

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderahmane MIRA - BEJAIA -
Faculté de Technologie
Département Génie Electrique



جامعة بجاية
Tasdawit n'Bgayet
Université de Béjaïa

Mémoire de Fin d'études

Présenté par

MR BEKHOUCHE Lounis

Et soutenu le :

27 Juin 2012

En vue de l'obtention du Diplôme de Master Recherche

Filière : Electronique

Spécialité : Télécommunication

Thème

Aspects du dimensionnement radio du réseau UMTS

Devant le jury :

BELLAHSENE Hocine	<i>Maître de conférences UAMB</i>	<i>Président</i>
BERRAH Smail	<i>Maître de conférences UAMB</i>	<i>Examineur</i>
TOUNSI Mohamed	<i>Maître de conférences UAMB</i>	<i>Promoteur</i>
MAYOUT Nacereddine	<i>Chef de service réseau core NSS (WTA)</i>	<i>Co-promoteur</i>

Promotion 2011-2012

Remerciements

En premier lieu, je tiens à exprimer ma plus grande reconnaissance envers mon responsable de stage, Monsieur Mayout Nacaredine qui a accepté de m'accueillir en stage et pour m'avoir permis de mener à bien ce modeste travail, et je le remercie aussi pour son soutien, son encouragement et ses conseils.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Mohamed Tounsi, enseignant à l'université de Béjaia, de m'avoir encadré durant toute la période de stage.

Je remercie également toute l'équipe de Nedjma de m'avoir accueillie, et de m'avoir donné la documentation nécessaire pour munir à bien mon travail.

Depuis le début de mon stage, j'ai reçu beaucoup d'aides et d'encouragements de mes amis. Tout cela me permet de mieux compléter le stage. Je les remercie tous.

Enfin, un grand merci à toutes personnes ayant participé à l'aboutissement de ce travail.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à ma mère, mon père ainsi que mes frères et

sœurs Qui m'ont soutenu et aidé tout au long de mon parcours

A Sofiane, Abd Elhak, Razik qui m'ont tout le temps encouragé et

m'avoir Soutenu durant toute la durée du stage

A tous mes camarades de l'université de Béjaia avec qui j'ai passé de

bons moments et appris beaucoup de choses

A tous ceux qui ont contribué à ce modeste travail

A tous ceux que je n'ai pas cités et qui sont présents dans mes pensées

LISTE DES ACRONYMES

3G 3rd Generation of wireless communication technology

3GPP 3rd Generation Partnership Project

A

AMC Adaptive Modulation and Coding

B

BER Bit Error Rate

BLER BLock Error Rate

BS Base Station

BSC Base Station Controller

C

CDMA Code Division Multiple Access

CQI Channel Quality Indicator

CN Core Network

D

DS-CDMA Direct Sequence CDMA

DSCH Downlink Shared CHannel

E

EDGE Enhanced Data for Global Evolution

F

FDD Frequency Division Duplex

FDMA Frequency Division Multiple Access

G

GPRS General Packet Radio Service

GSM Global System for Mobile

Communications

H

HARQ Hybrid Automatic Repeat reQuest

HS-DSCH High-Speed Downlink Shared Channel

HSDPA High Speed Downlink Packet Access

I

IMT-2000 International Mobile Telephony

ITU International Telecommunication Union

M

MSC Mobile Switching Center

MCS Modulation and Coding Schemes

MMS Multimedia Messaging Service

MS Mobile Station

O

OVSF Orthogonal Variable Spreading Factor

Q

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QoS Quality of Service

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

R

R99 Release 99

RLC Radio Link Control

RNC Radio Network Controller

RNS Radio Network Sub-system

RRC Radio Resource Control

S

SF Spreading Factor

SGSN Serving GPRS Support Node

SIR Signal to Interference Ratio

SNR Signal to Noise Ratio

T

TDMA Time Division Multiple Access

TTI Transmission Time Interval

Tx Tranmitter

U

UE User Equipment

UMTS Universal Mobile

Telecommunications System

UTRAN UMTS Terrestrial Radio Access Network

W

WCDMA Wideband CDMA

Liste des tableaux

	page
1.1 – Exemples de systèmes cellulaires 1G	4
1.2 – Exemples de réseaux numériques 2G	5
1.3 – Classes de services de l'UMTS	10
1.4 – Exemples de formats des slots du DPDCH de la voie montante	17
1.5 – Exemples de formats des slots du DPCCCH de la voie montante (avec SF=256)	17
1.6 – Exemples de formats des slots du DPCH de la voie descendante	19
3.1 – Schémas de modulation et de codage MCS sur le lien DL	51
3.2 – Catégories de terminaux supportant la technologie HSDPA	51
3.3 – Comparaison du canal HS-DSCH avec les autres canaux du lien descendant	52
4.1- Différents valeurs de C_m	65
4.2-Distribution des sites en différents environnements	71
4.3 : Exemple du modèle du trafic de l'occupation par heure par cellule en dense urbain	72
4.4: facteur de charge pour chaque service	73
4.5: puissance par utilisateur pour chaque service	73
4.6- les valeurs cibles pour le facteur de charge des cellules	76
4.7- CE nécessaires pour chaque service	76
4.8- élément de canal pour chaque environnement	77
4.9– exemple de bande passante occupée par chaque service	78
4.10- bande passante occupée par les canaux communs	78
4.11- exemple trafic moyen écoulé pendant une heure	79
4.12 - Bande passante totale nécessaire sur Iub pour prendre en charge l'ensemble de services	79

LISTE DES FIGURES

	page
1.1 – Évolution vers la 3G	7
1.2 – Architecture générale du réseau UMTS	11
1.3 – Éléments du réseau d'accès UTRAN	12
1.4 – Couches de protocoles de l'interface radio	13
1.5 – Correspondance (mapping) entre les canaux de transport et les canaux physiques	14
1.6 – Fonctions de la couche physique dans la chaîne de transmission UTRA/FDD	15
1.7 – Structure des canaux physiques dédiés DPDCH et DPCCH de la voie montant	17
1.8 – Agencement des canaux physiques dédiés dans une transmission	18
1.9 – Structure du canal physique dédié DPCH de la voie descendante	21
2.1 – Accès multiple par répartition de fréquences (FDMA)	25
2.2 – Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	25
2.3 – Méthode d'accès multiple à répartition de codes (CDMA)	26
2.4 – (a) Émetteur d'un système DS-CDMA et (b) processus d'étalement	26
2.5 – Accès multiple dans un système DS-CDMA avec deux utilisateurs	29
2.6 – Exemple d'accès multiple DS-CDMA	30
2.7 – Schéma générique d'un registre à décalage à n états	31
2.8 – Exemple de génération des codes de Gold	31
2.9 – Modélisation du canal de propagation dans un réseau DS-CDMA	32
2.10 – Effets combinés des évanouissements à court et à long termes	33
2.11 – Multiplexage et codage du canal DCH sur le lien montant	35
2.12 – Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation QPSK	38
2.13 -Schéma de contrôle de puissance en boucle ouverte	42
2.14 - Principe générale de contrôle de puissance	42
2.15-schéma des boucles de contrôle de puissance interne(A) et externe (B)	43
3.1 – Architecture système avec le HSDPA	46
3.2 – Technique HARQ dans la chaîne de codage du canal HS-DSCH	49
3.3 – Principe de fonctionnement de l'HARQ	50
3.4 – Constellations de la modulation 16-QAM et QPSK	50
3.5 – Exemple de multiplexage de code avec deux usagers actifs	52
3.6 – Relation du timing entre le canal HS-SCCH et le HS-DSCH	53
3.7 – Structure du canal HS-DPCCH	54
3.8 – Fonctionnement de la couche physique du HSDPA	56
4.1-Multi-trajet et échos (1, 2, 3 et 4) dans un canal de transmission terrestre	65
4.2 : Différents modèles pour la modélisation du canal de transmission terrestre	66
4.3 : Schéma illustratif du bilan de liaison pour les voies montante et descendant	70

<i>4.4- organigramme synthétisant le dimensionnement de l'interface Iub</i>	77
<i>4.5- modélisation du trafic CS</i>	78
<i>4.6- Modélisation du trafic PS</i>	78

SOMMAIRE

	page
INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre 1 : INTRODUCTION AU RÉSEAU UMTS	
1.1 INTRODUCTION	3
1.2 ÉVOLUTION DES RÉSEAUX MOBILES	3
1.3 PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS7	7
1.3.1 Services offerts	7
1.3.2 Architecture	10
1.3.3 Couches de protocoles radio de l'interface d'accès	12
1.3.4 Description des canaux de transport	13
1.4 FONCTIONS DE LA COUCHE PHYSIQUE DE L'UTRAN	14
1.4.1 Chaîne de transmission UTRA/FDD	14
1.5 STRUCTURE DES CANAUX PHYSIQUES	15
1.5.1 Canaux physiques dédiés de la voie montante	17
1.5.2 Canaux physiques dédiés de la voie descendante	19
1.5.3 Canaux physiques communs	19
1.6 APERÇU SUR L'ARCHITECTURE DE L'UMTS SELON LES VERSIONS R4	20
1.7 CONCLUSION	21
Chapitre 2 : TECHNIQUES D'ACCÈS ET CONTRÔLE DE PUISSANCE DANS LES RÉSEAUX CDMA	
2.1 INTRODUCTION	22
2.2 MÉTHODES D'ACCÈS RADIO	22
2.2.1 Techniques de base	23
2.2.2 Étalement de spectre par séquences directes	25
2.2.3 Codes d'étalement	26
2.2.4 Caractéristiques du canal de propagation	30
2.3 MULTIPLEXAGE ET CODAGE	32
2.3.1 Application de l'étalement de spectre	35
2.3.2 Modulation	36
2.4 CONTROLE DE PUISSANCE	37
2.4.1 Capacité et contrôle de puissance d'un réseau cellulaire CDMA	38
2.4.2 Boucle de contrôle de puissance	40
2.4.3 Accès et contrôle d'admission	42
2.5 CONCLUSION	43
Chapitre 3 : ANALYSE DE LA TECHNOLOGIE HSDPA	

3.1	INTRODUCTION	44
3.2	PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU HSDPA	44
3.3	MECANISME DE RETRANSMISSION HYBRIDE HARQ	46
3.4	MODULATION ET CODAGE ADAPTATIFS	48
3.5	CANAUX HSDPA	50
3.6	FONCTIONNEMENT DE LA COUCHE PHYSIQUE	54
3.7	ORDONNANCEMENT RAPIDE (FAST SCHEDULING)	55
3.8	LIMITATIONS DES APPROCHES D’EVALUATION PROPOSEES	57
3.9	CONCLUSION	58
CHAPITRE 4 : ASPECT DU DIMENSIONNEMENT RADIO DU RESEAU UMTS		
4.1	INTRODUCTION	59
4.2	DIMENSIONNEMENT INITIAL D’UN RÉSEAU D’ACCÈS RADIO WCDMA	59
4.2.1	Aspects et paramètres spécifiques au WCDMA dans le bilan de liaison radio	60
4.2.2	Estimation de la marge de <i>shadowing</i> : Équations de couverture	62
4.2.3	Modélisation statistique de la composante d’atténuation à grande échelle	63
4.2.4	La composante multi-trajet	64
4.2.5	<i>Les différentes modélisations de canal</i>	65
4.3	LES PARAMETRES DU BILAN DE LIAISON	65
4.3.1	<i>Bilan de liaison pour le lien montant</i>	66
4.3.2	Bilan de liaison pour le lien descendant	67
4.4	DIMENSIONNEMENT DE LA CAPACITE	67
4.4.1	Modèle de trafic	68
4.4.2	Calcul du facteur de charge réel	69
4.4.3	Dimensionnement du HSPA	69
4.4.4	Dimensionnement de CE	74
4.4.5	Procédure de dimensionnement de l’interface Iub	76
4.3.6	Dimensionnement du RNC	77
4.5	EFFICACITE SPECTRALE EN WCDMA	80
4.6	IMPACT DE LA SECTORISATION SUR LA CAPACITE/COUVERTURE D’UNE CELLULE UMTS EN UPLINK	81
4.7	ANALYSE DE LA CAPACITE ET DE LA COUVERTURE DANS LA PHASE INITIALE DE LA PLANIFICATION	81
4.8	COMPOSANTE ECONOMIQUE DANS LA PLANIFICATION	81
4.9	CONCLUSION	82
CONCLUSION GENERALE		83

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les radiocommunications ont connu un développement de grande envergure dans les années 90 avec l'arrivée de la norme GSM de la téléphonie mobile puis l'UMTS. Cet essor est d'abord dû à l'émergence de normes internationales reconnues qui a favorisé le déploiement à grande échelle, et aussi à la maîtrise de technologies associant télécommunications, électronique et informatique. Déployer ces réseaux a été un grand défi pour les opérateurs qui ont dû apprendre à maîtriser les ondes radio pour des applications totalement nouvelles par rapport à ce qui se faisait depuis le début du siècle. De part les enjeux, les opérateurs ont fait énormément de progrès dans la recherche sur les méthodes et outils de planification qui intègrent notamment des modèles de propagation des ondes radio, des modèles d'estimation de qualité de service et des algorithmes d'optimisation du paramétrage. De nouveaux mécanismes s'imposent alors pour différencier les services et pour fournir la qualité de service exigée. Parmi ces mécanismes, on compte le contrôle d'admission, les protocoles de réservation de ressources et les politiques d'ordonnancement des paquets.

La difficulté pour les réseaux de nouvelles générations est de maintenir les hauts débits et la qualité de service sur les liens radio. La CDMA est la technique la plus aboutie du multiplexage, destinée à être utilisée notamment sur les réseaux de téléphonie mobile de troisième génération comme l'UMTS. Alors que les précédentes techniques de multiplexage en fréquence (FDMA) et de multiplexage temporel (TDMA) consistaient essentiellement à diviser une grandeur physique (une bande passante de fréquences ou le temps qui s'écoule) en " créneaux " individuels, le CDMA ne fixe pas de répartition statique préalable de ces ressources et s'apparente aux techniques de transmission informatique par paquets. Cette technique a été choisie en raison des contraintes propres à l'interface radio des réseaux de la troisième génération (3G) : débit variable, Qualité de service variable (environnement de trafic multiservices). Elle autorise l'accès simultané de multiples utilisateurs à de très haut débits et à des services très variés (son, image, multimédia, ...). Il existe néanmoins différentes variantes de CDMA, Celle sur laquelle s'appuie la norme UMTS appelée WCDMA.

Le débit théorique promis par l'UMTS dans sa première version est 2 Mbits/s, mais il n'est jamais atteint en pratique à cause des limites du canal radio. Une extension logiciel de WCDMA appelée HSPA a été introduite dans les Release 5 et 6 afin d'améliorer le débit du lien descendant et montant où plus d'informations seront transportées, le débit théorique peut atteindre 21Mbps.

Dans ce mémoire, nous visons comme objectif principal l'analyse sous différents angles les différents paramètres intervenant dans la phase dimensionnement radio des réseaux 3G (R99, R5 et R6) ainsi que l'évaluation de performance de la future méthode d'accès HSPA. De manière plus spécifique, nous visons à :

- déterminer les paramètres importants qui influencent les performances d'une méthode d'accès de manière à déduire ceux de la technologie HSDPA;
- la définition des différents mécanismes utilisés par UMTS dans sa première phase et sont évolution le HSDPA définie dans la Release 5 ;
- la définition de différentes formulations mathématiques utilisées dans l'étape de dimensionnement radio du réseau;
- mettre en valeur les divers aspects technico-économiques pour définir les enjeux pour lesquels un opérateur de télécommunication doit confronter dans la phase de migration pour les réseaux de nouvelles générations tels que l'UMTS.

Le mémoire est constitué de quatre chapitres. Dans le chapitre 1, l'architecture générale de l'UMTS tel que définie dans la Release 99. Le chapitre 2 traite les différentes techniques d'accès et les types de codages et de la modulation ainsi le mécanisme de contrôle de puissance. Le chapitre 3 aborde la technologie HSDPA et les mécanismes apportés par rapport à ceux définies par l'architecture standard (R99). Pour le dernier chapitre l'approche est de se projeté sur les différents paramètres utilisés dans les étapes de dimensionnement de la couverture et de la capacité du réseau 3G.

Chapitre 1 : INTRODUCTION AU RÉSEAU UMTS

1.1 INTRODUCTION

Le réseau mobile UMTS est un système qui vise à utiliser des technologies comme le HSPA ou le HSPA+ afin de pouvoir offrir une multitude de services à valeur ajoutée. Dans ce chapitre, Nous faisons dans un premier temps une description rapide de l'évolution des réseaux depuis la première génération jusqu'à l'arrivée des réseaux de la troisième génération pour déterminer les différents enjeux du processus de migration vers ces derniers. Puis une synthèse des principales caractéristiques de l'architecture du système UMTS, ainsi que les classes de services qu'il supporte. Nous nous intéresserons particulièrement au sous-système radio de l'UMTS et ses protocoles. Pour terminer, nous détaillerons les fonctions de la couche physique et la structure des canaux physiques.

1.2 ÉVOLUTION DES RÉSEAUX MOBILES

La première génération de réseaux mobiles est souvent appelée « réseaux cellulaires » en raison de la subdivision en cellules de l'étendue géographique du réseau. À la fin des années 80, le premier réseau cellulaire, baptisé AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*), a vu le jour à Chicago. Par la suite, plusieurs pays ne tardent pas à lancer leurs propres réseaux que nous pouvons résumer dans le tableau 1.1 [1]. L'ensemble des réseaux cellulaires fonctionne en mode de transmission analogique et utilise la technique d'accès FDMA.

Standards	Bande de fréquences	Bande de fréquences	Largeur de bandes
AMPS	869-894	824-849	30
TACS	935-960	890-915	25
E-TACS	917-950	872-905	25
NMT450	463-467.5	453-457.5	25
NMT900	935-960	890-915	12.5
C450	460-465.74	450-455.74	10
RMTS	460-465	450-455	25
NTT	870-885	925-940	25/6.25

Tableau. 1.1 – Exemples de systèmes cellulaires 1G

Malgré le succès de ces réseaux cellulaires, un problème important apparaissait lorsque le nombre d'utilisateurs augmentait car ceux-ci avaient tendance à être plutôt regroupés dans des zones urbaines et cela affectait inévitablement la capacité en termes de nombre d'utilisateurs de cette région. En plus de ce problème, des cas de fraude importants ont commencé à faire

surface, ce qui a nécessité des améliorations nécessaires et urgentes qui devaient être apportées à cette première génération.

