



UNIVERSITE DE BATNA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Mémoire

PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE

Option : *Micro-ondes pour télécommunications*

Thème

*Dimensionnement et Caractérisation
des réseaux mobiles*

Etudié par :

BAASSOU Choukri

(Ingénieur d'état en électronique)

Jury :

SAIDI Lamir	(MCA)	Université de Batna	Président
BENYOUCEF Moussa	(Prof)	Université de Batna	Rapporteur
BENZID Redha	(MCA)	Université de Batna	Examineur
SAIGAA Djamel	(MCA)	Université de M'Sila	Examineur

2011/2012

Liste des acronymes et abréviations

2G	2 nd Generation of Wireless Communication Technology
3G	3rd Generation of Wireless Communication Technology
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AUC	Authentication Center
AWGN	Add White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Transceiver Station
CC	Call Control
CDMA	Code Division Multiple Access
CN	Core Network
DL	Down Link: liaison descendant
DS-CDMA	Direct-sequence CDMA
EDGE	Enhanced Data For Global Evolution
EIR	Equipment Identity Register
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
GMSC	Gateway Mobile Switching Center
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System For mobile Communication
HLR	Home Local Register

HSDPA	High Speed Downlink Packet
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMT-2000	International Mobile Telecommunication 2000
ISDN	Integrated Service Digital Network
ISI	Inter Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
MM	Mobility Management
MS	Mobile Station
MSC	Mobile Switching Center
NCC	Network Sub-System
OMC	Operations and Maintenance Centre
OSI	Open System Interconnection
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PIN	Personal Identity Number
PLMN	Public Land Mobile Network
PN	Pseudo-Noise sequence
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAKE	special receiver type used in CDMA
RAN	Radio Access Network
RL	Radio Link
RLC	Radio Link Control
RLCP	Radio Link Control Protocol
RM	Resource Manager
RNC	Radio Network Controller
RNS	Radio Network Sub-System

RR	Radio Resource management
SF	Spreading Factor
SGSN	Serving GPRS Support Node
SHO	Soft HO
SIM	Subscriber Identity Module
SIR	Signal to Interference Ratio
SMS	Protocol Short Message Service
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping CDMA
UE	User Equipment
UL	Up Link
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VLR	Visitor Location registers
WCDMA	Wideband CDMA

Sommaire

Introduction générale.....	8
----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les réseaux mobiles.

I.1. Introduction	11
I.2. Réseaux mobiles de deuxième génération et architecture de GSM	11
I.2.1. Le sous-système radio BSS (Base Station System).....	13
I.2.1.1. Le mobile	13
I.2.1.2. La station de base BTS (Base Transceiver Station)	13
I.2.1.3. Le contrôleur de station de base BSC (Base Station Controller).....	13
I.2.2. Le sous-système réseau NSS (Network Sub System).....	14
I.2.2.1. Le centre de commutation mobile MSC (Mobile Switching Center)	14
I.2.2.2. L'enregistreur de localisation HLR (Home Location Register)	14
I.2.2.3. Le centre d'authentification AuC (Authentication Center)	14
I.2.2.4. L'enregistreur de localisation des visiteurs VLR (Visitor Location Register)	14
I.2.2.5. L'enregistreur de l'identité des équipements EIR (Equipment Identity Register)	15
I.2.3. Le centre d'opération et de maintenance OMC	15
I.2.4. Les services support	15
I.2.5. Les téléservices.....	16
I.2.6. Les services Supplémentaires.....	16
I.3. Réseau mobiles de troisième génération	16
I.3.1. Couverture globale de L'UMTS.....	17
I.3.2. Architecture UMTS	17
I.3.2.1. L'équipement utilisateur (UE)	18
I.3.2.2. Le réseau d'accès	18
I.3.2.2.1. Le RNC.....	19
I.3.2.2.2. Le nœud B	20
I.3.2.2.3 Le réseau cœur (CN).....	20
I.3.3 Les interfaces.....	21
I.3.4 Couches de protocoles radio de l'interface d'accès	21
I.3.5 Description des canaux de transport.....	22
I.4 Méthode d'accès radio.....	23
I.4.1 Division duplex par fréquence (FDD).....	24
I.4.2 Division duplex par temps (TDD)	24
I.5. Conclusion.....	25

Chapitre II : Interface radio de WCDMA

II.1. L'accès multiple par répartition de codes	27
II.2. Étalement de spectre	27
II.3. Principes de l'étalement de spectre	27
II.4. Propriétés de l'étalement de spectre	29
II.5. Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA).....	30
II.6. Principes du DS-CDMA	31

II.6.1. Étalement de spectre avec saut de fréquence	35
II.6.2. Étalement de spectre avec saut de temps.....	36
II.7. Propriétés du CDMA	36
II.7.1. Le contrôle de puissance	36
II.7.1.1. Le contrôle de puissance sur le lien montant.....	37
II.7.1.1.1. Le contrôle de puissance Open-loop (Slow).....	37
II.7.1.1.2. La boucle fermée intérieure entre le Node B et le mobile (inner loop)	37
II.7.1.1.3. La boucle extérieure entre le RNC et le Nœud B).....	37
II.7.1.2. Contrôle de puissance sur le lien descendant	37
II.7.2. Récepteur multi trajet (RAKE).....	37
II.7.3. Le handover	38
II.7.3.1. Le softer handover	39
II.7.3.2. Le soft handover	39
II.7.3.3. Le hard handover	40
II.8. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre.....	41
II.9. Interface d'accès large bande CDMA (W-CDMA)	42
II.9.1. Caractéristiques du W-CDMA	43
II.9.2. Flexibilité et extensibilité de services dans le W-CDMA	43
II.9.3. Flexibilité d'opérateur dans W-CDMA	44
II.9.4. Étalement de spectre et la modulation radio dans le W-CDMA	44
II.9.5. Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre.....	45
II.9.6. Code de canalisation	46
II.9.7. Génération des codes de canalisation	47
II.8. Code d'embrouillage	49
II.9.9. Génération des codes d'embrouillage	49
II.10. Conclusion	51

Chapitre III : <i>Caractéristiques de propagation de signal dans l'environnement radio-mobile.</i>

III.1. Les caractéristiques de propagation de signal dans l'environnement radio-mobile	54
III.2. Atténuation due aux effets de masques.....	54
III.3. Diffraction	55
III.4. Trajets multiples (multipaths)	55
III.5. Brouillages (bruits).....	56
III.6. Interférences	57
III.7. Canaux de transmission	57
III.7.1. Canal à évanouissement	58
III.7.1.1. L'étalement temporel	58
III.7.1.2. Décalage en fréquence (Effet Doppler).....	60
III.7.1.3. Canal à trajets multiples	61
III.8. Conclusion	62

Chapitre VI : Dimensionnements et caractéristiques des réseaux mobiles.

IV.1. Introduction	64
IV.2. Dimensionnement d'un réseau d'accès radio WCDMA	64
IV.2.1. Aspects et paramètres spécifiques au WCDMA dans le bilan de liaison radio	65
IV.2.1.1. Facteur de charge en UL	65
IV.2.1.2. Facteur de charge en DL	68
IV.2.3. Le bilan de liaison radio	70
IV.2.3.1. Les paramètres de tableaux de budget de liaison radio	71
IV.2.4. Estimation de la marge de shadowing, et gain de soft handover	78
IV.2.5. Modèle de propagation	80
IV.2.6. Estimation du rayon de la cellule	80
IV.3. détermination du rayon de cellule)	82
IV.4. Conclusion	87

Chapitre V : Discussion des résultats

V.1. Introduction	89
V.2. Influence de la marge de bruit et la puissance d'émission de station de base sur le nombre des utilisateurs	91
V.3. Etude de l'asymétrie entre les deux liaisons UL et DL	94
V.4. Influence type de l'environnement et la vitesse de mobile sur la portée de la cellule	97
V.5. Résultats de simulation sur la détermination rayons de cellule	99
V.6. Conclusion	102
Conclusion générale	103
Bibliographie	105

Introduction générale

Depuis le début des années 1990, l'industrie radio-mobile a connu des développements considérables en termes de technologie et d'abonnés. Les réseaux cellulaires de troisième génération *UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)* basés sur le *WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)* en mode *FDD (Frequency Division Duplex)* sont en cours de déploiement et test dans certains pays, et sont opérationnels commercialement dans d'autres, qui vient pour répondre à un marché de masse pour les services mobiles (développement à grande échelle d'un marché des services mobiles multimédias) à une époque où le GSM n'avait pas encore fait ses preuves. Avec cette évolution rapide des nouvelles techniques multimédias mobiles et la panoplie de services offerts, il est ainsi crucial pour les opérateurs des réseaux mobiles d'entamer une planification dont les procédures et démarches soient à la fois simples, peu coûteuses et robustes tenant compte des tendances de la technologie. Cette conscience de l'importance de la planification et du dimensionnement a été reconnue avec le déploiement des réseaux mobiles actuels et leur besoin d'aboutir à un réseau de meilleure qualité et capacité avec le moindre coût. La problématique devient encore plus complexe avec la diversité des services offerts aux utilisateurs et des équipements de constructeurs différents, les fluctuations du trafic et de l'environnement, les évolutions de la norme et de la technologie elle-même, les coûts de l'infrastructure, etc....

Dans ce cadre, notre travail de thèse a pour but d'identifier des processus et des méthodologies pour le dimensionnement des réseaux UMTS en se focalisant sur l'interface d'accès radio. L'utilisation de la technique d'accès CDMA (*Code Division Multiple Access*) en UMTS génère de nouveaux défis pour concevoir et trouver de telles règles et processus pour le dimensionnement des systèmes CDMA (*Code Division Multiple Access*).

Le processus de dimensionnement consiste à prévoir les besoins en couverture radio (nombre de sites radio et zone de couverture par site) sur la zone géographique avec prise en compte des données terrains et des lois de propagation. La densité de trafic est aussi prise en compte à ce stade pour choisir des tailles de cellules adaptées au besoin d'écoulement de la demande des abonnés. et même l'étude La capacité cellulaire on calculons le nombre maximal d'utilisateurs simultanément servis avec une qualité de transmission suffisante.

Outre l'introduction et la conclusion générales, cette thèse est composée de cinq chapitres.

Le *premier chapitre* donne un rappel général sur le GSM et l'UMTS et leurs architectures générales.

Le *deuxième chapitre* présente la technique d'accès multiple par répartition de code (CDMA), et le principe de l'étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA). Il présente également quelques propriétés des systèmes de communication tels que le contrôle de puissance et le handover et récepteur multi-trajet (RAKE).

Le *troisième chapitre* traite les différents problèmes et les obstacles qui limitent la propagation du signal radio comme les interférences, le brouillage et l'évanouissement rapide ou lent lors de la transmission.

Le *quatrième chapitre* représente les étapes de dimensionnement des réseaux mobiles. Il étudie les aspects et les paramètres du WCDMA dans une liaison radio et le facteur de charge soit en liaison montante (UL) ou en liaison descendante (DL), tout en présentant également le bilan d'une liaison radio, le calcul MAPL, l'estimation de la marge de *shadowing*, le gain soft handover, le modèle de propagation et l'estimation du rayon de cellule.

Dans le *dernier chapitre*, nous présentons les résultats numériques concernant les caractéristiques des réseaux mobiles.

Chapitre I

Généralités sur Les réseaux mobiles

I.1. Introduction

Les réseaux cellulaires analogiques ont été communément appelés « systèmes de première génération ». Quant aux réseaux numériques utilisés à l'heure actuelle, comme le GSM, le PDC (*Personal Digital Cellular*), le CDMA-ONE (IS-95) et l'US-TDMA (IS-136), ils sont regroupés sous l'appellation de « systèmes de deuxième génération ». Ces systèmes ont permis aux communications vocales de s'affranchir de la traditionnelle paire de cuivre et de gérer efficacement la mobilité de leurs utilisateurs. Ces derniers ont pu progressivement découvrir les avantages de nouveaux services, comme les messages courts et l'accès aux réseaux de données.

Les systèmes dits de « troisième génération » ont été conçus pour les communications multimédia. Avec ces nouveaux systèmes, les communications pourront être enrichies d'images et de vidéo de grande qualité. L'accès aux informations et aux services, que ce soit sur des réseaux publics ou privés, sera facilité par des débits nettement supérieurs et des fonctionnalités avancées. Cela, combiné avec l'évolution continue des systèmes de deuxième génération, créera de formidables opportunités économiques pour les constructeurs et les opérateurs [1]. Dans ce chapitre on va étudier les réseaux GSM et UMTS et leurs architectures générales.

I.2. Réseaux mobiles de deuxième génération et architecture (GSM)

Un réseau mobile est un réseau qui permet la communication entre les individus mobiles, par l'intermédiaire d'un lien ou d'un canal radio. L'un des standards les plus répandus de la deuxième génération (G2) est le GSM.

La norme GSM ne prévoit que la téléphonie mobile par GSM qui occupe deux bandes de fréquence aux alentours des 900 [MHZ] :

- La bande de fréquence 890-915 [MHZ] pour les communications montantes (du mobile vers la station de base).
- La bande de fréquence 935-960 [MHZ] pour la communication descendante (de la station de base vers le mobile).

Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 [KHz], cela place 124 canaux fréquentiels entre les différents opérateurs. Avec le nombre croissant des utilisateurs, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 [MHZ]. On a donc porté la technologie GSM 900 [MHZ] vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système *DCS-1800 (Digital communication system)* dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de

protocoles et de services. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 [MHZ] et les communications descendantes entre 1805 et 1880 [MHZ].

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en *trois* sous-systèmes [2] [3] :

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

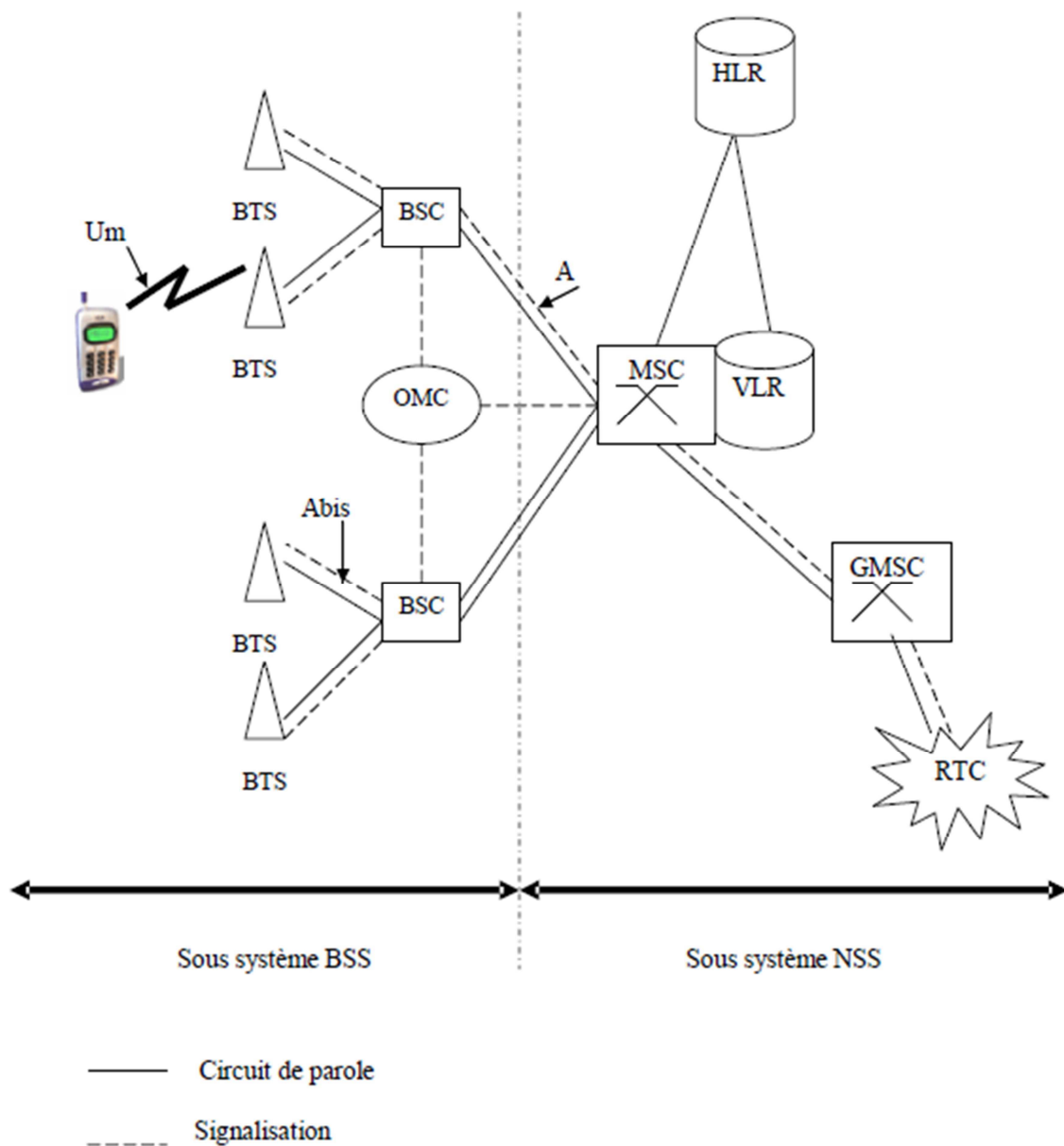


Figure I.1 : Architecture générale d'un réseau GSM.

I.2.1. Le sous-système radio BSS (Base Station System)

Le sous-système radio gère la transmission radio [2] [3]. Il comprend les parties suivantes :

I.2.1.1. Le mobile

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

I.2.1.2 La station de base BTS (Base Tranceiver Station)

Les BTS sont des points d'accès au réseau GSM des abonnés. Ce sont des antennes situées en haut des immeubles ou sur les bords de routes. Elles prennent en charge l'accès radio des mobiles dans la zone de couverture ce qui englobe les opérations de modulation, démodulation, codage correcteur d'erreur et estimation du canal. Elles diffusent les informations générales concernant la cellule qui sont utiles aux mobiles.

I.2.1.3 Le contrôleur de station de base BSC (Base Station Controller)

Le contrôleur de station de base gère une ou plusieurs stations de base et communique avec elles par le biais de l'interface Abis. Ce contrôleur remplit différentes fonctions au niveau de la communication et au niveau de l'exploitation.

Pour les fonctions des communications des signaux en provenance des stations de base, le BSC agit comme un concentrateur puisqu'il transfère les communications provenant des différentes stations de base vers une sortie unique. Dans l'autre sens, le contrôleur commute les données en les dirigeant vers la bonne station de base.

Dans le même temps, le BSC remplit le rôle de relais pour les différents signaux d'alarme destinés au centre d'exploitation et de maintenance. Il alimente aussi la base de données des stations de base. Enfin, une dernière fonctionnalité importante est la gestion des ressources radio pour la zone couverte par les différentes stations de base qui y sont connectées. En effet, le contrôleur gère les transferts intercellulaires des utilisateurs dans sa zone de couverture, c'est-à-dire quand une station mobile passe d'une cellule dans une autre. Il doit alors communiquer avec la station de base qui va prendre en charge l'abonné et lui communiquer les informations nécessaires tout en avertissant la base de données locale VLR de la nouvelle localisation de l'abonné.

I.2.2. Le sous-système réseau NSS (Network Sub System)

Le sous-système réseau joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous réseau radio gère l'accès radio, les éléments du NSS prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions. Le NSS comprend les parties suivantes :

I.2.2.1. Le centre de commutation mobile MSC (Mobile Switching Center)

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio via l'interface A. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (*RTC*) ou de son équivalent numérique, le réseau RNIS. Les commutateurs MSC d'un opérateur sont reliés entre eux pour la commutation interne des informations via l'interface E. Des MSC servant de passerelle (*Gateway Mobile Switching Center, GMSC*) sont placées en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une interopérabilité entre les réseaux d'opérateurs.

I.2.2.2. L'enregistreur de localisation HLR (Home Location Register)

Le HLR est une base de données contenant toutes les informations relatives aux abonnés d'un PLMN : le type d'abonnement, la clé d'authentification Ki (cette clé est connue d'un seul HLR et d'une seule carte *SIM*), les services souscrits, le numéro de l'abonné (*IMSI*), ... etc.

I.2.2.3. Le centre d'authentification AuC (Authentication Center)

Lorsqu'un abonné passe une communication, l'opérateur doit pouvoir s'assurer qu'il ne s'agit pas d'un intrus. Le centre d'authentification remplit cette fonction de protection des communications.

L'AuC mémorise pour chaque abonné une clé secrète utilisée pour authentifier les demandes de services et chiffrer les communications.

I.2.2.4. L'enregistreur de localisation des visiteurs VLR (Visitor Location Register)

Le VLR est une base de données où sont stockées les informations relatives à une région particulière. Nous y trouvons les mêmes informations que dans le HLR avec en plus l'identité temporaire de l'utilisateur TMSI (*Temporary Mobile Subscriber Identity*) et sa zone de localisation (ensemble de cellules où se trouve l'abonné). En pratique, le VLR est souvent associé au MSC. Il permet d'alléger le trafic de signalisation en cas d'un appel sortant où il n'est pas nécessaire de consulter le HLR contrairement au cas d'un appel entrant.

I.2.2.5. L'enregistreur de l'identité des équipements EIR (Equipment Identity Register)

Malgré les mécanismes introduits pour sécuriser l'accès au réseau et le contenu des communications, le téléphone mobile doit potentiellement pouvoir accueillir n'importe quelle carte SIM de n'importe quel réseau. Il est donc imaginable qu'un terminal puisse être utilisé par un voleur sans qu'il ne puisse être repéré.

Pour combattre ce risque, chaque terminal reçoit un identifiant unique IMEI (*International Mobile station Equipment Identity*) qui ne peut pas être modifié sans altérer le terminal.

I.2.3. Le centre d'opération et de maintenance OMC (Operation and Maintenance Center)

Cette partie du réseau regroupe trois activités principales de gestion : la gestion administrative, la gestion commerciale et la gestion technique.

Le réseau de maintenance technique s'intéresse au fonctionnement des éléments du réseau. Il gère notamment les alarmes, les pannes, la sécurité, etc. Ce réseau s'appuie sur un réseau de transfert de données, totalement dissocié du réseau de communication GSM.

I.2.4. Les services support

Le GSM offre à ses abonnés des services supports, lesquels permettent les transferts de données de bout en bout à travers le réseau. Les attributs techniques définissent les services, tels qu'un usager les voit depuis un point d'accès au réseau. Un service support particulier s'identifie par ses attributs. La norme définit trois catégories d'attributs :

- Les attributs de transfert d'information : Ces attributs caractérisent les possibilités de transferts d'informations d'un réseau depuis un point d'origine vers un ou plusieurs destinataires ;
- Les attributs d'accès : ces attributs définissent les moyens d'accéder aux fonctions et aux services supplémentaires d'un réseau (Canal et débit d'accès, Protocole d'accès (pour l'information, pour la signalisation) ;
- Les attributs généraux : ces attributs concernent l'ensemble des services supplémentaires (Qualité de service, Possibilité d'interfonctionnement).

I.2.5. Les télé services

Les télé services sont les applications opérationnelles offertes par le réseau à ses abonnés. Ces derniers utilisent les possibilités offertes par les services supports. Ils permettent la transmission d'informations d'usager à usager, dans le cadre d'une application. La téléphonie est le service le plus important des télé-services. Elle permet les types de communications suivants :

- communications entre deux postes mobiles,
- communications entre un poste mobile et un poste fixe, à travers un nombre quelconque de réseaux.

I.2.6. Les services Supplémentaires

Les services supplémentaires permettent une amélioration des téléservices et des services support. Ils sont de deux types : essentiels (sont nécessaires et doivent être présents dans tous les *PLMN*) et additionnels tels que le double appel, l'appel en conférence, la restriction d'appels, ... etc.

I.3. Réseaux mobiles de troisième génération

Les systèmes de troisième génération sont conçus pour fournir des services multimédias avec une qualité et une couverture meilleure que celles offertes par les réseaux de 2^{ème} génération, comme l'UMTS.

L'UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) est un système de communications mobiles sans fil capable d'être le support, en particulier, de services multimédias novateurs, et de combiner l'utilisation d'éléments terrestres et satellitaires. Il basée sur la technologie W-CDMA (*Wideband code Division Multiple Access, multiplexage par code à large bande*). L'organisation responsable est le 3GPP, qui s'occupe également du GSM, du GPRS et de l'EDGE.

