



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

Ecole Doctorale IAEM – Lorraine

Département de Formation Doctorale Electronique- Electrotechnique

THESE DE DOCTORAT

Présentée pour obtenir le grade de docteur de
l'Université Paul Verlaine – Metz

Discipline: Électronique
Spécialité : Microélectronique

Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur
pour les techniques d'accès W-CDMA

Par

Mazen YOUSSEF

Soutenue le 08 Juin 2009 devant le jury composé de :

Francis BRAUN	Pr. Université Louis Pasteur - Strasbourg	(Président du jury)
Patrick GIRARD	Directeur de Recherche au CNRS, LIRMM -Montpellier	(Rapporteur)
Mohamad SAWAN	Pr., École Polytechnique de Montréal canada	(Rapporteur)
Abbas DANDACHE	Pr., Université Paul Verlaine -Metz	(Directeur de thèse)
Camille DIOU	MC, Université Paul Verlaine - Metz	(Co-encadrant)
Fabrice MONTEIRO	Pr., Université Paul Verlaine - Metz	(Examineur)

Avant-propos

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé au laboratoire Interface, Capteurs et Microélectronique de l'Université Paul Verlaine–Metz.

Cette thèse a été effectuée à l'occasion d'un bourse franco-syrienne entre le laboratoire LICM de l'Université Paul Verlaine–Metz et AL-Baath University, Hims, Hims Governorate, Syria. Nous remercions tout particulièrement l'université AL-Baath pour leur soutien financier.

Je dédie ce mémoire à :

- Ma tendre mère.*
- Mon cher père.*
- Mon épouse et mon enfant bien aimés.*
- Mes chères sœurs et frères.*
- Mes chères Amis.*

Remerciements

*Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur le professeur Abbas **DANDACHE** pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire, d'avoir encadré mes travaux et pour son soutien moral et logistique.*

*J'exprime mes sincères et profonds remerciements à Monsieur Camille **DIOU**, maître de conférence à l'université Paul Verlaine–Metz, et Monsieur Fabrice **MONTEIRO**, professeur à l'université Paul Verlaine–Metz, pour avoir encadré mes travaux ainsi que pour leur gentillesse, leur conseils avisés et tout le temps qu'ils m'ont consacré lors de ce travail. Qu'ils trouvent dans ces quelques lignes ma profonde sympathie et toute ma reconnaissance.*

Je remercie l'ensemble des membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter de lire et de juger ce mémoire :

- *Monsieur Mohamad **SAWAN**, Professeur à l'École Polytechnique de Montréal – Canada, pour avoir accepté d'être rapporteur de ce travail.*
- *Monsieur Patrick **GIRARD**, Directeur de Recherche au CNRS, LIRMM – Montpellier, pour avoir accepté d'être rapporteur de ce travail.*
- *Monsieur Francis **BRAUN**, Professeur à l'Université Louis Pasteur – Strasbourg, pour avoir accepté d'être le président de ce jury.*

*Je tiens aussi à remercier Monsieur Bernard **LEPLEY**, ancien Directeur du Laboratoire LICM pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.*

Enfin, je ne saurais terminer sans remercier l'ensemble des collègues et amis qui m'ont aidé et supporté. Je citerai tout particulièrement : Abbas, Gérard, Nassima, Mohsin, Mehdi, Houssein...

Un grand merci à vous tous.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	5
CHAPITRE 1 : TECHNIQUES D'ACCES AU MEDIA	9
1. Introduction	9
2. Transmission numérique de l'information	9
2.1. Différents modèles de réseaux	10
2.1.1. Le modèle OSI	10
2.1.2. Le modèle TCP/IP	12
2.1.3. Le modèle UIT-T (ATM)	13
2.2. Arrangement fonctionnel des couches « physique » et « liaison »	14
2.3. Sous-couche de contrôle d'accès au canal (MAC)	16
2.3.1. Politiques d'allocations	16
2.4. Conclusion	19
3. Étalement de spectre	19
3.1. Principes de l'étalement de spectre	20
3.2. Propriétés de l'étalement de spectre	21
3.3. Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA)	22
3.3.1. Principes du DS-CDMA	23
3.4. Étalement de spectre avec saut de fréquence	27
3.5. Étalement de spectre avec saut de temps	28
3.6. Propriétés du CDMA	29
3.6.1. Contrôle de puissance	29
3.6.2. Récepteur multi trajet (RAKE)	30
3.6.3. Handover	30
3.7. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre	32
4. Interface d'accès large bande CDMA (W-CDMA)	33
4.1. Caractéristiques du W-CDMA	34
4.2. Flexibilité et extensibilité de services dans le W-CDMA	36
4.3. Flexibilité d'opérateur dans W-CDMA	36
5. Description générale de la chaîne de transmission de W-CDMA	37
5.1. Étalement de spectre et la modulation radio dans le W-CDMA	38
5.1.1. Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre	39
5.1.2. Code de canalisation	40
5.1.3. Code d'embrouillage	42
5.2. Modulation QPSK	45
5.3. Caractéristiques du canal de propagation	46
6. Conclusion	47
CHAPITRE 2 : ARCHITECTURES DE RECEPTEURS W-CDMA	49
1. Introduction	49
2. Architecture de réception	49
2.1. Partie analogique	50
2.1.1. Récepteur hétérodyne	51
2.1.2. Récepteur homodyne	52
3. Convertisseur analogique/numérique	53

4.	Partie bande de base -----	54
4.1.	Filtre d'impulsion adapté-----	55
4.2.	Étape d'extraction et d'identification des trajets multiples -----	56
4.2.1.	Détecteur de trajets multiples-----	56
4.2.2.	Doigts du récepteur RAKE -----	58
4.2.3.	Générateur de code -----	58
4.3.	Étape de combinaison des trajets multiples -----	59
4.3.1.	Estimation de canal -----	59
4.3.2.	Combinaison à ratio maximal (MRC) -----	61
4.3.3.	Désentrelacements et décodage canal -----	62
5.	Trajets multiples et Diversité-----	62
5.1.	Trajets multiples-----	62
5.2.	Diversité-----	64
6.	Récepteur RAKE -----	65
6.1.	Concept original du récepteur RAKE [Price et Green]-----	66
6.2.	Récepteur RAKE dans le CDMA -----	67
6.2.1.	Architecture conventionnelle du récepteur RAKE-----	68
6.2.2.	Architecture du récepteur FlexRAKE -----	69
6.2.3.	Récepteur Time Multiplexed Parallel RAKE-----	70
7.	Détection multi-utilisateur en W-CDMA -----	72
7.1.	Interférence d'accès multiple -----	72
7.2.	Détection multi-utilisateurs -----	73
7.3.	Techniques de détection multi-utilisateur -----	73
7.3.1.	Techniques de détections individuelles améliorées où détecteurs linéaires -----	74
7.3.2.	Techniques d'annulation d'interférence-----	74
7.3.3.	Détection conjointe -----	75
7.4.	Évolutions applicatives des techniques de détection utilisées par l'UTRA-----	76
8.	Conclusion -----	77
CHAPITRE 3 : ARCHITECTURE DU RECEPTEUR CODERAKE-----		79
1.	Introduction -----	79
2.	Extraction et identification des trajets multiples -----	79
2.1.	Problème lié au système W-CDMA -----	80
2.2.	Problèmes liés aux doigts du récepteur RAKE-----	80
2.3.	Concept architectural du récepteur CodeRAKE-----	82
2.3.1.	Architecture du détecteur CodePath -----	83
2.3.2.	Doigts du récepteur CodeRAKE -----	84
2.3.3.	Buffer d'échantillons (SB)-----	85
2.3.4.	Unité de désétalement -----	90
2.3.5.	Générateur de code du récepteur CodeRAKE -----	92
3.	Avantages de l'architecture du récepteur CodeRAKE -----	94
4.	Conclusion -----	95
CHAPITRE 4 : SIMULATION ET IMPLANTATION DE L'ARCHITECTURE DU RECEPTEUR CODERAKE -----		97
1.	Introduction -----	97
2.	Flot de conception -----	97

3.	Simulation sous MATLAB/Simulink -----	98
3.1.	Réalisation de la chaîne de transmission-----	98
3.2.	Calcul du taux d'erreur binaire (BER) -----	100
4.	Implantation de l'architecture CodeRAKE -----	103
4.1.	Paramètres de l'implantation -----	104
4.2.	Implantation de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples pour le	
récepteur mobile (UE) -----		104
4.2.1.	Architecture simple du récepteur CodeRAKE-----	104
4.2.2.	Architectures parallèles du récepteur CodeRAKE -----	109
4.3.	Implantation de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples pour le	
récepteur de la station de base (BS) -----		115
4.3.1.	Fonctionnalité -----	115
4.3.2.	Analyse de l'architecture -----	117
5.	Conclusion -----	118
CONCLUSION GENERALE -----		121
TABLE DES FIGURES -----		125
LISTE DES RÉFÉRENCE -----		127
LISTE DES PUBLICATIONS -----		135
RESUME ANGLAIS/FRANÇAIS -----		137

Introduction générale

Le domaine des télécommunications et des réseaux a connu profonds de changements, et une évolution rapide durant les dix années écoulées. Avec l'apparition de nouvelles technologies en télécommunications, les normes modernes deviennent de plus en plus strictes en termes de qualité de service rendu aux clients. Mais sur le plan technologique en particulier, les réseaux de transmission ont vu leur capacité s'accroître, notamment concernant le débit supporté et le nombre d'utilisateurs. De plus, l'intégration des services et la diversité des données échangées (voix, vidéo haute définition, consultation interactive de base de données, Internet haut débit...) exigent des systèmes de plus en plus rapides pour traiter des volumes d'informations en augmentation constante ; tous nécessitent toujours plus de vitesse, ainsi que des capacités de traitement du signal accrues, en conservant des délais d'attente les moins contraignants possibles pour l'utilisateur. En bref, de la qualité de service rendue en termes de communication, quelles que soient les conditions d'émission et de réception, se dégagent deux mots clés : fiabilité et rapidité. D'autre part, l'aspect financier imposé à la réalisation d'un projet peut être un facteur déterminant dans le choix d'une technologie donnée, le but étant de satisfaire le cahier des charges avec un coût minimum afin d'être compétitif sur le marché en assurant la meilleure rentabilité et en proposant des solutions originales et efficaces.

Concernant les systèmes de télécommunication, différents niveaux de traitement peuvent être considérés. Entre le niveau applicatif, qui concerne directement l'utilisateur, et le moyen physique de transmission, pour lequel seuls des signaux et les composantes élémentaires des données sont pris en compte, les algorithmes mis en œuvre n'ont pas les mêmes objectifs, ni les mêmes contraintes de performances. À l'extrémité du dispositif de télécommunication se trouvent les couches les plus basses de la chaîne de transmission, celles qui sont chargées de produire un signal représentatif des données à transmettre et adapté au média, en permettant sa transmission vers son destinataire, et aussi chargées de récupérer le signal de données au récepteur adapté au signal transmis. Ce sont les couches basses qui sont les plus sensibles aux changements de protocoles de transmission, car elles doivent produire et récupérer un signal dont les caractéristiques physiques et temporelles sont très dépendantes des spécifications du canal de communication. Aussi, les éléments de réception requièrent pour leur conception une attention toute particulière afin de ne pas brider la vitesse de traitement qu'ils sont capables d'atteindre ; augmenter leur surface et donc leur consommation limiterait leur champ d'application et les possibilités d'évolution.

Des systèmes complexes de codage, modulation, décodage, démodulation, et des méthodes d'accès sont donc apparues pour exploiter au maximum les capacités des médias de transmission, et les architectures d'émetteur et de récepteur qui en découlent ont elles aussi dû évoluer pour supporter les

cadences de traitement plus élevées. Habituellement, ces architectures reposent sur des composants numériques compatibles avec les hautes fréquences de fonctionnement. Mais l'implantation de ces technologies est chère et difficile à adapter à l'évolution des normes, des algorithmes ou des protocoles utilisés. Pour cela, la démocratisation des circuits programmables de type FPGA (*Field Programmable Gate Array*) et leur adéquation aux petites séries ainsi que l'augmentation de leurs performances font qu'ils ne sont plus seulement utilisés à des fins de prototypage avant implantation sur silicium, mais aussi comme cible finale d'une chaîne de conception. Ils présentent de nombreux avantages : en particulier leur faible coût, mais aussi le fait d'offrir une capacité d'évolution importante aux systèmes, permettant par conséquent de s'adapter rapidement aux changements de protocoles fréquents dans le domaine des télécommunications. En outre, ils s'intègrent parfaitement dans la chaîne de conception d'un système où la réutilisation de blocs fonctionnels devient primordiale avec l'augmentation de la complexité de ceux-ci et des coûts et temps de développements inhérents.

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 traitements du signal reçu. Pour obtenir une densification du trafic des données sur les réseaux de télécommunications, des techniques d'accès multiple sont utilisées, comme l'accès par répartition de temps, appelé *Time Division Multiple Access* (TDMA), ou l'accès multiple par répartition de fréquence, aussi connue sous le nom de *Frequency Division Multiple Access* (FDMA).

L'accès multiple par répartition de code, ou *Code Division Multiple Access* (CDMA), est une technique de multiplexage définie comme étalement de spectre. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires. Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements (*fading*) sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance que confère l'étalement de spectre aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission. Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence est des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs [VITE04 & VANG04].

En fait, le CDMA est la base de la norme « IS-95-B ou cdmaOne » et « cdma2000 » utilisées dans les pays d'Amérique de nord et de la norme « UMTS (W-CDMA) » de la troisième génération de téléphonie mobile européenne.

Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communication datent de ces vingt dernières années. Voulant profiter de la très large bande passante disponible sur le

canal, le CDMA a aussi pour ambition d'augmenter la capacité de multiplexage en augmentant le nombre d'utilisateurs au prix d'une dégradation supportable de la qualité de liaison, et en exploitant simultanément les intervalles de temps et la bande de fréquence.

Le CDMA offre l'avantage potentiel de permettre une transmission synchrone des différents signaux (comme dans le cdma2000) ainsi qu'une transmission asynchrone (comme le W-CDMA), sans configurations de protocoles et références externes de temps [OJAN98 & ERIC00].

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

D'autre part, les utilisateurs d'une même cellule possèdent des codes d'étalement orthogonaux. Lorsque le canal de transmission est sélectif en fréquences, il apparaît de l'interférence entre symboles, de l'interférence entre les utilisateurs et par conséquent une destruction de l'orthogonalité entre les codes des utilisateurs. Les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire du canal, en ce qui concerne le *chip*, permettent alors de combattre l'interférence entre symboles due au canal et de rétablir au moins partiellement l'orthogonalité entre les utilisateurs. Ces récepteurs sont constitués d'un égaliseur linéaire réalisé au *chip* suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur recherché [BOSS95 & WERN].

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

L'objectif imposé par le cahier de charges est de proposer un système de réception complet en répondant au maximum à toutes les demandes par la satisfaction des points suivants :

- ❖ traitement rapide des données (haut débit) ;

- ❖ architecture extensible et configurable en fonction de l'environnement ;
- ❖ utilisation de technologie faible coût.

Le deuxième objectif vise à développer une architecture complète de récepteur pouvant être ultérieurement implantée sur un FPGA.

Dans le contexte des télécommunications, le traitement du signal reçu reste la partie la plus compliquée à traiter. En pratique, le récepteur RAKE est le récepteur le plus utilisé, soit dans la station mobile en cas de code multiple par utilisateur, soit dans la station de base pour la détection multi-utilisateur. De plus, différentes études [LEE02, HARJ01, BIAN03 & CHUG05] ont démontré que la performance du récepteur RAKE classique surpasse celle des autres types de récepteurs comme les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire. C'est pourquoi le récepteur RAKE est utilisé dans la technique CDMA.

Quant à l'augmentation de la vitesse de traitement, deux solutions sont envisageables. Une solution directe consiste à choisir en fonction des besoins sans prendre en compte le facteur coût ou le redimensionnement et la complexité du système, solution qui ne rentre pas dans le cadre des objectifs globaux de ce travail. Une deuxième solution consiste à trouver de nouvelles architectures permettant d'avoir un débit convenable avec un faible coût sans compliquer le système, ce qui est en adéquation avec les objectifs fixés. La solution proposée consiste à développer un modèle RTL (*Register Transfer Level*) d'une architecture de récepteur et ensuite à évaluer la performance en termes de débit de traitement et de surface consommée après synthèse sur FPGA.

Dans cette thèse, nous avons proposé une nouvelle architecture de récepteur RAKE (CodeRAKE) compatible avec le changement du nombre d'utilisateurs et du nombre de codes par utilisateur, et qui offre un bon compromis concernant le débit et la surface adaptée à la parallélisation. Puis nous avons développé une architecture de détecteur de trajets multiples compatible avec notre récepteur RAKE.

Chapitre 1 :

Techniques d'accès au média

1. Introduction

Le développement des systèmes de communication est limité par les contraintes sur la capacité de ces systèmes, c'est-à-dire l'augmentation du nombre d'accès simultanés au canal de transmission, surtout parce que le spectre radio disponible est limité, ce qui oblige à utiliser les ressources disponibles plus efficacement. Le défi est de savoir comment transmettre plus de bits par seconde. Un aspect important de cette question est de savoir comment le moyen commun de transmission est partagé entre les utilisateurs. C'est-à-dire le plan d'accès multiple.

Ce chapitre présente en premier lieu une chaîne de transmission de signaux numériques, afin de situer et préciser l'importance de la fonction d'accès multiple, replacée dans son contexte. Cette fonction se situe à des positions déterminantes ce qui implique qu'elle est parmi les éléments les plus sujets à des évolutions importantes comme, par exemple, le débit imposé par les protocoles de communication.

Pour comprendre et aborder les difficultés que doivent affronter les récepteurs numériques lors du traitement d'un signal à haut débit, nous allons expliquer les principes des différentes couches réseau, et aussi les différentes techniques d'accès multiple. En effet, la méthode d'accès multiple la plus répandue parmi les nouvelles générations de systèmes de communication est le CDMA (*Code Division Multiple Access*), technique d'accès multiple utilisée par les réseaux d'accès radio de la 3G [RAPP02].

Effectivement, les concepts étudiés dans ce chapitre serviront d'introduction aux chapitres suivants où les technologies de réception feront l'objet d'une étude plus approfondie.

2. Transmission numérique de l'information

Les systèmes de transmission numérique de l'information véhiculent des données entre deux entités élémentaires que sont la source et la destination. Ces données circulent par le biais d'un support physique qui peut être un câble, de la fibre optique ou un faisceau hertzien [TANE03]

2.1. Différents modèles de réseaux

Il était nécessaire de disposer d'une norme internationale pour permettre l'interconnexion des réseaux. Pour cela, des efforts de modélisation ont été effectués pour permettre de séparer en niveaux les différents types de fonctionnalité d'un système de traitement numérique de l'information, plus particulièrement dans le cadre de transmissions réseau. Il existe trois principaux modèles : le modèle OSI (*Open System Interconnection*), le modèle TCP/IP (Transmission Contrôle des Protocol/ Internet Protocol) et le modèle UIT-T (Union International des Télécommunications).

2.1.1. Le modèle OSI

L'ISO (*International Standard Organization*) a développé une norme pour l'interconnexion des systèmes ouverts appelée OSI (Open Systems Interconnection). Cette architecture hiérarchique, connue sous le nom « ISO/OSI », est composée de sept couches distinctes remplissant chacune une partie bien définie des fonctions nécessaires à l'interconnexion. Le modèle OSI décrit des niveaux de transmission, mais non les protocoles proprement dits. Il divise l'ensemble des protocoles en sept couches indépendantes entre lesquelles sont définis deux types de relations : les relations verticales entre les couches d'un même système (interfaces) et les relations horizontales relatives au dialogue entre deux couches de même niveau (les protocoles). Les couches 1, 2, 3 et 4 sont orientées « transmission » et les couches 5, 6, et 7 sont orientées « traitement » (figure 1.1).

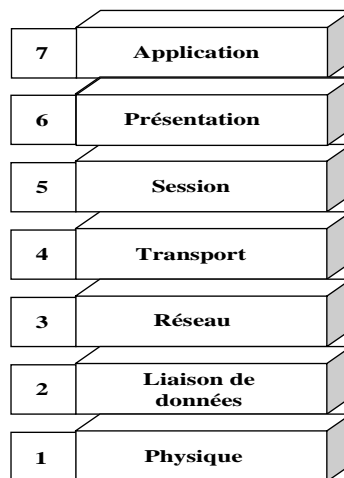


Figure 1.1: Modèle référence OSI

- 1) La couche « application » (7) fournit les protocoles et les fonctions nécessaires pour les applications clientes ;
- 2) La couche « présentation » (6) se charge de la représentation des informations que des entités d'applications se communiquent, ou auxquelles elles se réfèrent au cours de leur dialogue. En effet, cette couche permet à deux machines de communiquer même lorsqu'elles utilisent des représentations des données différentes. Elle gère des structures de données haut niveau idéales pour accomplir cette tâche ;

- 3) La couche « session » (5) fournit les services nécessaires à l'établissement d'une connexion de session entre deux entités de présentation et à la prise en charge des interactions ordonnées d'échange de données. Elle assure l'organisation et la synchronisation du dialogue ;
- 4) La couche « transport » (4) garantit l'intégrité des données. L'une des tâches principales de cette couche est d'accepter des données de la couche supérieure et de les diviser en unités plus petites : il s'agit de l'opération de fragmentation. Elle offre un service réel de bout en bout de la source à la destination, indépendante du chemin effectif utilisé entre les machines. De plus, cette couche vérifie et corrige les erreurs de transmission (modification, pertes, duplication), et réalise le contrôle de flux, en surveillant la saturation du destinataire ;
- 5) La couche « réseau » (3) gère les connexions entre les nœuds du réseau. Pour le modèle OSI, il existe deux méthodes principales d'acheminement : la commutation de circuits et la commutation de paquets. C'est cette couche qui gère les congestions sur les nœuds du réseau ;
- 6) La couche « liaison de données » (2) prend les données de la couche « physique » et fournit ses services à la couche « réseau ». Elle décompose les données de l'émetteur en trames de données puis les envoie de façon séquentielle. Différentes méthodes permettant de protéger les données contre les erreurs sont utilisées, comme les codages de détection et de correction d'erreurs. Dans les réseaux à canal partagé, cette couche s'occupe aussi de contrôler l'accès au canal par l'intermédiaire d'une sous-couche MAC (*Medium Access Control*).
- 7) La couche « physique » (1) est responsable de la transmission des informations. Elle exécute les fonctions nécessaires à l'adaptation des cellules à la trame de transmission. Nous pouvons dire que cette couche fournit les moyens mécaniques, électriques, fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions physiques destinées à la transmission de bits entre deux entités de liaison de données.

C'est en ce qui concerne le fonctionnement de la sous-couche MAC et de la couche « physique » que nous nous intéresserons plus en détail dans la suite, car c'est à ce niveau qu'interviennent en particulier les méthodes d'accès multiple et les opérations de modulation et démodulation numérique (étalement, désétalement).

2.1.2. Le modèle TCP/IP

TCP/IP désigne communément une architecture réseau qui s'est imposée comme modèle de référence en lieu et place du modèle OSI (figure 1.2). Cela tient tout simplement à son histoire. En effet, contrairement au modèle OSI, le modèle TCP/IP est né d'une implantation ; la normalisation est venue ensuite. Cet historique fait toute la particularité de ce modèle, ses avantages et ses inconvénients. Par conséquent, la segmentation en couches indépendantes d'OSI n'est pas présente de façon aussi stricte dans TCP/IP. Le modèle TCP/IP permet simplement de positionner les protocoles existants et futurs dans un cadre théorique.

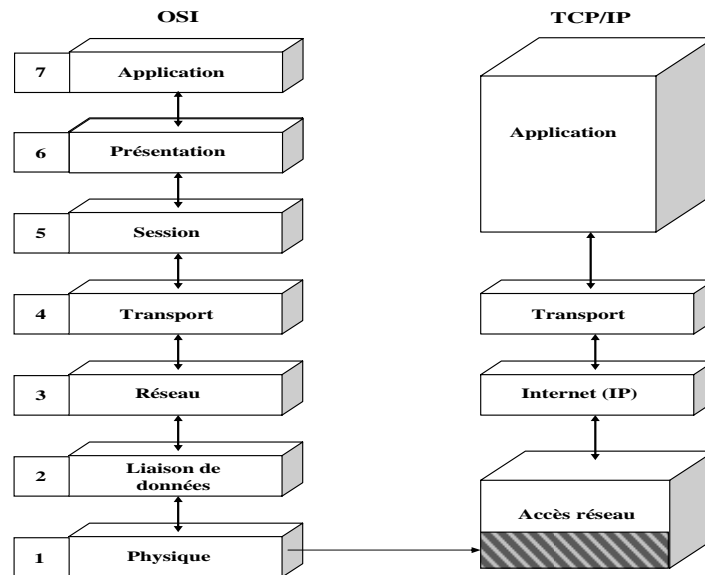


Figure 1.2: Modèle référence TCP/IP

La couche « application » est immédiatement supérieure à la couche « transport », tout simplement parce que les couches « présentation » et « session » sont apparues inutiles. Cette couche contient tous les protocoles de haut niveau, par exemple Telnet, TFTP (*Trivial File Transfer Protocol*), SMTP (*Simple Mail Transfer Protocol*), HTTP (*HyperText Transfer Protocol*) ;

- 1) La couche « transport » est la même que celle du modèle OSI. Elle permet aux applications d'échanger des données indépendamment du réseau utilisé, grâce aux protocoles TCP et UDP (*User Datagram Protocol*) ;
- 2) La couche « internet » ou « réseau » est la clé de voûte de l'architecture. Son rôle est de permettre l'injection de paquets dans n'importe quel réseau et l'acheminement des paquets indépendamment les uns après les autres jusqu'à la destination. Comme aucune connexion n'est établie au préalable, les paquets peuvent arriver dans le désordre ; le contrôle de l'ordre de remise est la tâche éventuelle des couches supérieures.
- 3) La couche « accès au réseau » est mal définie par le protocole. Elle regroupe tous les éléments nécessaires pour accéder à un réseau physique, quel qu'il soit. Elle contient en

particulier les spécifications concernant la transmission de données sur le réseau physique, tout comme la première couche du modèle OSI.

2.1.3. Le modèle UIT-T (ATM)

Ce modèle a été développé par l'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications) de manière à rester compatible avec le modèle ISO. L'architecture fonctionnelle du modèle UIT-T est présentée sur la figure 1.3, dans le cas d'ATM (*Asynchronous Transfer Mode*).

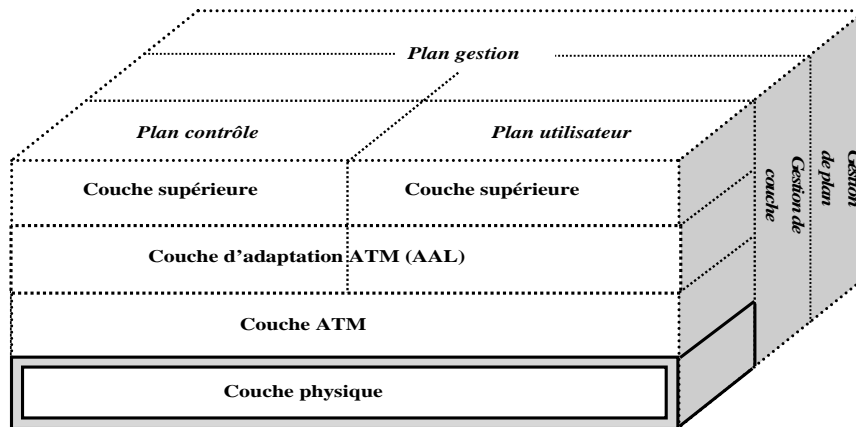


Figure 1.3: Modèle de référence UIT-T

Il a été spécifiquement conçu pour permettre aux nouveaux réseaux de prendre en compte les applications multimédias, ce qui se traduit par l'existence de trois « plans » se partageant la même ressource physique par multiplexage. Il utilise de petits paquets de longueurs fixes de type ATM [KOFM99]. Il présente de nombreuses similarités avec le modèle OSI, en particulier :

- 1) Les couches supérieures représentant les applications utilisant ATM ;
- 2) La couche réalisant l'adaptation à ATM des couches supérieures (couche AAL : *ATM Adaptation Layer*). Cette couche gère l'information avec les couches supérieures et regroupe une partie des fonctionnalités de la couche (4) du modèle OSI (il lui manque les opérations de fragmentation et réassemblage) ;
- 3) La couche ATM proprement dite, chargée du transport des cellules de bout en bout selon un principe de commutation synchrone ou asynchrone. Elle est équivalente à la couche (3) du modèle OSI ;
- 4) La couche de transport des cellules sur un support physique (couche « physique »).

Les couches du modèle ATM sont regroupées sur trois plans :

- ❖ Le plan utilisateur (*User Plane*) : ce plan permet bien sûr de faire transiter dans le réseau les informations, mais il prend également en charge les erreurs de transfert et la surveillance du flux émis.

- ❖ Le plan de contrôle (*Control Plane*) : ATM étant en mode connectée, ce plan permet l'établissement, la libération et la surveillance des connexions.
- ❖ Le plan de gestion (*Management Plane*) : ce plan assure des opérations de contrôle et de maintenance (gestion des performances, détection des pannes, protection du système d'information contre les pannes, localisation des fautes...).

La gestion de protocole dépendant du support physique est confiée à la couche « physique » de ce modèle. Elle est donc responsable de la transmission des bits d'informations. Celle-ci s'occupe en plus de la reconnaissance de paquets ATM. Elle est donc équivalente aux couches (1) et (2) du modèle ISO. En effet, ce mélange entre les deux couches (« physique » et « liaison ») est un résultat de la différence entre les interfaces d'accès (les méthodes d'accès) utilisées dans chaque système de communication. L'exemple typique de ce montage est le modèle IEEE, dans lequel la « liaison » est divisée en deux sous-couches – la couche « LLC » (*Logical Link Control*) et la couche MAC – et la couche MAC a été intégrée dans la couche « physique ». Effectivement, l'avantage de cet assemblage est qu'il spécifie une couche « LLC » commune pour toutes les couches MAC. C'est ce qui permet l'interopérabilité entre les standards issus du comité IEEE 802.x (figure 1.4).

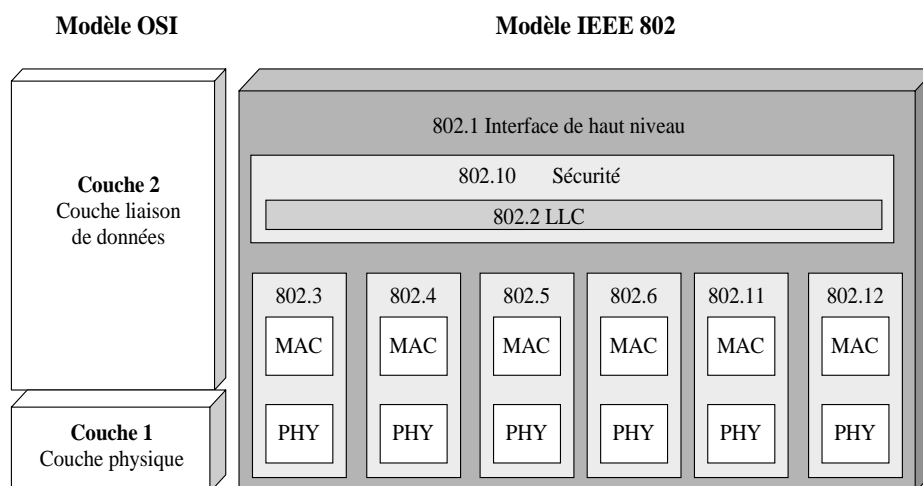


Figure 1.4 : Les différences entre les modèle OSI et le modèle IEEE

2.2. Arrangement fonctionnel des couches « physique » et « liaison »

Puisque tout notre travail sera positionné dans la sous-couche « contrôle d'accès au média » (MAC), nous présentons dans la figure 1.5 les différentes fonctions de base d'un système de transmission numérique remplissant le rôle d'interface entre le signal continu adapté au moyen de transmission et les informations binaires transmises aux couches supérieures. Cette figure présente à la fois des fonctions appartenant à la couche « physique », et d'autres à la couche « liaison de données ». Mais, certaines comme le codage de canal et l'interface d'accès peuvent appartenir aux deux niveaux simultanément.

La source du message correspond aux données fournies par la liaison de l'émetteur, et réciproquement, la destination du message correspond à la couche « liaison du destinataire » se trouvant à l'autre extrémité de la ligne de transmission. Effectivement, les éléments binaires à transmettre peuvent être modifiés par un codeur de source. Ceci est par exemple utile pour appliquer des opérations de compression permettant de réduire le nombre de bits effectivement présents dans la séquence à envoyer vers le récepteur. Cette étape repose en grande partie sur une bonne connaissance des paramètres statistiques du signal transmis.

Le codage de canal permet entre autres d'adapter cette séquence de manière à lui offrir une meilleure résistance aux perturbations et autres bruits qui peuvent intervenir lors du transit sur le canal de transmission. Ce codage intervient sous la forme d'algorithmes à base de codes cycliques, le code de Hamming ou encore les « turbo-codes », et constitue une fonctionnalité de la couche « liaison » [BADR02] [HANZ02].

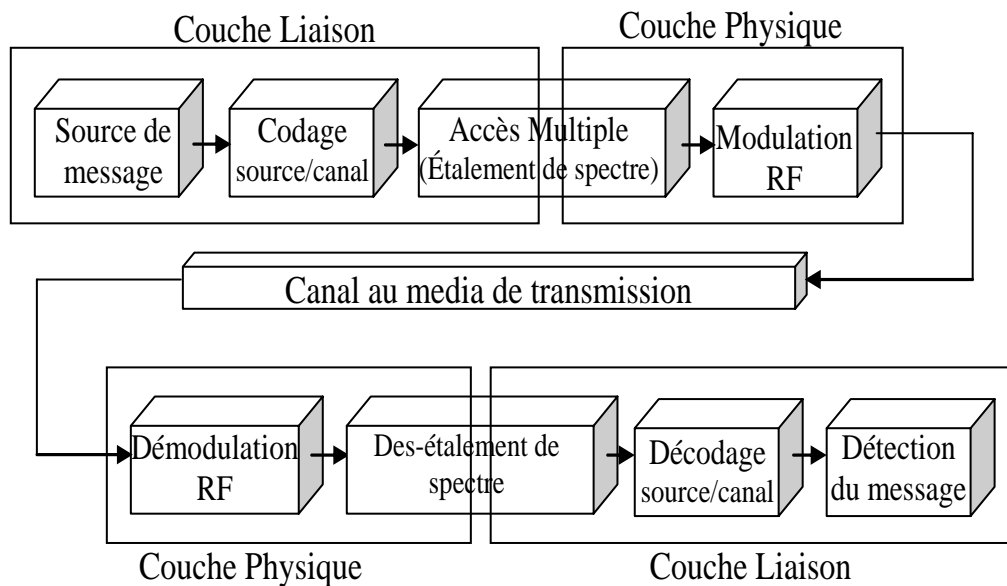


Figure 1.5 : La couche « physique » et la couche « liaison » d'un système de transmission

L'étalement de spectre est destiné, initialement, aux systèmes de communications numériques. Profitant ainsi d'une augmentation de la capacité de multiplexage tout en utilisant les propriétés d'étalement de spectre propre à cette technique, l'objectif était de rendre les transmissions plus robustes à l'apparition de brouilleurs et moins vulnérables aux interceptions éventuelles. Cet étalement permet de coder et de transmettre autant de signaux qu'il est possible de générés de séquences de code à la seule condition que ces séquences satisfassent à des propriétés d'auto et d'inter-corrélation adaptées.

Les données à émettre sont présentées sous la forme de grandeurs abstraites n'ayant de signification logique que pour le système numérique sur lequel elles sont produites. Il est donc nécessaire de leur associer une représentation physique concrète, qui peut se matérialiser, par exemple, sous forme d'un signal électrique. La fonction de l'émetteur correspondante est la modulation, qui

associe à chaque groupe des éléments du message source un signal de durée T [FRAI99]. Cette association s'effectue au niveau de l'amplitude, de la fréquence ou bien de la phase du signal transmis. Il est également possible d'utiliser une combinaison de plusieurs de ces paramètres. L'émetteur est également chargé d'effectuer une fonction de filtrage et, le cas échéant, de transposition de fréquence afin d'éliminer les fréquences parasites, et de centrer le signal modulé autour d'une fréquence centrale souhaitée compatible avec le support de transmission [PUJO03].

2.3. Sous-couche de contrôle d'accès au canal (MAC)

Les réseaux peuvent être divisés en deux catégories selon qu'ils utilisent des connexions de type point à point ou qu'ils effectuent des diffusions sur un réseau multipoint. Dans un réseau à diffusion, tous les abonnés ont la possibilité d'émettre et de recevoir. Le problème majeur consiste à déterminer qui, à un instant donné, a le droit d'émettre. Pour cela, dans les réseaux on établit de nombreux protocoles dans le but de résoudre ces problèmes. Les protocoles utilisés pour déterminer qui sera le prochain élu d'un canal de communication à accès multiples sont regroupés dans une sous-couche interne à la couche de liaison de données appelée sous-couche de contrôle d'accès au canal ou sous-couche MAC. Cette sous-couche joue un rôle très important dans les réseaux, et plus particulièrement dans ceux dont le fonctionnement repose sur le principe d'accès multiple, ou encore dans les réseaux points à point. La sous-couche MAC contrôle l'accès au canal, à savoir la technique d'allocation des canaux de communication.

2.3.1. Politiques d'allocations

2.3.1.1. Allocation statique

Le partage de canal dans cette allocation est réalisé de façon statique. Par exemple, la méthode traditionnelle pour attribuer simultanément un réseau unique entre plusieurs voies de transmission consiste à utiliser le multiplexage. En fait, toutes les techniques d'accès multiple sont assorties d'un type de duplexage permettant l'échange d'information entre le mobile et la station de base. Parmi les méthodes de duplexage, nous distinguons :

- 1) **Le duplexage en fréquence** ou *Frequency Division Duplex* (FDD) : utilise deux bandes de fréquences indépendantes, l'une pour le sens montant (liaison montante « *Uplink* »), l'autre pour le sens descendant (liaison descendante « *Downlink* »). Il requiert une différence de fréquence (bande de gardes) entre les voies montantes et descendantes pour réduire l'interférence entre elles.
- 2) **Le duplexage dans le temps** ou *Time Division Duplex* (TDD) : on transmet et on reçoit sur la même bande de fréquences, mais à des instants différents. De même, un système qui utilise le mode TDD requiert un temps de garde, ou période de garde, pour minimiser l'interférence entre les moments d'émission et de réception. La durée de cette période de

garde est déterminée en fonction du temps maximum que met le signal pour effectuer un aller-retour entre l'émetteur et le récepteur.

- 3) **L'accès multiple par répartition de fréquence** ou *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) : on alloue à chaque utilisateur une bande de fréquences unique. Dans ces conditions, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la période où la communication a lieu [ANDR03]. En effet, le FDMA représente le mode d'accès par excellence des systèmes analogiques dits « de première génération ». Loin d'avoir disparu, ce mode d'accès fait à présent partie intégrante de tous les systèmes de deuxième et troisième génération. L'exemple le plus représentatif d'un système utilisant ce mode d'accès est le système américain AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*).
- 4) **L'accès multiple par répartition dans le temps** ou *Time Division Multiple Access* (TDMA), est typiquement numérique. Dans ce système, une même bande de fréquence est partagée par un certain nombre d'utilisateurs. C'est-à-dire attribuer un intervalle (ou *slot*) de temps unique à chaque utilisateur. On a donc N utilisateurs qui peuvent utiliser simultanément une même bande de fréquences [ANDR03]. Dans des conditions réelles d'utilisation, les systèmes mobiles fondés sur le TDMA possèdent une capacité de 3 à 6 fois supérieure à celle des systèmes analogiques fondés sur le FDMA. On doit noter qu'on ne peut pas toujours concéder le TDMA comme une allocation statique, car il permet d'allouer, dans certains cas, plusieurs slots au même utilisateur.
- 5) Une autre méthode d'accès multiple est le SDMA, autrement dit **l'accès multiple par répartition dans l'espace** (*Space Division Multiple Access*). Dans cette méthode, les utilisateurs sont répartis dans l'espace et la communication entre le mobile et la station de base a lieu par le biais d'un faisceau unique rayonné par l'antenne de cette dernière. Le canal dans un système SDMA a donc une connotation spatiale. Le principe du SDMA repose sur le concept d'antenne intelligente, appelée ainsi par opposition aux antennes ayant un diagramme de rayonnement fixe, qu'il soit omnidirectionnel ou sectoriel. Dans la pratique, le SDMA est utilisé en combinaison avec une ou plusieurs techniques d'accès multiple que l'on a décrites précédemment. Même si le concept du SDMA existe depuis plusieurs années, il n'est pas encore utilisé à grande échelle pour des applications civiles grandes public, ce en raison, entre autres, de la complexité des calculs requis par son implantation [BANA01].

Dans les méthodes précédentes, nous avons une fréquence fixe, un temps fixe ou un espace fixe, cela signifie que pour chaque utilisateur il existe une fréquence, un temps ou un espace fixe que l'on ne peut pas changer ou utiliser simultanément pour les autres utilisateurs. Pour cette raison, on qualifie ces méthodes de « méthodes à allocation statique ».

2.3.1.2. Allocation dynamique

Dans ce type d'allocation, le partage de canal est réalisé de façon dynamique. Pour cela, il est nécessaire d'organiser correctement les données pour qu'on puisse les récupérer au récepteur. Les méthodes d'accès présentées ci-après utilisent ce type d'allocation :

- 1) **L'accès multiple par répartition de codes :** Le CDMA (*Code Division Multiple Access*) est une technique d'accès multiple grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquences. La distinction entre les différents utilisateurs s'effectue grâce à un code qui leur est attribué et connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur. Si l'on considère les systèmes basés sur le FDMA et le TDMA, on s'aperçoit que leur capacité est limitée par la bande de fréquences allouée à chaque utilisateur. Aussi, la capacité d'un système basé sur CDMA est limitée, notamment par le niveau d'interférence dans le réseau. En fait, le principe et les caractéristiques du système CDMA seront notre principal développement dans les explications suivantes.
- 2) **Le multiplexage par répartition sur des fréquences orthogonales :** L'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) est un cas particulier de la modulation multi-porteuse (MC pour *Multi-Carrier*). Un bloc de symboles d'information est décomposé en sous-blocs. Chaque sous-bloc est ensuite transmis à un débit inférieur sur différentes sous-porteuses en parallèle. Les signaux OFDM doivent être orthogonaux, de telle sorte que les sous-porteuses puissent se recouvrir dans un même spectre. Les signaux OFDM peuvent être générés à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. Après avoir été brevetée en 1970, la technique OFDM a été longtemps mise à l'écart des applications commerciales en raison de la complexité que revêt son implantation. Plus particulièrement, le fait de réaliser la transformée de Fourier en temps réel. Ce n'est qu'à la fin des années 80 que l'OFDM a été retenue pour effectuer des applications de transmission audio numérique de haute qualité (DAB pour *Digital Broadcasting System*) et plus récemment, dans des réseaux locaux sans fil à très haut débit comme le standard HIPERLAN2. Dans le contexte de la téléphonie mobile, l'OFDM peut être utilisée en combinaison avec d'autres formes d'accès multiple comme le FDMA, le TDMA et le CDMA pour donner lieu, respectivement, aux systèmes FDMA multi-porteurs (MC-FDMA), TDMA multi-porteuse (MC-TDMA), et CDMA multi-porteuse (MC-CDMA). Les premières idées pour utiliser l'OFDM en combinaison avec le CDMA ont été présentées dans [YEE93] et [FAZE93].

Au contraire des méthodes statiques, les méthodes dynamiques ne réservent pas une bande de fréquences fixe ni un intervalle de temps spécifique de chaque utilisateur. C'est-à-dire que nous avons

deux approches possibles : déterministe et non déterministe. Dans l'approche déterministe, il existe un temps garanti à chaque utilisateur, ce qui signifie qu'il y a une durée de transmission fixe : on dit que le temps est borné ; il doit être inférieur à T_{MAX} . Mais pour l'approche non déterministe, il n'existe pas un temps garanti à chaque utilisateur, ce qui signifie qu'il n'y a pas une durée de transmission fixe. C'est-à-dire que la borne supérieure pour la durée n'existe pas, car on a ici un temps moyen pour la transmission ($t = T_{moyen}$), mais ce temps-là est étalée avec une faible valeur qui va permettre de continuer la transmission.

D'une manière générale, on peut dire que l'allocation statique/dynamique donne des informations autres du débit alloué à chaque utilisateur. Parce que d'une part l'allocation statique signifie que le débit alloué à un utilisateur est fixé et déterminé à l'avance. D'autre part, dans l'allocation dynamique le débit alloué à chaque utilisateur peut être évolué dans le temps.

En fait, la plupart des systèmes mobiles actuels sont hybrides, dans le sens où ils font appel à plusieurs méthodes d'accès multiple. Les systèmes fondés sur le TDMA comme GSM et sur CDMA comme le IS-95 (cdmaOne) utilisent une composante FDMA [LAGR00, SANC04]. Dans la littérature, cet aspect est rarement mentionné pour éviter la confusion entre les différents systèmes. Le nombre de méthodes d'accès utilisées dans un même système mobile s'est accru avec le temps : une seule méthode d'accès pour la première génération, deux pour la deuxième et jusqu'à trois méthodes pour la troisième génération..

2.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce paragraphe les fondements théoriques qui régissent la transmission numérique des informations. Le point et le rôle des différentes méthodes d'accès multiples dans une chaîne de transmission ont été explicités. De même, les différents modèles de réseaux ont été présentés. La notion d'allocation statique et dynamique a été aussi abordée. Le but de cette explication est de bien identifier le positionnement de la technique d'accès multiple qui sera la base de notre étude et grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquences, en utilisant l'étalement de spectre pour la distinction entre les différents utilisateurs. Cela signifie que la distinction s'effectue grâce à un code qui leur est attribué et connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur.

3. Étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre sont des méthodes par lesquelles l'énergie générée à une ou plusieurs harmoniques est délibérément étalée, ou distribuée dans le domaine des fréquences ou le domaine du temps. C'est une technique par laquelle un signal est transmis sur une bande passante considérablement plus large que la bande nécessaire pour que l'ensemble des fréquences composant le

signal original ne soient transmises par des méthodes classiques de modulation. Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus tout en garantissant une certaine confidentialité. L'étalement de spectre utilise généralement une séquence ressemblant à du bruit pour étaler le signal de bande étroite en un signal de relative large bande. Le récepteur régénère le signal original en corrélant le signal reçu avec une réplique de cette séquence. Deux motivations sont à l'origine de cette technique : en premier lieu, résister aux efforts ennemis pour brouiller le signal, puis cacher la communication elle-même. De nos jours, l'aspect partage d'une même fréquence par plusieurs utilisateurs (accès multiple) est l'une de ses principales applications. Par ailleurs, l'étalement de spectre facilite les transmissions numériques dans les cas d'interférences par trajets multiples. Le saut de fréquence, l'étalement par séquence directe, l'étalement par pseudo-bruit (en utilisant des séquences de pseudo-bruit), et les combinaisons de ces techniques sont des formes d'étalement de spectre. Cette technique est réapparue dans les années 1960. Elle est par exemple utilisée par les systèmes de positionnement par satellites (GPS, GLONASS), les liaisons cryptées militaires, les communications de la navette spatiale avec le sol, et plus récemment dans les liaisons sans fil 3G UMTS (W-CDMA) et le WiFi (IEEE 802.11b) et Bluetooth.