Au début des années 90, la deuxième génération de réseaux mobiles a fait son apparition. A l'instar de la première génération qui est analogique, les systèmes de la 2G sont tous numériques. Ce passage offre plusieurs avantages, dont une augmentation de la capacité, une meilleure sécurité contre les fraudes ainsi que de nouveaux services, comme la messagerie texte SMS (*Short Message Service*). L'un des standards les plus répandus de la 2G est sans doute le GSM (*Global System for Mobile Communications*). Le GSM a été lancé en 1991 et a été développé en tant que standard ayant pour but d'être utilisé partout à travers les pays d'Europe dont la plupart utilisaient des systèmes 1G différents. Comme nous pouvons le constater à partir du tableau 1.2, la majorité des systèmes 2G utilisent la technique TDMA.

Cependant, au même moment, un système appelé IS-95 (ou CDMAOne) à base de CDMA fait son apparition en Amérique du nord. On annonçait, avec le CDMA, non seulement des gains en termes de nombre d'utilisateurs, mais aussi une qualité supérieure de la voix ainsi qu'une simplification de la planification du système [1]. Les systèmes de deuxième génération offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes analogues, mais restent néanmoins concentrés sur l'optimisation d'un seul service : la voix.

Réseau	Bandes de fréquence DL et UL (MHz)	Méthodes d'accès	Largeurs du canal	Utilisateurs Par canal	régions
GSM	935-960 et 890-915	TDMA	200 KHz	8	Europe/Asie
IS-136	869-894 et 824-848	TDMA	30 KHz	3	E.U.A
IS-95	869-894 et 824-849	CDMA	1.25MHz	64	E.U.A/Asie
IDEN	851-866 et 806-821	TDMA	25 KHz	3/6	E.U.A
PDC	935-960 et 890-915	TDMA	25 KHz	3/6	Japon

Tableau 1.2 - Exemples de réseaux numériques 2G

Le débit de transfert de données n'a pas été une priorité et reste assez limité à l'ère des communications multimédia [1]. Pour palier à cette situation, une technologie de transition, souvent dénotée par 2.5G, a été développée. Cette évolution avait pour but de permettre aux opérateurs de réseaux mobiles de déployer des services de données plus efficaces tout en gardant la même infrastructure de leurs réseaux 2G. Ces services se basent sur la technique de commutation de paquets utilisée dans le réseau Internet. Le GPRS (*General Packet Radio Service*) est une solution qui a été introduite dans les réseaux GSM à la fin des années 90 [30]. Ce système propose des débits maximums (*peak rate*) de l'ordre de 115 kbps [2]. Une seconde étape de cette évolution, du nom D' EDGE (*Enhanced Data for Global Evolution*), est proposée en

conjonction avec GPRS. Celle-ci permet, en théorie, de tripler le débit obtenu avec le GPRS, soit un maximum de 473.6 kbps. Cependant, ces débits étaient loin d'être atteints avec un nombre d'utilisateurs constamment en augmentation [3].

Dans un environnement où l'Internet, le commerce et le multimédia sont très présents, les réseaux qui offrent un support limité en transferts de données présentent un inconvénient majeur. Les utilisateurs ne veulent pas seulement parler, mais ils veulent aussi naviguer sur le web sans attendre trop longtemps qu'une page s'affiche, envoyer des courriels comme ils le font sur un ordinateur. Ces utilisateurs veulent non seulement avoir tous ces services à leur disposition, mais aussi être libres de leurs mouvements on les utilisant. Afin de satisfaire ces besoins, d'autres technologies sont nécessaires, notamment celles qui formeront une troisième génération de réseaux mobiles. Plusieurs organisations se sont mises au travail pour définir ces nouvelles technologies [2].

L'ITU (*International Telecommunication Union*) a regroupé plusieurs de ses travaux sous le nom de IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications 2000*). Ces travaux ont abouti aux recommandations qui touchent, entre autres, au débit binaire sur le lien radio (allant de 144 kbps jusqu'à 2 Mbps selon la mobilité et l'environnement où se trouve l'utilisateur) dans la première phase, à la diversité des services (comme le multimédia) et à la fréquence d'opération de ces réseaux, en l'occurrence la bande des 2.5MHz. En général, l'ITU ne disait pas comment on pouvait réaliser ses recommandations de manière spécifique.

Par conséquent, l'ITU a sollicité des propositions techniques des organisations manifestant un intérêt et par la suite décidait de retenir ou pas cette proposition. Quelques propositions de techniques d'accès radio ont été retenues et, parmi les plus importantes, figuraient le WCDMA et le CDMA2000 comme l'illustre la figure 1.1. Le WCDMA supporte deux modes de duplexage : le duplexage en fréquences FDD (*Frequency Division Duplex*) qui constitue la technologie UTRA/FDD et le duplexage temporel TDD (*Time Division Duplex*) formant l'UTRA/TDD. La largeur de bande d'un canal utilisée dans le WCDMA/FDD a été fixée à 5 Mhz [4].

Le WCDMA a été proposé par l'institut des standards de télécommunication européen ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) qui utilisera le mode UTRA/FDD en Europe. Le Japon a également soumis une solution, du nom de FOMA (*Freedom Of Multimedia Access*), à base de WCDMA, mais tolérant les deux modes de duplexage. Afin d'uniformiser les deux solutions, les réseaux 3G à base de WCDMA sont regroupés sous l'acronyme UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) et permettent de supporter les deux modes FDD et TDD. Quant à l'Amérique du Nord, elle opte pour le CDMA2000. Il existe d'autres standards, mais nous limiterons notre étude aux réseaux utilisant la technique d'accès WCDMA avec le mode FDD.

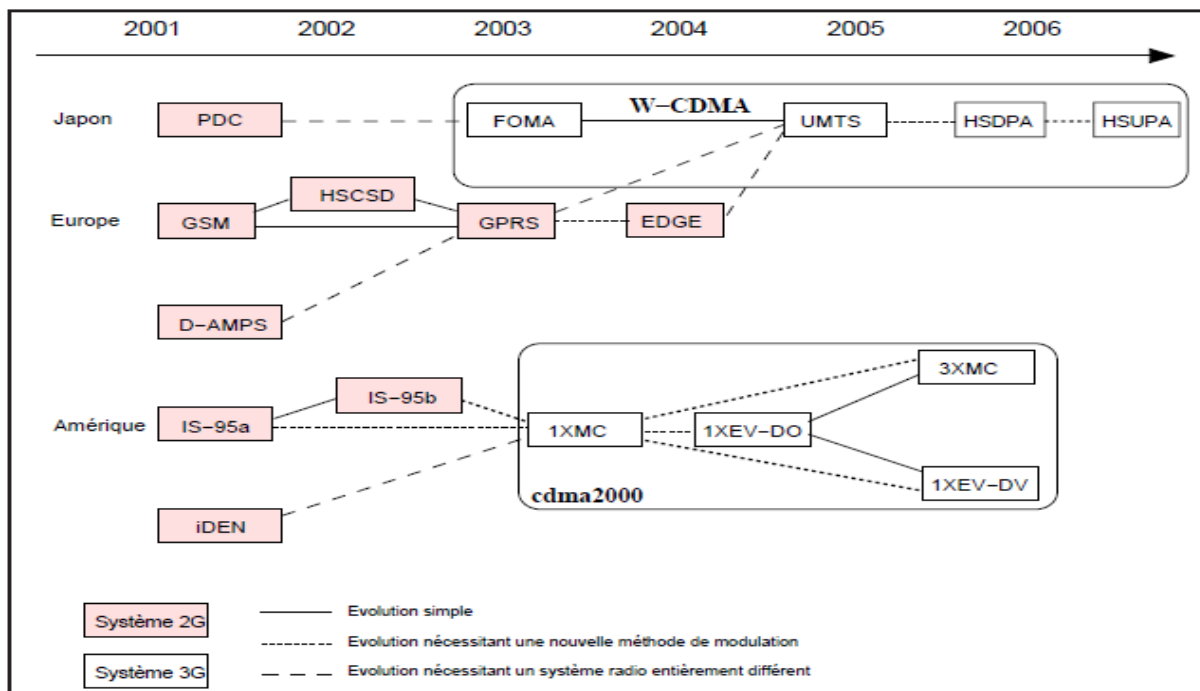


Figure 1.1 – Évolution vers la 3G

Comme plusieurs groupes travaillaient sur des technologies similaires, il était évident que la méthode la plus efficace était de rassembler ces ressources. Par conséquent, deux groupes ont été créés : le 3GPP (*The 3rd Generation Partner Project*) qui travaille sur le système UMTS basé sur le WCDMA et le 3GPP2 qui développe le standard CDMA2000.

L'UMTS fait partie de la famille IMT-2000 et dont les spécifications techniques sont développées au sein du 3GPP. À la fin de l'année 1998, le 3GPP débuta ses activités et le travail technique détaillé commença en 1999, ayant comme but la première version de spécifications communes appelé *Release 99*. Elle constitue alors le premier ensemble complet de recommandations permettant le déploiement commercial d'un réseau UMTS. Par la suite, le 3GPP a pris comme convention que les nouvelles versions ou *releases* des spécifications techniques de l'UMTS, après celle de 1999, ne seraient plus associés à une année, mais plutôt aux nouvelles fonctionnalités qu'elles comporteraient [1]. Ainsi, la Release 2000 est divisée en Release 4 et 5.

La Release 6 a été finalisée à la fin de l'année 2004 alors que les Releases 7 et 8 sont définies en 2008, pour les autres *release* ultérieures sont encore en phase d'étude. Les documents techniques de la R99 ainsi que les versions ultérieures sont regroupés sous forme de « séries » numérotées de 21 à 35. Ces documents couvrent, soit des spécifications, soit des rapports techniques. Les spécifications techniques TS (*Technical Specification*) sont les documents qui décrivent la norme UMTS. La plupart du temps, il y a plusieurs versions pour ces spécifications qui pourront être publiées lorsque les différents organismes de normalisation le jugeront approprié. Ces spécifications ne deviennent officielles qu'après leur publication. Quant aux rapports

techniques TR (*Technical Report*), ils représentent des documents de travail intermédiaires du 3GPP qui peuvent devenir des spécifications techniques. Une grande partie de ce chapitre, ainsi que tout ce que nous présenterons en relation avec le système UMTS, se basera essentiellement sur les spécifications de la version R99. Selon la R99, le débit maximal du WCDMA est fixé à 2 Mbps [1].

Ce chiffre est optimiste car il est loin d'être le débit moyen et il ne cesse de décroître lorsque le nombre d'utilisateurs dans une cellule augmente, comme le montrent certaines études [5]. Afin d'y remédier, le HSDPA a été proposé dans la Release 5 du WCDMA et le HSUPA dans la Release 6. Ces nouvelles technologies annoncent des débits pouvant aller au delà de 14 Mbps sur le lien descendant et 7.6Mbps sur le lien montant [6]. Un autre avantage du HSPA (HSDPA+HSUPA) réside dans le fait qu'il pourra être déployé sans changer radicalement l'architecture de l'UMTS définie dans la version R99 et permettra du coup aux opérateurs de réaliser cette évolution à moindre coût.

1.3 PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

L'UMTS est un réseau mobile de troisième génération capable d'offrir des bénéfices significatifs à l'utilisateur en terme de services à valeur ajoutée, tels que l'accès à Internet haute vitesse, le téléchargement de fichiers (audio et vidéo) ou alors la visiophonie. Le système universel UMTS a été choisi dans le but de faire une distinction avec les systèmes de première et de deuxième génération qui sont considérés comme des systèmes axés principalement sur le service de la voix. Dans cette section, nous allons présenter les catégories de services pouvant être offerts par un réseau UMTS. Puis, nous verrons son architecture en général et son réseau d'accès en particulier. Nous verrons également les couches de protocoles radio de l'interface d'accès ainsi que la description des canaux de transport. Pour terminer, nous détaillerons le fonctionnement de la couche physique, qui fait intervenir des canaux physiques spécifiques.

1.3.1 Services offerts

Standardiser un nouveau service requiert généralement une modification des spécifications techniques, procédé long et ardu qui peut représenter un frein à l'innovation et à la standardisation de services. Par conséquent, dans l'UMTS, on standardise uniquement certains services afin de préserver une continuité dans l'offre et on donne les moyens aux opérateurs et aux fournisseurs de services de développer et de personnaliser leurs propres services. Les services standardisés en UMTS regroupent les :

- services support (*bearer services*) ;
- télé-services (*remote services*) ;
- services supplémentaires.

Un service support est une sorte de « tuyau » que l'opérateur du réseau mobile met à la disposition de l'abonné pour transmettre de l'information entre deux points. Il joue un rôle

fondamental dans le réseau en transportant l'information liée au service (voix, données, vidéo...) et à la signalisation. Les télé-services proposent une offre complète pour la transmission d'information en incluant les fonctions de l'équipement terminal. On peut citer, par exemple, la transmission de la voix (téléphonie et appels d'urgence), le service de messages courts SMS (*Short Message Service*), la transmission de fax ou alors des services de voix groupés (communication en groupe, voix en diffusion).

Les services supplémentaires sont toujours proposés en association ou comme complément à un service support ou à un télé-service. Ils offrent la possibilité de personnaliser les services support et les télé-services, en apportant des fonctionnalités additionnelles [7]. Un même service supplémentaire peut être proposé en association avec des services support ou des télé-services différents. Parmi ces services, nous pouvons citer le renvoi d'appel, le transfert d'appel, le rappel automatique, etc.

Chaque service support est caractérisé par un certain nombre d'attributs qui concernent, entre autres, le débit, le temps qu'il met pour acheminer l'information d'un bout à l'autre, le taux d'erreur qu'il garantit, etc. Tous ces paramètres doivent être choisis pour que le service support soit le plus adapté possible, car la qualité finale du service offert, appelée QoS (*Quality of Service*), en dépend. La QoS regroupe une série de caractéristiques quantitatives et qualitatives qui permettent au destinataire de considérer que la qualité du service est satisfaisante. A chaque service correspond une QoS particulière. Aussi, les services support doivent-ils être choisis en conséquence [8].

Les caractéristiques du service support sont choisies pour chaque télé-service ou application en fonction de la QoS que ces services ou applications requièrent. Ainsi, un service support pourra être caractérisé en fonction de la capacité du réseau pour le transfert de l'information et de la qualité de l'information une fois transférée. Ces paramètres sont spécifiés ou négociés lors de l'établissement de la communication et il est possible de les modifier de manière dynamique au cours de celle-ci. Le transfert de l'information fait référence à la capacité du réseau à acheminer différents types d'information entre deux ou plusieurs points. La qualité de l'information transférée entre deux ou plusieurs points peut être quantifiée en fonction d'un nombre limité de paramètres :

- le délai maximum toléré pour le transfert de l'information ;
- les variations du délai ;
- le débit binaire ;
- le taux d'erreur binaire.

La maîtrise des variations du délai est fondamentale pour offrir des services en temps réel. Le taux d'erreur binaire BER (*Bit Error Rate*) mesure le rapport entre le nombre de bits d'informations erronés et le nombre total de bits transmis. Le débit représente la quantité

d'information transmise entre deux points par intervalle de temps et que l'on mesure en bits par seconde (bps). En outre, l'application doit indiquer ses besoins en termes de QoS au réseau UMTS. Plus précisément, elle doit spécifier les attributs du service support requis : le type de trafic (temps réel ou non), les caractéristiques du trafic (point à point, point à multipoint), le délai de transfert maximum, les variations du délai et le taux d'erreur. Nous allons donner quelques exemples de services que l'UMTS peut offrir suivant un découpage par « classes » qui dépendent de la QoS désirée. Ces classes de services sont résumées dans le tableau 1.3 et définies comme suit :

a) *Services conversationnels* : les services de cette catégorie permettent de transmettre principalement du son et des images entre deux personnes ou groupes de personnes. Leur qualité est donc assez sensible à des délais dans la transmission, ces délais pouvant être facilement perceptibles par les utilisateurs. Parmi ces services, nous pouvons citer la téléphonie en mode circuit, la téléphonie en mode paquet utilisant le protocole VoIP (*Voice over IP*) et la vidéophonie [1]. Néanmoins, cette dernière est moins tolérante aux erreurs que la téléphonie et requiert généralement un débit plus important ;

b) *Services interactifs* : ce type de service est caractérisé par le fait que le terminal ayant envoyé un message/commande attend une réponse du destinataire dans un certain intervalle de temps. Par conséquent, un paramètre clé pour identifier la QoS des services interactifs est le temps d'aller-retour, c'est à dire le temps écoulé entre le moment où le message/commande est émis et celui où la réponse arrive. Comme exemple, nous pouvons citer le commerce électronique ainsi que les services de localisation qui se développent de plus en plus ;

services	délai	Ex d'application	débit	Tolérance aux erreurs
Conversationnels temps réel	<< 1s	téléphonie	28.8Kbps	oui
		vidéophonie	32-384Kbps	oui
Interactifs temps réel	environ 1s	Commerce électronique	Non garantie	non
		Service de localisation	Non garantie	non
streaming	<10s	Audio/vidéo Haute qualité	32-128Kbps	oui
background	>10s	fax	Non garantie	oui
		e-mail	Non garantie	non

Tableau. 1.3 – Classes de services de l'UMTS

c) *Services streaming* : on retrouve dans cette classe les services qui traitent l'information au niveau du terminal de façon continue, c'est à dire au moment même où elle est reçue (avant de la recevoir dans sa totalité). Ce type de service est unidirectionnel. Ces services sont assez

récents et offrent un potentiel d'application assez vaste. Le streaming audio et vidéo sont des exemples d'applications typiques. À la différence des services conversationnels, les services de type streaming sont assez asymétriques (on ne reçoit pas au même débit que l'on émet) et on peut tolérer dans ce cas des délais importants ;

d) *Services en arrière-plan* : il existe des services qui ne posent, ou presque, aucune contrainte de temps dans le transfert de l'information qu'ils génèrent. Ils peuvent s'exécuter en « arrière-plan » (*background*). Parmi ces services, nous pouvons trouver l'envoi d'un courrier électronique, d'un message court SMS ou alors le téléchargement d'un fichier. Le paramètre pour quantifier la QoS de ce type de service est principalement le taux d'erreurs qui doit être souvent assez faible.