Les principales caractéristiques de la téléphonie mobile de troisième génération sont :

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

- Un réseau d'accès spécifique, UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*).

I.3.1. Couverture globale de l'UMTS

La couverture globale de la planète s'organise en une structure cellulaire hiérarchisée qui assurera l'itinérance mondiale. Au sommet de la hiérarchie se trouvent les satellites qui assurent une couverture sur l'ensemble de la planète.

Le réseau radio terrestre s'occupe de la couverture terrestre selon une répartition hiérarchisée *pico*, *micro* et *macro-cellule*. La composante satellitaire sert pour le *roaming* mondial et pour compléter la couverture assurée par l'UTRAN. Les pico-cellules sont conçues pour la couverture des bâtiments c'est-à-dire en environnement indoor, les microcellules pour les zones urbaines et suburbaines denses et les macro-cellules assurent la couverture en environnement rural. Dans la figure I.2 qui suit, on illustre la couverture globale d'un réseau UMTS.

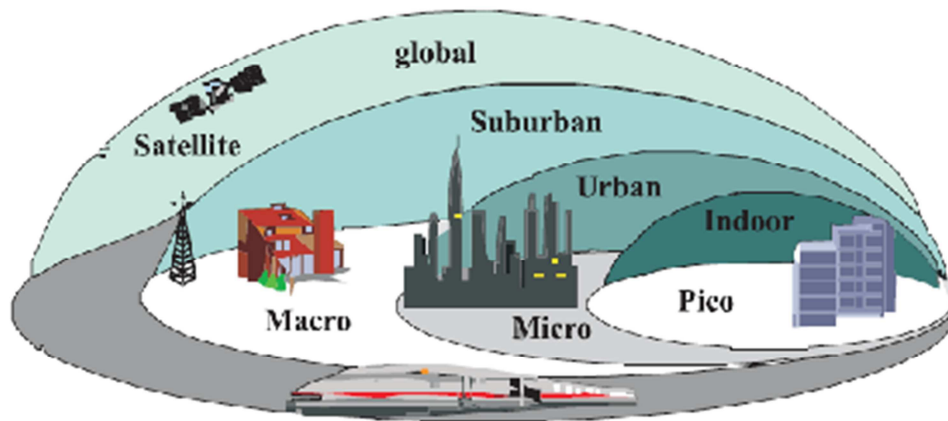


Figure I.2 : Couverture globale de l'UMTS.

I.3.2. Architecture UMTS

L'architecture d'un réseau UMTS est divisée en trois entités principales selon les spécifications du groupe de normalisation 3GPP. La première correspond au réseau d'accès radio UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*), la seconde au réseau cœur CN (*Cœur Network*) et la troisième à l'équipement terminal UE (*User Equipement*).

La figure suivante présente l'architecture d'un réseau UMTS :

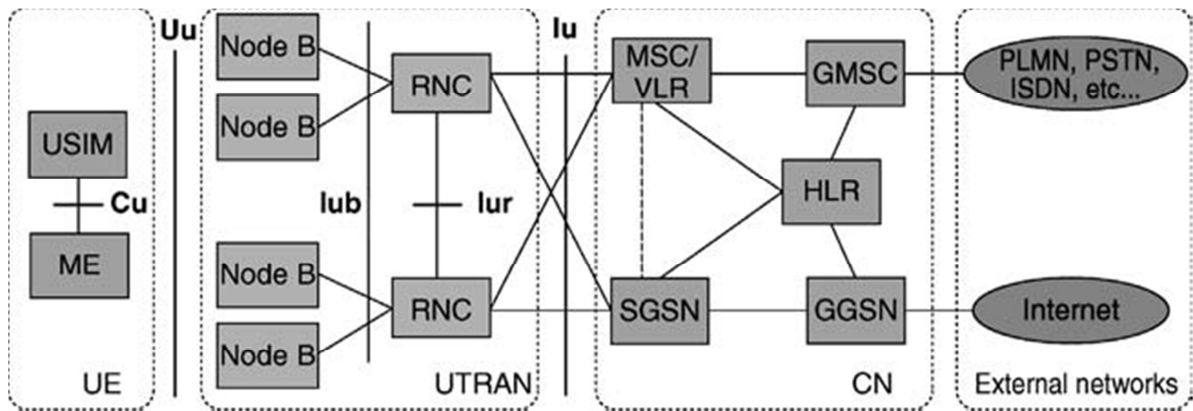


Figure I.3 : Architecture du réseau UMTS.

Les éléments illustrés au niveau de cette figure seront détaillés dans ce qui suit [6].

I.3.2.1. L'équipement utilisateur (UE)

L'UE contient deux parties :

- L'équipement mobile (*ME : Mobile Equipment*) : c'est un terminal radio utilisé pour les communications à travers l'interface radio U_u .
- L'USIM (*UMTS Subscriber Identity Module*) : c'est l'équivalent de la carte SIM en GSM. Il fournit l'identité de l'abonné, établit les algorithmes d'authentification, enregistre les clefs d'authentification et de cryptage,...etc.

I.3.2.2. Le réseau d'accès

Le réseau d'accès terrestre de l'UMTS s'appelle UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). Un UTRAN est constitué d'un ou plusieurs RNS (*Radio Network System*). Le RNS a pour rôle de gérer l'allocation et la libération des ressources radio pour autoriser la connexion entre l'UE et l'UTRAN. Chaque RNS est formé d'un RNC (*Radio Network Controller*) et d'un ou plusieurs nœuds B (Node). La figure suivante correspond architecture de l'UTRAN.

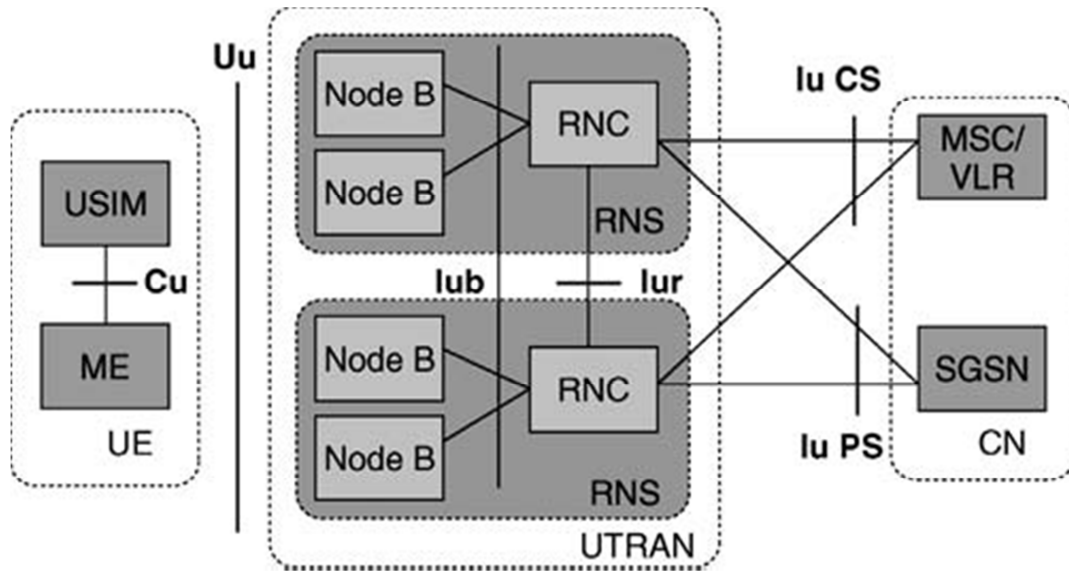


Figure I.4 : Architecture de l'UTRAN

I.3.2.2.1. Le RNC

Le RNC contrôle les ressources radio de l'UTRAN et gère le protocole RRC (*Radio Resource Control*) définissant les procédures et les messages entre le mobile et l'UTRAN. Il est en liaison avec le réseau cœur pour les transmissions en mode paquet à travers l'interface *Iu - PS* et en mode circuit à travers l'interface *Iu - CS*. Le RNC directement relié à un nœud B par l'interface *Iub* est un CRNC (*Controlling RNC*), il gère :

- Le contrôle de la charge des différents nœuds B.
- Le contrôle d'admission et d'allocation des codes pour les nouveaux liens radio qui s'établissent dans les cellules gérées.

Lorsqu'un mobile est lié à des Nodes B contrôlés par différents RNC, deux types de RNC se distinguent : Le SRNC (*Serving RNC*) et le DRNC (*Drift RNC*).

Le SRNC est le RNC qui fournit la connexion *Iu* pour le mobile vers le réseau cœur. Lorsque le mobile est en situation de Soft Handover, plus qu'une liaison *Iub* et une liaison *Iur* sont établies. Seul le SRNC fournit l'interface *Iu* vers le CN. Les autres ont pour fonction principale de router les données de façon transparente. Ces RNC sont appelés alors DRNC.

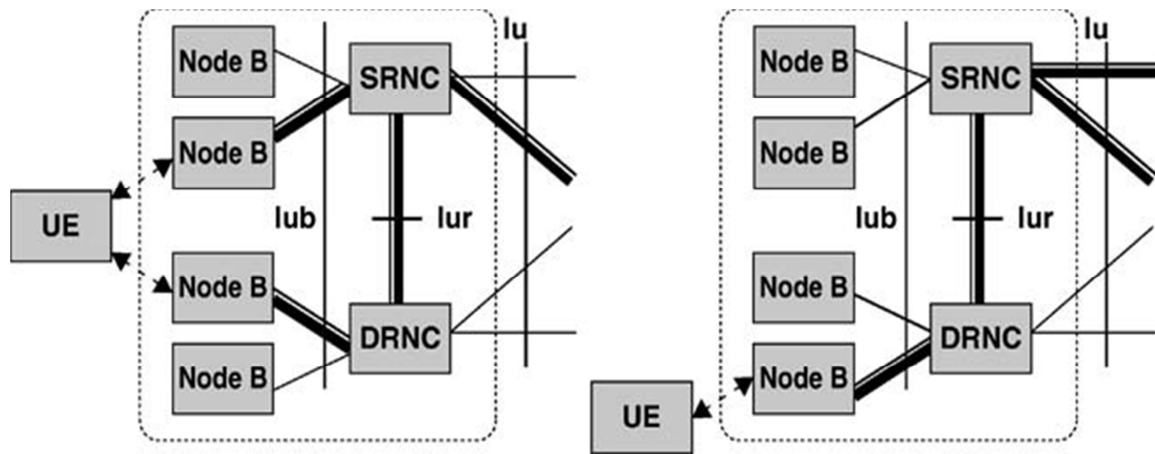


Figure 5 : Rôle logique du RNC pour une UE UTRAN.

I.3.2.2.2. Le nœud B

C'est l'équivalent du BTS dans le réseau GSM. Ses fonctionnalités principales sont : gérer la couche physique de l'interface radio, administrer le codage canal, l'entrelacement, l'adaptation du débit, l'étalement et le désétalement. Il est aussi responsable du contrôle de puissance en boucle fermée. L'interface mobile / Nœud B est dite interface *Uu*.

I.3.2.2.3. Le réseau cœur (CN)

Le réseau cœur est responsable de la commutation et du routage des communications (voix/données) dans le même réseau ou vers les réseaux externes. Il se décompose en deux parties : le domaine paquet et le domaine circuit.

- **Le domaine circuit :** Ce domaine permet de gérer les services temps réels tels que les appels téléphoniques, la visioconférence et les applications multimédias. Ces applications exigent un temps de transfert très réduit. Le débit supporté par ce mode peut arriver jusqu'à 384 Kbits/s. L'infrastructure pour le domaine circuit s'appuie sur un MSC/VLR (*Mobile Switching Center / Visitor Location Register*) correspondant à un commutateur téléphonique auquel est rattachée une base de données pour les abonnés visiteurs de la zone de service de ce MSC et sur un GMSC (*Gateway MSC*), pour la commutation vers les réseaux externes tel que le RTCP (*Réseau Téléphonique Commuté Publique*).
- **Le domaine paquet :** Le domaine paquet est constitué d'une plateforme IP. Le routage des informations se fait soit dans le même réseau, soit vers les réseaux paquets externes à savoir (*Internet, X25, VPN, ...*). Ce domaine traite les services non temps réels tels que le téléchargement des fichiers ou des E-mails, les jeux en réseau, la navigation sur

le web...etc. Le temps de transfert pour ce type d'applications n'est pas important. Le débit pourra atteindre 2 Mbits/s. Le réseau IP est basé sur un SGSN (*Serving GPRS Support Node*) jouant le même rôle que le MSC/VLR en mode paquet et un GGSN (*Gateway GPRS Support Node*) pour faire transiter les données vers les réseaux externes de transmission de données, et négocier la qualité de service réseau avec un serveur de politique tel que COPS (*Common Open Policy Server*). On trouve le HLR (*Home Local Register*), comme un élément commun aussi bien pour le domaine paquet que pour le domaine circuit. Il s'agit d'une base de données contenant les profils et toutes les informations concernant les abonnés.

I.3.3. Les interfaces

La spécificité à signaler dans le cadre de l'UMTS est que les interfaces sont ouvertes c'est-à-dire que les équipements de tous les constructeurs peuvent fonctionner et s'inter opérer à condition qu'ils respectent la norme requise [6].

On note quatre interfaces :

- **L'interface Uu** : c'est l'interface radio de l'UMTS. A travers cette interface les mobiles peuvent accéder au réseau.
- **L'interface Iub** : c'est l'interface entre le nœud B et le RNC, c'est l'équivalent de l'interface A-bis en GSM.
- **L'interface Iur** : c'est une nouvelle interface entre deux RNCs, et elle est nécessaire pour le mécanisme du Soft Handover.
- **L'interface Iu** : cette interface permet à l'UTRAN de communiquer avec le réseau cœur. On distingue l'interface *Iu-CS*, entre RNC / domaine circuit et l'interface *Iu-PS* reliant le RNC avec le SGSN.

I.3.4 Couches de protocoles radio de l'interface d'accès

Dans le but de comprendre les fonctions de l'interface d'accès au réseau UTRAN, nous allons décrire les protocoles de communication mis en œuvre sur l'interface entre un terminal mobile et le réseau d'accès radio du système UMTS. On pourra distinguer sur cette interface radio trois couches principales de protocoles illustrées à la figure I.6 [8].

- la couche physique (couche 1) ;
- la couche de liaison de données (couche 2) ;
- la couche de contrôle de la ressource radio RRC (*Radio Resource Control*).

La couche 2 est elle-même composée aussi de quatre sous-couches :

- la sous-couche MAC (*Medium Access Control*) ;
- la sous-couche RLC (*Radio Link Control*) ;
- la sous-couche PDPC (*Packet Data Convergence Protocol*) ;
- la sous-couche BMC (*Broadcast/Multicast Control*).

La figure I.6 montre l'architecture en couches des protocoles dans la strate d'accès [9]. Nous pouvons noter, sur cette figure, le découpage vertical en « plan de signalisation » et en « plan usager » supportant respectivement le transfert des messages de signalisation entre le mobile et le réseau, et le transfert des données utilisateurs. Les lignes « contrôle » entre la couche RRC et chacune des autres couches matérialisent le fait que RRC assure le contrôle de la configuration de toutes les couches inférieures.

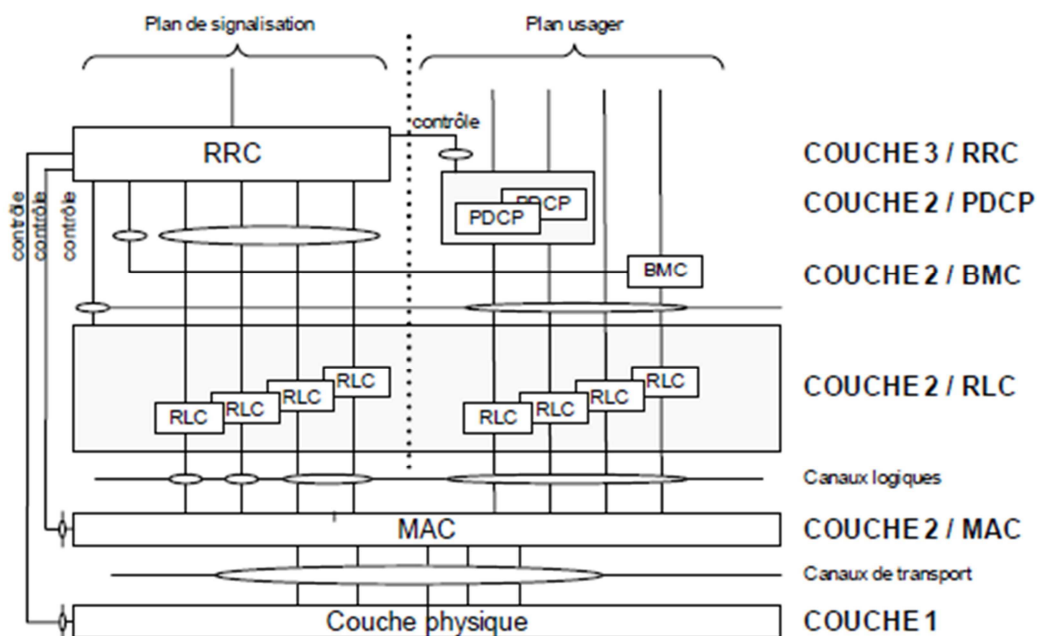


Figure I.6 : couche de protocoles de l'interface radio

I.3.5 Description des canaux de transport

Le concept de canal se décline sur l'interface radio UMTS en trois types différents : les canaux logiques, les canaux de transport et les canaux physiques. Étudier un sous-système radio revient à étudier les fonctionnalités de la couche physique ainsi que les interactions que celle-ci peut avoir avec les couches supérieures. Par conséquent, notre intérêt se portera, de façon générale, sur les canaux de transport et plus particulièrement sur les canaux physiques qui seront définis lors de la description des procédures de la chaîne de transmission au niveau de la couche physique.

Un canal de transport est un service offert par la couche physique à la couche MAC pour le transfert d'informations. Ces canaux peuvent être classés en trois catégories : les canaux communs, les canaux partagés et les canaux dédiés [7]. Un canal commun est un canal point à multipoint unidirectionnel utilisé pour le transfert d'informations d'un ou de plusieurs UE. On peut trouver six types de canaux communs détaillés dans [8]. Il existe un seul type de canal partagé spécifié dans la R99 : le DSCH (*Downlink Shared CHannel*). C'est un canal utilisé uniquement sur la voie descendante en association avec un ou plusieurs canaux dédiés. Il est partagé dynamiquement par différents utilisateurs et transporte des données de contrôle ou de trafic. Un canal dédié est un canal point à point dédié à un seul UE. Le DCH (*Dedicated CHannel*) est le seul type de canal spécifié dans la R99. Ce type de canal existe dans les deux sens de la liaison et transporte des données.

Comme illustré à la figure I.6, il existe une correspondance (*mapping*) entre les canaux de transport et les canaux physiques [8]. Ces canaux seront définis et détaillés au fur et à mesure que les fonctions de la couche physique seront étudiées.

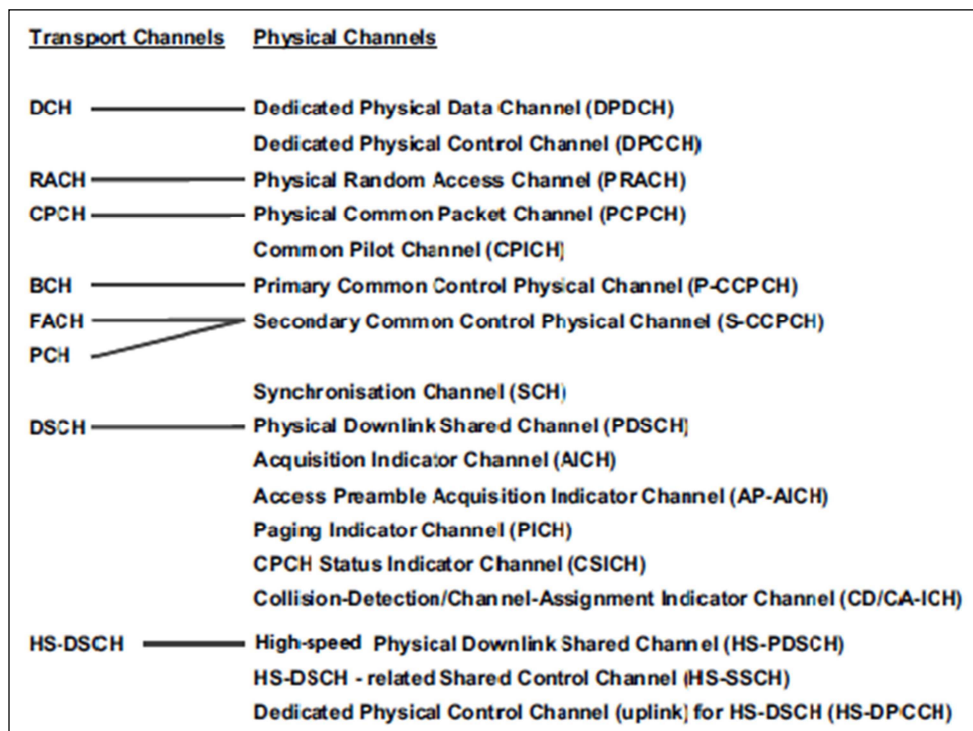


Figure I.7 : Correspondance (*mapping*) entre les canaux de transport et les canaux physiques.

I.4 Méthode d'accès radio

La communication entre deux MS nécessite l'utilisation de deux liens radio parallèle : un lien radio montant UL (*UpLink*) pour toutes les communications allant du terminal mobiles

vers la station de base et un lien descendant DL (*Downlink*) pour transporter les informations dans le sens contraire.

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

I.4.1 Division duplex par fréquence (FDD)

Avec la division duplex par fréquence FDD, le UL et le DL utilisent chacun une bande de fréquence différente. L'espace entre les deux bandes de fréquence pour l'UL et la DL est appelé comme distance duplex. Elle est constante pour toutes les stations mobiles dans une même norme. D'une façon générale, la bande de fréquence du DL est placée à une fréquence plus élevée que la bande de l'UL. De cette manière on limite la consommation des équipements mobiles. Plus la fréquence est élevée plus la consommation est forte.

I.4.2 Division duplex par temps (TDD)

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

La TDD est principalement employée pour la transmission des données des systèmes mobiles de communication de la 2^{ème} génération (numérique). La transmission numérique simplifie la compression de la parole et de donnée.

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

- Le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition de fréquence ;
- Le TDMA (*Time Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition dans le temps ;

- Le CDMA (*Code Division Multiple Access*) : accès multiple par répartition de code.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié tout d'abord l'architecture du réseau GSM. Puis, étudié l'architecture du réseau UMTS. Nous avons étudié les services offerts par le réseau UMTS, et ont donné une description des canaux de transport et les différents types des méthodes d'accès radio (CDMA, FDMA, TDMA).

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les caractéristiques de la couche physique à savoir la méthode d'accès CDMA et le principe de l'étalement de spectre. En outre, nous donnerons un aperçu sur les notions du handover et le contrôle de puissance.

Chapitre II

Interface radio WCDMA

II.3.3. 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 [3].

II.2. 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 soit transmis 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.

II.3. Principe de l'étalement de spectre

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

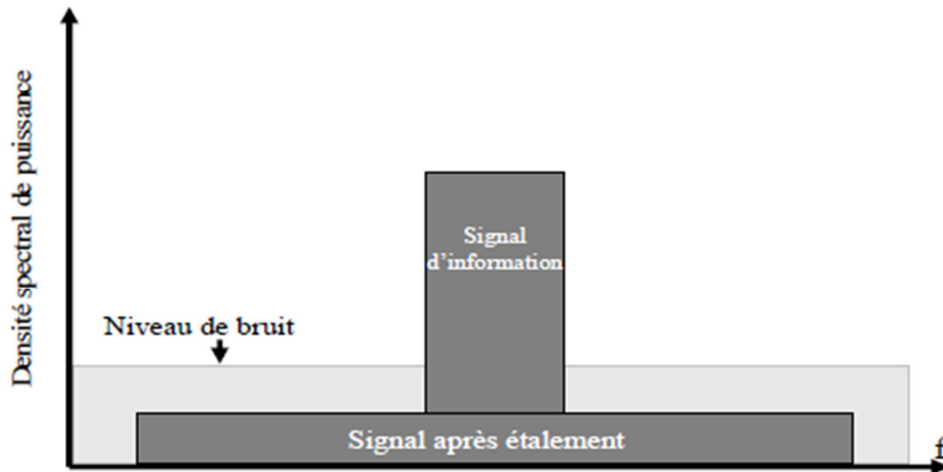


Figure II.1 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre.