3.1. Principes de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre (en anglais *Spread Spectrum*) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence.

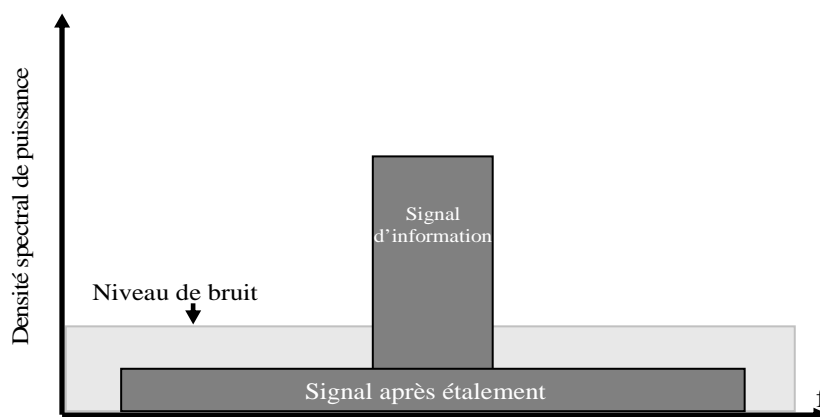


Figure 1.6 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre

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 ». Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

Pour comprendre pourquoi l'étalement de spectre a eu tant de succès, il faut relire les travaux de Claude Shannon, qui a le premier formalisé ce concept. Commençant par la célèbre expression qui détermine la capacité d'un canal :

$$C = B \log_2 \left(1 + \left(\frac{S}{N} \right) \right) \quad 1.1$$

où C est la capacité du canal en bits par seconde, B la largeur de bande du signal transmis en hertz, S la puissance du signal en watt, N la puissance du bruit en watt et \log_2 la fonction logarithme en base 2. En développant en série cette fonction dans l'expression précédente, on peut facilement arriver à l'expression suivante :

$$C \approx \frac{B}{\ln(2)} \left(\frac{S}{N} \right) \Rightarrow \left(\frac{S}{N} \right) \approx \frac{\ln(2) \cdot C}{B} \quad 1.2$$

On voit sur l'expression précédente qu'il existe un rapport inverse entre la largeur de bande B (la bande occupée par le signal de transmission) et le rapport S/B (signal sur bruit) que l'on mesure à la réception. Plus précisément, on observe qu'un rapport signal sur bruit moins important est nécessaire pour conserver la même capacité de canal C si B augmente. C'est ainsi que l'on démontre les vertus de l'étalement de spectre : la largeur spectrale est accrue afin d'obtenir de bonnes performances à la réception, le rapport signal sur bruit étant réduit au minimum.

Le paramètre clé dans tout système d'accès radio à étalement de spectre est le gain de traitement. Ce dernier (que l'on notera G_p « *Processing Gain* ») est défini comme le rapport entre la largeur de bande occupée par un bit d'information après et avant étalement. Si l'on note « B_{inf} » la largeur de bande occupée par un bit d'information avant étalement et « B_{spr} » la largeur de bande du signal étalé, le gain de traitement satisfait :

$$G_p = \frac{B_{spr}}{B_{inf}} \quad 1.3$$

La valeur de ce paramètre représente la capacité des systèmes d'accès radio à étalement de spectre à rejeter l'interférence. C'est-à-dire que plus « G_p » est grand plus le système résiste au bruit.

3.2. Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure 1.6, on a volontairement inclus un signal de bruit présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence et le bruit thermique. On observe sur la même figure que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre dans le domaine militaire est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information qu'on convoie. Cette propriété est appelée « faible probabilité de détection » (LPD, *Low Probability of Detection*).

Qui plus est, le signal étalé résiste fort bien aux interférences qui occupent une largeur spectrale beaucoup plus étroite. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite. Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence : seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée.

De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.

3.3. Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS-CDMA)

Il a été mentionné que l'étalement de spectre est considéré comme une forme de modulation, car les données d'origine sont transformées de telle sorte que la largeur de spectre nécessaire après transformation soit plusieurs fois supérieure à celle des données d'origine. Cette transformation peut être effectuée de plusieurs manières différentes.

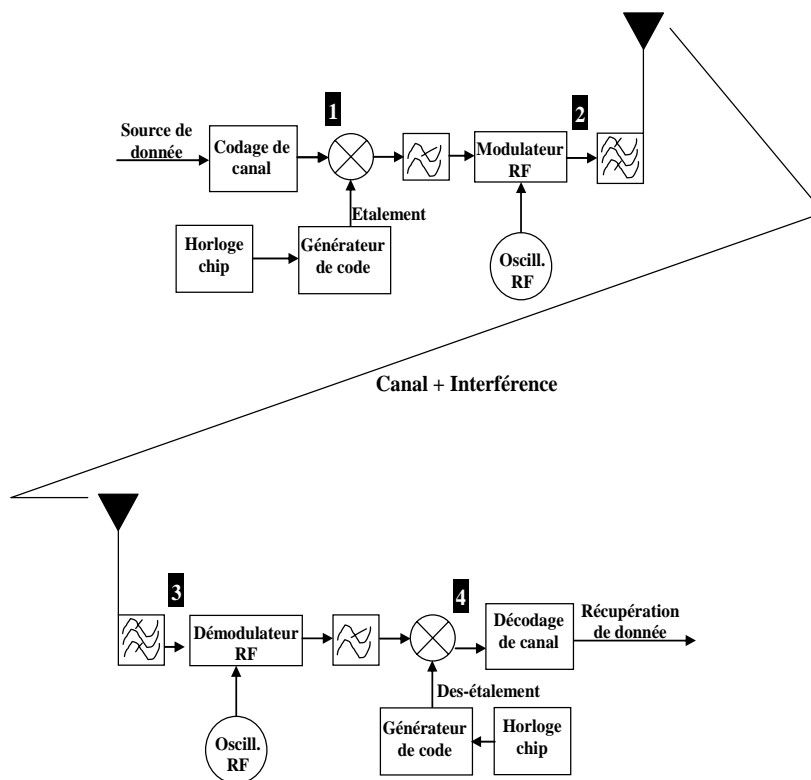


Figure 1.7: chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-SS-CDMA

La figure 1.7 montre un schéma simplifié d'un émetteur/récepteur DS-SS-CDMA. Dans cet exemple, on appelle le débit de la source de donnée « le débit bit » ; le débit après le codage de canal « débit symbole » et le débit après l'étalement de spectre « débit *chip* ». La source d'information en bande de bases « B_{inf} » fournit donc des bits au codeur de canal pour avoir des symboles de largeur spectrale

« B_s » au point 1. La largeur de bande des symboles du message va augmenter après l'étalement, car le code d'étalement est généré au débit *chip* « B_{spr} » qui est supérieur à « B_s ». Le signal est ensuite mis sur porteuse « f_c » (point 2). On suppose que le canal ajoute des interférences provenant des utilisateurs de la cellule courante et des cellules voisines.

À la réception, le signal est d'abord transformé en signal en bande de bases par un filtre passe-bande, centré sur « f_c », limitant la largeur spectrale de l'interférence (point 3). Une fois en bande de bases, le signal est filtré pour ne retenir que le lobe principal du message. Nous supposons que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés et que l'on utilise le même code d'étalement en émission comme en réception c'est-à-dire dans les points 1 et 4. Enfin, le signal est désétalé puis il est décodé pour récupérer les données.

Le DS-CDMA (*Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access*), en anglais, ou AMRC (Accès Multiple à Répartition par les Codes), ou CDMA à séquence directe, est la technique d'étalement la plus répandue dans les systèmes de radiocommunication mobile. Par exemple, elle est à la base des systèmes de deuxième génération (comme cdmaOne) et de troisième génération (comme W-CDMA, cdma2000).

Il est important de souligner que le rapport entre la puissance du signal d'information et la puissance de l'interférence après désétalement (point 4) est proportionnel au gain de traitement. En effet, c'est grâce au gain de traitement que l'on peut récupérer le signal d'information qui est, jusqu'à l'entrée du récepteur, noyé dans le bruit et les interférences.

3.3.1. Principes du DS-CDMA

Dans un système DS-CDMA, le signal d'information est directement modulé par une séquence. En réalité, cette séquence est un code qui possède des propriétés statistiques particulières comme nous allons le montrer ci-après. Dans la figure 1.8 nous décrivons un exemple simple pour expliquer les principes de l'étalement de spectre. Nous supposons que la longueur du code d'étalement est de huit. Comme la figure 1.8 le montre, dans l'émetteur le signal d'information des utilisateurs 1 et 2 est étalé avec un code d'étalement unique pour chaque utilisateur (nous appelons le débit du signal d'information « débit symbole » et le débit de signal étalé « débit *chip* »). En fait, la séquence de données après l'étalement a un débit très supérieur à celui du débit avant l'étalement. Le débit *chip* est équivalent au débit symbole du signal d'information multiplié par la longueur du code d'étalement. Après étalement, les *chips* des utilisateurs 1 et 2 sont additionnées pour générer un signal mixte (multiplexage) et transmis sur le canal radio. Dans le récepteur, le signal est multiplié par le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur. Le fait de multiplier le signal reçu par la même séquence permet de ne garder que le signal d'information. Cette procédure de désétalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé temporellement avec l'émetteur. Après la multiplication, les signaux sont intégrés sur la durée du symbole pour récupérer le signal d'information.

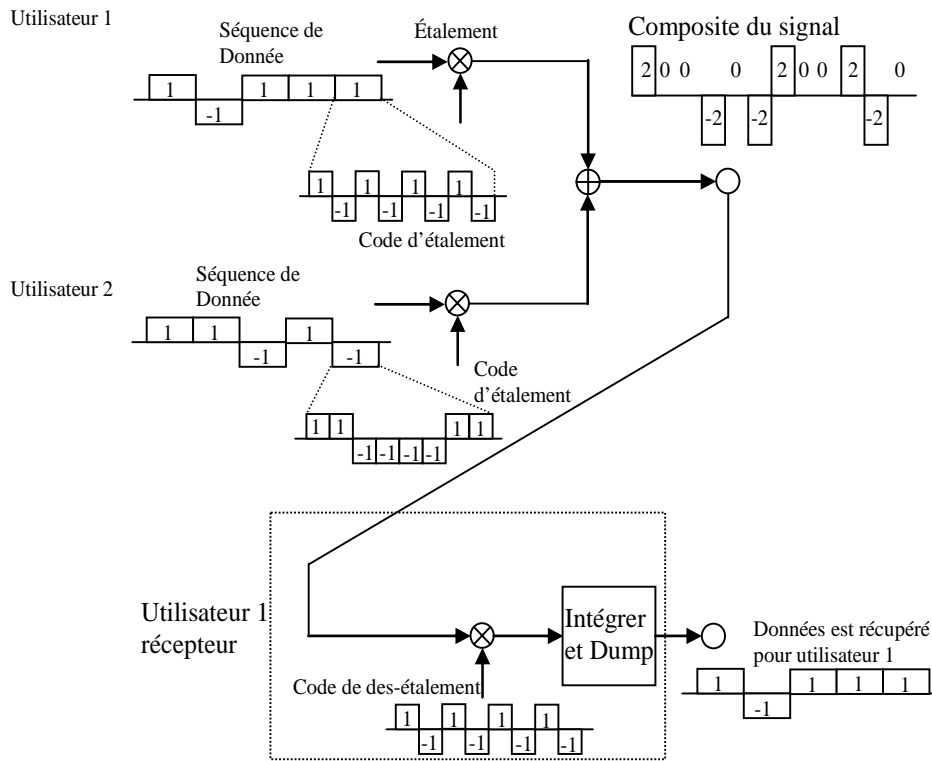


Figure 1.8 : Exemple d'étalement de spectre

Dans notre système DS-SS, si nous utilisons, par exemple, la modulation en phase (BPSK) avec des séquences de codes pseudo-bruit bipolaires prenant des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$ pour l'étalement spectral, chaque utilisateur est indépendant l'un de l'autre. Le signal transmis par le k -ième utilisateur est :

$$S_k(t) = \sqrt{2S} C_k(t) d_k(t) \cos(f_c + \theta_k) \quad [1.4]$$

où « $S = E_b/T$ » est la puissance moyenne, « $d_k(t)$ » est une impulsion rectangulaire de durée « T_s » qui prend des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$. « $C_k(t)$ » est aussi une impulsion rectangulaire de durée « T_c » représentant la séquence de codes qui étale le spectre des données et prenant ses valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$. Le terme « f_c » est la porteuse et « θ_k » est le déphasage initial du signal. La relation entre la durée de l'impulsion des données et des *chips* pour l'étalement spectral est « $T = NT_c$ » où « N » est la période (longueur) de la séquence.

Généralement, nous supposons que « $C_k(t)$ » et « $d_k(t)$ » sont respectivement le code numéro « k » d'un utilisateur et le symbole d'information numéro « k ». Ils sont donnés par les expressions suivantes :

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\Phi_k(i)] \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) \quad 1.5$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_c} - i\right) \quad 1.6$$

où T_s et T_c sont respectivement la durée de symbole d'information ($B_s = 1/T_s$ s'exprime en symboles. Par seconde « sps ») et la durée de *Chip* ($B_{spr} = 1/T_c$ s'exprime en *chips* par seconde « cps »). Il est important de souligner que dans un système DS-CDMA, le débit de symbole « B_s » est variable et dépend du service (voix, vidéo, données), alors que le débit *chip* « B_{spr} » est constant. Si l'on note que le débit symbole « $B_s = 1/T_s$ », on définit le facteur d'étalement noté SF (*Spreading Factor*) comme le rapport entre le débit *chip* et le débit symbole.

Dans les deux expressions précédentes, $u(t)$ est la *Step Function* définie par :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{Si } 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{Si Autre} \end{cases} \quad 1.7$$

Dans l'expression 1.6, « $P_k(i)$ » est une séquence binaire (± 1) du code d'étalement dans laquelle $|P_k(i) = 1|$, et « $b_k(i)$ » est une séquence du signal d'information codée.

Dans un système de radiocommunication CDMA, le canal de propagation est à trajets multiples, c'est-à-dire que des versions décalées du signal transmis parviennent au récepteur à des intervalles de temps différents. Alors que dans d'autres systèmes de radiocommunication, cette propriété est considérée comme un inconvénient, dans un système fondé sur le CDMA, elle est considérée comme un avantage, car une forme de diversité appelée « diversité de trajets multiples » peut être exploitée. L'objectif est de détecter le plus grand nombre de trajets pour les combiner. Ainsi, le signal final se trouve renforcé avant que ne débute la phase de récupération de l'information, ce qui se traduit par une diminution du taux d'erreur et, par conséquent, par une amélioration des performances. Le nombre de trajets que l'on peut détecter s'accroît proportionnellement avec le débit *chip* et donc avec la largeur de bande occupée par le signal étalé. Ce point sera étudié plus en détail lorsque le principe du récepteur RAKE sera présenté.

Le signal reçu quand le canal est modélisé comme étant un bruit blanc gaussien (AWGN) de moyenne nulle n'est représentée par l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2S_k} \sum_{l=0}^{L_k} \xi_{k,l}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) d_k(t - \tau_{k,l}) + w(t) \quad [1.8]$$

Nous supposons que K est le nombre d'utilisateurs pour la voie montante et L_k est le nombre de trajets multiples pour les utilisateurs k ($k = 0, 1, 2, \dots, k-1$). Notons que chaque trajet a un temps de retard différent.

Dans l'expression [1.8], S_k représente la puissance de transmission de l'utilisateur k . $\xi_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ sont respectivement le gain complexe du canal et le temps de retard du trajet l pour l'utilisateur k . Le terme $w(t)$ représente la densité spectrale de bruit gaussien.

Si on prend comme exemple le trajet numéro 0 de l'utilisateur numéro 0. Le signal reçu, « $r(t)$ » sera multiplié par le code d'étalement utilisé en émission pour l'utilisateur 0 (le conjugué du code d'étalement convenablement aligné). Cette procédure de désétalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé en temps avec l'émetteur. Pour simplifier, nous supposons la relation suivante :

$$0 \leq \tau_{0,0} \leq \tau_{k,l} (k \neq 0, l \neq 0) \leq T_s \quad 1.9$$

En prenant en compte uniquement le trajet 0 de l'utilisateur 0, le symbole m désétalé sera donné par l'expression suivante :

$$z_{0,0}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} r(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad 1.10$$

Dans l'expression [1.10], le symbole * représente le conjugué complexe. Le résultat de cette intégration est donné par l'expression :

$$z_{0,0}(t) = A + B + C + D \quad 1.11$$

Nous pouvons diviser l'expression de la sortie de l'intégration au récepteur en trois parties. A est la séquence du signal d'information qui a été transmise, donnée par l'expression suivante :

$$A = \sqrt{2 S_0} \xi_{0,0}(m) b_0(m) \quad 1.12$$

B est l'interférence entre les trajets multiples du signal d'un utilisateur de canal (*MultiPath Interference*, MPI), donnée par l'expression suivante :

$$B = \sqrt{\frac{2S_0}{T_s}} \sum_{l=1}^{L_0-1} \left[\xi_{0,l}(m-1) b_0(m-1) \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{mT_s + \tau_{0,l}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right. \\ \left. + \xi_{0,l}(m) b_0(m) \int_{mT_s + \tau_{0,l}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right] \quad 1.13$$

C est l'interférence produite par l'accès multiple du signal (*Multiple Access Interference*, MAI). Nous pouvons la définir par l'expression suivante :

$$C = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\frac{2S_k}{T_s}} \sum_{l=0}^{L_k-1} \left[\xi_{k,l}(m-1) b_k(m-1) \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{mT_s + \tau_{k,l}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right. \\ \left. + \xi_{k,l}(m) b_k(m) \int_{mT_s + \tau_{k,l}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right] \quad 1.14$$

Le dernier terme D montre la composante de bruit, que nous pouvons donner par l'expression suivante :

$$D = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} w(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad 1.15$$

Dans un environnement avec évanouissement (où il y a beaucoup de trajets multiples, comme en zone urbaine), il est difficile d'empêcher l'interaction entre les codes d'étalement assignés aux

utilisateurs, c'est-à-dire qu'il est difficile de réaliser l'orthogonalité parfaite surtout dans la voie montante. Donc, comme le montre l'expression [1.11] le désétalement est affecté par l'interférence entre les trajets d'un utilisateur (B) et l'interférence entre les utilisateurs (C). En fait, si le nombre d'utilisateurs communiquant en même temps sur la même bande de fréquence augmente, la puissance de l'interférence augmente. La puissance de l'interférence est déterminée par le rapport « signal sur interférence » (SIR, *Signal-to-Interference Power Ratio*) ou par le taux d'erreur dans un bloc (BLE, *Block Error rate*), ce qui signifie que le nombre d'utilisateurs qui peuvent communiquer dans un système de communication dépend de SIR et de BLE.

3.4. Étalement de spectre avec saut de fréquence

L'étalement de spectre avec saut de fréquence FH-SS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) est une technique d'étalement de spectre basée sur le saut de fréquence, dans laquelle la bande est divisée en canaux ayant chacun une largeur de bande fixe. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur une séquence de sauts précise qui sera effectuée sur ces sous-canaux.

Dans un système FH-SS, la fréquence porteuse « saute » littéralement d'une fréquence porteuse à une autre suivant une séquence unique connue exclusivement par l'émetteur et le récepteur concerné. Celle-ci est définie de manière optimale de façon à minimiser les probabilités de collision entre plusieurs transmissions simultanées. Si une station ne connaît pas la séquence de saut des canaux, elle ne peut récupérer les données, car elle ne reçoit qu'un bruit de fond. Cette technique était utilisée auparavant par les militaires pour sécuriser leurs transmissions.

Pour transmettre les données, le FH-SS les transforme en un ensemble de signaux, appelés symboles, représentant chacun un ou plusieurs bits de données. Ces signaux sont ensuite modulés par le biais de la technique de modulation GFSK (*Gaussian Frequency Phase Keying*), grâce à laquelle un débit entre 1 et 2 Mbits/s peut être atteint.

En fait, les sauts de fréquence ont lieu dans une région spectrale finie. Le message à transmettre de période « T_s » est placé sur une porteuse de fréquence « f_c » dont la valeur se trouve comprise dans la région spectrale finie. Tous les intervalles de temps « T_s », la fréquence porteuse prend une nouvelle valeur (toujours comprise dans la région spectrale finie). La valeur de la nouvelle fréquence porteuse est déterminée par un code « pseudo-aléatoire ». Si la longueur du code est M , le synthétiseur devra fournir 2^M fréquences différentes. Les utilisateurs dans un réseau FH-SS transmettent de façon simultanée et on doit faire en sorte que leurs sauts respectifs ne se fassent vers la même fréquence afin d'éviter autant que possible les collisions. Le gain de traitement dans un système FH-SS dépend du nombre total de sauts de fréquences sur la région spectrale finie et du nombre de sauts de fréquence pendant la durée d'un symbole d'information.

Il existe deux types d'étalements de spectre par saut de fréquence. Lorsque « $T_c > T_s$ », il s'agit d'un système à saut de fréquence rapide. Dans ces conditions, il faudra s'attendre à ce que la fréquence porteuse change un certain nombre de fois pendant la transmission d'un symbole. Dans le cas contraire, si « $T_c < T_s$ », le système est appelé à saut de fréquence lent, ce qui implique que plusieurs symboles sont transmis sur la même fréquence porteuse. On peut utiliser une technique de saut de fréquence lent qui, combinée au TDMA, donne une méthode d'accès *hybride* appelée FH-TDMA [LAGR00]. Le but de ce système est d'améliorer la robustesse du système vis-à-vis des interférences localisées sur une même fréquence porteuse et de se protéger contre les évanouissements (*fast fading*).

L'un des avantages du FH-SS est qu'il permet, théoriquement, de faire fonctionner simultanément un nombre de réseaux égal au nombre de canaux dans une même zone, chaque réseau utilisant une des séquences prédéfinies. En pratique, pour des raisons de recouvrement de canaux, le nombre de réseaux et le nombre de canaux ne sont pas égaux sur une même cellule. Un autre avantage du FH-SS est son immunité face aux interférences. Comme le système saute à chaque intervalle de temps d'un canal à l'autre sur la totalité de la bande, si des interférences surviennent dans la bande, cela n'engendre pas d'importantes pertes de performances. Si un canal correspondant à une fréquence est perturbé, celui-ci est inutilisable temporairement. Aucune communication n'a lieu pour la station utilisant cette fréquence. Cette interruption ne dure qu'un seul intervalle de temps, n'empêchant pas la communication de se poursuivre ensuite. Le principal inconvénient du FH-SS vient de son débit, limité à 2 Mbits/s.

3.5. Étalement de spectre avec saut de temps

L'étalement de spectre par séquence directe et avec saut de fréquence n'est pas la seule technique utilisée dans les systèmes de radiocommunication mobile. Une autre technique consiste à étaler le spectre par saut de temps : le système de communication qui en résulte est appelé système d'étalement de spectre à saut de temps (*Time Hopping spread Spectrum, TH-SS*).

Contrairement aux deux systèmes de l'étalement de spectre avec séquence directe et avec saut de fréquence, dans un système TH-SS la transmission de données se fait par l'intermédiaire de sauts de temps, où le signal est transmis de manière discontinue sous forme de salves brèves. En fait, les durées des salves sont déterminées par le code d'étalement. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur un temps de saut précis. Nous considérons les signaux de saut de temps comme des signaux à large bande parce que le taux de transmission pendant les salves doit être considérablement élevé pour obtenir un taux de transmission global équivalent à celui d'une transmission continue.

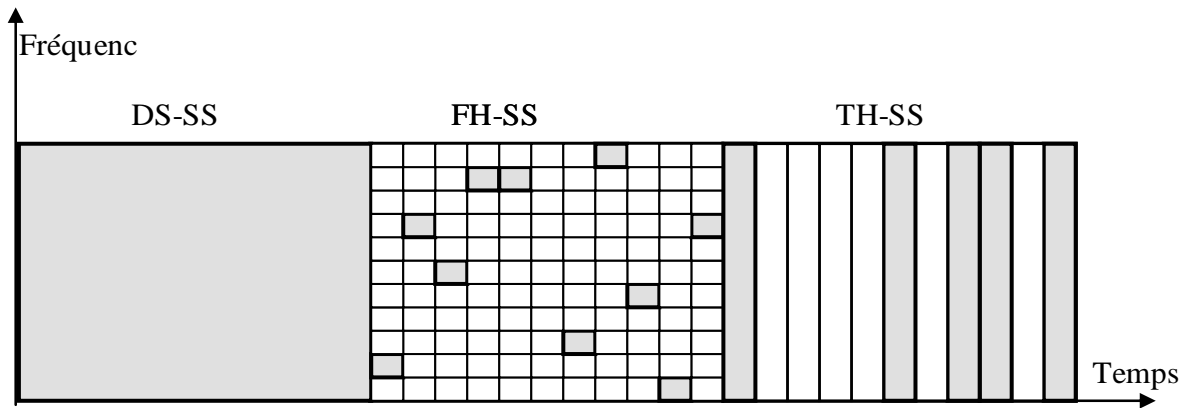


Figure 1.9: La famille des étalements de spectre

Dans la famille des étalements de spectre, l'étalement de spectre avec saut de temps est le plus rarement utilisé dans les applications pratiques. Une comparaison entre les trois membres de la famille des étalements de spectre est présentée dans la figure 1.9. Il est également possible d'utiliser simultanément deux ou trois des méthodes disponibles pour construire une méthode hybride de modulation [OJAN98]. Bien que ceci puisse être utile dans quelques applications, cela accroît la complexité de l'implantation et, selon le système, peut être avantageux ou non.

3.6. Propriétés du CDMA

Les systèmes CDMA incluent un certain nombre de dispositifs qui ne sont pas forcément présents dans les autres systèmes de communication. Ces propriétés sont très importantes à connaître parce qu'elles permettent de différencier les systèmes. Elles jouent aussi un rôle important pour augmenter la capacité du système, améliorer la qualité de service et développer la performance du système du point de vue du débit/surface.

3.6.1. Contrôle de puissance

L'utilisation du contrôle de puissance dans tout système cellulaire basé sur le CDMA est un point faible du point de vue de la performance générale du système, parce qu'il a un rôle essentiel dans les performances du réseau en termes de couverture, de capacité et de qualité de service. En effet, l'intérêt du contrôle de puissance sera plus facilement apprécié lorsque l'effet dit « proche-lointain » sera décrit. Étant donné que tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences, chacun d'entre eux est considéré comme un brouilleur en puissance, c'est-à-dire qu'un problème d'interférence d'accès multiple pourra être considéré si les signaux étalés ne sont pas orthogonaux. En pratique, pour un système CDMA sans contrôle de puissance, la puissance du signal de l'utilisateur le plus proche de la station de base serait plus importante que celle de l'utilisateur le plus éloigné. Cette situation a pour effet que le signal de l'utilisateur le plus proche éblouit le signal de l'utilisateur le plus loin vis-à-vis de la station de base (le problème d'effet proche-lointain est inexistant dans la voie descendante).

Deux types de contrôles de puissance sont utilisés dans les systèmes basés sur le CDMA : le contrôle de puissance en boucle ouverte ou en boucle fermée [OJAN98].

3.6.2. Récepteur multi trajet (RAKE)

La deuxième propriété des systèmes CDMA est le traitement des trajets multiples. Ce traitement des différents trajets du signal va servir à augmenter la capacité de système ainsi qu'à améliorer sa performance. En fait, la propagation des ondes radio dans un canal est caractérisée par de multiples réflexions et atténuations du signal. Ces phénomènes sont dus aux obstacles naturels, tels que les immeubles et les montagnes qui provoquent une propagation caractérisée par des trajets multiples.

Le signal peut mettre plus ou moins de temps pour arriver au récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte. Ainsi, la même information peut être reçue plusieurs fois par le récepteur avec une puissance plus ou moins importante. Si le retard est plus long que la durée d'un *chip*, le récepteur considère habituellement l'information reflétée comme un bruit indésirable. À un instant donné, il est clair qu'une onde peut emprunter plusieurs parcours ayant chacun une longueur sensiblement différente. Les ondes qui empruntent des parcours ayant une différence de longueur équivalente à une demi-longueur d'onde arrivent donc quasiment au même instant au récepteur, ces deux ondes s'annulent. Cette annulation de signal due à des trajets multiples est appelée « *fast fading* » et intervient lorsque le récepteur est immobile ou se déplace à faible vitesse.

Du point de vue de chacun des signaux du trajet multiple, les autres signaux ou les autres trajets peuvent être considérés comme des interférences. Ces trajets multiples vont donc conduire en général à diminuer le gain de traitement. Mais, cette propriété peut être exploitée en recevant les signaux des trajets multiples séparément et en les combinant de façon cohérente par l'emploi d'un récepteur en râteau (RAKE) [LEE98]. Le principe à la base d'un récepteur RAKE est le suivant : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal désétalé. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles (pour le désétalement) appelés « doigts » (*RAKE fingers*). Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet), et que chaque trajet a un retard différent, le code d'étalement (dans l'opération de désétalement) doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

De fait, le bloc qui permet de suivre et de détecter les retards de chaque trajet (*Path Searcher*) est très important pour la fonctionnalité du récepteur RAKE [LEE98]. Le récepteur RAKE et le détecteur des trajets multiples seront étudiés en détail dans les chapitres suivants.

3.6.3. Handover

Le *handover* présente une très importante influence sur la réception dans la station mobile. En général, pendant la procédure de *handover*, le mobile doit interrompre la communication avec une

station de base avant d'en établir une autre avec une station de base différente. Dans ce cas-là, il aura besoin de connaître le code de la nouvelle station de base. Au contraire, pour la fréquence, et parce que dans un système CDMA les cellules voisines utilisent la même fréquence porteuse, le mobile peut conserver une liaison radio avec plusieurs stations de base simultanément, puisqu'il n'y a pas de rupture physique de la communication. Cela signifie que le *soft-handover* n'existe pas dans les systèmes CDMA [HOLM04].

En effet, deux types de *handover* sont définis dans le cadre du CDMA : le *soft-handover* et le *softer-handover*. Par définition, un *soft-handover* comprend une phase où le mobile est connecté à deux stations de base simultanément ou plus ; cette phase est appelée « macrodiversité ». Le « *soft-handover* » se manifeste différemment suivant que l'on considère la voie descendante ou montante. Dans la voie descendante, lorsqu'une procédure de *soft-handover* a lieu et que le mobile entre en état de « macrodiversité ». Cela peut être considéré comme une forme de diversité spatiale, puisque chaque station de base transmet le même signal en utilisant un code différent. Le récepteur du terminal mobile reçoit le signal transmis par chaque station de base et les trajets multiples qui l'accompagnent, et les combine suivant le principe du RAKE. Pour ce faire, le générateur de codes du récepteur RAKE doit générer les codes correspondant à chaque station de base. Le mécanisme de *soft-handover* de la voie montante a lieu lorsqu'un mobile est simultanément en communication avec deux stations de base. Chaque station de base traite indépendamment le signal reçu et récupère l'information binaire, qui est ensuite envoyée au contrôleur des stations de base (*Base Station Controller, BSC*) qui va sélectionner l'information présentant la meilleure qualité.

Le *softer-handover* est une autre forme de « macrodiversité » qui est obtenue lorsque le mobile établit une communication avec une station de base dans un secteur et, en se déplaçant, passe à un autre secteur, sachant que tous les deux sont gérés par la même station de base. Dans ce type de *handover*, le mobile peut établir une communication simultanément avec deux secteurs gérés par la même station de base lorsqu'il se trouve dans la surface où les deux secteurs se chevauchent. Dans la voie descendante, le mobile combine les signaux provenant des deux secteurs (transmis sur deux canaux distincts par la même station de base) à l'aide d'un récepteur RAKE, tout comme dans le cas du *soft-handover*. En revanche dans la voie montante, le signal sera combiné directement dans la station de base à l'aide, par exemple, d'un récepteur RAKE.

L'avantage du *handover* dans le CDMA est qu'il augmente la capacité de la cellule parce que, dans la voie descendante, le mobile peut combiner de manière cohérente les signaux provenant de différentes stations de base. De même, dans la voie montante, les mêmes signaux reçus par deux stations de base peuvent être combinés dans le BSC. Un autre avantage du *handover* est qu'il réduit l'interférence causée par la station mobile dans les autres cellules.

3.7. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre

Le système CDMA large bande (W-CDMA) présente de multiples avantages :

- ❖ **Un gain de traitement plus élevé :** l'élargissement de la bande occupée par le signal étalé permet d'augmenter le gain de traitement et par conséquent de rendre le signal moins sensible aux interférences et au bruit. Il permet aussi d'accroître le nombre d'utilisateurs présents dans une cellule. En plus, lorsque la bande d'étalement est élargie, il est plus difficile d'intercepter le signal transmis entre un émetteur et un récepteur, car le spectre du signal d'information se confond avec du bruit.
- ❖ **Une possibilité de transmettre des services à haut débit :** en fait, les anciens systèmes utilisent un grand nombre de techniques de traitement du signal afin de restituer un service de voix de grande qualité. L'étalement de spectre offre aux utilisateurs des services multimédias tels que les données et la vidéo en temps réel, services qui requièrent des débits plus importants et, par conséquent, une largeur de bande plus élevée.
- ❖ **De meilleures performances pour détecter des trajets multiples :** dans un canal de propagation à trajets multiples, des versions décalées du signal transmis parviennent au récepteur à des intervalles de temps différents. Alors que, dans d'autres systèmes de radiocommunication, cette propriété est considérée comme un inconvénient, dans un système CDMA, elle est considérée comme un avantage, car une forme de diversité appelée « diversité de trajets multiples » peut être exploitée. L'objectif est de détecter le plus grand nombre de trajets pour les combiner. Ainsi, le signal final se trouve renforcé avant que ne débute la phase de récupération de l'information. Ce qui se traduit par une diminution du taux d'erreur et, par conséquent, par une amélioration des performances. Le nombre de trajets que l'on peut détecter s'accroît proportionnellement avec le débit *chip* et donc avec la largeur de la bande occupée par le signal étalé.
- ❖ **Une possibilité de déploiement dans un spectre de fréquence déjà utilisé :** faire cohabiter un système CDMA large bande et un autre système cellulaire sur un même spectre de fréquence est techniquement possible [BAIE94 & LAUR92]. En effet, plus la largeur de la bande du signal étalé dans un système CDMA est grande et plus le signal peut s'apparenter à du bruit pour un autre système cellulaire qui opérerait dans la même bande. Le premier état des spécifications techniques de l'UMTS, par exemple, a permis d'allouer 5 MHz à un utilisateur mais il n'est pas exclu, dans le futur, d'étendre la largeur de la bande à 10 MHz ou 20 MHz : plusieurs « sous-systèmes » offrant une bande passante par utilisateur de 5 MHz ou de 10 MHz pourraient cohabiter pourvu que leurs fréquences porteuses ne se chevauchent pas.

Le revers de la médaille est que, le débit *chip* étant plus élevé, un système CDMA large bande requiert un support matériel et logiciel plus élaboré que les autres systèmes. En outre, par rapport aux

systèmes basés sur le FDMA ou le TDMA, un système CDMA large bande présente des inconvénients :

- ❖ **Une interférence mutuelle entre les utilisateurs de la cellule.** Si dans la voie descendante (de la station de base vers le terminal mobile), en l'absence de trajets multiples, on peut garantir l'orthogonalité des signaux étalés (les signaux codés sont alignés dans le temps), dans la voie montante (du terminal mobile vers la station de base), toujours en l'absence de trajets multiples, les signaux étalés ne sont plus orthogonaux parce que les utilisateurs transmettent de façon non synchronisée et les mobiles créent des interférences entre eux. Ces interférences désignées sous le nom d'interférences d'accès multiple (*Multiple Acces Interference, MAI*) sont beaucoup plus importantes que dans les systèmes TDMA ou FDMA où l'orthogonalité temporelle et/ou fréquentielle s'avère plus efficace.
- ❖ **Une synchronisation temporelle précise.** Pour effectuer la corrélation entre le code généré à la réception et celui qui se trouve dans le signal reçu, une synchronisation temporelle très précise, de l'ordre d'une fraction de *chip*, est requise. Une mauvaise synchronisation temporelle peut être à l'origine d'un bruit de corrélation généré à la réception, ce qui constituerait une source additionnelle d'interférence. De ce fait, la synchronisation dans un système CDMA constitue l'une des tâches de traitement numérique qui demandent le plus de ressources tant logicielles que matérielles ;
- ❖ **Un contrôle de puissance rapide.** Plus un utilisateur est proche de la station de base, plus la puissance reçue par celle-ci est grande. Ainsi, les utilisateurs situés plus loin auront beau émettre à la même puissance que les utilisateurs proches de la station, celle-ci risque de ne pas les détecter parce que ces derniers auront ébloui la première ou encore créé une interférence importante. Ce phénomène connu sous le nom d'effet proche-lointain peut être évité si l'on met en place un mécanisme de contrôle de puissance permettant à tous les utilisateurs d'avoir la même puissance à la réception, c'est-à-dire au niveau de la station de base. Le contrôle de puissance doit être suffisamment rapide pour éviter que l'effet proche-lointain ne se produise. Or, dans la pratique, on est confronté à des erreurs dans l'estimation de la puissance, à des erreurs dans l'estimation du signal de commande qui ordonne d'augmenter ou diminuer la puissance, ou encore à des retards de propagation qui font que le contrôle de puissance est difficile à ajuster.

4. Interface d'accès large bande CDMA (W-CDMA)

Avant d'aborder l'aspect pratique de la conception de la partie réception du système utilisant l'étalement de spectre, nous nous intéresserons ici à la théorie de l'information imposée par la méthode d'accès à large bande. Les paragraphes suivants n'ont pas pour but de démontrer la théorie, mais juste de donner des notions fondamentales de la structure du système W-CDMA afin de montrer

l'environnement technique adéquat qui permet d'effectuer une transmission fiable à travers un support de transmission.

En effet, le CDMA à large bande (W-CDMA) est une extension du concept de CDMA à bande étroite. Le W-CDMA a été ciblé pour la troisième génération (3G) des systèmes de communication comme l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunication Systems*). Les différences les plus nettes entre les systèmes de troisième génération et les systèmes de deuxième génération se trouvent dans les protocoles de communication sur l'interface d'accès. En fait, le CDMA a déjà été utilisé comme interface d'accès dans les systèmes de deuxième génération comme IS-95 qui ont été construits principalement pour fournir des services tels que la parole dans les macrocellules. Ce système a été présenté généralement sous le nom de système CDMA à bande étroite. L'évolution du CDMA vers le W-CDMA a été faite pour tenir compte des nouvelles exigences introduites par les systèmes de communication 3G. Ces exigences sont principalement dictées par les nouveaux services haut débit tels que le multimédia, la vidéoconférence, l'internet, etc. Dans cette section, les principales caractéristiques de l'interface d'accès W-CDMA sont présentées. Pour plus d'approfondissement, se référer à [HOLM04].

4.1. Caractéristiques du W-CDMA

Toutes les caractéristiques du CDMA s'appliquent également au W-CDMA. Néanmoins, le W-CDMA apporte plusieurs améliorations concernant la performance et la flexibilité des services, ainsi que l'exploitation de l'extensibilité. Les principales différences entre CDMA et W-CDMA [DAHL98] sont couvertes dans les sections suivantes.

Le CDMA et le W-CDMA sont des systèmes d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe (DS-SS, *Direct Sequence Code Division Multiple Access*). Cela signifie que les bits correspondants aux données utilisateur sont étalés sur une large bande passante en multipliant ces données utilisateur par une séquence pseudo-aléatoire de bits (appelée *chip*) provenant des codes d'étalement CDMA. Afin de pouvoir supporter des débits très élevés (jusqu'à 2Mbit/s), le W-CDMA utilise des transmissions à facteur d'étalement variable et à codes multiples. Le débit *chips* (débit binaire de la séquence de code) de 3.84 Mc/s donne une bande passante par porteuse de l'ordre de 5 MHz. La large bande passante par porteuse du W-CDMA permet de supporter des débits utilisateur importants. Elle a en outre un impact bénéfique sur les performances du système. En effet, en fonction de la licence qui lui a été attribuée, l'opérateur peut utiliser plusieurs porteuses pour augmenter la capacité de son réseau. L'espacement des porteuses peut être choisi par pas de 200 kHz, entre 4,4 et 5 MHz, selon le niveau d'interférence entre les porteuses. Contrairement à le IS-95, le W-CDMA ne nécessite pas de synchronisation des stations de base. Il n'y a donc pas besoin de référence globale de temps comme pour le GPS (*Global Positioning System*).

Tableau 1: Les différences principales entre les interfaces radio W-CDMA et IS-95

	UMTS (W-CDMA)	IS-95 (CDMA)
Méthode d'accès multiple	DS-SS-SSA	DS-SS-SSA
Espacement entre porteuses	5MHz	1.25MHz
Débit <i>Chip</i> (débit de la séquence de code)	3.84Mcp/s	1.2288Mcp/s
Fréquence de contrôle de puissance	1500Hz (<i>uplink et downlink</i>)	la liaison montante: 800Hz la liaison descendante : lente
Synchronisation des stations de base	Pas nécessaire	Nécessaire (avec GPS)
Paquet de Données	<i>Load-Based Packet Scheduling</i>	Paquet de données transmis comme <i>Short Circuit Switched Calls</i>
Détection	Cohérente, dans la voie montant et la voie descendante	Cohérente, seulement dans la voie descendant
<i>Handover</i> inter- fréquence	Oui	Possible
Algorithmes de gestion des ressources radio	Oui	Pas nécessaire
Transmission de données	En fonction de la charge	Mode circuit
Diversité de transmission liaison descendante (<i>Downlink</i>)	Supportée, augmente la capacité de la liaison descendante	Non supportée par la norme

De plus, le W-CDMA utilise le contrôle de puissance rapide en boucle fermée à la fois dans la voie montante et la voie descendante, alors que le contrôle de puissance rapide de l'IS-95 est utilisé uniquement dans la voie montante. De même, le taux de SIR (*Signal-to-Interference Power Ratio*) dans le W-CDMA est beaucoup plus élevé. Dans la voie descendante, un contrôle de puissance en boucle fermée est nécessaire pour fournir une puissance supplémentaire aux utilisateurs qui se trouvent au bord de la cellule. Cela assure que l'interférence causée par la cellule voisine ne bloque pas le signal de la cellule actuelle.

En outre, dans le W-CDMA, il existe une référence commune de phase pour la détection cohérente dans les voies montantes et descendantes. Ces références de phase sont utilisées pour aligner dans le temps les composantes des trajets multiples détectés ; cet alignement a pour but d'améliorer l'efficacité de la combinaison. L'IS-95 utilise une méthode similaire, mais seulement dans la voie descendante.

Dans beaucoup d'applications multimédia, la voie montante et la voie descendante ont besoin d'une capacité asymétrique. En effet, la navigation sur le Web, par exemple, provoque plus de charges sur la voie descendante que sur la voie montante. Pour pallier ces charges, l'interface radio W-CDMA utilise la diversité de transmission (*Transmit Diversity*), puisque le signal de la voie descendante sera transmis en utilisant deux antennes. Ceci a pour améliorer la capacité, car les signaux transmis par les deux antennes peuvent être considérés comme des composantes additionnelles de trajets multiples et utilisés dans la combinaison de diversité du récepteur RAKE pour améliorer la réception. Mais, cette

propriété n'est pas prise en charge par l'interface radio de la deuxième génération. Le W-CDMA supporte aussi d'autres techniques telles que les réseaux d'antennes adaptatives (*Adaptive Antenna Arrays*) et la détection multi-utilisateur [HOLM04 & OJAN98].

4.2. Flexibilité et extensibilité de services dans le W-CDMA

Le W-CDMA permet d'offrir des débits variables aux utilisateurs. Autrement dit, il est possible de proposer aux utilisateurs de la bande passante « à la demande » (BoD, *Bandwidth on Demand*). À chaque utilisateur est attribuée une trame d'une durée de 10 ms durant laquelle le débit est constant. Cependant, ce débit peut varier d'une trame à l'autre. Cette allocation dynamique de la capacité est contrôlée par le réseau afin d'obtenir un débit optimal pour les services paquets. En fait, le W-CDMA propose l'utilisation d'un facteur d'étalement variable (*Spreading Factor SF*) et de transmission multicode afin d'obtenir la BoD. Dans la transmission multicode, plus d'un canal de données est consacré à un utilisateur. Par exemple, pour arriver au débit maximal de 2.3 Mbps dans la voie descendante, nous utilisons un facteur d'étalement égal à quatre, et trois canaux parallèles de code [OJAN98].

Le W-CDMA propose également une extensibilité de service. En effet, il est aussi possible de mélanger des services simultanés avec différentes conditions de qualités et différents débits dans un même signal de connexion. Par exemple, les services traditionnels de parole peuvent être accompagnés de services vidéo en temps réel, mais cela nécessite un débit très élevé et une limitation du retard. En réalité, nous avons besoin d'un gestionnaire de ressource radio très efficace pour fournir cette très large variété de débits différents dans la connexion, tout en garantissant la qualité de la transmission.

À vrai dire, l'interface d'accès W-CDMA a été conçue de telle façon que certaines fonctionnalités avancées de CDMA, comme la détection multi-utilisateur et les antennes adaptatives, puissent être déployées par l'opérateur afin d'accroître la capacité et/ou la couverture de son réseau.

4.3. Flexibilité d'opérateur dans W-CDMA

Les systèmes de communication CDMA supportent deux types de réseaux, synchrones ou asynchrones. Dans un système DS-CDMA synchrone, les stations de base respectent une référence de temps unique pour pouvoir transmettre. La référence de temps dans le réseau peut être fournie par un système de navigation par satellite de type GPS, comme c'est le cas en IS-95 où les stations de base peuvent être physiquement reliées à une horloge commune par le biais de câbles électriques. De même, la technique TD-CDMA (UTRA/TDD) demande une synchronisation entre les différentes stations de base pour optimiser les performances du réseau, notamment en raison de sa composante TDMA et de l'utilisation du mode de duplexage TDD.

La contrainte imposée par la synchronisation des stations de base dans un réseau DS-CDMA synchrone rend plus difficile son déploiement, surtout dans des situations où le mobile passe d'un environnement extérieur à un environnement intérieur, où la réception du signal provenant des satellites pour la synchronisation de la station de base est moins bonne. En contrepartie, un système synchrone possède certains avantages. En effet, lorsque le mobile doit communiquer simultanément avec plusieurs stations de base, ce qui est possible dans un système DS-CDMA, le mobile doit effectuer une procédure de synchronisation temporelle avec chacune d'entre elles. Si les stations de base sont synchrones, le décalage temporel entre les signaux qu'elles émettent peut être connu par le mobile, ce qui pourra simplifier la tâche de synchronisation de son récepteur.

Dans un système d'accès radio W-CDMA (UTRA/FDD) utilisant la technologie asynchrone, aucune contrainte de la référence de temps n'est imposée aux stations de base qui peuvent transmettre de façon tout à fait indépendante.

La référence de temps dans les systèmes synchrones est nécessaire parce que toutes les stations de base utilisent les mêmes codes d'étalement, et la séparation entre elles est faite par la compensation des phases du code utilisé [LEE98]. Cette nécessité d'une référence de temps est omise dans le W-CDMA parce que nous utilisons un code d'embrouillage comme référence pour identifier les utilisateurs. Cela conduit au déploiement de stations de base asynchrones (W-CDMA), notamment dans des situations où le mobile passe d'un environnement extérieur à un environnement intérieur.

