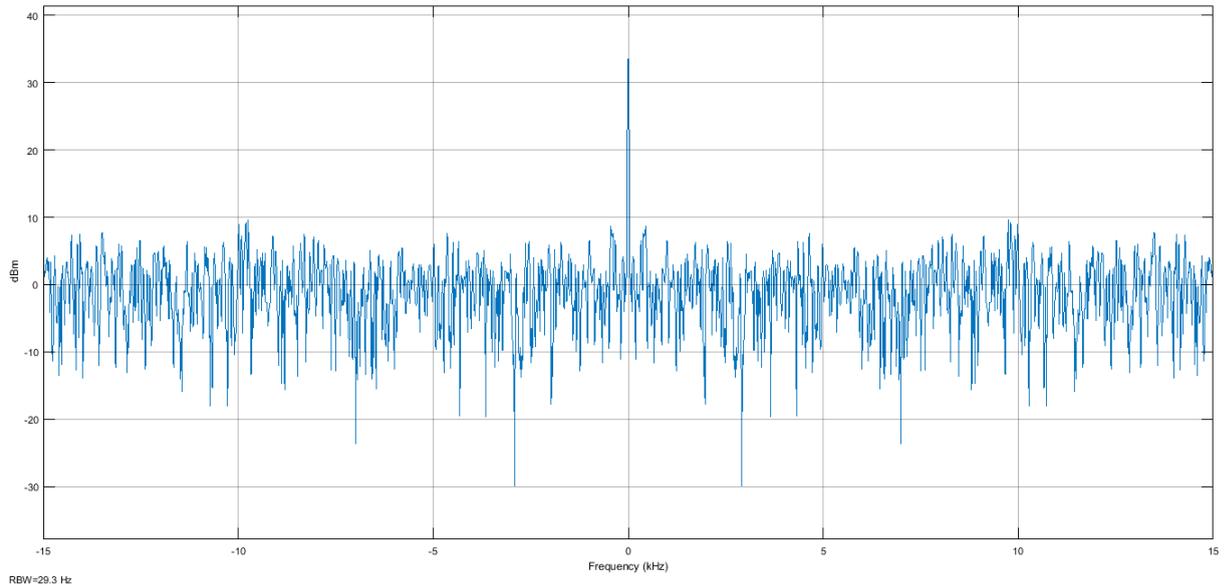


FIGURE 7.9: Signal décodé avant démodulation

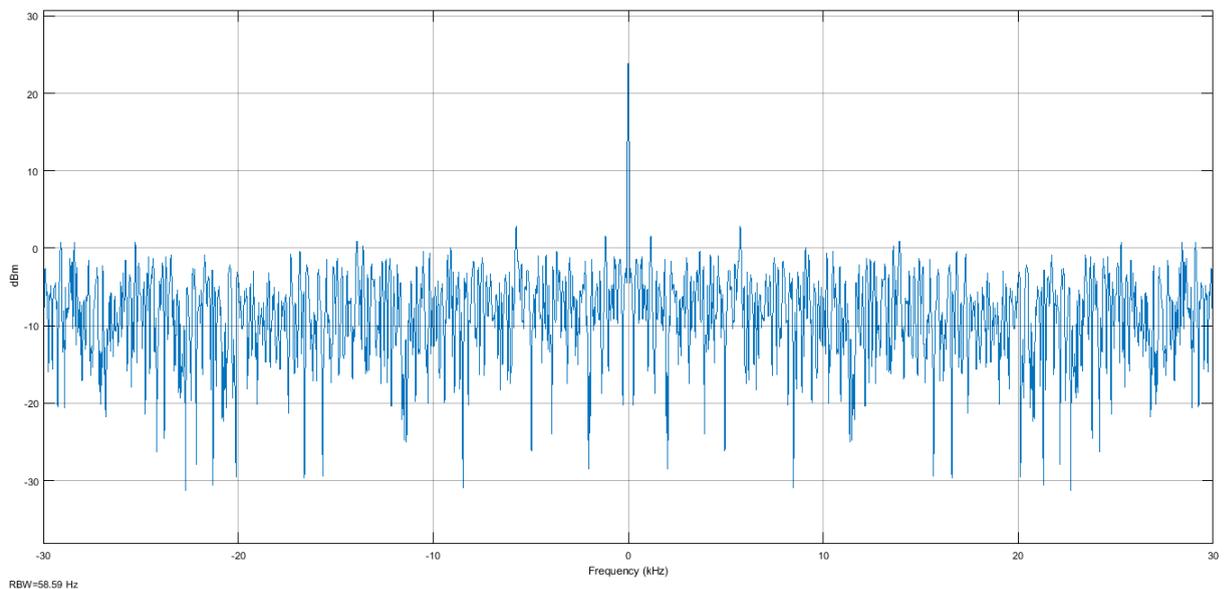


FIGURE 7.10: Signal reçu

7.3 Conclusion

L'environnement MATLAB/Simulink nous a permis de simuler la chaîne de communication W-CDMA à travers le calcul du nombre de bits erronés (BER) pour chaque signal et d'évaluer les paramètres influents sur la transmission de données notamment le nombre de doigts, le nombre de trajets multiples à traiter, le niveau de bruit (SNR), le facteur d'étalement et le type de code.

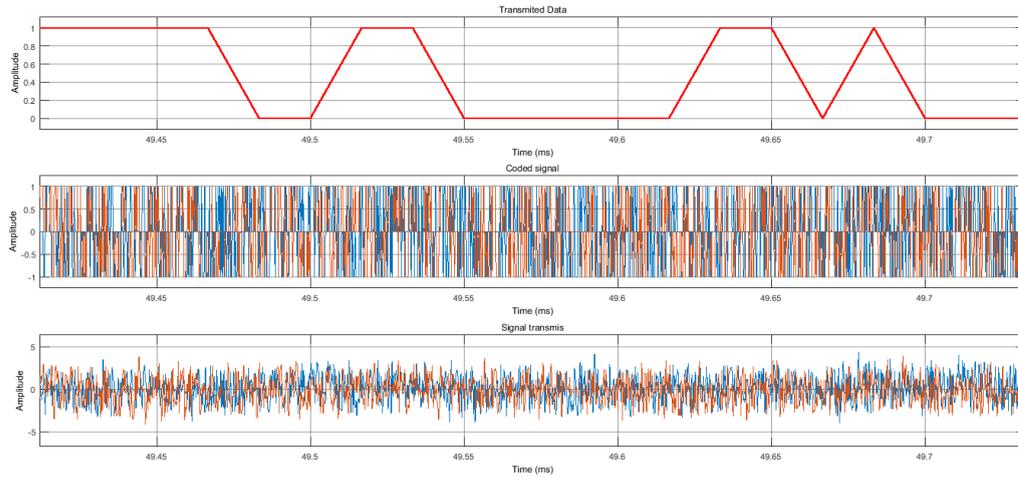


FIGURE 7.11: 1) signal message, 2) Signal codé, 3) Signal transmis après codage, dans le domaine temporel