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 « déséaler » 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. Commenant par la célèbre expression qui détermine la capacité d'un canal :

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

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 $\log_2$ est la fonction logarithme en base 2. En développant en série cette fonction dans l'expression précédente, on peut facilement arriver à l'expression suivante :

$$C \approx \frac{B}{\ln 2} \left(\frac{S}{N} \right) \Rightarrow \left(\frac{S}{N} \right) = \frac{\ln(2) \cdot C}{B}. \quad (\text{II.2})$$

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 à 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 :

$$G_p = \frac{B_{spr}}{B_{inf}} \quad (II.3)$$

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.

II.4. Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure II.1, 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*)[3].

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.

II.5. Étalement de spectre par séquence directe (DS-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.

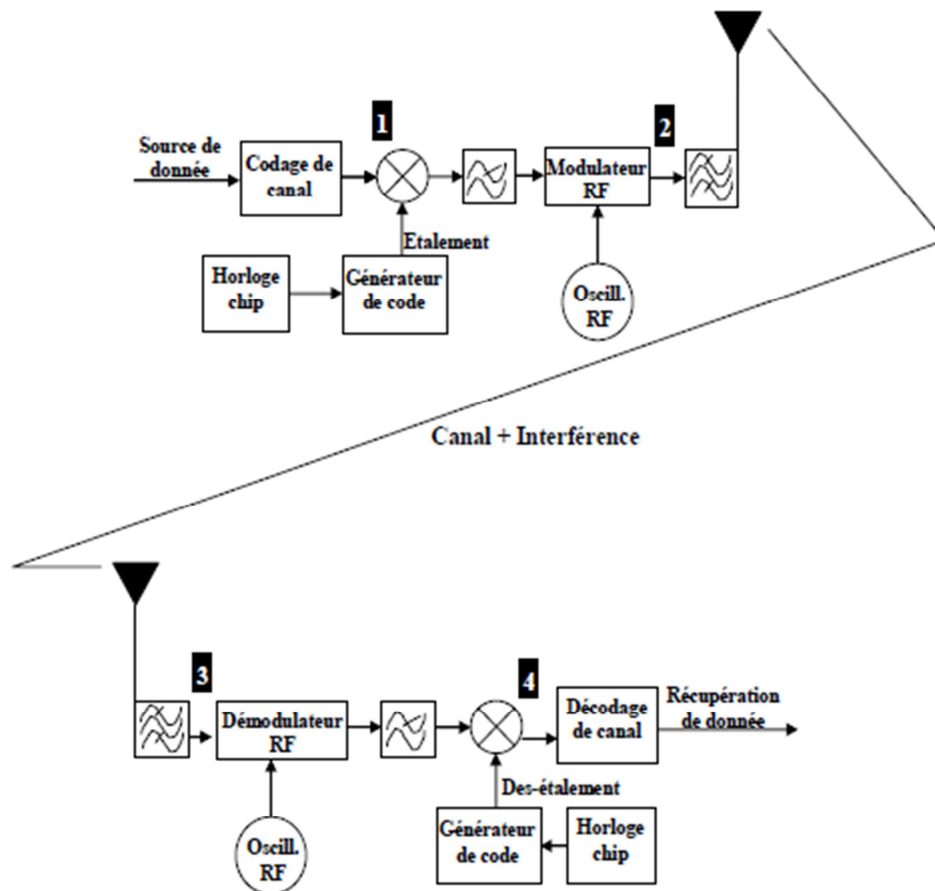


Figure II.2 : chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-CDMA.

La figure II.2 montre un schéma simplifié d'un émetteur/récepteur DS-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.

A la réception, le signal est d'abord transformé en signal bande de base par un filtre passe-bande, centré sur « f_c », limitant la largeur spectrale de l'interférence (point 3). Une fois en bande de base, 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.

II.6. 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 II.3 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 II.1 la montre, dans l'émetteur le signal d'information des utilisateurs 1 et 2 est étalée 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.

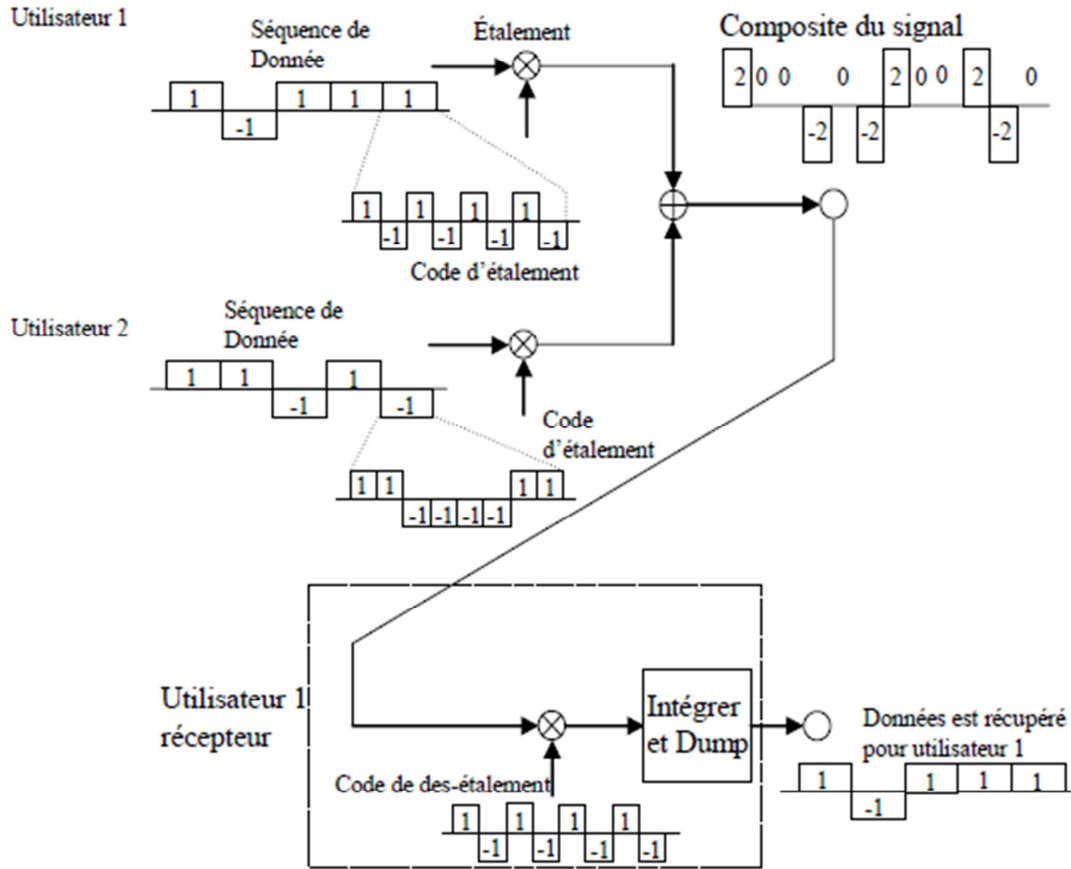


Figure II.3 : Exemple d'étalement de spectre.

Dans notre système DS-CDMA, 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 :

$$S_k(t) = \sqrt{2S}C_k(t)d_k(t)\cos(f_c + f_\theta). \quad (\text{II.4})$$

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 :

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\Phi_k(i)] \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) \quad (\text{II.5})$$

$$C_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_c} - i\right) \quad (\text{II.6})$$

où T_s et T_c sont respectivement la durée du 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 :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \dots \text{si } 0 \leq t \leq 1. \\ 0 & \dots \text{si autre.} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Dans l'expression II.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 est représenté par l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2S_k} \sum_{l=0}^{L_k} \xi_k(t) c_k(t - \tau_{k,l}) d_k(t - \tau_{k,l}) + w(t). \quad (\text{II.8})$$

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 (II.8), S_k représente la puissance de transmission de l'utilisateur k . $\xi_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ 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 :

$$0 \leq \tau_{0,0} \leq \tau_{k,l} (k \neq 0, l \neq 0) \leq T_s. \quad (\text{II.9})$$

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

$$Z_{0,0}(t) = \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} r(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt. \quad (\text{II.10})$$

Dans l'expression (II.10), le symbole $*$ représente le conjugué complexe. Le résultat de cette intégration est donné par l'expression :

$$Z_{0,0} = A + B + C + D. \quad (\text{II.11})$$

Nous pouvons diviser l'expression de la sortie de l'intégration au récepteur en 04 parties. A est la séquence du signal d'information qui a été transmise, donnée par l'expression suivante :

$$A = \sqrt{2S_0} \xi_{0,0}(m) b_0(m). \quad (\text{II.12})$$

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

$$B = \sqrt{\frac{2S_0}{T_s}} \sum_{l=1}^{L_0-1} \left[\xi_{0,1}(m-1) b_0(m-1) \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{mT_s + \tau_{0,l}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right. \\ \left. + \xi_{0,l}(m) b_0(m) \int_{mT_s + \tau_{0,l}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right] \quad (\text{II.13})$$

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

$$C = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\frac{2S_k}{T_s}} \sum_{l=0}^{L_k-1} \left[\xi_{k,l}(m-1)b_k(m-1) \int_{mT_s+\tau_{0,0}}^{mT_s+\tau_{k,l}} C_k(t-\tau_{k,l})C_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right. \\ \left. + \xi_{k,l}(m)b_k(m) \int_{mT_s+\tau_{k,l}}^{mT_s+\tau_{0,0}} C_k(t-\tau_{k,l})C_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right] \quad (\text{II.14})$$

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

$$D = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s+\tau_{0,0}}^{\tau_{0,0}+(m+1)T_s} w(t) C_0^*(t-\tau_{0,0})dt. \quad (\text{II.15})$$

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 (II.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.

II.6.1. 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.

II.6.2. 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*) [3].

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.

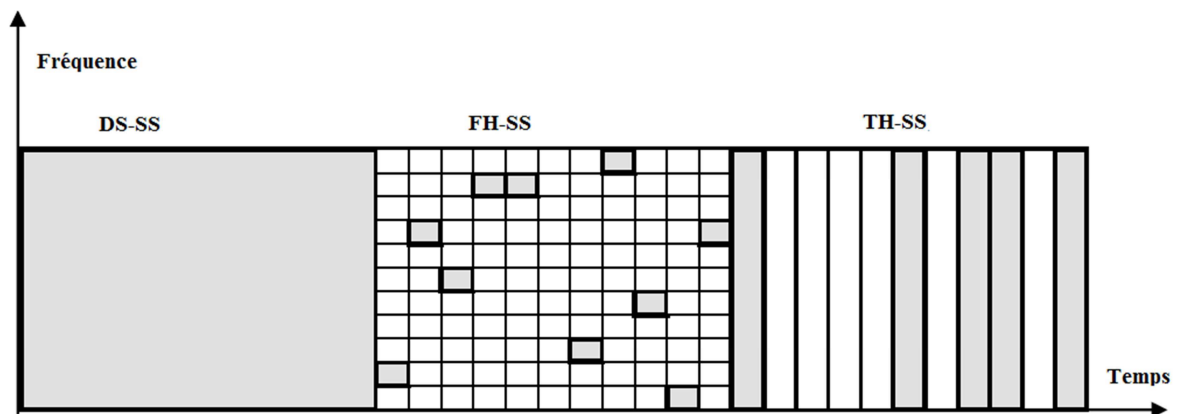


Figure II.4 : Famille des étalements de spectre.

II.7. 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 les performances du système du point de vue du débit/surface.

II.7.1. Le contrôle de puissance

Le contrôle de puissance est primordial. Sans lui, un seul terminal mobile émettant à une puissance trop élevée pourrait empêcher tous les autres terminaux mobiles de la cellule de communiquer, puisque tous les utilisateurs émettent dans la même bande de fréquence.

Chaque utilisateur peut être une source d'interférence pour les autres. Il est donc important de mettre en œuvre un mécanisme qui permet aux terminaux mobiles d'ajuster leur puissance d'émission tout en garantissant une bonne réception à la station de base. Ce problème se pose aussi pour les puissances émises par la station de base pour limiter les interférences intercellulaires. Le contrôle de puissance est donc nécessaire dans les deux sens.

II.7.3.1. Le contrôle de puissance sur le lien montant

Trois boucles de contrôle de puissance sont mises en œuvre :

II.7.1.1.1. Le contrôle de puissance Open-loop (Slow)

Le contrôle de puissance Open-loop est utilisé pour initialiser le niveau de puissance au début de la communication. Le mobile ajuste la puissance d'émission de sa demande d'accès en fonction de la perte de propagation mesurée grâce au CPICH. La perte de propagation est la même sur les deux liens.

Perte de propagation = Puissance émise - Puissance reçue.

II.7.1.1.2. La boucle fermée intérieure entre le Nœud B et le mobile (inner loop)

Elle contrôle la puissance d'émission du mobile tous les slots, soit avec une fréquence de 1500 Hz. pour lutter contre les effets des évanouissements. Le nœud B dispose d'une consigne E_b/N_0 qui dépend de la nature de la communication en cours. Chaque slot, le *Node B* (nœud B) envoie une consigne au mobile lui demandant d'augmenter ou de réduire sa puissance d'émission en fonction de E_b/N_0 mesuré et de la consigne.

II.7.1.1.3. La boucle extérieure entre le RNC et le Nœud B (Contrôle de puissance outer loop)

C'est une boucle lente qui fixe la valeur de la consigne E_b/N_0 . Cette valeur est fixée d'après une mesure du pourcentage de trames erronées. La boucle extérieure permet d'éviter l'effet d'éblouissement.

II.7.1.2. Contrôle de puissance sur le lien descendant

Il y a uniquement un contrôle de puissance rapide en boucle fermée. Chaque mobile demande au Nœud B d'augmenter ou de diminuer sa puissance d'émission de tous les slots sur le code de canalisation correspondant. Si beaucoup de mobiles demandent une augmentation de puissance, il faut transférer certains mobiles sur des cellules moins chargées.

II.7.2. Récepteur multi trajet (RAKE)

L'une des propriétés 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 ses performances. 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*). 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.

II.7.3. Le handover

Le handover gère la mobilité des usagers. Notons que les terminaux mobiles et les stations de base utilisent plusieurs récepteurs à corrélation qui forment un récepteur de RAKE pour récupérer le maximum d'énergie du signal sur les différents trajets empruntés et éventuellement sur les différentes antennes. Différents types de handover existent suivant la position de l'utilisateur mobile dans la cellule : *soft* handover, *softer* handover ou *hard* handover.

L'utilisation du *soft* handover et du *softer* handover permet d'accroître les performances de la liaison en y ajoutant une forme de diversité. Il est cependant nécessaire de minimiser les situations de *soft* handover, sous peine de gaspiller les ressources et diminuer la capacité du système. Le traitement de handover est défini pour les services de type circuits et

les services de types données. Pour le premier cas de figure, les handovers peuvent être implantés comme *soft*, *softer* ou *hard* handover. Pour les services de types données, le seul type de handover défini est la re-sélection de cellule.

III.7.3.1. Le softer handover

Le *softer handover* se produit quand les stations de base sont sectorisées. Ainsi, quand le terminal mobile se trouve dans une zone de couverture commune à deux secteurs adjacents d'une même station de base, les communications avec la station de base empruntent simultanément deux canaux radio, un pour chaque secteur. Deux codes d'étalement doivent alors être utilisés dans le sens *DL* afin que le terminal mobile puisse distinguer les deux signaux issus des deux secteurs et on a donc deux connexions simultanées pour cet usager. Dans le sens *UL*, les signaux provenant du terminal sont reçus par les deux secteurs de la station de base et routés vers le même récepteur de *RAKE*. Les signaux sont ainsi combinés au niveau de la station de base. On compte généralement 5 à 10 % des terminaux mobiles d'une cellule qui sont en situation de *softer handover*.

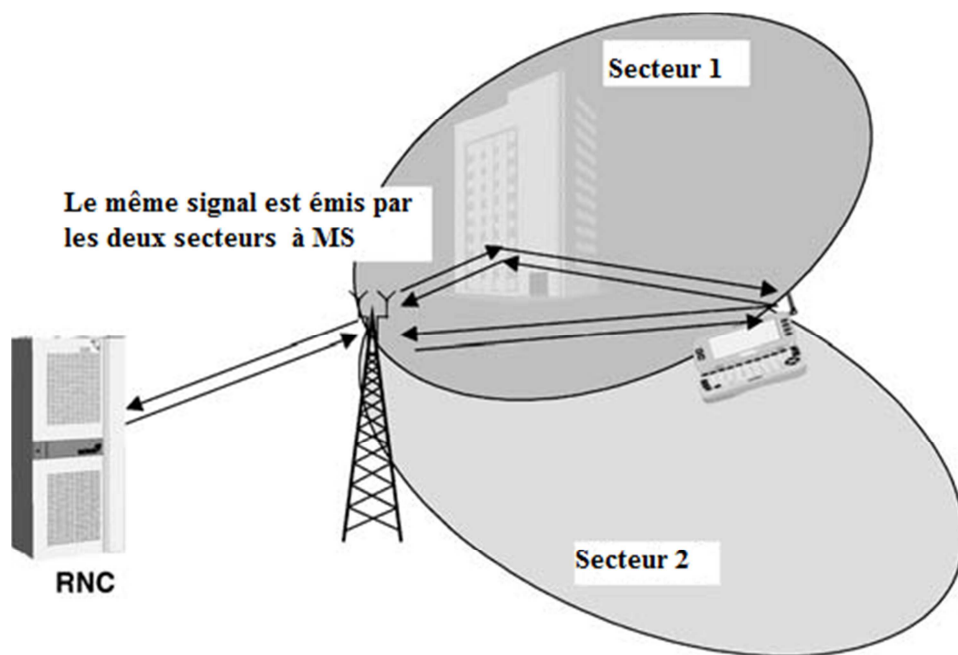


Figure II.5: Softer handover.

II.7.3.2. Le soft handover

Durant un *soft handover*, le terminal mobile se trouve dans la zone de couverture commune à deux stations de base. L'état où un mobile est en liaison avec deux stations de base ou plus est appelé *macrodiversité*. Les communications entre le terminal mobile et les

stations de base utilisent simultanément deux canaux radio, un pour chaque station de base. Du point de vue du terminal mobile, il existe très peu de différences entre le *softer* et le *soft handover*.

En revanche, dans le sens UL ces deux handovers diffèrent car, dans le cas du *soft handover*, les signaux reçus par les stations de base sont routés et combinés au niveau du RNC. Cela permet à cette dernière de sélectionner la meilleure trame reçue. Un usager mobile peut être en situation de *soft handover* avec deux, trois ou quatre stations de base. S'il quitte la zone de couverture commune pour se rapprocher d'une station de base, alors cette dernière le prend en charge.

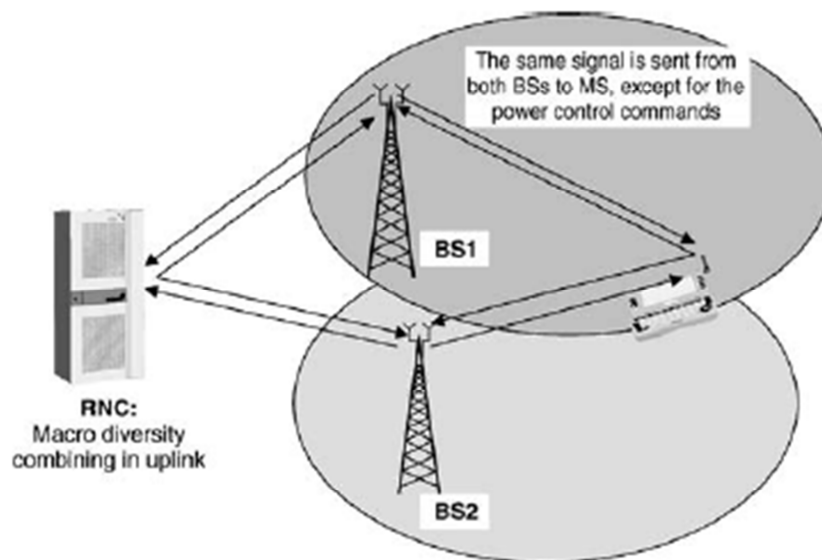


Figure II.6 : Soft handover.

Le *soft handover* permet de limiter la perte de connexion quand un usager se déplace vers une autre cellule. On considère que 20 à 40 % des usagers sont en situation de *soft handover*. Il est donc indispensable de prendre en compte les connexions supplémentaires dans une cellule dues au *soft handover* lors du dimensionnement du réseau.

II.7.3.3. Le hard handover

Il existe deux autres types de *hard handover* : le *hard handover* inter-fréquences qui permet à un terminal mobile de passer d'un spectre de fréquence à un autre et le *hard handover* inter-systèmes qui permet au terminal mobile de passer d'un système à un autre

comme d'un mode FDD à un mode TDD ou pour passer d'un système 2G à un système 3G (pendant la période de coexistence des deux systèmes).

II.8. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre

Le système CDMA large bande (W-CDMA) présente de multiples avantages [3]:

- **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. De 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. 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.

- **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 (*near and far effect*) 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.

II.9. Interface d'accès large bande CDMA (W-CDMA)

Avant d'aborder l'aspect de la partie réception du système utilisant l'étalement de spectre, nous nous intéresserons ici à la théorie de l'information qu'elle impose 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.

II.9.1. Caractéristiques du W-CDMA

Toutes les caractéristiques du CDMA s'appliquent également au W-CDMA. Néanmoins, le W-CDMA apporte plusieurs améliorations concernant les performances et la flexibilité des services, ainsi que l'exploitation de l'extensibilité. Les principales différences entre le CDMA et le W-CDMA 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-CDMA*, *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[3].

II.9.2. 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.

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 [3].

II.9.3. 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 [3].

II.9.4. 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 du chaque bit d'information par une séquence du code orthogonal, ce qui augmente la largeur de bande du signal. En fait, la longueur de cette séquence de bits est appelée facteur d'étalement (SF, *spreading factor*). Le code utilisé (appelée code de canalisation) doit réaliser l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du canal physique. La deuxième opération est l'embrouillage 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 [3].

II.9.5. 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*).

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 « ci » de longueur « M » telle que « $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$ ». La fonction d'autocorrélation $R_{ci}(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$R_{ci}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k)c_i(k+1) \quad (\text{II.16})$$

Par ailleurs, l'intercorrélation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'intercorrélation « $R_{cij}(t)$ » 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 :

$$R_{c_i c_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_j(k+1) \quad (\text{II.17})$$

Les éléments des codes dans les deux précédentes expressions ([II.16] et [II.17]) 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'intercorrrelation nulle « $R_{c_i c_j}(t) = 0$ » pour toute « t ». En effet, les codes ayant une fonction d'intercorrrelation 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'intercorrrelation 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'intercorrrelation 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[3].

II.9.6. 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. 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'intercorrélacion 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 [3].