En plus du *handover* intra-fréquence entre les stations de base, le W-CDMA a aussi la capacité de faire du *handover* inter-fréquence et inter-systèmes. Avec les structures hiérarchiques de W-CDMA, les systèmes peuvent fournir une grande capacité et assurer une couverture complète et une grande mobilité. Les *handovers* inter-fréquences sont nécessaires dans ces types de systèmes pour fournir la capacité nécessaire, tandis que les *handovers* inter-systèmes jouent un rôle important particulièrement dans la première phase du système W-CDMA [DAHL98].

5. Description générale de la chaîne de transmission de W-CDMA

Une partie importante dans le W-CDMA est la chaîne de transmission des données qui sera réalisée à l'aide des composants analogiques et numériques. En effet, la chaîne de transmission W-CDMA applique une partie des techniques de traitement du signal spécifiques aux différents types d'informations (différents canaux). Tout d'abord, le W-CDMA incorpore l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Ensuite, cette chaîne de transmission met en place des techniques très souples de multiplexage. En effet, ces techniques permettent de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

Dans la partie précédente, nous avons étudié la couche « physique » chargée notamment de transporter l'information générée par les couches supérieures. Il s'agit de véhiculer cette information

tout en respectant les contraintes de qualité imposées par le service (délai, débit, taux d'erreur, etc.). Pour ce faire, la couche « physique » met à la disposition des couches supérieures les canaux physiques qui prennent la relève des canaux de transport.

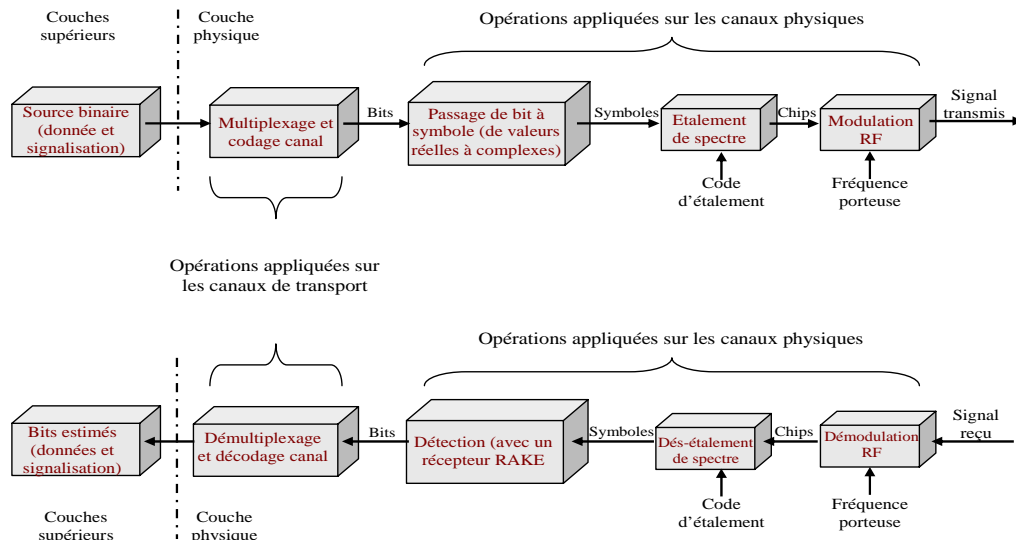


Figure 1.10 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission

Dans la figure 1.10 nous pouvons voir les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission W-CDMA. Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux bits délivrés par les couches supérieures à la couche « physique ». Une fois les *chips* présents, ils subissent des traitements du signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers le canal. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en *chips*. Ce sont ces *chips* qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après être modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception.

5.1. Étalement de spectre et la modulation radio dans le W-CDMA

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

général, les codes utilisés pour les deux opérations d'étalement de spectre (canalisation et embrouillage) doivent avoir une bonne propriété de corrélation.

5.1.1. Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre

Les systèmes de communication utilisant l'étalement de spectre offrent une efficacité de spectre très élevée grâce à leurs capacités et leurs possibilités d'attribuer une largeur de bande à chaque utilisateur. Mais en considérant que les procédures d'étalement et de désétalement ayant lieu respectivement dans l'émetteur et dans le récepteur de ces systèmes sont des opérations idéales. Ce n'est pas le cas en pratique, car les propriétés des codes utilisés ajoutent une série d'imperfections susceptibles de dégrader le contenu spectral et temporel du signal.

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

Les codes utilisés pour l'étalement de spectre doivent être orthogonaux dans le cas idéal. Si nous avons cette propriété pour l'intercorrélation et l'autocorrélation de codes, nous allons d'une part réduire les effets de la propagation par trajets multiples et l'interférence entre symboles ISI (*Inter-Symbol Interference*), et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple (MAI, *Multiple Access Interference*) [SARW80].

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

$$R_{c_i}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_i(k+1) \quad 1.16$$

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

$$R_{c_i c_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_j(k+1) \quad 1.17$$

Les éléments des codes dans les deux précédentes expressions ([1.16] et [1.7]) ont la valeur « +1 » ou « -1 ». Cette notation, appelée notation polaire, est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques. Ainsi, les « 1 » sont représentés par des « -1 » et le « 0 » par des « +1 ». Cette représentation sera utilisée par la suite sans perte de généralité.

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

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

5.1.2. Code de canalisation

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

Dans la voie descendante, il est possible d'utiliser des codes de canalisation orthogonaux pour identifier les utilisateurs, car la station de base décide du moment où l'information est transmise vers les stations mobiles (les signaux étalés sont synchrones). Dans la voie montante, la transmission depuis les mobiles vers la station de base n'est pas synchronisée et les signaux qui ont été étalés grâce aux codes de canalisation ne sont plus orthogonaux d'un utilisateur à l'autre. Aussi, on préfère employer dans cette voie des codes d'embrouillage pour distinguer les utilisateurs en raison de leurs propriétés d'intercorrélation qui sont supérieures à celles des codes de canalisation. D'ailleurs, dans la voie montante, des utilisateurs différents dans une même cellule peuvent utiliser un même code de canalisation pour transmettre : c'est le code d'embrouillage qui les identifie [KUMA96].

5.1.2.1. Génération des codes de canalisation

L'une des caractéristiques fondamentales des systèmes 3G est la possibilité d'offrir des services multimédia dans lesquels plusieurs flots d'information peuvent être transmis en parallèle, chacun correspondant à un service dont le débit binaire peut être différent. Notons que le débit symbole « R_s » satisfait à « R_c / SF », où « R_c » est le débit *chip* qui est constant et égal à 3.84 Mcps et « SF » est le facteur d'étalement. Dans ce contexte, il est nécessaire de générer des codes de canalisation avec un SF variable tout en préservant leur orthogonalité (deux codes sont orthogonaux si leur fonction d'intercorrélation satisfait « $R_{c_i c_j}(0)=0$ »). Pour ce faire, on fait appel à la méthode proposée dans la référence [ADCH97] dite OVSF pour *Orthogonal Variable Spreading Factor*. Les codes ainsi générés sont appelés codes OVSF.

Considérons la matrice « C_N » de taille « $N \times N$ » et composée de « N » codes de canalisation de longueur « N » *Chips* où « $N = 2^K$ » (K est un entier positif). Soit « $C_{N,i}$ » le vecteur correspondant à la ligne « i » de cette matrice. Suivant cette notation, « C_N » est générée à partir de la matrice « $C_{N/2}$ » d'après :

$$C_N = \begin{bmatrix} C_{N,0} \\ C_{N,1} \\ \vdots \\ C_{N,N-2} \\ C_{N,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2,0} & C_{N/2,0} \\ C_{N/2,0} & -C_{N/2,0} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2,(N/2)-1} & C_{N/2,(N/2)-1} \\ C_{N/2,(N/2)-1} & -C_{N/2,(N/2)-1} \end{bmatrix} \quad 1.18$$

Avec « $C_{N,0}=1$ ». Il s'ensuit que les codes de canalisation de longueur variable peuvent être obtenus à partir d'une structure en arbre, comme le montre la figure 1.11 suivante :

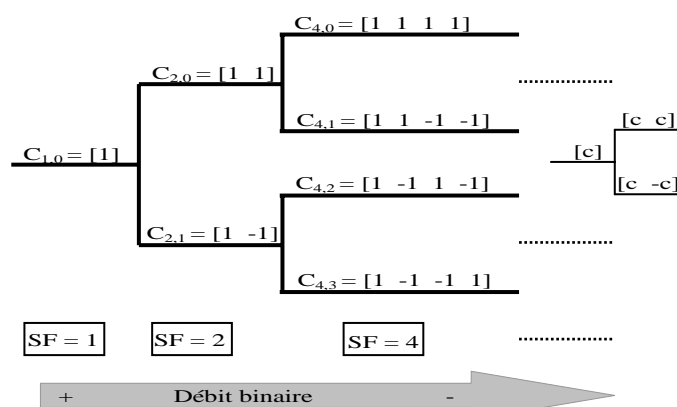


Figure 1.11 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation

On peut générer un total de « $N = 2^K$ » codes de canalisation de taille « N », la valeur de « N » étant précisément le facteur d'étalement « SF ». On observe sur la figure 1.11 que la taille des codes à chaque niveau de l'arbre est différente et le débit binaire diminue lorsque « K » s'accroît, c'est-à-dire lorsque « SF » augmente.

Dans la voie montante, la valeur minimale de « SF » est 4 et la valeur maximale est 256. Les débits symboles maximums et minimums associés sont respectivement 960 *kbps* et 15 *kbps*. Dans la voie descendante, la valeur minimale de « SF » est toujours 4 alors que la valeur maximale est 512, ce qui limite le débit de symbole minimum à 7,5 *kbps*.

Les codes générés dans les branches de l'arbre se situant au même niveau constituent un ensemble de fonctions orthogonales de Walsh qui correspondent aux lignes d'une matrice de Hadamard [WALS23]. On peut aussi constater que les codes dérivés d'un code mère ne sont pas orthogonaux avec celui-ci. Par exemple, si le code « $C_{2,0}$ » est assigné à un utilisateur, il devient mère des codes $C_{4,0}$, $C_{4,1}$, $C_{8,0}$, $C_{8,1}$, $C_{8,2}$, $C_{8,3}$,..... Ce qui signifie que ceux-ci ne pourront pas être attribués à d'autres utilisateurs qui transmettent à un débit inférieur, car ils ne sont pas orthogonaux à « $C_{2,0}$ » et le récepteur n'arriverait pas à les différencier (cas de la voie descendante).

Dans le même ordre d'idées, l'ascendance du code mère est aussi bannie de l'utilisation. Dans notre exemple, « $C_{2,0}$ » est le code mère, c'est-à-dire que le code « $C_{1,0}$ » ne pourra pas être alloué à un autre utilisateur qui souhaite transmettre à un débit deux fois supérieures, car le « $C_{2,0}$ » n'est plus orthogonal avec « $C_{1,0}$ ». Enfin, lorsque « $C_{2,0}$ » est attribué à un utilisateur, on peut montrer que ce code représente 50% de la totalité des codes de canalisation disponibles. Par contre si c'est « $C_{4,0}$ » qui est assigné, seuls 25% de l'ensemble des codes de l'arbre sont utilisés.

5.1.3. Code d'embrouillage

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

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

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

5.1.3.1. Génération des codes d'embrouillage

Nous avons employé le terme pseudo-aléatoire pour parler des codes utilisés pour étaler le signal. Ce sont ces deux mots « pseudo » et « aléatoire » qui confèrent à ce type de codes des propriétés assez intéressantes justifiant leur utilisation dans un système de radiocommunication. En effet, le code n'est pas complément aléatoire, car il est heureusement possible de le régénérer à la réception pour

recupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés. Un code pseudo-aléatoire est donc un code binaire dont les propriétés statiques ressemblent à celles d'une séquence binaire aléatoire [SARW80].

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit par la figure 1.12, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois initialisés les différents états du registre, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

Ce registre, dont le nom complet est « registre linéaire à décalage avec contreréaction » de l'anglais *Linear Feedback Shift Register (LFSR)*, est dit périodique, car quelles que soient les valeurs initiales, c'est-à-dire les valeurs prises par « a_i », on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de périodes d'horloge. Comme le registre comprend « n » états représentés par les valeurs binaires de « a_i », il est possible de générer « 2^n » codes pseudo-aléatoires. Il en résulte aussi que la période de la séquence n'est jamais supérieure à « $2^n - 1$ ».

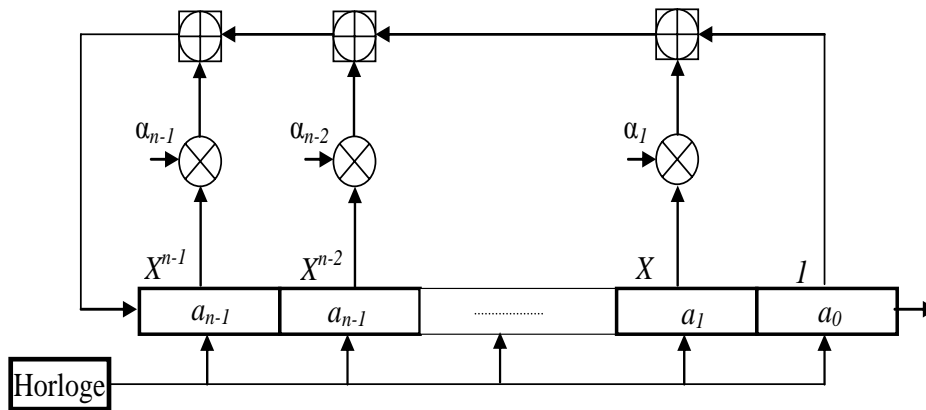


Figure 1.12 : Schéma générique d'un registre à décalage

En outre, on peut voir sur la figure 1.12 que lorsque les valeurs initiales sont toutes égales à zéro, le registre reste dans le même état de façon permanente : le code obtenu n'est pas composé que de zéro. Le nombre maximum d'états possibles, différents de « 0 », est « $P = 2^n - 1$ ». Une séquence binaire de période « $P = 2^n - 1$ », générée avec un registre à décalage de type *LFSR*, est appelée m-séquence ou encore, séquence à longueur maximale (*Maximal Length Sequence*). On peut noter sur la figure 1.12 que le générateur de m-séquence peut être représenté suivant une notation polynomiale [SARW80].

$$f(X) = X^n + \alpha_{n-1}X^{n-1} + \alpha_{n-2}X^{n-2} + \dots + \alpha_1X + 1 \tag{1.19}$$

Les coefficients « α_i » peuvent prendre deux valeurs « 1 » ou « 0 ». Ainsi, lorsqu'il y a une connexion physique, « $\alpha_i = 1$ » et lorsque « $\alpha_i = 0$ », il n'y a pas de connexion. Le polynôme irréductible générant une m-séquence est dit primitif. Un polynôme primitif permet de générer deux séquences : la séquence « 0 » (état initial « 0 ») ou une séquence de période « P » (la même séquence quel que soit l'état initial, non nul). Donc, il y a autant de m-séquence que de polynômes primitifs [GOLO92]. Le nombre

de polynômes primitifs et par conséquent le nombre de m-séquences que l'on peut générer avec un polynôme de degré n sont très inférieurs à « P », un fait qui peut contraindre son utilisation dans un système W-CDMA où l'on cherche à avoir le nombre de séquences différentes le plus élevé possible. De plus, les propriétés d'intercorrélacion entre deux m-séquences sont assez médiocres, car des pics assez prononcés peuvent apparaître. Afin d'améliorer les propriétés d'intercorrélacion des m-séquences tout en pouvant générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires, un autre type de codes a été proposé : les codes de Gold.

La principale qualité des codes de Gold est liée au fait que la fonction d'intercorrélacion entre deux codes est uniforme et bornée [GOLD68]. Dans son article, J. Gold propose d'additionner en modulo 2 deux m-séquences de mêmes longueurs, générées par deux polynômes primitifs différents. Si la période des deux séquences est « $2^n - 1$ », la séquence résultante aura aussi « $2^n - 1$ » comme période. Si nous considérons tous les décalages possibles entre les deux m-séquences, on peut générer un total de « $2^n + 1$ » codes (les « $2^n - 1$ » codes précédents plus les deux m-séquences génératrices).

Gold démontre que certaines paires de m-séquences possèdent des pics d'intercorrélacion dont la magnitude est égale ou inférieure à la valeur d'intercorrélacion minimale entre toutes les paires de m-séquences de même longueur. Cette paire de m-séquences est appelée « paire préférée » [GOLD68]. On va voir ici de quelle manière les codes de Gold sont générés à partir de deux m-séquences dont les polynômes sont, par exemple, « $x = X^5 + X^2 + 1$ » et « $y = X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$ ». La figure 1.13 illustre les registres à décalages respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les « $2^5 + 1 = 33$ » codes de Gold correspondants.

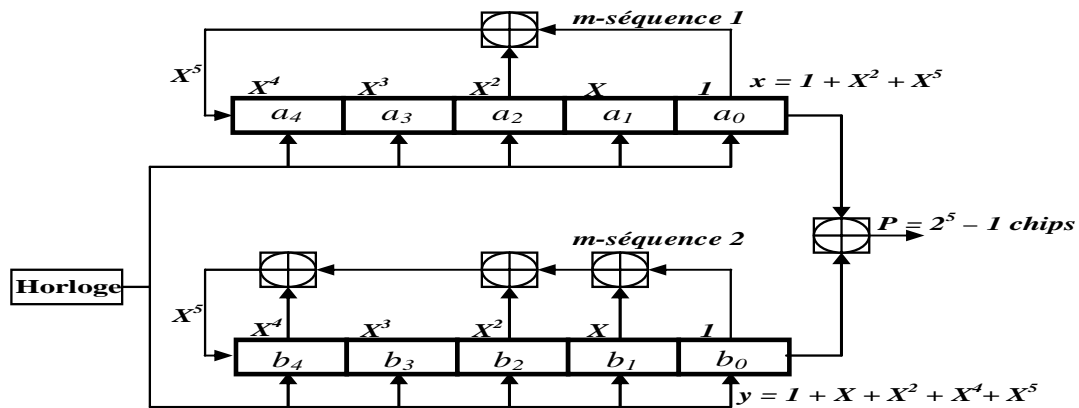


Figure 1.13: exemple de génération de codes Gold

Que ce soit dans la voie montante ou dans la voie descendante, chaque élément du code d'embrouillage est représenté par une valeur complexe. Si l'on note « C_n » la séquence complexe d'embrouillage n et « $C_n(i)$ » l' i -ième élément de cette séquence, l'opération d'embrouillage réalisée au niveau de l'émetteur de la station de base ou de la station mobile est effectuée suivant le schéma de la figure 1.14. Lorsque l'on met en place une séquence d'embrouillage complexe, l'amplificateur de puissance enregistre les mêmes performances, quelle que soit la différence de puissance « G » qui

existe entre les voies « I » et « Q ». Par exemple, pour le calcul de la séquence complexe « C_n » dans la voie montante, on a le choix entre deux options, suivant qu'il s'agisse d'une séquence de Gold longue ou une séquence de Gold courte [LACA03], [DINA98].

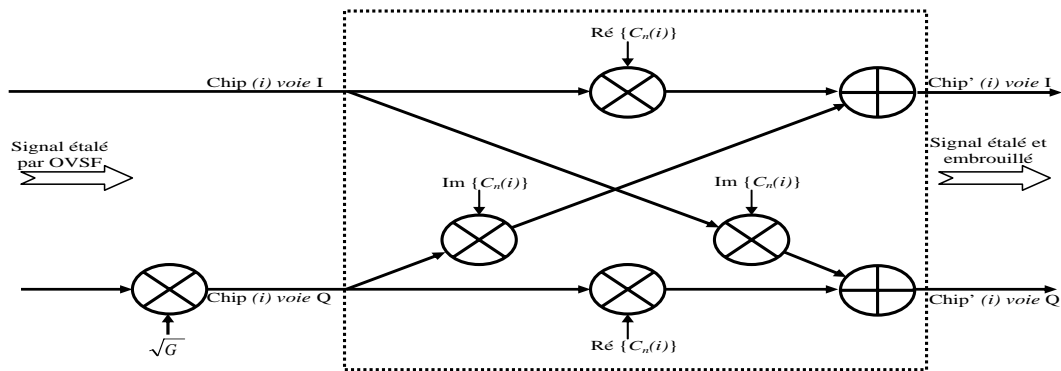


Figure 1.14 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission

5.2. Modulation QPSK

En émission, l'opération de modulation transforme le signal en bande de base, une fois converti en analogique en signal radio, afin de pouvoir le transmettre dans l'air. Suivant le type de modulateur radio employé (hétérodyne ou homodyne), le signal peut passer par une fréquence intermédiaire avant d'être placé sur la fréquence porteuse. La figure 1.15 montre comment l'on peut effectuer la modulation au niveau de l'émetteur de la station de base et de la station mobile, sachant que ceci n'est qu'une des manières possibles de procéder.

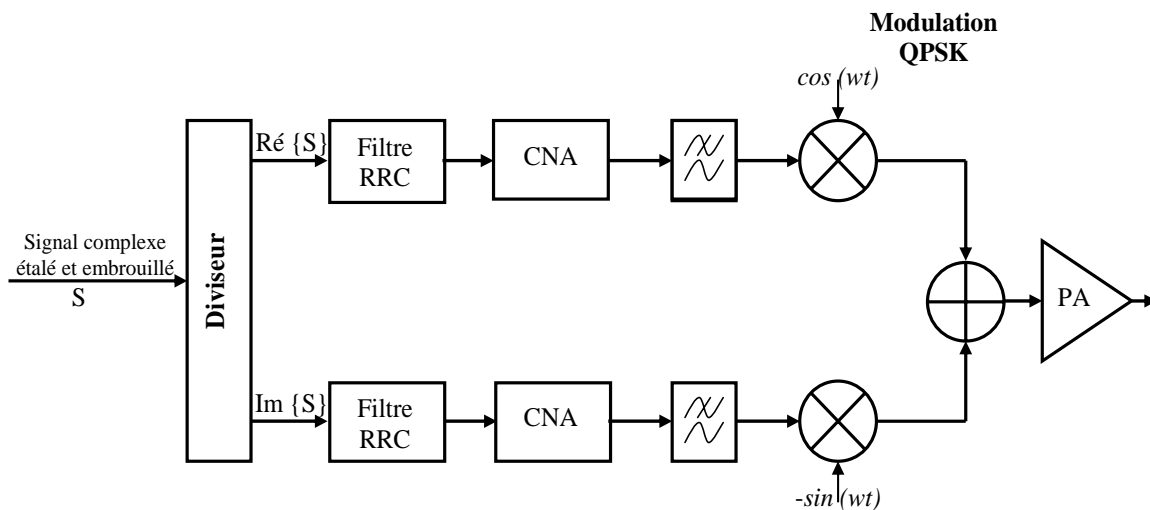


Figure 1.15 : Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation radio QPSK

Après avoir été étalé et embrouillé, le signal complexe qui en résulte, composé de *chips*, est réparti sur une voie réelle et sur une voie imaginaire appelée respectivement voies « I » et « Q ». Puis, il est filtré avec des filtres numériques RRC (*Root Raised Cosine*) et converti en signal analogique à l'aide de convertisseurs numériques/analogiques (CNA). Le signal passe encore par des filtres analogiques avant d'être modulés en quadrature et transposés sur une fréquence « w ».

Après le filtrage analogique, le signal est ensuite modulé suivant le principe de la modulation QPSK (*Quadrature Pulse Shift Keying*). Ce type de modulation permet la transmission de deux bits par symbole ou, plutôt, de deux *chips* par symbole (le signal binaire a déjà été étalé). La phase du signal modulé prend différentes valeurs représentant uniquement une paire de *chips*. Dans le schéma de la figure 1.15, le signal modulé est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance (PA pour *Power Amplifier*) avant d'être transmis. Le choix du modulateur QPSK a été effectué précisément avec le souci d'améliorer son efficacité. En effet, l'efficacité de l'amplificateur de puissance est particulièrement importante dans la station mobile, car elle a une influence directe sur la consommation d'énergie du terminal, et partant, sur son autonomie.

L'embrouillage complexe appliqué après étalement permet de maintenir le même niveau de puissance moyenne sur les voies « I » et « Q », indépendamment de l'amplitude de ces deux voies avant l'embrouillage. L'efficacité de l'amplificateur est ainsi accrue.

En fait, une mode FDD est considérée dans les sections suivantes de cette thèse, et la méthode de modulation appliquée est QPSK.

5.3. Caractéristiques du canal de propagation

Le canal de propagation est la bête noire de tout système de radiocommunication, parce qu'il engendre des dégradations sur le signal transmis. Afin de choisir les techniques de traitement du signal appropriées et à mettre en œuvre dans la chaîne d'émission/réception (type de codage canal, entrelacement, vocodeur.....) et au niveau du réseau (contrôle de puissance lent ou rapide, diversité de transmission, antennes adaptatives, transmission discontinue....), il faut définir les caractéristiques du canal de propagation. Les propriétés du canal permettent de vérifier que la perte de propagation dans la voie montante et dans la voie descendante est équivalente et de garantir ainsi une couverture maximale avec la qualité de service demandée [TABB97].

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de puissance du signal mesuré à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (*fading*). D'après cette définition, nous pouvons classer les différents modèles de propagation en trois catégories :

- ❖ **Évanouissement à long terme** : les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés d'après des équations qui déterminent l'affaiblissement de parcours (*Path-Loss*) [JUAN89] ;
- ❖ **Évanouissement à moyen terme** : en présence d'obstacles, tels que des arbres, des collines ou des immeubles, apparaît le phénomène appelé effet de masque. Ce phénomène est aussi

connu sous le nom d'évanouissement à moyen terme, il se manifeste à des distances qui vont de quelques dizaines à quelques centaines de mètres [PAPP96] ;

- ❖ **Évanouissement à court terme** : les évanouissements à court terme sont caractérisés par des variations rapides de la puissance du signal dans des intervalles de temps assez court. Ce type d'évanouissement trouve ses origines dans les réflexions du signal transmis sur les différents obstacles et dans la vitesse relative entre le mobile et la station de base. À la réception, plusieurs versions du signal, autrement dit des trajets multiples, arrivent à des intervalles de temps différents. L'angle d'arrivée, l'amplitude et la phase de chacun des trajets varient de manière aléatoire.

6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radio fréquences. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA. Les paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueurs d'onde ou d'intervalles de temps disponibles, limitent la capacité de multiplexage et constitue le principal inconvénient de ces méthodes d'accès. Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation. Nous avons aussi montré que la méthode d'accès CDMA se décline sous la forme directe qui regroupe le DS-SS-SS, le TH-SS et le FH-SS.

La méthode d'accès CDMA est définie de manière à être étudiée et intégrée dans le modèle développé aux chapitres suivants. L'interface d'accès W-SS est un système utilisant l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateurs variables, propose une extensibilité de service et supporte deux types de réseaux : synchrones ; asynchrones. La chaîne de transmission W-SS applique une partie des techniques de traitement du signal numérique comme l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation. En fait, il existe deux opérations d'étalement de spectre : la première opération est la canalisation, la deuxième opération est l'embrouillage. En effet, la chaîne de transmission met en place des techniques très souples pour gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

L'explication des fondements théoriques et les principes de l'étalement de spectre et ses propriétés font également partie du cadre de notre travail. En fait, nous avons analysé le point et le rôle des différentes propriétés du système CDMA pour augmenter ou diminuer la capacité du système, améliorer la qualité de service et développer la performance du système du point de vue du débit/surface.

Chapitre 2 :

Architectures de récepteurs W-CDMA

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous expliquons d'un point de vue général la structure et la fonctionnalité du récepteur utilisé dans le W-CDMA. En fait, l'étude architecturale du récepteur donne une idée des caractéristiques nécessaires pour répondre aux services demandés par l'interface d'accès large bande. En effet, la structure et la fonctionnalité du récepteur doivent supporter les besoins des différents services proposés par l'interface radio comme, par exemple, le débit et le spectre. De plus, la flexibilité et l'extensibilité des récepteurs, liées à la possibilité de traiter la diversité des trajets et des utilisateurs, ont une influence directe sur les performances du système. Mais il ne faut pas oublier que les conditions de conception architecturale rendent ce processus très difficile, surtout si des exigences de limitation en taille et en coût doivent être prises en compte.

Dans ce chapitre nous allons expliquer la partie réception du système radio. En fait, au récepteur, le signal reçu par l'antenne est démodulé par le bloc de démodulation pour être ramené en bande de base (BB) avant d'être traité par le bloc de traitement numérique du signal (DSP). C'est-à-dire que la partie radiofréquence et la partie numérique en bande de base de la réception sont traitées et étudiées, et plus particulièrement la partie numérique. En effet, dans cette étude nous identifions les facteurs dominants de la partie numérique. Néanmoins, les deux parties de la réception ont la même problématique du point de vue de l'évolution globale des performances du récepteur.

La partie radiofréquence (RF) et la partie bande de base sont devenues de plus en plus interdépendantes, surtout avec le développement des nouveaux circuits intégrés et des circuits mixtes : les deux parties peuvent être intégrées sur une seule puce. Autrement dit, la partie RF intègre de plus en plus de fonctionnalités numériques.

2. Architecture de réception

Désormais, nous nous concentrerons sur la chaîne de réception. Celle-ci est composée d'une antenne qui reçoit les signaux utiles et indésirables. Compte tenu du faible niveau des signaux à la réception, qui est de l'ordre de -100 dBm, le système nécessite un amplificateur RF introduisant très peu de bruit, d'où son nom d'amplificateur à faible bruit (*Low Noise Amplifier*, ou LNA). La sélection

du canal utile se fait par filtrage analogique et/ou numérique. En fait, cette sélection par le filtre se fait en deux étapes ou plus (en général, la sélection de la bande de réception étant la première étape) par un filtrage passe-bande à l'aide de filtres qui possèdent des facteurs de qualité très élevés. Ce sont en général des filtres à onde de surface (SAW, *Surface Accoustic Wave filters*). Le passage des fréquences radio aux basses fréquences peut s'accomplir en une ou plusieurs fois, lui aussi. Le mélangeur est l'élément qui accomplit le plus souvent cette opération. En bout de chaîne, le processeur numérique restitue l'information d'origine.

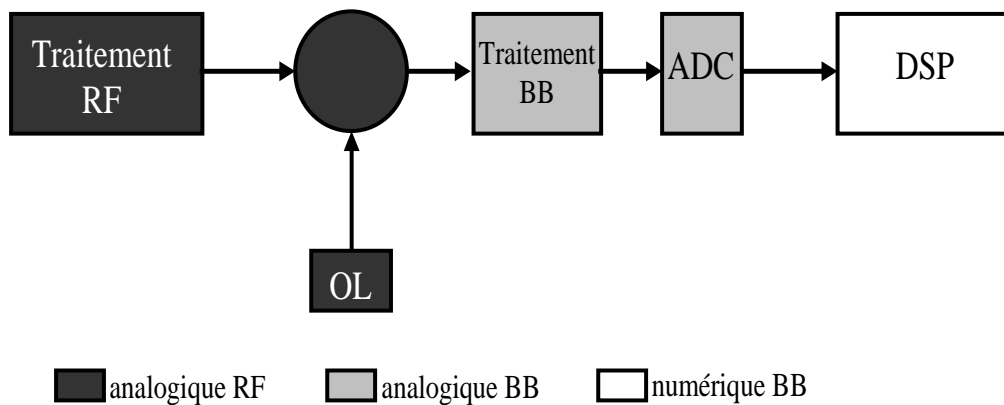


Figure.2.1 : Schéma de principe d'un récepteur radiofréquence

2.1. Partie analogique

La partie RF d'un récepteur relie l'appareil à la liaison sans fil et transpose la fréquence du signal reçu vers une fréquence centrale, généralement inférieure à celle du signal reçu. C'est-à-dire que son principal travail est d'extraire le canal radio et de transposer la fréquence de la porteuse vers la bande de base. Cette fréquence doit être choisie en fonction des capacités offertes par le démodulateur ainsi que par celles du bloc réalisant le traitement numérique. Elles sont étroitement liées aux performances demandées.

En fait, le traitement RF est fondamentalement caractérisé par sa capacité à détecter le signal désiré (sensibilité), et sa capacité à rejeter les signaux d'interférence (sélectivité) [GROE00]. En plus de fournir la bonne fonctionnalité, la partie radiofréquence doit avoir une surface réduite, être peu coûteuse et efficace en ce qui concerne la puissance. Il est important de noter que la performance de la partie RF a un impact considérable sur la performance de la partie numérique, parce que la dynamique et le taux d'échantillonnage dépendent fortement des propriétés de la partie radiofréquence [SPRI02].

En général l'architecture du traitement RF est principalement composée des mêmes éléments de base : l'amplificateur faible bruit, le mélangeur et les filtres. Néanmoins, la manière de construire ces blocs influe sur leur efficacité. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de récepteurs RF, selon

que le passage des fréquences RF vers les basses fréquences se fait directement (récepteur homodyne) ou en plusieurs étapes (récepteur hétérodyne) [SPRI02] [CHIE01].

2.1.1. Récepteur hétérodyne

Ce type de récepteur est le plus utilisé dans les mobiles de deuxième génération, ceci grâce à ses bonnes performances en termes de sélectivité et de sensibilité. Le schéma classiquement proposé aujourd'hui pour un récepteur hétérodyne est représenté dans la figure 2.2.

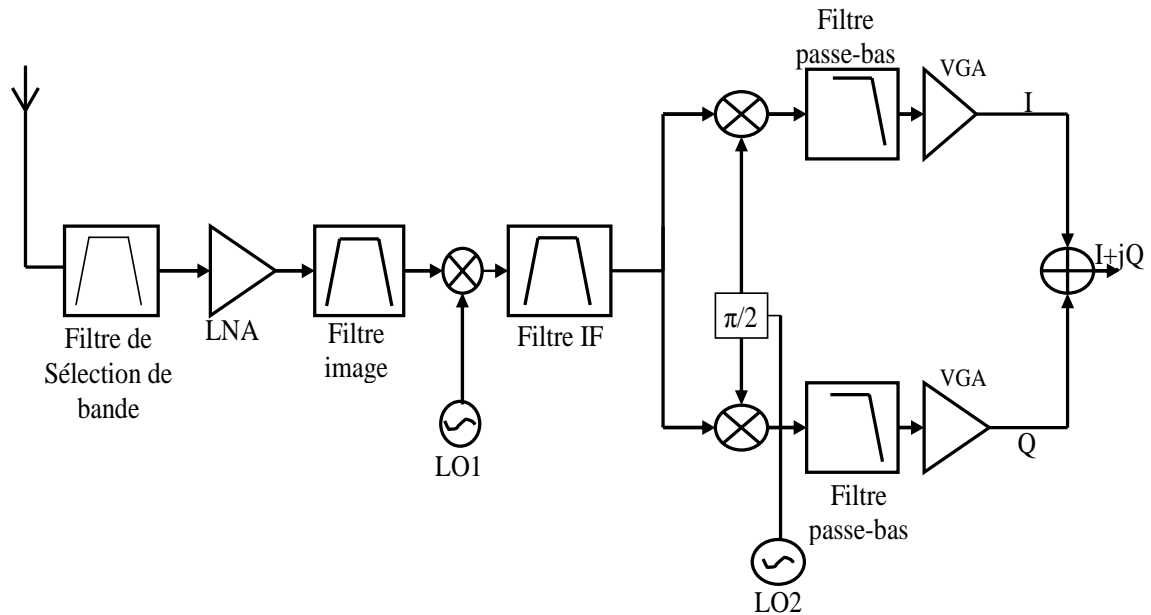


Figure.2.2: Architecture d'un récepteur hétérodyne

Le principe de fonctionnement est la transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe dite FI (IF, *Intermediate Frequency*), suivie d'une transposition en bande de base centrée sur la fréquence centrale du canal souhaité. Cette transposition du spectre se réalise par la multiplication du signal RF avec le signal issu d'un oscillateur local f_{LO1} , puis par la multiplication du signal résultant par le signal d'un second oscillateur local f_{LO2} centré sur la fréquence voulue du canal. Cette architecture est toujours très utilisée car elle présente de forts avantages techniques. En effet, le filtrage progressif des signaux interférents permet de gérer les contraintes de linéarité du récepteur.

L'un des principaux avantages de l'architecture hétérodyne est son excellente performance en ce qui concerne la sélectivité et la sensibilité. Néanmoins en raison de la complexité de l'architecture et la nécessité de composants externes, l'architecture hétérodyne est moins utilisée dans la troisième génération où un haut niveau d'intégration est nécessaire. Un autre point faible est que l'architecture hétérodyne ne s'adapte pas facilement aux différentes normes sans fil, car elle exige la réplique de la chaîne de filtres [SPRI02]. Enfin, chacun des filtres possédant un gabarit propre lié à la norme choisie, un récepteur hétérodyne peut difficilement répondre aux besoins de reconfigurabilité d'un système de radiocommunication multinorme et multistandard.

2.1.2. Récepteur homodyne

L'architecture homodyne (également connu sous le nom de « zéro FI » ou récepteur à conversion directe) évite les inconvénients de l'architecture hétérodyne en omettant la partie FI (figure 2.2). En effet, l'architecture homodyne doit transposer la bande de réception RF directement en bande de base. La fréquence de l'oscillateur local chargé de réaliser la transposition doit alors être identique à celle de la porteuse centrale de la bande RF. La fréquence intermédiaire FI est donc nulle. Cette simplicité est très importante pour obtenir une architecture intégrée convenable. De plus, l'utilisation de la conversion directe rend le récepteur plus adapté aux fonctionnements multimodes.

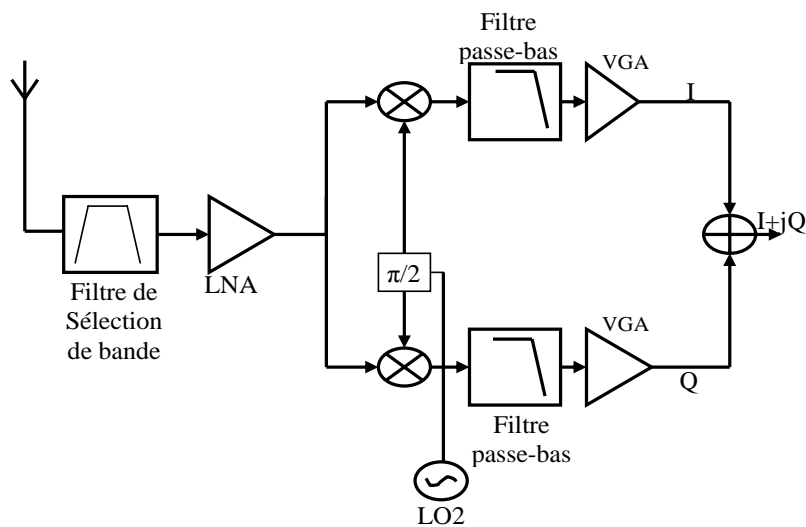


Figure.2.3 : Architecture d'un récepteur homodyne

Évidemment, la simplicité a un prix et le récepteur homodyne possède quelques inconvénients. Le premier inconvénient de cette architecture est la présence d'une tension continue de décalage ou « *DC-offset* » en sortit du mélangeur causée principalement par des défauts d'isolement du mélangeur entre les voies RF et OL. Pour traiter ce problème de tension continue de décalage, différentes solutions matérielles et logicielles ont été proposées dans les références [MIKK99 & SAMP92].

Le deuxième inconvénient est lié à la topologie même du récepteur qui considère que les voies I et Q sont identiques (ce qui est impossible). Cela va se traduire en pratique par une erreur de gain ou de phase qui va déformer la constellation du signal et augmenter le taux d'erreur binaire. Il faut donc bien contrôler dans un récepteur homodyne l'appariement entre les deux voies.

Le troisième inconvénient est la dégradation de la sensibilité du récepteur aux très basses fréquences en raison du niveau élevé du bruit (bruit en $1/f$ et non thermique) qui va se superposer au signal utile.

En fait, malgré ces inconvénients, ce type de récepteur est de plus en plus populaire grâce à la simplicité du traitement RF associé à un niveau d'intégration largement amélioré par rapport au récepteur hétérodyne. En conclusion, l'architecture homodyne semble être plus adaptée pour

l'implantation des architectures de troisième génération. De plus, la majorité du travail publié l'a été sur la base de cette topologie [SPRI02 & PÄRS99].

3. Convertisseur analogique/numérique

L'étude du récepteur nous a permis de connaître certaines caractéristiques des signaux à la sortie analogique. Numériser le signal le plus tôt possible dans la chaîne de réception est un des défis les plus importants à soulever. En effet, nombreux sont les avantages qu'un récepteur entièrement numérique peut apporter. En fait, la transformation analogique/numérique (CAN) dépend de plusieurs caractéristiques du système, et notamment le taux d'échantillonnage qui, dans le système W-CDMA, est relativement élevé, égal à 3.84 Mcps. Il est également possible d'avoir un taux plus élevé afin d'augmenter la résolution dans le cas de trajets multiples. En plus du taux d'échantillonnage, le CAN est sensible à la dynamique, c'est-à-dire au nombre de bits par échantillon. En fait, la qualité du signal à la sortie de la partie RF a une grande influence sur le convertisseur analogique/numérique.

Dans le CAN le nombre de bits utilisés pour représenter un échantillon doit être minimal et cela est possible seulement si le signal venant de la partie RF n'a pas été déformé par un bruit excessif. Le taux d'échantillonnage et le nombre de bits par échantillon ont un impact important sur la taille du circuit (en pratique, 4 à 7 bits seront suffisants pour représenter un échantillon) [OJAN98 & PÄRS99].

Les architectures *flash*, à approximations successives, sigma-delta ($\Sigma\Delta$) et *pipeline* sont les plus employées dans les convertisseurs pour les télécommunications [SEVE00 & FABI00]. Les deux premiers types de convertisseurs (*flash* et à approximations successives) ne sauraient convenir à la norme W-CDMA. En effet, les résolutions (7 bits pour l'UMTS à une fréquence d'échantillonnage de 65 MHz) sont trop importantes pour employer un convertisseur aussi gourmand en surface et en puissance qu'un convertisseur *flash*. Un CAN à approximations successives pourrait convenir, mais dans ce cas nous nous plaçons à la limite de ses performances.

Il reste alors deux architectures possibles, *pipeline* et $\Sigma\Delta$. Un convertisseur *pipeline* est à même de réaliser la conversion pour le GSM et l'UMTS. Aussi bien les résolutions que les fréquences d'échantillonnage requises correspondent aux performances que l'on peut espérer avec une telle architecture. Il ne reste alors que les convertisseurs $\Sigma\Delta$. Les CAN à modulation $\Sigma\Delta$ possèdent de nombreux avantages. Le sur-échantillonnage permet d'atteindre des résolutions élevées sans calibrage, car il devient moins sensible à la dérive des composantes et aux erreurs d'appariement [STEV97]. Néanmoins, la résolution d'un tel convertisseur peut se voir limitée dans le cas de signaux large bande, comme pour l'UMTS.

4. Partie bande de base

La partie bande de base comprend toutes les opérations appliquées à un signal centré (le spectre du signal est centré autour de la fréquence zéro). En fait, cette partie du traitement inclut toutes les opérations nécessaires pour récupérer le signal transmis. Ce traitement est réalisé parce que dans le canal, le signal a été déformé par différents types de bruit.

En d'autres termes, la performance finale du récepteur est déterminée par la bonne implantation de la partie en bande de base. Cette partie peut être divisée en deux étapes : l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples (*Multipath Identification & extraction Stage*) et l'étape de combinaison des trajets multiples (*Multipaths Combination Stage*). La figure 2.4 présente le schéma fonctionnel de la partie bande de base du récepteur W-CDMA. Les entrées de la partie bande de base sont les échantillons numériques I/Q (I/Q complexe) provenant de la sortie du CAN, et la sortie est le flux de bits récupéré pour chaque utilisateur.

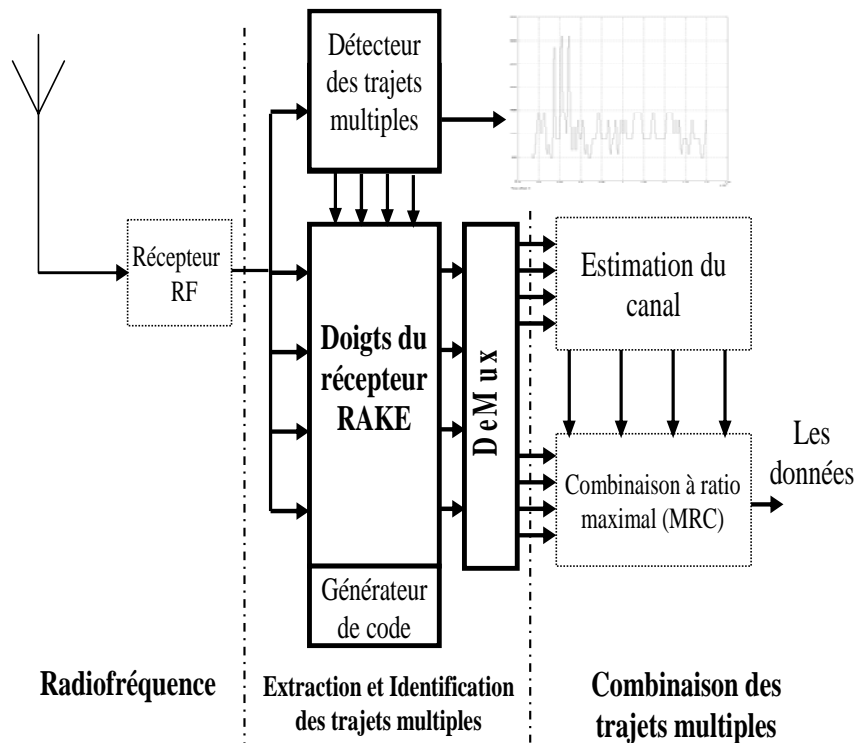


Figure.2.4 : Les blocs fonctionnels de l'architecture du récepteur RAKE

En général, la partie DSP contient un filtre à impulsion adaptée (*Pulse Shaping filter*), un détecteur de trajets multiples (*Multipath Searcher*), un récepteur RAKE, un bloc de désentrelacement, et un décodeur Viterbi/Turbocode. Cette partie peut être divisée en deux blocs :

- 1) Le bloc d'extraction et d'identification des trajets multiples : il est composé des doigts du récepteur RAKE, le détecteur de trajets multiples et du générateur de code.

- 2) Le bloc de combinaison des trajets multiples : il contient le bloc d'estimation complexe de canal (*Complex Channel Estimation*) et le bloc de combinaison à ratio maximal (*Maximal Ratio Combiner*).

Après ces deux étapes, nous appliquons le désentrelacement et le décodage du canal pour récupérer les données d'origine.

Dans le système W-CDMA, la partie bande de base doit être à la fois flexible et extensible afin de supporter les différents types de services proposés. Si nous prenons comme exemple la variété des débits dans la voie descendante, cette variété est obtenue par la transmission discontinue ou la transmission de multicodes pour chaque utilisateur.

D'ailleurs, pour ajouter de la flexibilité et de l'extensibilité à l'architecture du récepteur (ici la partie bande de base), nous devons prendre en compte l'augmentation de la complexité du récepteur et la quantité des ressources matérielles utilisées dans le système. On doit aussi noter que les ressources matérielles nécessaires sont toujours multipliées par deux parce que nous avons besoin d'une ressource matérielle pour chaque branche de données (en fait, nous avons deux branches séparées pour les données : l'une pour les échantillons I et l'autre pour les échantillons Q).