1.3.2 Architecture

Le réseau UMTS repose sur une architecture flexible et modulaire. Cette architecture n'est associée ni à une technique d'accès radio, ni à un ensemble de services, ce qui assure sa compatibilité avec d'autres réseaux mobiles et garantit son évolution. Une telle architecture, illustrée à la figure 1.2, est composée de trois « domaines » : le domaine de l'équipement de l'utilisateur UE (*User Equipment*), celui du réseau d'accès radio « universel » UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*) et celui du réseau cœur CN (*Core Network*) [4]. Chaque domaine réalise une fonction bien précise dans le réseau, tandis que des points d'échange, dénotés par Uu et Iu , servent d'interfaces permettant les échanges entre les différentes parties du réseau.

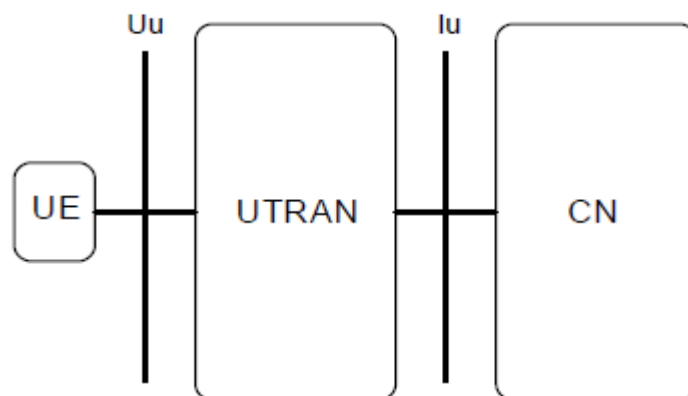


Figure 1.2 – Architecture générale du réseau UMTS

Le domaine UE comprend tous les équipements terminaux et permet à l'abonné l'accès à l'infrastructure et à ses services par le biais de l'interface Uu . Le réseau cœur regroupe l'ensemble des équipements assurant les fonctions tels que le contrôle des appels, le contrôle de la sécurité et la gestion de l'interface avec les réseaux externes. Le CN ne fait pas l'objet de notre étude, les détails de cette partie du réseau peuvent être trouvés dans [1]. Enfin, l'UTRAN fournit à l'UE les ressources radio et les mécanismes nécessaires pour accéder au réseau cœur. Il contrôle les fonctions liées à la mobilité et à l'accès au réseau.

Comme illustré à la figure 1.3, l'UTRAN constitue le trait d'union entre l'UE et le réseau cœur. Il est composé d'un ensemble de sous-systèmes nommés RNS (*Radio Network Subsystem*). Le RNS est un sous-système de l'UTRAN constitué d'un contrôleur RNC (*Radio Network Controller*) et d'une ou plusieurs stations de base, appelées Node B. Les RNS peuvent être connectés entre eux grâce à l'interface *Iur*. Le RNC commande plusieurs stations de base via l'interface *Iub*. Il est responsable de la gestion des ressources radio de l'ensemble des Node B sous son contrôle, sachant que chaque Node B ne peut être associé qu'à un seul RNC.

Quant au Node B, il assure la transmission et la réception d'informations entre l'UTRAN et un ou plusieurs équipements usagers. Parmi ses fonctions, on peut citer le contrôle de puissance. En effet, la puissance d'émission de l'UE est contrôlée systématiquement pour lui assurer la même qualité de service indépendamment de sa position dans le réseau. Cela permet également d'accroître l'autonomie de la batterie tout en évitant d'augmenter inutilement le niveau d'interférence dans la cellule.

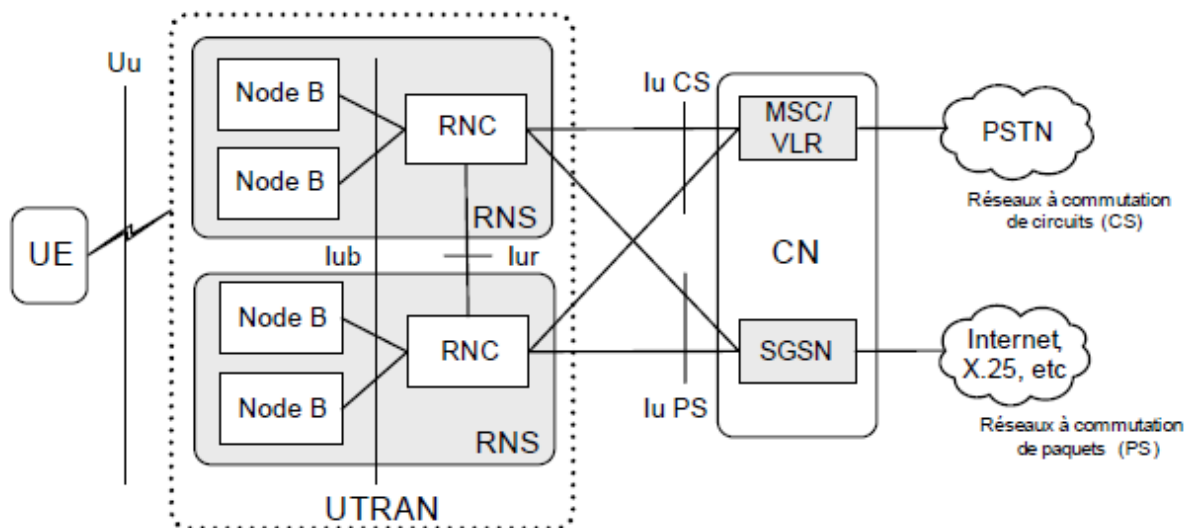


Figure. 1.3 - Éléments du réseau d'accès UTRAN

Par ailleurs, l'interface *Iu* se décline, du point de vue fonctionnel, en deux interfaces « *Iu CS* » et « *Iu PS* ». La première permet au RNC de communiquer avec le MSC/VLR (*Mobile Switching Center/Visitor Location Register*), c'est à dire avec la partie du réseau qui gère les services à commutation de circuits, tandis que l'interface *Iu PS* permet au RNC de communiquer avec le SGSN (*Serving GPRS Support Node*), la partie du réseau qui gère les services à commutation de paquets [1]. L'ensemble de ces interfaces sont « ouvertes » et permettent par conséquent de faire dialoguer entre eux des équipements fournis par des constructeurs différents. Ceci offre aux opérateurs des degrés de liberté supplémentaires dans le choix de leurs fournisseurs d'équipements de réseaux.

L'architecture du réseau UMTS dans sa première version est similaire à celle du GSM [4]. Ce choix d'architecture a été dicté, d'une part, par le souci des opérateurs Européens de réutiliser

les investissements lourds, déjà effectués pour le déploiement du GSM et qui n'étaient pas encore rentabilisés, et d'autre part, par la volonté de finaliser très rapidement la première version des spécifications (Release 99). Par conséquent, l'architecture modulaire de l'UMTS rend possible l'interconnexion de son réseau avec des systèmes d'accès radio autres que l'UTRAN, tel que le GSM/EDGE ou encore l'HIPERLAN [4].

1.3.3 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 1.4 [4] :

- 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 1.4 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.

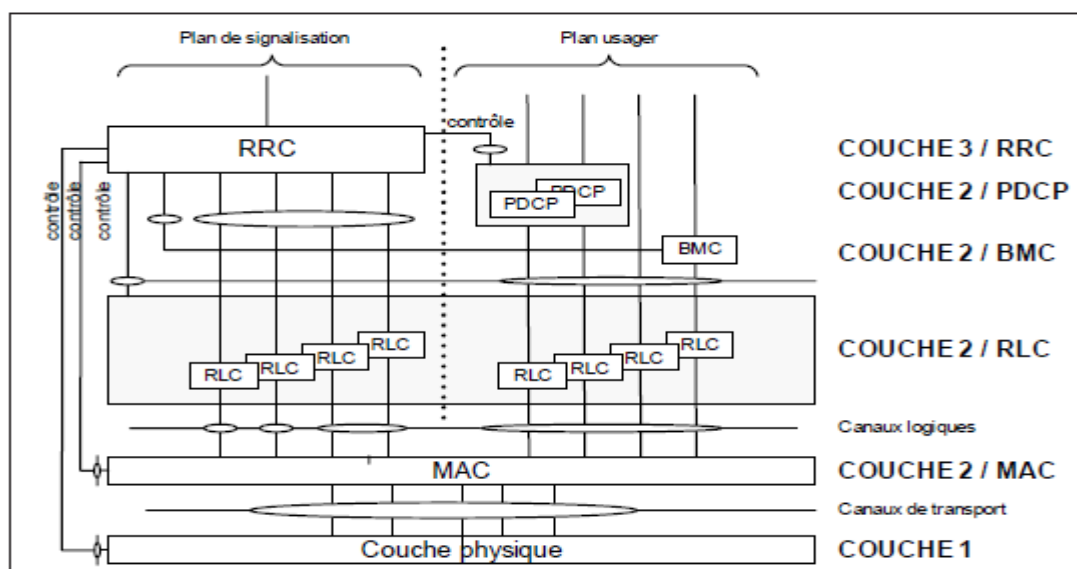


Figure 1.4 – Couches de protocoles de l'interface radio

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.

1.3.4 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 [4]. Un canal commun est un canal point à multipoint unidirectionnel utilisée pour le transfert d'informations d'un ou de plusieurs UE. On peut trouver six types de canaux communs détaillés dans [9]. 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 1.5, il existe une correspondance (*mapping*) entre les canaux de transport et les canaux physiques [10]. Dans le cadre de cette étude, nous nous limiterons aux canaux qui interviendront dans la chaîne de transmission et dont les paramètres seront pertinents pour la phase de dimensionnement et la planification de ce type de réseau. Ces canaux seront définis et détaillés au fur et à mesure que les fonctions de la couche physique seront étudiées.

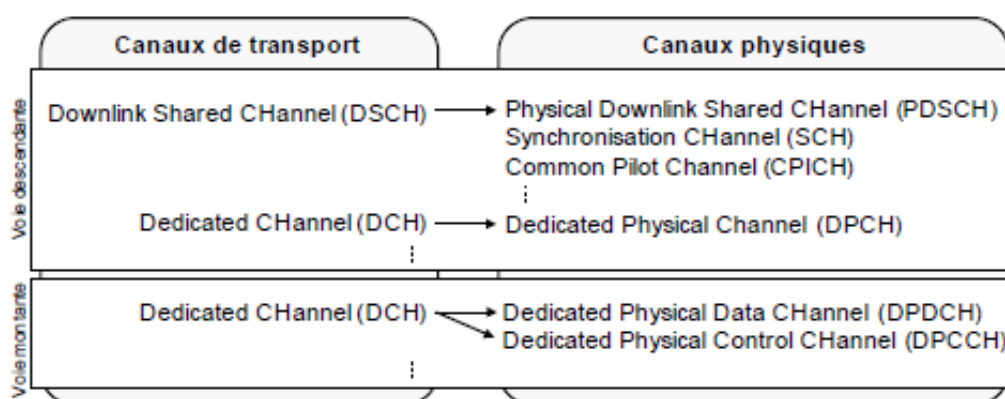


Figure 1.5 - Correspondance (*mapping*) entre les canaux de transport et les canaux physiques

1.4 FONCTIONS DE LA COUCHE PHYSIQUE DE L'UTRAN

La couche physique est chargée de transporter l'information générée par les couches supérieures. Il s'agit de véhiculer cette information tout en respectant des contraintes de qualité imposées par le service (délai, débit, taux d'erreur, etc). Nous commencerons par présenter la chaîne de transmission UTRA/FDD. Puis, nous aborderons le multiplexage et le codage canal en détail. Nous verrons ensuite l'application de l'étalement de spectre de manière spécifique au réseau UMTS. Nous terminerons par la modulation radio.

1.4.1 Chaîne de transmission UTRA/FDD

La couche physique fournit le service de transfert d'information à la couche MAC au travers des canaux de transport. En émission, les données fournies par la couche MAC sont passées dans une chaîne de codage de canal avant d'être transmises sur le médium physique. En réception, les données reçues sur un canal physique sont passées dans une chaîne de décodage de canal avant d'être remises à la couche MAC. Lorsque plusieurs canaux de transport de même type sont portés simultanément par un seul canal physique, la chaîne de codage est suivie d'une chaîne de multiplexage et la chaîne de décodage est précédée d'une chaîne de démultiplexage. La figure 1.16 illustre les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission de l'UTRA/FDD.

Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux canaux de transport par lesquels transitent les bits délivrés par les couches supérieures à la couche physique. Les bits véhiculés par les canaux de transport sont agencés sur les canaux physiques.

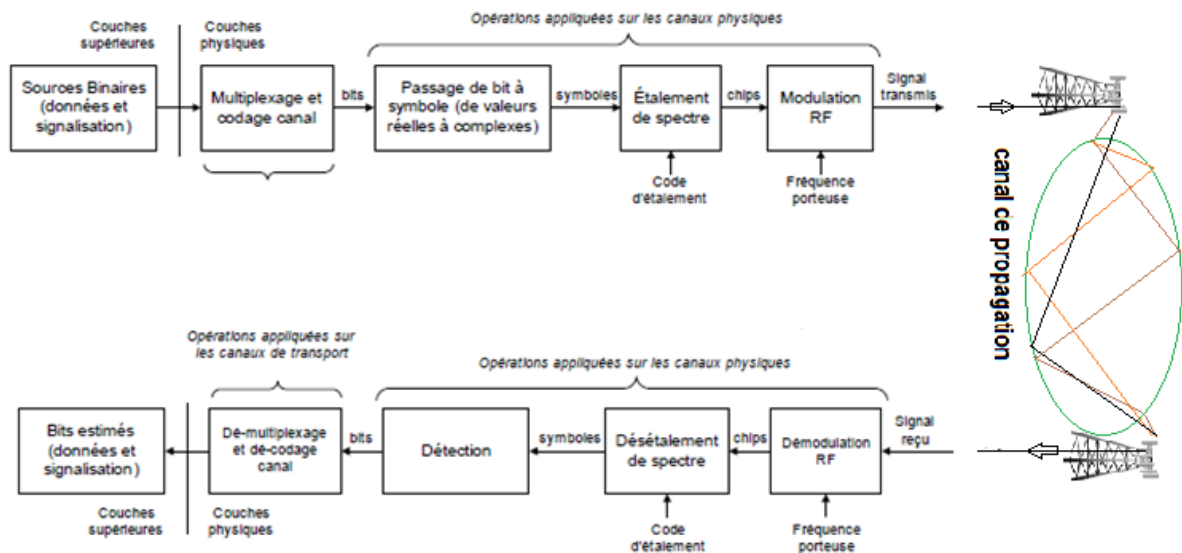


Figure 1.6 - Fonctions de la couche physique dans la chaîne de transmission UTRA/FDD

Une fois qu'ils sont présents dans ces canaux, ils subissent des traitements de signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers l'air. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en chips. Ce sont des chips

qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après avoir été modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception [4].

1.5 Structure des canaux physiques

Nous allons présenter dans cette section les canaux physiques qui interviennent dans le cadre de notre étude. Nous commencerons par les canaux dédiés de la voie montante et ceux de la voie descendante. Puis, nous verrons les canaux communs.

1.5.1 Canaux physiques dédiés de la voie montante

Il existe deux types de canaux physiques dédiés dans la voie montante : le canal physique dédié de données DPDCH (*Dedicated Physical Data CHannel*) et le canal physique dédié de contrôle DPCCH (*Dedicated Physical Control CHannel*). Dans une même liaison radio, il peut y avoir, un ou plusieurs DPDCH et toujours un seul et unique DPCCH. Le DPDCH doit acheminer l'information du canal de transport DCH, alors que le DPCCH véhicule l'information de contrôle ou de signalisation générée par la couche physique. Chacun de ces canaux est composé de champs de bits regroupés dans des intervalles de temps ou slots comme on peut le voir à la figure 1.7. L'information de contrôle contenue dans les champs de bits du DPCCH inclut :

- des bits pilotes connus par le récepteur de la station de base. Les bits pilotes dont le nombre varie entre 3 et 8, sont utilisés pour estimer le rapport signal à interférence SIR de la liaison radio ;
- un identificateur de la combinaison des formats de transport représentés par des bits TFCI (*Transport Format Combination Identifier*). À l'aide de ces bits, la station de base détermine les attributs selon lesquels les bits de données acheminés par le DPDCH ont été traités au niveau des canaux de transport (opérations de multiplexage et de codage canal). L'envoi des bits TFCI est optionnel et leur nombre est de 0, 2, 3 ou 4 par slot. Ils sont inclus dans le cas où, par exemple, plusieurs services sont traités en parallèle. Ils peuvent être omis dans les services.
- des bits de retour d'informations FBI (*FeedBack Information*) [10].
- des commandes pour le contrôle de puissance représentée par des bits TPC (*Transmit Power Control*). L'UE utilise ces bits pour demander au Node B d'augmenter ou de diminuer sa puissance d'émission afin de garantir un certain niveau de qualité dans le signal reçu.
- De manière générale, le nombre de bits par slot du DPDCH ou du DPCCH dépend du débit binaire de l'information que chacun de ces deux canaux transportent. Ce nombre est fonction du facteur SF selon la relation :

$$N_{bits} = \frac{2560}{SF} \quad (1.1)$$

La valeur du SF pour le DPCCH est toujours constante et égale à 256, ce qui implique que le nombre de bits par slot est également constant et égal à 10 bits. Le débit binaire du DPCCH est donc fixe et égale à $3.84 \times 10^6 / 256 = 15$ kbps. Il existe douze manières différentes d'agencer les bits pilotes ainsi que les bits TFCI, FBI et TPC dans le slot du DPCCH, ce qui donne lieu à douze formats différents décrits dans [9]. La valeur du SF pour le DPDCH dépend du service en cours et peut varier d'une trame à l'autre. Les valeurs possibles sont 256, 128, 64, 32, 16, 8 et 4, ce qui correspond à des débits binaires de 15, 30, 60, 120, 240, 480 et 960 kbps. Les tableaux 1.4 et 1.5 donnent quelques exemples de l'agencement des champs de bits dans les slots DPDCH et DPCCH [9].