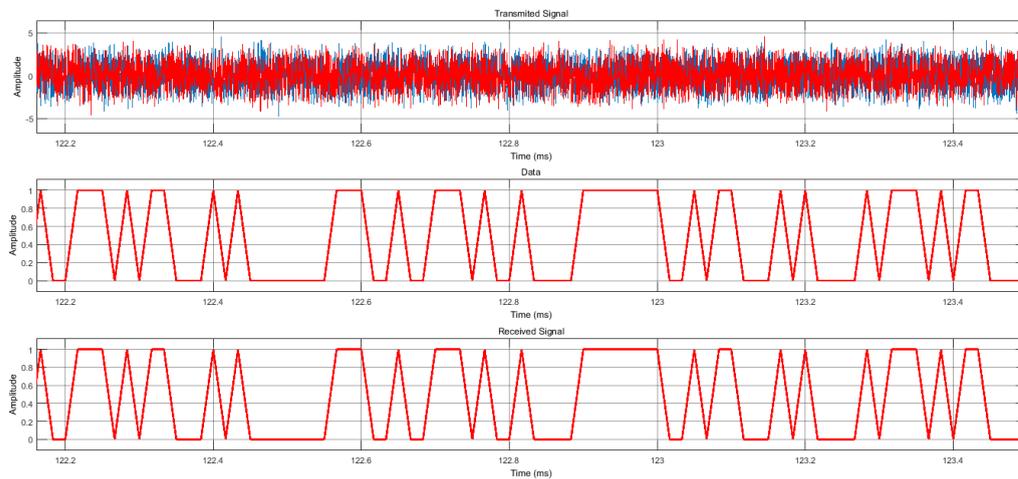


FIGURE 7.12: 1) Signal transmis, 2) Signal message, 3) Signal reçu après décodage, dans le domaine temporel

(a) SNR = 10dB

Nombre	BER
1	18.6%
2	3.1%
3	0.14%
4	0%

(b) SNR = 0 dB

Nombre	BER
1	23.3%
2	9.4%
3	1.56%
4	0.22%

(c) SNR = -10dB

Nombre	BER
1	41%
2	32.42%
3	19.7%
4	12.14%

TABLE 7.1: Bit Error Rate BER en fonction du SNR et le nombre de doigts

Chapitre 8

Implémentation du récepteur RAKE sur FPGA

8.1 Introduction

L'architecture du récepteur Rake implémentée peut être segmentée en différents blocs chaqu'un avec ses propres fonctionnalités. Comme expliqué dans le chapitre 6, le récepteur Rake se compose de deux générateurs de code : le code de canalisation OVSF et d'embrouillage Gold, de quatre doigts, chaqu'un se compose d'un intégrateur et d'un comparateur (corrélateur), destinés chacun pour le traitement d'une version de signal reçu, et un combineur qui traite les sorties des quarts doigts.

Dans ce chapitre, nous présentons la carte de développement FPGA Xilinx ML501 et ses performances. Ensuite, nous spécifions sur les caractéristiques d'implémentation du récepteur (cahier des charges) et les différentes étapes d'implémentation en VHDL. Finalement, les résultats de simulation et implémentation sont présentés.

8.2 Environnement de développement

8.2.1 FPGA

Dès l'origine, les FPGA, tels que Xilinx les a inventés, avaient la réputation de mettre à disposition de l'utilisateur une conception rapide, fiable et simple. Les progrès technologiques ont permis d'accéder à des matrices logiques programmables de plusieurs millions de portes. Cette complexité actuelle reste absolument gérable et permet la réalisation d'applications très performantes moyennant une bonne connaissance des ressources offertes et le respect d'une méthodologie de conception [4].

8.2.2 Xilinx ML501

Virtex est la famille principale des produits FPGA développés par Xilinx. D'autres lignes de produits actuelles incluent Kintex (gamme moyenne) et Artix (à faible coût), chacune comprenant des configurations et des modèles optimisés pour différentes applications.

Le Virtex-5 LX et le LXT sont destinés à des applications à forte intensité logique et le Virtex-5 SXT est destiné aux applications DSP. Avec Virtex-5, Xilinx a changé le tissu logique des LUT à quatre entrées aux LUT à six entrées. Avec la complexité croissante des fonctions logiques combinatoires requises par les conceptions SoC, le pourcentage de chemins combinatoires nécessitant de multiples LUT à quatre entrées est devenu un point d'étranglement de performance et de routage. Le nouveau LUT à six entrées a représenté un compromis entre une meilleure gestion des fonctions combinatoires de plus en plus complexes, au détriment d'une réduction du nombre absolu de LUT par périphérique.

La carte ML501 est une plate-forme d'évaluation/développement riche en fonctionnalités et peu coûteuse qui offre un accès facile et pratique aux ressources disponibles dans le périphérique Virtex®-5 LX50 FPGA embarqué. Soutenu par

des interfaces et des connecteurs standard de l'industrie, ML501 est une plateforme de développement polyvalente pour de multiples applications. Les ports de vidéo, audio et communication, ainsi que des ressources de mémoire généreuses, étendent la fonctionnalité et la flexibilité du ML501 au-delà d'une plateforme de développement FPGA typique.



FIGURE 8.1: Xilinx ML501 FPGA

Outil de développement :

L'ISE Design Suite comprend Xilinx Platform Studio (XPS), Kit de développement logiciel (SDK), un grand référentiel de plug and play IP, y compris un processeur soft MicroBlaze et périphériques, et un flux de conception RTL vers flux de bits complet. ISE fournit les outils, les technologies et le flux de conception familier pour obtenir des résultats de conception optimum. Il s'agit notamment de la cadence d'horloge intelligente pour la réduction de puissance dynamique, la préservation du design pour la répétabilité du temps et une option de reconfiguration partielle pour une plus grande flexibilité, taille, puissance et réduction des coûts du système.