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

4.1. Filtre d'impulsion adapté

Après le convertisseur CAN, le signal doit être filtré à l'aide d'un filtre numérique. Ce filtre est appelé « filtre à impulsion adaptée » (*Pulse Shaping Filter*). La réponse impulsionnelle du filtre est le complexe conjugué en temps inverse du signal de l'émetteur [LEE98]. En général, le filtre est adapté dans le cas où le bruit est blanc et gaussien. Dans le cas contraire, le filtre adapté doit tenir compte de la densité spectrale de puissance du bruit. Dans un système à large bande comme W-CDMA, il est fort probable que l'on trouve du bruit coloré et/ou des interférences à bande étroite ; dans ce cas où le bruit n'est pas blanc, on le blanchit avant de filtrer le signal par le filtre adapté. Cependant, comme le bruit est mélangé au signal utile, ce blanchiment modifie aussi le signal reçu ; généralement, le filtre blanchisseur est associé au filtre adapté pour donner un filtre adapté global. Il est intéressant de noter que le bruit reste gaussien à la sortie du filtre, car il s'agit d'un filtrage linéaire.

La réalisation du filtre à impulsion adaptée est effectuée avec un filtre à réponse impulsionnelle finie adapté au canal $h(t)$, qui travaille à la cadence *chip*. En fait, le filtre à réponse impulsionnelle finie est un filtre numérique caractérisé par une réponse basée uniquement sur les valeurs du signal d'entrée. Par conséquent, quel que soit le filtre, la réponse impulsionnelle sera stable et de durée finie

en fonction du nombre de coefficients du filtre. Il est également nommé filtre non récursif ou encore filtre à moyenne mobile.

Dans le système W-CDMA, le canal de propagation est constitué de deux filtres à impulsion adaptée en racine de cosinus surélevé (*Pulse Shape, Root Raised Cosine, RRC*) avec $\alpha = 0.22$, où α est le « facteur de retombée » ou « facteur de *roll-off* », le premier filtre étant situé en sortie du codeur dans l'émetteur et le second à l'entrée du décodeur dans le récepteur.

Bien que la structure de ce filtre soit assez simple, si nous prenons en compte la longueur de la réponse impulsionnelle et le nombre de bits par échantillon, cela va ajouter de la complexité et conduire à une consommation d'énergie importante [DO96].

4.2. Étape d'extraction et d'identification des trajets multiples

4.2.1. Détecteur de trajets multiples

Par définition, le détecteur de trajets multiples estime le retard de chaque composante du trajet multiple. Ce travail de détection de trajet est très important pour l'opération de désétalement de spectre. En fait, dans le récepteur RAKE nous avons besoin d'une estimation des retards très précise, de façon à ce que le générateur de code soit aligné dans le temps avec le signal reçu. La tâche du détecteur de trajets est divisée en deux parties : la première a pour rôle d'acquérir la synchronisation initiale, et la deuxième de surveiller les changements du canal pour chacun des trajets multiples. Ces tâches sont souvent désignées comme l'acquisition et la poursuite. Dans le système de communication sans fil W-CDMA, nous arrivons à obtenir la synchronisation initiale à partir du canal de synchronisation (SCH) [HOLM04] pendant la procédure de recherche de cellules. Nous pouvons réaliser la poursuite à l'aide des symboles pilotes.

Le détecteur de trajet exécute la corrélation entre les symboles pilotes du signal reçu et les symboles pilotes du signal connu. À la sortie du détecteur de trajet, nous pouvons récupérer les résultats de corrélation, où les pics les plus forts représentent les trajets les plus puissants. En principe, le premier pic fort (la valeur du pic doit dépasser un seuil prédéfini par le système de communication) détermine le premier trajet et le point d'acquisition, les pics suivants déterminant les autres trajets du signal. La distance entre les pics doit être déterminée par rapport au premier pic fort. En fait, les retards entre pics donnent une mesure du retard pour chaque trajet. En effet, la précision de la valeur du retard (la valeur estimée) est définie par le taux d'échantillonnage. Par exemple, avec un sur-échantillonnage égal à 4, l'estimation peut être faite avec une précision d'un quart de *chip* [GROE00].

Nous pouvons implanter le détecteur de trajets multiples en utilisant les deux techniques suivantes :

- ❖ La première est basée sur la corrélation entre le signal reçu et les symboles pilotes du signal connu. Cette corrélation est effectuée de manière à trouver les pics les plus forts à la sortie du corrélateur. En fait, nous pouvons calculer la corrélation de façon plus efficace en utilisant une

structure de type RIF (réponse impulsionnelle finie), parce que les symboles pilotes ne changent pas souvent dans le signal reçu, et parce que la période de corrélation est fixe. Dans le détecteur de trajet et après le RIF se trouve la partie dédiée à la détection. Cette partie concerne un algorithme de calcul de la moyenne des bits corrélés et un algorithme de recherche des pics [HUAN99]. Cette partie de la détection peut être implantée, par exemple, avec un algorithme de DSP en calculant la moyenne à la sortie du corrélateur (la moyenne des résultats de corrélation) sur un intervalle temporel puis en détectant les pics les plus forts. Du point de vue du traitement du signal, il est très important de définir le seuil à partir duquel les pics sont sélectionnés. Naturellement, ce seuil dépend de façon proportionnelle des conditions de bruit dans le canal de transmission [BEJJ99].

- ❖ La deuxième approche pour obtenir l'estimation du retard est d'utiliser des estimations approximatives basées sur le résultat de corrélation et puis d'utiliser la boucle à verrouillage de délai (*Delay Locked Loops, DLL*) pour le maintien de la phase de synchronisation [ZHUA99]. Mais cela n'est pas une solution souhaitable car elle conduit fondamentalement à tripler la quantité de doigts nécessaires dans le récepteur RAKE. Dès lors, nous supposons que l'algorithme d'estimation est assez rapide pour maintenir des estimations précises du retard sans DLL.

4.2.1.1. Architecture conventionnelle du détecteur de trajets multiples

La figure 2.5 montre l'architecture conventionnelle du détecteur de trajets multiples. À l'entrée de ce détecteur, nous utilisons un filtre d'interpolation pour réduire les intervalles du temps des *chips* (plus précisément des bits pilotes du signal reçu) par l'échantillonnage. Ensuite, ces échantillons seront corrélés avec le code de brouillage généré par le générateur de code pour produire le profil de retard. En quelque sorte, on peut dire que ce profil de retard exprime les valeurs de puissance des signaux reçus. Ces valeurs sont calculées pour des délais consécutifs afin d'indiquer tous les changements temporels à tous les moments pour les signaux démodulés [KIM05].

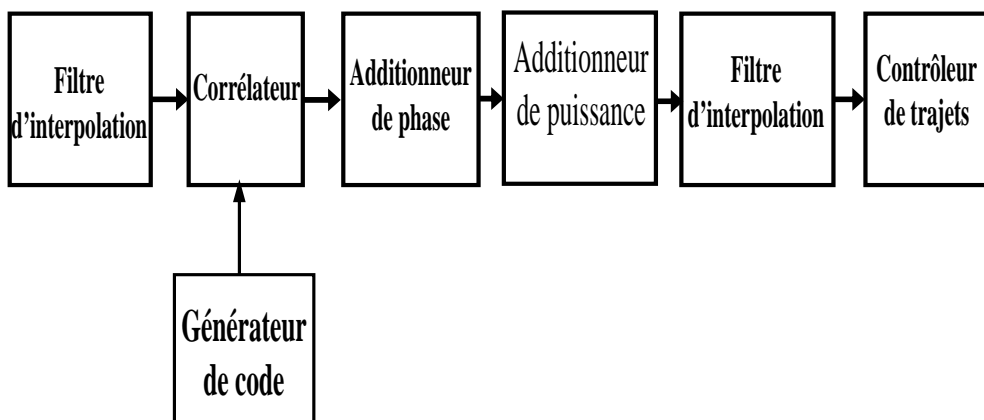


Figure.2.5 : Architecture conventionnelle du détecteur de trajets multiples

Habituellement, chaque valeur de puissance calculée par le corrélateur représente un pic, et ce pic représente un trajet de propagation. À savoir que chaque pic détecté doit être comparé avec le seuil prédéterminé pour déterminer les trajets les plus forts. De plus, le positionnement de ce pic correspond au retard du trajet correspondant. Ce retard doit être fourni aux doigts du récepteur RAKE (les détecteurs de trajets sont associés avec les doigts). En fait, le doigt averti par le détecteur de trajet doit effectuer le désétalement pour extraire les données.

4.2.2. Doigts du récepteur RAKE

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

La banque de doigts du récepteur RAKE est l'ensemble des doigts utilisés pour désétalement le signal reçu. Dans chaque doigt, le signal reçu est corrélé avec le code d'étalement sur une période correspondante au facteur d'étalement. La fonctionnalité mathématique d'un doigt de RAKE n'est pas très complexe, mais son implantation est très importante si nous considérons la performance, l'extensibilité et la flexibilité globale de la partie bande de base du récepteur.

Le nombre de corrélateurs dans le récepteur RAKE dépend du nombre de doigts (c'est-à-dire du nombre de trajets multiples traités) et du nombre de codes par utilisateur ; dans le cas conventionnel nous utilisons un corrélateur pour chaque doigt et un corrélateur pour chaque code de canal (code par utilisateur). Par exemple, pour obtenir un débit de données égal à 2,3 Mbps dans la voie descendante, nous avons besoin de trois codes par utilisateur (trois codes de canal) avec un facteur d'étalement égal à 4 ($SF=4$). Cela se traduit par trois corrélateurs dans chaque doigt, et avec quatre doigts dans le récepteur RAKE (si nous considérons quatre trajets pour un signal) nous arrivons à un total requis de douze corrélateurs. Techniquement, le nombre de doigts dans le récepteur RAKE détermine le nombre de trajets multiples que nous pouvons traiter. Bien évidemment, plus le nombre de doigts est important, plus l'énergie du signal utile est récoltée et plus la capacité du système va augmenter [WIN98]. Mais, en même temps, les ressources matérielles nécessaires pour ce traitement vont augmenter, ainsi que l'interférence entre symboles et entre trames [RAJE03]. Du point de vue de l'implantation, il est préférable d'utiliser un nombre minimal de doigts à la réception. On trouve habituellement de 4 à 6 doigts dans les récepteurs RAKE conventionnels.

4.2.3. Générateur de code

L'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples nécessite deux générateurs de code (générateur du code de canalisation et du code de brouillage). Ces deux générateurs doivent fournir les codes correspondants aux signaux reçus afin de les désétalement correctement. En fait, nous avons besoin

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

Toutes les parties de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples seront étudiées en détail dans le chapitre suivant.

4.3. Étape de combinaison des trajets multiples

4.3.1. Estimation de canal

Dans ce paragraphe, nous étudions de manière récapitulative les méthodes d'estimation de canal. Cette méthode introduit l'estimation [SAAD03 & BOUJ00] lorsque les trajets sont espacés par des retards inférieurs à la durée *chip* et qu'ils ont un bruit gaussien additif dont la puissance dépend des symboles pilotes.

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les systèmes CDMA utilisent, en plus du récepteur RAKE, un contrôle de puissance pour contrecarrer les évanouissements. Cette procédure permet de minimiser la puissance à l'émission, ce qui est important pour une liaison montante, car le mobile a un budget de puissance limité par sa batterie. Par ailleurs, cette technique permet de réduire l'interférence entre les utilisateurs transmettant simultanément dans un système CDMA. La boucle de contrôle de puissance consiste à ajuster la puissance à l'émission afin d'assurer une qualité de service minimale à la réception. Pour cela, le récepteur estime le rapport signal sur bruit pour chaque trame reçue. Il compare cette estimation avec une valeur cible qui garantit un taux d'erreur minimal. Lorsque l'estimation est inférieure à la valeur cible, le récepteur transmet une commande appelée TPC (*Transmit Power Control command*) qui demande à l'émetteur d'augmenter sa puissance d'un pas généralement constant. Dans le cas contraire, la commande du retour contient de la demande la réduction de la puissance d'émission. Plusieurs travaux ont étudié le comportement du contrôle de puissance pour différents scénarios. Dans la référence [BOUJ02] la puissance moyenne à l'émission a été évaluée lorsque le canal est parfaitement estimé, et elle dépend des caractéristiques du canal. Dans ce cas, une transmission sur un canal à trajets multiples avec un contrôle de puissance est équivalente à une transmission sur un canal gaussien. L'effet de l'estimation de canal sur la boucle a été étudié dans les références [VISH00 & SIPI99] lorsque les trajets sont séparés de plus d'une durée *chip*. Dans le

cas où les retards des trajets sont proches, l'estimation de canal a un rôle important sur le rendement de la boucle de contrôle de puissance. Ce rendement est évalué en termes de puissance moyenne dépensée à l'émission et de probabilité de satisfaction de la qualité de service.

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

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

Il existe trois méthodes pour réaliser l'estimation de canal. Typiquement, il est possible d'utiliser l'une des trois méthodes pour la réalisation de l'estimation de canal. Pour justifier notre choix, il faut faire un compromis entre la complexité et la performance.

- ❖ **L'estimation de canal à l'aide des données** (*Data Aided Channel Estimation*) : dans cette méthode, la transmission du signal est effectuée avec un pilote connu par le récepteur. C'est-à-dire que les symboles pilotes sont déjà définis au récepteur. Du côté de la réception, le travail de l'algorithme d'estimation de canal sera de corrélérer les symboles reçus avec les symboles prédéfinis pour produire l'estimation de canal [JALL05].
- ❖ **L'estimation directe de canal par décision** (*Decision — Directed Channel Estimation*) : ici, une méthode adaptée est utilisée pour effectuer une estimation de canal grossière. Le résultat de la première estimation est utilisé pour construire les symboles de décision. Ensuite, les symboles de décision sont utilisés comme références pour améliorer la nouvelle estimation de canal. Cette méthode contient un retard inhérent dû au fait que le système doit produire les symboles de décision avant de commencer l'estimation de canal finale. Aussi, dans ce type de système nous pouvons observer des problèmes liés à la propagation d'erreur. Dans ce cas, n'importe quelle erreur dans un symbole de décision va être propagée et avoir un impact sur l'estimation de canal finale [BYEO00].
- ❖ **L'estimation de canal aveugle** (*Blind Channel Estimation*) : dans cette méthode, le processus d'estimation de canal ne compte pas sur les symboles pilotes ou les symboles de décision, mais sur certaines caractéristiques du signal modulé. Par exemple, l'algorithme CMA (*Constant Modulo Algorithm*) utilise l'amplitude du signal comme critère pour estimer le canal. Dans la modulation constante d'énergie comme, par exemple, la modulation de phase en quadrature (*Quadrature Phase Shift Keying*, QPSK), le fait de savoir que tous les signaux

sont transmis avec un niveau constant d'énergie (même énergie pour tous les symboles) est utilisé comme référence de base pour obtenir l'estimation de canal. Un grand effort de recherche a été dédié à l'estimation aveugle basée sur les statistiques de second ordre du signal reçu. Cet effort est généralement justifié par la complexité réduite du canal au second ordre ; cette complexité rend l'utilisation de méthodes d'identification basées sur les statistiques de second ordre plus justifiées que celle des techniques d'identification basées sur les statistiques d'ordre supérieur à deux. Ce type d'algorithme nécessite généralement plus du temps de convergence et plus de protection contre l'erreur quadratique moyenne (*Mean Square Error, MSE*) comparativement aux autres méthodes [ZARI08].

4.3.2. Combinaison à ratio maximal (MRC)

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

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

D'autre part, la combinaison à ratio maximal à la sortie des doigts du récepteur RAKE est une méthode simple et intuitive. C'est une méthode intuitive parce que la combinaison consiste simplement à ajouter les ensembles de symboles, qui sont décorrélés et stockés, à la sortie des doigts. Mais dans la combinaison à ratio maximale (MRC), il ne faut pas oublier que les phases des symboles doivent être alignées et leurs amplitudes jaugées avant d'être ajoutées. Ceci est fait en fonction des coefficients complexes acquis par l'estimateur complexe de canal. La combinaison à la sortie du récepteur permet de maximiser le rapport de signal sur bruit, parce que le SNR final sera égal à la somme des SNRs des différents trajets multiples. En supposant que les trajets multiples les plus forts ont été indiqués aux doigts du récepteur RAKE, cette méthode de combinaison donne les meilleurs résultats [LEEJ98].

4.3.3. Désentrelacements et décodage canal

Les fonctions de désentrelacements et de décodage canal s'appliquent aux bits délivrés par la combinaison à ratio maximale. Il faut souligner que les fonctions à la réception sont, en général, l'inverse des fonctions à l'émission, c'est-à-dire que les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de réception sont simplement inversées. Pour cela, l'opération de désentrelacement est l'inverse de l'opération d'entrelacement faite par l'émetteur. La principale tâche de cette opération est de modifier les flux de données afin de réduire l'effet des erreurs introduites dans le signal dans le canal de transmission. Cela dépend du système de codage de canal (décodage de Viterbi ou Turbo-code) utilisé pour récupérer les données d'origine.

Le codage de canal convolutionnel est utilisé avec des débits plus faibles, soit l'équivalent de la deuxième génération de systèmes de communication, et le codage Turbo-code de rendement 1/3 est utilisé pour les débits de données plus élevés [HOLM04].

Le codage de canal permet de réduire les erreurs liées à la transmission de l'information sur le canal. Le principe consiste à rajouter des symboles de redondance aux symboles d'information suivant une loi fixée *a priori* et connue de la partie réception. Ainsi deviennent possibles la détection et la correction des éventuelles erreurs intervenues au cours de la transmission. En général, le décodage est basé sur un principe itératif utilisant des algorithmes de type MAP ou SOVA [BATT87 & BENE96]. Ces algorithmes tentent de minimiser le taux d'erreur binaire par l'estimation de la probabilité *a priori* (APP) de chaque bit du mot de code. Ceci constitue un réel avantage sur l'algorithme de Viterbi. Cependant, l'estimation des APP » rend cet algorithme très complexe ce qui justifie le recours au SOVA [NAJA04] qui présente des performances proches de celles décrites.

Les décodages de Viterbi ou les Turbo-code sont basés sur des diagrammes en treillis qui nécessitent un calcul intensif. En général, l'implantation de ce type de décodage requiert une structure ASIC ou une structure parallèle [AMIN04] pour atteindre un débit suffisant. Mais des processeurs DSP modernes qui mettent en valeur la fonctionnalité matérielle de l'accélérateur ou du coprocesseur pour le décodeur turbo et de Viterbi offrent la possibilité d'une implantation logicielle [HOCE00].

5. Trajets multiples et Diversité

5.1. Trajets multiples

Dans les systèmes de radiocommunication, le signal transmis va emprunter des trajets différents avant d'arriver au récepteur. Dans certains cas, le signal suit un trajet direct sans rencontrer d'obstacle. Par contre dans la majorité des cas, les composantes du signal sont réfléchies par le sol, les bâtiments, les voitures, les murs ... La figure 2.6 illustre ces phénomènes. Ces trajets multiples ont des longueurs physiques différentes. Ainsi, le signal issu de chaque trajet arrive avec une amplitude et un retard

propre au trajet. Ces échos induisent un étalement temporel du signal donnant lieu à un phénomène d'interférence entre symboles transmis.

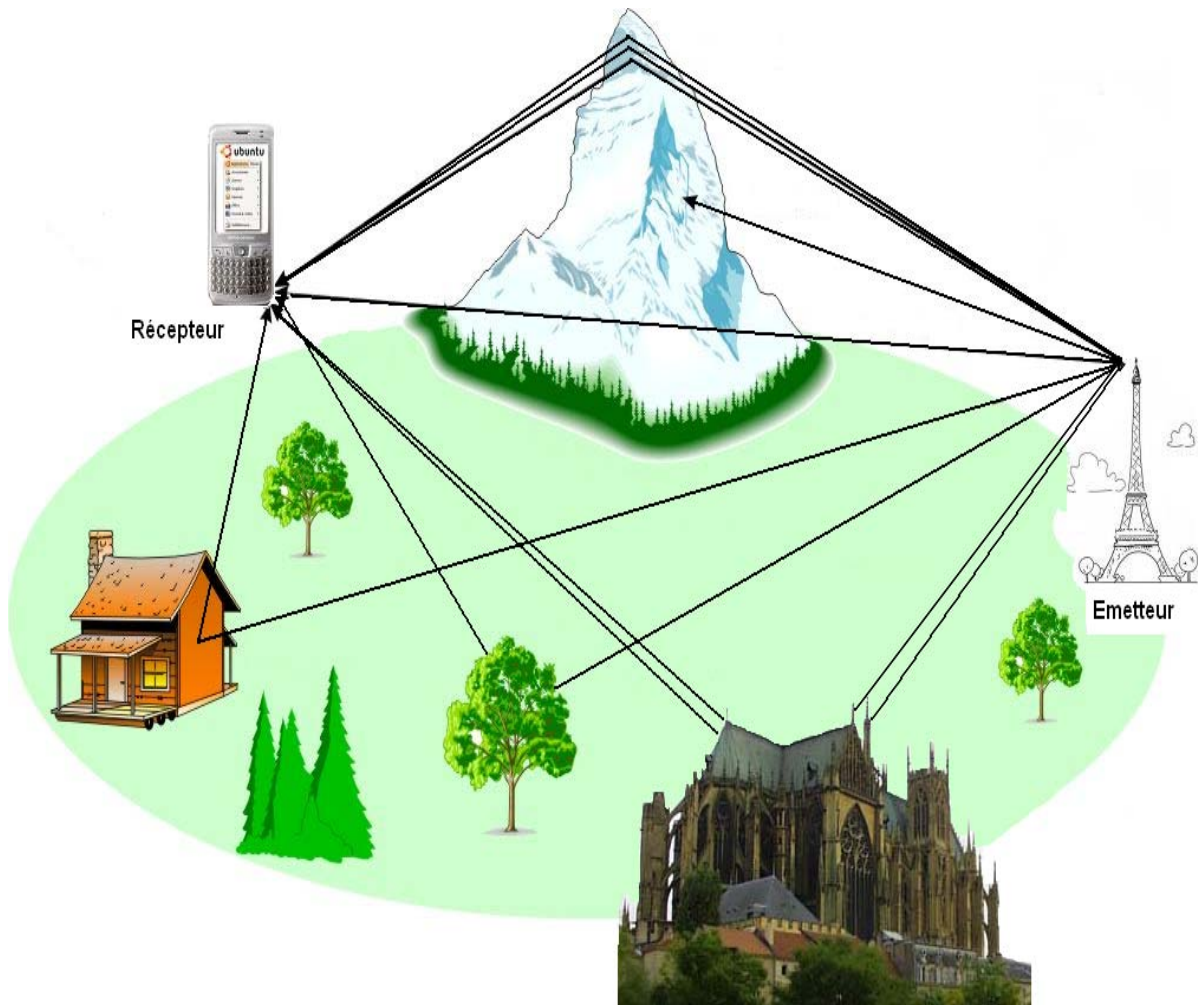


Figure 2.6 : Les composants de trajets multiples

Toutes les statistiques des signaux de trajets multiples sont bien décrites par la distribution de Rayleigh [FREE97]. La figure 2.7 présente les variations de puissance du signal reçu par rapport au temps à l'antenne du récepteur, où la puissance s'évanouit selon une loi de Rayleigh. On peut voir que la puissance du signal reçu peut considérablement diminuer (de 15 à 25 dB) lorsque l'annulation entre les réflexions trajets multiples se produit. Les facteurs de la gravité et la durée de ces évanouissements sont la présence des objets se reflétant, la vitesse du mobile, la vitesse des objets dans l'environnement de transmission et la largeur de bande du signal [RAPP96].

La dispersion de retards représentée par TM est définie comme la différence entre les durées nécessaires pour parvenir au récepteur par les trajets le plus longs et le plus courts [TANA97]. Vu son caractère aléatoire, la dispersion des retards est souvent exprimée par son écart type appelé racine carrée moyenne de la dispersion des retards (*Root Mean Square (RMS) Delay Spread*) et que l'on va noter ici T_{RMS} . Dans le milieu urbain, celui-ci peut atteindre quelques nanosecondes, mais dans les

régions montagneuses, on peut s'attendre à un retard de propagation de l'ordre de quelques dizaines de microsecondes [LEE98, RAPP96 & FREE97].

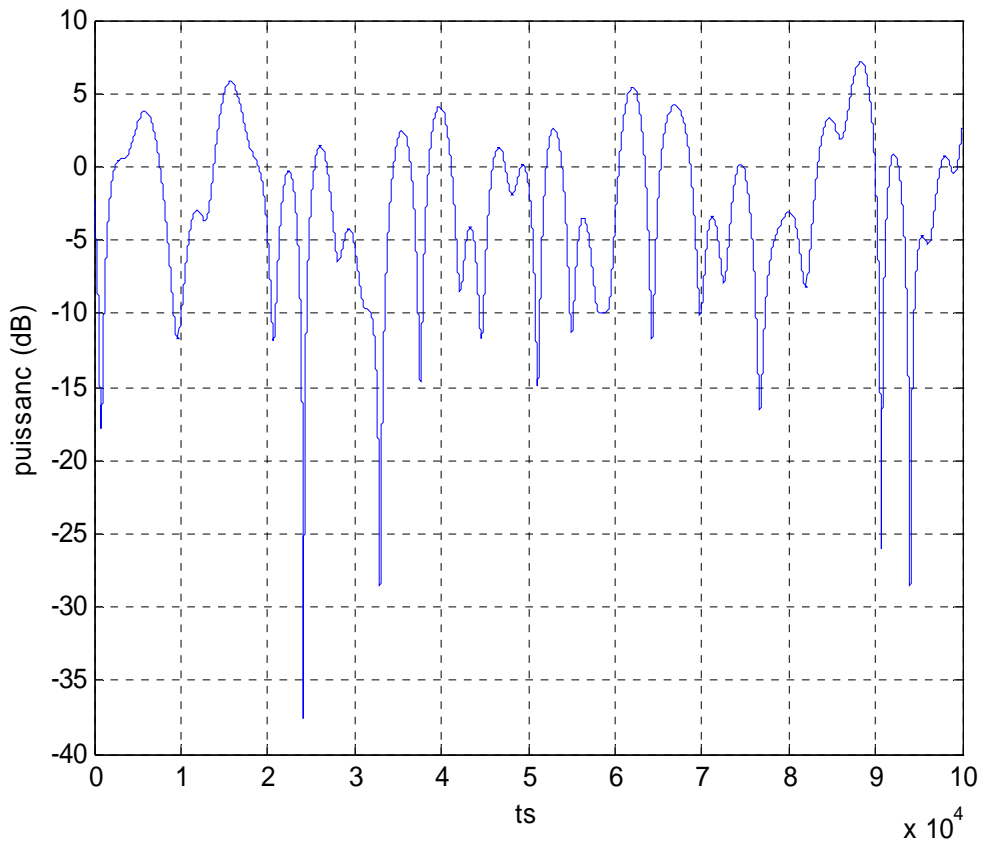


Figure 2.7 : Les niveaux de signal à l'antenne

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

5.2. Diversité

L'objectif des techniques de traitement du signal, dites de diversité, est de pallier les distorsions dues aux évanouissements qui peuvent dégrader l'information temporelle et spectrale du signal. Dans un système de radiocommunications, on parle de diversité lorsque l'on reçoit plusieurs copies indépendantes du signal d'information. Autrement dit, le concept de diversité repose sur la présence de plusieurs copies du signal désiré au récepteur, chacune ayant traversé un canal différent [SAUN99]. De cette manière, on réduit considérablement la probabilité que tous les signaux subissent les effets des évanouissements aux mêmes instants. En effet, si les évanouissements dans les canaux sont suffisamment indépendants, il y a peu de chance qu'un évanouissement important se produise simultanément dans tous les canaux, ce qui permet d'obtenir une qualité de signal reçu plus constante que si on utilisait une seule copie du signal. Il s'agit ensuite de réaliser un récepteur capable de

distinguer et de regrouper les différentes copies d'un même signal afin d'obtenir la meilleure estimation possible du signal. Plusieurs méthodes existent permettant d'obtenir la diversité au niveau du récepteur [RAPP02]. Celles-ci sont plus ou moins efficaces selon le contexte. Nous présentons ici quelques-unes des formes de diversité les plus fréquemment utilisées.

1) **Diversité en fréquence** : la diversité en fréquence implique la transmission ou la réception d'un signal sur différentes fréquences porteuses séparées par des valeurs supérieures à la bande de cohérence du canal, afin de limiter la corrélation entre les évanouissements présents sur chacune des bandes.

2) **Diversité temporelle** : afin de lutter, contre les effets causés par un canal à évanouissements rapides, nous pouvons transmettre un même message à des intervalles de temps différents dont la durée est supérieure au temps de cohérence du canal. La diversité temporelle est possible grâce au codage de canal, l'entrelacement ou encore la retransmission du signal. Le codage de canal peut être considéré comme une forme d'étalement dans le temps.

3) **Diversité de trajet multiple ou diversité impulsionnelle** : la diversité en impulsions, une légère variation de la diversité en temps, utilise les répétitions décalées en temps du signal causé par les parcours multiples du canal. Nous utilisons généralement un récepteur RAKE pour effectuer la combinaison des signaux. La diversité en impulsions nécessite un système ayant une largeur de bande suffisante pour résoudre les différentes impulsions de la réponse impulsionnelle du canal.

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

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

Afin de profiter des avantages de la diversité, le récepteur doit pouvoir combiner les différents signaux reçus. La méthode utilisée dans notre travail suppose que les différents signaux devant être combinés sont reçus par des branches séparées [RAPP02 & SAUN99].

6. Récepteur RAKE

La fonctionnalité du récepteur RAKE « récepteur en râteau » peut être considérée comme une structure de ligne à retard. Cette structure est présentée dans la figure 2.8. La ligne à retard est utilisée pour séparer les phases avec des retards successifs d'une durée d'un *chip* (T_C).

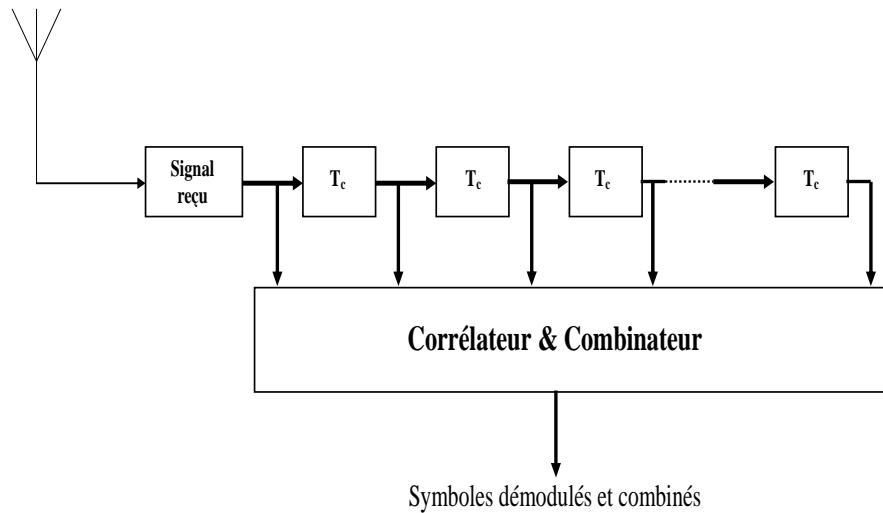


Figure 2. 8 : Conception du récepteur RAKE

La sortie de la ligne à retard est envoyée à une banque de corrélation. Le corrélateur effectue la démodulation de chacune des phases et les combine dans le combineur à ratio maximal. En d'autres termes, nous pouvons dire que le récepteur RAKE essaye de récupérer et de combiner toute l'énergie du signal à partir de toutes les composantes des trajets multiples. C'est cette structure de ligne à retard qui a donné son nom au récepteur RAKE, parce qu'il présente l'allure d'un râteau (RAKE) de jardin ordinaire.

6.1. Concept original du récepteur RAKE [Price et Green]

Le concept original du récepteur RAKE a été présenté par R. Price et P. E. Green en 1958 dans leur document de travail intitulé "A Communication Technique for Multipath Channel".

Le récepteur RAKE original est présenté dans la figure 2.9. Les signaux de sortie de la ligne à retard sont d'abord combinés à l'aide d'une combinaison à ratio maximal (MRC). Mais avant la combinaison, ils sont évalués en proportion du gain estimé (α_n) de cette ligne à retard. Le signal combiné est ensuite démodulé en utilisant un filtre adaptatif.

Price et Green ont utilisé un générateur de séquence de type PN en combinaison avec la modulation FSK (*Frequency Shift Keying*) pour développer deux formes d'impulsions orthogonales, appelée « Mark » et « Space » :

$$m_0(t) = PN(t) \cos 2\pi f_a t \quad \text{Forme d'onde « Space »} \quad [2.1]$$

$$m_1(t) = PN(t) \cos 2\pi f_b t \quad \text{Forme d'onde « Mark »} \quad [2.2]$$

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

Après la combinaison, le filtre adaptatif prend une décision pour identifier les symboles transmis [LEE98].

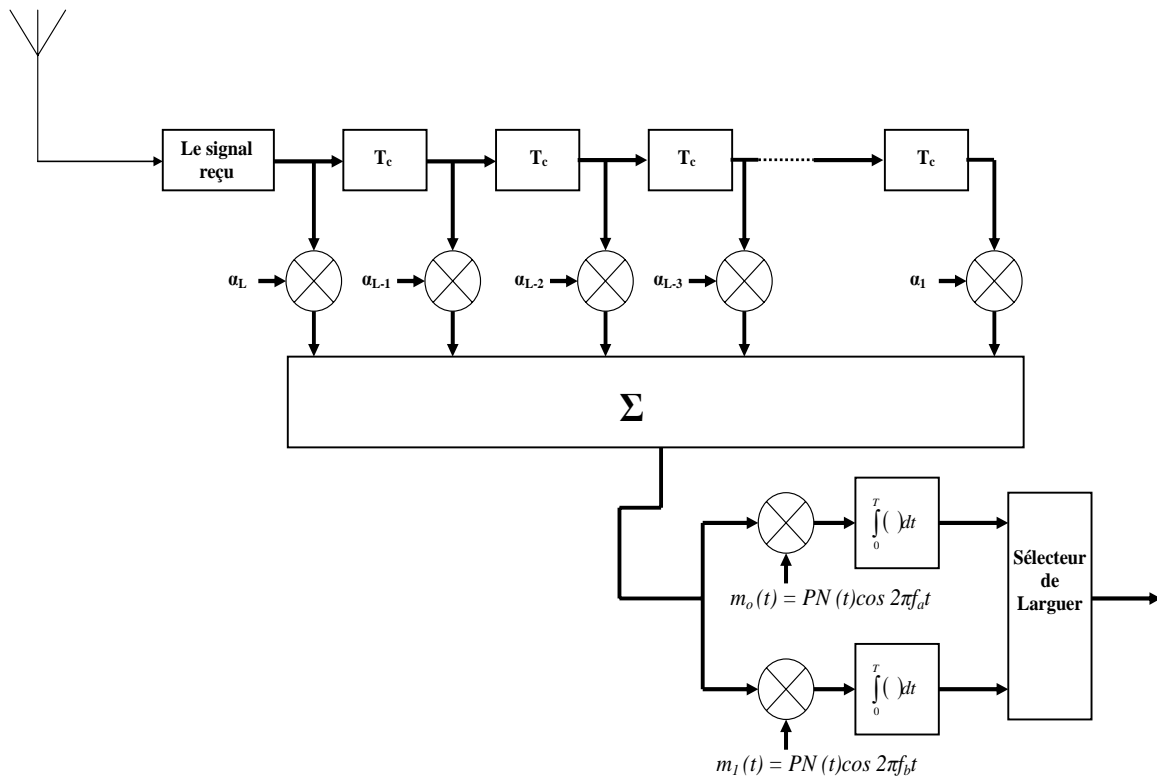


Figure 2. 9 : Le concept original du récepteur RAKE

6.2. Récepteur RAKE dans le CDMA

Dans le système de communication basé sur CDMA, nous utilisons des récepteurs disposant d'une structure de récepteur RAKE, mais dont la conception est légèrement différente de l'original proposé par Price et Green. Le principe général et la fonctionnalité sont les mêmes dans les deux architectures. Mais, la structure de la ligne à retard est remplacée par des doigts (RAKE *fingers*) dans les récepteurs utilisés dans le CDMA, comme présenté dans la figure 2.10.

De plus, les récepteurs CDMA incluent un bloc très important appelé détecteur de trajets multiples, présenté dans la section 4.2.1 page 55, qui détecte et mesure la puissance des signaux de trajets multiples pouvant être utilisés pour la diversité de réception. Ces différents trajets sont ensuite assignés aux doigts du récepteur RAKE qui vont effectuer la démodulation de ces composantes des trajets multiples.

Le concept original du récepteur RAKE utilise des retards L , qui correspondent à la longueur de la ligne à retard dont le retard de propagation maximum est égal à $L \times T_c$, pour combiner l'ensemble des trajets. 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 originale correspond au nombre de trajets dans le récepteur RAKE du système CDMA.

La combinaison dans le récepteur RAKE du CDMA est faite en utilisant la combinaison à ratio maximal comme présenté dans le concept, c'est-à-dire que nous effectuons l'évaluation et l'addition des sorties des doigts selon leurs gains.

Le principe de l'architecture de récepteur en râteau (RAKE) est schématisé dans la figure 2.10. Il est composé d'un banc de corrélateurs, d'un estimateur de retards et d'une combinaison à ratio maximal. Dans chaque doigt, on trouve un corrélateur et un générateur de code. Le corrélateur effectue la fonction de 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. Comme son nom l'indique, l'estimateur de retards détecte les retards temporels de chacun des trajets 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 et le nombre de doigts est égal au nombre de trajets que l'on veut traiter. Enfin, le rôle du combineur est tout simplement d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque doigt.

6.2.1. Architecture conventionnelle du récepteur RAKE

Les blocs fonctionnels de l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE sont présentés dans la figure 2.10. Tout d'abord, les échantillons numériques à l'entrée de récepteur, qui sont reçus par le bloc RF et les convertisseurs analogique/numérique, se présentent sous une forme complexe I/Q. Le détecteur de trajets multiples utilise un filtre adaptatif pour détecter les composantes de trajets multiples les plus fortes et détermine ensuite leurs retards relatifs.

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

Les résultats du désétalement, à la sortie du corrélateur, sont intégrés sur une période égale à la période du symbole (comme nous l'avons précisé précédemment, la durée du symbole est égale au produit entre la durée du *chip* et le facteur d'étalement). Les symboles désétales, 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.

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

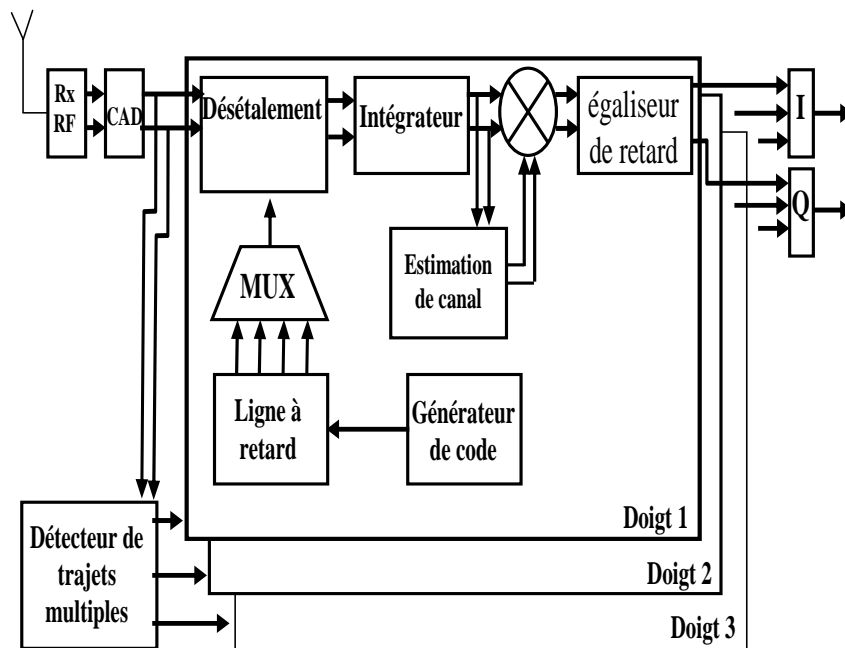


Figure 2.10 : Architecture conventionnelle du récepteur RAKE

Si cette architecture était utilisée dans le système W-CDMA, elle aurait besoin de beaucoup de matériel dédié pour corrélérer chaque trajet ; de plus, la quantité de matériel nécessaire sera conséquente si nous utilisons des codes multiples par utilisateur.

Les inconvénients de l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE apparaissent dans un scénario d'utilisation d'un nombre variable de codes par utilisateur et du 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.

En fait, nous explorons les architectures de récepteur RAKE dans le but de déterminer une architecture configurable dynamiquement pour répondre à toutes les exigences du système et efficace fonctionnellement dans toutes les conditions de fonctionnement.

6.2.2. Architecture du récepteur FlexRAKE

L'architecture du récepteur FlexRAKE est une amélioration de l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE. La différence principale entre les deux architectures est l'absence de doigts parallèles (figure 2.11). Globalement, on peut dire que la fonctionnalité du récepteur FlexRAKE est équivalente à l'architecture conventionnelle pour le contrôle de la position du doigt, mais au lieu d'utiliser l'estimation du retard pour contrôler cette position, l'estimation sera stockée dans un registre de décalage d'adresse (*Offset Address Register*) pour être ensuite utilisée dans le générateur d'adresse qui fournira une adresse correspondant à la position du doigt.

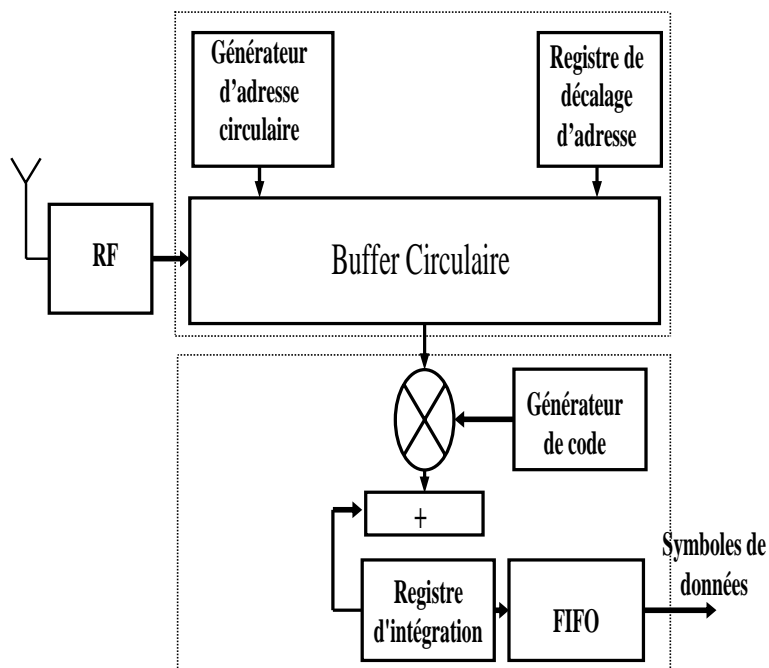


Figure.2.11 : Récepteur FlexRAKE

Nous pouvons diviser l'architecture du récepteur FlexRAKE en deux parties : le buffer de flux (SB, *Stream Buffer*) et le moteur de corrélation (CE, *Correlator Engine*). Dans le buffer de flux, les échantillons provenant de la partie RF sont stockés dans un buffer circulaire. En fait, ce buffer circulaire doit être assez long pour contenir tous les échantillons I/Q dans la fenêtre de poursuite (TW, *Tracking Window*) du détecteur de trajets multiples. Ensuite, nous pouvons accéder aux composantes des trajets multiples dans le buffer à l'aide d'une méthode d'adressage spéciale, pour les déséaler séquentiellement dans le moteur de corrélation. Ce corrélateur est partagé par toutes les composantes de trajets multiples, à la manière du multiplexage temporel.

Cette méthode ressemble à la conception conventionnelle du récepteur RAKE : le buffer de flux peut être considéré comme une ligne à retard prolongée et le moteur de corrélation comme un multiplexage temporel du banc de corrélateurs.

Le récepteur FlexRAKE inclut également une mémoire FIFO dans laquelle sont stockés les résultats de l'intégration de symboles [HARJ01 & HARJ05].

6.2.3. Récepteur Time Multiplexed Parallel RAKE

Le récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE* ou « RAKE parallèle à multiplexage temporel » (TmpRAKE) est utilisé dans le système W-CDMA pour le traitement du multi-code (ici quatre codes par utilisateur) [CHUG05]. L'idée principale est d'avoir une architecture configurable capable d'exploiter, autant que possible, la diversité de trajets multiples par le traitement en parallèle des trajets multiples valables (qui ont été validés par le détecteur de trajets multiples), tout en maintenant la complexité et la consommation d'énergie dans des limites acceptables.

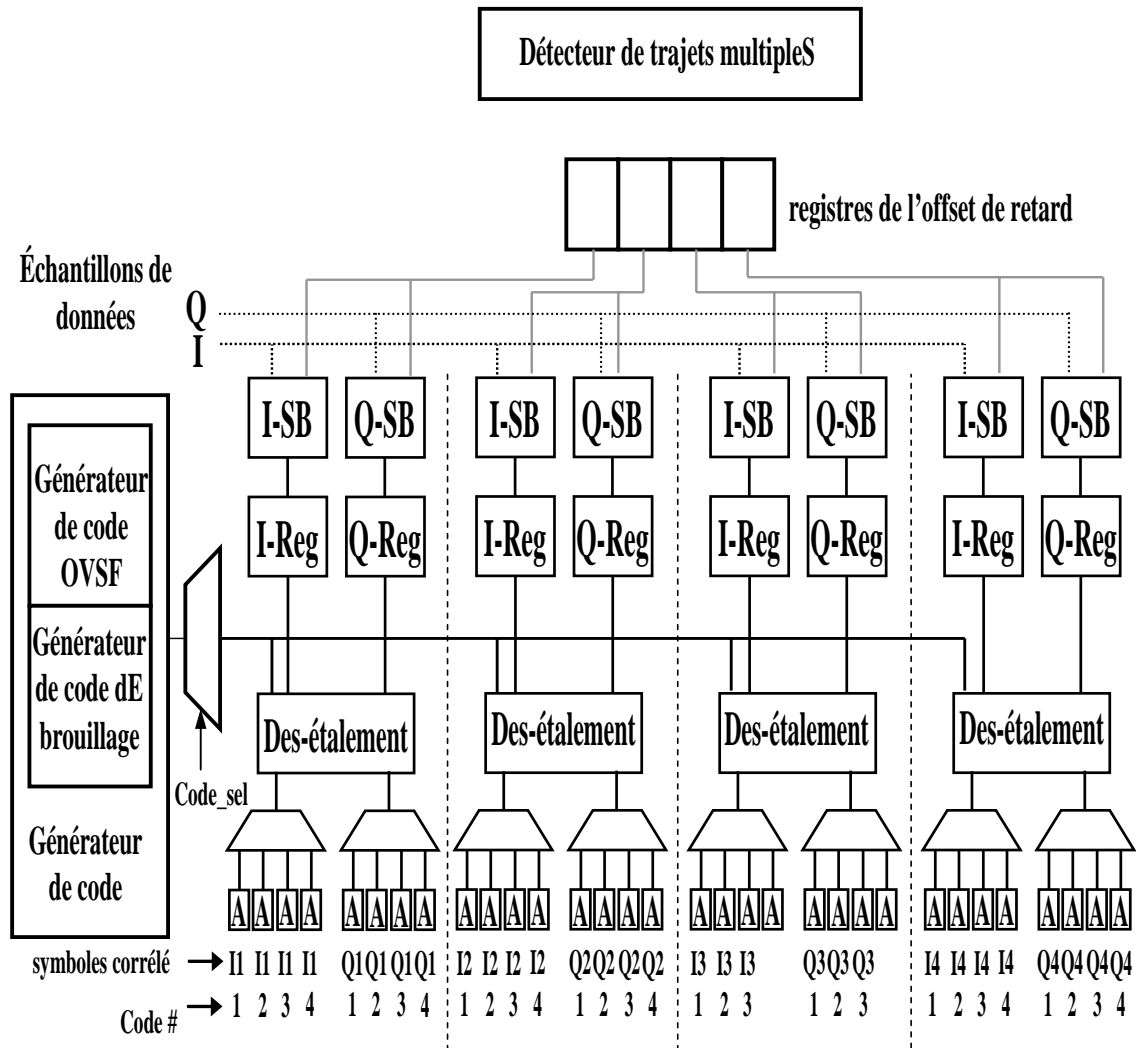


Figure.2. 12 : Récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE*

Comme le montre la figure 2.12, les trajets multiples sont essentiellement traités dans des doigts séparés. Dans le récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE*, les échantillons de données I/Q sont stockés en temps réel dans les buffers d'échantillons (SB, *Sample Buffers*). Ensuite, ces échantillons de données, qui correspondent à une composante de trajets multiples, sont lus en série dans les registres. Une fois les quatre échantillons de données I/Q stockés dans les registres, ils sont lus en parallèle par les corrélateurs. Parce que l'opération effectuée sur les trajets multiples est une opération de multiplexage temporel, les résultats du désétalement sont disponibles à des cycles d'horloge différents ; il y a donc huit accumulateurs pour chaque trajet multiple. En fait, les sorties du corrélateur, qui correspondent à un trajet multiple et un code, sont accumulées dans un accumulateur dédié. Les paires de symboles de (I1, Q1) à (I4, Q4) seront disponibles respectivement en parallèle aux sorties des accumulateurs, une sortie pour chaque code et une paire à chaque fois.