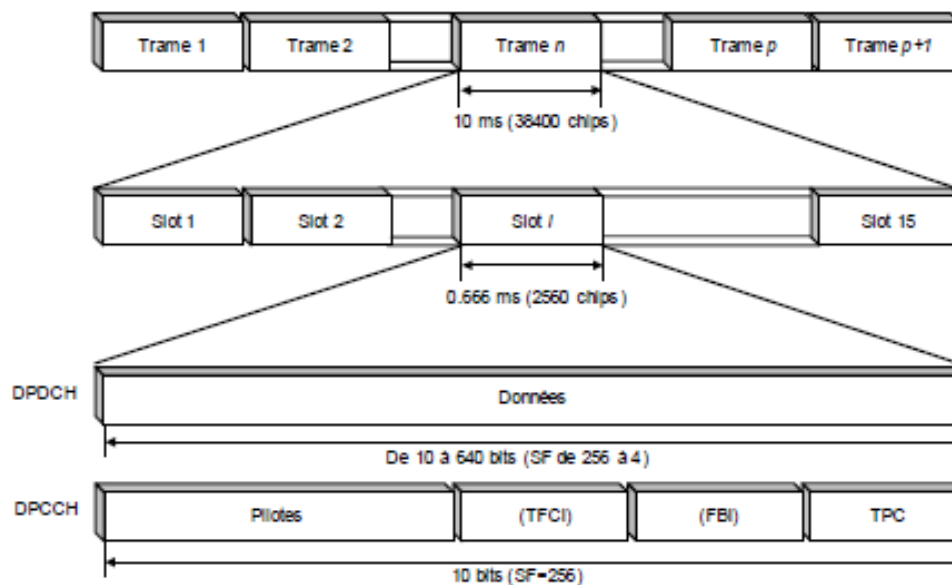


Figure 1.7 – Structure des canaux physiques dédiés DPDCH et DPCCH de la voie montante

Débit (kbps)	Débit symbole	SF	Bits/ trame	Bits/slot	Bits de de données
15	15	256	150	10	10
120	120	32	1200	80	80
960	960	4	9600	640	640

Tableau 1.4 – Exemples de formats des slots du DPDCH de la voie montante

SF	Bits/trame	Bits/slot	Pilots/slot	TPC/slot	TFCI/slot	FBI/slot
256	150	10	6	2	2	0
			5	2	2	1
			6	2	0	2

Tableau 1.5 – Exemples de formats des slots du DPCCH de la voie montante (avec SF=256)

De manière générale, dans la voie montante, la transmission de plusieurs services en parallèle dotés de débits différents est accomplie en accommodant plusieurs canaux de transport dédiés

(DCH) dans un seul canal physique de données dédié (DPDCH). Cette approche devient rapidement limitée lorsque l'on souhaite accroître le débit utile. Par exemple, avec $SF=4$, le débit maximum sur le DPDCH est de 960 kbps. Par ailleurs, si l'on considère que cette information a subi un codage avec un taux de codage de $1/2$, le débit utile maximum que l'on obtient est de 480 kbps.

Une autre manière d'augmenter le débit consiste à agencer l'information des canaux de transport sur plusieurs canaux physiques dédiés. Cette approche est appelée transmission « en multicode », car plusieurs DPDCH peuvent être réquisitionnés pour transmettre en parallèle cette information, chaque canal étant étalé avec un code de canalisation différent. La valeur SF peut aussi être différente. Le nombre maximum de DPDCH par utilisateur est de six [10]. Les différents DPDCH sont additionnés et étalés avec le même code d'embrouillage, comme le montre la figure 1.8. On peut noter que l'information de contrôle associée à la liaison radio est envoyée par un seul DPCCCH. Avec la transmission en multicode, le débit utile total que l'on obtient en considérant un taux de codage de $1/2$, un facteur d'étalement $SF=4$ et six canaux DPDCH est de 2.88 Mbps. Cependant, dans la pratique, en présence de trajets multiples et des limitations dues au contrôle de puissance, il serait difficile de garantir des performances acceptables avec un tel schéma de transmission.

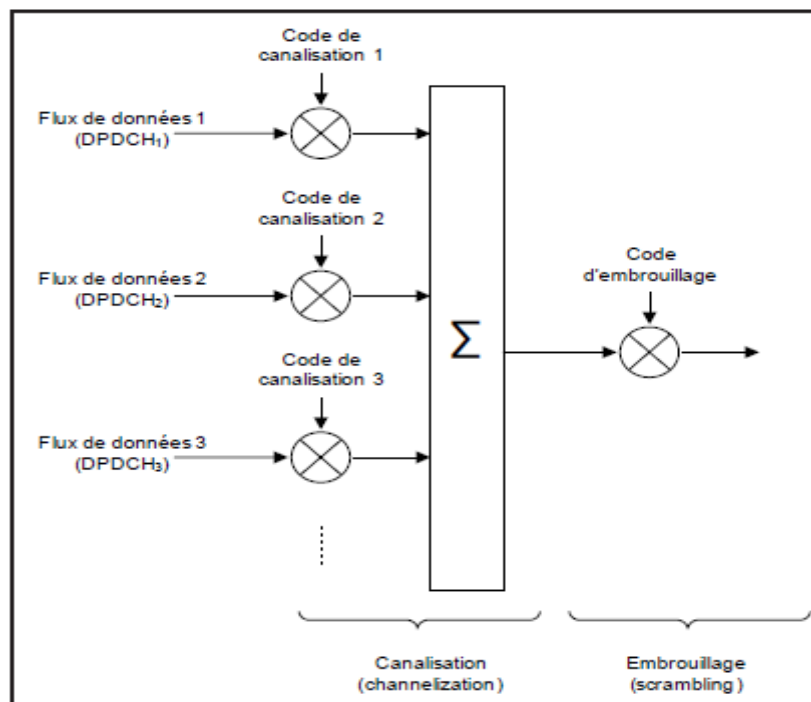


Figure 1.8- Agencement des canaux physiques dédiés dans une transmission

1.5.2 Canaux physiques dédiés de la voie descendante

À la différence de la voix montante, il existe un seul type de canal physique dédié dans la voie descendante appelé DPCH (*Dedicated Physical CHannel*). Ce canal achemine l'information du canal de transport DCH - information qui peut être du trafic de données ou de contrôle

généralisé par les couches supérieures. Il transporte également de l'information de contrôle engendrée par la couche physique elle-même et, de ce fait, il peut être considéré comme le multiplexage temporel d'un canal physique de données dédié (DPDCH) et d'un canal physique de contrôle dédié (DPCCH). On voit sur la figure 1.21 que les bits de données sont répartis sur deux champs de bits à l'intérieur du slot (partie DPDCH). Dans la partie de contrôle (DPCCH), on retrouve les mêmes bits d'informations que dans la voie montante, à l'exception des bits FBI. Le nombre de bits dans le slot du DPCH est calculé à partir de l'expression :

$$N_{bits} = \frac{5120}{SF} \quad (1.8)$$

Le facteur d'étalement SF peut prendre pour valeur 512, 256, 128, 64, 32, 16, 8 ou 4 et les débits respectifs sur le DPCH qui en résultent sont 15, 30, 60, 120, 240, 480, 960 et 1920 kbps. Ce débit devra être partagé entre les bits de contrôle et de données.

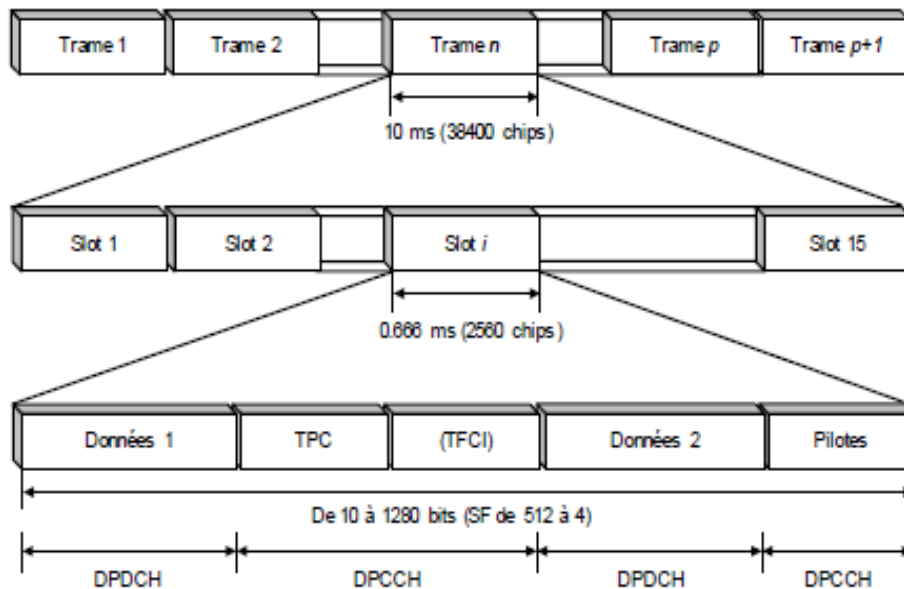


Figure 1.9 - Structure du canal physique dédié DPCH de la voie descendante

Il existe 49 formats de slots différents qui représentent autant de manières possibles de répartir les bits dans les champs du slot du DPCH de la voie descendante [4]. Le tableau 1.6 en donne quelques exemples. Ce sont les couches supérieures qui indiquent le format de slot à utiliser.

Débit bit	Débit symbole	SF	Bits /slot	Données1 /slot	Données2 /slot	TPC /slo	TFCI /slot	Pilots /slot
15	7,5	512	10	0	4	2	0	4
60	30	128	40	6	26	2	2	4
1920	960	4	1280	248	1000	8	8	16

Tableau 1.6 - Exemples de formats des slots du DPCH de la voie descendante

La transmission en Multicode est également possible dans la voie descendante. Les DPCH sont transmis en parallèle vers l'UE concerné avec la même valeur ou non de SF. Chaque DPCH possède un code de canalisation différent. Par contre, le même code d'embrouillage est appliqué à tous les DPCH impliqués.

1.5.3 Canaux physiques communs

Dans le cadre de notre étude, nous allons citer uniquement trois canaux physiques communs sur la voie descendante : le PDSCH (*Physical Downlink Shared CHannel*), le CPICH (*Common Pilot CHannel*) et le SCH (*Synchronization CHannel*). Le canal PDSCH supporte le DSCH lors de l'envoi de trafic de données à haut débit vers un ou plusieurs équipements usagers situés dans une même cellule. Plusieurs utilisateurs peuvent se partager ce canal à des moments différents. Ceci est particulièrement précieux pour l'UTRAN dans des situations où les codes de canalisation dont dispose la cellule se font rares. L'allocation d'un PDSCH à un UE est cadencée TTI par TTI. Dans certains cas, l'UTRAN peut attribuer, dans une même trame, plusieurs PDSCH à un UE en utilisant la technique de transmission multicode où chaque PDSCH possède la même valeur de SF. Des débits aussi élevés que ceux que l'on obtient avec un canal dédié peuvent être ainsi atteints.

Comme son nom l'indique, le CPICH est composé d'une séquence prédéfinie de bits dits « pilotes » qui sont transmis en permanence sur la cellule. Le débit de ces bits est constant et égal à 30 kbps, ce qui est fixé avec une valeur de SF constante et égale à 256. Le CPICH peut être considéré comme un canal « balise » dont les terminaux mobiles se servent, entre autres, pour estimer la qualité du canal de propagation. La précision de cette estimation permet d'améliorer les performances des techniques de détection mises en place à la réception, pour récupérer l'information binaire transmise par le biais des canaux physiques dédiés et communs de la voie descendante. Le SCH permet aux stations mobiles de se synchroniser avec le réseau et de récupérer le code d'embrouillage spécifique à la cellule courante. Il ne transporte pas d'informations des couches supérieures et il n'est associé à aucun canal de transport.

Jusqu'ici, nous avons étudié les principes intervenant dans le réseau d'accès du système UMTS d'après la version Release 99 des spécifications du 3GPP. La version Release 5 propose une nouvelle technologie du nom de HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) qui vise à améliorer le débit sur le lien descendant pour atteindre des pics de l'ordre de 14 Mbps. Cette technologie se base sur un certain nombre de propriétés que nous verrons en détail dans le prochain chapitre. Nous verrons également les changements qui seront apportés tant au niveau de l'architecture du sous-système radio qu'au niveau de la couche physique.

1.6 Aperçu sur l'architecture de l'UMTS selon les versions R4

Un réseau mobile est un réseau qui permet la communication entre individus mobiles, par l'intermédiaire d'un lien ou canal radio. Il est essentiellement constitué de deux sous systèmes : un sous-système radio et un sous-système réseau, comme illustré à la figure 1.10 [1]. Le sous-système radio comprend tous les équipements nécessaires à la gestion de l'interface radio et des transmissions, le sous système réseau permet l'acheminement et l'interconnexion avec d'autres réseaux mobiles ou fixes.

Voyant venir l'augmentation des usages internet et par soucis d'économie, les opérateurs ont commencé à migré la plus part de leur équipements R99 en R4. Pratiquement tout les MSC ont été changé par des MSS et des MGW. Ici on voie l'évolution du réseau cœur et la séparation des deux domaines : commutation de circuit(CS) et commutation de paquet(PS), par contre la partie accès reste inchangée. La Release 4 présente des avantages pour le réseau de base en termes de flexibilité et d'évolution. En effet, la R4 peut réutiliser le Backbone IP du domaine (PS) pour le transport de la voix et permet l'évolution vers un réseau tout IP où la voix est directement « paquetées » sur la station mobile de l'utilisateur et transportée de bout en bout sur IP. Avec la R4, la voix est transportée sur IP dans le réseau de base uniquement, le tout IP étant l'objet des améliorations à venir.

La Release 4 introduit le concept dénoté BICC (Bearer Independent Call Control) dans le domaine CS, son principe repose sur la séparation des protocoles associés au contrôle des appels de ceux associés au transport des données. Ainsi, le MSC disparaît pour laisser la place au « MSC Serving » qui récupère les fonctions associées à la gestion des appels et à la mobilité. Seuls les messages de signalisation générés dans le plan de contrôle transitent par le SMSC, messages sont routé vers ou depuis les réseaux externes via le SGMSC (Serving GMSC) Par ailleurs le flux de données générés dans le plan usager sont pris en charge par les passerelles multimédia MGW (Media Gateway).

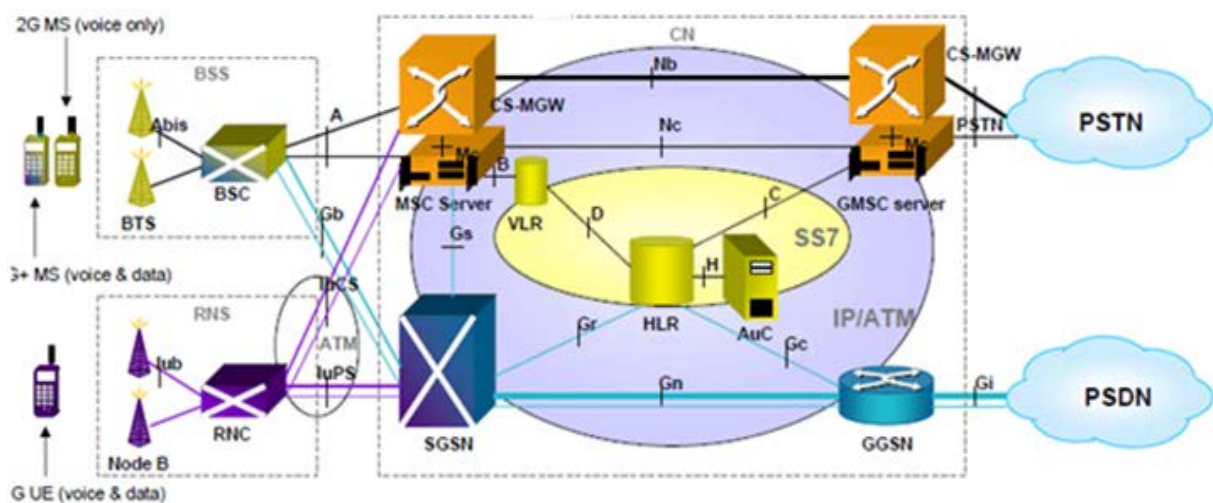


Figure 1.10 – Architecture de base selon la Release 4

Les innovations de cette architecture peuvent être résumées en deux points :

- ✓ la possibilité d'utiliser la technologie autre que des circuits TDM/64Kbps pour le transport de flux de données usager entre le domaine CS et l'UTRAN. Cela est valable pour le transport de la signalisation dans les interfaces « Mc », « Nc » et « Nb », la Release 4 offre l'opportunité d'utiliser le protocole IP sur l'ATM ou IP seul pour le transport des messages MAP dans les interfaces « F », « d » et « c ». suivant ce principe, un transport fondé sur IP/ATM peut être mis en place dans le domaine CS.
- ✓ avec un réseau de transport IP/ATM, il est possible de placer les codecs (parole multimédia) dans le point d'accès au réseau UMTS le plus externe. Cela permet d'optimiser la bande passante à l'intérieur du réseau cœur pour le transport de parole.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu l'historique rapide sur l'évolution de réseau mobile et nous avons exposé l'architecture standard de l'UMTS dans sa première version ainsi sa structure protocolaire et enfin l'architecture du réseau dans sa version 4 qui constitue la première évolution de la partie cœur du réseau UMTS.

Dans le prochain chapitre portera sur les différentes techniques d'accès et les divers schémas de modulation et de codages, on introduira les mécanismes de contrôle de puissance et le contrôle d'admission.

Chapitre 2 : TECHNIQUES D'ACCÈS ET CONTRÔLE DE PUISSANCE DANS LES RÉSEAUX CDMA

2.1 INTRODUCTION

Les réseaux cellulaires adoptés comme système dits de troisième génération (3G) ont pour technique d'accès multiple le CDMA. Dans ce chapitre, nous allons introduire les différentes techniques d'accès, quelques caractéristiques du canal radio mobile, les différentes techniques de multiplexages, codage et les types de modulations utilisées par l'UMTS et ses évolutions.