8.3 Cahier des charges

Le cahier des charges qu'on a suivi est le suivant :

1. Réception de quatre utilisateurs différents.
2. Génération de deux type de code : code de canalisation OVSF et d'embrouillage Gold.
3. Flexibilité de la dimension des séquences de codes suivant le facteur d'étalement SF introduit.
4. Chaque utilisateur est codé par un code OVSF unique.
5. Tout les utilisateurs appartenant à la même station de base sont codés par le même code d'embrouillage (Gold).
6. Traitement de quatre trajets différents.
7. Modélisation du canal de transmission par des retards.

8.4 Méthodologie de conception

Le flot de conception d'une application sur FPGA est habituellement réalisé en plusieurs étapes. Tout d'abord, les spécifications algorithmiques permettent de définir l'architecture par une démarche d'Adéquation Algorithme Architecture. On décrit ensuite cette architecture avec le langage HDL. On peut ensuite simuler le système, et le modifier si nécessaire. Viennent ensuite les phases de synthèse et de placement routage, qui consistent à déterminer quels éléments vont effectivement être utilisés dans le FPGA et comment ils vont être connectés entre eux, à quel endroit du composant ils seront placés, etc. Chaque phase nécessite une vérification du bon fonctionnement global et des timings, et si nécessaire des modifications [12].

8.5 Implémentation sur FPGA

Le schéma global du récepteur implémenté est représenté sur la figure 8.4.

8.5.1 Testbench

Les Utilisateurs :

suivant le cahier des charges, nous avons simulé la transmission de données à partir de quatre utilisateurs différents (fig.8.6) par l'envoi de séquences de données représenté sur 10 bits. Le signal message envoyé par chaque utilisateur est codé par un code OVSF et code Gold.

Canal :

Pour simuler le canal de transmission, nous avons adopté les caractéristiques réel du canal de Rayleigh. En effet, la propagation à trajet multiple est simulée par des retards de durée NT_c , où N est le nombre de trajet multiples à traiter et T_c la durée du chip. Il faut savoir que dans le cas réel, le signal reçu à l'antenne de

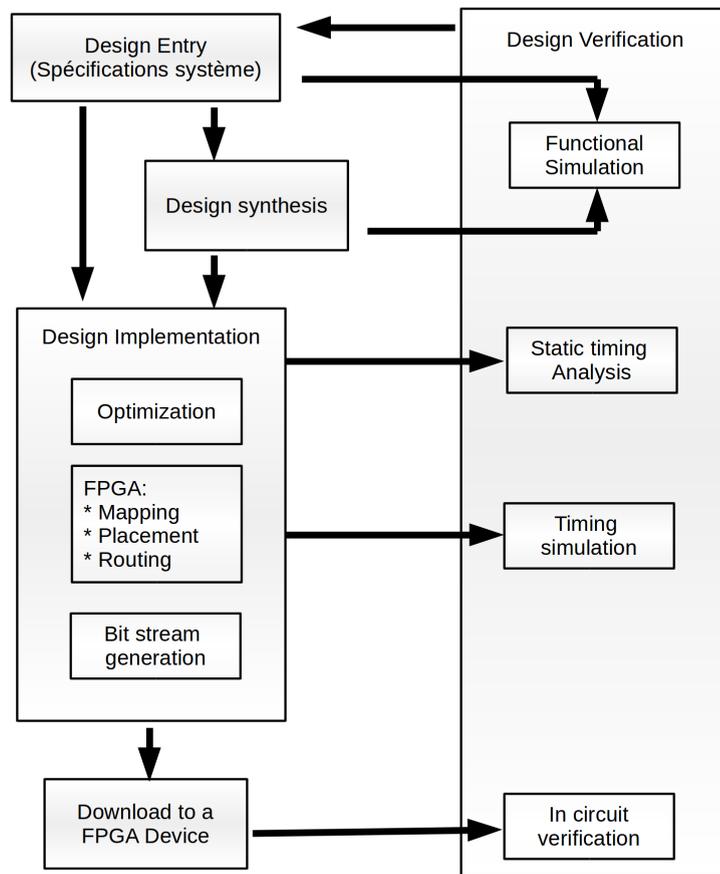


FIGURE 8.2: Flot de conception

réception subit d'abord un traitement RF (ex. filtrage) et par la suite converti vers un signal numérique par un convertisseur ADC. Cependant, vu la non-acquisition d'un signal réel, nous avons simulé ce convertisseur ADC dans le canal par un mappage de bits, c'est à dire à la rentrée du canal, les bits de données provenant de différents utilisateurs sont convertis vers des valeurs entières sur un nombre fixe de bits (10 bits) et par la suite sommés et envoyés vers le récepteur Rake. Cette