7. Détection multi-utilisateur en W-CDMA

7.1. Interférence d'accès multiple

L'interférence d'accès multiple (MAI, *Multiple Access Interference*) est un facteur important qui limite la capacité et la performance des systèmes DS-CDMA. En effet, la MAI est causée par l'interférence entre les séquences directes des utilisateurs. Cette interférence est le résultat du décalage aléatoire entre signaux. A cause de ce décalage, il est pratiquement impossible d'avoir un code orthogonal capable de protéger les signaux contre ce type d'interférence. Généralement, la MAI causée par un seul utilisateur est très faible, mais si le nombre d'utilisateurs augmente, la puissance de l'interférence va augmenter, et la MAI va atteindre une valeur importante. Le détecteur classique ne tient pas compte de l'existence de la MAI, parce qu'il suit une stratégie de détection dans laquelle chaque utilisateur est détecté séparément, indépendamment d'autres utilisateurs.

Les recherches orientées vers l'atténuation de l'effet de la MAI sur le détecteur conventionnel se sont focalisées dans les directions suivantes :

- ❖ **La conception du code** : cette approche est orientée vers la conception du code d'étalement avec de bonnes propriétés d'intercorrélacion. Idéalement, si les codes étaient tout orthogonaux (c'est-à-dire $R_{c_i c_j}(t) = 0$), il n'y aurait pas de MAI dans le canal de la transmission. Mais dans la pratique, la plupart des canaux contiennent un certain degré d'asynchronisme, c'est-à-dire qu'il n'est pas possible de concevoir un code capable de maintenir l'orthogonalité entre tous les canaux avec tous les retards possibles. Donc, nous devons chercher des codes orthogonaux dont l'orthogonalité est capable de résister au désalignement des codes et posséder une faible intercorrélacion.
- ❖ **Le contrôle de puissance** : nous utilisons le contrôle de puissance pour être sûrs que les signaux de tous les utilisateurs arrivent à peu près à la même puissance (avec la même amplitude) à la station de base, et donc qu'aucun utilisateur n'a l'avantage sur les autres [GARG96]. En fait, le contrôle de la puissance est toujours considéré comme indispensable dans les systèmes DS-CDMA.
- ❖ **Les codes FEC** : les codes correcteurs d'erreur (*Forward Error Correction*) sont utilisés dans tous les systèmes de communication. Ce type de code permet d'avoir un taux d'erreur acceptable dans les cas de faible interférence.
- ❖ **Les réseaux d'antennes adaptatives** : on utilise des antennes directives qui focalisent la réception sur un angle étroit. Par conséquent, le signal désiré et une certaine fraction de la MAI sont augmentés grâce au gain de l'antenne, c'est-à-dire que tous les signaux d'interférence arrivant à des angles différents sont atténués. La direction de l'antenne peut être

fixée ou ajustée dynamiquement. En fait, un traitement adaptatif des signaux est utilisé pour focaliser l'antenne dans la direction qui correspond à un utilisateur. Cette technique est utilisée dans le W-CDMA. [PICK91].

7.2. Détection multi-utilisateurs

Nous utilisons la stratégie de détection multi-utilisateurs (aussi appelé « détection conjointe » ou « annulation d'interférence »), c'est-à-dire arrivé à une meilleure détection dans le cas d'une interférence entre les utilisateurs. Nous utilisons les informations multi-utilisateurs pour mieux détecter chaque utilisateur : elle a le potentiel d'offrir des avantages supplémentaires pour les systèmes DS-CDMA.

L'objectif de la détection multi-utilisateur est simple : estimer l'interférence générée par les autres utilisateurs pour l'éliminer. La détection multi-utilisateur possède ainsi un triple intérêt : d'abord, elle permet de réduire l'interférence d'accès multiple intracellulaire qui est particulièrement importante dans la voie montante et, par conséquent, d'accroître la capacité du système. Par ailleurs, elle peut s'avérer efficace pour combattre l'effet « proche-lointain » dans la voie montante. Enfin, c'est un élément de lutte contre les effets de l'interférence inter-symboles.

Les techniques de détection multi-utilisateurs partent du principe que le signal d'information des différents utilisateurs peut être récupéré de manière conjointe et non pas de façon individuelle ou que l'on peut détecter les signaux un par un et les soustraire des autres signaux considérés comme étant de l'interférence. Cela suppose néanmoins que le récepteur connaisse les codes de canalisation et d'embrouillage avec lesquels tous les signaux reçus ont été étalés à l'émission.

Il est possible de faire une analogie entre l'interférence d'accès multiple dans une communication DS-CDMA asynchrone, qui est propre à la voie montante, et l'interférence inter-symboles. En effet, on peut considérer que cette première correspond à un utilisateur seul dans une cellule qui, en présence d'interférence inter-symboles, reçoit $K - 1$ trajets multiples. C'est pour cette raison que les techniques classiques d'égalisation utilisées pour lutter contre l'interférence inter-symboles ont été adaptées pour faire face à l'interférence d'accès multiple dans les systèmes basés sur le DS-CDMA.

7.3. Techniques de détection multi-utilisateur

Avant de décrire les principales techniques de détection multi-utilisateurs utilisées en DS-CDMA, nous allons étudier le « détecteur multi-utilisateurs optimal » proposé et analysé par Sergio Verdù [VERD86]. Ce détecteur est composé d'un banc de corrélateurs suivi d'un algorithme de Viterbi qui, d'après le principe de maximum de vraisemblance, est capable de déterminer l'information transmise par chacun des K utilisateurs. La complexité de cet algorithme est d'ordre de 2^K . Ainsi, pour 100 utilisateurs, le détecteur optimal requiert de l'ordre de $2^{100} \approx 10^{30}$ opérations, ce qui rend son

implantation impossible dans des applications temps réel. Néanmoins, les travaux de Verdù ont servi de point de départ pour la recherche de détecteurs multi-utilisateurs sous-optimaux moins complexes, avec des performances proches du détecteur optimal [KLEI96 & MOSH96].

7.3.1. *Techniques de détections individuelles améliorées où détecteurs linéaires*

Ces techniques sont dérivées directement des algorithmes linéaires ou de la détection conjointe multi-utilisateur, et elles sont conçues pour être implantées dans la voie descendante [KLIE97]. En fait, il y a un important groupe de détecteurs multi-utilisateurs utilisant cette technique. Ces détecteurs utilisent un marqueur linéaire à la sortie du détecteur conventionnel dans le récepteur RAKE pour réduire la MAI vue par chaque utilisateur.

Dans ces conditions, le mobile ne traite que le signal dont il connaît le code de canalisation et d'embrouillage. L'idée dans ces techniques est d'utiliser un égaliseur de canal classique suivi d'un ensemble de corrélateurs pour exploiter la diversité de trajets multiples comme dans le récepteur RAKE.

L'égaliseur peut-être du type « forçage à zéro » (ZF, *Zero Forcing*) ou à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE, *Minimum Mean Square Error*), ce dernier type étant plus performant. Comparés au RAKE, ces algorithmes offrent des performances supérieures, particulièrement dans des conditions où l'interférence inter-symboles est importante au prix d'une plus grande complexité de mise en œuvre.

7.3.2. *Techniques d'annulation d'interférence*

Le principe des techniques d'annulation d'interférence consiste à estimer l'interférence d'accès multiple et l'interférence inter-symboles, puis à les retrancher de l'interférence totale estimée. Les méthodes d'annulation d'interférence sont aussi appelées « détections non linéaires » et on peut en distinguer trois types.

1) **Annulation de l'interférence successive :** par principe, dans cette technique SIC (*Successive Interference Cancellation*), nous analysons d'abord les utilisateurs en fonction de leur niveau de puissance. Le signal d'information de l'utilisateur avec la puissance la plus élevée est ensuite estimé et retranché du signal des autres utilisateurs. Cette procédure est répétée pour tous les utilisateurs. Un récepteur de type SIC permet de détecter des signaux à faible puissance pouvant être affectés par l'effet proche-loin. Il faut néanmoins remarquer que ce type de récepteur est sous-optimal, dans le sens où seul le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence causée par les autres utilisateurs. De plus, lorsque l'estimation de l'interférence des autres utilisateurs n'est pas très précise, cela peut représenter une source d'erreur qui pourrait se propager tout le long de la boucle d'annulation d'interférence. Quand cela arrive, au lieu d'améliorer les performances du récepteur, celles-ci

peuvent être, au contraire, fortement dégradées. Enfin, lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé, l'algorithme doit être suffisamment rapide pour éviter des retards qui peuvent contraindre les performances globales du récepteur.

2) **Annulation de l'interférence en parallèle** : à la différence du détecteur SIC, dans un détecteur PIC (*Parallel Interference Cancellation*), l'interférence des K utilisateurs est retranchée complètement pour chaque utilisateur. Le temps de détection dans un récepteur PIC est également optimisé : cette tâche est effectuée en parallèle. Le processus d'estimation/soustraction peut se répéter en plusieurs étapes en fonction de la précision souhaitée. Un détecteur PIC est plus complexe à mettre en œuvre qu'un détecteur SIC, car ce premier demande un nombre d'opérations de l'ordre de K^2 , alors que ce dernier requiert seulement un nombre d'opérations de l'ordre de K .

3) **Annulation de l'interférence suivant des techniques hybrides** : ce type de détecteur combine les idées de l'annulation d'interférence successive et parallèle. D'abord, les signaux d'information des différents utilisateurs sont groupés. Puis, pour chaque groupe, une première détection en parallèle est effectuée, suivie d'une annulation d'interférence successive.

7.3.3. Détection conjointe

Les techniques de détections conjointes, ou « *Joint Detection* », offrent des performances très proches de la détection optimale au prix d'une très grande complexité. Comme pour les autres techniques de détection multi-utilisateurs, son but est de lutter simultanément contre les effets de l'interférence intercellulaire et de l'interférence inter-symboles. Ces détecteurs sont aussi classés dans la catégorie des détecteurs linéaires [KLEI96 & MOSH96] et ses principales variantes sont décrites ci-dessous.

1) **Zero Forcing Block Linear Equalizer (ZF-BLE)** : cet algorithme permet de séparer et d'éliminer complètement les interférences intercellulaires et inter-symboles. L'interférence restante (par exemple, celle de cellules voisines) et le bruit thermique sont considérés comme du bruit de fond. Dans son implantation, l'algorithme ZF-BLE implique l'inversion de la matrice de corrélation qui correspond à la convolution de la réponse impulsionnelle du canal avec les codes de canalisation et d'embrouillage de chaque utilisateur.

Une variante du détecteur ZF-BLE est le détecteur ZF-DFE (*Zero Forcing Detection Feedback Equalizer*). En dépit d'une meilleure performance en termes de BER, il présente les mêmes inconvénients que les détecteurs à annulation successive d'interférence, car le principe est similaire. La complexité des techniques ZF-DFE est comparable à celle des algorithmes ZF-BLE.

2) **Minimum Mean Square Error Block Linear Equalizer (MMSE-BLE)** : à la différence des techniques fondées sur le principe ZF-BLE, les détecteurs MMSE-BLE tiennent compte de

la variance de bruit de fond qui est retranché de la matrice de corrélation et, de ce fait, ses performances sont plus intéressantes. Soulignons qu'en l'absence de bruit, les performances de ces deux détecteurs sont équivalentes. En ce qui concerne la complexité de calcul, il faudra tenir compte de coûts de l'estimation de la variance de bruit.

De fait, il existe d'autres types de détection, et des variantes de chaque détection, qui ne sont pas couverts ici. Il y a aussi une littérature abondante qui traite de l'extension des différents algorithmes de détection multi-utilisateurs pour le traitement réaliste de l'environnement réaliste. Une explication plus approfondie est disponible dans les références supplémentaires suivantes [VERD92 & MOSH96].

7.4. Évolutions applicatives des techniques de détection utilisées par l'UTRA

Bien que les recommandations UMTS n'imposent pas l'utilisation d'une technique de détection en particulier, en premier choix, le récepteur RAKE sera employé aussi bien dans la station de base que dans le mobile. En deuxième choix, les techniques de détection multi-utilisateur décrites dans les paragraphes précédents feront leur apparition en tenant compte des particularités des voies montantes et descendantes.

Clairement, les techniques de détection multi-utilisateurs sont plus complexes à mettre en œuvre que les techniques de détection individuelle et sont, de ce fait, plus susceptibles d'être implantées dans les stations de base. Il faut noter que, pour la voie montante, l'interférence intercellulaire est généralement plus importante ; elle représente plus de la moitié de l'interférence totale dans la cellule. Elle permet également de pallier l'interférence provoquée par l'effet proche lointain. Le principe de la détection multi-utilisateur est applicable aux récepteurs utilisant la technique UTRA/FDD ou UTRA/TDD.

Dans la voie descendante, puisque les signaux étalés des différents utilisateurs sont orthogonaux (en émission) et suivent le même canal de propagation, le récepteur RAKE reste la solution offrant le meilleur rapport entre performances et complexité d'implantation. Rappelons que les performances du RAKE sont limitées par l'interférence et plus particulièrement par l'interférence entre-symboles.

L'utilisation des techniques de détection multi-utilisateurs à la réception n'est pas exclue, bien entendu. Néanmoins, il faudra tenir compte des points suivants :

- ❖ la complexité de ces algorithmes est assez élevée, ce qui peut se traduire par une augmentation du coût total du terminal ;
- ❖ le mobile ne connaît pas les codes des autres utilisateurs dans la cellule. Même si des techniques telles que la détection conjointe peuvent être adaptées pour être utilisées dans le mobile, les performances obtenues sont moins bonnes que celles que l'on peut obtenir au niveau de la station de base où l'on connaît les codes de tous les utilisateurs dans la cellule.

8. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la structure et la fonctionnalité du récepteur utilisé dans le W-CDMA. La structure et la fonctionnalité du récepteur doivent supporter les différents services proposés par l'interface radio comme la flexibilité et l'extensibilité du récepteur.

Nous avons présenté les deux parties (analogiques et numériques) de la chaîne de réception. D'abord, la partie RF d'un récepteur qui relie l'appareil à la liaison sans fil et transpose la fréquence du signal reçu vers une fréquence centrale, généralement inférieure à celle reçue.

Ensuite, la partie bande de base qui inclut toutes les opérations nécessaires pour récupérer le signal transmis a été présentée, notamment le détecteur de trajets multiples qui estime le retard de chaque composante du canal, et l'estimation de canal qui est une opération complexe qui détermine les coefficients complexes du canal. Le cœur de la partie bande de base est le récepteur RAKE qui contient un ensemble de doigts et les moyens de combinaison des signaux issus de ces différents doigts. Chaque doigt permet de désétaler le signal reçu selon l'un des différents trajets pris en compte, ces différents trajets étant déterminés par le détecteur de trajet. La principale architecture et le concept original du récepteur RAKE ont été présentés comme « l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE » ; les architectures de FlexRAKE et de *Time Multiplexed Parallel RAKE* ont ensuite été détaillées.

L'étude des différentes structures du récepteur RAKE a permis d'identifier les fonctionnalités critiques et de connaître certaines des caractéristiques du point de vue des performances (débit, surface).

Chapitre 3 :

Architecture du récepteur CodeRAKE

1. Introduction

Dans un canal de propagation à trajets multiples, les signaux transmis parviennent au récepteur soit de manière directe, soit de manière indirecte par le biais de réflexions sur des obstacles rencontrés par le signal sur son chemin. On peut s'attendre alors à recevoir plusieurs versions du signal arrivant à des instants différents. Le moyen le plus efficace pour lutter contre ce phénomène de trajets multiples, c'est de pouvoir traiter ces différents trajets en utilisant l'architecture du récepteur RAKE.

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les différentes solutions architecturales existantes de récepteurs RAKE, en analysant leurs structures afin de pouvoir améliorer leurs fonctionnalités. L'objectif est d'identifier les parties critiques et de proposer une architecture optimisée du point de vue des performances (débit, surface) et de la complexité.

Nous allons proposer au travers de ce chapitre une nouvelle architecture de récepteur RAKE baptisée CodeRAKE, ainsi qu'une optimisation de l'architecture conventionnelle du détecteur de trajets multiples. La performance, la complexité et les choix technologiques de chaque partie de ces architectures seront traités dans les sections suivantes.

2. Extraction et identification des trajets multiples

Dans un système d'accès radio basé sur le W-CDMA, le principe du récepteur RAKE est de considérer les composants de trajets multiples comme des signaux de diversité, comme s'ils étaient transmis depuis plusieurs antennes ou différents endroits. Nous pouvons alors considérer les trajets multiples comme un avantage. En effet, chaque trajet étant porteur de la même information, il est possible de combiner les différents trajets du même signal afin d'obtenir un signal unique dont la puissance sera renforcée.

En raison de l'étalement de spectre, la largeur de bande du signal sera beaucoup plus grande que la largeur de bande du canal ; les composantes de trajets multiples peuvent ainsi être résolues avec une résolution proportionnelle à l'inverse de la largeur de bande. Le fait que les composantes de trajets multiples puissent être extraites à partir du signal reçu repose sur les propriétés d'autocorrélation et d'étalement de spectre des signaux. Ensuite, pour combiner les trajets, il faut que ceux-ci soient

suffisamment séparés dans le temps (le temps d'arriver au récepteur) pour pouvoir les dissocier. En fait, la séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un *chip*.

Si la dispersion de retard maximale est T_M et la durée d'un *chip* est T_C , le nombre maximum de trajets, que l'on peut séparer, est calculé selon la relation :

$$N = \text{int}(T_M / T_C) + 1 \quad 3.1$$

$\text{int}()$ représente ici le nombre entier directement inférieur à la valeur exprimée entre les parenthèses. On peut en conclure que le nombre maximum de trajets que l'on peut séparer est proportionnel au débit *chip*.

2.1. Problème lié au système W-CDMA

L'interférence d'accès multiple et l'interférence entre symboles sont les facteurs qui limitent la capacité et la performance des systèmes W-CDMA. C'est-à-dire que la réduction de ces types d'interférences peut améliorer sensiblement les performances du système. La MAI provient de la non-orthogonalité entre les codes utilisés pour étaler les données des différents utilisateurs. L'ISI est causée par les trajets multiples des systèmes. Dans l'environnement de la MAI, le maintien de l'orthogonalité entre les signaux étalés est impossible, parce que l'interférence est le résultat d'un décalage temporel aléatoire entre les signaux.

En fait, la MAI cause la dégradation des taux d'erreurs binaires et des performances du système. Pour ces raisons, de nombreuses recherches portent sur ce sujet [NAZA98 & MAHA03].

Par conséquent, toutes les analyses de la performance d'une architecture du récepteur doivent prendre en compte la valeur de la MAI et de ses effets sur les paramètres qui affectent directement la performance générale du système (spécialement le rapport de signal/bruit au récepteur et la probabilité d'erreur binaire sur le flux de bits de l'information). En effet, beaucoup de travaux ont été réalisés pour calculer la moyenne des taux d'erreur binaire, l'approche la plus utilisée et la plus populaire étant l'approximation de Holtzman [HOLT92] et ses variantes.

2.2. Problèmes liés aux doigts du récepteur RAKE

L'architecture du récepteur RAKE est généralement utilisée dans le système de communication W-CDMA. Mais cette architecture pose des problèmes concernant la flexibilité et l'extensibilité.

Un premier problème survient si nous augmentons le nombre de trajets multiples ou de codes par utilisateur. Par exemple, pour nous adapter à cette augmentation, nous avons besoin d'une importante quantité de matériel supplémentaire. En fait, dans l'architecture du récepteur RAKE, la quantité de matériel est liée au nombre de trajets N_p et au nombre de codes par utilisateur N_u . Par exemple, pour atteindre le débit maximal de 2,3 Mbps dans la voie descendante, il faut utiliser trois codes par

utilisateur et quatre trajets multiples. Le nombre de corrélateurs nécessaires pour traiter les trois codes et les quatre trajets est donc $4 \times 3 = 12$. En revanche, si nous voulons augmenter le nombre de codes à quatre, dans ce cas-là le nombre de corrélateurs va augmenter à $4 \times 4 = 16$, c'est-à-dire que cela augmente de manière conséquente la quantité nécessaire de matériel.

Le deuxième problème est lié à l'allocation de doigts. Ce problème intervient si le retard de la première composante des trajets multiples est très court, c'est-à-dire que le retard du trajet ne correspond pas au point de synchronisation du doigt du récepteur RAKE (figure 3.1). En conséquence, le symbole ne peut pas être désétalé. Dans ce cas-là, on est obligé de retarder ce trajet pour qu'il puisse repasser au bon instant.

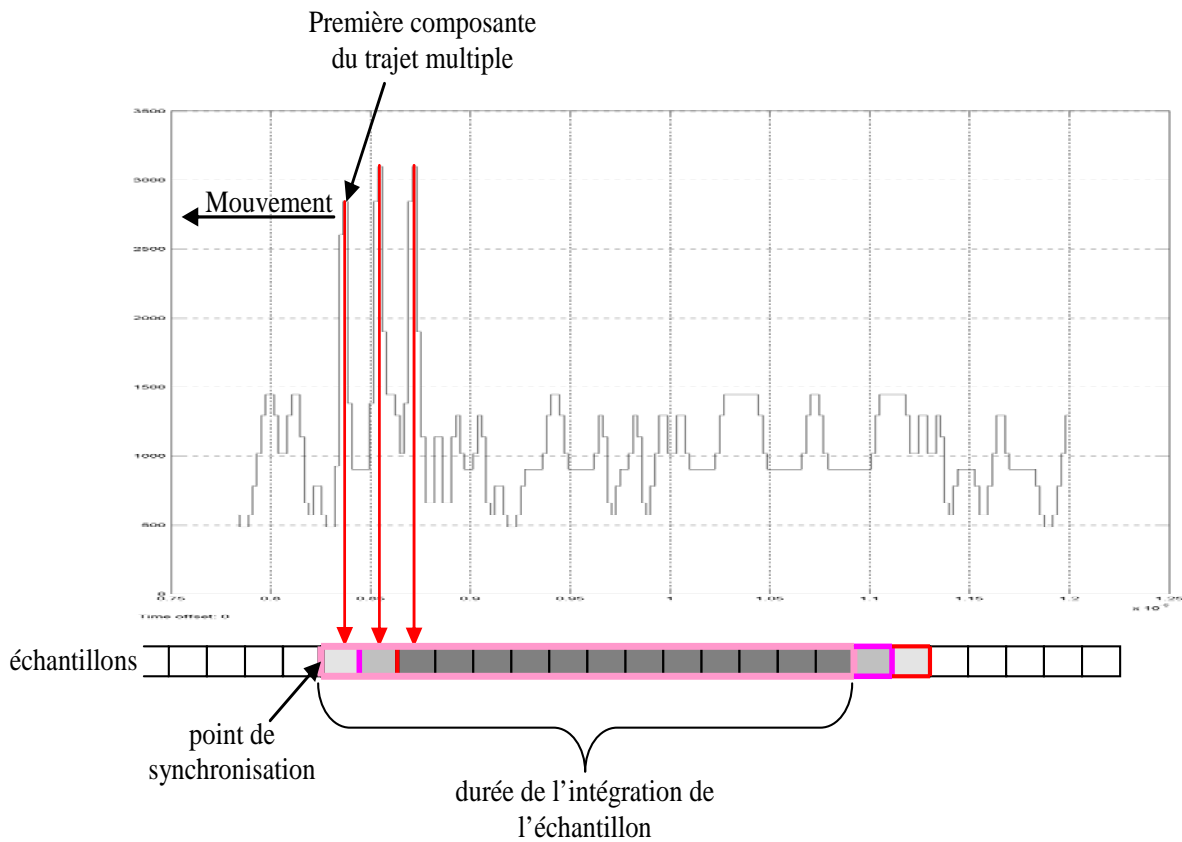


Figure 3.1 : Déplacement de la composante de trajets multiples et du point de synchronisation

Le dernier problème concerne le générateur de code et la ligne à retard. Il est possible de changer les phases de code fournies aux doigts du récepteur RAKE par la sélection de la bonne phase à partir d'une ligne à retard. Si le changement de canal est très rapide, l'alignement en phase entre le code et le signal reçu sera difficile, car la phase de code n'est pas capable de suivre ce changement (la phase de code, fournie par la ligne à retard, peut prendre des valeurs différentes). En conséquence, le code généré par les générateurs de code doit être avancé ou retardé afin de fournir la bonne phase. Selon la mise en œuvre, cela peut prendre plusieurs cycles d'horloge et requiert la suppression du récepteur, ce qui se traduit par l'augmentation temporaire du taux d'erreurs binaires.

2.3. Concept architectural du récepteur CodeRAKE

L'architecture du récepteur CodeRAKE est conçue pour corriger les points faibles des architectures précédentes du récepteur RAKE, ainsi que pour offrir une flexibilité et extensibilité accrues, avec un bon équilibre entre surface et vitesse de traitement.

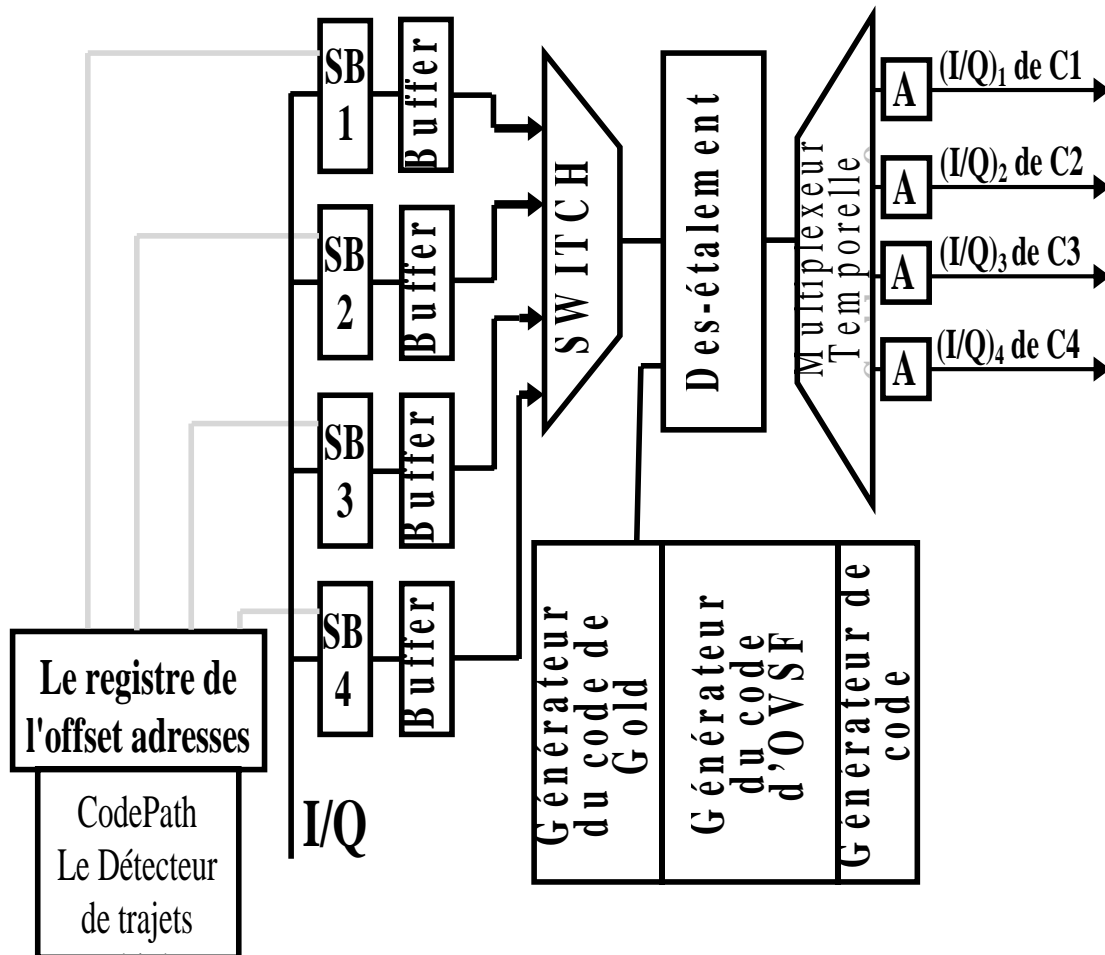


Figure 3.2 : Architecture du récepteur CodeRAKE

Dans la figure 3.2, nous pouvons voir le schéma architectural du récepteur CodeRAKE (sa partie d'identification et d'extraction des chemins multiples) dans le cas d'un seul utilisateur pour quatre trajets multiples et quatre codes par utilisateur. L'architecture est composée d'un détecteur de trajets multiples (le détecteur CodePath) qui identifie le retard de chaque trajet multiple, le générateur de codes qui produit les codes de Gold (brouillage) et OVSF (canalisation) et les doigts du récepteur CodeRAKE qui réalisent l'opération de corrélation pour recouper les données.

La flexibilité et l'extensibilité étant nos principaux critères de conception, nous nous sommes orientés vers une architecture permettant de changer facilement le nombre de codes par utilisateur et le nombre d'utilisateurs. En fait, ce changement doit être réalisé avec peu d'adaptation architecturale et une augmentation aussi faible que possible de la surface.

2.3.1. Architecture du détecteur CodePath

Pour notre architecture CodeRAKE, nous introduisons un détecteur de trajets multiples que l'on appellera « détecteur CodePath ». Ce détecteur est présenté dans la figure 3.3.

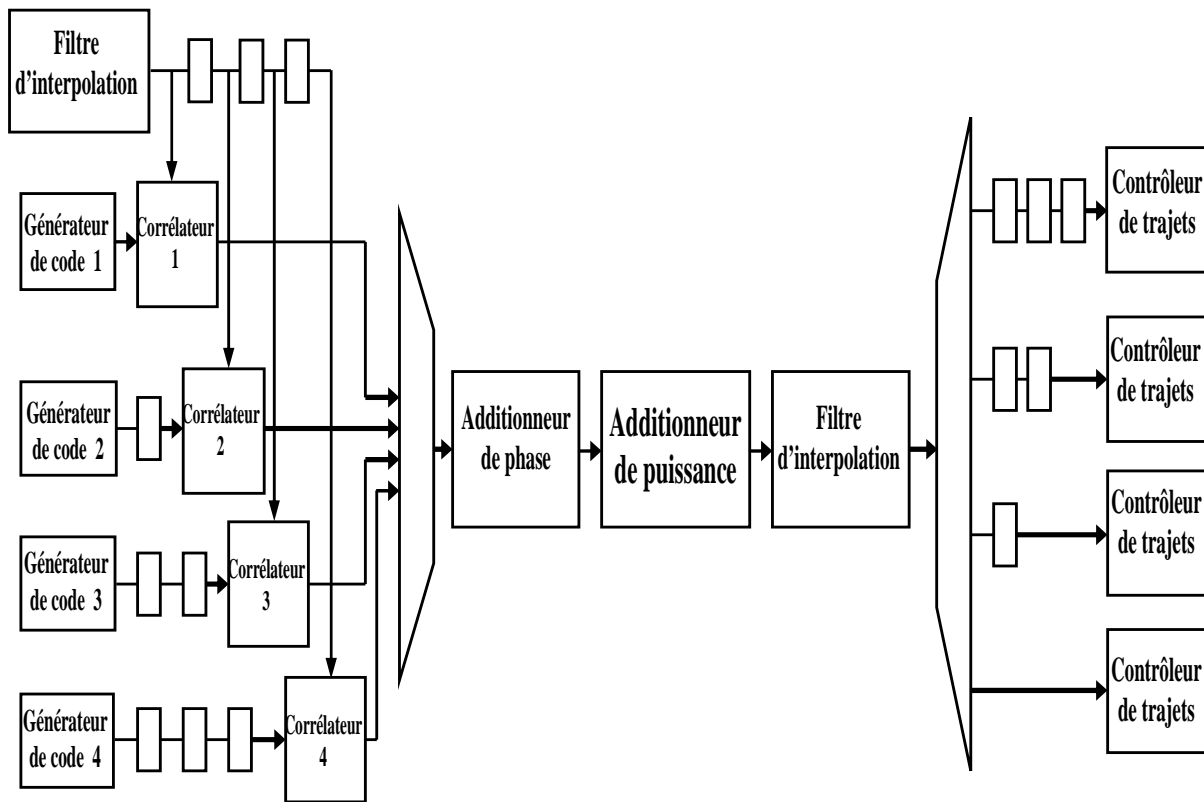


Figure 3.3 : Architecture du CodePath détecteur

À l'entrée de ce détecteur, nous interpolons des points d'échantillonnage à l'aide d'un filtre d'interpolation, ceci afin de réduire les intervalles de temps de *chip* des signaux reçus. Ensuite, le signal interpolé sera corrélé pour produire le profil de retard. En effet, ce profil de retard est basé sur la corrélation entre le signal reçu (plus précisément les bits pilotes ajoutés aux entêtes des *slots* par l'émetteur) et le code de brouillage généré par le générateur de code [YOUS08].

En fait, les séries de données interpolées sont fournies en parallèle aux entrées des différents corrélateurs avec un retard adapté à la durée du *chip*. En même temps, les quatre générateurs de codes produisent les codes de désétalement correspondant aux canaux de transmission, comme on peut le voir dans la figure 3.3. Les codes générés seront retardés (avec la même durée de retard des séries de données interpolées) avant d'être injectés à l'entrée du corrélateur. À savoir que chaque générateur de code génère un code de désétalement correspondant à un canal de transmission. De plus, le choix de ces codes de désétalement est basé sur l'information de code alloué au détecteur CodePath par le gestionnaire de paramètres.

Dans la deuxième partie de l'architecture, le multiplexeur sélectionne un échantillon de chaque entrée et l'envoie à l'entrée de l'additionneur de phase. L'additionneur de phase exécute un certain nombre d'additions, appelées additions « *In-phase* », comme $I+I$ et $Q+Q$. En fait, les I et Q sont les

composantes imaginaire et réelle du signal. Ensuite, le signal en sortie de l'additionneur de phase sera injecté sur l'entrée de l'additionneur de puissance pour effectuer l'addition de puissance, telle que I^2+Q^2 . Nous utilisons ensuite un deuxième filtre d'interpolation de même structure que le premier pour interpoler les données en sortie de l'additionneur de puissance, ceci afin de réduire au maximum l'intervalle de temps de *chip*.

Dans la dernière partie du détecteur, on trouve un démultiplexeur temporel. En fait, les résultats de l'interpolation en sortie du deuxième filtre d'interpolation seront disponibles aux différentes sorties du démultiplexeur, car l'opération de désétalement est multiplexée dans le temps. Finalement, le contrôleur de trajet détecte les pics dépassant un seuil prédéterminé, et indique le retard correspondant aux pics détectés par le réseau de doigts du CodeRAKE.

En fait, en raison du parallélisme, dès la deuxième partie de l'architecture CodePath (c'est-à-dire à partir de l'additionneur de phase) nous devons augmenter la vitesse de traitement de tous les blocs pour qu'ils puissent traiter plusieurs échantillons au lieu d'un seul pendant la même durée de traitement. En conséquence, la fréquence opérationnelle de l'additionneur de phase, de l'additionneur de puissance et du deuxième filtre d'interpolation doit être suffisamment élevée pour qu'ils puissent effectuer leur travail avant l'arrivée d'une nouvelle série d'échantillons I et Q.

2.3.2. Doigts du récepteur CodeRAKE

Pour la conception des doigts de notre récepteur CodeRAKE, nous avons utilisé le nombre de codes par utilisateur et le nombre d'utilisateurs pour partitionner l'architecture. Comme le montre la figure 3.4, les éléments composant les doigts du récepteur CodeRAKE sont : les buffers d'échantillons, les buffers, les multiplexeurs, les corrélateurs, les démultiplexeurs et les accumulateurs. En fait, nous avons divisé l'architecture CodeRAKE en deux parties : les buffers d'échantillons et les buffers pour diriger et stocker les composantes de trajets multiples, et le multiplexeur avec ses entrées parallèles pour traiter les multi-codes de chaque utilisateur. Ici, nous avons utilisé un multiplexeur à quatre entrées pour traiter quatre codes par utilisateur (nombre d'utilisateurs $N_u=1$), c'est-à-dire une voie de transmission simple. En effet, cette division de la fonctionnalité rend d'une part l'architecture du récepteur flexible et extensible, et d'autre part, aide à améliorer l'architecture afin de pouvoir supporter tous les changements comme le nombre de trajets multiples, le nombre de codes par utilisateur ou le nombre de canaux.

Il faut noter que le fait d'utiliser un multiplexeur pour partager les blocs de traitement situés entre les corrélateurs, où chaque corrélateur est utilisé pour désétalement l'un des quatre trajets I ou Q, nous permet de réduire la surface consommée et de favoriser l'extensibilité de ce récepteur. Par exemple, pour un trajet supplémentaire, il suffit d'ajouter un nouveau buffer d'échantillons avec son buffer et une entrée au multiplexeur ; nous utilisons dans ce cas un multiplexeur à cinq entrées [YOUS06].

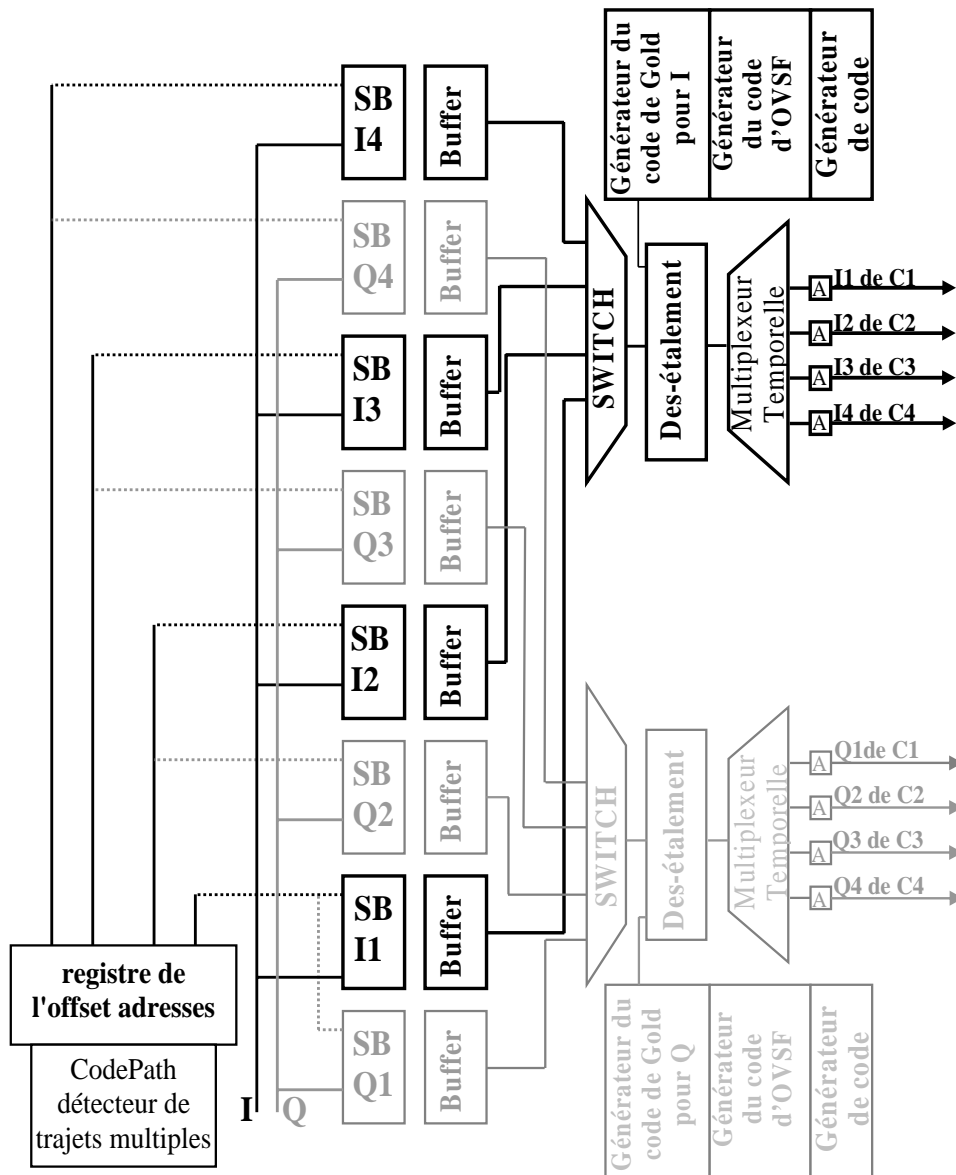


Figure 3.4 : Concept des doigts du récepteur CodeRAKE

2.3.3. Buffer d'échantillons (SB)

La méthode d'adressage utilisée dans le buffer d'échantillons est étroitement couplée avec le détecteur de trajets multiples. La fonctionnalité de ce buffer d'échantillons est équivalente à l'allocation des trajets multiples utilisée dans les doigts de l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE. Mais ici, au lieu d'utiliser les estimations de retard pour contrôler l'allocation de doigts, elles sont stockées dans des registres d'offset d'adresse (OAR, *Offset Address Registers*) et utilisées par le générateur d'adresses (AG, *Address Generation*) pour calculer l'adresse correspondant au retard estimé dans le buffer circulaire.

La méthode d'adressage avec offset (*Offset Addressing*) est illustrée dans la figure 3.5. Le buffer circulaire y est présenté avec la réponse impulsionnelle du canal (*Channel Impulse Response*). Les pics de la réponse impulsionnelle du canal représentent les composantes de trajets multiples détectées. En fait, les positions de ces composantes indiquent les points de départ pour l'intégration des symboles

dans le buffer circulaire. Les adresses qui correspondent à ces points sont calculées en ajoutant les offsets à la valeur du curseur. Les offsets d'adresse correspondent aux retards des composantes de trajets multiples ; par exemple, si le retard d'une composante de trajets multiples est égal à $9 \mu\text{s}$, la valeur correspondant à l'adresse de décalage est égale à la division de la valeur de ce retard par la période d'échantillon.

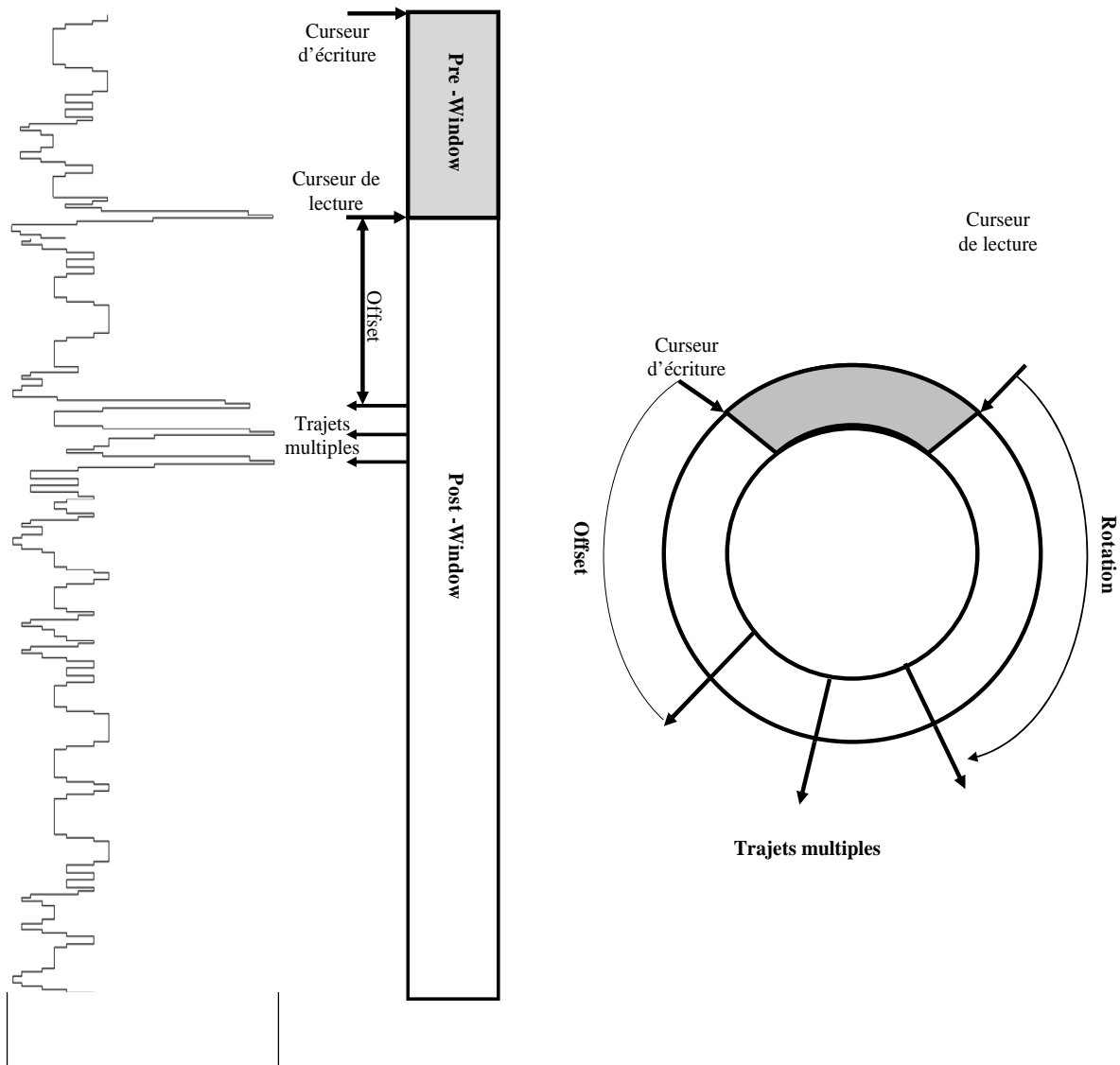


Figure 3.5 : Fonctionnement du buffer de flux SB

Le calcul des adresses du curseur peut être considéré comme une rotation du buffer circulaire, comme illustré dans la partie supérieure de la figure 3.5. Les flèches correspondant aux curseurs d'écriture et de lecture peuvent être considérées comme stationnaires tandis que le buffer circulaire tourne d'un pas dans le sens horaire après chaque cycle de traitement. Lorsque les positions des composantes de trajets multiples dans le profil de retard changent, les offsets d'adresse sont mis à jour, alors que les positions des flèches correspondant aux adresses de lecture sont déplacées le long du buffer.