Le contrôle de puissance dans un réseau cellulaire CDMA est un paramètre déterminant de la capacité et la couverture du système, des éléments de calculs de capacité sont donnés en vue de justifier l'aspect indispensable de l'utilisation du contrôle de puissance dans ce type de réseau. Les méthodes générales de contrôle de puissance ainsi que le lien entre ce dernier et d'autres procédures de gestion des ressources radio.

2.2 MÉTHODES D'ACCÈS RADIO

La communication entre deux MS nécessite l'utilisation de deux liens radio parallèles : un lien montant UL (*UpLink*) pour toutes les communications allant du terminal mobile vers la station de base et un lien descendant DL (*DownLink*) pour transporter les informations dans le sens contraire. Pour un opérateur donné, le nombre de canaux est limité. Il est alors impensable de réserver en permanence une paire de canaux à chaque abonné. D'où la nécessité de définir des méthodes afin de permettre à tous d'accéder au réseau. Ces méthodes sont souvent appelées « méthodes d'accès multiple ». Il existe trois méthodes d'accès de base [1] :

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

Utilisé dans les réseaux mobiles de première génération (1G), le FDMA permet d'allouer à chaque utilisateur un canal avec une bande de fréquences unique. Dans ce cas, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la durée d'une communication. L'introduction du TDMA a permis non seulement le passage vers une transmission numérique qui donna lieu à une deuxième génération de réseaux mobiles (2G), mais aussi la capacité du réseau à desservir un plus grand nombre d'utilisateurs. En effet, avec cette technique, chaque canal radio est subdivisé en plusieurs intervalles de temps ou *slot* et chaque utilisateur se voit attribuer un slot de temps donné.

Dans le cas du CDMA, la bande de fréquences n'est pas subdivisée, alors que tous les utilisateurs se partagent la totalité de la bande disponible. Chaque utilisateur se voit attribuer un code connu

exclusivement de l'émetteur et du récepteur. L'attribution des codes est réalisée selon le principe d'étalement de spectre.

Le CDMA est particulièrement privilégié pour être à la base des méthodes d'accès des futurs réseaux mobiles, car il permet d'augmenter non seulement le nombre d'utilisateurs, mais aussi le débit des données sur le lien radio. Ainsi, à la fin des années 90, une évolution du CDMA, le WCDMA (*Wideband CDMA*), a été lancée, promettant des débits suffisamment élevés, en théorie, pour supporter des services riches en multimédia [1]. En pratique, ce standard n'offrait pas encore le débit requis par des services à valeur ajoutée. C'est la raison pour laquelle une autre évolution du nom de HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) a été proposée. Cette dernière technologie permet d'augmenter le débit du lien descendant, jusqu'à un maximum de 14 Mbps, en utilisant les propriétés suivantes :

- l'AMC (*Adaptive Modulation and Coding*) qui consiste à adapter le débit selon la qualité de la transmission du lien radio ;
- le HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*) qui représente un mécanisme de retransmission rapide de données erronées ;
- les algorithmes d'ordonnancement rapide permettant d'allouer efficacement les ressources radio aux différents utilisateurs.

De façon générale, l'évaluation de performance d'une méthode d'accès consiste à estimer des paramètres de qualité de service, comme le débit binaire sur le lien radio, les délais de transmission et le taux d'erreurs binaires. Dans le but d'estimer ces paramètres, il faut disposer d'un réseau d'accès dont les composants peuvent être onéreux.

Il est alors préférable d'avoir recours à des solutions logicielles pour simuler le fonctionnement d'un réseau d'accès. Dans le contexte de notre étude, l'évaluation de performance consiste à estimer le débit binaire d'un réseau d'accès utilisant la technologie HSDPA, qui supporte des services à valeur ajoutée, tels que l'accès rapide à Internet, la messagerie multimédia et la visiophonie.

Dans cette section, nous allons présenter les méthodes d'accès de base avant de détailler le principe d'étalement de spectre sur lequel s'appuie le CDMA. Nous verrons ensuite les codes d'étalement utilisés dans le processus d'étalement. Pour terminer, nous évoquerons les principales caractéristiques du canal de propagation.

2.2.1 Techniques de base

Parmi les méthodes d'accès de base, le FDMA représente la technique la plus utilisée dans les réseaux mobiles de première génération. Avec cette méthode, le spectre est divisé en plusieurs canaux radio avec une largeur de bande (LB) fixée comme illustré à la figure 2.1. Quand un usager désire effectuer un appel, un des canaux est alors exclusivement alloué à cet usager pendant toute

la durée de la communication. Cette technique s'applique principalement aux signaux analogiques.

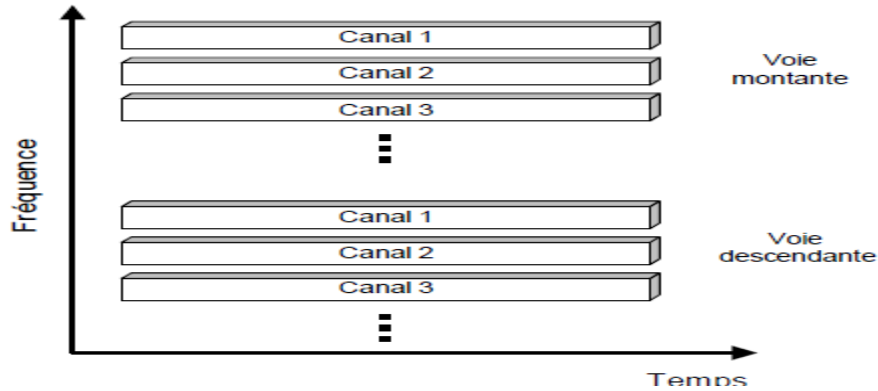


Figure 2.1 – Accès multiple par répartition de fréquences (FDMA)

Le TDMA est surtout utilisé dans les systèmes de deuxième génération, tels que le GSM ou le IS-136 (appelé aussi *Digital AMPS*) [1]. Par cette technique, une même bande de fréquences est partagée par un certain nombre d'utilisateurs qui se voient attribués un intervalle (*slot*) de temps unique, comme le montre la figure 2.2. Dans le cas de la norme européenne GSM, chaque canal de 200 kHz est divisé en huit tranches de temps, tandis que selon la norme américaine IS-136, chaque canal de 30 kHz est divisé en trois tranches de temps. Ces systèmes permettent d'avoir, dans des conditions réelles d'utilisation, une capacité en termes de nombre d'utilisateurs 3 à 6 fois supérieure à celle des systèmes qui se basent sur le FDMA [1].

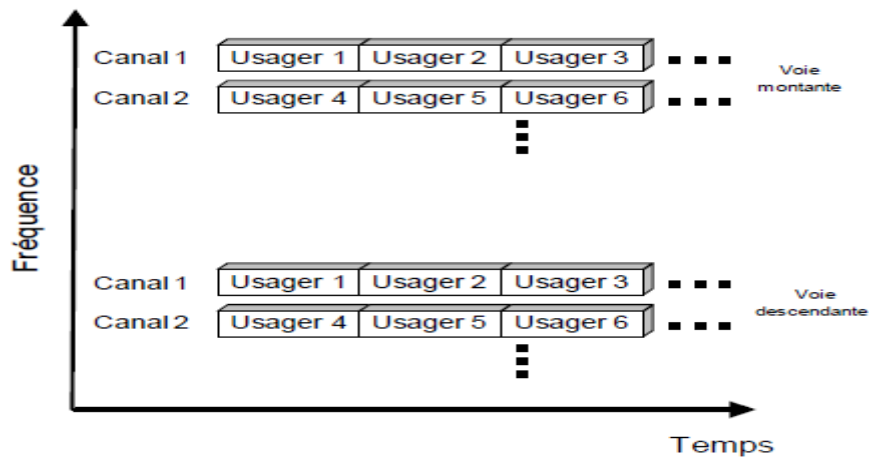


Figure. 2.2 – Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Quant au CDMA, elle constitue une méthode d'accès où tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences comme illustré à la figure 2.3. La technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code, ou séquence, unique qui détermine les fréquences et la puissance utilisées. Le signal contenant l'information de l'émetteur est modulé avec la séquence qui lui est attribuée, ensuite le récepteur étudie la séquence en question. En isolant toutes les séquences provenant des autres utilisateurs (qui apparaissent comme du bruit), le signal original de l'utilisateur peut alors être extrait.

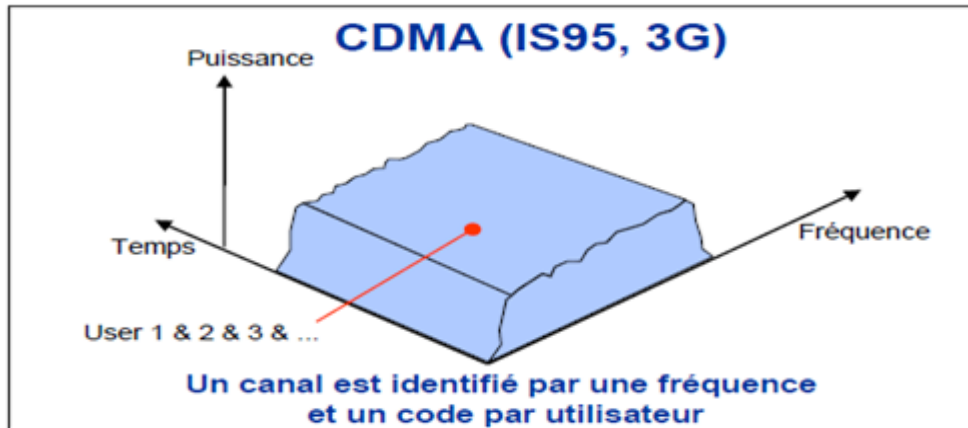


Figure 2.3 – Méthode d'accès multiple à répartition de codes (CDMA)

Parmi les techniques à étalement de spectre, on peut citer le FH-CDMA (*Frequency Hopping CDMA*) et le DS-CDMA (*Direct-Sequence CDMA*). Le FH-CDMA consiste à étaler le spectre par des sauts de fréquences. Cependant, cette technique n'étant pas utilisée dans le système UMTS, son étude est peu pertinente dans le cadre de notre étude. Il est donc recommandé de se référer à [10] pour plus de détails. Quant au DS-CDMA, appelé aussi « CDMA à séquences directes », il est à la base du processus d'étalement de spectre dans le standard WCDMA.

2.2.2 Étalement de spectre par séquences directes

Dans ce type d'étalement de spectre, le signal d'information est directement modulé par une séquence ou code appelé « code d'étalement ». La figure 2.4 illustre le fonctionnement de cette technique ; la figure 2.5a montre les principaux éléments d'un émetteur DS-CDMA. Parmi ces éléments, on trouve principalement un générateur de codes qui doit être synchronisé.

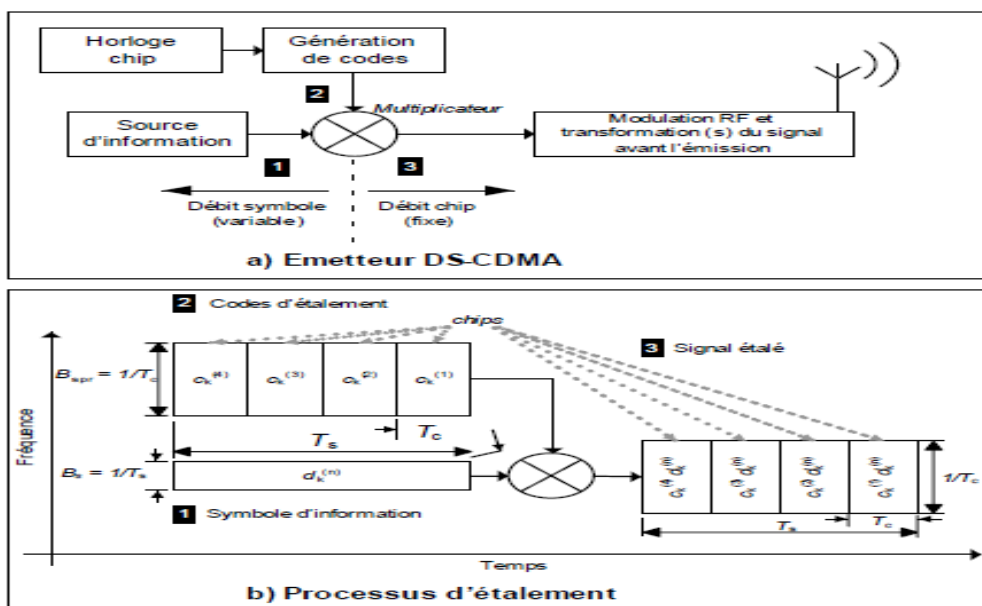


Figure 2.4 – (a) Émetteur d'un système DS-CDMA et (b) processus d'étalement

Il s'agit de la même technique que CDMA, en utilisant des canaux large de 5 Mhz la WCDMA se base principalement sur le processus d'étalement du spectre à séquence directe DS-CDMA (*Direct Sequence-CDMA*). Dans ce type d'étalement de spectre, le signal d'information est directement modulé par une séquence ou code appelé « code d'étalement ». La figure 2.4 illustre cette technique ; la figure (2.4 a) montre les principaux éléments d'un émetteur DS-CDMA. Parmi ces éléments, on trouve principalement un générateur de codes d'étalement et un « multiplicateur ». Le code généré constitue une séquence de longueur fixe dont chaque élément constitue un « chip ».

Le processus d'étalement est illustré dans la figure (2.4 b), qui montre le code d'étalement du k -ième utilisateur qui est représenté par la séquence de chips c_k^p où $p = 1, 2, 3, \dots, M$ et où M représente la longueur du code. Chaque chip a une durée T_c et une amplitude égale à +1 ou -1. Le débit avec lequel varie l'information étalée est appelé débit *chip* (ou *chip rate*) que l'on notera B_{spr} . Ce débit est égal à $1/T_c$, exprimé en chips par seconde (Cps).

D'autre part, le n -ième symbole du message d'information de l'utilisateur k est noté $d_k^{(n)}$ où $n = 1, 2, \dots$. Ainsi, et de manière similaire, nous pouvons aussi noter la durée de chaque symbole par T_s , à partir de laquelle nous pouvons également formuler le débit symbole $B_s = 1/T_s$ exprimé en symboles par seconde. Il est important de constater que ce débit symbole est variable dans un système DS-CDMA, car il dépend du service offert (voix, vidéo ou données), tandis que le débit *chip* B_{spr} est constant et fixé à 3.84 Mcps (Millions de chips par seconde). Le rapport entre le débit du signal étalé et le débit du signal non étalé est appelé facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*). Il représente une propriété importante de l'étalement de spectre et s'exprime par :

$$SF = \frac{B_{SPR}}{B_S} = \frac{T_S}{T_C} \quad (2.1)$$

Par conséquent, le facteur d'étalement dans un système DS-CDMA est égal au nombre de chips utilisés pour étaler un symbole d'information. Après la génération des codes, le processus d'étalement se déroule simplement en multipliant le message par +1 ou -1. Selon la figure (2.4 b), il apparaît clairement que $T_s > T_c$, d'où $B_{spr} > B_s$. On comprend alors comment on passe d'un signal à bande étroite vers un signal à large bande. Finalement, le signal subit une modulation en fréquence et il est mis sur une fréquence porteuse avant d'être envoyé. Au niveau de la réception, il suffit de reprendre la chaîne dans l'ordre inverse, notamment en démodulant dans un premier temps le signal reçu, pour ensuite le multiplier par le même code d'étalement utilisé lors de l'émission. À la suite de cette multiplication, nous obtiendrons le message d'information « désétalé » (exprimé en débit symbole).

2.2.3 Codes d'étalement

Le choix des codes d'étalement est dicté par leurs propriétés de corrélation, et plus précisément par leurs propriétés d'auto corrélation et d'inter corrélation [4]. Du point de vue

statistique, l'auto corrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit le code c_i de longueur M tel que $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$.

On définit sa fonction d'auto corrélation $R_{c_i}(t)$ de la manière suivante :

$$R_{c_i}(t) = \sum_{K=0}^{M-1-t} C_i(K).C_i(K+t) \quad (2.2)$$

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

$$R_{c_i c_j}(t) = \sum_{K=0}^{M-1-t} C_i(K).C_j(K+t) \quad (2.3)$$

où $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$ et $c_j = [c_j(0), c_j(1), \dots, c_j(M-1)]$. On suppose que les chips dans les expressions 2.2 et 2.3 prennent des « +1 » ou des « -1 » comme valeurs. Cette notation, appelée « notation polaire », est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques. Ainsi, les 1 sont représentés par des -1 et les 0 par des +1. Cette représentation sera utilisée par la suite sans perte de généralité. Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que représentent des codes caractérisés par une auto corrélation qui satisfait $R_{c_i}(t) = 0$ pour $t \neq 0$, avec $R_{c_i}(0) = M$ et par une fonction d'inter corrélation nulle :

$$R_{c_i c_j}(t) = 0 \text{ pour tout } t.$$

En effet, les codes ayant une fonction d'inter corrélation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs qui transmettent dans le même temps, sur la même fréquence, mais avec des codes distincts. Par ailleurs, si la fonction d'auto corrélation est nulle pour $t = 0$, l'interférence causée par les trajets multiples, que pourrait prendre le signal, peut être annulée. Si la fonction d'inter corrélation entre deux codes différents c_i et c_j satisfait $R_{c_i c_j}(0) = 0$, on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un « résidu » d'inter corrélation apparaît entre le code de l'utilisateur en question et celui des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à une forme d'interférence, très peu appréciée par les concepteurs des réseaux à base de CDMA qu'on appelle « interférence d'accès multiple » MAI (*Multiple Access Interference*). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée.