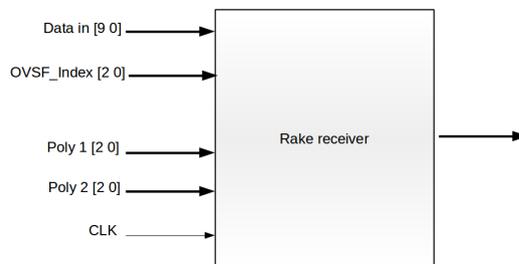


FIGURE 8.3: Bloc du récepteur RAKE

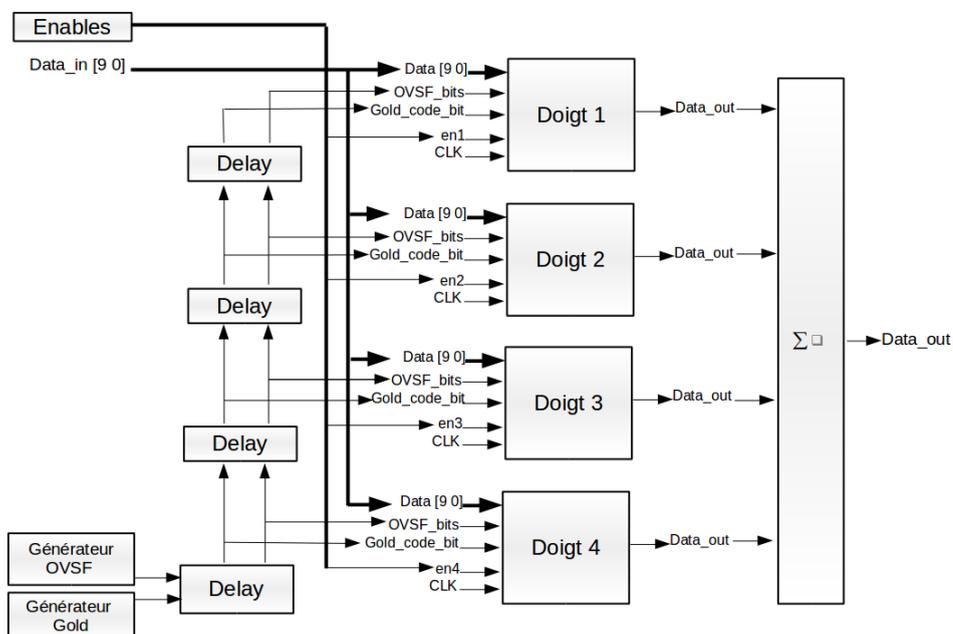


FIGURE 8.4: Architecture implémenté du récepteur RAKE

méthode de simulation de canal induit certain certains problèmes liées à la synchronisation des signaux.

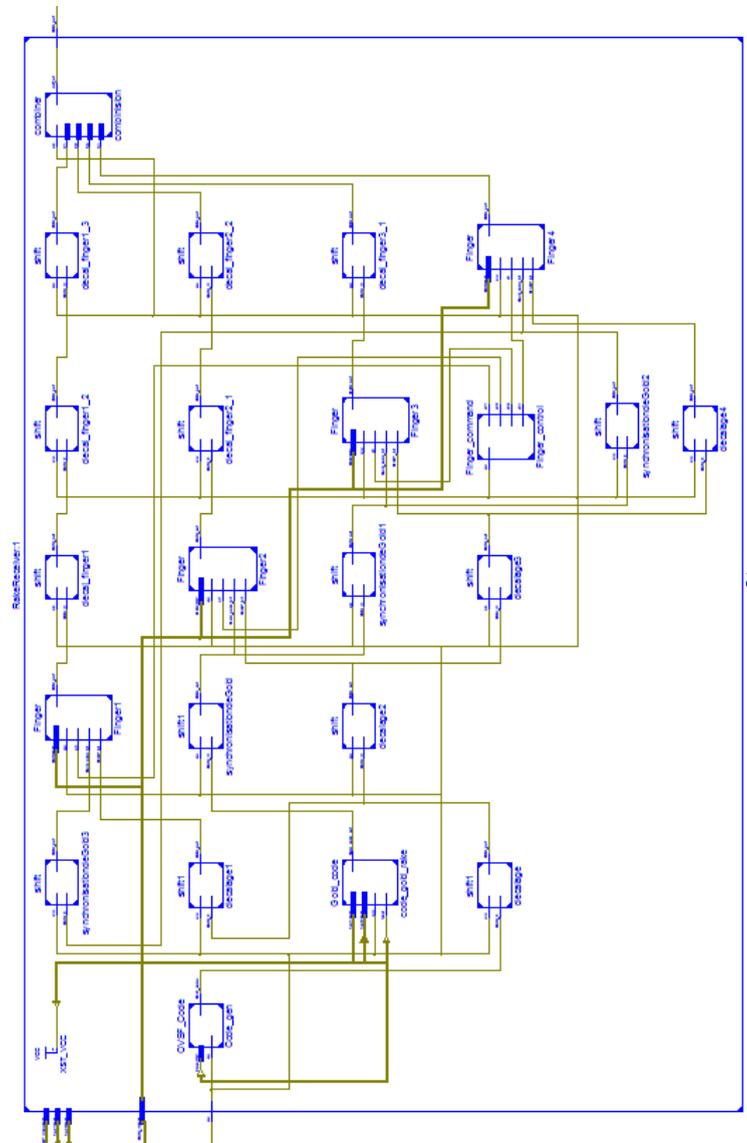


FIGURE 8.5: Récepteur RAKE RTL

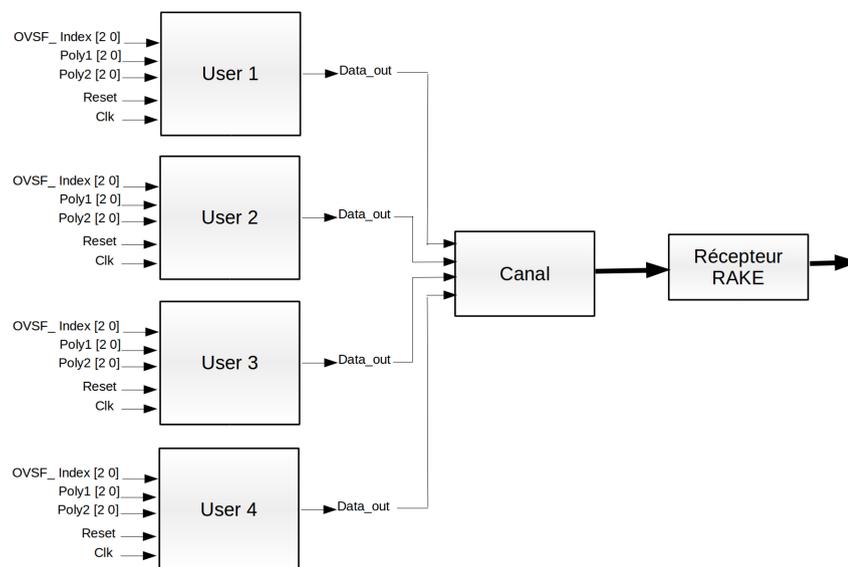


FIGURE 8.6: Testbench

8.5.2 Le Rake

OVFSF générateur : Ce bloc a été généré à la base de l'arbre OVFSF (présenté dans le chapitre 5) dans cet algorithme l'utilisateur est sensé introduire la profondeur, c'est-à-dire le facteur d'étalement et l'index du code (la position du code sur l'arbre dont la profondeur est précisé) et la sortie sera une séquence qui a les propriétés du code pseudo-aléatoire utilisé pour l'étalement. Il est important de mentionné que ces codes doivent être synchronisé pour avoir un maximum de corrélation donc la plus petite erreur en réception.