L'avantage de l'adressage par offset est que l'allocation d'un doigt séparé pour chaque trajet multiple n'est plus nécessaire. C'est-à-dire qu'avec le buffer circulaire et la mise à jour de la valeur des offsets d'adresse, nous obtenons la même fonctionnalité pour les doigts. Par ailleurs, le fonctionnement du récepteur n'est pas affecté par d'éventuels changements dus à la manière de traiter les trajets multiples.

La conception du buffer d'échantillons a été présentée dans [HARJ01]. Il se compose du buffer circulaire, d'un registre d'offset d'adresse et du générateur d'adresse circulaire. Nous pouvons voir dans la figure 3.6 les compositions du buffer circulaire, divisé en trois fenêtres : « *Write-Window* », « *Pre-Window* » et « *Post-Window* ».

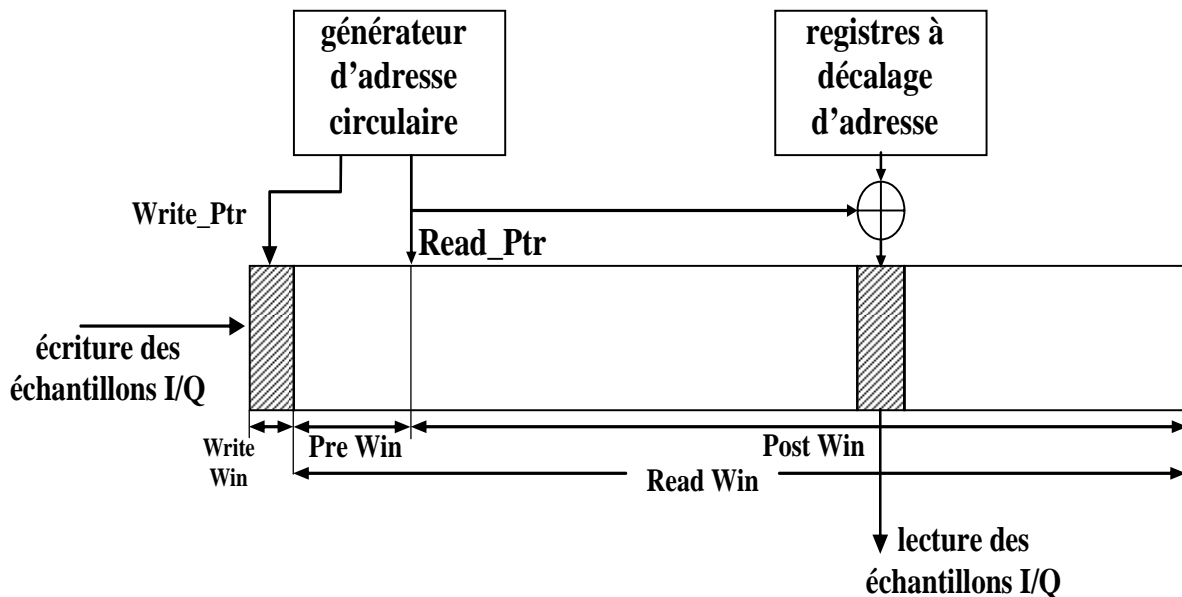


Figure 3.6 : Méthode d'adressage dans le buffer circulaire

La fenêtre « *Write-Window* » est utilisée pour stocker les nouveaux échantillons. Sa longueur est égale à la longueur d'un *chip*, qui peut correspondre à plusieurs échantillons lorsque le sur-échantillonnage est utilisé. Elle est utilisée pour écrire les nouveaux échantillons dans le buffer circulaire. La fenêtre « *Post-Window* » contient les échantillons des trajets multiples. L'adresse de lecture dans la *Post-Window* correspond à l'adresse générée à l'intérieur de la fenêtre de poursuite, c'est à dire l'adresse générée par le détecteur de trajets multiples. L'adresse de début de la fenêtre « *Post-Window* » est indiquée par le curseur de lecture *Read_Ptr* ; ce curseur est utilisé comme base pour calculer l'adresse de lecture. La fenêtre « *Pre-Window* » fournit la possibilité de prolonger les offsets d'adresse. Cette partie du buffer contient les échantillons les plus anciens et son objectif est de fournir une marge de protection concernant la variation de retard entre l'arrivée des différents composants de trajets multiples. En fait, nous utilisons un pointeur d'écriture *Write_Ptr* pour indiquer les endroits qui correspondent à l'écart entre les différents échantillons de données I et Q.

Les registres d'offset d'adresse (*Offset Address Registers*) contiennent les estimations des retards qui correspondent aux trajets multiples valides. La véritable adresse de mémorisation de l'échantillon

de données, pour chaque composante du trajet multiple, sera calculée en ajoutant l'adresse du pointeur d'écriture à l'offset du retard de la composante. En effet, les offsets d'adresse correspondent aux retards des composantes des trajets multiples. En pratique, le buffer circulaire est un bloc de mémoire dont la taille détermine le délai maximum de propagation supporté par le récepteur. La taille de la mémoire est affectée également par le sur-échantillonnage et le nombre de bits utilisés par échantillon.

La taille du buffer d'échantillons peut être calculée avec l'expression suivante [HARJ01] :

$$N_{buf} = \left[\frac{T_c + T_{pre} + T_{post}}{T_c} \right] \times 2 \times R \times N_{sample} \quad 3.2$$

$$N_{buf} = \frac{2T_{win}RN_{sample}}{T_c} \quad 3.3$$

où N_{buf} représente la taille en bits du *SB*, T_c est la durée du *chip* (correspondant à la largeur de la fenêtre d'écriture), T_{pre} est la durée correspondant à la largeur de la « *Pre-Window* », T_{post} est la durée correspondant à la largeur de la « *Post-Window* », R est le facteur de sur-échantillonnage, et N_{sample} est la longueur des mots d'échantillon pour toutes les données I et Q. T_{post} est déterminé par le retard maximum de propagation supporté par le CodeRAKE.

Tableau 3.1 : Exemples de tailles du circulaire buffer en octets avec un sur-échantillonnage ×4

N_{sample} (bits)	T_{win}				
	4.17 μ s	8.33 μ s	16.67 μ s	33.33 μ s	66.67 μ s
6	96	192	384	768	1536
8	128	256	512	1024	2048
10	160	320	640	1280	2560
12	192	384	768	1536	3072
16	256	512	1024	2048	4096

Tableau 3.2 : Exemples du retard typique de propagation dans différents environnements mobiles [RAPP96].

Environnement	Le retard typique de la propagation
Rural	1-20 μ s
Urbain	0.1-1 μ s
Indoor	1-10 ns

Le retard de propagation est généralement compris entre $1 \mu\text{s}$ et $2 \mu\text{s}$ dans les zones urbaines et banlieues. Il peut atteindre $20 \mu\text{s}$ ou plus avec une énergie significative pour les signaux dans les zones montagneuses [HOLM04]. La durée du *chip* est égale à $0,26 \mu\text{s}$, quand le taux d'échantillonnage est égal à $3,84 \text{ Mcps}$. En fait, si les différents retards entre les composantes des trajets multiples sont supérieurs à la durée du *chip* ($0,26 \mu\text{s}$), le récepteur W-CDMA utilisé (ici CodeRAKE) peut séparer les composantes des trajets multiples, pour ensuite les combiner de manière cohérente afin d'exploiter la diversité des trajets multiples.

Des exemples de tailles du buffer circulaire sont présentés dans le tableau 3.1 pour différentes tailles de fenêtres (T_{win}) et longueurs de mots d'échantillonnage (N_{sample}), et un sur-échantillonnage de 4. Avec une longueur de mot (pour les échantillons I et Q) égale à 8 bits et une fenêtre de $33,33 \mu\text{s}$, un buffer d'échantillon de 1 ko serait nécessaire. De toute façon, même dans le pire des cas comme les zones rurales par exemple, nous avons besoin d'un buffer de 1 à $1,5 \text{ ko}$. Cela signifie que l'implantation matérielle de ce buffer est envisageable.

Comme présenté dans la figure 3.7, le générateur d'adresses du buffer d'échantillons est composé de l'ensemble des registres à décalage, d'un générateur d'adresse circulaire et d'un additionneur pour calculer les adresses de lecture. L'élément clé de cette opération d'adressage est le générateur d'adresse circulaire, car il fournit séquentiellement les adresses à l'additionneur. Il s'agit essentiellement d'un compteur qui incrémente sa valeur après chaque cycle de traitement.

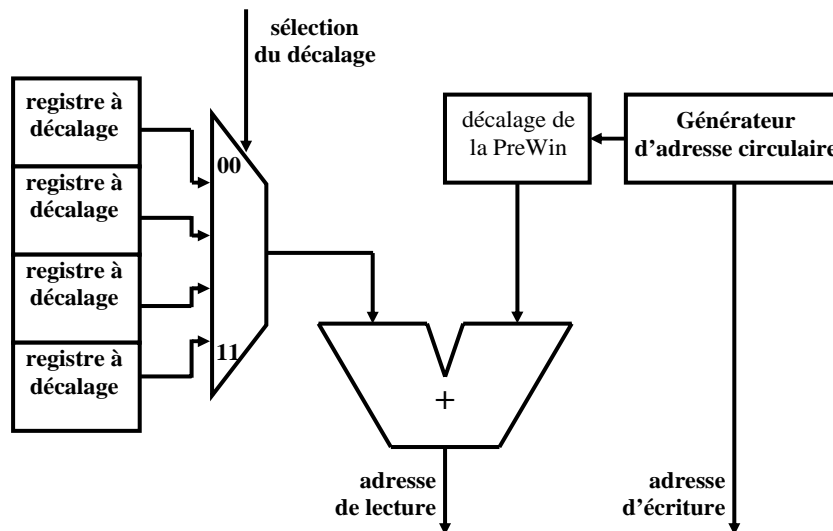


Figure 3.7: Générateur d'adresse du buffer d'échantillons (SB)

D'une part, l'adresse d'écriture est obtenue directement à partir de la valeur de sortie du compteur, et d'autre part, l'adresse du curseur de lecture est obtenue en ajoutant la largeur de la « *pre-window* » à la valeur de sortie du compteur. Les registres à décalage contiennent les adresses de décalage qui seront utilisées pour calculer les adresses de lecture. Le décalage adéquat sera sélectionné à l'aide d'un multiplexeur, puis il sera additionné à l'adresse du curseur de lecture.

2.3.4. Unité de désétalement

L'unité de désétalement effectue la multiplication complexe entre les échantillons I et Q ($D_{in_i} + jD_{in_q}$) et les codes générés par le générateur de code, comme indiqué dans l'équation suivante :

$$D_{out_i} + jD_{out_q} = (D_{in_i} + jD_{in_q}) * (C_{s_i} + jC_{s_q}) * C_o \quad 3.4$$

où $D_{in_i} + jD_{in_q}$ représente les échantillons du signal d'entrée I/Q, et $C_{s_i} + jC_{s_q}$ le code complexe de brouillage ; C_o est la valeur réelle du code OVFSF.

En fait, les valeurs des deux parties (réelle et imaginaire) du code de brouillage sont égales à ± 1 , ainsi que la valeur de la partie réelle du code OVFSF (où +1 et -1 illustrent respectivement les valeurs logiques des 0 et 1). Ainsi, l'équation [3.4] peut être simplifiée, si nous exécutons d'abord la multiplication des bits du code de brouillage par les bits du code OVFSF. Comme il est indiqué dans l'équation [3.5] ci-dessous :

$$\begin{aligned} R_{c_i} + jR_{c_q} &= (C_{s_i} + jC_{s_q}) * C_o \\ &= (C_{s_i} * C_o) + j(C_{s_q} * C_o) \end{aligned} \quad 3.5$$

Pour calculer R_{c_i} et R_{c_q} , nous réalisons les deux opérations de multiplications de l'équation [3.4] à l'aide des deux opérations XOR ($(C_o \oplus C_{s_i})$ et $(C_o \oplus C_{s_q})$), parce que la multiplication de valeurs sur 1 bit en +1 ou -1 ne peut produire que 1 ou -1. À partir des équations [3.4] et [3.5], nous arrivons au résultat suivant :

$$\begin{aligned} D_{out_i} + jD_{out_q} &= (D_{in_i} + jD_{in_q}) * (R_{c_i} + jR_{c_q}) \\ &= D_{in_i} * R_{c_i} + jD_{in_q} * R_{c_i} + jD_{in_i} * R_{c_q} - D_{in_q} * R_{c_q} \\ &= D_{in_i} * R_{c_i} - D_{in_q} * R_{c_q} + jD_{in_i} * R_{c_q} + jD_{in_q} * R_{c_i} \\ &= (D_{in_i} * R_{c_i} - D_{in_q} * R_{c_q}) + j(D_{in_i} * R_{c_q} + D_{in_q} * R_{c_i}) \end{aligned} \quad 3.6$$

Par conséquent, nous pouvons remarquer que la multiplication des échantillons de données d'entrée ($D_{in_i} + jD_{in_q}$) par le résultat intermédiaire du code (qui a la forme ± 1) changera le signe de ($D_{in_i} + jD_{in_q}$) ou le laissera inchangé (équation [3.6]) [KUMA02].

Ainsi, D_{out_i} et D_{out_q} peuvent prendre l'une des quatre valeurs suivantes :

($D_{in_i} + D_{in_q}$), ($D_{in_i} - D_{in_q}$), ($-D_{in_i} - D_{in_q}$) et ($-D_{in_i} + D_{in_q}$), selon les valeurs des codes d'étalement et de brouillage, et selon les indications des équations suivantes :

$$D_{out_i} + jD_{out_q} = (+ D_{in_i} - jD_{in_q}) + (+ D_{in_i} + jD_{in_q}) \quad \text{quand} \quad R_{c_i} = 0 \ \& \ R_{c_q} = 0 \quad 3.7$$

$$D_{out_i} + jD_{out_q} = (+ D_{in_i} + jD_{in_q}) + (- D_{in_i} + jD_{in_q}) \quad \text{quand} \quad R_{c_i} = 0 \ \& \ R_{c_q} = 1 \quad 3.8$$

$$D_{out_i} + jD_{out_q} = (- D_{in_i} - jD_{in_q}) + (+ D_{in_i} - jD_{in_q}) \quad \text{quand} \quad R_{c_i} = 1 \ \& \ R_{c_q} = 0 \quad 3.9$$

$$D_{out_i} + jD_{out_q} = (- D_{in_i} + jD_{in_q}) + (- D_{in_i} - jD_{in_q}) \quad \text{quand} \quad R_{c_i} = 1 \ \& \ R_{c_q} = 1 \quad 3.10$$

Les opérations réalisées sur les échantillons de l'entrée sont résumées dans le tableau 3.3 pour les différentes valeurs du code. Nous pouvons remarquer que dans la partie réelle, les échantillons d'entrée sont ajoutés ou soustraits selon la somme modulo 2 des bits du code. Concernant la partie imaginaire, la sélection se fait de la même façon, mais avec l'inverse de la somme modulo 2. Le résultat à la sortie du corrélateur est donc déterminé par la partie réelle et l'inverse de la partie imaginaire du code.

Tableau 3.3: Opérations entre les échantillons d'entrée pour différentes valeurs de code

Rc_i	Rc_q	$Dout_i$	$Dout_q$
0	0	$Din_i - Din_q$	$Din_i + Din_q$
0	1	$Din_i + Din_q$	$-Din_i + Din_q$
1	0	$-Din_i - Din_q$	$Din_i - Din_q$
1	1	$-Din_i + Din_q$	$-Din_i - Din_q$

L'architecture du corrélateur utilisé dans les doigts du récepteur CodeRAKE est basée sur les équations (3.7 à 3.10). Par conséquent, l'opération de désétalement peut être effectuée à l'aide des éléments logiques suivants : des XOR, des additionneurs/soustracteurs et des multiplexeurs [CHUG05]. On peut voir dans la figure 3.8 les composantes matérielles de l'unité de désétalement utilisée dans le récepteur CodeRAKE. Le fonctionnement de cette unité est le suivant : au début on calcule les parties réelles et imaginaires de l'échantillon d'entrée ; ensuite, on ajoute ou soustrait les ensembles des résultats du calcul ; enfin, on sélectionne les données en sortie par l'utilisation des codes d'embrouillage et OVFS. En effet, l'ensemble des opérations de corrélation peut être réalisé en deux étapes avec une structure additionneur/soustracteur.

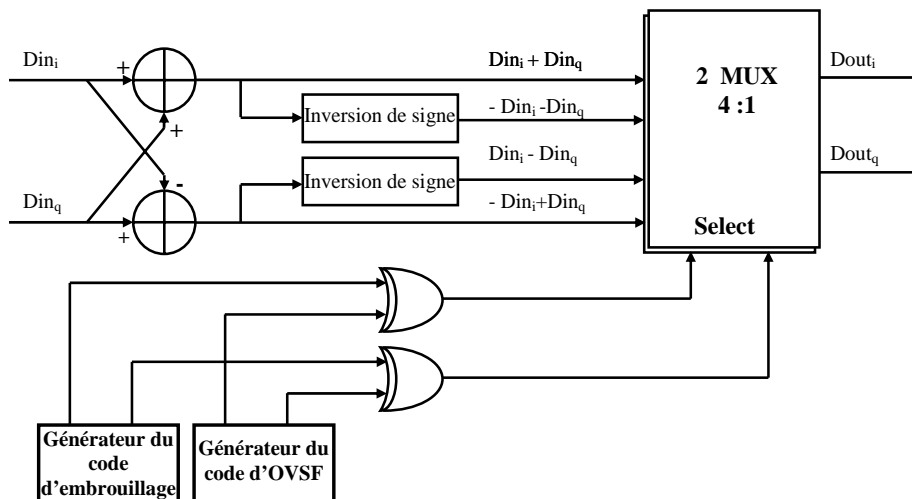


Figure 3.8 : Conception matérielle de l'unité de désétalement

Après le désétalement des données, celles-ci sont accumulées sur une période égale à la période d'un symbole, T_b . Cela signifie qu'une quantité totale de données égale à SF sera accumulée pour produire les symboles à la sortie du corrélateur. Les registres d'intégration requis pour l'opération de

corrélation constituent une partie importante des ressources matérielles nécessaires. En effet, un registre d'intégration est nécessaire pour chaque code et pour chaque composante du trajet multiple. Par exemple, si l'on considère quatre codes par utilisateur et quatre trajets multiples, nous avons besoin de 16 registres d'intégration dans l'accumulateur. En revanche, dans le cas pratique, nous avons besoin de doubler les registres d'intégration, car il y a deux branches (I et Q) et nous devons aussi doubler la taille des registres pour éviter les débordements (la longueur d'intégration atteignant quelquefois $512 : SF = 512$).

2.3.5. Générateur de code du récepteur CodeRAKE

Dans les architectures précédentes (figure 3.3 et figure 3.4), nous avons utilisé deux types de générateurs de code. Le premier est utilisé dans le détecteur de trajet (CodePath). Ce générateur produit uniquement le code d'étalement correspondant au canal de transmission. Le deuxième type de générateur de code est employé dans les doigts du CodeRAKE. Ce générateur contient quatre générateurs de code OVFS (un code pour chaque canal) et un générateur de code de Gold. À savoir qu'un générateur de code de Gold supplémentaire est nécessaire pendant le *soft-handover*, ou pendant les situations où tous les codes OVFS possibles dans une cellule sont déjà utilisés.

En fait, les propriétés des codes OVFS et des codes de Gold ainsi que les règles pour les produire sont décrites de manière générale dans le premier chapitre, une description plus détaillée est disponible dans les caractéristiques de la *Third Generation Partnership Project (3 GPP)*. Mais, aucune solution architecturale n'a été proposée pour son implantation.

2.3.5.1. Implantation de générateur de code OVFS

À partir de l'étude théorique du code OVFS faite dans le chapitre 1, nous pouvons remarquer que le nombre total de codes OVFS disponibles est trop grand si nous considérons une architecture basée sur des tables. Une approche différente est donc nécessaire. Par exemple, dans la voie descendante, le facteur d'étalement a des valeurs comprises entre 4 et 512 ($SF = 2^N$, $N = 2 \dots 9$). C'est-à-dire que chaque facteur d'étalement correspond à un nombre différent de codes d'étalement ; par conséquent 44 octets de mémoire seraient nécessaires pour une implantation basée sur des tables.

À cause des inconvénients de l'architecture du générateur de code OVFS basée sur des tables, nous utilisons dans notre implantation une autre architecture basée sur l'arbre du code (OVFS) présenté dans le chapitre 1 [MAYE98 & 3GPP01]. Dans la figure 3.9, nous pouvons voir l'architecture du générateur de code OVFS utilisé dans notre récepteur CodeRAKE. Ce générateur produit le code souhaité au taux d'un *chip* par cycle d'horloge. Le générateur de code OVFS est composé de cinq blocs : un bloc de décalage, un contrôleur, un compteur, un réseau des portes logiques (AND, XOR) et un multiplexeur.

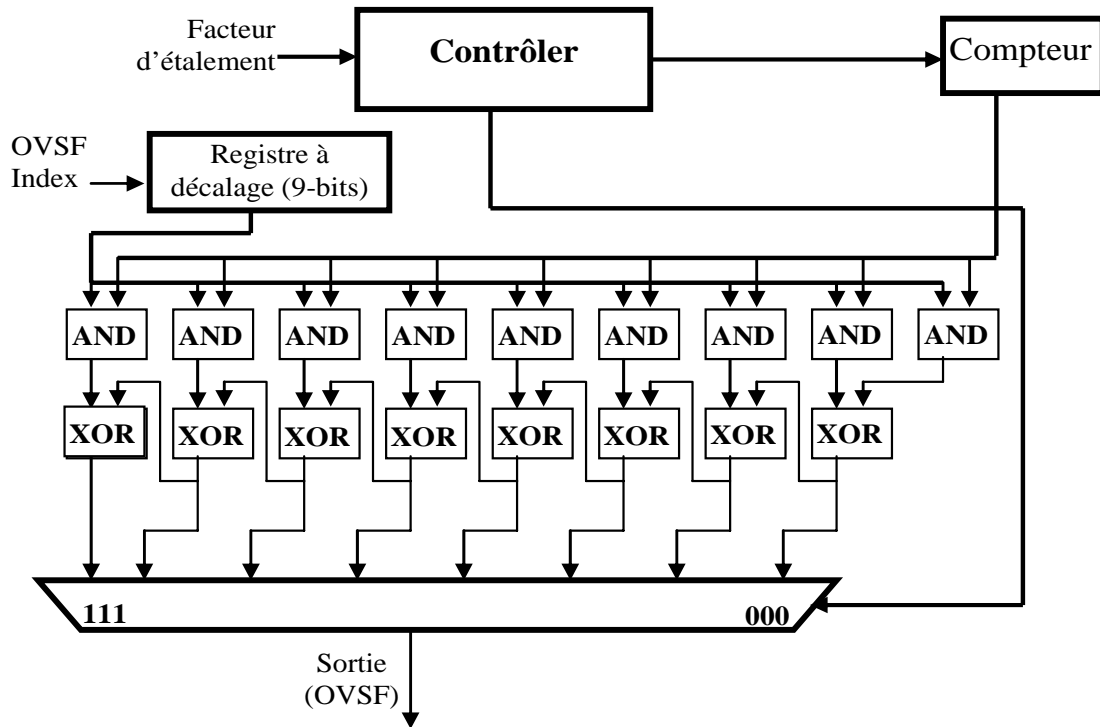


Figure 3.9 : Générateur de code OVFS

On peut exprimer le fonctionnement de ce générateur de code par les étapes suivantes : tout d'abord, le bloc de contrôle reçoit le facteur d'étalement et le convertit en un code binaire de largeur 3 bits. Ce code est utilisé comme signal de contrôle pour le bloc de décalage et le multiplexeur. En fait, ce contrôle des deux blocs sert à sélectionner le code OVFS en sortie du générateur. Ensuite, le bloc de décalage stocke les index du code sélectionné sous forme binaire de largeur 9 bits (0-511). L'index sera décalé à gauche selon le signal de commande de 3 bits, ce signal provenant du bloc de contrôle. De son côté, le compteur va compter jusqu'à atteindre la valeur correspondant au facteur d'étalement indiqué par l'index au bloc de contrôle. Les neuf bits en sortie du bloc de contrôle sont reliés aux paires de portes (AND/XOR) correspondantes pour être employés comme signaux de commande. Finalement, le réseau de portes logiques (AND, XOR) produit les véritables séquences d'OVFS qui seront disponibles à la sortie de multiplexeur [HARJ05].

2.3.5.2. Implantation de générateur de code de Gold

L'implantation du générateur de code de Gold est beaucoup plus simple. D'après l'étude théorique du code de Gold du premier chapitre et le 3GPP, l'architecture du générateur du code de Gold utilisé dans le système W-CDMA est basée sur une combinaison de deux séries de registres linéaires à décalage (m-séquences). Ces registres ont une largeur 18 bits et sont combinés avec des portes logiques. Les deux polynômes utilisés pour générer ces deux m-séquences sont décrits dans les deux expressions suivantes [SPRE01] :

$$1 + X^7 + X^{18} \quad 3.11$$

$$1 + X^5 + X^7 + X^{10} + X^{18} \quad 3.12$$

La figure 3.10 montre l'implantation de l'architecture du générateur de code de Gold composée de deux m-séquences de 18 bits et de portes XOR.

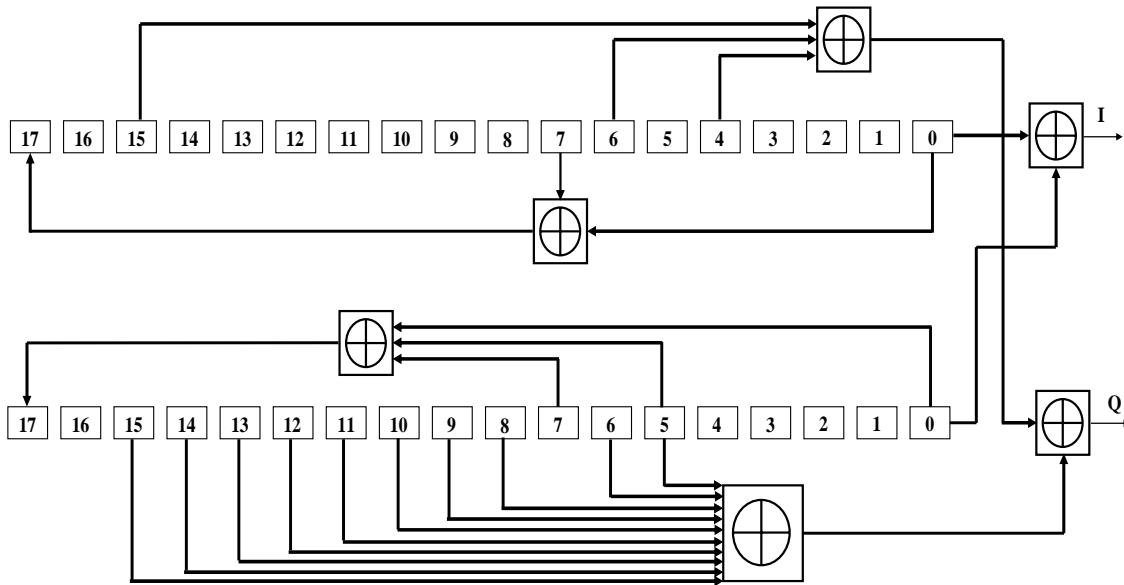


Figure 3.10 : Générateur de code de Gold

3. Avantages de l'architecture du récepteur CodeRAKE

À partir des études faites dans ce chapitre, nous pouvons dire que l'architecture du récepteur CodeRAKE présente un certain nombre d'avantages. Le premier résultat de l'utilisation de la méthode de décalage d'adresse, celle-ci conduisant à une bonne flexibilité par des allocations des trajets multiples du signal. En effet, les composantes des trajets multiples sont poursuivies par le buffer à échantillon qui stocke les valeurs de leurs retards dans les registres à décalage d'adresse. Par conséquent, nous n'avons plus besoin de la méthode complexe consistant à employer des doigts. De plus, en cas de décalages négatifs, la mémoire circulaire peut se déplacer vers les positions inverses (mouvement négatif) jusqu'au point de synchronisation. Cela garantit qu'aucun symbole n'est perdu, même lorsque le profil de retard change de façon spectaculaire.

Le deuxième avantage est que les phases des codes OVVSF/Gold n'ont pas besoin d'être alignées séparément dans le temps selon les retards des trajets multiples, car les trajets sont déjà alignés par le buffer d'échantillons. C'est-à-dire que toute la corrélation est effectuée avec la même phase de code, ce qui facilite l'implantation des générateurs de code. De même, le traitement du code multiple en réception sera également simple, car le même échantillon de trajet multiple (I/Q) peut être corrélé avec plusieurs codes d'étalements et il n'est pas nécessaire d'effectuer plusieurs lectures de la même adresse du buffer circulaire.

L'efficacité matérielle, la flexibilité et l'extensibilité architecturale sont les améliorations principales du récepteur CodeRAKE par rapport aux autres architectures du récepteur RAKE. En effet, l'utilisation d'un multiplexeur pour partager l'opération de corrélation entre les composantes de trajets

multiples simplifie l'architecture du récepteur. Grâce au multiplexeur, il n'est pas nécessaire de dupliquer les ressources matérielles dans chaque doigt du récepteur CodeRAKE. Avec le récepteur CodeRAKE, l'augmentation du nombre de codes d'étalement pour supporter un nouveau canal de transmission, par exemple, ne nécessite l'ajout que d'un seul générateur de code et des registres. Bien entendu, le partage de ressources nous force à augmenter la fréquence d'horloge, ce qui conduit à une augmentation de la consommation en énergie.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté nos deux nouvelles architectures. La première pour le récepteur RAKE (CodeRAKE) et la deuxième pour l'architecture du détecteur de trajets multiples (CodePath). Le but de ces nouvelles architectures est d'améliorer les points critiques des architectures du récepteur RAKE précédentes, notamment la surface et le débit, ainsi que d'offrir une flexibilité et une extensibilité accrues, avec un bon équilibre entre surface et vitesse de traitement.

L'architecture du récepteur CodeRAKE possède ainsi un certain nombre d'avantages par rapport aux architectures existantes du récepteur RAKE, notamment en ce qui concerne le problème d'interférence d'accès multiple, l'importante quantité de matériel nécessaire à leur implantation, l'allocation des doigts et l'alignement de code. De plus, l'utilisation d'un multiplexeur pour partager le traitement dans les deux architectures nous permet de réduire la surface consommée et de favoriser l'extensibilité du récepteur CodeRAKE. En revanche, du fait du parallélisme de fonctionnement lié au multiplexeur, nous devons augmenter la vitesse de traitement de tous les blocs situés après ce dernier pour qu'ils puissent traiter plusieurs échantillons au lieu d'un seul pendant la même durée de traitement. En conséquence, la fréquence de fonctionnement doit être suffisamment élevée pour qu'ils puissent achever leur traitement avant l'arrivée d'une nouvelle série d'échantillons I et Q.

En résumé, l'efficacité matérielle, la flexibilité et l'extensibilité architecturale sont les améliorations principales du récepteur CodeRAKE par rapport aux autres architectures. En effet, avec le récepteur CodeRAKE, l'augmentation du nombre de code d'étalement permettant de supporter un nouveau canal de transmission ne nécessite pas beaucoup du matériel supplémentaire, mais le partage de ressources mis en œuvre conduit à une augmentation de la consommation d'énergie.

Chapitre 4 :

Simulation et implantation de l'architecture du récepteur CodeRAKE

1. Introduction

La conception de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples sera expérimentée au cours de ce chapitre. En effet, le point de départ de ce travail sera la simulation d'un système de communication complet sous MATLAB Simulink afin de valider la fonctionnalité du récepteur CodeRAKE. Nous mesurerons tout d'abord le BER dans le système afin d'évaluer la performance de notre architecture de récepteur RAKE dans différents environnements, par exemple un canal avec évanouissements. Ensuite, nous comparerons la performance obtenue à celle des autres architectures de récepteurs RAKE (l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE, FlexRAKE, ainsi que *Time Multiplexed Parallel RAKE*).

Suite à cette étude comparative et fonctionnelle, le récepteur CodeRAKE sera modélisé en VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*) au niveau RTL (*Register Transfer Level*) puis synthétisé sur FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Le modèle RTL du récepteur CodeRAKE est composé des trois blocs décrits dans le chapitre précédent : les doigts du récepteur CodeRAKE, le détecteur CodePath et le générateur de code.

Il est à noter que l'estimation de canal et la combinaison à ratio maximal ont été exclues de notre implantation, car les modifications introduites par le récepteur CodeRAKE et le détecteur CodePath ne concernent que l'implantation des doigts du récepteur RAKE et plus précisément la partie d'identification et d'extraction des trajets multiples. Les fonctionnalités et les interfaces des autres blocs du récepteur ne sont pas affectées par ces changements.

Deux architectures sont présentées dans ce chapitre : celles des récepteurs CodeRAKE utilisés dans les stations mobiles et dans la station de base. Les deux versions sont étudiées en détail, puis comparées aux autres architectures du récepteur RAKE.

2. Flot de conception

Cette section présente la méthodologie de conception et d'implantation expérimentale utilisée pour effectuer ce travail. Le flot de conception suivi est présenté dans le schéma fonctionnel de la figure 4.1.

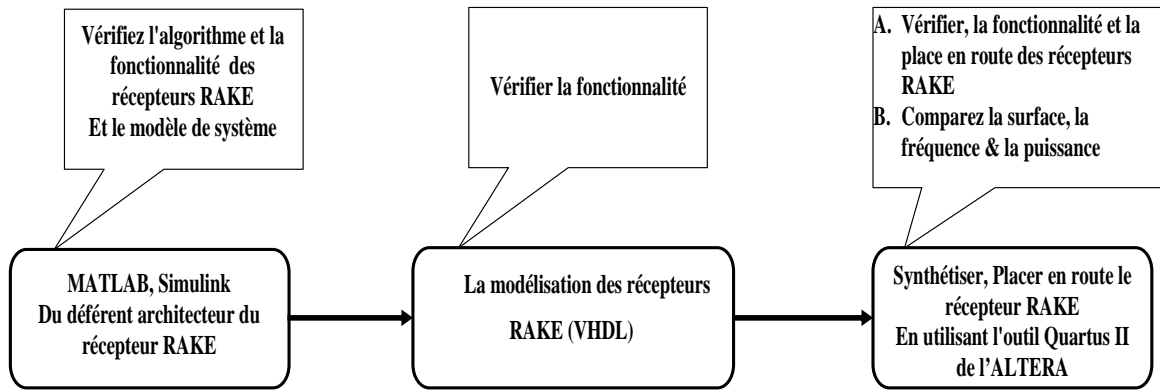


Figure 4.1 : Flot de conception

Tout d'abord, des modèles fonctionnels des différentes architectures du récepteur RAKE ont été développés sous MATLAB/Simulink. En fait, cet outil Simulink, s'inscrit dans l'environnement MATLAB, permet de réaliser un système sous forme d'un schéma de blocs représentant les fonctions. Ce logiciel est visuel et permet de simuler tout système à temps discret. Il est très utilisé de par sa souplesse d'utilisation, et par la rapidité de faire une pré-étude d'un système complexe.

Ensuite, les modèles VHDL au niveau RTL ont été développés puis synthétisés en utilisant l'outil Quartus II d'ALTERA, pour vérifier et valider les résultats obtenus lors de l'étude fonctionnelle.

Le comportement du récepteur CodeRAKE dans différents environnements a été comparé à celui des autres architectures du récepteur RAKE, et les effets sur le taux d'erreur binaire ont été contrôlés en faisant varier le rapport signal sur bruit.

3. Simulation sous MATLAB/Simulink

3.1. Réalisation de la chaîne de transmission

Cette section est consacrée à la réalisation de l'architecture de la chaîne de transmission (émetteur/canal/récepteur) sous MATLAB/Simulink. Ce modèle est utilisé pour valider la fonctionnalité des récepteurs RAKE. Il s'agit d'une chaîne de transmission intégrant des modules numériques et analogiques (cf. figure 4.2). Le point de départ est une information codée en code binaire et étalée par un code d'étalement (code de brouillage, code OVFSF). Une modulation QPSK assure ensuite la mise en forme physique des signaux dans la bonne gamme de radiofréquences. Ces signaux sont transmis par un canal à propriété variable, et ils parviennent au récepteur sous forme bruitée. Le récepteur est constitué en premier lieu d'une démodulation de signaux et en second lieu d'un détecteur de type RAKE pour récupérer les informations.

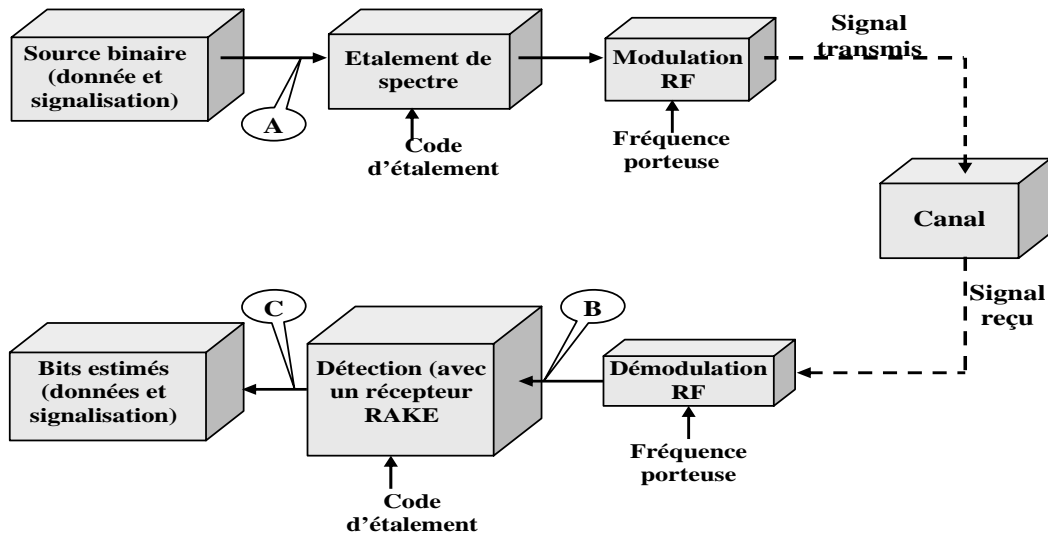


Figure 4.2 : Chaîne de transmission sous MATLAB

Une modélisation complète englobant à la fois les parties numériques et analogiques est envisageable dès lors que l'on dispose d'outils de simulation suffisamment fiable et compatibles. Avec la plateforme Simulink, il est possible de réaliser les modèles fonctionnels suivants :

- ❖ **dans l'émetteur**, les données seront générées, étalées avec les codes de brouillage et le code OVSF, puis modulées en utilisant la modulation QPSK avant d'être envoyées dans le canal de transmission ;
- ❖ **dans le canal de transmission**, les données subiront l'évanouissement dû aux trajets multiples ainsi que le bruit du canal ;
- ❖ **dans le récepteur**, les données seront démodulées en utilisant la démodulation QPSK, détectées par le détecteur de trajets multiples, désétalées dans les doigts du récepteur RAKE et combinées à l'aide du combineur à ratio maximal.

À savoir que le multiplexage et le codage de canal ont été exclus de notre simulation du système de communication.

Dans notre environnement de simulation, tous les blocs ont été sélectionnés dans les bibliothèques standards Simulink (*Simulink Reference & Communication block-set*). C'est le cas pour le générateur de nombres aléatoires et les générateurs de code de Gold et de code OVSF utilisés dans l'émetteur. D'autre part, un bloc mémoire, un intégrateur, et des registres sont utilisés dans le récepteur, et un bloc de bruit blanc gaussien (*Multipath Additive White Gaussian Noise AWGN*) est employé pour modéliser le canal.

Il faut noter que chaque bloc de notre modèle est configurable. Par exemple, il est possible de modifier les débits de données, le facteur d'étalement, le nombre de composantes des trajets multiples, le retard du trajet ainsi que les largeurs de mots.

Diverses simulations ont été menées pour un ou plusieurs utilisateurs dans le système, et pour différents débits de données, et le BER a été calculé par comparaison des bits d'entrée et de sortie.

Tableau 4.1: Résultats des simulations sous MATLAB pour 4 codes et 4 trajets multiples

	Le récepteur conventionnel RAKE	Le récepteur FlexRAKE	Le récepteur <i>Time Multiplexed Parallel RAKE</i>	Le récepteur CodeRAKE
le nombre de doigts	16	1	1	1
le nombre de <i>SB</i>	X	4	8	8
le nombre de corrélateurs	16	4	4	2
le nombre d'accumulateurs	16	4	32	8
la fréquence de fonctionnement	<i>Chip rate</i>	12* <i>Chip rate</i>	<i>Chip rate</i>	4* <i>Chip rate</i>

Les différentes architectures du récepteur RAKE (l'architecture conventionnelle, l'architecture FlexRAKE, l'architecture *Time Multiplexed Parallel RAKE* et l'architecture CodeRAKE) sont simulées. Comme nous l'avons souligné, cette simulation fonctionnelle est très importante pour comprendre et valider le comportement des différents blocs fonctionnels.

Le tableau 4.1 récapitule les caractéristiques les plus importantes des quatre récepteurs RAKE dans le cas de quatre composantes de trajets multiples et quatre codes par utilisateur : le nombre de doigts, de buffers d'échantillons, de corrélateurs, d'accumulateurs, et la fréquence de fonctionnement.

Les résultats du tableau confirment que la principale différence entre l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE et les trois autres architectures est le nombre de doigts. En fait, l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE a besoin d'un doigt pour chaque trajet et pour chaque code de l'utilisateur (c'est-à-dire, $4 \times 4 = 16$ doigts). En revanche, dans les trois autres récepteurs les doigts sont remplacés par des buffers d'échantillons (4 pour FlexRAKE et 8 pour *Time Multiplexed Parallel RAKE* et CodeRAKE).

3.2. Calcul du taux d'erreur binaire (BER)

Il existe deux approches principales pour déterminer le taux d'erreur binaire (c'est-à-dire la qualité de la sortie de l'architecture du récepteur RAKE). La première approche utilise des séquences de symboles connues du récepteur (symboles pilotes) pour calculer le BER. Dans ce cas, les symboles pilotes sont transmis en parallèle avec les données. À l'opposé de la chaîne de transmission, c'est-à-dire à la réception, le BER peut être déterminé en comparant les symboles pilotes reçus avec les

symboles attendus. La deuxième approche est basée sur l'emploi de modèles ; ces modèles nécessitent de connaître l'état instantané de l'environnement et de l'utiliser comme entrée pour le calcul du BER.

Dans notre simulation, nous utilisons une troisième approche de type statistique pour calculer les différentes valeurs du BER à la sortie du récepteur RAKE. Pour cela, nous n'avons besoin ni de connaître des informations supplémentaires sur l'environnement, ni de transmettre les symboles pilotes. En fait, dans notre approche statistique nous utilisons le bloc de calcul de taux d'erreur (*Error Rate Calculation block ERB*). Ce bloc compare directement les données reçues avec les données émises en utilisant une méthode statistique. Cette méthode est basée sur le rapport entre les nombres de paires de données erronées et les nombres de paires de données appliquées à l'entrée de la source.

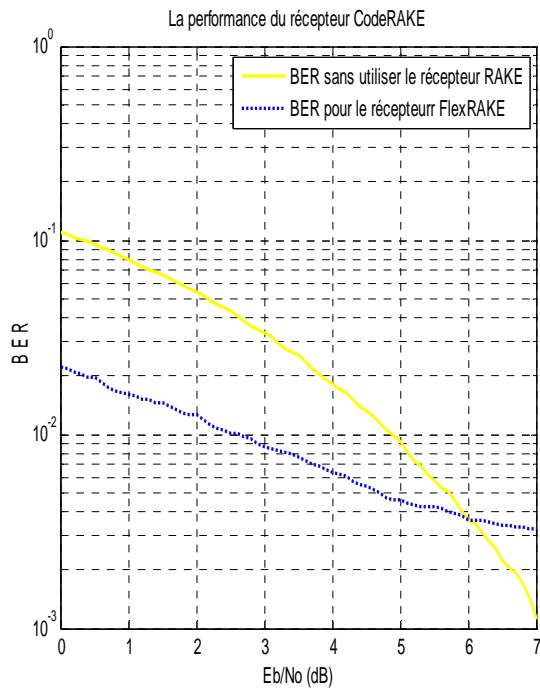
Ce bloc ERB produit les trois valeurs suivantes :

- ❖ le taux d'erreur binaire au signal reçu ;
- ❖ le nombre total d'erreurs ;
- ❖ le rapport entre le nombre total d'erreurs et le nombre total de bits testés.

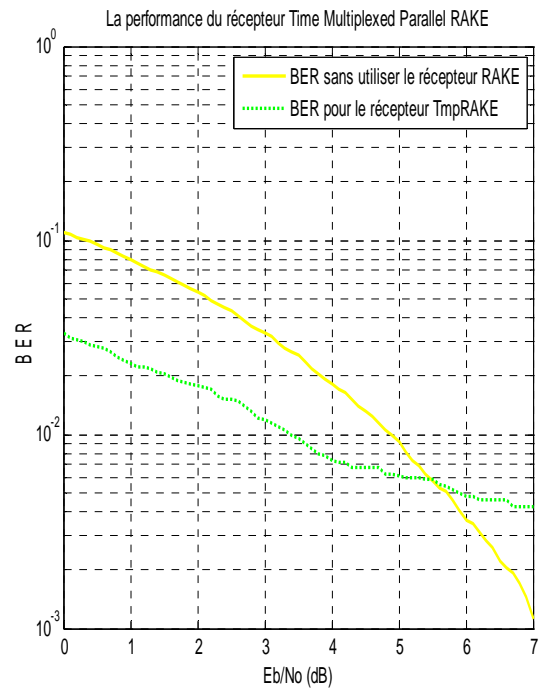
En pratique, l'estimation du BER à la réception donne beaucoup d'informations sur la qualité du signal reçu. En fait, cette information est nécessaire pour déterminer si le code correcteur d'erreur FEC (*Forward Error Correction*) peut corriger le signal reçu ou non. L'estimation du BER nous permet donc de déterminer si la qualité de la sortie du récepteur RAKE doit être améliorée ou non.

Revenons à notre chaîne de transmission sous Simulink (figure 4.2). Nous allons vérifier dans cette chaîne le changement du BER en fonction du rapport signal sur bruit. Les points de vérification se situent à la sortie de la source de données côté émetteur, et aux entrées/sorties du récepteur RAKE (c'est-à-dire entre les points A et B/C de la figure 4.2).

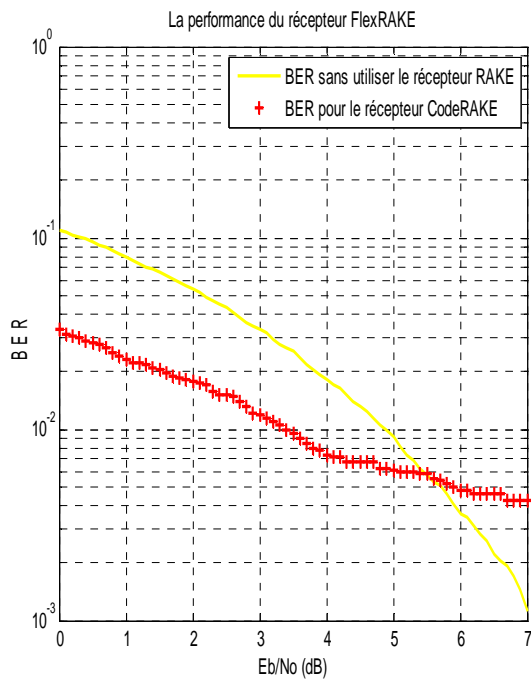
Dans notre système de la simulation, les nombres de code transmis simultanément par un utilisateur N_c , le nombre de trajets multiples N_p et le facteur d'étalement SF sont fixes pendant toutes les étapes de la simulation. Ils ont les valeurs suivantes : N_c est égal à quatre codes par utilisateur, N_p est égal à quatre trajets multiples et SF est égal à seize. En revanche, le niveau de bruit blanc gaussien varie avec le changement de rapport signal sur bruit. Le BER en sortie de chaque récepteur a été comparé avec le BER obtenu sans utiliser le récepteur RAKE. Il faut noter que nous avons estimé les valeurs du BER « brutes », c'est-à-dire sans utiliser aucun code correcteur d'erreur.