II.9.7. Génération des codes de canalisation

L'une des caractéristiques fondamentales des systèmes 3G est la possibilité d'offrir des services multimédias 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'intercorrélacion satisfait « $Rc_i c_j(0)=0$ ». Pour ce faire, on fait appel à la méthode proposée 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 :

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

avec « $C_{N,0}=I$ ». 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 II.7 suivante :

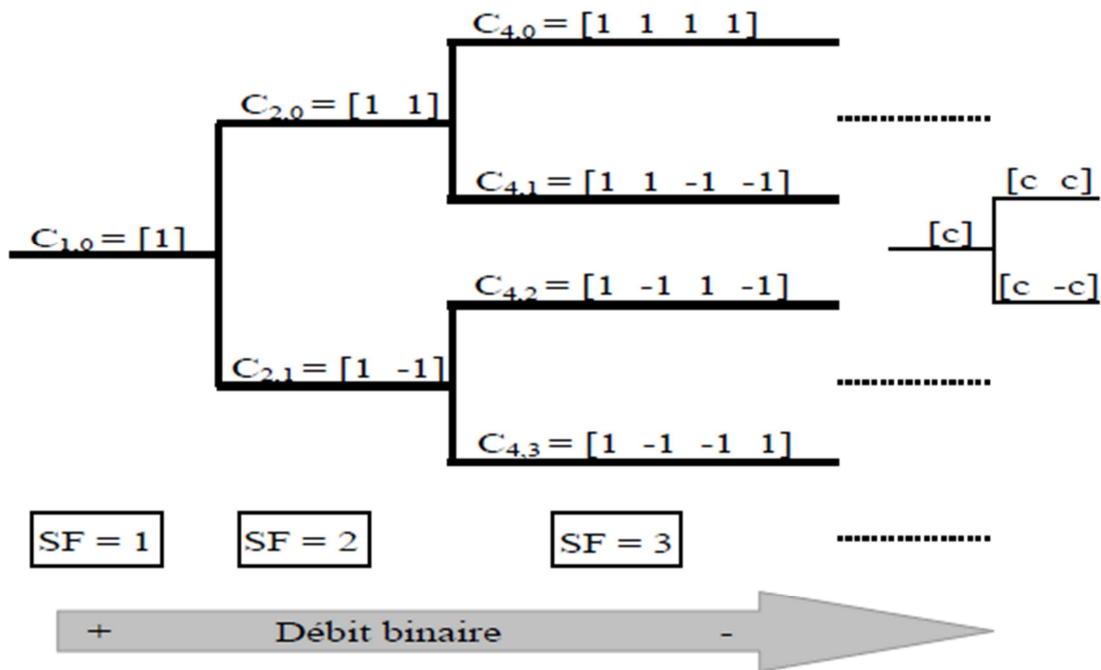


Figure II.7 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation.

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 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*. 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 » qui est assigné, seuls 25% de l'ensemble des codes de l'arbre sont utilisés.

II.9.8. 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 [3].

II.9.9. 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 à le régénérer à la réception pour récupérer 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.

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit par la figure II.8, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois 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 contre réaction » 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 « $2^n - 1$ ».

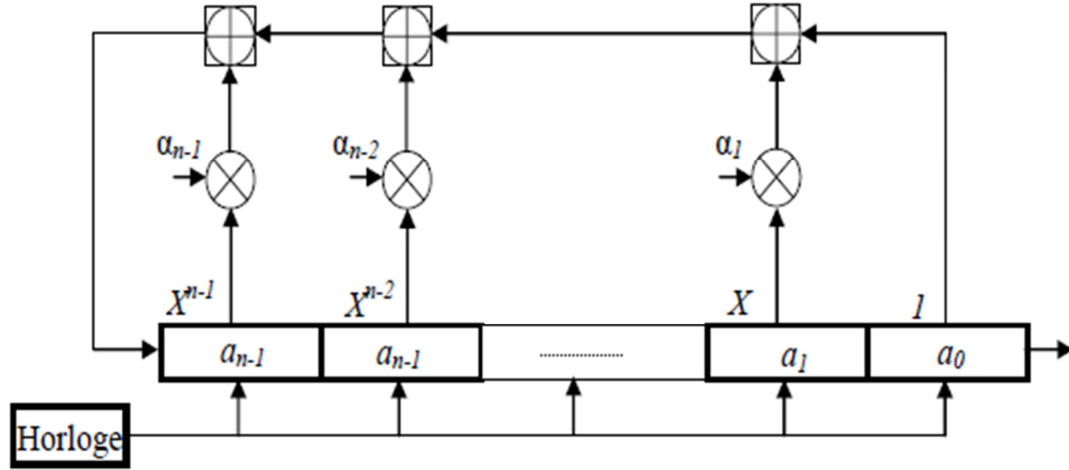


Figure II.8 : Schéma générique d'un registre à décalage.

En outre, on peut voir sur la figure II.8 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 II.8 que le générateur de m-séquences peut être représenté suivant une notation polynomiale.

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

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-séquences que de polynômes primitifs. Le nombre de polynômes primitifs et par conséquent le nombre de m-séquences que l'on peut générer avec un polynôme de degré n est très inférieur 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'intercorrélation entre deux m-séquences sont assez médiocres, car des pics assez prononcés peuvent apparaître. Afin d'améliorer les propriétés d'intercorrélation

des m-séquences tout en pouvant générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires, un 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'intercorrélation entre deux codes est uniforme et bornée. 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'intercorrélation dont la magnitude est égale ou inférieure à la valeur d'intercorrélation minimale entre toutes les paires de m-séquences de même longueur. Cette paire de m-séquences est appelée « paire préférée ». 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 II.9 illustre les registres à décalages respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les « $2^5 + 1 = 33$ » codes de Gold correspondants.

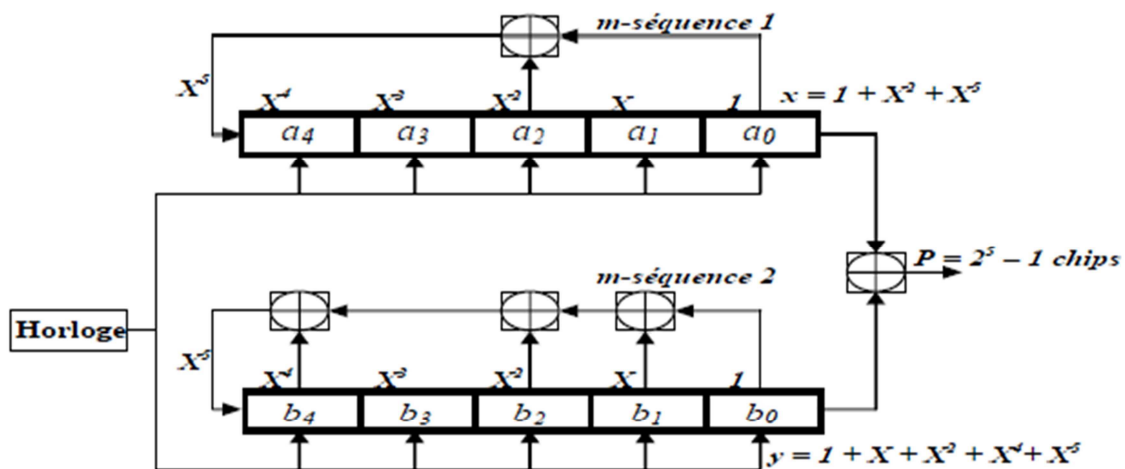


Figure II.9: exemple de génération de codes Gold.

II.10. Conclusion

La méthode d'accès CDMA est définie de manière à être étudiée et intégrée. L'interface d'accès W-CDMA est un système utilisant l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateur variables, et propose une extensibilité de service. La chaîne de transmission W-CDMA applique 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.

Chapitre III

Caractéristiques de propagation du signal dans l'environnement radio-mobile

III.1.Caractéristiques de propagation du signal dans l'environnement radio-mobile

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, le signal transmis est sujet à de nombreux phénomènes dont la plupart ont souvent un effet dégradant sur la qualité du signal. Cette dégradation se traduit en pratique par des erreurs dans les messages reçus qui entraînent des pertes d'informations pour l'utilisateur ou le système. Les dégradations du signal dues à la propagation en environnement mobile peuvent être classées en différentes catégories [10] dont les principales sont :

- Les pertes de propagation dues à la distance parcourue par l'onde radio, ou l'affaiblissement de parcours (pathloss).
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets de masques (*shadowing*) provoqués par les obstacles rencontrés par le signal sur le trajet parcouru entre l'émetteur et le récepteur.
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets induits par le phénomène des trajets multiples.
- Les brouillages dus aux interférences créées par d'autres émissions. Ce type de pertes est très important dans les systèmes à réutilisation de fréquences.
- Les brouillages dus au bruit ambiant provenant d'émissions d'autres systèmes par exemple.

III.2.Atténuation due aux effets de masques

L'atténuation la plus forte que peut subir la puissance du signal est due aux obstacles naturels ou artificiels. Cet effet a pour dénomination « effet de masque » (*shadowing effect*). La puissance du signal va donc varier en fonction du milieu de propagation. Plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient des obstacles, plus l'atténuation du signal à la réception sera importante.

Une distinction importante apparaîtra donc selon que l'ensemble émetteur récepteur est en condition de :

- **Vision directe (in-line-of-sight)** : cas où aucun obstacle n'est rencontré sur le trajet direct (ou ligne droite) entre l'émetteur et le récepteur.
- **Non-visibilité (non-line-of-sight)** : cas de l'inexistence de trajet direct. L'effet de masque donne lieu à des évanouissements du signal qualifiés de lents (slow fading) car variant lentement dans le temps et dans l'espace.

III.3. Diffraction

Dans un environnement multi-trajets, la diffraction des ondes radios se produit quand le front d'onde électromagnétique rencontre un obstacle.

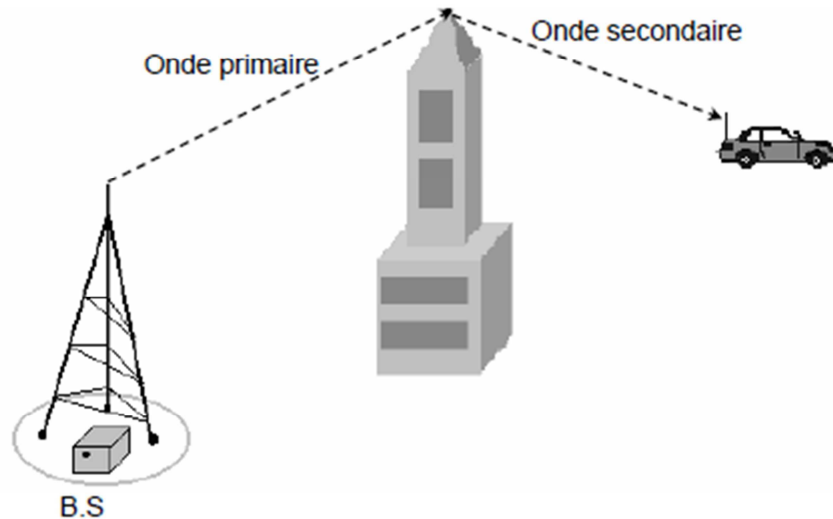


Figure III.1 : La diffraction

III.4. Trajets multiples (multipaths)

Comme schématisé par la figure (III.2), une onde radio se propage dans tout l'espace, elle va être réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale car le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut en effet se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère ...etc.

La réflexion sur un bâtiment dépend de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets de l'onde radio. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres, presque toute l'énergie radio est réfléchiée et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait).

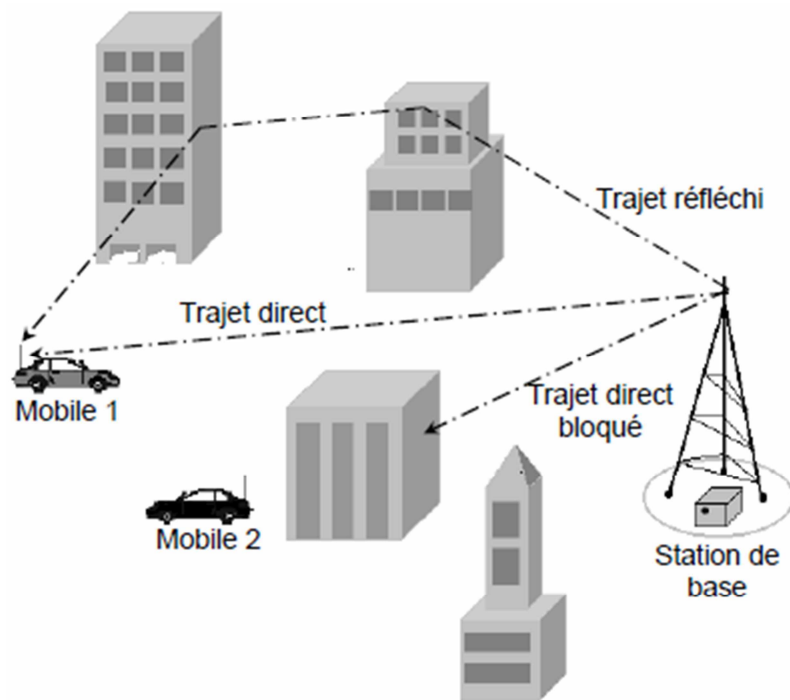


Figure III.2 : Propagation par trajets multiples.

Les réflexions multiples peuvent provoquer donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets : l'un positif, l'autre négatif.

- **Effet positif des multi-trajets** : le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe. En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de « franchir » les obstacles (montagnes, tunnels, bâtiments, parkings, souterrains...) et donc assurer une certaine continuité de la couverture radio.
- **Effet négatif des multi-trajets** : les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont : la dispersion des retards (delay spread), l'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides dans la puissance du signal (Rayleigh fading), et la modulation aléatoire de fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

III.5. Brouillages (bruits)

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales. Les sources de bruit situées à l'extérieur du système de traitement d'une part et les sources de bruit interne au système, créant un bruit propre indépendant des conditions extérieures, d'autre part.

Parmi les sources de bruit internes, on distingue les perturbations de type impulsionnel engendrées par des communications de courant dans les circuits logiques, les comparateurs, les interrupteurs électroniques etc...., et le bruit de fond produit dans les câbles et les composants électroniques par des mécanismes statistiques électriques.

Alors que les influences des bruits du premier groupe peuvent être réduites, voire éliminées, le bruit de fond est malheureusement irréductible. Il résulte pour l'essentiel du déplacement brownien des particules électriques en équilibre thermodynamique ou sous l'influence des champs appliqués. Ce type de bruit est assimilable à un processus stationnaire qui est caractérisé par trois composantes principales qui sont :

- Le bruit thermique (*thermal noise*).
- Le bruit de grenaille (*shot noise*).
- Le bruit additif de basse fréquence.

III.6. Interférences

Les interférences sont certainement l'un des problèmes les plus importants à prendre en compte dans la conception, la mise en place et l'exploitation des systèmes de communication radio. Du fait de la croissance très rapide des systèmes de communication, il devient actuellement quasiment impossible de mettre en place un système n'ayant pas à faire à ces interférences. Dans les systèmes à réutilisation des fréquences, comme les réseaux cellulaires par exemple, les interférences sont présentes de façon permanente et souvent importante (cas des environnements à forte densité de trafic).

Dans un système radio-mobile, les liens radio sont affectés par deux types d'interférences : les interférences inter-symboles et les interférences co-canal.

III.7. Canaux de transmission

Dans les systèmes de télécommunication sans fils, l'information est transportée par une onde électromagnétique se propageant à travers un canal de propagation. La propagation des ondes radios dans les canaux sans fils terrestres est un phénomène compliqué caractérisé par une multitude d'effets qui font varier la puissance du signal mesurée [10].

- Canal binaire symétrique.
- Canal à bruit additif blanc Gaussien.
- Canal à évanouissement.

On va représenter le canal de l'évanouissement dans le paragraphe suivant.

IV.7.1. Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (voir figure III.2). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins.

L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. Très souvent, une limite au taux d'erreur binaire de 10^{-3} est utilisée pour des applications de parole. Dans le cas des communications de données, un *BER* de 10^{-6} est nécessaire bien que souvent difficile à atteindre.

En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

III.7.1.1. L'étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (voir la figure III.3). L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (*delay spread*), noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal.

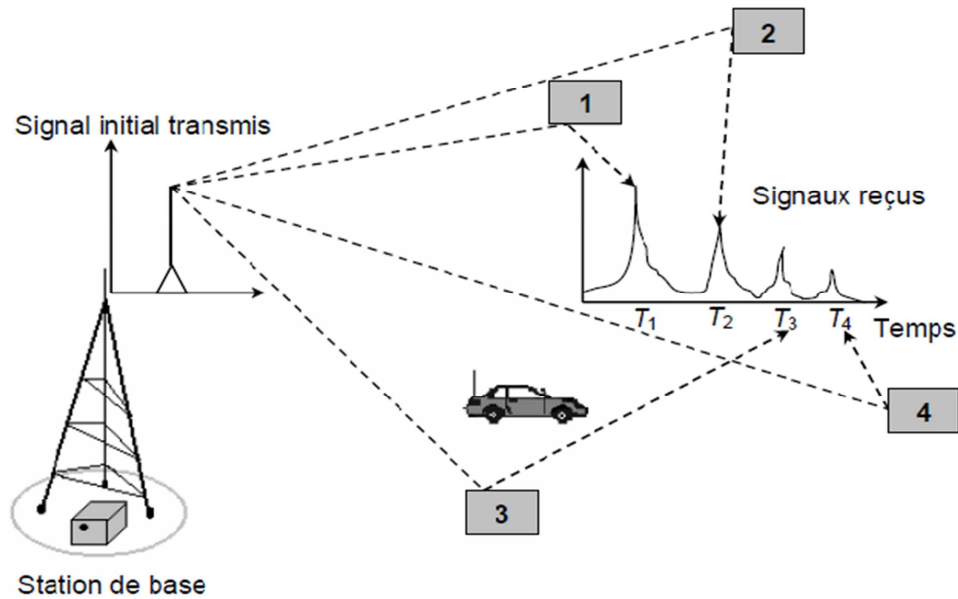


Figure III.3 : Étalement temporel.

$$\text{Delay spread}(T_m) = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{c} \quad (\text{III.1})$$

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules...). Il s'étend de quelques dizaines de nanosecondes (dans un environnement intérieur ou Indoor) à quelques microsecondes (dans un environnement extérieur ou Outdoor). Le tableau suivant donne la comparaison des *delay spread* pour différents environnements [10].

Type d'environnement	Delay spread en μs
Espace libre	<0.2
Zone rurale	1
Zone montagneuse	30
Zone suburbaine	0.5
Zone urbaine	3
Indoor	0.01

Tableau III.1 : Comparaison des Delay spread pour différents environnements.

L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux large bande des canaux à bande étroite. Si le *delay spread* maximal (T_m) du canal

est supérieur ou égal à T_S , le canal est dit à « large bande ». Si T_m est très inférieur à T_S , le canal est dit à « bande étroite ».

La bande de cohérence du canal, notée B_C correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_C \sim \frac{1}{T_m} \cdot B_S$ étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_S \ll B_C$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « non sélectif en fréquence » (*frequency non selective* ou *flat fading*). Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence » (*frequency selective*), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (*ISI*), on essaye en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [1].

III.7.1.2. Décalage en fréquence (Effet Doppler)

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler (comme le montre la figure III.4), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement [26]. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal.

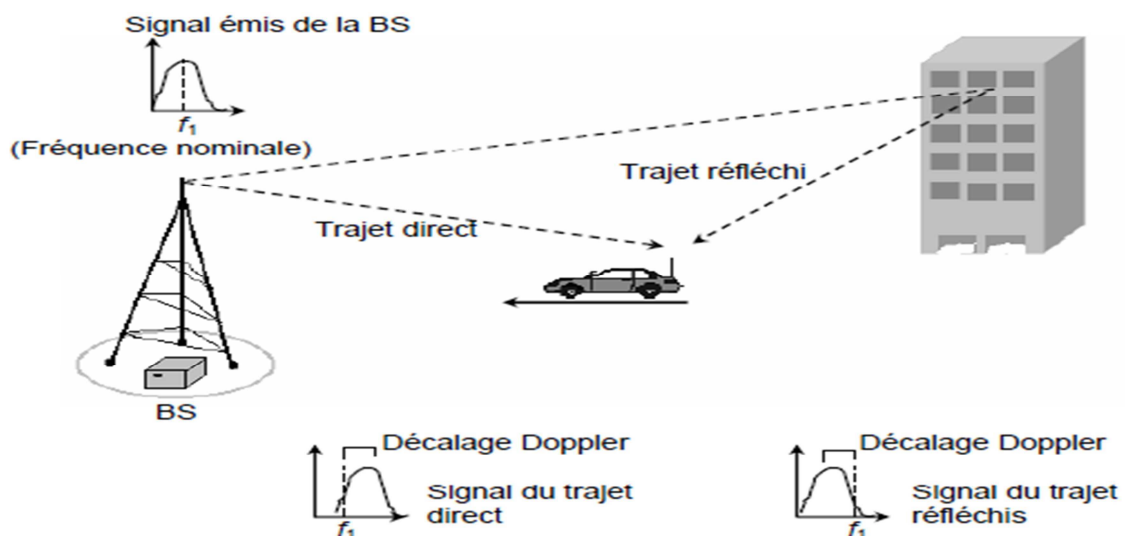


Figure III.4 : Effet Doppler

On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérente aux multiples trajets. On représente par T_{coh} le temps de cohérence du canal durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_{coh} est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel $T_{coh} \sim \frac{1}{B_m}$.

L'effet Doppler peut être vu comme un effet de décorrélation temporel des trajets multiples et est souvent appelé effet d'évanouissement en temps (*time selective fading effect*).

Pour garantir le non sélectivité, à la fois en fréquence et en temps, il faut tout simplement respecter la condition : $T_m \ll T_s \ll T_{coh}$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

III.7.1.3. Canal à trajets multiples

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c'est-à-dire la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant L_T trajets multiples s'exprime alors par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_T-1} \alpha_i \cdot S(t - \tau_i) + n(t) \quad (\text{III.2})$$

où le bruit complexe est représenté par $n(t)$, et α_i et τ_i caractérisent, respectivement, l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable.

Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre L_T de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale justifie la possibilité de les grouper en L_p paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_l pour un retard moyen τ_l , donnant au signal reçu l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l S(t - \tau_l) + n(t) \quad (\text{III.3})$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne :

$$r_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l S_{k-\tau_l} + n_k \quad (\text{III.4})$$

Alors que la phase de α_l est une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi]$, la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation. Si le modèle considère qu'il n'y a pas de trajet direct, le module de α_l suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha l}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme :

$$f(\alpha_l) = \frac{1}{\sigma_{\alpha l}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha l}^2}\right) \quad (\text{III.5})$$

C'est le modèle le plus couramment utilisé pour les communications radio mobiles. En revanche, si l'environnement permet un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, cas typique des communications par satellite, le signal résultant est la somme du signal issu du trajet direct et des signaux issus des trajets réfléchis. Ce modèle suit une loi de distribution de Rice :

$$f(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{2\sigma_{\alpha l}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2 + \xi^2}{2\sigma_{\alpha l}^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha_l \xi}{\sigma_{\alpha l}^2}\right) \quad (\text{III.6})$$

où ξ est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini les dégradations du signal dues à la propagation en environnement réel comme les atténuations dues aux effets de masques, diffraction, trajets multiples, et brouillages...etc. En plus on a défini les différents types de canaux de transmission, tels que le canal à évanouissement et canal à trajets multiples. Le but a consisté à étudier le signal qui se propage dans l'environnement réel et la qualité du signal transmis et du signal reçu, tel que l'effet doppler qui influe sur contrôle de puissance entre MS et BTS ...etc.

Chapitre IV

Dimensionnement et Caractérisation des Réseaux mobiles

IV.1.Introduction

Le but de la phase de dimensionnement est d'estimer le nombre approximatif des sites nécessaires, le nombre des stations de base, et le nombre de configurations des éléments du réseau afin de prévoir les coûts projetés et les investissements associés.

IV.2.Dimensionnement d'un réseau d'accès radio WCDMA

Le dimensionnement ou la planification initiale du système fournit la première évaluation et la plus rapide du nombre d'éléments du réseau ainsi que la capacité associée de ces éléments. Ceci comprend à la fois le réseau d'accès radio (RAN) ainsi que le réseau central (CN).

Dans ce chapitre on se concentre uniquement sur la partie d'accès radio. L'objectif de la phase initiale (dimensionnement) consiste à estimer les configurations requises et la densité des sites. Les activités de planifications initiales comprennent :

- Le bilan de liaison radio, pour calculer le maximum de perte de trajet dans les deux cas *uplink* ou *downlink*.
- Estimation de la marge de *shadowing*, et gain de soft handover.
- Modèle de propagation.
- Estimation du rayon de la cellule et estimation de la couverture.

On peut également citer la quantité du matériel BS, le nombre de sites Radio Network Controller (RNC), de l'équipement au niveau des interfaces différentes et le CN éléments. Le service de distribution, la densité du trafic, les estimations de croissance du trafic et QoS exigences sont déjà des éléments essentiels dans la phase initiale de planification. La qualité est prise en compte ici en termes de blocage et de probabilité de couverture [6].

La figure (IV.1) représente le résumé et les étapes de processus de dimensionnement, et avant de parler du bilan liaison radio on doit tout d'abord faire une discussion sur les paramètres spécifiques au bilan radio (les facteurs de charge soit en UL ou DL).

Notons que la plupart des réseaux UMTS sont construits sur des réseaux GSM existants déjà.