Gold générateur : Ce bloc se compose de deux LFSR (Linear Feedback Shift Register) registre à décalage à rétroaction linéaire. Un xor est appliqué pour les deux sorties et la sortie sera notre fameux code Gold. La seul chose à spécifier est les deux polynômes qui engendrent les registres LFSR, c'est à dire les positions où on doit faire un XOR avec rétroaction, qui doit être irréductibles et seront spécifier comme entrée.

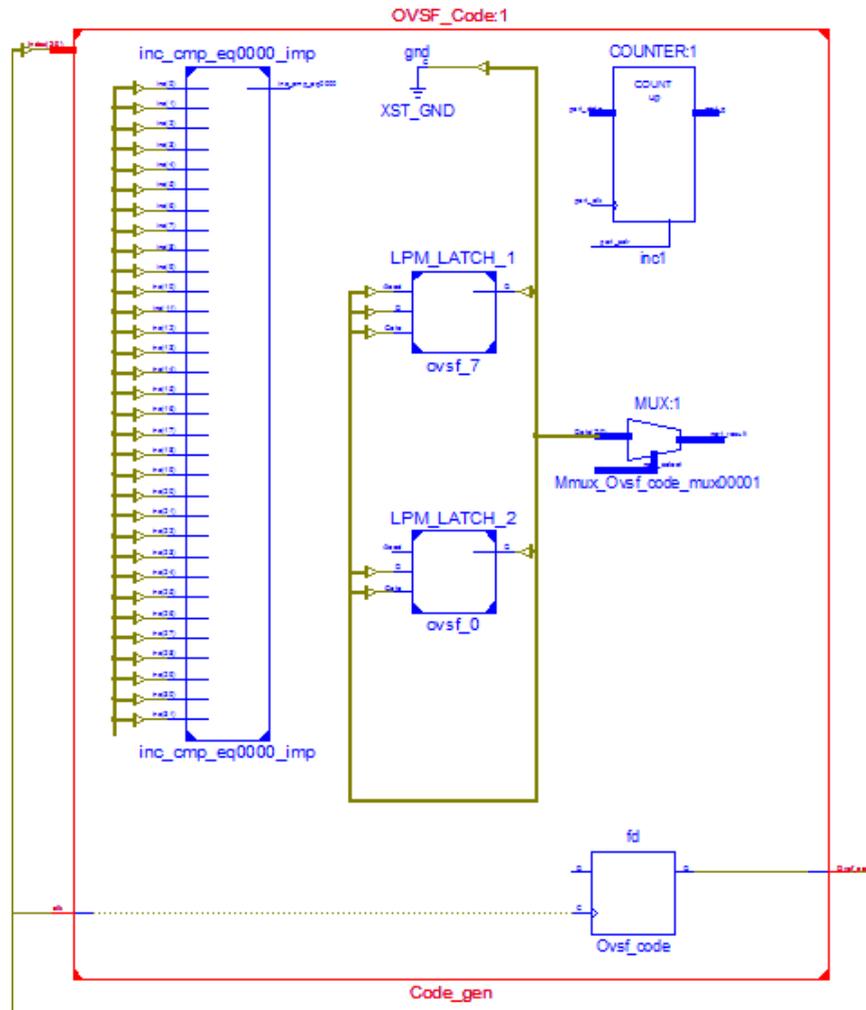


FIGURE 8.7: Générateur de code OVSF

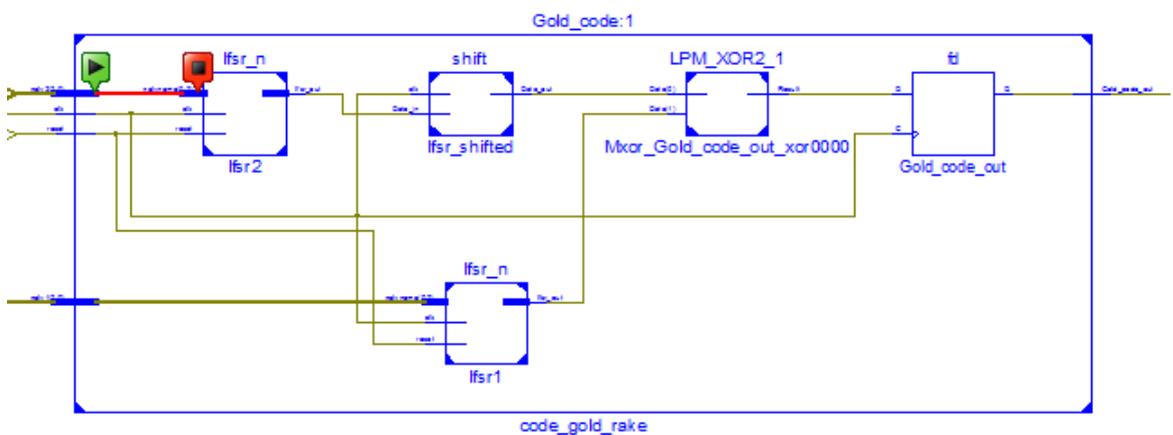


FIGURE 8.8: Générateur de code Gold

Finger (Doigt) : Un doigt est sensé traiter un trajet donné donc il reçoit en entrée d'une part les signaux qui ont subi l'étalement et le multiplexage (sortie du canal)

puis représentés sous la forme d'un entier et d'une autre part les codes d'étalement synchronisé. Puis chaque valeur sera décodé et envoyé vers l'intégrateur pour être sommés, sur une période T_b , qui lui-même attaque un comparateur qui fait la décision et génère un bit du signal message.