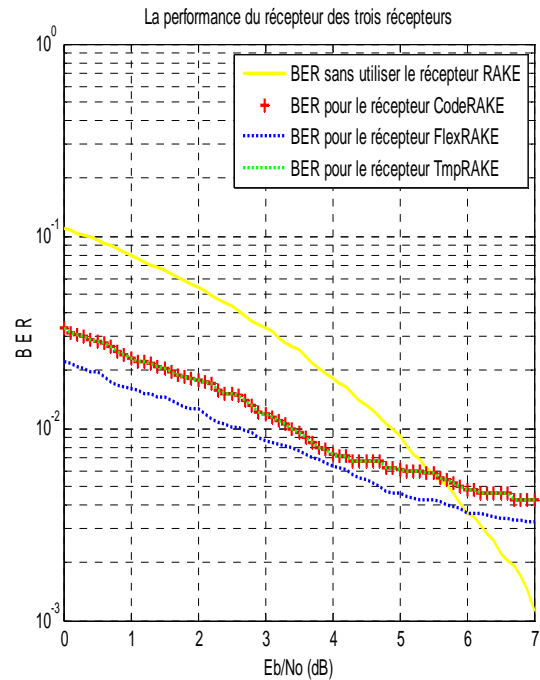
a : performance du récepteur FlexRAKE



b : performance du récepteur Time Multiplexed Parallel RAKE



c : performance du récepteur CodeRAKE



d : performance du récepteur des trois récepteurs RAKE

Figure 4.3: taux d'erreur binaire en fonction de rapport E_b/N_0 de la chaîne de transmission pour un utilisateur, 4 code par utilisateur, 4 trajets multiples

En fait, cette simulation a été réalisée pour les trois architectures du récepteur RAKE (FlexRAKE, *Time Multiplexed Parallel RAKE* et CodeRAKE). Les figure 4.3.a, figure 4.3.b et figure 4.3.c tracent le taux d'erreur binaire en fonction du rapport E_b/N_0 pour les trois récepteurs dans les cas suivants :

- ❖ la figure 4.3.a montre la performance (BER en fonction de E_b/N_0) avec et sans récepteur FlexRAKE ;
- ❖ la figure 4.3.b montre la performance avec et sans récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE*;
- ❖ la figure 4.3.c montre la performance avec et sans récepteur CodeRAKE

Ces résultats montrent que la probabilité d'erreur binaire à la sortie des trois architectures est meilleure que celle obtenue sans utiliser les architectures de récepteur RAKE, en particulier dans un environnement où la valeur de l'évanouissement est très élevée (c'est-à-dire, quand E_b/N_0 est faible). On peut en conclure que les trois architectures offrent une bonne résistance aux erreurs binaires produites par le canal de transmission. Cela signifie que les architectures RAKE améliorent la performance d'un système W-CDMA en réduisant le BER, quand l'évanouissement dans le canal atteint une valeur très élevée.

Finalement, si nous comparons la performance des trois architectures (cf. figure 4.3.d), nous constatons que le récepteur FlexRAKE présente la meilleure performance ; en revanche les récepteurs CodeRAKE et *Time Multiplexed Parallel RAKE* offrent la même performance contre le bruit. En conclusion, cette comparaison nous montre que les trois récepteurs offrent une bonne résistance aux erreurs produites par le système de transmission.

4. Implantation de l'architecture CodeRAKE

Pour l'implantation sur un FPGA de la gamme ALTERA Stratix II, nous avons utilisé l'outil Quartus II. Comme illustré dans la figure 2.4 page 53, l'architecture générale du récepteur repose sur les trois éléments suivants :

- ❖ le bloc radiofréquence,
- ❖ le bloc d'extraction et d'identification des trajets multiples,
- ❖ le bloc de combinaison des trajets multiples.

Nous avons développé et implanté le bloc d'extraction et d'identification des trajets multiples qui contient lui-même trois sous-blocs :

- ❖ le détecteur de trajets multiples (le détecteur CodePath) ;
- ❖ les générateurs de codes (le code d'étalement OVVSF et le code de brouillage de Gold) ;
- ❖ les doigts du récepteur CodeRAKE (le buffer d'échantillon et l'unité de désétalement).

Nous allons donc procéder, dans un premier temps, à la définition des paramètres de l'implantation. Par la suite, nous passerons à la modélisation, l'implantation et la comparaison de différentes architectures du récepteur RAKE dans plusieurs cas.

4.1. Paramètres de l'implantation

Les paramètres de l'implantation ont été choisis de sorte que l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples puisse supporter la réception de quatre composantes de trajets multiples et de quatre codes parallèles pour chaque utilisateur.

En tenant compte de cet aspect, nous avons choisi des échantillons de 8 bits avec un facteur de sur-échantillonnage égal à quatre. La profondeur du buffer circulaire doit être choisie de façon très attentive de manière à correspondre à la largeur totale de la fenêtre de poursuite. Cette fenêtre est utilisée pour surveiller la variation du retard dans tous les trajets multiples. Dans notre architecture, cette largeur est égale à 33 μ s ce qui correspond à 128 *chips*. Par ailleurs, avec le facteur de sur-échantillonnage et des échantillons de 8 bits, nous avons besoin d'une taille mémoire égale à 1 K-octet (8 \times 1024). Il faut noter que cette taille doit être doublée, car le stockage est nécessaire pour les échantillons des deux branches I et Q. Afin de limiter la surface requise, une mémoire à un seul port est utilisée, car elle nécessite moins de matériel que les mémoires multiports.

4.2. Implantation de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples pour le récepteur mobile (UE)

4.2.1. Architecture simple du récepteur CodeRAKE

La figure 3.4 page 85 montre une architecture simple du récepteur CodeRAKE. Dans le doigt de ce récepteur, les données des trajets multiples sont stockées dans un buffer d'échantillons. Nous avons donc besoin d'un buffer d'échantillons pour chaque trajet multiple et pour chaque branche I et Q. Conséquemment, le nombre de buffers d'échantillons N_{SB} utilisé dans le doigt de notre récepteur est égal au nombre de trajets multiples N_{Trajet} multiplié par le nombre de branches $N_{Branche}$. C'est-à-dire que N_{SB} sera donné par l'expression suivante :

$$N_{SB} = N_{Trajet} \times N_{Branche} = 4 \times 2 \Rightarrow N_{SB} = 8 \quad 4.1$$

Concernant le fonctionnement de cette architecture, nous pouvons le décrire de manière très simple. Les échantillons de données des branches I et Q sont d'abord stockés dans les buffers d'échantillons. En même temps, le détecteur CodePath détermine la valeur du retard du trajet multiple. Cette valeur du retard est envoyée au registre d'offset d'adresse pour calculer l'adresse de lecture. Ensuite, les échantillons de données correspondant à une composante de trajets multiples sont lus en parallèle dans les buffers ; en effet, chaque buffer d'échantillon est accompagné d'un buffer dont le nombre N_b est égal N_{SB} .

Ensuite, les échantillons sont lus en parallèle depuis les buffers à l'entrée du multiplexeur. Le rôle de ce multiplexeur est de prendre un échantillon de chaque entrée et de l'envoyer au corrélateur. De

son côté, le corrélateur est le cœur du récepteur, car c'est lui qui réalise le désétalement entre codes et échantillons I et Q reçus (cf. chapitre 3, architectures du générateur de code et du corrélateur).

En raison du parallélisme de données à l'entrée du multiplexeur, le corrélateur doit traiter l'ensemble des quatre échantillons en un temps identique à celui requis pour un seul échantillon dans l'architecture traditionnelle. De plus, les générateurs de code doivent produire simultanément quatre bits de code. Par conséquent, la fréquence de fonctionnement du corrélateur et du générateur de code doit être suffisamment élevée, car les corrélations doivent être réalisées, pour toutes les composantes de trajets multiples, avant l'arrivée de nouveaux échantillons I et Q.

Dans la dernière partie de l'architecture CodeRAKE, nous trouvons un démultiplexeur pour chaque branche I/Q. Ce démultiplexeur est nécessaire, car l'opération entre les différents codes et les échantillons I et Q dans le corrélateur est multiplexée dans le temps. Ainsi, un accumulateur pour chaque sortie du démultiplexeur est indispensable et le nombre d'accumulateurs nécessaires est égal au nombre de codes. Cet accumulateur intègre la sortie du démultiplexeur pendant une durée égale à la durée de *chip* (SF). Les résultats de la corrélation de chaque code sont donc disponibles en sortie des accumulateurs à différents cycles d'horloge.

4.2.1.1. Modèle RTL pour l'architecture simple du récepteur CodeRAKE

Suite à l'étude fonctionnelle du récepteur CodeRAKE, des modèles architecturaux en VHDL au niveau RTL ont été développés pour le détecteur CodePath, le générateur de code (code de Gold, code OVFSF) et les doigts du récepteur CodeRAKE (étape d'extraction et d'identification des trajets multiples). Ces modèles ont été synthétisés et implantés sur des FPGA de la famille Stratix II, à l'aide du logiciel ALTERA/Quartus II.

Considérons l'architecture du récepteur CodeRAKE de la figure 3.4. Il s'agit d'effectuer une modélisation au niveau RTL d'un système à un seul utilisateur avec quatre composantes de trajets multiples et quatre codes par utilisateur. Les résultats concernant les surfaces, les fréquences et les débits sont présentés dans la figure 4.4. La surface est mesurée par les nombres de A-LUT combinatoires et de registres logiques dédiés. La fréquence et le débit sont calculés à partir de la fréquence d'horloge.

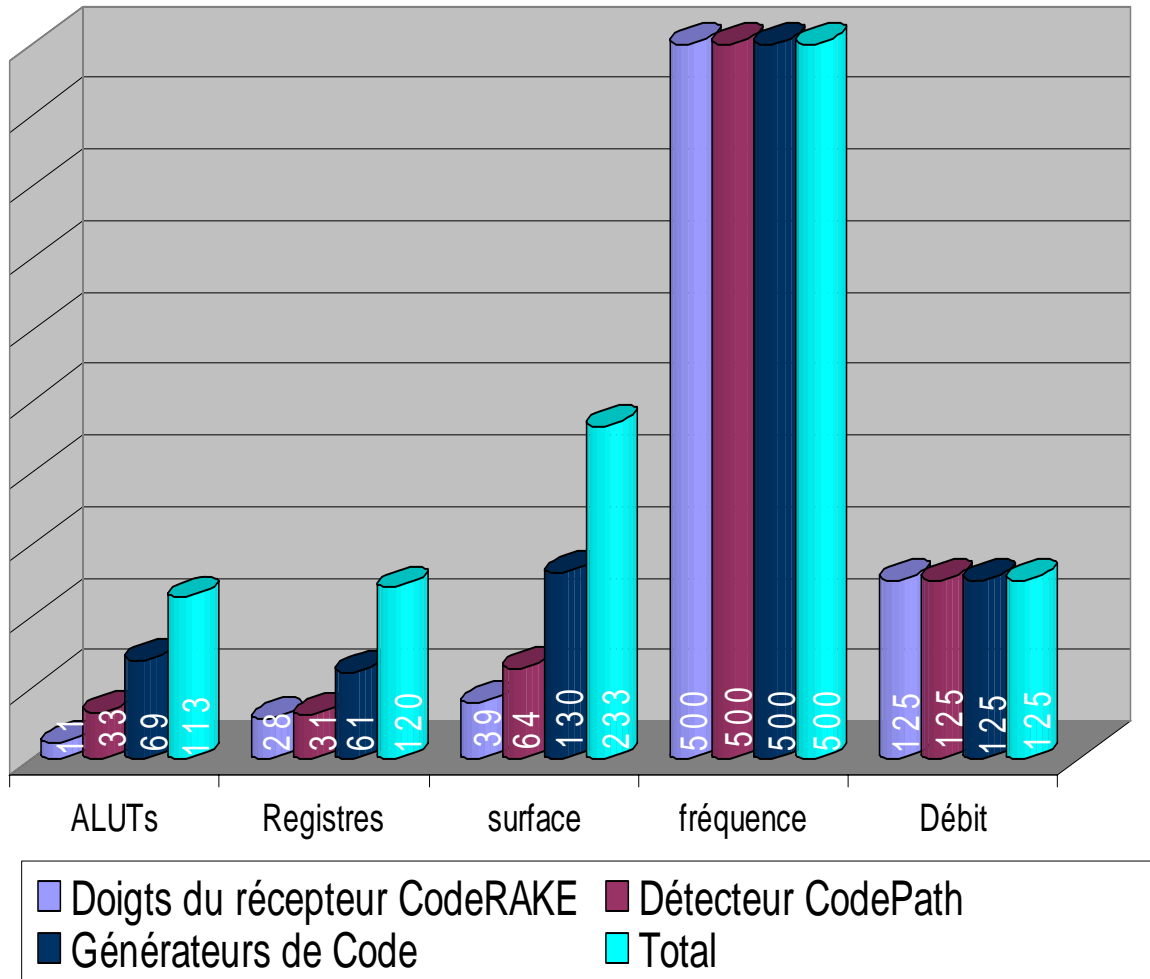


Figure 4.4 : Surfaces, fréquences et débits pour les trois parties de l'architecture du récepteur CodeRAKE

En nous basant sur les résultats de la figure 4.4, nous pouvons calculer la fréquence, le débit et la répartition de la surface entre les différentes parties de l'architecture. Par contre, la figure 4.5 donne les pourcentages de chaque partie de l'architecture. Il est clair que les deux générateurs de code (code de Gold, code OVFSF) occupent la surface la plus importante en totalisant 56 % de la surface totale. Ceci est le résultat du grand nombre de registres utilisés par les générateurs, en particulier le générateur de code de Gold (cf. figure 3.10 page 94), ainsi que par l'importante quantité d'opérations logiques employées dans le générateur de code OVFSF (cf. figure 3.9 page 93).

Dans cette partie, nous comparons la performance du récepteur CodeRAKE à celle d'autres récepteurs présentés dans la littérature. C'est pourquoi nous avons implémenté des modèles RTL des différentes architectures de récepteurs RAKE (FlexRAKE et *Time Multiplexed Parallel RAKE*). En fait, les architectures conventionnelles du détecteur de trajets multiples, les générateurs de code et les doigts du récepteur FlexRAKE et *Time Multiplexed Parallel RAKE* sont implantés pour un seul utilisateur avec quatre composantes de trajets multiples et quatre codes par utilisateur (les mêmes paramètres d'implantation que ceux utilisés pour l'implantation du CodeRAKE).

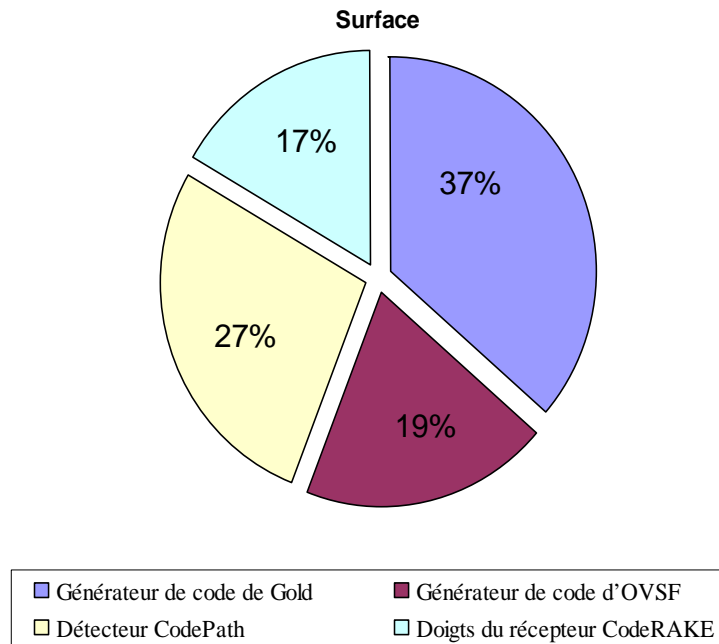


Figure 4.5 : Distribution de la surface dans le récepteur CodeRAKE

La figure 4.6 illustre les résultats (surfaces et débits) de l'implantation sur FPGA de chacun des blocs décrits pour les trois récepteurs. Si nous prenons la surface et le débit comme critères de comparaison, nous obtenons les résultats suivants :

- ❖ Les surfaces et les débits binaires sont les mêmes dans les trois générateurs de code, ce qui est normal, puisque nous utilisons le même générateur de code dans les trois récepteurs,
- ❖ la surface consommée par le détecteur CodePath est approximativement moitié moindre de celle consommée par le détecteur de trajets multiples conventionnel. En revanche, le débit du détecteur conventionnel est quatre fois plus élevé que celui du détecteur CodePath ; le débit du détecteur CodePath n'est donc pas très élevé, mais il est compatible avec le débit du CodeRAKE ;
- ❖ les doigts du récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE* ont un meilleur débit binaire. En effet, leur débit binaire est approximativement dix fois plus élevé que pour les doigts du récepteur FlexRAKE et quatre fois plus élevé que pour le récepteur CodeRAKE. En contrepartie, les doigts du récepteur CodeRAKE nécessitent la surface la plus petite, environ la moitié de celle requise pour le FlexRAKE et quatre fois moindre que pour le récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE*.

Les résultats globaux du système complet montrent que l'architecture du récepteur CodeRAKE occupe une surface moindre que le récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE* pour un débit binaire identique.

les surfaces et les débits dans les trois parties

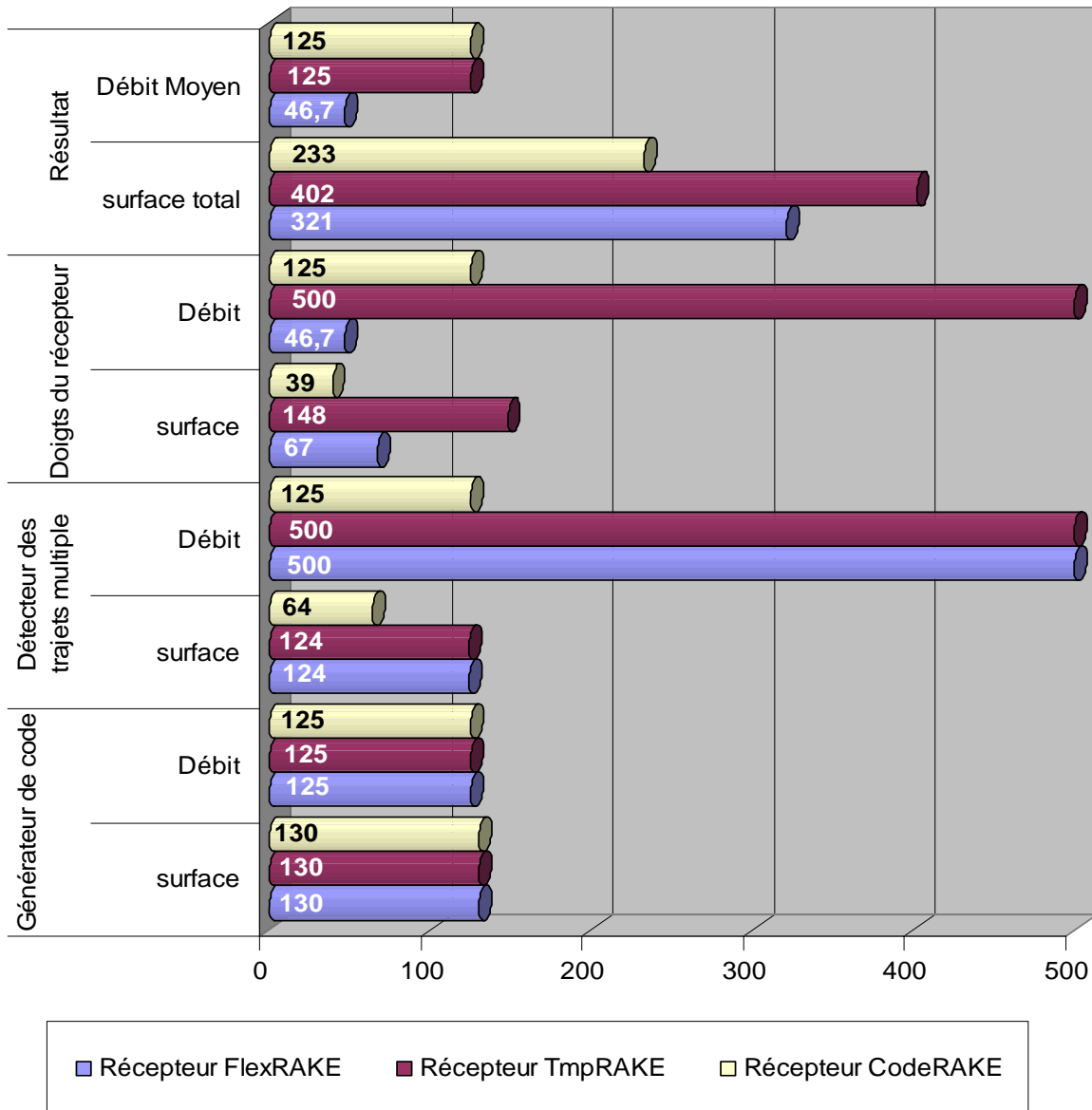


Figure 4.6 : Résultats de l'implantation des trois architectures sur FPGA

Si nous analysons bien les résultats précédents, nous constatons que la partie critique dans le récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE* est le générateur de code ; il fait baisser la performance du système, car son débit binaire est plus faible que celui des autres blocs fonctionnels. Nous pouvons en conclure que l'architecture de notre récepteur CodeRAKE constitue un bon compromis parmi les architectures RAKE, en offrant un bon niveau de débit binaire et une faible consommation de surface.

En résumé, pour évaluer les performances des trois architectures, nous avons comparé les rapports entre le débit binaire et la surface consommée dans un environnement *soft handover*. À partir de cette comparaison illustrée dans la figure 4.7, nous aboutissons à la même conclusion. C'est-à-dire que le meilleur compromis en ce qui concerne un système complet est obtenu avec l'architecture CodeRAKE.

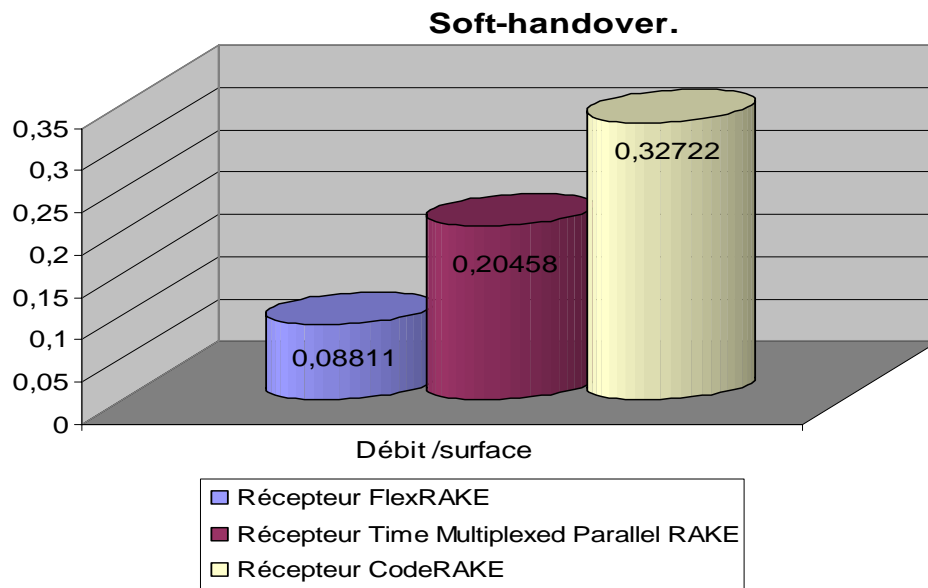


Figure 4.7 : Performances des trois architectures dans un environnement *soft-handover*

En définitive, nous pouvons dire, à partir de l'étude théorique et des résultats expérimentaux, que l'architecture du récepteur CodeRAKE présente de bons niveaux de flexibilité, d'extensibilité et offre un bon compromis entre débits et surface pour le système complet.

Néanmoins, le débit du CodeRAKE reste le point faible de l'architecture proposée, aussi présentons-nous dans les sections suivantes des variantes parallèles de cette architecture afin d'en améliorer les performances.

4.2.2. Architectures parallèles du récepteur CodeRAKE

Après l'implantation initiale du récepteur CodeRAKE, nous avons identifié les parties critiques de son architecture, dans le but d'améliorer le débit de cette architecture. En fait, des débits plus importants peuvent être obtenus par l'intermédiaire de techniques de parallélisation architecturale. En effet, l'architecture CodeRAKE proposée permet d'envisager de paralléliser les registres utilisés pour stocker les différents trajets. Ce parallélisme permet essentiellement d'éviter une fréquence d'horloge élevée dans le corrélateur et le générateur de code. En effet, cette augmentation de la fréquence d'horloge est le résultat de l'utilisation de plusieurs codes pour chaque utilisateur.

Dans la pratique, la parallélisation est appliquée au buffer d'échantillons. En fait, le parallélisme qui est mis en œuvre pour le récepteur CodeRAKE est différent de celui appliqué dans l'architecture du récepteur RAKE traditionnel. Dans l'architecture traditionnelle, le parallélisme a pour but de traiter plusieurs codes du canal ou différents trajets multiples. Dans le cas du récepteur CodeRAKE, la parallélisation est employée pour résoudre les deux problèmes en même temps.

Deux architectures parallèles sont proposées pour les doigts du récepteur de CodeRAKE, et représentées dans les figures 4.8 et 4.9. Un corrélateur dédié à un générateur de code est utilisé pour chaque code par utilisateur. Les modifications apportées à l'architecture originale du récepteur

CodeRAKE (cf. figure 3.4 page 85) sont d'une part, l'absence de multiplexeurs, et d'autre part la présence des buffers d'échantillons et des corrélateurs supplémentaires. En fait, la fonctionnalité de l'ensemble du générateur de code, du corrélateur et des buffers d'échantillons n'a pas été touchée par ces changements [YOUSS07].

En fait, l'avantage de cette approche parallèle du récepteur CodeRAKE peut-être apprécié si nous considérons une situation de réception typique. Chaque fois que les trajets multiples existent, ils sont exploités par la diversité de réception, c'est-à-dire que l'exploitation des doigts du récepteur RAKE est optimale. De plus, les canaux de codes parallèles sont générés par une fréquence d'horloge plus basse. En conséquence, les architectures parallèles du CodeRAKE constituent une meilleure solution, surtout si elles sont utilisées dans la voie descendante.

4.2.2.1. Multi-Path CodeRAKE Parallèle Version A

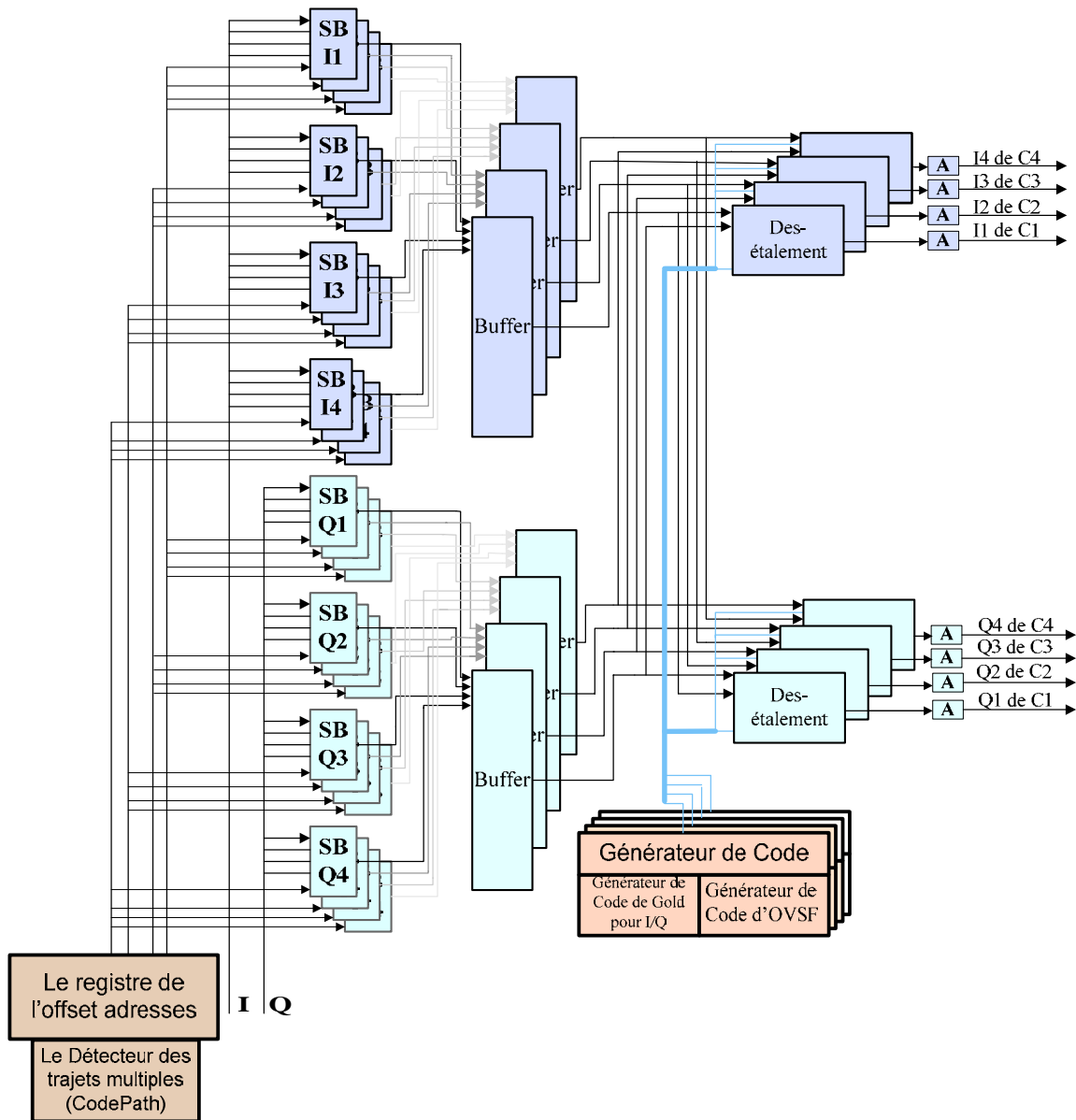


Figure 4.8 : Concept des doigts de la version A du CodeRAKE multichemins parallèle pour 4 trajets multiples et 4 codes par utilisateur

La première architecture parallèle du récepteur CodeRAKE est présentée dans la figure 4.8. Pour atteindre ce parallélisme, nous avons ajouté quatre SBs à chaque doigt, c'est-à-dire quatre SBs pour chacun des trajets multiples. D'ailleurs, le nombre de SBs (N_{SB}) est égal au nombre de trajets multiples (N_{trajet}) multiplié par le nombre de codes par utilisateur (N_{CU}), par le nombre de branches ($N_{Branche}$) et par le nombre de l'utilisateur (N_u). Autrement dit, le nombre de SBs est donné par l'expression suivante :

$$N_{SB} = N_{trajet} * N_{CU} * N_u * N_{Branche} \quad 4.2$$

Dans la voie descendante, le nombre d'utilisateurs N_u est égal à 1, car nous n'avons qu'un seul utilisateur.

$$N_{SB} = N_{trajet} * N_{CU} * N_{Branche} \quad 4.3$$

Le schéma de du Multi-Path CodeRAKE Parallèle (Version A) apparaît très compliqué, mais sa fonctionnalité est aisée à comprendre. En nous référant à la figure 4.8, la fonctionnalité de ce récepteur peut être décrite comme suit : d'abord, un détecteur conventionnel est utilisé pour détecter les différents retards des trajets multiples, la fréquence d'horloge de ce détecteur étant plus élevée que celle du détecteur CodePath. Ces retards sont envoyés au registre d'offset d'adresse pour calculer l'adresse de lecture. En même temps les échantillons de données des branches I et Q sont stockés dans les buffers d'échantillons. En effet, quatre copies des données de chaque trajet multiple sont stockées dans quatre buffers d'échantillons différents. Dans la version A, le nombre de buffers d'échantillons nécessaires pour stocker les composantes de trajets multiples est donné par l'expression [4.3].

Ces copies des données sont ensuite lues en parallèle depuis les buffers. Une fois que les quatre copies des échantillons de données I et Q sont stockées, elles sont lues en parallèle par les corrélateurs pour effectuer le désétalement. Enfin, un accumulateur est indispensable (le nombre d'accumulateurs est égal au nombre de codes). Cet accumulateur intègre la sortie du corrélateur pour une durée égale à la durée de *chip* (SF), donc les résultats de la corrélation de chaque code sont disponibles en sortie d'accumulateurs à chaque cycle d'horloge.

Nous pouvons résumer le résultat du parallélisme comme suit : il y a un corrélateur pour chaque code d'utilisateur, et le générateur de code doit produire quatre bits de code à corrélérer avec les quatre copies des données de chaque trajet multiple. Le parallélisme nous aide ici à traiter en même temps les différentes copies des données des trajets multiples, ce qui augmente le débit binaire de l'architecture [YOUS07].

4.2.2.2. Multi-Path CodeRAKE Parallèle Version B

Dans la figure 4.9, nous présentons une deuxième proposition d'architecture parallèle pour le récepteur CodeRAKE. Dans cette architecture, le nombre de SBs dans chaque doigt du récepteur CodeRAKE est augmenté pour obtenir le parallélisme.

De manière générale, la seule différence entre les deux architectures parallèles est la méthode utilisée pour corrélérer les échantillons de données : dans la version B, le corrélateur traite les données de chaque trajet multiple quatre fois au lieu de ne traiter les copies des données de quatre trajets qu'une seule fois comme dans la version A. Autrement dit, il n'y a ici qu'un seul corrélateur pour les quatre codes au lieu d'un corrélateur pour chaque code, et les générateurs de code produisent séparément quatre bits pour les quatre différents codes.

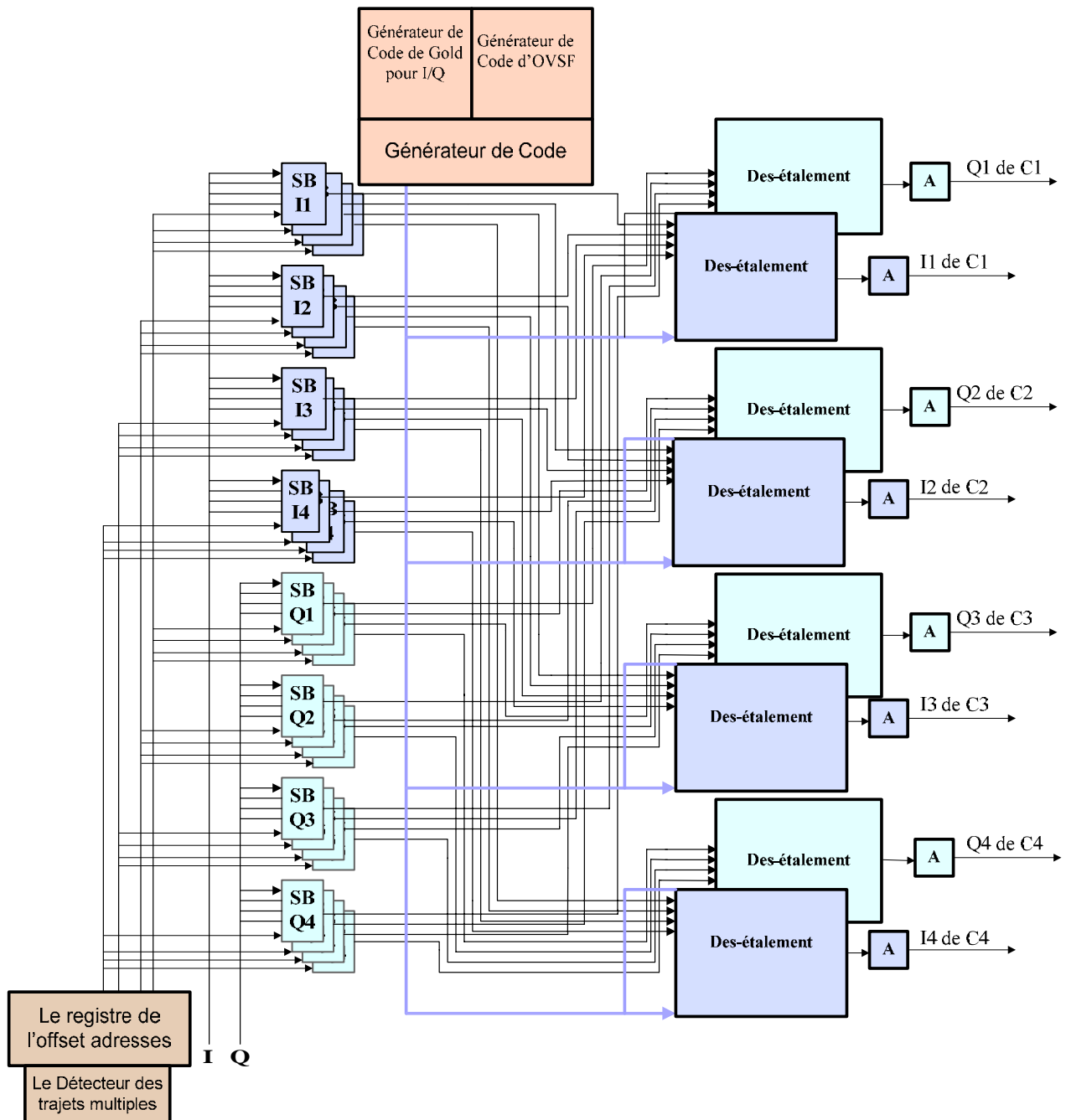


Figure 4.9 : Concept des doigts de la version B du CodeRAKE multichemins parallèle pour 4 trajets multiples et 4 codes par utilisateur

La fonctionnalité de cette architecture est simple et peut être expliquée comme suit : dans la version B, nous utilisons le détecteur CodePath pour identifier les différents retards des trajets multiples, car la vitesse de traitement de ce détecteur est suffisante pour cette architecture parallèle. Ensuite, le retard détecté est envoyé au registre d'offset d'adresse pour calculer l'adresse de lecture. En même temps, les échantillons de données des branches I et Q sont stockés dans les buffers d'échantillons. En effet, quatre copies des données de chaque trajet multiple sont stockées dans quatre buffers d'échantillons différents. Ces copies des données sont ensuite lues en parallèle depuis les buffers. Une fois les quatre copies d'échantillons de données I et Q stockées, le désétalement entre les codes et les copies d'échantillons de données sont effectués dans les corrélateurs. Finalement, les sorties des corrélateurs sont cumulées à l'aide d'un accumulateur. Les résultats de la corrélation sont disponibles pour chaque code à des cycles d'horloges différents aux sorties des accumulateurs [YOUS07].

4.2.2.3. Implantations et résultats

Suite à l'étude précédente, deux modèles ont été développés en VHDL au niveau RTL pour les deux architectures parallèles. Ces modèles ont été synthétisés et implantés sur un FPGA de la famille Stratix II, à l'aide du logiciel ALTERA/Quartus II. Les deux architectures parallèles ont été modélisées pour le cas d'un seul utilisateur, quatre composantes de trajets multiples et quatre codes par utilisateur. C'est-à-dire, nous avons effectué l'implantation des blocs suivants :

- ❖ pour le Multi-Path CodeRAKE Parallèle (Version A) : les blocs des doigts de la version A, les générateurs de code pour chaque doigt du récepteur et le détecteur conventionnel de trajets multiples ;
- ❖ pour le Multi-Path CodeRAKE Parallèle (Version B) : les blocs des doigts de la version B, les générateurs de code et le détecteur CodePath.

Les résultats obtenus pour ces implantations sont présentés et comparés dans la figure 4.10 en termes de surface, fréquence et débit pour chacune des parties. À savoir que nous avons utilisé la même méthode pour mesurer la surface de chaque partie du récepteur ainsi que pour calculer la fréquence et le débit.

En prenant, la surface et le débit comme critères de comparaison entre les deux architectures, nous pouvons remarquer que :

- ❖ les générateurs de la version A occupent une surface plus importante, mais offrent aussi le plus grand débit (un générateur de code dans chaque doigt du récepteur) ;
- ❖ le détecteur de trajets multiples utilisé dans la version B occupe approximativement la moitié de la surface du détecteur des trajets multiples de la version A, mais son débit est quatre fois moindre, ce qui est normal puisque nous utilisons le détecteur conventionnel de trajet multiple pour A et le détecteur CodePath pour B.

- ❖ Les doigts de l'architecture A et B offrent un bon débit binaire ; mais la surface consommée par les doigts de la version B est approximativement un fois et demi plus grande que la version A.

Les résultats globaux (figure 4.10) pour le système complet montrent que l'architecture A présente un bon débit avec une bonne surface de consommation

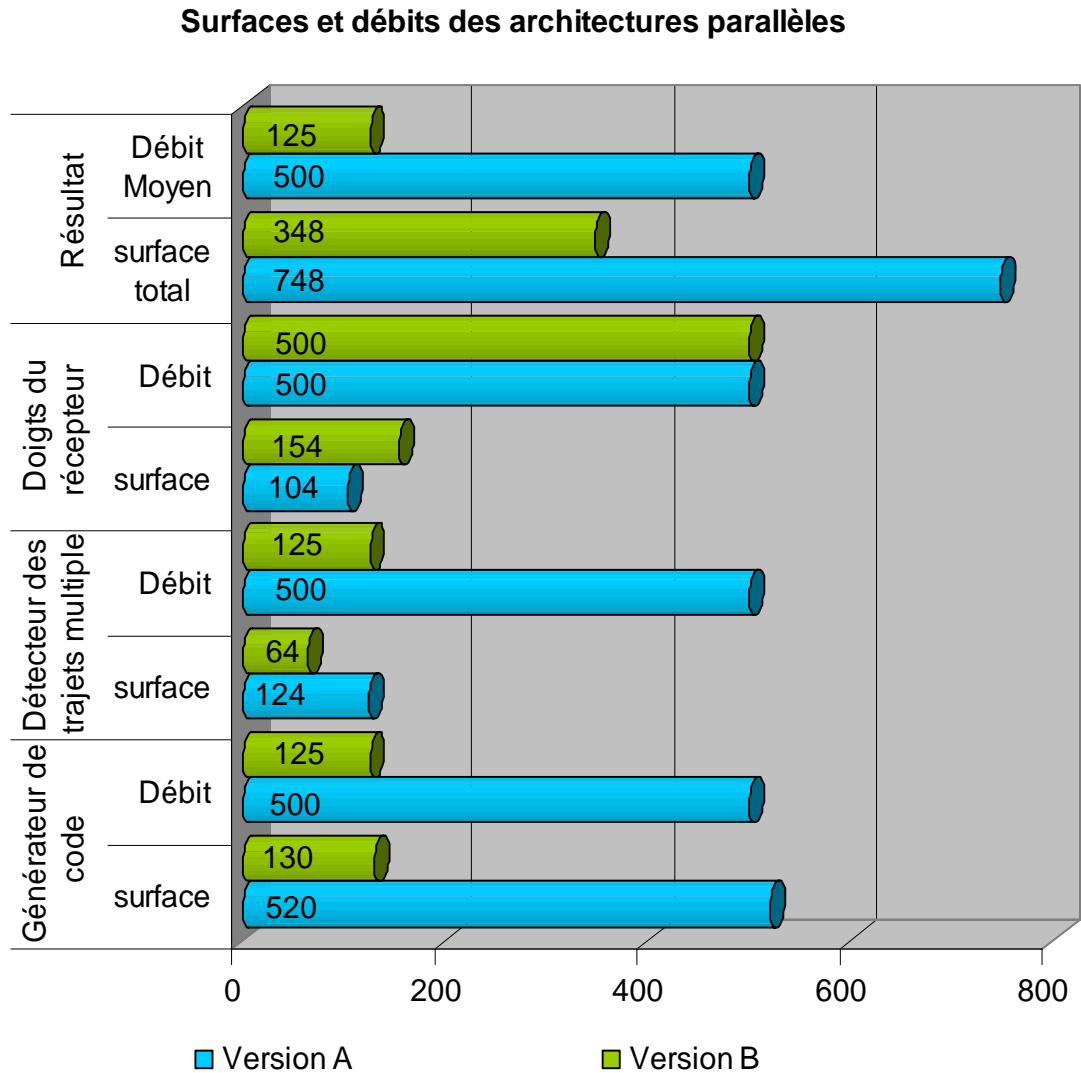


Figure 4.10 : résultats de l'implantation des deux architectures paretles sur FPGA

Pour comparer les performances des toutes les architectures (FlexRAKE, *Time Multiplexed Parallel RAKE*, CodeRAKE, les versions A et B du Multi-Path CodeRAKE Parallèle), toutes utilisées dans les stations mobiles UE, nous avons évalué le rapport entre débit binaire et surface pour les cinq architectures dans un environnement *soft-handover*.

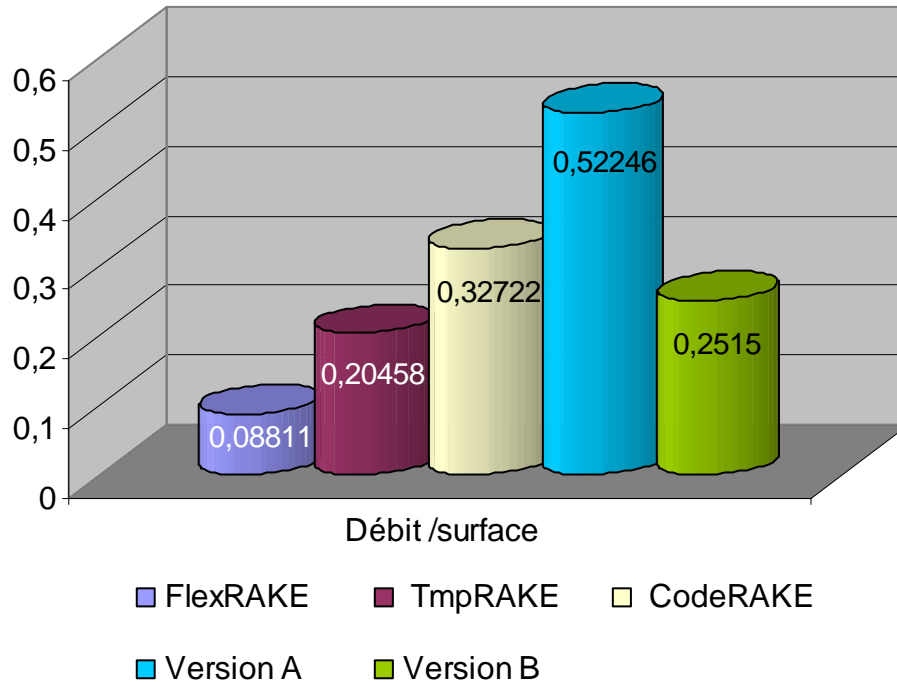


Figure 4.11 : Performance des cinq architectures dans un environnement soft-handover

La figure 4.11, montre clairement que la meilleure performance générale au niveau d'un système complet est obtenue par l'architecture Multi-Path CodeRAKE Parallèle (version A).