Dans la plupart des systèmes de réseaux mobiles fondés sur le DS-CDMA, les codes utilisés pour effectuer le processus d'étalement sont de deux types : les codes de Walsh- Hadamard et les codes « pseudo-aléatoires ». Les codes orthogonaux utilisés en DSCDMA sont choisis d'après un ensemble de fonctions proposées par Walsh [4]. Il existe plusieurs manières de générer les

séquences de Walsh [11]. La génération par des matrices de Hadamard est l'une des plus courantes. Ces matrices, toujours carrées, peuvent être générées de la manière récursive suivante :

$$H_{2M} = \begin{bmatrix} H_M & H_M \\ H_M & -H_M \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Afin de mieux comprendre l'utilisation des codes d'étalement en DS-CDMA, nous allons prendre un exemple simple où une station de base communique, sur la voie descendante, avec deux utilisateurs présents dans la cellule comme le montre la figure 2.6. Les codes orthogonaux $c_1 = [+1 - 1 + 1 - 1]$ et $c_2 = [+1+1 - 1 - 1]$ sont utilisés pour distinguer les deux utilisateurs. Ces codes étalent respectivement les symboles d'information de l'utilisateur 1 et de l'utilisateur 2.

On va supposer que l'information que l'on souhaite transmettre à l'utilisateur 1 est contenue dans les symboles notés $d(1)^{(1)} = +0, 9$ et $d(2)^{(1)} = -0, 7$, tandis que celle de l'utilisateur 2 est comprise dans $d(1)^{(2)} = -0, 8$ et $d(2)^{(2)} = +0, 6$. La figure 2.5 illustre le processus d'étalement des messages représentés par les symboles $d(n)^{(1)}$ et $d(n)^{(2)}$ et montre aussi la forme des signaux dans chacun des points numérotés.

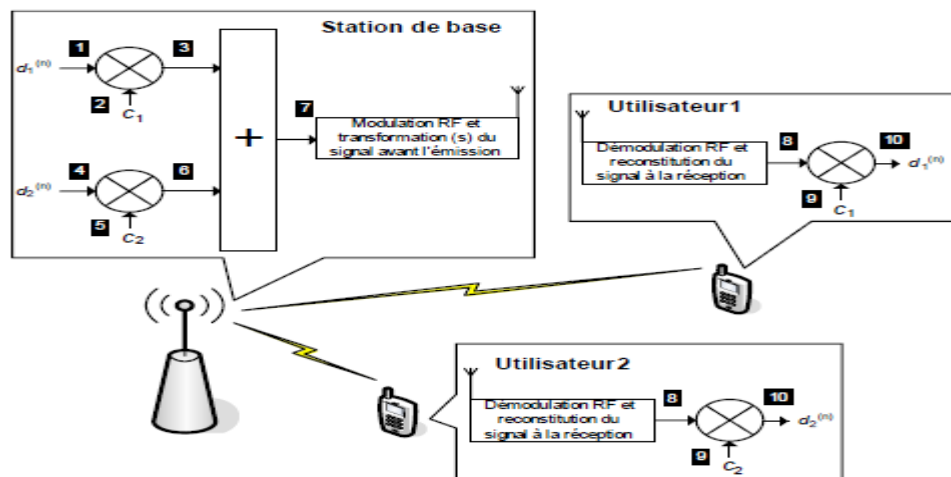


Figure 2.5 – Accès multiple dans un système DS-CDMA avec deux utilisateurs

On peut voir sur la figure 2.6 que l'étalement de spectre a lieu en multipliant tout simplement les symboles d'information par les codes respectifs de chaque utilisateur. Il faut noter aussi que le signal total transmis par la station de base est la somme arithmétique des « chips » issus du processus d'étalement effectué pour chaque utilisateur (point 7).

À la réception, chaque terminal mobile est muni des éléments nécessaires pour récupérer le message d'information qui lui correspond : à savoir les tâches principales que le récepteur de chaque mobile doit accomplir sont, dans notre exemple, le passage en bande base du signal RF et le traitement du signal qui en résulte pour extraire l'information.

Cette dernière tâche s'effectue en deux étapes. D'abord, les chips qui constituent le signal reçu sont multipliés un par un par les chips du code qui identifie l'utilisateur. Il faut noter que dans une

phase qui précède l'échange d'information entre le mobile et la station de base, cette dernière communique au mobile le code d'étalement à utiliser. Ensuite, les chips sont additionnées sur la longueur M (4 dans cet exemple) de la taille du code d'étalement de manière similaire à l'addition arithmétique effectuée au niveau de l'émission. Cette opération de multiplication et d'addition n'est autre que la corrélation entre le code assigné au mobile et le signal reçu. Le dispositif matériel qui la réalise est appelé « corrélateur » [4]. Le deuxième type de codes utilisés dans le processus d'étalement sont les codes *pseudo-aléatoires*. Comme leur nom l'indique, ces codes ne sont pas complètement aléatoires

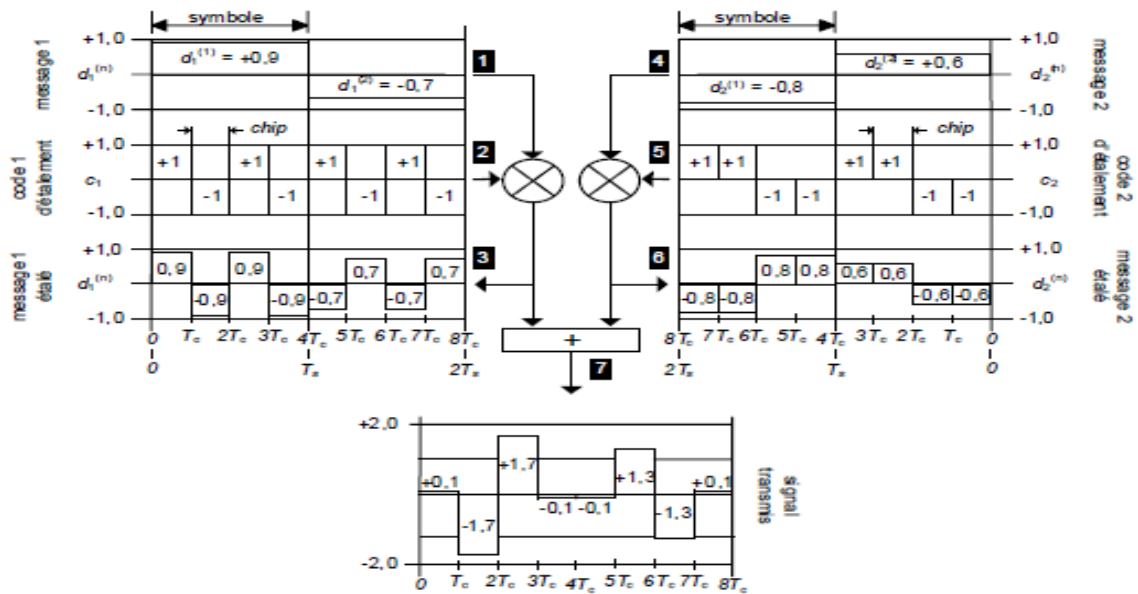


Figure 2.6 – Exemple d'accès multiple DS-SS

Avec 2 utilisateurs suivant la figure 2.6 :

Signal transmis par la BS car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés [4]. Un registre à décalage binaire, comme celui décrit à la figure 2.7, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

Ce registre, appelé LFSR (*Linear Feedback Shift Register*), est dit périodique car, quelles que soient les valeurs initiales (les valeurs prises par a_i), on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge. Puisque le registre comprend n états représentés par les valeurs (binaires) de a_i , 2^n codes pseudo-aléatoires sont possibles. Il en résulte aussi que la période de la séquence n'est jamais supérieure à 2^n [4]. Le nombre maximum d'états possibles (différents de 0) est de $P = 2^n - 1$. Une séquence binaire de période P , générée par un registre à décalage de type LFSR, est appelée « m-séquence » ou encore, séquence à longueur maximale (*maximal length sequence*). On peut noter

sur la figure 2.7 que le générateur des m-séquences peut être représenté suivant une notation polynomiale :

$$f(X) = X^n + \alpha_{n-1}.X^{n-1} + \alpha_{n-2}.X^{n-2} + \dots + \alpha_1.X + 1 \tag{2.5}$$

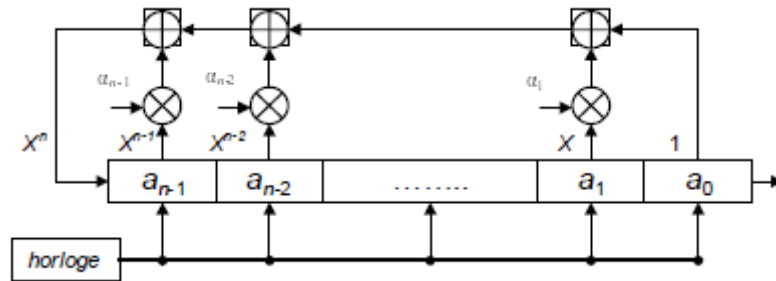


Figure 2.7 – Schéma générique d'un registre à décalage à n états

Où les coefficients a_i peuvent prendre deux valeurs 1 ou 0. Ainsi, lorsqu'il y a une connexion physique, $a_i=1$ et lorsque $a_i=0$, il n'y a pas de connexion. Le polynôme irréductible générant une m-séquence est appelé « primitif ». Étant donné les propriétés d'inter corrélation assez médiocres entre deux m-séquences [12], un autre type de codes a été proposé du nom de « codes de Gold » afin d'améliorer les propriétés d'inter corrélation, tout en étant capable de générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires.

A titre d'exemple, nous allons voir comment sont générés les codes de Gold à partir de deux m-séquences dont les polynômes générateurs sont $x = X^5 + X^2 + 1$ et $y = X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$. La figure 2.9 illustre les registres à décalage respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les $2^5 + 1 = 33$ codes de Gold correspondants. Les valeurs de a_4, a_3, a_2, a_1 et a_0 ont été initialisées à 1. Le code généré par la m-séquence 1 reste fixe tandis que le code 2, issu de la m-séquence 2, est décalé vers la droite.

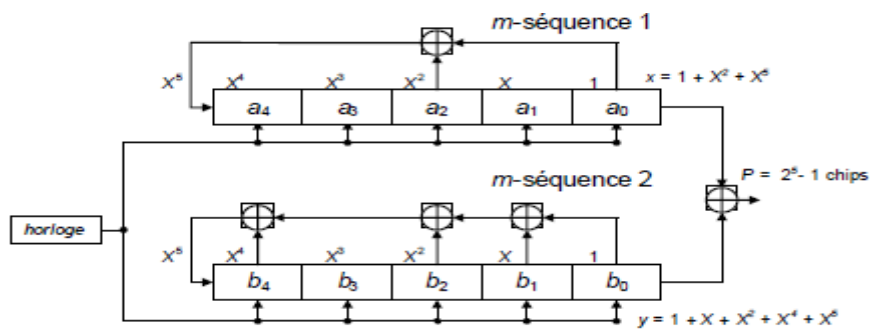


Figure 2.8 – Exemple de génération des codes de Gold

2.2.4 Caractéristiques du canal de propagation

Le canal de propagation peut affecter les performances de tout système de radio communication à base de CDMA, car il engendre des dégradations sur le signal transmis. Afin de choisir les techniques de traitement de signal appropriées qui seront mises en œuvre dans la chaîne d'émission et de réception, il faut définir les caractéristiques du canal de propagation. Les

propriétés du canal sont également déterminantes pour le dimensionnement du réseau mobile, notamment au moment de la constitution du bilan de liaison [13].

Le bruit thermique et les interférences provoquées par les utilisateurs, qu'elles soient situées dans la même cellule (interférence intracellulaire) ou dans des cellules voisines (interférence intercellulaire), génèrent des perturbations d'une part. D'autre part, le signal transmis doit aussi faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours et aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples [4]. La figure 2.9 schématise l'ensemble de ces phénomènes.

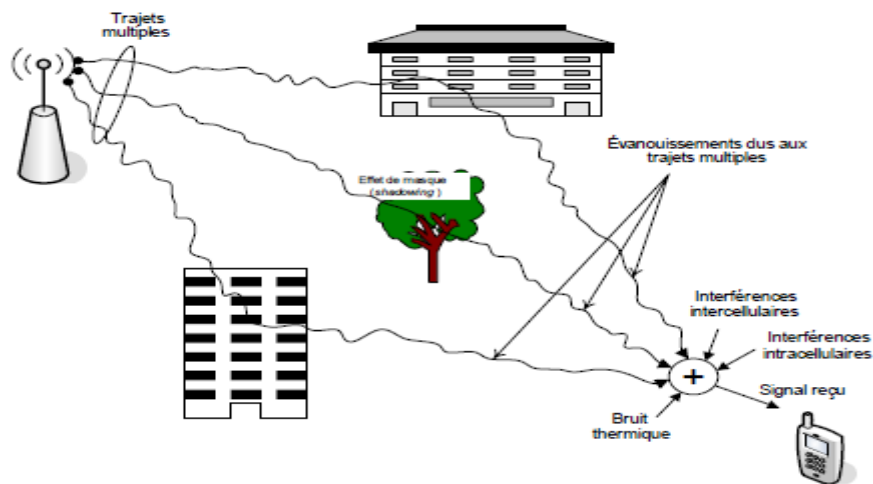


Figure 2.9 – Modélisation du canal de propagation dans un réseau DS-CDMA

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de la puissance du signal mesurée à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'« évanouissement » ou *fading*. D'après cette définition, on peut classer les différents modèles de propagation en deux catégories : « évanouissement à long terme » et « évanouissement à court terme », illustrés à la figure 2.10.

Les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés d'après des équations qui déterminent « l'affaiblissement de parcours » ou *path-loss* [14].

En présence d'obstacles, comme les arbres ou les immeubles, apparaît le phénomène appelé « effet de masque » ou *shadowing*. Ce phénomène est connu sous le nom d'évanouissement à moyen terme. Les modèles qui considèrent la distance comme seul facteur de l'atténuation de parcours deviennent rapidement limités dans des conditions plus réalistes où il faudra tenir compte, entre autres, des caractéristiques du terrain et du phénomène de diffraction.

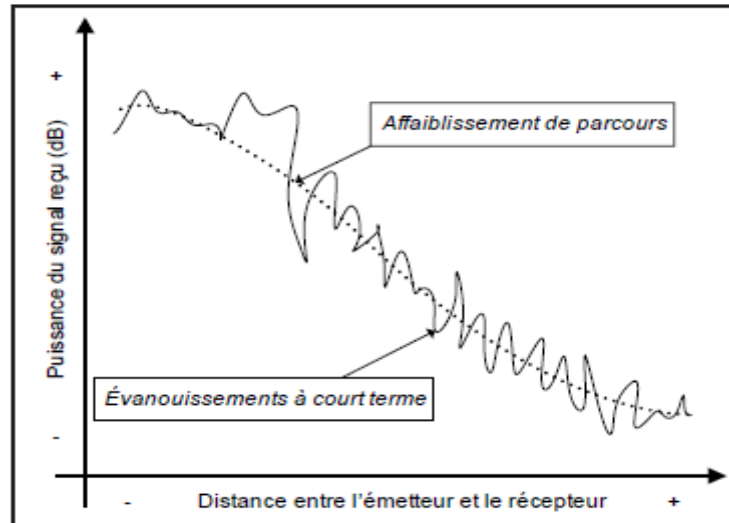


Figure 2.10 – Effets combinés des évanouissements à court et à long termes

Selon que l'environnement de propagation est intérieur (*indoor*) ou extérieur (*outdoor*), d'autres modèles devront être utilisés pour quantifier de manière plus précise les évanouissements à long terme [14].

2.3 Multiplexage et codage

Les services qui seront offerts par l'UMTS seront riches en contenu multimédia. Supporter ces services implique la transmission en parallèle de plusieurs flots d'information et, avec elle, l'utilisation de plusieurs canaux de transport lors d'une même connexion :

Chacun d'eux correspond à un service ayant une QoS différente. Dans le but d'avoir l'assurance que la QoS du service en question soit respectée, et plus particulièrement que le taux d'erreurs et le délai de transmission soient conformes aux attentes, la couche physique met en place des mécanismes de multiplexage flexibles et des techniques performantes de codage pour la détection et la correction des erreurs.

Un UE peut utiliser plusieurs canaux de transport simultanément, chacun étant doté de ses propres caractéristiques en termes de qualité de service. Ainsi, un ou plusieurs canaux dédiés de transport (DCH) peuvent être traités en parallèle pour constituer un flot binaire de données unique appelé CCTrCH (*Coded Composite Transport CHannel*), comme l'illustre la figure 2.11 [4]. Les bits dans un CCTrCH peuvent être convoyés par un même canal physique.

Les différentes étapes de la procédure de multiplexage et de codage dans la voie montante sont mises en évidence dans la figure 2.11 et résumées par les points suivants [15] :

Insertion de bits CRC :

Le CRC (Cyclic Redundancy Check) est une technique de détection d'erreurs en réception, à laquelle les systèmes de radiocommunication ont souvent recours, car elle est efficace et simple à mettre en œuvre [24]. Avec la détection d'erreurs, il est possible d'estimer la probabilité d'erreur

dans un bloc de bits de transport. Cette estimation permet d'évaluer la qualité de la liaison radio et elle peut être utilisée dans des procédures tel que le contrôle de puissance ;

Concaténation et segmentation des blocs de transport :

Chaque groupe de blocs de transport, correspondant à un même canal de transport dans un intervalle de temps de transmission TTI1 (*Transmission Time Interval*), est traité avant d'être envoyé vers le codeur canal, ce afin que le codeur canal ne détecte en entrée qu'une séquence de bits unique dont la taille ne dépasse pas la valeur maximale notée Z . Si le nombre de blocs de transport dans un TTI est M et si p est le nombre de bits par bloc de transport, la longueur de cette séquence après concaténation

est $M \times p$. Dans le cas où la taille de la séquence dépasse Z , on applique alors une procédure de segmentation dont l'objet est de diviser la séquence en sous séquences ayant la même taille. La valeur Z est imposée par le type de codage que l'on met en place. Cette opération permet de réduire la complexité du codeur ainsi que celle du décodeur lorsque la séquence à coder est trop longue ;

Codage :

Une fois que les blocs de transport ont subi les phases de concaténation et de segmentation, les séquences de bits qui en résultent sont livrées au codeur. Le codage fait partie des techniques appelées FEC (*Forward Error Correction*). L'idée est de coder les bits en émission en ajoutant des bits de redondance, de telle sorte qu'en réception, l'on puisse détecter et corriger d'éventuelles erreurs survenues pendant la transmission. Le codage se décompose donc en deux phases :

L'encodage, qui est appliqué en émission et le décodage en réception. D'une manière générale, quel que soit le type de codage, l'encodage est effectué en faisant passer une séquence de bits dans un registre à décalages. Ce registre est composé de N états où des opérations algébriques sont appliquées suivant les polynômes générateurs utilisés. Pour k bits qui rentrent dans l'encodeur, on obtient n bits en sortie, ce qui détermine le « taux de codage » défini par le ratio $R = k/n$. Le paramètre N , appelé « longueur de contrainte », détermine la capacité du codage canal à corriger les erreurs et la complexité de mise en œuvre de cette technique [16]. Le choix du taux de codage à appliquer dépend du service. Plus le taux de codage est faible, plus les performances de codage sont bonnes, même si en contrepartie, le débit utile diminue et les opérations d'encodage et de décodage sont plus complexes. Il existe deux types de codage en UTRA/FDD : le codage « convolutionnel » et le codage « Turbo ». Le premier est particulièrement approprié pour des services de transmission de voix où le taux d'erreur BLER (BLoCK Error Rate) que l'on tolère est de l'ordre de 10^{-3} . En revanche, pour des services de transmission de données, le taux d'erreur est généralement plus faible (moins de 10^{-5}). C'est pourquoi l'on fait appel à des techniques plus sophistiquées, tel que le codage Turbo qui peut être vu comme la concaténation de deux encodeurs convolutionnels qui opèrent en parallèle, séparés par un entrelaceur interne [15].