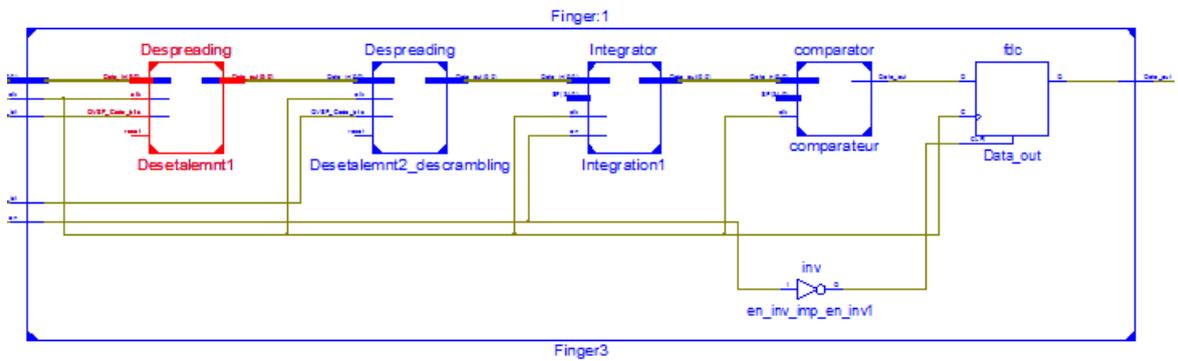


FIGURE 8.9: Doigt RTL

Combineur : ce bloc va générer le signal en réception sachant la sortie décidé pour chacun des doigts. En sortie, le bit choisi sera celui ayant la plus faible erreur.

8.6 Résultats

Pour tester le fonctionnement de notre système implémenté, nous avons considéré quatre utilisateurs. Chaque utilisateur envoie une séquence message exprimé sur 10 bits et codée par un code de canalisation OVFSF différent suivant l'index choisi. Par la suite, ces séquences codées sont codées une deuxième fois par le même code Gold avant d'être envoyés vers le canal. Le tableau 8.1 résume les messages envoyé par chaque utilisateur et leur code respectif.

	Séquence message	Index OVFSF	Code correspondant
Utilisateur 1	"1101100010"	"001"	1 1 1 1 -1 -1 -1 -1
Utilisateur 2	"0100110111"	"011"	1 1 -1 -1 -1 -1 1 1
Utilisateur 3	"0110000110"	"010"	1 1 -1 -1 1 1 -1 -1
Utilisateur 4	"1011010110"	"111"	1 -1 -1 1 -1 1 1 -1

TABLE 8.1: Messages et codes de chaque utilisateurs

Top_level Project Status			
Project File:	implementation2.xise	Parser Errors:	No Errors
Module Name:	Top_level	Implementation State:	Programming File Generated
Target Device:	xc5v1x50-1ff676	• Errors:	No Errors
Product Version:	ISE 14.7	• Warnings:	70 Warnings (0 new)
Design Goal:	Balanced	• Routing Results:	All Signals Completely Routed
Design Strategy:	Xilinx Default (unlocked)	• Timing Constraints:	All Constraints Met
Environment:	System Settings	• Final Timing Score:	0 (Timing Report)

FIGURE 8.10: Ressources utilisées lors de l'implémentation

8.6.1 Simulation

Pour le code Gold, les deux polynomes initiales qu'on a choisit sont les suivant :

- Polynome 1 : "101"
- Polynime 2 : "110"

Le polynome du code Gold est exprimé sur 3 bits, ce qui engendre une séquence de codage de dimension 2^3-1 . Par la suite, ces séquences message codées sont envoyé vers le récepteur Rake à travers le canal pour être traité.

Notons que, pour le bon fonctionnement du récepteur il faut faire attention à la synchronisation des signaux envoyé par chaque utilisateur. En effet, chaque trajet multiple de chaque utilisateur est synchronisé temporellement pour être détecter. La synchronisation des signaux est assuré par des décalages.

Les résultats de simulation sur ISE sont représenté sur les figures 8.11 8.12 et les résultats d'implémentation sont présentés sur les figures 8.13 8.14 .