4.3. Implantation de l'étape d'extraction et d'identification des trajets multiples pour le récepteur de la station de base (BS)

Comme nous l'avons montré au chapitre 2, deux problèmes principaux sont à prendre en compte concernant la réception dans la voie descendante : les trajets multiples et les codes multiples. Ces problèmes sont plus compliqués à gérer dans la voie montante parce que le récepteur doit prendre en compte le problème de utilisateurs multiples souhaitant communiquer en même temps vers la station de base. Cela signifie que la station de base requiert un récepteur RAKE capable de traiter simultanément tous les problèmes du signal reçu (les trajets multiples, les multiples codes et les utilisateurs multiples) évoqués précédemment. L'architecture CodeRAKE que nous avons développée et présentée ici est adaptée à un traitement multiutilisateur.

4.3.1. Fonctionnalité

À proprement parler, le développement de l'architecture du récepteur CodeRAKE pour la station de base est très simple, puisqu'il suffit de dupliquer l'architecture CodeRAKE principale. La figure 4.12 présente notre architecture CodeRAKE multi-utilisateurs : les doigts, les générateurs de code et les détecteurs CodePath sont dupliqués pour traiter un ensemble d'utilisateurs connectés en même temps à la station de base. En effet, la technique mise en œuvre dans le CodeRAKE multi-utilisateurs consiste à

utiliser une architecture parallèle pour un traitement fortement régulier. Chaque bloc est conçu pour traiter un utilisateur, quatre codes et quatre trajets multiples.

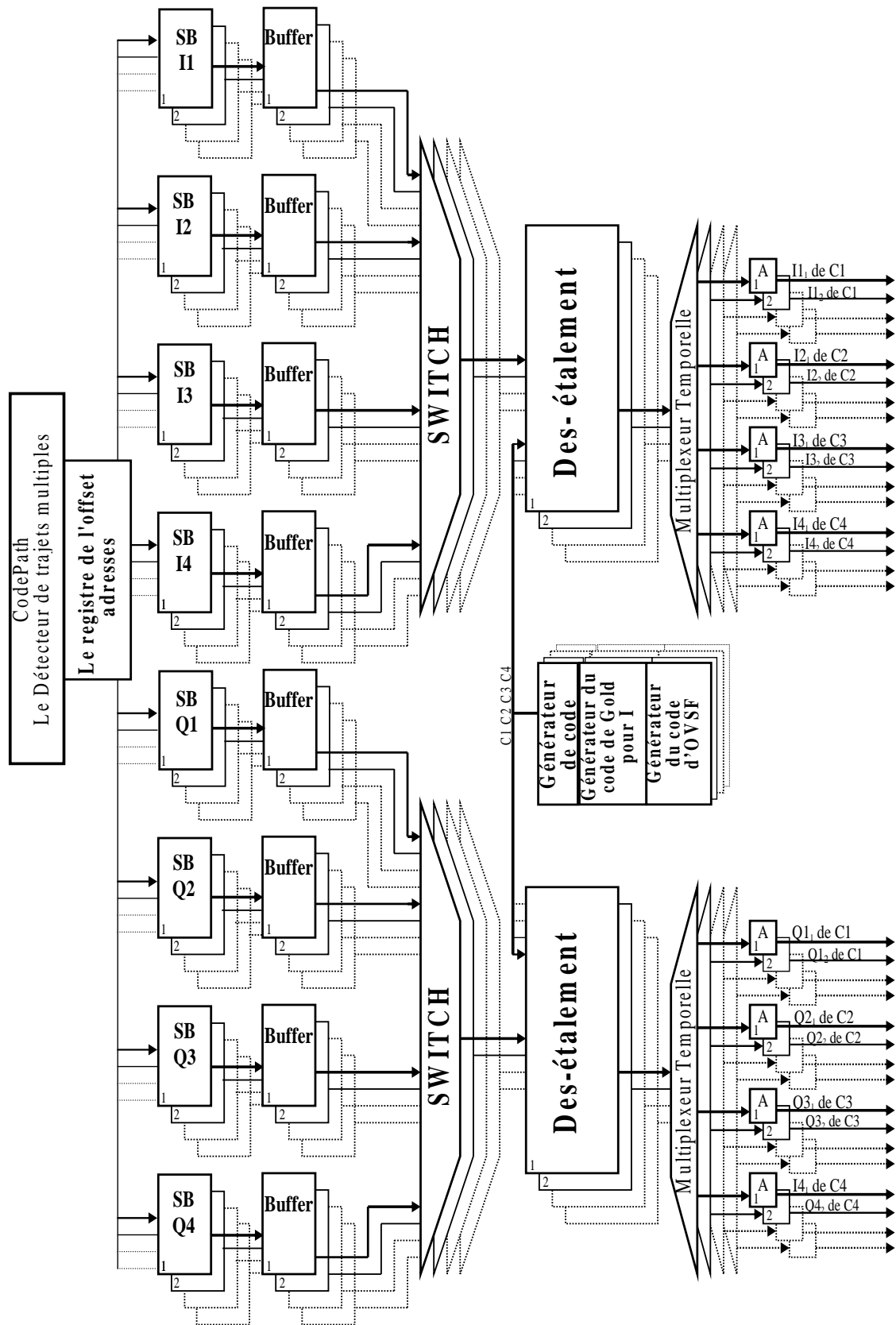


Figure 4.12 : Architecture CodeRAKE multi-utilisateurs

4.3.2. Analyse de l'architecture

Pour évaluer les performances en termes de surface et de débit binaire des différentes architectures du récepteur RAKE dans un environnement multi-utilisateurs (station de base), nous avons développé les modèles suivants :

- ❖ récepteur *Time Multiplexed Parallel RAKE* multi-utilisateur ;
- ❖ récepteur FlexRAKE multi-utilisateur;
- ❖ récepteur CodeRAKE multi-utilisateur.

Les trois architectures multi-utilisateurs ont été développées pour traiter quatre composantes de trajets multiples et quatre codes pour chaque utilisateur.

Ces modèles ont été modélisés en VHDL au niveau RTL, puis synthétisés et implantés sur un FPGA de la famille Stratix II, avec le logiciel ALTERA/Quartus II. Le but final de cette implantation est de synthétiser ces architectures pour différents nombres d'utilisateurs, Les architectures doivent être générales, c'est-à-dire capables de traiter un nombre variable d'utilisateurs ($N = 1, 2, 3, \dots$).

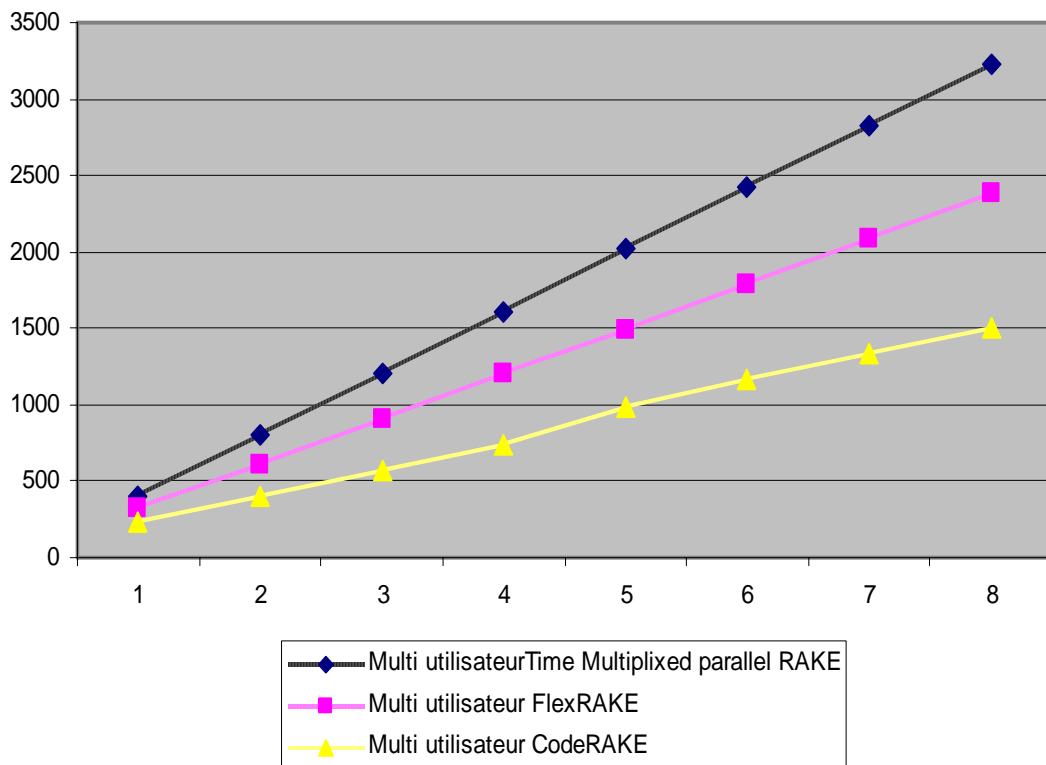


Figure 4.13 : Distribution de la surface selon le nombre d'utilisateurs pour les trois récepteurs

Les résultats obtenus par simulation nous permettent d'évaluer les performances des différentes architectures et d'analyser l'impact de l'augmentation du nombre d'utilisateurs sur la surface et le débit binaire. La figure 4.13 permet de comparer l'évolution des surfaces globales des trois architectures avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs. On peut observer que le récepteur CodeRAKE donne les meilleurs résultats, car il conserve l'avantage d'avoir la plus petite surface dans tous les cas. Autrement dit, c'est sur la version multi-utilisateur que CodeRAKE est le plus intéressant.

La figure 4.14 compare la performance des trois architectures mesurée comme un rapport entre débit binaire et surface en faisant varier le nombre d'utilisateurs : on constate que le CodeRAKE multi-utilisateur donne les meilleurs résultats, suivis par le *Time Multiplexed Parallel RAKE* multi-utilisateur, alors que l'architecture FlexRAKE multi-utilisateur présente des performances décevantes comparée aux autres architectures.

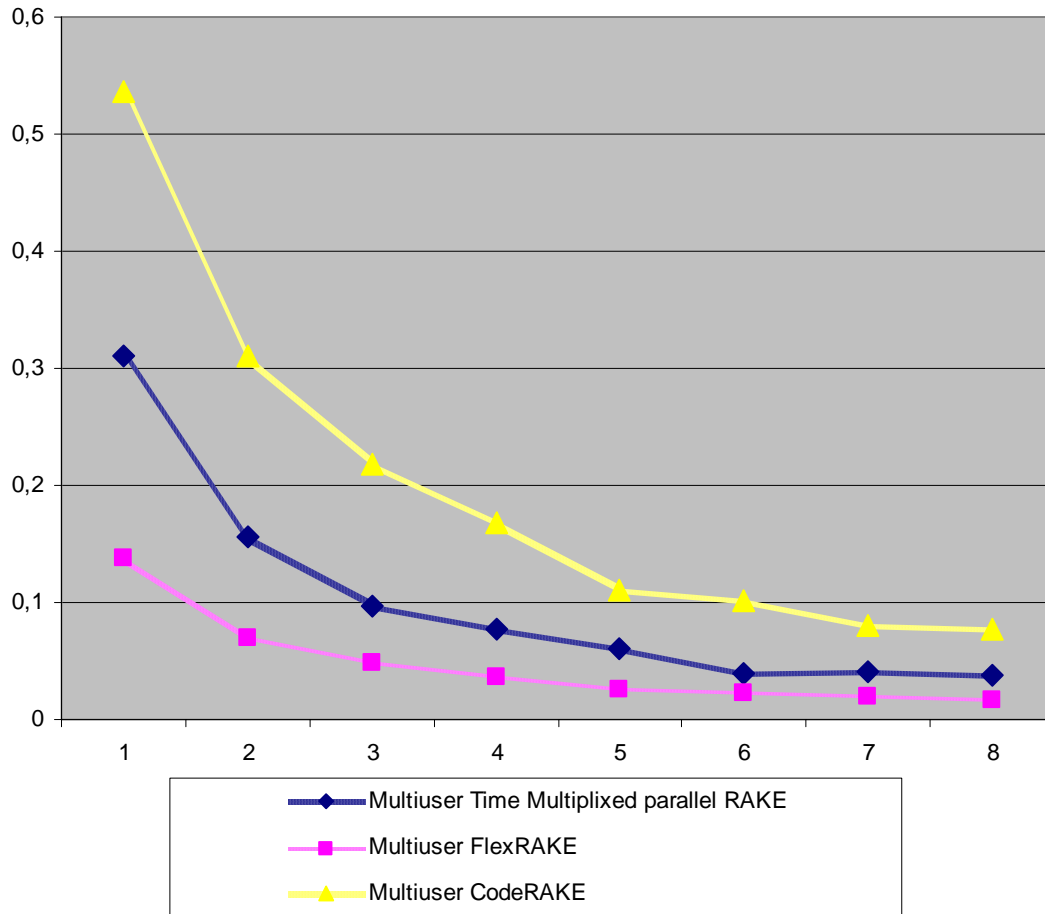


Figure 4.14 : Performance des trois architectures

5. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, un système de communication complet simulé sous MATLAB/Simulink a été présenté. L'objectif de cette simulation fonctionnelle était d'étudier les différentes structures du récepteur, d'identifier les fonctionnalités critiques, et de valider la fonctionnalité des différentes architectures du récepteur RAKE.

Suite à l'étude fonctionnelle du récepteur, le bloc d'extraction et d'identification des trajets multiples a été modélisé en VHDL au niveau RTL. Ces modèles ont été synthétisés et implantés sur des FPGA de la famille Stratix II, à l'aide du logiciel ALTERA/Quartus II. En effet, l'architecture du récepteur CodeRAKE simple et les deux architectures parallèles de CodeRAKE ont été implantées et testées pour le récepteur mobile (UE) dans le cas de la réception de quatre composantes de trajets

multiples et de quatre codes parallèles par chaque utilisateur. Ensuite l'architecture du récepteur CodeRAKE a été développée pour la station de base sur la même plate forme.

En définitive, nous pouvons dire, à partir de l'étude théorique et des résultats expérimentaux, que l'architecture du récepteur CodeRAKE présente de bons niveaux de flexibilité, d'extensibilité et offre un bon compromis entre débit et surface pour le système complet du récepteur à la station mobile ou station de base.

Conclusion générale

Ce mémoire porte sur la conception de l'interface numérique s'occupant, lors de la réception au sein d'un système de transmission de données, des problèmes d'accès au canal dans les protocoles large bande de type W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access* ou Multiplexage à large bande par code). Les différents systèmes d'accès multiple présentent de nombreux avantages pour les systèmes de communication actuels et futurs, et tout particulièrement, la méthode d'accès multiple par étalement de spectre. Une étude approfondie est effectuée à travers le chapitre 1 sur les méthodes d'accès multiple au canal dans le domaine des télécommunications. Il en ressort que la méthode CDMA permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance au bruit que confère l'étalement.

Le chapitre 2 traite de la structure et des fonctionnalités du récepteur, c'est à dire des différentes parties analogiques et numériques intervenant dans la réception. Parce que dans le récepteur les exigences de performance sont réparties entre la partie radiofréquence et la partie numérique en bande de base, la partie radiofréquence est chargée de détecter la bande de fréquence souhaitée, et de détecter le signal désiré seulement, et ce avec un rapport signal sur bruit maximal. La partie bande de base récupère ensuite toutes les données transmises et applique au signal tous les traitements nécessaires pour extraire le signal transmis. En pratique, une grande partie de la modularité et des exigences concernent en particulier la partie bande de base.

En fait, le cœur de la problématique – le récepteur RAKE – se situe dans la partie numérique en bande de base. Ce récepteur est responsable de la démodulation du signal et de l'exploitation de la diversité du signal en identifiant et combinant les composantes de trajets multiples d'un même signal. En effet, cette dernière fonction est particulièrement importante d'une part par son rôle pour contrer les effets des évanouissements causés par les trajets multiples, et d'autre part, du fait du rôle central du récepteur RAKE. La conception et l'implantation de celui-ci revêtent un caractère primordial. En général, l'architecture conventionnelle du récepteur RAKE fait intervenir une structure basée sur des doigts parallèles. Le concept de ce type d'architecture peut être problématique si nous prenons en compte toutes les contraintes du système W-CDMA.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont deux objectifs principaux. Le premier est d'évaluer la performance des récepteurs RAKE dans les différents environnements (station mobile, station de base), et le deuxième est de développer un récepteur qui satisfasse aux trois conditions suivantes :

- ❖ traitement rapide des données (haut débit) ;
- ❖ architecture extensible et configurable avec les différents environnements ;
- ❖ utilisation de technologies à faible coût.

Dans ce mémoire, nous avons proposé une nouvelle architecture pour le récepteur RAKE, baptisée CodeRAKE. Les caractéristiques architecturales principales recherchées sont une grande flexibilité et une extensibilité aisée, tout en préservant la fonctionnalité et un bon équilibre entre ressources utilisées (et donc surface consommée) et performances (vitesse de fonctionnement). Pour satisfaire notre contrainte de flexibilité et d'extensibilité, l'architecture CodeRAKE est partitionnée (pour être modulaire) en fonction du nombre d'utilisateurs et du nombre de codes par utilisateur. Cette partition est faite en respectant les autres contraintes du système comme la limitation des ressources utilisées et la performance. En effet, avec cette approche de partition, nous arrivons à réduire au maximum les ressources matérielles nécessaires à son implantation, ce qui améliore l'efficacité du système. C'est pourquoi ce récepteur offre un bon compromis par rapport aux autres architectures du point de vue du débit et de la surface.

La modularité élevée de CodeRAKE permet l'application aisée de techniques de parallélisation permettant d'augmenter facilement les performances pour satisfaire notamment les besoins du côté de la station de base et de station mobiles. En fait, des débits plus importants ont été recherchés par l'intermédiaire de techniques de parallélisation architecturale. En fait, l'architecture de CodeRAKE proposée met en œuvre un parallélisme des registres utilisés pour stocker les différents trajets multiples. Ce parallélisme nous permet d'augmenter le débit, en accroissant la surface, avec un rapport débit/surface qui reste légèrement supérieur aux autres architectures.

La suite du travail a porté sur la généralisation de la parallélisation à l'intégralité du récepteur RAKE, en abordant d'autres fonctions critiques telles que le détecteur de trajets multiples. Dans cette optique, le détecteur CodePath a été présenté dans notre travail comme une version parallèle de l'architecture conventionnelle du détecteur de trajets.

Les différentes architectures du récepteur CodeRAKE ont été implantées en utilisant une description VHDL au niveau RTL. L'implantation a été divisée en trois blocs : les doigts du récepteur CodeRAKE, le détecteur CodePath et le générateur de code. Il s'agit d'effectuer une modélisation au niveau RTL d'un système avec un seul utilisateur, quatre composantes de trajets multiples et quatre codes par utilisateur.

À partir du travail présenté dans cette thèse, on a pu constater que par l'évolution de l'implantation, de la flexibilité globale et de la modularité du récepteur, nous pouvons augmenter ses performances sans aucun changement dans sa fonctionnalité mathématique. Ce type d'optimisation est inévitable pour les futurs systèmes de communication : le volume de données qui vont trafiquer sur l'interface ne va probablement pas diminuer, et les ressources en fréquences disponibles ne seront

certainement pas augmentées. Bien entendu, cela implique des exigences encore plus élevées pour l'efficacité spectrale. Et aussi bien, dans l'avenir à court terme des améliorations possibles de la chaîne de réception entourant le CodeRAKE, comme par exemple, les blocs de l'estimation de canal et combinaison à ratio maximale.

Comme nous nous dirigeons vers la quatrième génération des systèmes de communications mobiles, une mutation rapide et profonde des technologies de communications sans fils ont été l'objet. Cette mutation est dictée par le besoin incessant de débits de données croissants sur un spectre de fréquences déjà bien encombré et non extensible. Cela n'est possible que par l'emploi de nouvelles techniques de transmission et de partage de canal particulièrement sophistiquées (ultra-large bande, approches MIMO, codages de multiplexage et codages correcteurs d'erreur plus complexes, très faibles niveaux de puissance de transmission), pour lesquelles les architectures existantes ne sont plus adaptées. Les contraintes correspondantes en termes de capacité de traitement temps réel, de flexibilité, d'extensibilité et versatilité, de faible consommation, d'indépendance envers les technologies matérielles employées. Cela impose des transformations importantes du récepteur RAKE. Ainsi que des techniques telles que les Software-Defined Radio (SDR) se développent. Cela signifie qu'à l'avenir, le matériel du récepteur devra s'adapter aux différentes interfaces d'accès ; cette adaptation sera contrôlée par un logiciel. L'idée derrière cette approche est que les différents systèmes de communication sans fil pourraient former un grand système hiérarchisé. C'est-à-dire que nous opérons le transfert du système vers un intrasystème : les utilisateurs peuvent changer à n'importe quel moment dans un sous-système qui fournit les débits de données nécessaires. Cela conduit à une situation où le récepteur du terminal mobile doit être en mesure de s'adapter à toutes les interfaces d'accès GSM, GPRS, CDMA2000 et W-CDMA.

Bien que l'objectif de ce travail n'ait pas été de fournir une solution compatible avec les SDR, mais de développer une architecture capable d'obtenir un bon résultat en termes de compromis débit/surface, et de concevoir une architecture matérielle performante pour les applications sans fil, tant pour la station de base que pour la station mobile. Pour cela, l'approche architecturale mise en œuvre est souple et peut être facilement adaptée à d'autres protocoles existants ou futurs. Elle peut répondre ainsi aux défis des années à venir où les récepteurs devront être capables de supporter de multiples protocoles et interfaces d'accès, notamment sous le contrôle de couches logicielles.

Table des figures

Figure 1.1: Modèle référence OSI.....	10
Figure 1.2: Modèle référence TCP/IP	12
Figure 1.3: Modèle de référence UIT-T	13
Figure 1.4 : Les différences entre les modèle OSI et le modèle IEEE	14
Figure 1.5 : La couche « physique » et la couche « liaison » d'un système de transmission.....	15
Figure 1.6 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre	20
Figure 1.7: chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-CDMA.....	22
Figure 1.8 : Exemple d'étalement de spectre	24
Figure 1.9: La famille des étalements de spectre	29
Figure 1.10 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission	38
Figure 1.11 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation.....	41
Figure 1.12 : Schéma générique d'un registre à décalage	43
Figure 1.13: exemple de génération de codes Gold	44
Figure 1.14 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission	45
Figure 1.15 : Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation radio QPSK.....	45
Figure.2.1 : Schéma de principe d'un récepteur radiofréquence.....	50
Figure.2.2: Architecture d'un récepteur hétérodyne.....	51
Figure.2.3 : Architecture d'un récepteur homodyne	52
Figure.2.4 : Les blocs fonctionnels de l'architecture du récepteur RAKE.....	54
Figure.2.5 : Architecture conventionnelle du détecteur de trajets multiples	57
Figure 2.6 : Les composants de trajets multiples	63
Figure 2.7 : Les niveaux de signale à l'antenne	64
Figure 2. 8 : Conception du récepteur RAKE	66
Figure 2. 9 : Le concept original du récepteur RAKE.....	67
Figure 2.10 : Architecture conventionnelle du récepteur RAKE	69
Figure.2.11 : Récepteur FlexRAKE.....	70
Figure.2. 12 : Récepteur <i>Time Multiplexed Parallel RAKE</i>	71
Figure 3.1 : Déplacement de la composante de trajets multiples et du point de synchronisation	81
Figure 3.2 : Architecture du récepteur CodeRAKE	82
Figure 3.3 : Architecture du CodePath détecteur	83
Figure 3.4 : Concept des doigts du récepteur CodeRAKE	85
Figure 3.5 : Fonctionnement du buffer de flux <i>SB</i>	86
Figure 3.6 : Méthode d'adressage dans le buffer circulaire	87
BBBFigure 3.7: Générateur d'adresse du buffer d'échantillons (<i>SB</i>)	89
Figure 3.8 : Conception matérielle de l'unité de désétalement.....	91
Figure 3.9 : Générateur de code OVFSF	93
Figure 3.10 : Générateur de code de Gold.....	94
Figure 4.1 : Flot de conception.....	98
Figure 4.2 : Chaîne de transmission sous MATLAB	99
Figure 4.3: taux d'erreur binaire en fonction de rapport E_b/N_0 de la chaîne de transmission pour un utilisateur, 4 code par utilisateur, 4 trajets multiples.....	102
Figure 4.4 : Surfaces, fréquences et débits pour les trois parties de l'architecture du récepteur CodeRAKE	106
Figure 4.5 : Distribution de la surface dans le récepteur CodeRAKE.....	107
Figure 4.6 : Résultats de l'implantation des trois architectures sur FPGA.....	108
Figure 4.7 : Performances des trois architectures dans un environnement <i>soft-handover</i>	109

Figure 4.8 : Concept des doigts de la version A du CodeRAKE multichemins parallèle pour 4 trajets multiples et 4 codes par utilisateur	110
Figure 4.9 : Concept des doigts de la version B du CodeRAKE multichemins parallèle pour 4 trajets multiples et 4 codes par utilisateur	112
Figure 4.10 : résultats de l'implantation des deux architectures paretles sur FPGA	114
Figure 4.11 : Performance des cinq architectures dans un enivrement soft-handover	115
Figure 4.12 : Architecture CodeRAKE multi-utilisateurs	116
Figure 4.13 : Distribution de la surface selon le nombre d'utilisateurs pour les trois récepteurs	117
Figure 4.14 : Performance des trois architectures	118

Liste des Références

- [ADCH97] F. Adchi, M. Sawahashi, K. Okawa, « Tree-Structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio », *Electronics Letters*, vol. 33, p. 27–28, janv. 1997.
- [AMIN04] Amine M'sir, Fabrice Monteiro, Abbas Dandache et Bernard Lepley, « Design of a high speed parallel encoder for convolutional codes », *Microelectronics Journal*, Elsevier Science, vol. 35, p. 151–166, 2004.
- [ANDR03] A. Andreadis G. Giambene, « Protocols for High-Efficiency Wireless Networks », *Kluwer Academic Publishers*, 2003.
- [BADR02] J. Badrikian, « Mathématiques pour téléinformation : codes correcteurs : principes et exemples », *Ellipses*, Paris, 2002.
- [BAIE94] A. Baier, U.-C. Fiebig, W. Granzow, W. Koch, P. Teder, and J. Thielecke, « Design Study for a CDMA-Based Third Generation Mobile Radio System », *IEEE Journal Select. Areas Commun.*, vol. 12, p. 733–743, mai 1994..
- [BATT87] G. Battail., « Pondération des symboles décodés par l'algorithme de « Viterbi », *Ann. Télécommun. Fr.*, 42, n° 1–2, p. 31–38, 1987.
- [BANA01] S. Bana, P. Varaiya, « Space Division Multiple Access (SDMA) for Robust Ad Hoc Vehicle Communication Networks », *Proc. IEEE ITS Conference*, p. 962–967, 2001.
- [BEJJ99] E. Bejjani, J-F. Bouquier, and B. de Cacqueray, « Adaptive Channel Delays Selection for W-CDMA Mobile System », *IEEE Vehicular Technology Conference*, Amsterdam, Netherlands, vol. 1, p. 203–207, sept. 1999.
- [BENE96] S. Benedetto, « A soft-input soft-output maximum A Posteriori (MAP) module to decode parallel and serial concatenated codes », *TDA progress report*, p. 42–127, 1996.
- [BIAN03] A. Bianco, A. Dassatti, M. Martina, A. Molino, and F. Vacca. A Reconfigurable, “Power Scalable Rake Receiver IP for WCDMA,” Proceedings of the ASP-DAC 2003, pages 499–502, Jan 21-24 2003.
- [BOSS95] M. Bossert, T. Frey, « Interference Cancellation in the Synchronous Downlink of CDMA-Systems », *ITGFACHTAGUNG: Mobile Kommunikation*, sept. 1995.
- [BOUJ00] H. Boujemaa and M. Siala, « On the Rake Receiver Performance », *IEEE VTC*, vol. 3, sept. 2000.
- [BOUJ02] H. Boujemaa M. Siala and R. Visoz, « Multipath Diversity and Power Control », *IEEE VTC Spring*, vol. 2, p. 876–879, mai 2002.

- [BYEO00] Byeong Hoon Park, Ki Jun Kim, Soon-Yil Kwon, Keum Chan Whang, « Multistage decision-directed channel estimation scheme for DS-CDMA system with M-ary orthogonal signalling », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, p. 43–49, janv. 2000.
- [CHIE01] les même référence et en plus le C. Chien, « Digital Radio System on a Chip », *Kluwer*, Norwell, MA, U.S.A, 2001.
- [CHUG05] M. Chugh, D. Bhatia and T. Balsara, « Design and Implementation of Configurable W-CDMA RAKE Receiver architectures on FPGA », *Proc. of 19th IEEE Int. Parallel and Distributed Proc. Symposium*, p. 145b, avr. 2005.
- [DAHL98] E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson, and J. Sköld, « UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA », *IEEE Communication Magazine*, vol. 36, n° 9, p. 70–80, sept. 1998.
- [DINA98] E. H. Dinan, B. Jabbari, « Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Celular Networks », *IEEE Comm. Magazine*, sept. 1998.
- [DO96] G. L. Do and K. Feher, « Efficient filter design for IS-CDMA System », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 42, n° 4, p. 1011–1019, août 1996.
- [ERIC00] Yi-Pin Eric Wang and Tony Ottosson, « Cell Search in W-CDMA », *IEEE J. Selected Areas in Communication*, vol. 18, n° 8, p. 1470–1482, août 2000.
- [FABI00] Fabio Braz, « Convertisseur analogique–numérique de type Sigma–Delta pour applications en radiocommunications », thèse de doctorat de 3^e cycle, 2000.
- [FAZE93] K. Fazel, L. Papke, « On the Performance of Convolutionally Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication Systems » *Proc. of IEEE PIMRC'93*, p. 468–472, Yokohama, Japon, sept. 1993.
- [FRAI99] Ph. Fraisse, R. Protière, D. Mary-Dessus, « Télécommunication 1 : Transmission de l'information », *Ellipses*, Paris, 1999.
- [FREE97] R. L. Freeman, « Radio Sytem Design for Télécommunications », Second Edition, John Wiley & Sons Inc, West Sussex, England, 1997.
- [GARG96] V. K. Garg, K. Smolik, and J. E. Wilkes, « Applications of Code-Division Multiple Access (CDMA) in Wireless/Personal Communications », Upper Saddle River, N.J., *Prentice Hall*, 1996.
- [GOLD68] R. Gold, « Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function », *IEEE trans. Info. Theory*, vol. 4, p. 154–156, janv. 1968.
- [GOLO92] S. W. Golomb, « Shift Register Sequences », *Aegean Park Press*, 1992.
- [GROE00] J. B. Groe and L. E. Larson, « CDMA Mobile Radio Design », *Artech House*, Norwood, MA, U.S.A, 2000.
- [HANZ02] L. Hanzo, T. H. Liew, and B. L. Yeap, « Turbo Coding Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels », *IEEE Press and John Wiley & Sons, Ltd.*, 2002.

- [HARJ01] L. Harju, M. Kuulusa, and J. Nurmi, « A Flexible RAKE Receiver Architecture for W-CDMA Mobile Terminals », *Proc. IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC '01)*, p. 9–12, 2001.
- [HARJ05] L. Harju, M. Kuulusa, and J. Nurmi, « Flexible Implementation of a W-CDMA RAKE Receiver », *Journal of VLSI Signal Processing*, vol. 39, p. 147–160, 2005.
- [HOCE00] D. E. Hocevar and A. Gatherer, « Achieving Flexibility in a Viterbi Decoder DSP Coprocessor », *IEEE Vehicular Technology Conference*, Boston, MA, U.S.A, vol. 5, p. 2257–2264, sept. 2000.
- [HOLM04] H. Holma and A. Toskala, « W-CDMA for UMTS », 3rd Edition, *John Wiley & Sons*, West Sussex, England, 2004.
- [HOLT92] J. M. Holtzman, « A simple, accurate method to calculate spread spectrum multiple-access error probabilities », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, n° 3, p. 461–464, mars 1992]
- [HUAN99] A. Huang, M Hall, and I. Hartimo, « Multipath Channel Estimation for W-CDMA Uplink », in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, p. 141–145, Amsterdam, Netherlands, sept. 1999.
- [JALL05] L. M. A. Jalloul, R. M. Misra, « Data-aided channel estimation for wideband CDMA », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, p. 1622–1634, juil. 2005.
- [JUAN89] Juan J. Olmos « Effets de la dynamique des évanouissements sélectifs dans un égaliseur et une boucle de récupération de porteuse couplés » *Annales des Télécommunications* 44:381-391, July 01, 1989.
- [KIM05][Kim-Chyan Gan, « Path Searcher for a W-CDMA Rake Receiver », *A.N. 2252*, rev. 3, Freescale Semiconductor, mars 2005.
- [KLEI96] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baier, « Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multi-User Detection in Code-Division Multiple-Access Channels » *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 2, p. 276–87, mai 1996.
- [KLIE97] A. Klien, « Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems », *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference*, Phoenix, AZ, p. 203–207, 1997.
- [KOFM99] D. Kofmam and M. Gagnaire, « Réseaux haut débit : Tome I – Réseaux ATM et réseaux locaux », 2^e édition, *Dunod*, Paris, 1999.
- [KUMA96] P. V. Kumar, T. Helleseth, A. R. Calderbank, A. R. Hammons, « Large Families of quaternary sequences with low correlation », *IEEE Trans. on info. Theory*, vol. 42, mars 1996.
- [KUMA02] R. V. R. Kumar and A. Kumar, « Development of a CDMA System with RAKE Receiver for Third Generation Wireless Communication System », *Proc. IEEE Int. Conf. on Personal Wireless Communications*, p. 309–313, déc. 2002.
- [LACA03] D.L. Iacano, et al., « Code Generation for Wideband CDMA », *ST Journal of System Research*, ST Microelectronics, vol. 1, p. 70–80, 2003.
- [LAGR00] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, « Réseaux GSM-DCS – Des principes à la norme », *Hermès*, 2000.

- [LAGR00] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, « Réseaux GSM », *Éditions Hermès*, 2000.
- [LEE02] H. J. Lee and D. S. Ha, “A new Low-power and Area Efficient RAKE Receiver Design without Incurring Performance Degradation,” Proc. 15th Annual IEEE Inte. ASIC SOC Conference, pp. 251–255, September 2002.
- [LEE98] J. S. Lee and L. E. Miller, « CDMA Systems Engineering Handbook », *Artech House*, Norwood, MA, U.S.A, 1998.
- [LEE98] E.A. Lee and D.G. Messerschmitt, « Digital Communication », *Kluwer*, Norwell, MA, U.S.A, 1998.
- [LAUR92] Laurence B. Milstein, Donald L Schilling, Raymond L. Pickholtz, Vinko Erceg, Marvin Kullback, Emmanuel G. Kanterakis, Douglas S. Fishman, William H. Biederman, Donald C. Salerno, « On the Feasibility of a CDMA Overlay for Personal Communications Networks », vol. 10, p. 655–668, mai 1992.
- [MAHA03] Mahmoud, S. Seedahmed and Hussain, M. Zahir and O’Shea, J. Peter, « BER Performance of DS-CDMA System over a Frequency Selective Multipath Rayleigh Fading Channel », in *Proceedings Australian Telecommunications, Networks and Applications Conference*, Southbank, Melbourne, 2003].
- [MAYE01] H. Mayer, M. Moeneclaey, S. Fechtel, « Digital Communication Receivers Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing », *John Wiley & Sons, Inc.*, 1998] et [« Spreading and Modulation (FDD) », *3GPP Technical Specification 25.213*, Release 4, juin 2001]
- [MIKK99] J.H. Mikkelesen et al., « Study of DC Offset Filtering for UTRA-FDD/W-CDMA Direct-Conversion Receiver », in *Proceeding 17th NORCHIP Conference*, 1999.
- [MOSH96] S. Moshavi, « Multi-user detection for DS-CDMA communication », *IEEE Communication Magazine*, vol. 34, p. 124–136, oct. 1996.
- [MOSH96] S. Moshavi, « Survey of Multi-User Detection for DS-CDMA Systems », *Bellcore pub.*, IM-555, août 1996.
- [NAJA04] S.Najah & all 2004, « Conception VHDL et Implémentation de l’Algorithme SOVA sur un circuit VLSI du type FPGA », in *Proceeding. Optique et Traitement de l’Information*, Optique 2004, Fès, p.134–138.
- [NAZA98] Nazari, Nersi, Ziemer, and E. Rodger, « Computationally efficient bounds for the performance of direct-sequence spread-spectrum multiple access communications system in jamming environment », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, n° 5, p. 577–587, mai 1998]
- [OJAN98] T. Ojanperä and R. Prasad, « An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS », *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, pp. 82–95, September 1998.
- [OJAN98] T. Ojanpera and R. Prasad, « Widebande CDMA for Third Generation Mobile Communication », *Artech Housz*, Norwood, MA, U.S.A, 1998.
- [OJAN98] T. Ojanperä and R. Prasad, « Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications », *Artech House*, Norwood, MA, USA, 1998.
- [PICK91] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein, and D. L. Schilling, « Spread Spectrum for Mobile Communications », *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. 40, n° 2, p. 313–22, mai 1991.

- [PUJO03] G. Pujolles, « Les réseaux », 3^e édition, Eyrolles, Paris, 2003.
- [RAJE03] A. Rajeswaran, V. Srinivasa Somayazulu et J. R. Foerster, « Rake performance for a pulse based UWB system in a realistic UWB indoor channel », in *Proc. of the IEEE International Conference on Communications*, p. 2879–2883, Anchorage, USA, mai 2003.
- [RAPP02] T. S. Rappaport, « Wireless Communications – Principles and Practice », *Pearson Education Inc.*, Second edition, 2002.
- [RAPP96] T. S. Rappaport, « Wireless Communications : Principles and Practice », Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, U.S.A, 1996.
- [PAPP96] T. S. Rappaport, « Wireless Communications: Principles and Practice », *Prentice Hall*, Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [RAPP02] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*, Prentice Hall Professional Technical Reference, New Jersey, deuxième édition, 2002..
- [PÄRS99] A. Pärssioen, J. Jussila, J. Rynänen, L. Sumanen, and K. I. Halonen, « A 2-GHz Wide-Bande Direct Conversion Receiver for W-CDMA Application », *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 34, n° 12, p. 1893–1903, déc. 1999.
- [PROA03] G. Proakis, « Les réseaux », 3^e édition, Eyrolles, Paris, 2003.
- [SAAD03] A. Saadani, S. Wendt, D. Duponteil, « Channel estimation effects on the RAKE receiver performance », *4th IEEE Workshop on Volume, Signal Processing Advances in Wireless Communications*, p. 344–347, 15–18 juin 2003.
- [SAMP92] S. Sampei, K. Feher, « Adaptive DC-offset Compensation Algorithm for Burst Mode Operated Direct Conversion Receiver », in *Proceedings VTC Spring 1992 – the IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, mai 1992.
- [SANC04] J. Sanchez, M. Thioune, « UMTS : Services, architecture et W-CDMA », 2^e édition, *Éditions Hermès*, 2004.
- [SARW80] D.V. Sarwate, M.B. Pursley, « Crosscorrelation Properties of Pseudo-Random and Related Sequences », *Proc. IEEE*, vol. 68, n° 5, p. 593–619, mai 1980.
- [SAUN99] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, Wiley, New York, première édition, 1999..
- [SEVE00] Jan Sevenhans and Zhong-Yuan Chang, « A/D and D/A Converters for Telecommunications », *Circuit and Devices*, janv. 1998.
- [SIPI99] K. Sipila, J. Laiho-Steffens, A. Wacker, M. Jasberg, « Modeling the impact of the fast power control on the W-CDMA uplink », *49th IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, p. 1266–1270, juil. 1999.
- [SPREA01] « Spreading and Modulation (FDD) », *3GPP Technical Specification 25.213*, Release 4, juin 2001]

- [SPRI02] A. Springer, L. Maurer, and R. Weigel, « RF System Concepts for Highly Integrated RFICs for W-CDMA Mobile Radio Terminals », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, n° 1, p. 254–267, janv. 2002.
- [STEV97] Steven R. Norsworthy, Richard Schreier, and Gabor C. Temes, « Delta-Sigma Data Converters – Theory, Design and Simulation ». *IEEE Press*, 1997.
- [TANE03] A. Tanenbaum, « Réseaux », 4^e édition, *Eyrolles*, Paris, 2003.
- [TABB97] TABBANE S., Réseaux mobiles, Hermes, 1997.
- [TANA97] Tanaka S., Sawahashi M., Adachi F., « Pilot symbol-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-SS-SS-SS mobile radio reverse link », *IEICE Trans. Fundamentals*, E80-A, 12, 2445-1454, 1997.
- [VANG04] V. Vanghi et al., « The CDMA 2000 system for mobile communication », *Communications Engineering and Emerging Technologies Series*, Prentice Hall, 2004.
- [VERD86] S. Verdù, « Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels », *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 32, p. 85–96, janv. 1986.
- [VERD92] S. Verdù, « Multi-User Detection », *Advances in Statistical Signal Processing*, vol. 2, JAI Press, p. 369–409, 1993.
- [VISH00] R. Vishwakarma, K. S. Shanmugan, « Modeling the Impact of the Fast Power Control On the W-CDMA Uplink », *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, p. 1–4, sept. 2000.
- [VITE04] A.J. Viterbi, « CDMA, Principles of spread spectrum communication », *Addison Wesley Longman Inc.*, Massachusetts, 1997.
- [WALS23] J. L. Walsh, « A closed set of normal orthogonal functions », *American J. Mathematics*, vol. 45, p. 5–24, 1923.
- [WERN] [S. Werner and J. Lilleberg, « Downlink Channel Decorrelation in CDMA Systems with Long Codes », *VTC*, Texas, USA, p. 1614–1617, mai 1999.
- [WIN98] M. Z. Win et R. A. Scholtz, « On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments », *IEEE Communications Letters*, vol. 2, p. 245–247, sept. 1998.
- [YEE93] N. Yee, J.-P. Linnatz, G. Fettweis, « Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks », *Proc. of IEEE PIMRC'93*, p. 109–113, Yokohama, Japon, sept. 1993.
- [YOUS08] M. YOUSSEF, F. MONTEIRO, A. DANDACHE, C. DIOU “An Effective and Scalable Multiuser Architecture for the Base Station Receiver”, the 2nd International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS'2008, from 15-17 December 2008, Gold Coast, Australia”.
- [YOUS07] M. Youssef, F. Monteiro, A. Dandache, C. Diou, « A Cost-Effective Parallel Architecture for the CodeRAKE Receiver », *Proc. 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, p. 447–450, déc. 2007.

[YOUS06] M. Youssef, C. Diou, F. Monteiro, A. Dandache, « CodeRAKE: a new small-area scalable architecture for the multi-user/multi-code RAKE receiver », *Proc. 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, p. 148–151, déc. 2006.

[ZARI08] K. Zarifi, A. B. Gershman, « Blind channel estimation in DS-CDMA systems with unknown wide-sense stationary noise using generalized correlation decomposition », *ICASSP 2008, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, p. 2809–2812, 31 mars – 4 avr. 2008.

[ZHUA99] A. Zhuang, « Channel Estimation in Wideband DS-CDMA », *Master of Science Thesis*, Tampere University of Technology, Tampere, Finland, mai 1999.

Liste des publications

- [1] YOUSSEF, MONTEIRO, DANDACHE, C. DIOU “An Effective and Scalable Multiuser Architecture for the Base Station Receiver”, the 2nd International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS’2008, from 15-17 December 2008, Gold Coast, Australia.
- [2] M. YOUSSEF, F. MONTEIRO, A. DANDACHE, C. DIOU “A Cost-Effective Parallel Architecture for the CodeRAKE Receiver” Proc. 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, pp 447-450, Dec 2007.
- [3] M. YOUSSEF, F. MONTEIRO, A. DANDACHE, C. DIOU, « CodeRAKE: a scalable and cost-effective RAKE architecture for multi-user reception », GDR System on Chip - System in Package, 13-15 juin 2007, Paris, France.
- [4] M. YOUSSEF, C. DIOU, F. MONTEIRO, A. DANDACHE “CodeRAKE: a new small-area scalable architecture for the multi-user/multi-code RAKE receiver” Proc. 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, pp 148-151, Dec 2006.

Résumé anglais/français

Ce mémoire porte sur la conception de l'interface numérique s'occupant, lors de la réception au sein d'un système de transmission de données, des problèmes d'accès au canal dans les protocoles large bande de type W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access / Multiplexage à large bande par code). Le cœur de la problématique se situe dans la partie numérique en bande de base, le récepteur RAKE. Ce récepteur est responsable de la démodulation du signal et de l'exploitation de la diversité du signal en identifiant et combinant les composantes de trajets multiples d'un même signal. En effet, cette dernière fonction est particulièrement importante d'une part de son rôle pour contrer les effets d'évanouissement causés par les trajets multiples, et d'autre part du rôle central du récepteur RAKE. La conception et l'implantation de celui-ci revêtent un caractère primordial. Dans ce mémoire, nous proposons une nouvelle architecture pour le récepteur RAKE: CodeRAKE. Les caractéristiques architecturales principales recherchées sont une grande flexibilité et une extensibilité aisée, tout en préservant la fonctionnalité et un bon équilibre entre ressources utilisées (et donc surface consommée) et performances (vitesse de fonctionnement). Pour satisfaire les contraintes de flexibilité et d'extensibilité, l'architecture CodeRAKE est partitionnée (pour être modulaire) en fonction du nombre d'utilisateurs et du nombre de codes par utilisateur, sans perdre de vue les contraintes de limitations de ressources utilisées et de préservation des performances. La modularité élevée de CodeRAKE permet l'application aisée de techniques de parallélisation permettant d'augmenter facilement les performances pour satisfaire notamment les besoins du côté de la station de base. L'approche architecturale mise en œuvre est souple et peut être facilement adaptée à d'autres protocoles existants ou futurs. Elle répond ainsi au défi des années à venir, où les récepteurs devront être capables de supporter de multiples protocoles et interfaces d'accès, notamment sous le contrôle de couches logicielles.

Mots-clés : W-CDMA, Récepteur RAKE, Récepteur CodeRAKE, Détecteur CodePath, architecture numériques haut débit, modélisation RTL, application télécom.

This thesis focuses on the design of the air interface of W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) systems, particularly on the aspects related to the channel access problems at the reception side. The main concern herein is the design of the baseband digital parts, that is, the RAKE receiver. This receiver is in charge of the signal demodulation and responsible for making profit of signal diversity. This late functionality is particularly important as it allows to counter signal fading by detecting and combining multipath components (leading to signal reinforcement) Given the central role of the RAKE receiver, its design and implementation are of paramount importance. In this thesis, we propose a new architecture for the RAKE receiver: CodeRAKE. The main architectural characteristics being aimed are high flexibility and scalability, yet preserving a good trade-off between resource use (and hence, area consumption) and performance (operation speed). In order to satisfy the flexibility and scalability constraints, the CodeRAKE architecture is modular and partitioned according to the number of users and the number of codes per user, with the resource limitation and performance preservation constraints in mind. The high levels of modularity of the CodeRAKE architecture allow an easy use of parallelisation techniques, which in turn allow an easy increase of performances, particularly at the base station side. The architectural approach proposed herein are versatile and can be easily adapted to other existing or future protocols. It responds to the challenge of the coming years, where the receiver will have to support multiple protocols and access interfaces, including control software layers.

Keyword: W-CDMA, RAKE receiver, CodeRAKE receiver, CodePath searcher, high-throughput digital architectures, RTL modulation, telecommunication application