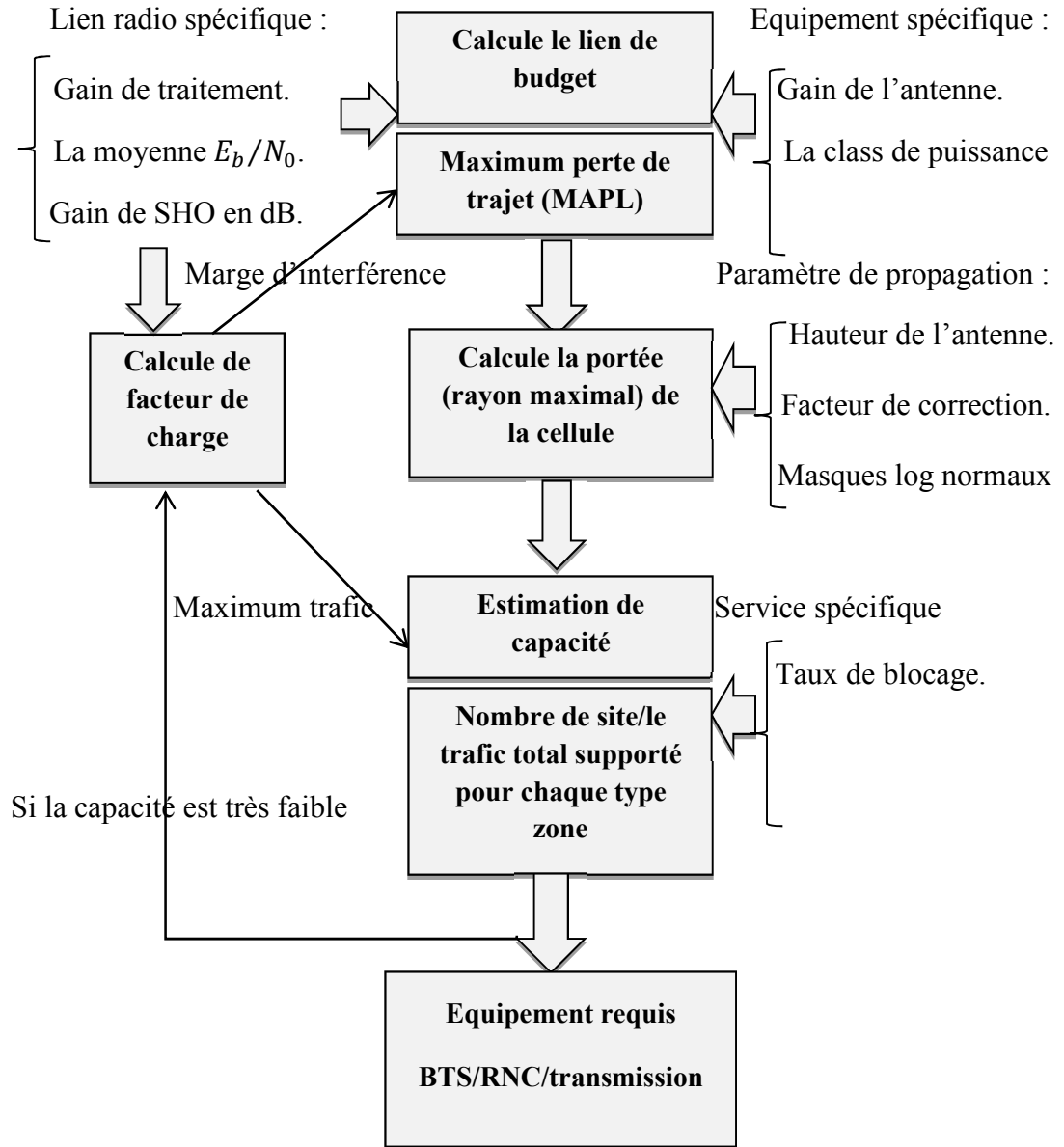


Figure IV.1 : Processus de dimensionnement.

IV.2.1. Aspects et paramètres spécifiques au WCDMA dans le bilan de liaison radio

IV.2.1.1. Facteur de charge en UL

Nous définissons le rapport entre l'énergie binaire et la densité spectrale de bruit noté (E_b/N_0) , ce rapport est donné par l'équation suivante d'après [5] [6] [7] :

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j = \text{gain de traitement} \cdot \frac{\text{Signal de l'utilisateur } j}{\text{Total puissance reçue sauf de signal } j} \quad (\text{IV.1})$$

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j = \frac{w}{v_j \cdot R_j} \cdot \frac{P_j}{I_{\text{total}} - P_j} \quad (\text{IV.2})$$

avec :

W est le débit chips,

P_j est la puissance reçue qui correspond à l'utilisateur j ,

I_{total} est interférence totale.

$$P_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^j R_j v_j}} I_{total} \quad (IV.3)$$

On définit $P_j = L_j \cdot I_{total}$. Nous obtenons alors le facteur de charge L_j pour une connexion [5] [6] :

$$L_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^j R_j v_j}} \quad (IV.4)$$

$$I_{total} - P_j = \sum_{j=1}^N P_j = \sum_{j=1}^N L_j \cdot I_{total} \quad (IV.5)$$

En général, l'interférence totale dans le sens montant est la somme des puissances reçues des mobiles connectés à la cellule (interférence intra-cellulaire), des puissances reçues des mobiles connectés aux autres cellules (interférence inter-cellulaire) et du bruit thermique [4] [10] :

$$I_{total} = I_{intra} + I_{inter} + N_0 \quad (IV.6)$$

Le facteur d'augmentation de bruit ou *Noise rise* est défini comme étant le rapport de la puissance totale reçue et le bruit thermique :

$$Noise\ rise = NR = \frac{I_{total}}{P_N} \quad (IV.7)$$

En utilisant l'équation (IV.7), nous obtenons :

$$Noise\ rise = \frac{I_{total}}{P_N} = \frac{1}{1 - \sum_{j=1}^N L_j} = \frac{1}{1 - \eta_{UL}} \quad (IV.8)$$

$$NR_{dB} = -10 \log(1 - \eta) \quad (IV.9)$$

Sachant que le facteur de charge est défini de la façon suivante :

$$\eta_{UL} = \sum_{j=1}^N L_j \quad (IV.10)$$

L'interférence intercellulaire (causée par les autres cellules) doit être prise en compte lors du calcul du facteur de charge. On introduit alors le facteur d'interférence f :

$$f = \frac{\text{interférence intercellulaire}}{\text{interférence intracellulaire}} \quad (\text{IV.11})$$

On remplace f dans l'équation (IV.6)

$$I_{total} = (1 + f)I_{intra} + N_0 \quad (\text{IV.12})$$

Le facteur de charge peut être écrit comme suit

$$\eta_{UL} = (1 + f) \cdot \sum_{j=1}^N \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{j \cdot R_j} \cdot v_j}} \quad (\text{IV.13})$$

D'après [6] [15], l'équation (IV.13) on peut être modifiée en ajoutant l'effet de sectorisation (gain de sectorisation, ζ , nombre de secteur, N_S).

$$\eta_{UL} = \sum_{K=1}^{K_N} \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{K \cdot R_K}}} \cdot v_K \cdot (1 + f \frac{\zeta}{N_S}) \quad (\text{IV.14})$$

K_N est le nombre d'utilisateurs de MS_n qui sont connecté avec le BS_n .

A partir de l'équation (IV.13) et pour un faible débit binaire R_j on peut écrire :

$$\frac{W}{E_b/N_0 \cdot R \cdot v} \gg 1$$

L'équation (IV.13) de charge en liaison montante η_{UL} peut-être approchée et simplifiée comme suivant :

$$\eta_{UL} = \frac{E_b/N_0}{W/R} \cdot N \cdot v \cdot (1 + f) \quad (\text{IV.15})$$

A partir des équations (IV.8), (IV.12) nous obtenons la capacité d'une cellule en lien montant :

$$N = \frac{\eta_{UL}}{(1+f) \cdot \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{R_j} \cdot v_j}}} = \frac{1 - \frac{1}{NR}}{(1+f) \cdot \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{R_j} \cdot v_j}}} \quad (\text{IV.16})$$

A partir de (IV.15) on trouve le pole capacité ($\eta_{UL} \rightarrow 1, NR \rightarrow \infty$) d'une cellule en lien montant lorsque le facteur de charge η_{UL} est égal à 1, ce qui correspond à une noise rise égale à l'infini :

$$N_{pole} = N_{max} = \frac{1}{(1+f) \cdot \frac{1}{1 + \frac{E_b}{N_0} R_j \nu_j} \cdot \frac{1}{W}} = \frac{1}{(1+f)} \cdot \left(1 + \frac{W}{\frac{E_b}{N_0} R_j \nu_j} \right) \quad (IV.17)$$

D'après [5] [12] on peut écrire (IV.16) en ajoutant β_j :

$$N_{pole}^{UL} = N_{max}^{UL} = \frac{\beta_j}{(1+f) \cdot \frac{1}{1 + \frac{E_b}{N_0} R_j \nu_j} \cdot \frac{1}{W}} \quad (IV.18)$$

β_j représente le pourcentage des utilisateurs actifs du service dans la cellule.

Et on peut écrire le facteur de charge en liaison montante (UL) [12] comme suit :

$$\eta_{UL} = \frac{\text{nombre des utilisateurs active}}{\text{pole capacité}} \quad (IV.19)$$

IV.2.1.2. Facteur de charge en DL

Les mêmes étapes pour le facteur de charge DL (*liaison descendante*) sont données par [5] [6] [7] :

$$\eta_{DL} = \sum_{i=1}^I \left[\frac{(E_b/N_0)_i R_i \nu_i}{W} \cdot \left((1 - \alpha_i) + \sum_{n=1, n \neq m}^N \frac{Lp_{mi}}{Lp_{ni}} \right) \right] \quad (IV.20)$$

où :

R_i est le débit du service utilisé par le mobile,

W est le débit chip,

ν_i est le facteur d'activité en DL,

α_i est le facteur d'orthogonalité qui dépend de la propagation multi-trajets,

$(E_b/N_0)_i$ représente la QoS requise pour le mobile i en DL incluant les différents gains du bilan de liaison radio ainsi que l'augmentation moyenne de la puissance due au contrôle de puissance rapide,

$L_{m,j}$ est l'affaiblissement entre la station node B serveuse m et le mobile j ,

$L_{n,j}$ est l'affaiblissement entre une autre station *Nœud B* (n différent de m) et le mobile j .

f_i est le facteur d'interférence extra à l'intracellulaire pour le mobile i (en DL) donné par :

$$f_i = \sum_{n=1, n \neq m}^N \frac{Lp_{mi}}{Lp_{ni}}.$$

La puissance totale du nœud B (m station serveuse) en DL s'écrit :

$$P = \frac{P_N \sum_i \frac{(E_b/N_0)_{DL,i} R_i v_i L_{m,i}}{W}}{1 - \sum_i \left[\frac{(E_b/N_0)_{DL,i} R_i v_i}{W} \left((1 - \alpha_i) + \sum_{n \neq m} \frac{L_{n,i}}{L_{m,i}} \right) \right]} \quad (\text{IV.21})$$

où P_N est la puissance de bruit au niveau du mobile (UE : *User Equipment*). Pour le cas spécial d'un seul service à N utilisateurs, (IV.21) devient :

$$P = \frac{P_N \frac{(E_b/N_0)_{DL} R v N \bar{L}}{W}}{1 - \frac{(E_b/N_0)_{DL} R v}{W} N ((1 - \bar{\alpha}) + \bar{f})} \quad (\text{IV.22})$$

avec : $\bar{L}$, $\bar{\alpha}$ et $\bar{f}$ sont respectivement l'atténuation moyenne dans la cellule, le facteur d'orthogonalité moyen et le rapport d'interférence extra à l'intracellulaire moyen.

Dans ce cas, la valeur moyenne $\bar{\eta}_{DL}$ du facteur de charge en DL dans la cellule sera défini par :

$$\bar{\eta}_{DL} = \sum_j \frac{(E_b/N_0)_{DL,j} v_j}{W/R_j} ((1 - \bar{\alpha}) + \bar{f}) \quad (\text{IV.23})$$

Dans le cas de plusieurs services, la puissance nécessaire (IV.22) peut être généralisée :

$$P = \frac{P_N \sum_{j=1}^S \frac{(E_b/N_0)_{DL}^{(j)} R^{(j)} v^{(j)} N^{(j)} \bar{L}^{(j)}}{W}}{1 - \sum_{j=1}^S \left[\frac{(E_b/N_0)_{DL}^{(j)} R^{(j)} v^{(j)}}{W} N^{(j)} ((1 - \bar{\alpha}^{(j)}) + \bar{f}) \right]} \quad (\text{IV.24})$$

avec S est le nombre de services, $N^{(j)}$ est le nombre des utilisateurs du service j , $(E_b/N_0)_{DL}^{(j)} R^{(j)}$ et $v^{(j)}$ sont respectivement la QoS cible, le débit et le facteur d'activité du service j et $\bar{L}^{(j)}$, $\bar{\alpha}^{(j)}$ et $\bar{f}^{(j)}$ sont respectivement les valeurs moyennes de l'atténuation, du facteur d'orthogonalité et du facteur d'interférence extra à l'intracellulaire du service j dans la cellule, dépendant de la distribution des utilisateurs concernés par ce service.

D'après l'équation (IV.20) nous obtenons la capacité d'une cellule lorsque le facteur de charge ($\eta_{UL} \rightarrow 1, NR \rightarrow \infty$) η_{UL} égale à 1, ce qui correspond à une noise rise égale à l'infini :

$$N_{pole}^{DL} = N_{max}^{DL} = \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{DL}^j v_j R_j ((1 - \alpha_j) + f)} \quad (\text{IV.25})$$

On peut écrire (IV.25) en ajoutant β_j :

$$N_{pole}^{DL} = N_{max}^{DL} = \frac{W \cdot \beta_j}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{DL}^j \cdot v_j \cdot R_j \cdot ((1 - \alpha_j) + f)} \quad (IV.26)$$

IV.2.3. Bilan de liaison radio

Le bilan de liaison radio permet de définir l'atténuation maximale que la cellule peut supporter en *uplink* (UL) et en *downlink* (DL). Il est réalisé pour chaque type de service et inclue les aspects spécifiques au WCDMA tels que la marge de dégradation de l'interférence due à l'augmentation supplémentaire du niveau du bruit causé par le trafic présent, la marge de l'évanouissement rapide due au contrôle de puissance rapide les fluctuations rapides du *fast fading*, et le gain du SHO (*Soft Handover*) spécifique aux réseaux de type CDMA [13].

- Une approche générale pour calculer la perte de trajet (*MAPL*) est décrite ci-dessous, en commençant avec le PIRE pour la liaison montante :

$$PIRE_{dBm} = P_{TX} + G_{TX} - L_{TX} \quad (IV.27)$$

$PIRE_{dBm}$: Puissance isotropique rayonnée équivalente.

P_{TX} : Puissance de l'émetteur pour liaison montante (*MS*), et pour la liaison descendante c'est le (*BTS*).

G_{TX} : Gain total pour le signal de l'amplificateur et le gain antenne, et les autres éléments de transmission.

L_{TX} : Pertes (*loss*) totales du signal due aux connecteurs et atténuateurs.

- La deuxième étape consiste à calculer la sensibilité de récepteur ($RX_{sensibilité}$) :

$$RX_{sensibilité} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{cible} - PG + \text{bruit et interference totale}. \quad (IV.28)$$

$RX_{sensibilité}$: Sensibilité de récepteur pour la liaison montante (*BTS*), et pour la liaison descendante c'est le (*MS*).

$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{cible}$: Rapport de l'énergie par bit du signal reçu à la station de base de la part de la station mobile i sur la densité spectrale de puissance du bruit reçu (bruit thermique + interférences),

PG : Gain de traitement.

Bruit et interférence totale : C'est le bruit dans la cellule plus tous les interférences (interférence inter ou intra-cellule) sauf le signal de l'utilisateur.

- La troisième étape consiste à calculer ($Path\ loss_{dB}$) :

$$Path\ loss_{dB} = PIRE_{dB} - RX_{sensibilité-dB} + G_{dBi} - L_{dB} + MF_{dB} \quad (IV.29)$$

$Path\ loss_{dB}$: Maximum perte du trajet.

G_{dBi} : Gain de l'antenne en (dBi)

MF_{dB} : Marge d'évanouissement rapide (*Fast Fading Margin*).

- La quatrième étape consiste à calculer ($MAPL$) :

$$MAPL_{dB} = Path\ loss_{dB} - M_{Fade\ Margin} + G_{SHO} - L_{voiture\ ou\ batiment} \quad (IV.30)$$

$MAPL_{dB}$: Maximum allowed propagation loss.

$M_{Fade\ Margin}$: Log normal de fade margin (log normal de marge d'évanouissement lent).

$L_{voiture\ ou\ batiment}$: Perte dans le voiture ou bâtiment.

Le même travail qu'on a appliqué pour la liaison montante (UL) peut être appliqué pour la liaison descendante (DL).

Deux exemples concrets de calcul du budget d'une liaison radio sont explicités dans les tableaux (IV.1) et (IV.2) voir [7] [16] [25]. Les descriptions des paramètres s'appliquent à la fois aux liaisons montantes et descendantes sauf indication contraire. Pour le sens descendant, la station de base est à la fin de la chaîne de transmission et la station mobile est l'extrémité de réception. Pour le sens montant, la station mobile est la fin de transmission et la station de base est l'extrémité de réception.

Pour le calcul du budget d'une liaison radio, il y a des paramètres spécifiques qui ne sont pas utilisés dans le bilan de liaison des systèmes radio basés sur la technique d'accès TDMA comme le GSM.

IV.2.3.1. Paramètres de budget d'une liaison radio

Marge d'interférence ou noise rise :

La marge d'interférence est une marge nécessaire qu'on doit considérer dans le bilan de liaison car la charge de la cellule affecte la couverture, si on accepte plus de charge pour le système, la marge d'interférence nécessaire en lien montant sera plus grande et la couverture sera plus petite. C'est ce qu'on appelle respiration de la cellule. Une valeur typique de cette marge est comprise entre 3 et 6 dB [7]. Notons aussi que cette marge est importante dans la

zone urbaine, et faible dans les zones rurales. Le calcul de ce dernier est donné par l'équation (IV.9).

Gain du soft handover

Le soft handover offre en plus un gain de macro diversité face au fading rapide en diminuant le E_b/N_0 nécessaire pour une seule liaison radio grâce à l'effet combinaison des macro diversités.

Le gain global de soft handover est de l'ordre de 3 à 4 dB sous des conditions spécifiques [5] [15].

Constante de slow fading

Selon l'environnement choisi (*indoor, outdoor*), on laisse une marge décrivant les effets de masque (*fading log-normal*), qu'on appelle aussi l'évanouissement lent [13] [15].

Marge d'évanouissement rapide ou fast fading

La marge d'évanouissement rapide correspond au "*headroom*" du contrôle de puissance. La notion de TPC headroom (*Transmit Power Control Headroom*) est définie comme une réserve de puissance conservée par le terminal afin de pouvoir augmenter sa puissance d'émission dans le cas du contrôle de puissance rapide en boucle fermée. Cela s'applique en particulier pour les terminaux mobiles à faible vitesse qui sont sujets au fast fading. Une valeur typique de cette marge est de 2 à 5 dB.

Les autres paramètres sont utilisés dans le bilan d'une liaison des systèmes radio sont :

Densité de bruit thermique (dBm/Hz)

La densité de bruit thermique N_0 est définie comme étant la puissance de bruit par Hertz à l'entrée du récepteur et qui est donnée par la logarithmique du produit de la constante de Boltzmann et la température. La densité de bruit thermique à 20°C est calculée comme suit :

$$e = 10 \log_{10}(KT/0.001) = -173.93 \frac{\text{dBm}}{\text{HZ}} \cong -174.00 \frac{\text{dBm}}{\text{HZ}} \quad (\text{IV.31})$$

Où $K = 1.38 \times \frac{10^{-23}\text{J}}{\text{Kelvin}} = \text{constante de Boltzmann}$

$$T = 273 + 20 = 293\text{Kelvin}.$$

Facteur de bruit du récepteur (dB)

Le facteur de bruit du récepteur est le bruit du système de réception à l'entrée du récepteur. Le bruit au niveau d'une *BTS* a été fixé à 5 dB et UE à 8 dB.

Densité de bruit du récepteur (dBm / Hz)

La densité de bruit du récepteur est la puissance de bruit par Hertz, y compris le bruit thermique et le facteur de bruit du récepteur du système à l'entrée du récepteur.

$$(g) = (e) + (f) = -174 + \left(\frac{5}{8}\right) = \left(\frac{-169}{-166}\right) dBm/HZ = \left(\frac{Uplink}{Downlink}\right) \quad (IV.32)$$

Puissance du bruit du récepteur

La puissance de bruit du récepteur est la puissance totale de bruit vue à l'entrée du récepteur dans la bande passante :

$$\begin{aligned} (h) &= 10 \cdot \log_{10}(W) + (g) \quad (IV.33) \\ &= 10 \log_{10}(3.84 \times 10^6) + \left(\frac{-169}{-166}\right) = \left(\frac{-103.16}{-100.16}\right) dBm \end{aligned}$$

Où W est le débit chips.

Niveau total d'interférence

Niveau total d'interférence est la puissance totale de bruit vue à l'entrée du récepteur, y compris la marge d'interférence. Par conséquent,

$$\begin{aligned} (j) &= 10 \cdot \log_{10}(10^{(i+h)/10} - 10^{h/10}) \quad (IV.34) \\ &= \left(\frac{-103.18}{-95.42}\right) dBm . \end{aligned}$$

 E_b/N_0 cible

C'est le rapport de l'énergie bit reçu au bruit thermique. E_b est l'énergie reçue par bit, multiplié par le taux de bits. N_0 est le bruit densité de puissance divisée par la bande passante. En règle générale, les valeurs E_b/N_0 de 5 dB en UL et 8 dB DL sont utilisées pour la connexion de la parole, il y a encore les valeurs spécifiques donnée par 3GPP voir [9].

Gain de traitement (dB)

Le rapport entre la largeur de bande de modulation du signal transmis et des informations bande passante est appelé facteur d'étalement. La valeur logarithmique du

facteur de propagation est connue sous le nom gain de traitement. Si le débit de données est plus petit que le taux de puce, il offre un gain pour le rapport signal sur interférence après désétalement dans les deux sens. Le gain de traitement est un paramètre spécifique du WCDMA.

$$\text{Gain de traitement} = l = 10 \log_{10}(W/R) \quad (\text{IV.35})$$

$$= 10 \log_{10}\left(\frac{3.84 \times 10^6}{12.2 \times 10^3}\right) = 24.979 \text{ dB}$$

Où W est le débit de chip et R est le débit de l'utilisateur.

Sensibilité du récepteur (dBm)

La sensibilité du récepteur est le niveau minimum du signal nécessaire à l'entrée du récepteur qui satisfait aux E_b / N_0 exigences par apport sur le niveau total d'interférence.

$$\text{Sensibilité du récepteur } RX_{dB} = (l) + (m) - (n) \quad (\text{IV.36})$$

$$= \begin{bmatrix} -100.109 \\ -97.078 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 5 \\ 8 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 25 \\ 25 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -120.089 \\ -112.058 \end{bmatrix} \text{ dBm}$$

-120,16 dBm est la sensibilité du récepteur de la station de base et -111,16 dBm est la sensibilité du récepteur de mobile.

Gain de l'antenne R_x (dBi)

Gain de l'antenne R_x est le gain de l'antenne de réception par rapport au radiateur isotrope (une antenne qui rayonne dans toutes les directions). En règle générale, le gain d'antenne dans la station de base est élevé en raison des antennes directionnelles. L'antenne utilisée dans les stations mobiles est présumée omnidirectionnelle et donc leur gain est supposé être de 0 dBi.

Pertes dans les câbles et les connecteurs (dB)

Ce sont les pertes combinées de toutes les composantes du système de transmission entre les sorties de l'émetteur et l'entrée d'antenne. En règle générale, la perte du câble dépend de la fréquence et du diamètre. Un câble mince a plus de perte que le câble d'épaisseur plus grande. La perte du câble est supérieure à une fréquence plus élevée.