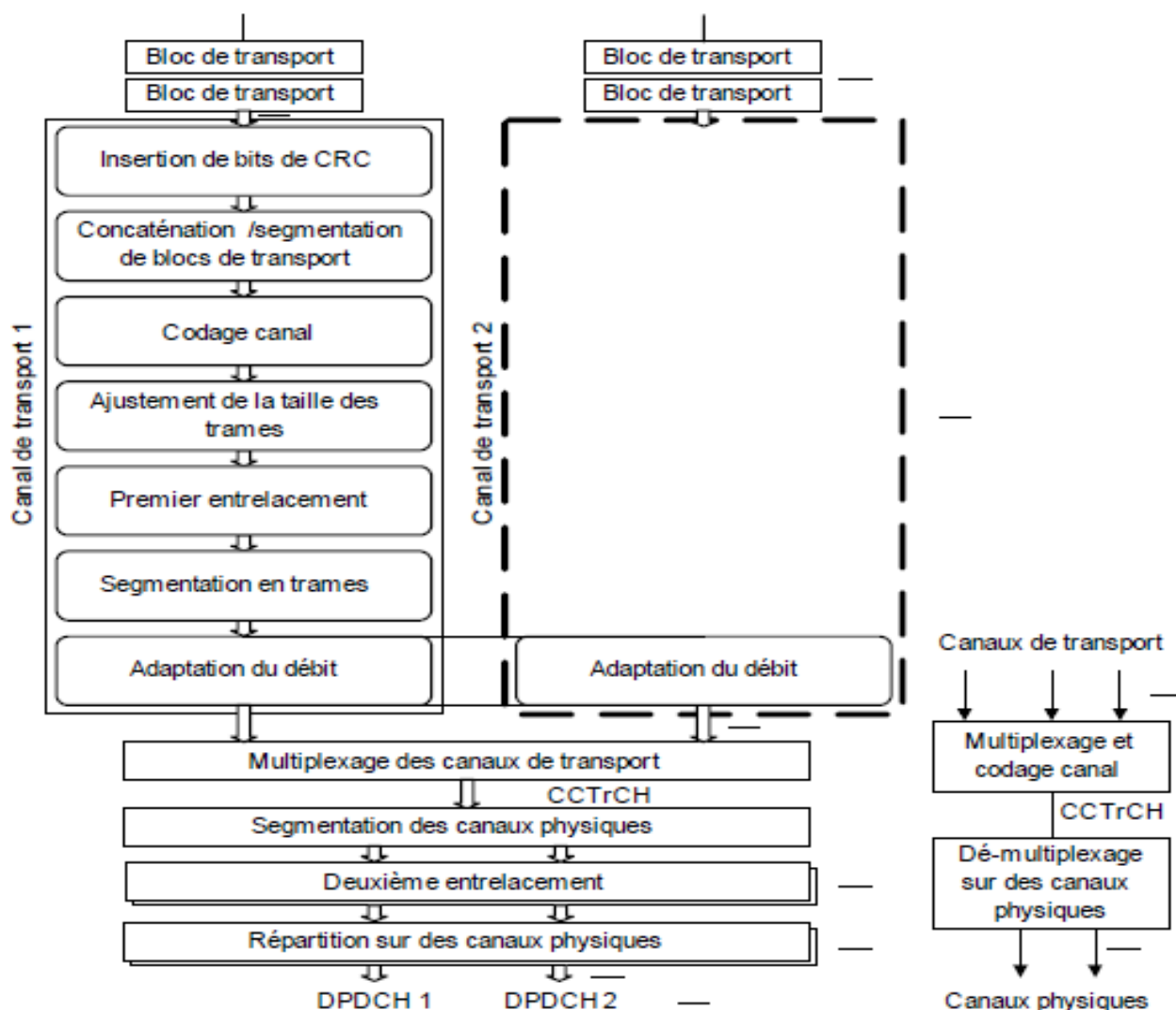


Figure 2.11 – Multiplexage et codage du canal DCH sur le lien montant

Une fois l'opération de codage terminée, d'autres étapes sont nécessaires avant d'entamer le multiplexage et que nous résumons par ce qui suit :

Ajustement de la taille de trames : cette étape, utilisée sur le lien montant, consiste à scinder les séquences de bits codés (ou non) en segments de la même taille et à mettre ces segments en série. Ce procédé est nécessaire lorsque le nombre de bits présents dans la séquence de bits en entrée n'est pas un multiple du nombre de trames par TTI. Afin de s'assurer que tous les segments aient la même taille, des bits de bourrage peuvent être insérés ;

Premier entrelacement :

L'entrelacement est une technique qui permet d'obtenir une forme de diversité temporelle et d'éviter ainsi les erreurs en rafale. Ce procédé consiste à mélanger une séquence de bits en émission, de façon à étaler les erreurs pendant la transmission et rendre plus aléatoire leurs propriétés statistiques [16]. L'entrelacement permet donc d'améliorer les performances de l'algorithme de décodage canal utilisé ;

Segmentation des trames :

Ce traitement vient compléter l'ajustement de la taille des trames et s'applique lorsque le TTI est supérieur à 10 ms. Son rôle est de segmenter la séquence de bits contenue dans un TTI en un nombre entier de trames consécutives ;

Adaptation du débit :

Un même canal physique peut convoier des bits d'information issus des différents canaux de transport. Or, le débit d'un canal physique est limité. Il faut donc adapter le débit à la sortie de chaque canal de transport. Pour ce faire, on peut être amené à retrancher des bits dans des flots d'information de chaque canal de transport ou à en rajouter [15]. En réexaminant la figure 2.11, on observe que l'adaptation de débit dans la voie montante s'applique en tenant compte du nombre de bits présents sur tous les canaux de transport actifs et qui devront être accommodés dans une même trame ;

Multiplexage des canaux de transport :

Chaque canal délivre une séquence binaire codée toutes les 10 ms. Ces séquences sont ensuite concaténées les unes après les autres pour ne créer qu'un flot binaire unique en série : le CCTrCH ;

Segmentation des canaux physiques et deuxième entrelacement :

La segmentation ne s'applique que lorsque plusieurs canaux physiques sont utilisés pour le même CCTrCH, autrement dit lors d'une transmission en Multicode. Dans ce cas, le deuxième entrelacement s'applique individuellement sur chaque canal physique. À la sortie, l'information est répartie sur le ou les canaux physiques. À ce stade, on est sûr que les bits d'information provenant de chaque canal de transport pourront être accommodés dans des trames de 10 ms, et ce en respectant la QoS requise par le service. Les fonctions de multiplexage et de codage canal sur le lien descendant sont similaires à celles mises en place dans la voie montante. Cependant, il existe des particularités propres au lien descendant. En effet, le nombre de bits présents dans la trame d'un canal physique est dicté par le facteur d'étalement SF. Dans la voie montante, ce paramètre peut changer d'un TTI à un autre. Tandis que, dans la voie descendante, la valeur de SF reste constante tout au long de la communication. Ainsi, les fonctions d'adaptation de débit et de segmentation sont différentes [4].

2.3.1 Application de l'étalement de spectre

Suite à l'opération de multiplexage et de codage, les bits sont transformés en symboles, puis on applique les opérations d'étalement de spectre et de modulation (voir la figure 2.12). Auparavant, il convient de citer les paramètres radio qui caractérisent les canaux physiques de l'UTRA/FDD. Parmi ces paramètres, on trouve [17]:

- une fréquence porteuse¹ ;

- une durée dans le temps (avec un instant de temps de début et de fin qui dépend du type de canal) ;
- un code de canalisation (*channelisation code*) ;
- un code d'embrouillage (*scrambling code*).

Les métriques suivantes sont également référencées pour définir la durée des canaux physiques :

- une « trame radio » est une durée où l'on traite de l'information qui s'étend sur quinze intervalles de temps ou *slots*, soit 38 400 chips (10 ms) ;
- un slot est un intervalle de temps de longueur fixe et égale à 2560 chips (≈ 0.667 ms). Le nombre de bits par slot est variable.

Dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur dans une cellule. Dans la voie montante, ils permettent de différencier les symboles d'information du canal ou des canaux physiques de données dédiés (DPDCH) et du canal physique dédié de contrôle (DPCCH) appartenant à un même utilisateur. Le rôle fonctionnel des codes de canalisation utilisés dans un réseau UTRA/FDD peut être comparé aux slots de temps alloués dans les réseaux mobiles à base de TDMA, aux différents utilisateurs dans la cellule pour les distinguer (du moins pour ce qui concerne la voie descendante). Les codes d'embrouillage, dans la voie descendante, permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule. L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statistiques de l'interférence proche de celles d'un bruit Gaussien, sachant que cette interférence est invoquée par les cellules voisines qui émettent sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis. Dans la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés non seulement pour améliorer les propriétés statistiques des codes de canalisation, mais aussi pour différencier les utilisateurs présents dans une même cellule [4].

2.3.2 Modulation

La modulation consiste à transformer le signal en bande de base, une fois converti en analogique, en signal radio, afin de pouvoir le transmettre dans l'air. La figure 2.12 donne un exemple de modulation effectuée au niveau de l'émetteur de la station mobile et de la station de base.

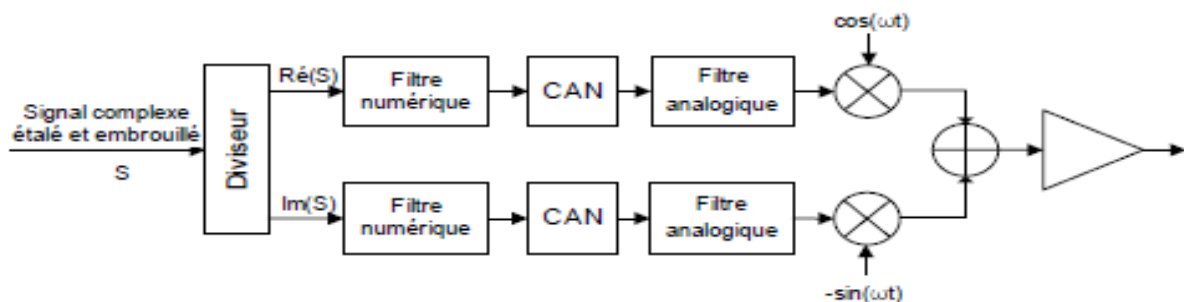


Figure 2.12 – Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation QPSK

Après avoir été étalé et embrouillé, le signal complexe qui en résulte, composé de chips, est réparti sur une voie réelle et sur une voie imaginaire appelées respectivement « voie I » et « voie Q ». Puis, il est filtré avec un filtre numérique et converti en un signal analogique à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique (CAN). Le signal passe encore par un filtre analogique avant d'être modulé en quadrature et transposé sur une fréquence ω .

Une fois filtré, le signal analogique est ensuite modulé suivant le principe de la modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) [18]. Ce type de modulation permet la transmission de deux chips par symbole. La phase du signal modulé prend différentes valeurs qui représentent une paire unique de chips. Dans le schéma simplifié, le signal modulé est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance PA (*Power Amplifier*) avant d'être transmis. Le choix de la modulation QPSK a été effectué précisément avec le souci d'améliorer son efficacité. En effet, l'efficacité de l'amplificateur de puissance est particulièrement importante dans la station mobile, car elle a une influence directe sur la consommation d'énergie du terminal [4].

2.4 Contrôle de puissance

Dans un réseau F/TDMA comme dans le cas du GSM, une planification soignée de la répartition des fréquences porteuses doit être effectuée. Cette planification doit être remise à jour en fonction des évolutions du réseau, mais en CDMA ce n'est plus un souci et alors toutes les communications n'utilisent qu'une fréquence porteuse, les différents utilisateurs sont séparés par des codes. De nouveaux problèmes vont apparaître et une communication doit subir deux types d'interférences : intracellulaire et interférences intercellulaires.

Le modèle considéré pour la qualité de réception est représenté par le rapport entre l'énergie d'un Bit (E_b) et la densité spectrale de puissance de bruit (N_0), notée E_b/N_0 . Ce dernier est lié aux taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate), l'indicateur direct de qualité de la communication de la couche physique, le rapport signal sur interférence reçu (SIR : Signal Interférence Ratio) est une grandeur physique plus accessible. En effet le récepteur peut estimer la puissance du signal utile reçu et celle du bruit en vue de déduire le SIR qu'est donné par la relation suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{R} * SIR \quad (2.6)$$

Où R est le débit binaire de données du signal numérique en bit/s, W est la bande de fréquence en Hz occupée après l'opération de l'étalement de spectre.

La valeur $\frac{E_b}{N_0}$ correspond au seuil de qualité de service requise qui dépend des paramètres de la transmission (type de modulation, de codage), ceux du canal radio (multi-trajets, retard et différentes variations du canal) et ceux du récepteur (type d'égaliseur,...) les valeurs usuelles de ce seuil se situent entre 3 et 8dB. Le SIR est le rapport de la puissance utile reçue notée C, sur le bruit

total reçu N . le bruit reçu est la somme de interférence I et du bruit intrinsèque du récepteur, dit thermique, noté N_0 alors le SIR s'écrit :

$$SIR = \frac{C}{N_0 + (1 - \alpha)I_{int} + I_{ext}} \quad (2.7.a)$$

Dans le cas général l'interférence interne à la cellule est multipliée par un facteur α avec ($0 < \alpha < 1$), si l'orthogonalité est parfaite $\alpha = 1$ de ce fait la formule donnant le SIR sera :

$$SIR = \frac{C}{N_0 + I_{ext}} \quad (2.7.b)$$

Les signaux de la voie descendante (Downlink) subissent le même trajet entre la base et un mobile donné, cela permet à un certain degré l'orthogonalité entre les canaux d'une même base. Le facteur α de la relation précédente sera non négligeable, par la suite le SIR et le rapport E_b / N_0 seront inférieurs à leurs valeurs réels.

2.4.1 Capacité et contrôle de puissance d'un réseau cellulaire CDMA

Dans les systèmes où le débit de données est le même dans les voies montante et descendante, dits à débits symétriques, la voie montante est la plus contraignante en ce qui concerne la capacité. Cela est dû au problème de l'effet proche-lointain (near-far effect). Au cas où tous les mobiles émettent avec la même puissance, c'est-à-dire en l'absence de contrôle de puissance, un mobile proche de la frontière de la cellule est reçu avec une puissance bien plus petite qu'un mobile proche de la base, le mobile le plus éloigné risque d'être noyé dans le signal du mobile proche. Le contrôle de puissance doit aussi tenir compte des interférences venant des autres cellules.

Au seuil de la valeur E_b / N_0 et du contrôle de puissance appliqué, la capacité du réseau représentée par le nombre maximal de communications simultanées peut être estimée. Une politique idéale de contrôle de puissance consiste à choisir les puissances d'émissions des mobiles de sorte que ces derniers soient avec la même puissance sur leurs base de correspondance, c'est à dire celle qui les relie à la partie fixe du réseau mobile.

Pour le calcul suivant nous considérons, dans une première étape une cellule isolée, on note la puissance reçue par le mobile P_0 dans une perspective de simplification on considère que cette puissance reçue est la même pour tous les mobiles sur leurs base correspondante. L'interférence I reçue par la base d'une cellule où K communications simultanées ont lieu est alors donnée par :

$$I = (K - 1)P_0 \quad (2.8)$$

On combinant les deux relations précédentes ainsi l'hypothèse simplificatrice que toutes les communications ont le même débit de données R permettent de déduire la valeur maximale de K en fonction de la qualité de communication requise :

$$K - 1 = \frac{W / R}{(E_b / N_0)_T} \quad (2.9)$$

$(\frac{E_b}{N_0})$: Est la valeur seuil, ici on ne prend pas en compte l'interférence des mobiles des cellules voisines.

Un des atouts des systèmes CDMA est l'augmentation de la capacité lors d'une transmission discontinue, cette augmentation étant une fonction simple du taux moyen d'activité. Si on note le taux d'activité φ et sachant que le nombre K est assez élevé, le terme de gauche de l'égalité est multiplier par φ . on utilise dans la suite :

$G_v = \frac{1}{\varphi}$: Appelé le gain du à l'activité de la voix dans la relation son ordre de grandeur est aux tours de 2.