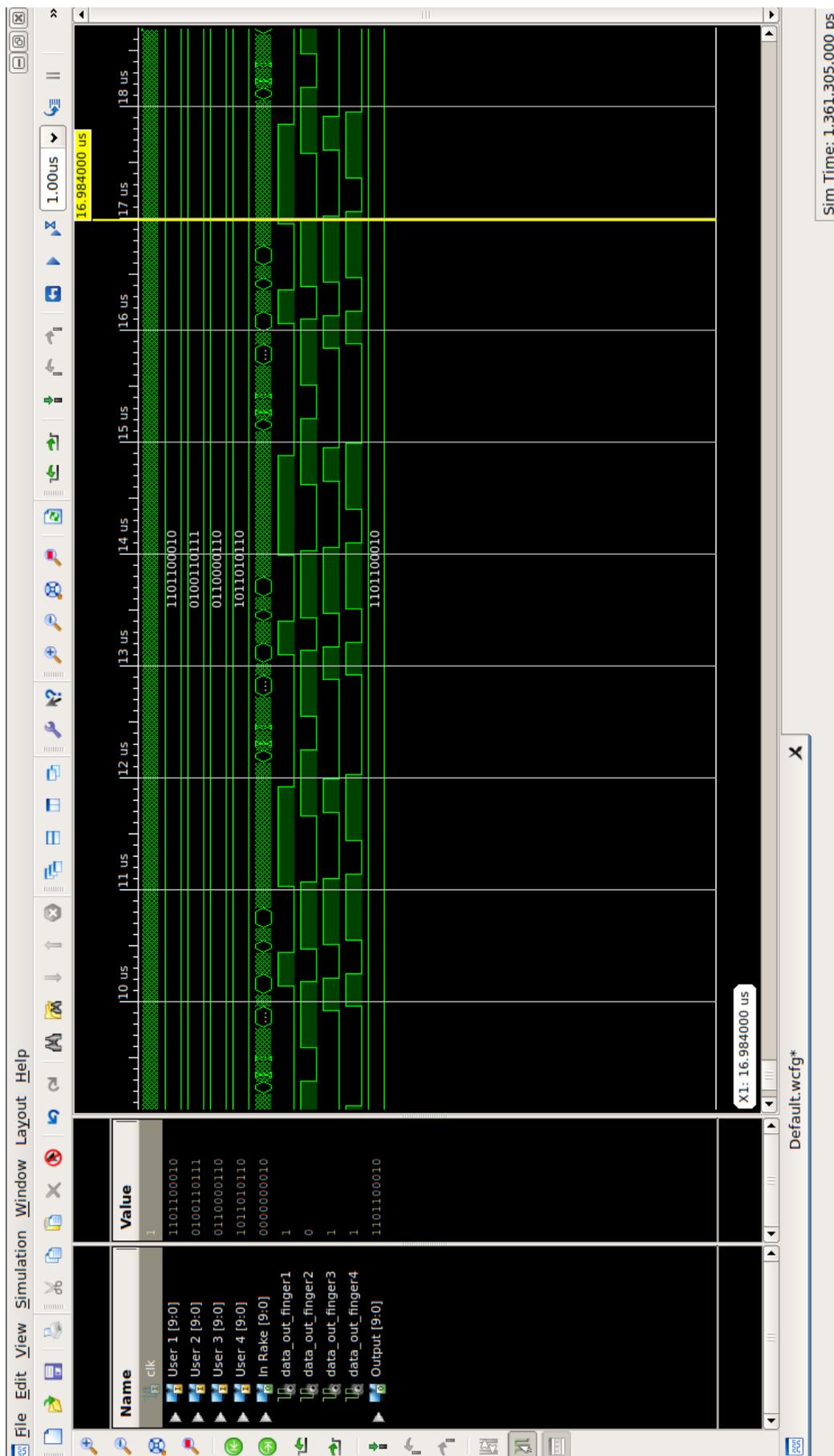


FIGURE 8.11: Détection de l'utilisateur 1

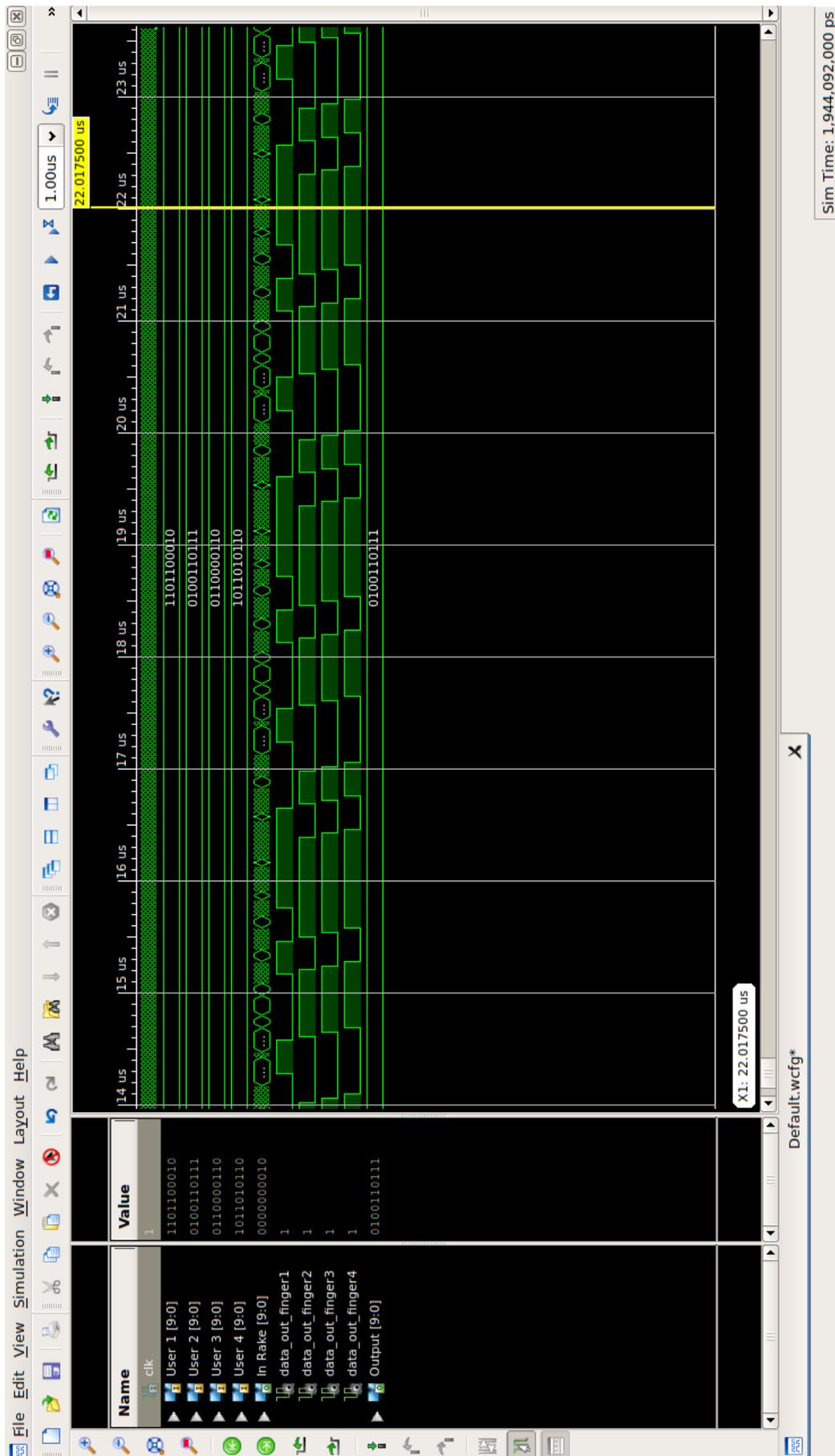


FIGURE 8.12: Détection de l'utilisateur 2

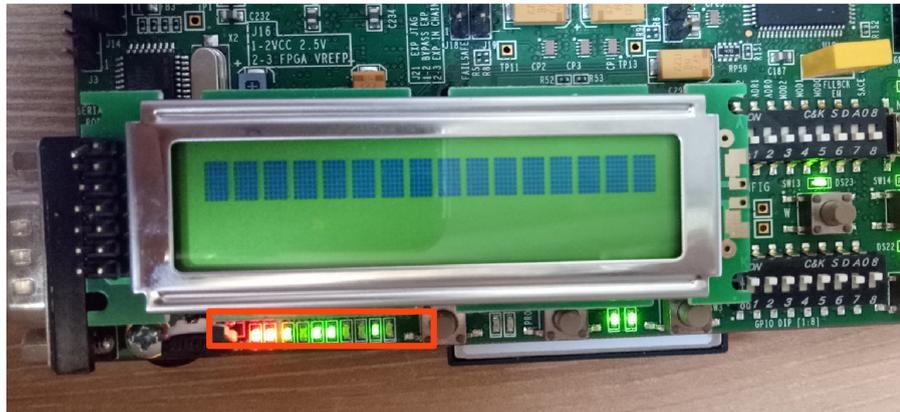


FIGURE 8.13: Résultat d'implémentation de la détection de l'utilisateur 1

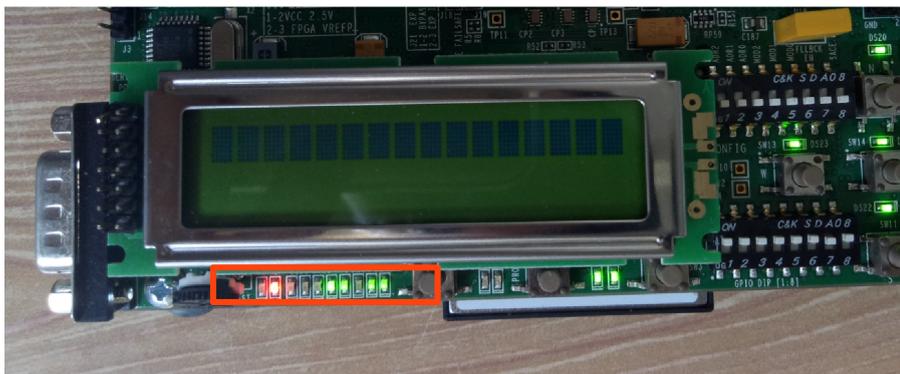


FIGURE 8.14: Résultat d'implémentation de la détection de l'utilisateur 2

8.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthodologie suivie pour implémenter le récepteur Rake sur la carte FPGA. Un testbench simulant la chaîne de transmission W-CDMA a été développée afin d'évaluer correctement les performances de notre RAKE. L'implémentation d'un tel récepteur nécessite l'implémentation

de plusieurs blocs dont les plus importants sont les générateurs des codes, les corrélateurs et les blocs de synchronisation.

Chapitre 9

Conclusion générale

Un des principaux critères pour l'amélioration des systèmes mobiles est la transmission à large bande. Ce critère peut être atteint par l'intermédiaire de deux approches analogique ou numérique. Cependant, la transmission analogique présente plusieurs inconvénients (présentés dans le chapitre des standards) les rendant ainsi obsolètes. Dans ce rapport, nous présentons une technique d'élargissement de spectre utilisée dans les systèmes mobiles de 3^{ème} génération en suivant l'approche numérique.

Le cœur de ce travail se base sur l'implémentation d'un module du standard W-CDMA qui utilise le principe d'étalement de spectre numériquement. Ce module réalise le décodage en bande de base en tirant profit de phénomène d'évanouissement considéré ici comme un avantage. En effet, chaque version retardé du signal porte une information utile pour améliorer le SNR. Ce module est connu sous le nom du récepteur en râteau (RAKE).

Le récepteur RAKE est basé sur le principe d'étalement de spectre qui nécessite l'utilisation d'un type de codage présentant des propriétés de corrélation bien précises. En effet, il existe deux types de codes. Les codes de canalisation qui permettent la séparation d'utilisateurs dans la même cellule, les codes OVSF sont les plus adaptés pour cette application, et les codes d'embrouillage, dont les plus

utilisés sont le code Gold en 3G et Kasami dans la 4G qui sont employés afin de distinguer les différentes stations de base.

Lors de l'implémentation sur FPGA, tout les blocs du récepteur ont été écrit en VHDL puis simulés dans l'environnement ISE et par la suite synthétiser en suivant la méthodologie de conception décrite auparavant.

Perspectives

Ce travail est susceptible d'avoir des perspectives notamment les suivants :