Gain antenne diversité (dB)

C'est le gain apporté par la diversité d'antenne du récepteur ou émetteur. Gain de diversité antenne doit être pris en compte séparément que si la diversité est utilisée et il n'est pas inclus dans l'exigence E_b/N_0 .

Perte du corps (dB)

La perte du corps est la perte du signal par le corps de l'utilisateur. La perte se produit lorsque le corps de l'utilisateur réside dans le chemin du signal entre la station de base et la station mobile. Autrement dit, la perte corps dépend de la façon dont l'antenne de la station mobile est orientée vers la station de base antenne. La valeur typique de la perte de corps est supposée de l'ordre 2 dB [13].

Puissance Tx par connexion (dBm)

C'est la puissance d'émission maximale par le trafic du canal à la sortie de l'émetteur pour un canal de trafic unique. Un canal de trafic est défini comme étant la voie de communication entre une station mobile (*MS*) et une station de base (*BTS*) utilisées pour l'utilisateur et la signalisation de trafic.

PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) dBm

La puissance isotrope rayonnée est la puissance de sortie résultante de l'émetteur prêt à transmettre après les pertes du système et l'émetteur de gain d'antenne.

$$PIRE = (a) - (c) + (b) \quad (IV.37)$$

Nous présentons deux exemples de bilans de liaison pour des services typiques de l'UMTS : service de la voix 12.2 kb/s en utilisant le codeur de la parole AMR et le service de données temps réel 144 kb/s dans un environnement urbain macro-cellulaire, nous prenons un facteur d'augmentation de bruit (noise rise) égale à 3 dB en sens montant et 6 dB en sens descendant.

Le tableau (IV.2) présente le bilan de liaison pour le service de données 144 kb/s temps réel. La différence principale entre les tableaux (IV.1) et (IV.2) est le gain de traitement, puissance de mobile plus grande et un E_b/N_0 plus faible. On suppose que la perte moyenne causée par la pénétration des bâtiments est entre 12 et 15 dB.

			12.2kbps service voix	
			DL	UL
Facteur de charge			0.75	0.5
Emetteur	Unité			
Puissance d'émission(TX)	dBm	a	25	21
Gain de l'antenne (TX)	dB	b	18	0
Perte corps humain/ câble	dB	c	2	2
P.I.R.E	dBm	d= a+b-c	41	19
Récepteur				
Densité de bruit thermique	dBm/Hz	e	-174.0	-174.0
Bruit du récepteur	dBm	f	8	5
Densité de bruit	dBm/Hz	g	-166	-169
Puissance du bruit	dBm	h	-100.16	-103.16
Marge d'interférence	dB	i	6	3
Puissance d'interférence	dB	j	-95.42	-103.18
Total bruits et interférences	dB	k	-94.16	-100.16
Gain de traitement	dB	l	25.0	25.0
E_b/N_0 cible	dB	m	7	5
Sensibilité du récepteur	dBm	n	-112.16	-120.16
Gain de l'antenne(RX)	dB	o	0	18
Perte de câble (feeder)/corps	dB	p	2	2
Marge de fading rapide	dB	q	0	4
Path loss maximal	dB	r =d-n+o-p-q	151.16	151.16
Exigence de l'opérateur				
Probabilité de couverture	%		95	95
Fading lent	dB		7	7
Exposant du modèle de propagation			3.52	3.52
Marge de fading lent	dB	s	7.3	7.3
Gain du soft handover	dB	t	3	3
Pénétration dans le véhicule	dB	u	8	8
Perte de propagation permise	dB	v= r-s+t-u	138.86	138.86

Tableau IV.1 : Bilan de liaison du service de voix 12.2 kb/s (véhicule 3 km/h avec soft handover).

			144 kb/s service données temps réel	
			DL	UL
Facteur de charge			0.75	0.5
Emetteur	Unité			
Puissance d'émission(TX)	dBm	a	31.25	24.0
Gain de l'antenne (TX)	dB	b	18.0	2.0
Perte corps humain/ câble	dB	c	2.0	2.0
P.I.R.E	dBm	d=a+b-c	47.25	24.0
Récepteur				
Densité de bruit thermique	dBm/Hz	e	-174.0	-174.0
Bruit du récepteur	dBm	f	8	5
Densité de bruit	dBm/Hz	g	-166.0	-169.0
Puissance du bruit	dBm	h	-100.16	-103.16
Marge d'interférence	dB	i	6	3
Puissance d'interférence	dB	j	-95.42	-103.18
Total bruits et interférences	dB	k	-94.16	-100.16
Gain de traitement	dB	l	14.3	14.3
E_b/N_0 cible	dB	m	5.0	1.5
Sensibilité du récepteur	dB	n	-103.46	-112.96
Gain de l'antenne(RX)	dB	o	2.0	18
Perte de câble (feeder)/corps	dB	p	2.0	2.0
Marge de fading rapide	dB	q	0.0	4.0
Path loss maximal	dB	r=d-n+o-p-q	150.71	148.96
Exigence de l'opérateur				
Probabilité de couverture	%		80	80
Fading lent	dB		12	12
Exposant du modèle de propagation			3.52	3.52
Marge de fading lent	dB	s	4.2	4.2
Gain du soft handover	dB	t	2	2
Pénétration dans le véhicule	dB	u	15	15
Perte de propagation permise	dB	v= r-s+t-u	133.51	131.76

Tableau IV.2 : Bilan de liaison du service de données 144 kb/s (indoor 3 km/h avec soft handover).

L'efficacité de la couverture des systèmes WCDMA est définie par la couverture moyenne par site mesurée en ($km^2/site$), pour un environnement prédéfini et pour une densité de trafic donnée.

En exploitant le bilan de liaison, le rayon de la cellule peut être facilement déterminé en adoptant un modèle de propagation (dans notre travail, nous utilisons le modèle *COST 231 Hata*) voir [18]. En effet, le modèle de propagation permet de déterminer la portée maximale d'un site à partir de la perte maximale permise dans ce milieu.

Nous prenons comme exemple un environnement urbain macro cellulaire avec une hauteur de station de base égale à 30 m, une hauteur de mobile égale à 1.5 m et une fréquence de porteuse égale à 1950 MHz.

IV.2.4 Estimation de la marge de shadowing et gain de soft handover

L'étape suivante consiste à estimer la plage maximum de cellules et la zone de couverture cellulaire dans les différents environnements / régions. Dans le budget de liaison radio le maximum autorisé perte de trajet isotrope est calculé et à partir de cette valeur de marge évanouissement lent, liée à la couverture probabilité. Lors de l'évaluation de la probabilité de couverture, l'exposant modèle de propagation et l'écart type de log-normale de fading doit être réglé. Si le cas est considéré comme l'intérieur (*indoor*), des valeurs typiques pour la perte d'intérieur sont de 15 à 20 dB et l'écart type de log-normale fading gammes pour le calcul de la marge est de 10 à 12 dB. Pour *outdoor*, la valeur typique de l'écart type est de 6 à 8 dB et les constantes de propagation typique sont de 2,5 à 4. Traditionnellement, la probabilité de la zone de couverture utilisée dans le budget liaison radio est pour une cellule unique [6]. La probabilité demandée est 90-95% ; typiquement ce qui conduit à une marge d'évanouissement de 7 à 8 dB, en fonction de la constante de propagation :

$$F_u = \left\{ 1 - \operatorname{erf}(a) + \exp\left(\frac{1-2 \cdot b \cdot a}{b^2}\right) \cdot \left(1 - \operatorname{erf}\frac{1-a \cdot b}{b}\right) \right\} \quad (\text{IV.38})$$

Ou

$$a = \frac{x_0 - P_r}{\sigma \cdot \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad b = \frac{10 \cdot n \cdot \log_{10} e}{\sigma \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{IV.39})$$

Avec :

σ : Ecart-type de l'effet de masque.

x_0 : Seuil moyen de la sensibilité de puissance.

P_r : Niveau moyen de la puissance sur le contour de la cellule.

La différence $x_0 - P_r$ désigne la marge de *shadowing*.

erf : Fonction erreur « *error function* » définie par :

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

La probabilité de couverture C_u sur le contour est donnée par

$$C_u = \frac{1}{2} [1 - \text{erf}(a)]$$

Dans les réseaux WCDMA les zones de couverture cellulaires se chevauchent et le MS est en mesure de se connecter à plus d'une cellule. Si plus d'une cellule peut être détectée, la probabilité d'emplacement augmente et elle est plus élevée que celle déterminée pour une seule cellule isolée. L'analyse effectuée indique que si la probabilité de zone de localisation est réduite de 96% à 90% le nombre de stations de base est réduit de 38%. Ce nombre indique que le concept de probabilité d'emplacement multiserveur doit être soigneusement pris en considération. En réalité, les signaux de deux stations de base ne sont pas totalement corrélés, et donc le gain soft handover est légèrement inférieur à celui estimé dans [6]. Dans [15], la théorie des multiserveurs dans le cas des signaux corrélés est introduite :

$$P_{out} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot \left[Q \left(\frac{\gamma_{SHO} - a \cdot \sigma \cdot x}{b \cdot \sigma} \right) \right]^2 dx \quad (\text{IV.40})$$

P_{out} où est le "outage" au bord de la cellule; γ_{SHO} est la marge fading avec le soft handover ; σ est l'écart type de l'intensité du champ. Avec la théorie présentée, Par exemple, dans [6], cette probabilité au bord de la cellule peut être convertie en la région probabilité. Dans WCDMA le budget de lien, le gain de *soft handover* est nécessaire. Le gain se compose de deux parties : la combinaison de gain contre un évanouissement rapide et gain contre l'évanouissement lent. Le dernier domine et il est spécifié comme suit :

$$G = \gamma_{single} - \gamma_{SHO} \quad (\text{IV.41})$$

IV.2.5 Modèle de propagation

Comme on l'a vu dans le paragraphe précédent (IV.2.3), le modèle de propagation qu'on va utiliser est le modèle *COST 231 Hata* qui a la même condition que le modèle d'*Okumura Hata* sauf qu'il est développé pour étendre l'utilisation de ce modèle pour les bandes de 1500 à 2000 MHz. La perte de trajet (*pathloss*) est donnée par la formule suivante [18] :

$$L_{dB} = F + B \log R - E + G \quad (\text{IV.42})$$

Où

$$F = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_b \quad (\text{IV.43})$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log h_b$$

E est défini le modèle (*Okumura Hata*) :

$$E = 3.2(\log(11.75h_m))^2 - 4.97 \quad \text{pour les grandes villes } f_c \geq 300 \text{ MHz.}$$

$$E = 8.29(\log(1.54h_m))^2 - 1.1 \quad \text{pour les grandes villes } f_c < 300 \text{ MHz.}$$

$$E = (1.1 \log f_c - 0.7)h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \quad \text{Pour les petites et moyennes villes}$$

$$G = \begin{cases} 0 \text{ dB pour les moyennes villes et milieux suburbains.} \\ 3 \text{ dB pour les grandes villes.} \end{cases}$$

f_c : Fréquence porteuse (MHz) : $1500 \leq f_c \leq 2000$.

h_m : Hauteur d'antenne (m) de la station mobile par rapport au sol : $1 \leq h_m \leq 10$.

h_b : Hauteur d'antenne (m) de la station de base par rapport au sol : $30 \leq h_b \leq 200$.

R : Distance (Km) entre la BS et MS $R < 20$.

IV.2.6 Estimation du rayon de la cellule

Une fois nous avons déterminé le *pathloss* maximal dans la cellule, il ne reste plus qu'à appliquer n'importe quel modèle de propagation connu pour estimer le rayon de la cellule. Le modèle de propagation doit être choisi de sorte qu'il soit conforme à la région planifiée. Les critères du choix du modèle de propagation sont la distance par rapport au nœud

B , la hauteur de l'antenne du nœud B , la hauteur de l'antenne du UE et sa fréquence. Un représentant typique de la macro-cellulaire de l'environnement est le modèle COST 231 Hata (voir la section IV.2.5), pour lesquels l'équation (IV.20) donne un exemple d'une macro-cellule urbaine avec une hauteur de l'antenne de la BS de 30 m, hauteur de l'antenne de 1,5 m et fréquence porteuse de MS est 1950MHz :

$$L_p = 137.4 + 35.2 \log_{10} R \quad (\text{IV.44})$$

La zone de couverture d'une cellule, si nous choisissons le motif hexagonal, est :

$$S = K \cdot R^2 \quad (\text{IV.45})$$

Où S est la surface couverte, r est le rayon maximal de la cellule et K est une constante. Le tableau suivant donne quelque valeur de K suivant le nombre de secteurs.

Configuration des sites	omni	2 secteurs	3 secteurs	6 secteurs
Surface de couverture (S)	$2.6 \cdot R^2$	$1.3 \cdot R^2$	$1.95 \cdot R^2$	$2.6 \cdot R^2$
Distance entre les BTS	$0.87 \cdot R$	$2 \cdot R$	$1.5 \cdot R$	$0.87 \cdot R$

Tableau IV.3 : Relation entre la surface couverte et distance entre les BTS avec nombre des secteurs dans la cellule.

A partir des étapes de dimensionnements, on peut citer les points suivants :

- Les réseaux *UMTS* sont basés sur les réseaux *GSM* pour minimiser les coûts de l'investissement pour les installations des nouveaux réseaux.
- Le facteur de charge soit on UL ou DL est utilisable pour un seul service (parole 12.2Kbps) ou plusieurs services (services mixtes).
- Dans le cas en DL (liaison descendante) : comme la puissance de BTS (*Nœud B*) est limitée -par exemple 20W (43 dB)- la puissance transmise de la BTS est équitablement répartie entre les mobiles de façon à avoir la puissance transmise constante vers tous les utilisateurs. On a tenu compte du fait que 15% de la puissance maximale de la BTS est dédié aux canaux communs et que seulement 85% de la

puissance disponible par la BTS est utilisée pour acheminer le trafic [5]. Pour cela on applique l'équation suivante pour calculer la puissance de chaque utilisateur en DL :

$$P_{TXn} = \frac{(1 - \text{controle overhead}) \times P_{TX, \text{totale}}}{\text{Facteur de charge} \times \text{Maximum nombre d'utilisateurs}} \quad (\text{IV.46})$$

- Dans le tableau du Bilan de liaison radio : comme le débit de trafic augmente R le facteur de gain du traitement diminue PG.
- On peut appliquer plusieurs modèles de propagation selon la bande de fréquence de l'utilisateur UE et son hauteur de h_u et la hauteur de l'antenne BTS (h_b) et selon le type de l'environnement de propagation (village, macro ou dans les grandes villes, micro).

IV.3. Détermination du rayon de cellule

La première étape du dimensionnement concerne la détermination du rayon de cellule à partir du modèle de propagation. Notons que cette l'étude doit s'effectuer indépendamment pour les deux sens soit en UL ou en DL. On a donné la notation pour le rayon de propagation $R_{UL,S}^P$ et $R_{DL,S}^P$ pour chaque service S , avec $S=1,2,\dots, i$ [26] [27].

Pour la deuxième étape on va déterminer le rayon à partir du trafic dans la cellule, pour cela on va calculer nombre des utilisateurs maximum à partir des équations (IV.16) et (IV.25) pour un facteur de charge bien déterminé 0.5 pour UL et 0.75 pour DL (voir tableau V.3, chapitre V). La demande de trafic total offert A_{UL}^S et A_{DL}^S est obtenue en utilisant l'inversion de la formule d'Erlang B (pour la formule Erlang B voir [28] [29]) . Les entrées pour cet algorithme sont le nombre maximal de connexions actives dans la cellule N_{UL}^S et N_{DL}^S et la qualité de service (QoS) du service exprimé par la probabilité blocage Pb_S , Pour le mode DL on utilise la formule suivante [21] [26] [27] :

$$\frac{A_{UL}^S}{1+f} = \text{Erlang } B^{-1}(Pb_S, N \cdot (1 + \bar{f})) \quad (\text{IV.47})$$

Notez que la demande totale de trafic offert A_{DL}^S est divisée par le facteur $(1 + \bar{f})$ et le nombre maximum de connexions actives N_{DL}^S du service S est multiplié par ce facteur.

Le nombre d'utilisateurs dans la cellule (M_{DL}^S) est obtenu à partir de la division de la demande totale de trafic offert pour le service S , (A_{DL}^S en Erlangs), par le trafic individuel d'un seul utilisateur de ce service (obtenu à partir de τ_S taux de connexion et le temps moyen de service ts_S):

$$M_{DL}^S = \frac{A_{DL}^S}{\tau_S \cdot t_{S_S}} \quad (IV.48)$$

Le rayon de la cellule pour chaque service est calculé comme une fonction du nombre de secteurs dans la BTS (lorsque il y a une sectorisation par exemple : tri-sectorisation donne 3 secteurs dans le BTS), de N Secteur, du nombre d'utilisateurs du service S M_{DL}^S par secteur et de la densité de l'utilisateur ρ_S :

$$R_{DL}^{t,S} = \sqrt{\frac{M_{DL}^S \cdot N_{secteur}}{\pi \cdot \rho_S}} \quad (IV.49)$$

Dans notre étude on a pris notre cellule sous forme d'un hexagone ce qui signifie une autre formulation à écrire comme suit :

$$R_{DL}^{t,S} = \sqrt{\frac{2 \cdot M_{DL}^S \cdot N_{secteur}}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \rho_S}} \quad (IV.50)$$

Enfin le rayon final R_{cell} est le rayon minimal entre R_S^P et R_S^t où le rayon de la cellule est soumis à des contraintes de propagation et de trafic.

$$R_T^t = \min(R_{UL}^t, R_{DL}^t)$$

$$R_T^P = \min(R_{UL}^P, R_{DL}^P)$$

$$R_{cell} = \min(R_T^P, R_T^t)$$

Les organigrammes suivants représentent les étapes de simulation :

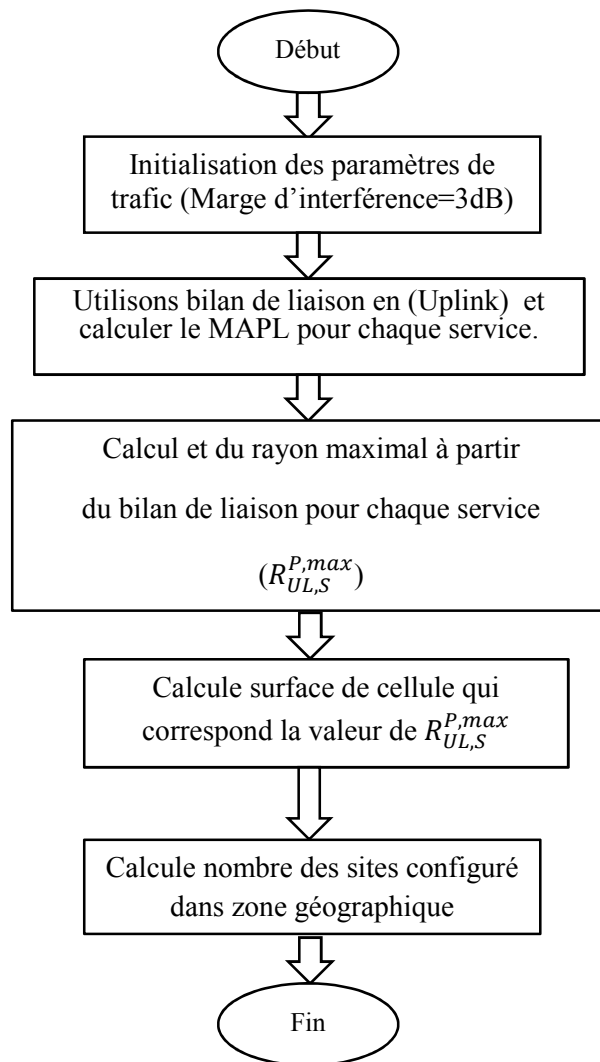


Figure IV.2 : Organigrammes de la simulation pour liaison montante.

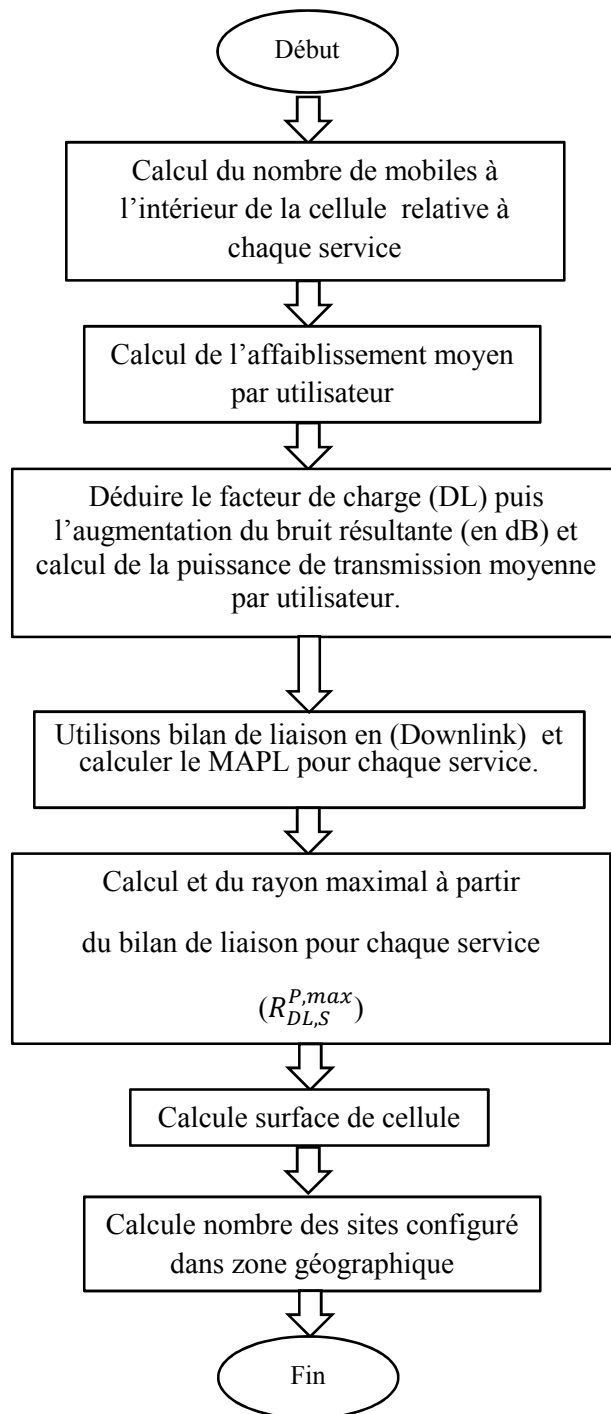


Figure IV.3 : Organigrammes de la simulation pour liaison descendante.