1. Optimisation du récepteur Rake et son adaptation au standard 3G : certains fonctions de ce travail peuvent être remplacés par des blocs plus optimisés en terme de temps d'exécution et de ressources matériels (la fréquence des chips, la largeur des trames...etc).
2. L'ajout d'un estimateur de canal et d'un détecteur de trajets multiples : Une des difficultés rencontrées dans ce travail est la synchronisation des codes. Ce problème est simplement résolu par l'introduction du "multipath searcher". D'autre part, l'estimateur du canal permet de calculer, selon l'effet du canal sur une version du signal, le poids à affecter pour donner la meilleure corrélation.
3. La faisabilité de l'adaptation de l'architecture rake dans les récepteurs basés sur l'OFMD.
4. Développement d'un récepteur RAKE pour les systèmes de communication MIMO.

Bibliographie

- [1] 3GPP technical specification, T. . (1999). *Multiplexing and channel coding (FDD)*.
- [2] Aziz, A. (2004). Channel estimation for a wcdma rake receiver. *Application Note, AN2253, Rev, 2*.
- [3] Chugh, M., Bhatia, D., and Balsara, P. T. (2005). Design and implementation of configurable w-cdma rake receiver architectures on fpga. In *Parallel and Distributed Processing Symposium, 2005. Proceedings. 19th IEEE International*, pages 8–pp. IEEE.
- [4] Ghali, K. (2005). *Méthodologie de conception système à base de plateformes reconfigurables et programmables*. PhD thesis, ENSTA ParisTech.
- [5] Goldsmith, A. (2005). *Wireless communications*. Cambridge university press.
- [6] Handaoui, M. (2014). *Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS*. PhD thesis, Université Mohamed Khider Biskra.
- [7] Harju, L., Kuulusa, M., and Nurmi, J. (2001). A flexible rake receiver architecture for wcdma mobile terminals. In *Wireless Communications, 2001.(SPAWC'01). 2001 IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in*, pages 9–12. IEEE.
- [Holma et al.] Holma, H., Toskala, A., and Lappalainen, U. Le wcdma et les systèmes de troisième génération.

-
- [9] Proakis, J. G., Salehi, M., Zhou, N., and Li, X. (1994). *Communication systems engineering*, volume 2. Prentice Hall New Jersey.
- [10] Ramakonar, V. (1996). Simulink implementation of a cdma transmitter.
- [11] Rappaport, T. S. et al. (1996). *Wireless communications : principles and practice*, volume 2. Prentice Hall PTR New Jersey.
- [12] Saptono, D. (2011). *Conception d'un outil de prototypage rapide sur le FPGA pour des applications de traitement d'images*. PhD thesis, Dijon.
- [13] Scalar, B. (2001). Digital communication, fundamentals and applications.
- [14] Tse, D. and Viswanath, P. (2005). *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press.
- [15] Yang, M. (2007). *A two-stage multi-path searcher for WCDMA RAKE receivers*. PhD thesis, Concordia University.
- [16] Youssef, M. (2009). *Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA*. PhD thesis, Metz.