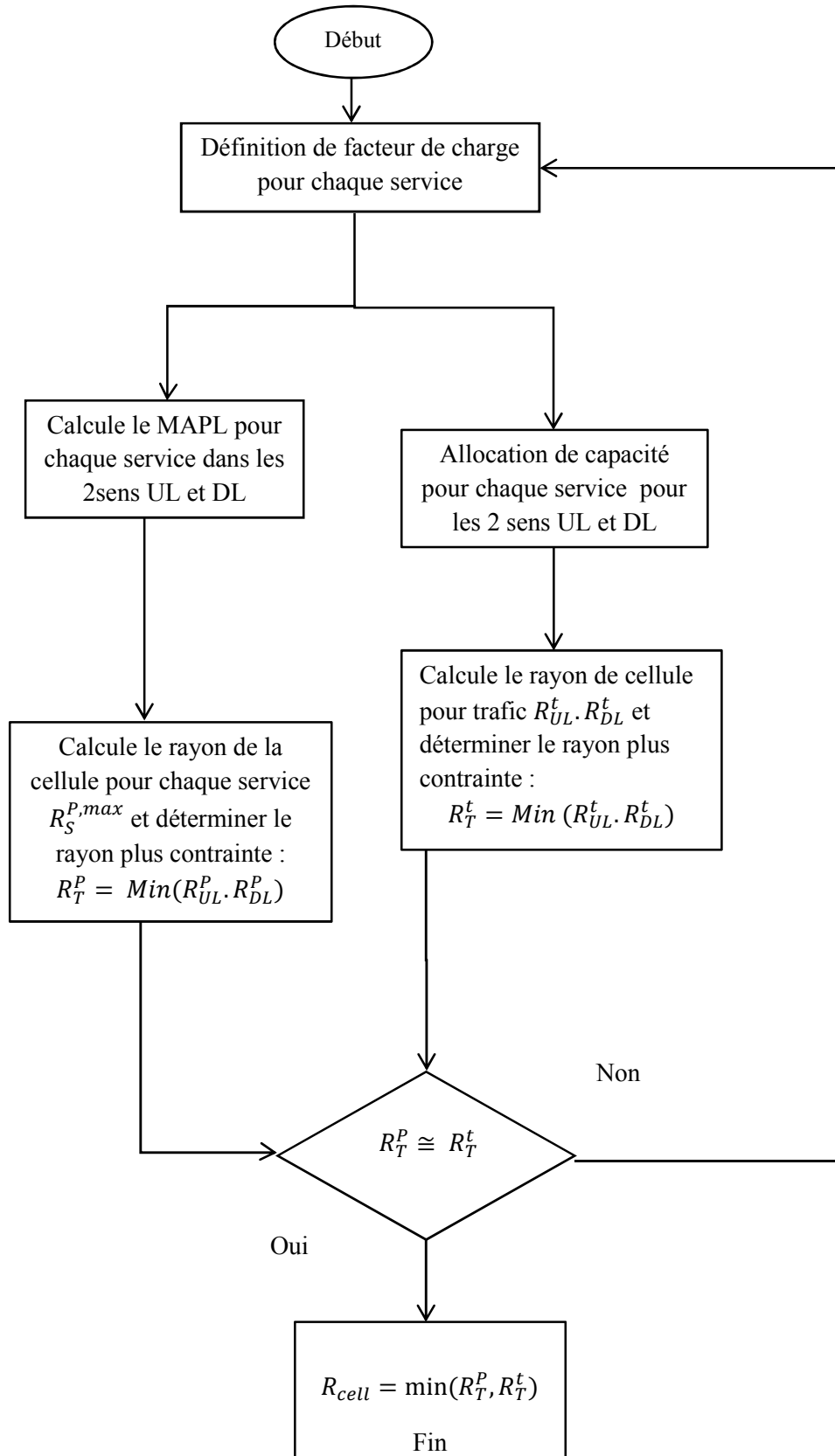


Figure IV.4 : Organigramme globale de dimensionnement pour déterminer le rayon.

Grâce aux deux figures (IV.2) et (IV.3) qui représentent les organigrammes de la simulation pour les deux liaisons montantes et descendantes (UL et DL), on peut déterminer le MAPL et le rayon maximal pour chaque service selon le modèle de propagation proposé et la distance maximale entre les BTS et la surface de couverture.

En ce qui concerne la figure (IV.4), elle représente l'organigramme global pour déterminer le rayon du trafic. Le problème est résolu en faisant juste un processus itératif et équilibrer la valeur du rayon de la cellule entre la valeur résultante calculée par les études de propagation et celle calculée par des études de capacité de trafic.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a représenté les étapes de dimensionnement, et les différents paramètres correspondants ; on a explicité les facteurs de charge et on a représenté le bilan liaison radio sur un tableau récapitulatif tout en précisant les éléments qui constituent ce tableau. On a également présenté une estimation de la marge de l'évanouissement, et le gain du soft-handover, et sans oublier le modèle de propagation pour estimer la portée de la cellule.

Chapitre V

Discussion des résultats

V.1. Introduction

Dans ce chapitre on va concentrer notre étude sur la marge de bruit pour la liaison montante et l'impact de la puissance d'émission de la BTS pour la liaison descendante. Aussi l'un des caractères qui distingue l'UMTS -troisième génération- par rapport la deuxième génération (GSM) est l'asymétrie entre la liaison UL et liaison DL. Pour cela on va représenter les différents paramètres pour chaque type des données soit pour l'utilisateur (MS), soit pour la BTS ainsi que les paramètres des différents types des services (service vocal, service données et service mixte).

- Le modèle appliqué de propagation est *COST 231 Hata*.
- La distribution des utilisateurs dans la cellule est uniforme.
- Les types des antennes appliquées dans la simulation sont des antennes omnidirectionnelles.
- Le profil du multi trajet est *ITU vehicular (A)*.
- On ne prend pas l'angle de l'inclination de l'antenne en considération dans la simulation.
- La vitesse de mobile appliqué est 3Km/h pour la zone urbaine et 120Km/h pour la zone rurale.

Les données de simulation sont représentées dans les tableaux suivant :

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance maximale d'émission du BTS.	43	dBm
Puissance dédiée aux canaux communs.	34.77	dBm
Facteur de bruit du BTS	5	dB
Débits utilisateur	12.2 Kbps pour la voix 64, 144, 384 Kbps pour les données (data)	Kbps
Gain de l'antenne du BTS à l'émission (DL)	17 omnidirectionnelle	dBi
Hauteur de l'antenne de BTS	30	m
Perte du câble du node B (<i>feeder</i>) à l'émission.	2.0	dB

Tableau V.1 : Les paramètres de BTS (Node B).

Paramètre	Valeur		Unité
Puissance maximale d'émission d'un canal de trafic du mobile.	12.2 Kbps	21	dBm
	64, 144, 384 Kbps	24	
Gain de l'antenne du mobile à l'émission (UL).	0		dB
Perte du corps humain/perde de câble.	2		dB
Facteur de bruit de mobile	8		dB
Hauteur de l'utilisateur MS	1.5		m

Tableau V.2 : Les paramètres d'utilisateurs MS.

Paramètre	Valeur		Unité
Configuration de déploiement	Hexagonal (Omnidirectionnel, tri-sectorisation).		-
Effet de masque (log-normal)	Moyenne	0	dB
	Ecart-type	7	
Gain de SHO	3.0		dB
Température	25		°C
Bruit thermique résultant	- 108,05		dB
Facteur d'orthogonalité α	0.5		-
Facteur d'interférence f	0.55 pour antenne omnidirectionnel		-
BLER (Block Error Rate)	12.2 Kbps	1%	-
	64, 144, 384 Kbps	10%	
Perte du corps humain	3.0		dB
Facteur d'activité	12.2 Kbps	UL 0.67 DL 1.0	-
	64, 144, 384 Kbps	UL 1.0 DL 1.0	
Marge de <i>fading</i> rapide	4.0		dB
La fréquence de la porteuse	1950-2140 (UL-DL)		MHz
Noise Rise limite maximum	3.01 pour UL, 6.02 pour DL		dB
Taux de probabilité de blocage	2%		-

Tableau V.3 : Les paramètres de configurations du réseau.

Les valeurs E_b/N_0		3 Km/h	120 Km/h
12.2 Kbps	UL	4.5 dB	5.5 dB
	DL	6.7 dB	6.4 dB
64 Kbps	UL	2.0 dB	3.0 dB
	DL	5.3 dB	5.0 dB
144 Kbps	UL	1.5 dB	2.5 dB
	DL	5.3 dB	5.0 dB
384 Kbps	UL	2.0 dB	3.0 dB
	DL	5.2 dB	4.9 dB

Tableau V.4 : Les paramètres de E_b/N_0 cible.

V.2. Influence de la marge de bruit et la puissance d'émission de la station de base sur nombre des utilisateurs

A partir des équations (IV.13) et (IV.20) et (IV.9) présentées dans le chapitre (IV), on va étudier l'évolution de la marge de bruit en fonction du nombre des utilisateurs et la charge pour la liaison montante (UL). Les résultats sont représentés dans les figures suivantes :

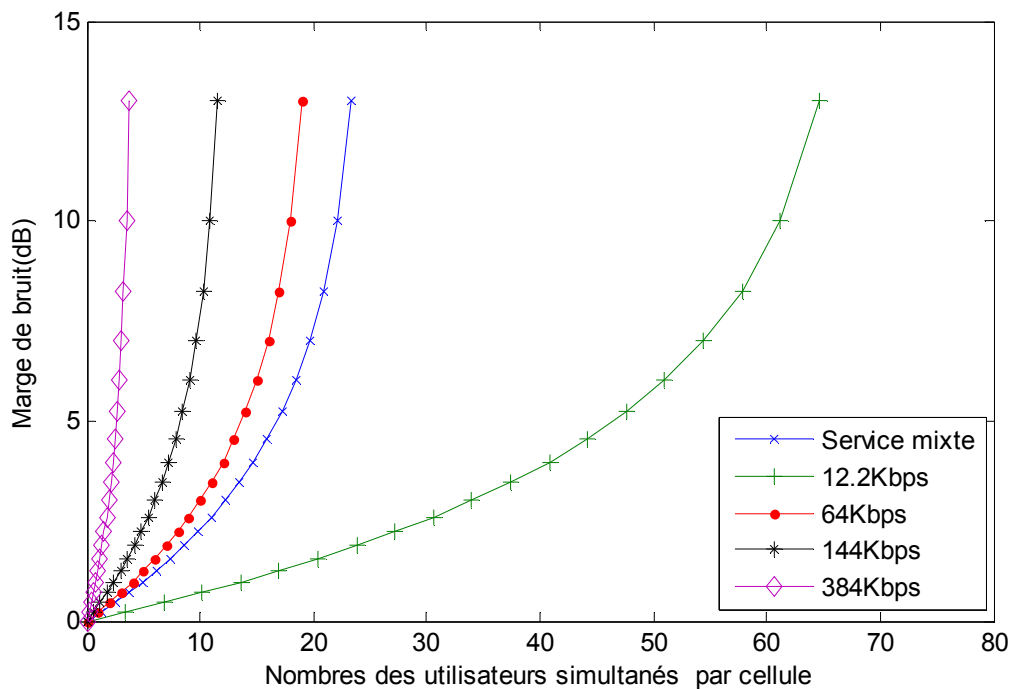


Figure V.1 : Relation entre marge de bruit et nombre des utilisateurs en UL.

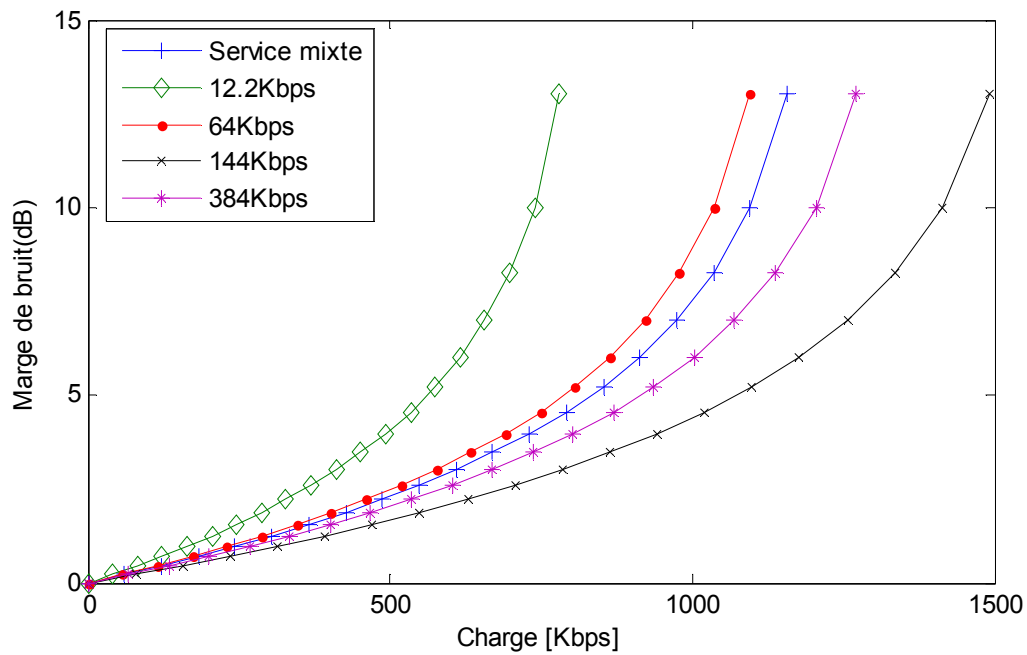


Figure V.2 : Relation entre marge de bruit et fonction la charge (throughput) en UL.

La différence observée dans les courbes précédentes est que le nombre d'utilisateurs augmente en fonction de la marge de bruit mais pour des débits supérieurs le nombre des utilisateurs est inférieur par rapport au service vocal.

Les résultats concernant le nombre des utilisateurs en fonction des différents services sont représentés dans le tableau suivant :

Les services	Marge de bruit			
	NR = 3.01 dB		NR = 6.02 dB	
	UL	DL	UL	DL
12.2 Kbps	34	22.37	51	33.58
64 Kbps	10	5.39	15	8.08
144 Kbps	6	2.49	9	3.73
384 Kbps	1.93	0.95	2.9	1.42
Service mixte (65, 20, 10 ,5) %	12.28	11.92	18.41	17.89

Tableau V.5 : nombre des utilisateurs en fonction marge de bruit.

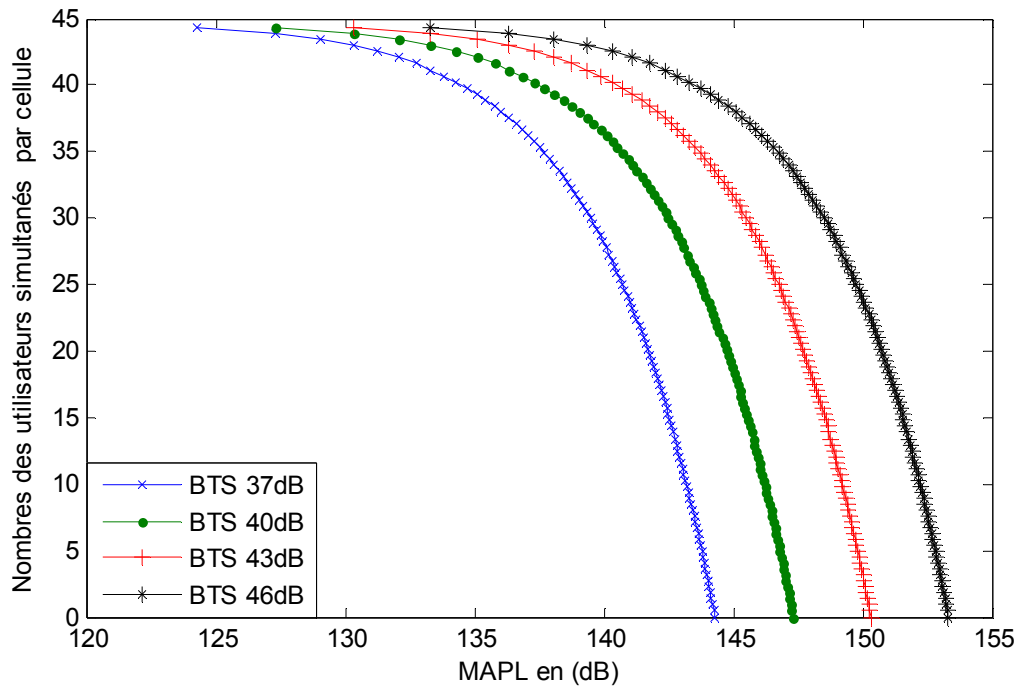


Figure V.3: Relation entre la perte de propagation maximale autorisée, avec la puissance d'émission de station de base comme un paramètre.

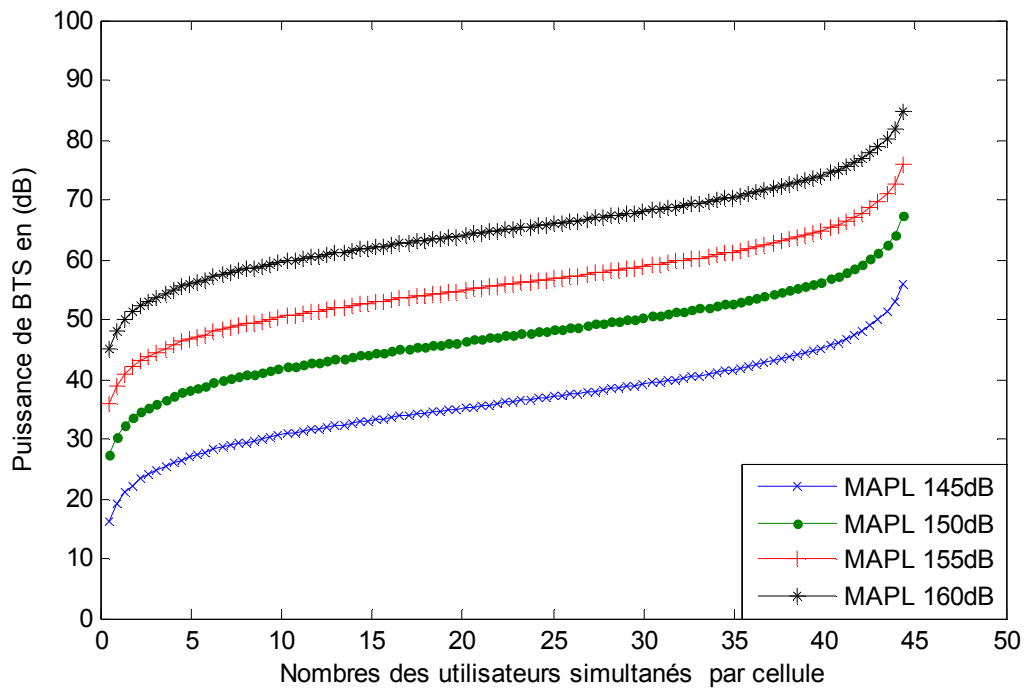


Figure V.4: Relation entre la puissance de transmission station de la base et de chargement des cellules avec la perte de propagation autorisé comme un paramètre.

Les figures (V.3) et (V.4) représentent l'influence de la puissance de BTS sur la capacité pour la liaison descendante. Le service appliqué par les utilisateurs est le service vocal pour $R=12.2$ Kbps. Pour la figure (V.3), on peut voir la relation entre nombre des utilisateurs et MAPL en fonction des valeurs de la puissance de la BTS, en faisons une comparaison entre courbe (1) et courbe (2) pour la puissance de BTS est (37, 40 dB) l'un des première des choses qu'on observe c'est l'augmentation de nombre des utilisateurs (capacité) on augmentons la puissance de BTS : pour MAPL = 141 dB la courbe (1) on a 23 utilisateurs, la courbe (2) on a 33 utilisateurs ce qui signifie une augmentation 50% ce qui signifie une augmentation pour la capacité. La deuxième chose (couverture pour 23 utilisateurs) on a pour la courbe (1) MAPL = 141 dB, et pour la courbe (2) le MAPL = 144dB ce qui signifie augmentation de couverture de plus 2%.

Pour la figure (V.4) on a tenu compte que le MAPL est un paramètre fixe, et on a étudié l'évolution de la puissance de BTS en fonction du nombre des utilisateurs pour différentes valeurs des MAPL. D'après l'observation de la courbe, l'augmentation de la puissance de BTS implique une augmentation du nombre des utilisateurs asservis. Une augmentation des valeurs MAPL signifie une augmentation de la puissance de la BTS, pour cette dernière puisse asservir tous les utilisateurs actifs dans la cellule.

V.3. Etude de l'asymétrie entre les deux liaison UL et DL

Dans cette partie on va étudier l'asymétrie qui se présente dans l'UMTS entre la liaison montante (UL) et la liaison descendante (DL). On a supposé que la distribution des utilisateurs est uniforme dans la cellule, avec une vitesse de l'utilisateur de 3 Km/h (dans un environnement macro-cellule). On a fait varier les paramètres du facteur de charge soit en UL ou DL entre 0 et 0.99 pour observer la différence. Les figures (V.5) et (V.6) représentent l'évolution du MAPL en fonction du nombre des utilisateurs pour les deux services 12.2 Kbps et 144 Kbps.

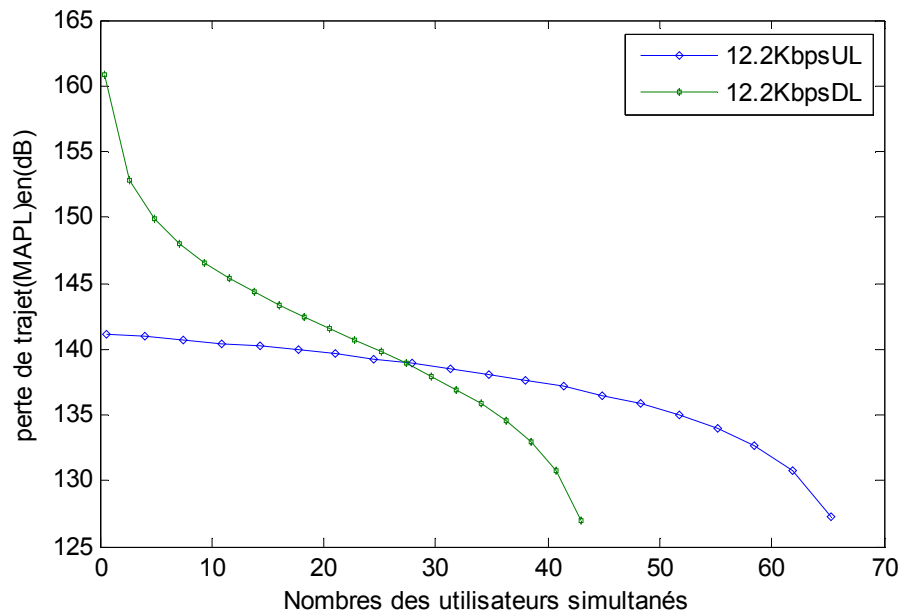


Figure V.5 : Evolution du MAPL en fonction nombre des utilisateurs pour les liens montant et descendant pour un débit de 12.2 Kbps.

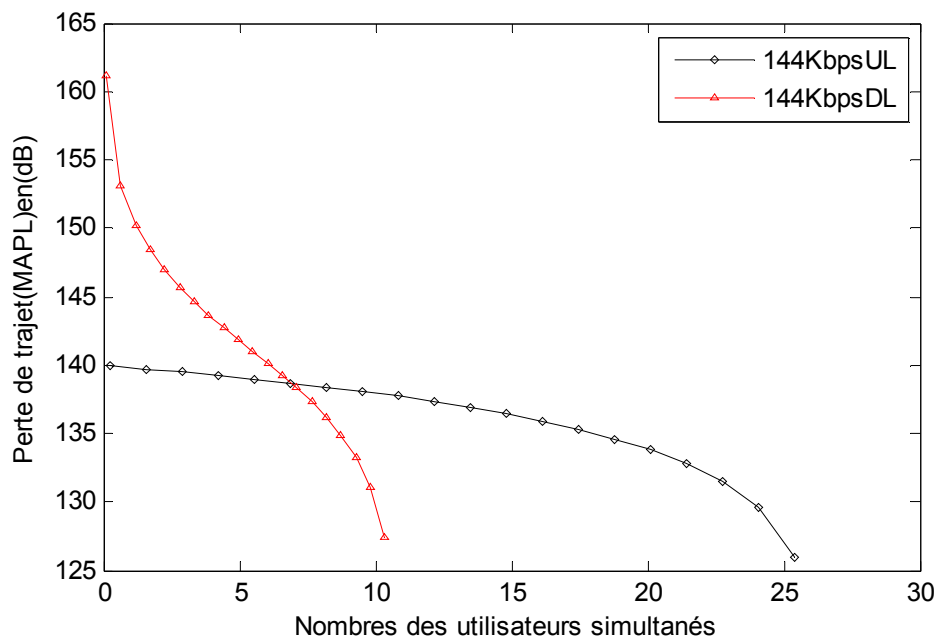


Figure V.6 : Evolution du MAPL en fonction nombre des utilisateurs pour les liens montant et descendant pour un débit de 144 Kbps.

D'après l'observation des deux courbes représentées dans les deux figures (V.7) et (V.8), on constate que le facteur de charge soit en liaison montante (UL) ou en liaison descendante (DL) a une influence sur la couverture ; mais ce n'est pas exactement le même effet pour les deux types de liaison.

La couverture en liaison descendante DL dépend plus du facteur de charge qu'en UL. La BTS fournit environs 20W (43dbm) pour satisfaire tous les utilisateurs quel que soit leur nombre. Ce qui signifie que plus il y a des utilisateurs actifs dans la cellule moins il y a de puissance disponible pour chaque utilisateur. On en déduit que pour un faible facteur de charge, la couverture diminue en fonction du nombre des utilisateurs. Mais pour la liaison montante UL, lorsque le nombre des utilisateurs augmente, il apparaît moins critique par rapport au cas de la DL, parce que chaque utilisateur (MS) a sa propre puissance d'amplification.

Pour la liaison descendante DL, l'évolution du nombre des utilisateurs en fonction du MAPL est limitée ce qui signifie que la capacité est limitée en DL ; mais pour la liaison montante UL c'est la couverture qui est limitée.

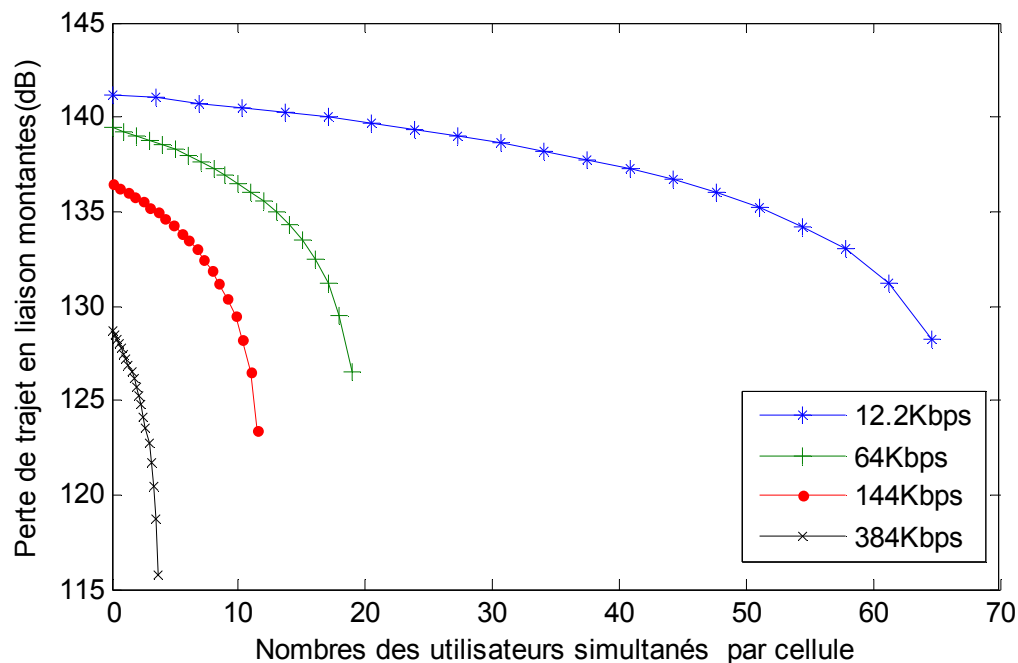


Figure V.7 : Evolution du MAPL en fonction du nombre des utilisateurs pour les liens montant pour différents services.

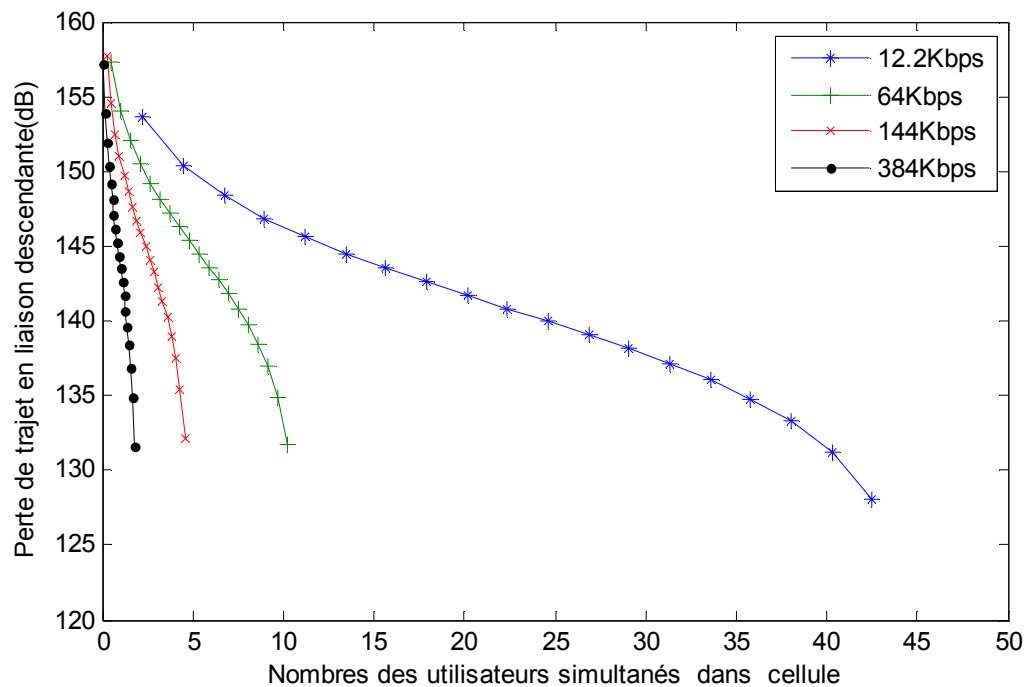


Figure V.8 : Evolution du MAPL en fonction du nombre des utilisateurs pour les liens descendant pour différents services.

Dans les deux figures (V.7) et (V.8) on a séparé les courbes de l'UL et du DL pour visualiser la différence entre les services employés. Pour des débits supérieurs (64, 144, 384 Kbps) on remarque une diminution en gain de traitement (PG) et une diminution en MAPL en fonction de l'augmentation de facteur de charge (augmentation du nombre d'utilisateurs actifs).

On observe aussi que plus le débit est supérieur plus-il y a une diminution du nombre d'utilisateurs actifs dans la cellule. Pour le service vocal *12.2 Kbps* le nombre des utilisateurs est 65 en UL et 42 en DL. Pour le service données *64 Kbps* on a 19 utilisateurs en UL et 10 utilisateurs en DL, ce qui provoque ce qu'on appelle la respiration des cellules (*cell Breathing*). On observe aussi que pour les courbes en DL il y a une chute considérable au début pour les valeurs de MAPL à cause de la diminution de trafic, et après ça il se stabilise pour une certaine valeur.

V.4. Influence type de l'environnement et la vitesse de mobile sur la portée de la cellule

Nous avons étudié l'asymétrie pour l'UMTS et mis en relief l'effet de respiration de cellule (*cell Breathing*) dans le paragraphe précédent. On va continuer notre étude mais cette fois on s'intéresse exactement au calcul de la portée de la cellule (rayon de la cellule) en

fonction du MAPL. Les deux figures suivantes représentent le calcul de la portée de la cellule en fonction de MAPL dans les deux sens et pour deux types d'environnement.

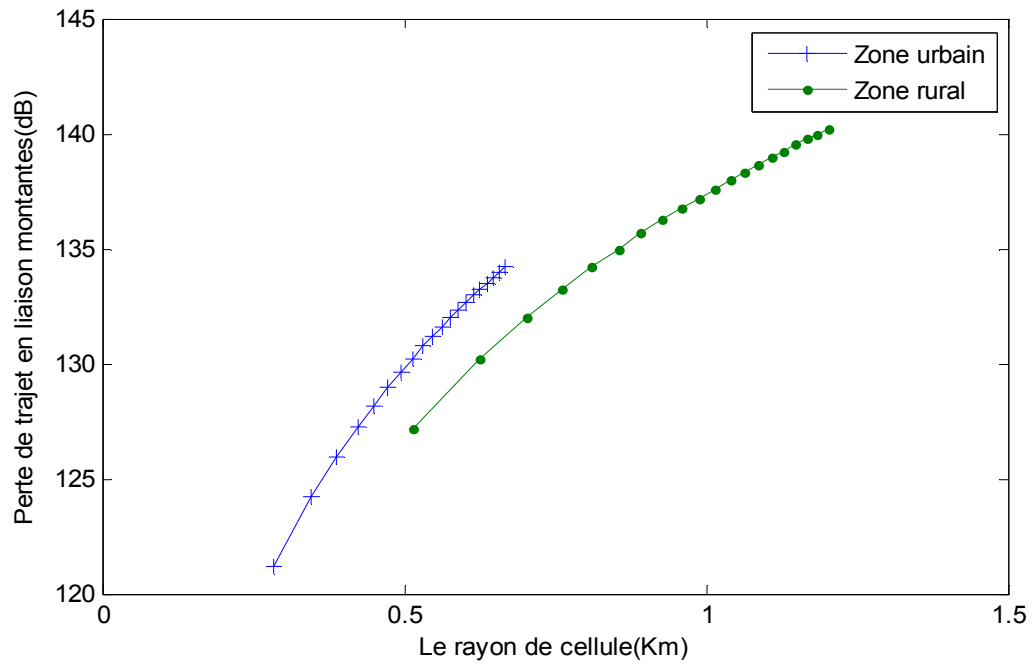


Figure V.9 : Portée de la cellule en fonction du MAPL en liaison montante.

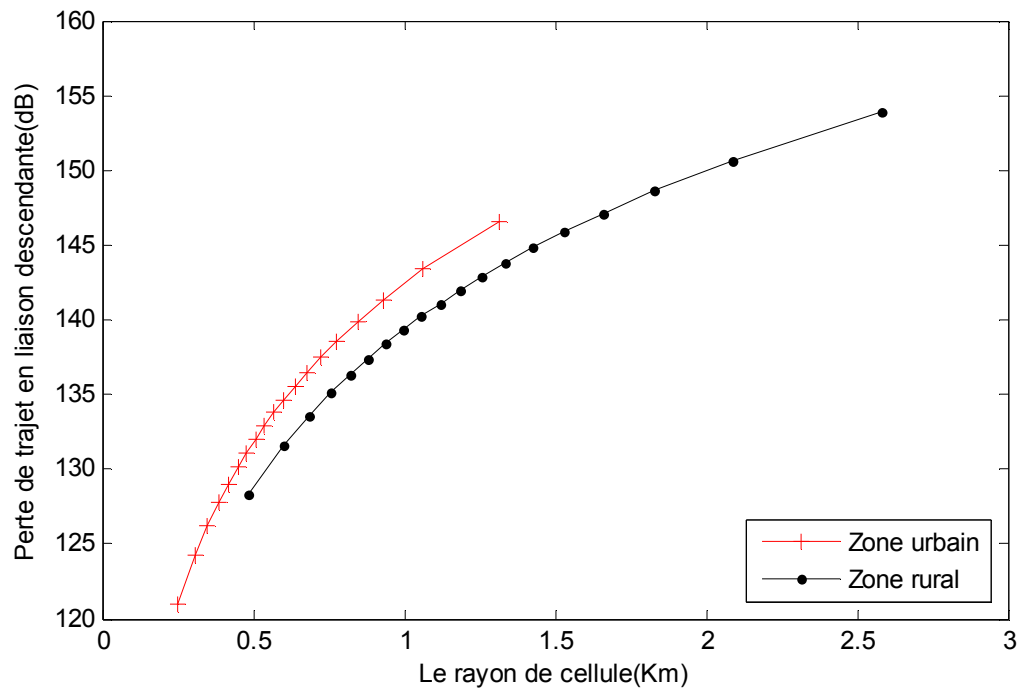


Figure V.10 : Portée de la cellule en fonction du MAPL en liaison descendante.

On a appliqué le modèle de propagation COST 231 Hata pour la simulation, et à cause de la différence entre la fréquence de la porteuse pour l'UL et la DL, et du type de l'environnement considéré, les modèles de propagation sont différents pour les deux sens pour les deux simulations.

On observe que la portée de la cellule est grande pour les zones rurales par rapport aux zones urbaines. Notons que les vitesses des mobiles sont différentes selon le type de l'environnement (3Km/h pour les zones urbaines, et 120Km/h pour les zones rurales) ce qui explique la différence des valeurs de (E_b/N_0) de la simulation. On observe que lorsque la vitesse du mobile est lente, cette dernière limite la couverture, parce que les mobiles à grande vitesse nécessitent moins de puissance par rapport aux mobiles à faibles vitesses voir [30] [31] ; pour cela on observe de faibles valeurs du MAPL et de la portée pour les zones rurales.

V.5. Résultats de simulation sur la détermination du rayon de cellule

Les simulations sont effectuées à partir des organigrammes qui sont représentés dans le paragraphe (IV.3). D'autres paramètres de cette simulation sont représentés dans le tableau suivant [26].

Service (Kbps)	12.2	64	144	384
τ	1	1	1	1
ts	90	23.4	7.92	7.92
ρ	220	26	70	35

TableauV.6 : Paramètres de trafic.

Service (Kbps)	(E_b/N_0) dB en DL
12.2	4.4
64	2.5
144	2.3
384	2.4

TableauV.7 : Valeurs de (E_b/N_0) dB en DL pour des utilisateurs statiques.

On considère une distribution des utilisateurs dans la cellule qui est uniforme et avec des utilisateurs qui sont statiques. Pour un souci de simplification des calculs on se concentre sur la liaison descendante puisque c'est la direction où il y a plus de contraintes. Les résultats de simulation sont présentés dans le tableau suivant un pour facteur de charge égal à 0.5.

Services et pourcentage de couverture pour chaque service	Zone urbaine, utilisateur statique	
	MAPL (dB) en DL	R max(Km) en DL
12.2(Kbps) (95%)	144.29	1.1783
64(Kbps) (80%)	139.47	0.8597
144(Kbps) (80%)	136.45	0.7056
384(Kbps) (80%)	131.69	0.5168
MAPL (min) en DL	131.69	
$R_{min}^{p,DL}$ (Km)	0.5168	

Tableau V.8 : Résultats de simulations pour MAPL et R max en DL (rayon de propagation) pour un facteur de charge 0.5.

	12.2 Kbps	64 Kbps	144 Kbps	384 Kbps
Nombre des utilisateurs	52	17	8	3
$A/(1 + \bar{f})$ soft capacité en (erlang)	27.17	6.87	2.34	0.39
M_{DL}^S	18.11	17.62	17.72	2.94
$R_{DL}^{t,S}$ (m)	0.16.9	0.2648	0.283.9	0.1636
$R_{min}^{t,DL}$ (m)	0.1636			

Tableau V.9 : Les résultats de simulations pour R max en DL (rayon de trafic) avec facteur de charge 0.5.

Les résultats de simulation après le processus itératif sont :

Services et pourcentage de couverture pour chaque service	Zone urbaine, utilisateur statique,	
	MAPL (dB) en DL	R max(m) en DL
12.2(Kbps) (95%)	132.20	0.534
64(Kbps) (80%)	127.38	0.390
144(Kbps) (80%)	124.36	0.320
384(Kbps) (80%)	119.60	0.234
MAPL (min) en DL	119.60	
$R_{min}^{p,DL}$ (Km)	0.234	

Tableau V.10 : Les résultats de simulations pour MAPL et R max en DL (rayon de propagation).

	12.2 Kbps	64 Kbps	144 Kbps	384 Kbps
Nombre utilisateur	95	32	14	6
$A/(1 + \bar{f})$ soft capacité en (erlang)	53.63	14.72	5.29	1.07
M_{DL}^S	35.75	37.76	40.08	8.1
$R_{DL}^{t,S}$ (m)	0.2275	0.3876	0.4269	0.2714
$R_{min}^{t,DL}$ (Km)	0.2275			

Tableau V.11 : Résultats de simulations pour R max en DL (rayon de trafic).

Les deux tableaux (V.8) et (V.9) représentent les résultats de simulation pour un facteur de charge de 0.5 (marge de bruit de 3dB). On observe que la différence entre le rayon de propagation $R_{min}^{p,DL}$ et le rayon $R_{min}^{t,DL}$ est très grande :

$$R_{min}^{p,DL} \gg R_{min}^{t,DL}$$

Après application du processus itératif pour équilibrer la valeur du rayon de la cellule entre la valeur résultante calculée par les études de propagation et celle calculé par des études de capacité de trafic, on a obtenu les résultats qui sont représenté dans les deux tableaux (V.10) et (V.11). Compte tenu que le rayon de propagation $R_{min}^{p,DL} > R_{min}^{t,DL}$, ceci revient à accroître la valeur de la marge d'interférence (noise rise) jusqu'à la condition de l'arrêt du processus itératif :

$$R_{min}^{p,DL} - R_{min}^{t,DL} < \varepsilon, \text{ avec : } \varepsilon = 10^{-2}.$$

Pour notre simulation la condition est satisfaite avec un facteur de charge de 0.9. Les résultats finaux sont représentés dans le tableau suivant avec un calcul de la distance entre les BTS et la surface couverte par la BTS :

Min MAPL (dB)	119.60
$R_{cell}(KM)$	0.2275
D distance entre BTS	0.198
surface a couverte par BTS en (Km^2)	0.134

Tableau V.12 : Le rayon final et la distance entre les BTS.

V.6. Conclusion

L'objet de ce chapitre était de faire une étude sur l'influence de la marge d'interférence sur le nombre des utilisateurs dans la cellule, et l'influence de cette dernière sur la charge (*Throughput*), et ceci pour différents types de service soit pour un service individuel ou en service mixte pour la liaison montante. Aussi, nous avons étudié l'influence de la puissance de la BTS sur le nombre des utilisateurs pour la liaison descendante.

Nous avons également étudié l'asymétrie qui se présente dans l'UMTS, et la relation entre la couverture et la capacité. A noter que dans les réseaux de 2G (*GSM*) l'étude de la capacité et de la couverture se fait de manière indépendante. De plus, on a fait une étude comparative pour le MAPL pour les deux liaisons UL et DL et ceci pour différents services et on a observé le l'effet de respiration de la cellule. Enfin on a étudié le dimensionnement de la portée de la cellule pour déterminer le rayon de couverture.

Conclusion générale

Le dimensionnement détaillé et précis des réseaux UMTS en incluant ses aspects et techniques avancées demeure une tâche complexe et délicate mais nécessaire pour les exploitants des réseaux radio-mobiles de nouvelle génération.

L'objectif de ce mémoire est d'appréhender les méthodes de dimensionnement des réseaux UMTS en explicitant leurs règles d'ingénierie. Cette approche de dimensionnement des réseaux radio WCDMA est assez simple. Il y a plusieurs paramètres d'entrées nécessaires pour le dimensionnement du réseau ; certaines de ces entrées sont dépendantes des paramètres des fournisseurs.

Dans ce mémoire on a présenté les étapes de dimensionnement des réseaux. Pour cela, les paramètres spécifiques au W-CDMA pour le bilan des liaisons radio tel que le facteur de charge pour les liaisons montante (*UL*) et descendante (*DL*) ont été explicités. On s'est basé sur le bilan de liaison radio, qui permet de définir l'atténuation maximale que la cellule peut supporter en (*UL*) et en (*DL*), et qui permet en même temps de définir la portée maximale de la cellule et la distance entre les BTS, et quelques éléments tels que l'estimation de la marge de shadowing, et le gain du soft handover.

Dans ce mémoire une brève étude sur l'influence des paramètres sur le dimensionnement comme la marge de bruit sur la liaison *UL*, et la puissance d'émission de la station de base qui influe sur la liaison *DL* a été clairement menée. Ensuite on a étudié l'influence du type de service sur le dimensionnement et surtout le service le plus contraint par rapport aux autres services. Grâce à l'étude du bilan de liaison radio notamment pour obtenir le MAPL, et la différence entre les MAPL calculés pour chaque service ; on a observé la différence pour la portée maximale, ainsi que la différence entre le nombre des utilisateurs dans la cellule pour chaque service. Plus le trafic est grand plus la portée de la cellule est petite ; c'est ce qu'on appelle la respiration de la cellule (*Cell Breathing*). On a explicité également l'asymétrie du dimensionnement entre les deux liaisons soit en *UL* et *DL* pour UMTS par rapport aux réseaux de deuxième génération (*GSM*,....etc).

Notre étude sur dimensionnement s'est focalisée essentiellement sur deux choses notamment la capacité (le nombre maximal d'utilisateurs simultanément) et la couverture (portée maximale de la cellule).

En perspective, nous proposons de développer la partie de dimensionnement de la puissance d'émission en termes de régulation en utilisant les techniques de l'automatique moderne.

Références Bibliographiques

- [1] Harri Holma, Antti Toskala et Ukko Lappalainen, “ *Introduction*” .
- [2] Cédric Demoulin, Marc Van Droogenbroeck, “*Principes de base du fonctionnement du réseau GSM* ”.
- [3] Alain Charbonnier, Charles Hartmann, Rémi Thomas, “*Les architectures des réseaux mobiles*”.
- [4] Mazen Youssef, “*Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d’accès W-CDMA*” ; thèse de doctorat.
- [5] M. Anis Masmoudi, “*Capacité et dimensionnement des réseaux d’accès radio UMTS et évolution*”, thèse de doctorat.
- [6] Jaana Laiho and Achim Wacker, T. Novosad, (Editors), “*Radio Network Planning and Optimisation for UMTS*” John Wiley & Sons, Ltd; Second Edition.
- [7] Holma Harri, Antti Toskala, “*WCDMA for UMTS*” John Wiley & Sons, Ltd, 4ème édition.
- [8] Omar Rachid Hadjar ; “*Analyse, implémentation et évaluation de performance de la future méthode d’accès HSPDA*”.
- [9] 3GPP TS 25.211 V10.0.0; “*Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)*” (Release 10).
- [10] 3GPP TS 25.212, Multiplexing and Channel Coding (FDD),
- [11] Amel Aissaoui, “*Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS*”. Thèse de doctorat, juin 2008.
- [12] Mona Jaber, Syed Ammar Hussein, Adel Rouz; “*modified stochastic knapsack for UMTS capacity analysis*” Fujitsu Sci.Tech.J., 38, 2, p.183-191(December 2002).
- [13] Jukka Lempiäinen Matti Manninen; “*Radio interface system planning for GSM/GPRS/UMTS*”.

- [14] Shyam Babu Mahato, "*Performance Evaluation of Six-Sectored Configuration in Hexagonal WCDMA (UMTS) Cellular Network Layout*" Master of Science Thesis.
- [15] Andrew J. Viterbi, "*CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*", Addison-Wesley Wireless Communications 1995.
- [16] Harri Holma, Zhi-Chun Honkasalo, Seppo Hämäläinen, Jaana Laiho- Steffens, Kari Sipilä and Achim Wacker; "*Radio Network Planning*"
- [17] Jaana Laiho, Achim wacker Nokia Networks. "*Radio network planning process and methods for WCDMA*" Nokia network.
- [18] Simon Saunders and Alejandro Aragon-Zavala "*Antennas and propagation for wireless communication systems*" John Wiley & Sons Ltd, Second Edition.
- [19] Harri Holma, "*A study of UMTS terrestrial radio access performance*" thèse de doctorat de technologies, Helsinki 2003.
- [20] Jaana Laiho, "*Radio network planning and optimization for WCDMA*", thèse de doctorat de technologies, Helsinki 2002.
- [21] P. Berzethy, J. Laiho, P. Szabadszallasi, "*Dimensioning process and radio resource management in third-generation mobile network*" NOKIA Networks.
- [22] Igor S. Simić, "*WCDMA Radio Access Network Dimensioning for Multiple Services*" Ericsson d.o.o, V. Popovića 6, Beograd.
- [23] 3GPP TS 25.104 V9.4.0; "*Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)*" (Release 9).
- [24] 3GPP TR 25.942 V9.0.0; "*Radio Frequency (RF) system scenarios*" (Release 9).
- [25] Maciej J. Nawrocki, Mischa Dohler, A. Hamid Aghvami "*Understanding UMTS Radio Network Modelling, Planning and Automated Optimisation*" Theory and Practice.
- [26] A. Portilla-Figueras, S. Salcedo-Sanz, Klaus D. Hackbarth, F. Lopez-Ferreras, and G. Esteve-Asensio, "*Novel Heuristics for Cell Radius Determination in WCDMA Systems*

and Their Application to Strategic Planning Studies “Volume 2009, Article ID 314814, 14 pages.

- [27] José Antonio Portilla-Figueras, Sancho Salcedo-Sanz, Alicia Oropesa-Garcia and Carlos Bousoño-Calzon,” *Cell Size Determination in WCDMA Systems using an Evolutionary Programming Approach*”.
- [28] Jhong Sam Lee, Leonard E. Miller, “*CDMA Systems Engineering Handbook*” Mobile communication series.
- [29] Lee, William C. Y. “*Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital Systems*” McGraw-Hill Professional, 1995.
- [30] Harri Holma and Antti Tolli, “*Simulated and Measured Performance of 4-Branch Uplink Reception in WCDMA*,” Greece, 6-9 May 2001, pages 2640-2644.
- [31] Harri Holma, David Solani and Kari Sipilä, “*Simulated and Measured WCDMA Uplink Performance*,” Atlantic City, NJ, USA, 7-11 October 2001, pages 1148-1152.