La sectorisation de la station de base et l'isolation spatiale qui en résulte introduit un deuxième facteur de gain G_A , pour une antenne sectorielle G_A devrait être égal à 3 en valeur réelle [19]. Estime que les pertes de 1dB équivalentes à un coefficient de 0,8 font passer cette valeur à 2,4 en valeur réelle, enfin on suppose que K est assez élevé par rapport à 1 alors la relation devienne :

$$K = G_A G_v \frac{W / R}{(E_b / N_0)_T} \quad (2.10)$$

Considérons maintenant un réseau à plusieurs cellules. L'interférence due aux cellules voisines est prise en compte et représentée par un facteur noté f , représentant le rapport de cette interférence, souvent (other-cell interference), sur l'interférence interne à la cellule. Ce paramètre dépend du modèle du canal radio considéré. Des calculs de f sont proposées dans [20] et [21]. Un ordre de grandeurs de f pour les canaux usuels est 0,6. On réécrit la relation qui donne l'interférence :

$$I = (1 + f)(K - 1)P_0 \quad (2.11)$$

Ensuite l'estimation de la capacité de la cellule

$$K = \frac{G_A G_v}{1 + f} \frac{W / R}{(E_b / N_0)_T} \quad (2.12)$$

Nous notons à ce stade que ce calcul ne tient pas compte des imperfections inévitable du contrôle de puissance, ni d'autres phénomènes importants comme les variations aléatoires dans un réseau cellulaire, les canaux de contrôles cependant permet d'avoir une idée sur le nombre maximale de mobiles dans une cellule du réseau CDMA.

En l'absence de contrôle de puissance, tous les mobiles émettent à la même puissance, dans ce cas les simulations permettent de vérifier que la capacité du réseau est beaucoup plus petite. Pour les réseaux cellulaires CDMA à débit symétrique, la voie descendante est moins contraignante au niveau capacité que la voie montante. Dans les réseaux où les données transmises auront une part importante, la voie descendante aura un débit moyen supérieur à celui de la voie montante ce qui fait de la voie descendante le sens le plus contraignant au niveau de la limitation de la capacité.

2.4.2 Boucle de contrôle de puissance

En vue de mettre en œuvre un contrôle de puissance distribuée, une boucle de contrôle est souvent utilisée, il est alors possible de considérer une boucle ouverte c'est-à-dire sans retour d'information. Dans une boucle ouverte, l'hypothèse que le gain du canal radio est le même dans les deux sens est nécessaire. En effet, le mobile doit être reçu avec la même puissance P_0 à sa station de base de correspondance ce dernier doit disposer d'information sur le gain du canal radio entre le mobile et la station de base notée G_{mb} la valeur de la puissance d'émission du mobile notée P_m est alors donnée par la relation suivante :

$$P_m = P_0 / G_{mb} \quad (2.13)$$

Pour estimer G_{mb} le gain de la liaison entre la base et lui est donnée par :

$$G_{bm} = P_{rb} / P_b \quad (2.14)$$

Où P_b est la puissance émise à la base, connue par le mobile et P_{rb} est la puissance reçue par le mobile et mesurée par ce dernier, l'hypothèse $G_{mb} = G_{bm}$ permet de calculer la puissance d'émission du mobile en fonction de termes connus ou mesurés :

$$P_m = \frac{P_b P_0}{P_{rb}} \quad (2.15)$$

Malheureusement le gain de la liaison est rarement le même dans les deux sens de communication car la fréquence ou le temps ne sont pas identiques en conséquent la boucle ouverte n'est utilisée que pour l'accès initial. Le reste du temps une boucle fermée et un retour d'information est indispensable.

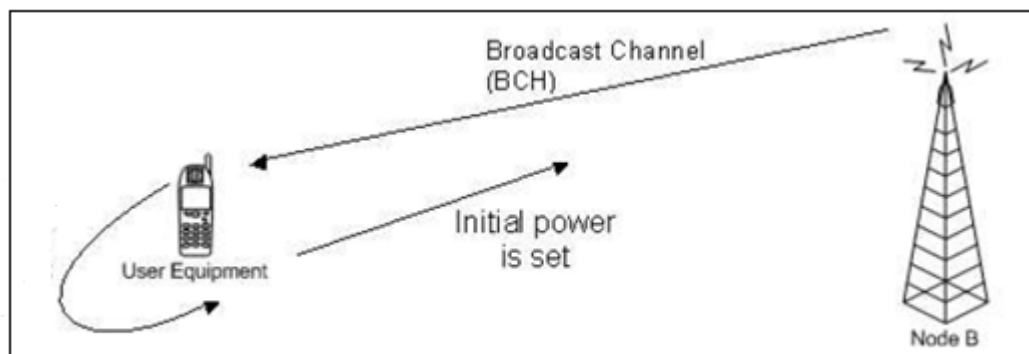


Figure 2.13_Schéma de contrôle de puissance en boucle ouverte

Les paramètres classiques des boucles d'asservissement doivent alors mis à point à savoir : période de mis à jour le nombre de bits de retour d'information, protection contre les erreurs de ce dernier...Les paramètres sont choisis en fonction de l'environnement du système mobile considéré : caractéristique du canal radio, type de données transmises.

Un contrôle de puissance simple, parfois appelé Bang-Bang consiste à transmettre un bit d'information éventuellement répété pour augmenter son immunité face aux erreurs de transmission, à chaque mis à jour de la boucle. Ce bit indique à l'émetteur de diminuer ou d'augmenter la puissance d'une valeur constante fixée à l'avance, suivant la qualité reçue (> ou<) à un seuil requis. En pratique la valeur fixe de la variation est de l'ordre de 1dB.

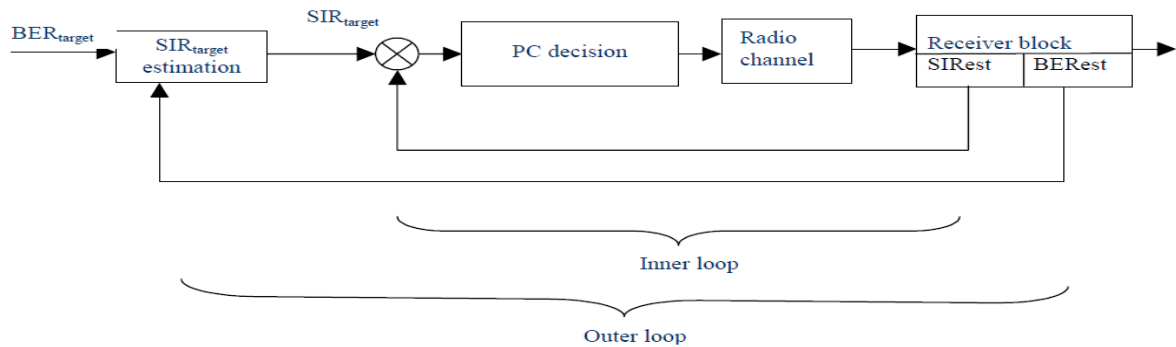


Figure 2.14-principe générale de contrôle de puissance

Il peut être avantageux d'utiliser une double boucle de contrôle de puissance c'est le cas des systèmes cellulaires de 3G comme il est mentionné en haut figure (2.14). La boucle interne son rôle consiste à asservir le rapport signal sur bruit SIR reçu à une valeur fixe seuil fixée (SIR_{target}). Cette valeur seuil est fonction du taux d'erreur binaire BER qui doit être réalisé, la relation entre SIR et BER est fonction de la caractéristique de modulation, de codage et aussi du canal radio. Or les communications dans un réseau cellulaire utilisent des canaux radio différents.

La boucle de contrôle externe calcule la valeur seuil au lieu de prendre les mêmes valeurs pour toutes les communications, ce qui revient à prendre la valeur la plus pessimiste, cela permet de diminuer les interférences dans un réseau et par la suite d'avoir une plus grande capacité.

La boucle intérieure de la commande de puissance, également appelée (fast power control ou closed loop control), ajuste la puissance de transmission après chaque période de ($666 \mu s$) selon le SIR reçu du slot précédent, ayant pour résultat un taux de commande de 1500 hertz. Si le SIR reçu est dessous du SIR cible, alors une commande d'augmentation de puissance et un procédé de feedback est déclenché.

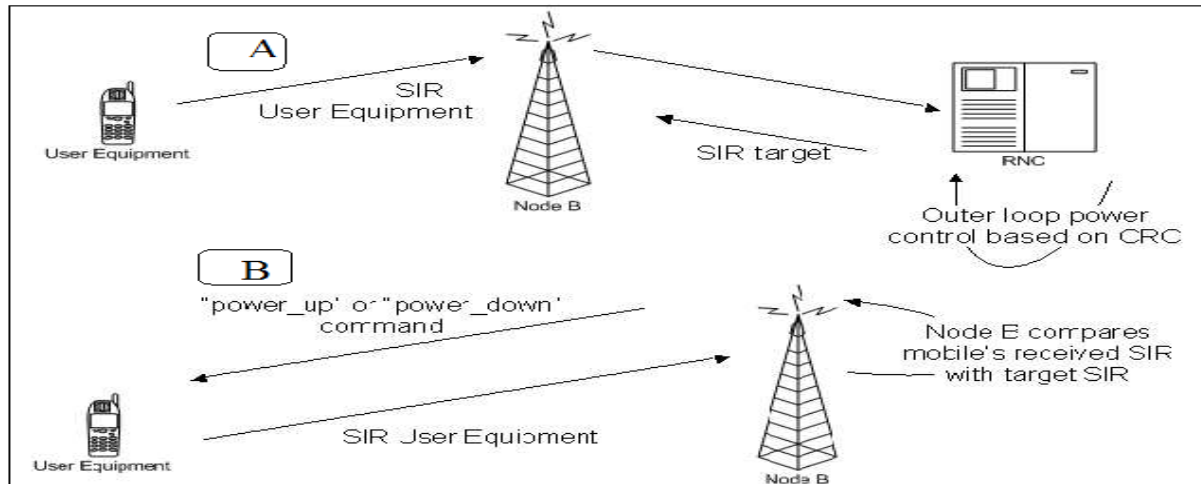


Figure 2.15-schéma des boucles de contrôle de puissance interne(A) et externe (B)

Au niveau de l'émetteur utilisation des bits de contrôle de puissance sont réservés dans chaque slot. Si le SIR reçu est égal au SIR cible, alors une commande émis pour baisser la puissance de transmission. L'émetteur ajuste la transmission de puissance en accord avec commande de contrôle de puissance du reçu avec un pas de 1 dB, la figure suivante montre l'interaction entre les boucles interne et externe de contrôle de puissance.

Dans l'UTRA FDD il y a aussi une boucle de contrôle de puissance ouverte (open loop power control,) qu'est appliqué pour l'initialisation la transmission pour les canaux RACH ou CPCH ici l'émetteur évalue les pathloss dans le lien descendant (downlink) en utilisant la puissance reçue de P-CPICH connu au niveau du récepteur. Le mobile s'ajuste la puissance de transmission en utilisant le niveau de bruit au récepteur qui est signalé dessus des couches élevées de telle manière que SIR de cible soit atteint au récepteur. Dû aux inexactitudes de mesure la commande de puissance de boucle ouverte est très imprécise. Dans les conditions normale de la tolérance pour la commande de puissance de boucle ouverte est enivrent de $\pm 9\text{dB}$ [22].

2.4.3 Accès et contrôle d'admission

Le contrôle d'admission est intimement lié au contrôle de puissance. En effet, la décision sur l'admission doit respecter les contraintes suivantes :

- un mobile dont l'admission aboutirait à un réseau impossible à contrôler en puissance doit être refusé. Un réseau est dit impossible à contrôler en puissance lorsqu'il n'existe de répartition de puissance émises telle que tous les objectifs de qualités sont atteints. Si ce mobile étant accepté il faudra alors pour diminuer l'interférence globale, interrompre une communication, éventuellement différente de celle du nouvel arrivant.
- Un mobile dont l'admission aboutirai à un réseau qu'il est toujours possible de contrôler en puissance ne doit pas être refuser. On peut remarquer que l'interruption d'une communication est plus gênante que le refus de la communication du point de vue usager.

Plusieurs algorithmes de contrôle d'admission sont proposés pour le réseau CDMA, ceux basé sur le niveau d'interférences, ceux basés sur le nombre maximale de communications simultanées et ceux basés sur la prévision sur la possibilité de réalisation de contrôle d'admission.

Pour un mobile qui souhaite commencer une communication, un contrôle de puissance doit être défini pour la période de temps où la communication est en cours d'établissement, en plus de celui ayant lieu durant la communication

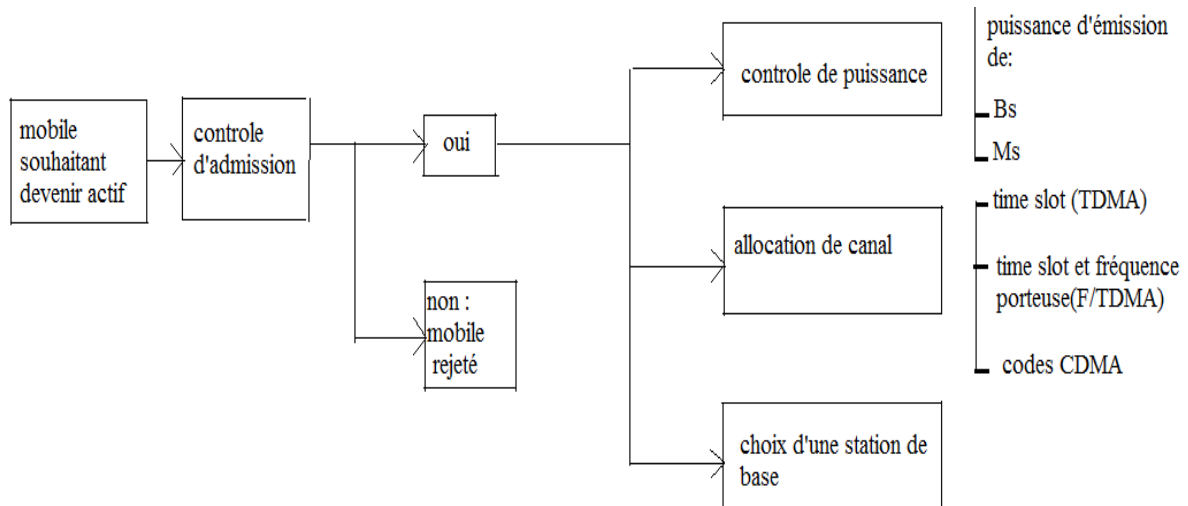


Figure2.16: gestion de ressources radio dans un réseau mobile

Dans le cadre du contrôle d'admission, le débit de données doit être sélectionné. Dans le cas où le réseau ne peut pas assurer le débit de données souhaité un débit plus faible sera choisi, il faut éventuellement vérifier que débit imposé n'est inférieur à un débit minimal du mobile ou du service considéré.

2.5 Conclusion

Après l'explication de quelques aspects et quelques mécanismes régissant la partie radio du réseau UMTS qu'est fondée sur la technologie CDMA la prochaine étape sera de décrire les techniques nouvelles utilisées dans les versions évoluées du réseau ce qui conduit à la description de la technologie HSDPA.

Chapitre 3 : ANALYSE DE LA TECHNOLOGIE HSDPA

3.1 INTRODUCTION

La technologie HSDPA représente l'évolution principale du WCDMA telle que spécifiée dans la version Release 5 de la 3GPP. Ce chapitre traite de cette évolution de la méthode d'accès du réseau UMTS. Nous commencerons par présenter les caractéristiques principales de la technologie HSDPA, le principe de la retransmission hybride, le codage et la modulation adaptative. Puis, l'ordonnement rapide des paquets et on termine par présenter la structure des canaux intervenant dans cette technologie.

3.2 PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU HSDPA

Plusieurs recherches ont été menées pour évaluer la performance de la technologie HSPA. Cependant, aucune d'entre elles n'utilise de méthodologie explicite dans l'évaluation de la performance. Dans [21], plusieurs types d'algorithmes d'ordonnement ont été étudiés et comparés. Cette comparaison a permis d'illustrer le compromis entre la capacité d'une cellule et l'équité dans l'allocation des ressources aux utilisateurs. Toutefois, cette étude suppose que tous les utilisateurs transmettent la même quantité de données, ce qui est loin d'être le cas dans la réalité.

Dans l'étude réalisée dans [3], une extension d'un simulateur de la méthode d'accès WCDMA a été proposée et des modifications ont été apportées dans le but de prendre en charge l'évolution du HSDPA. Les résultats obtenus concernant le débit sur le lien descendant dépassent les 12.8 Mbps. Toutefois, un tel débit n'a pu être obtenu que pour un nombre restreint de stations de base.

Par ailleurs, Love *et al.* [5] ont mené une étude faisant une comparaison de performances, en terme de débit par cellule, entre la méthode d'accès WCDMA et son évolution avec la technologie HSDPA, ce qui a permis de montrer les améliorations apportées par cette évolution. Néanmoins, les simulations réalisées dans ce contexte ne tiennent compte que du service d'accès à Internet. De plus, cette étude fait abstraction à des phénomènes qui affaiblissent la puissance du signal compte tenu des reliefs géographiques et des obstacles que l'on peut trouver dans une région sur laquelle on veut planifier un réseau mobile. Il est alors opportun de se questionner sur les performances de la méthode d'accès HSDPA dans des conditions réelles de fonctionnement et sur sa capacité à supporter des services à valeur ajoutée.

Le HSDPA est doté d'un ensemble de propriétés dont la combinaison permet d'améliorer la capacité du réseau ainsi que le débit de données jusqu'à plus de 14 Mbps (débit pic) pour le trafic sur le lien descendant. Parmi ces propriétés, nous retrouvons des techniques connues et utilisées dans des standards d'évolution tel que le GSM/EDGE et que l'on résume par les points suivants :

- la technique de modulation et de codage adaptatifs AMC (*Adaptive Modulation and Coding*) ;
- une méthode de retransmission hybride rapide appelée H-ARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*);
- des algorithmes d'ordonnancement rapide de paquets (*Fast Packet Scheduling*).

L'AMC a été appliquée, en premier lieu, au standard EDGE. Grâce à cette propriété, il est possible de suivre la variation dans le temps des conditions du canal de transmission et d'augmenter d'une manière significative les débits de données ainsi que l'efficacité spectrale du réseau GSM. En effet, selon les conditions instantanées du canal radio envoyées par le terminal mobile, et les ressources disponibles, un système avec l'AMC peut choisir la modulation et le codage appropriés. Des nouvelles modulations qui supportent plus de débit appelée 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM viennent cohabiter avec l'existante QPSK. Lorsque le terminal est dans une position favorable (proximité d'une station de base par exemple), la modulation 16 QAM par exemple et des taux de codage supérieurs peuvent être sélectionnés pour atteindre des pics de débits élevés. Par contre, si l'UE se trouve dans des conditions défavorables, on lui alloue un ordre de modulation et un taux de codage moins élevé dans le but d'assurer la qualité de la communication.

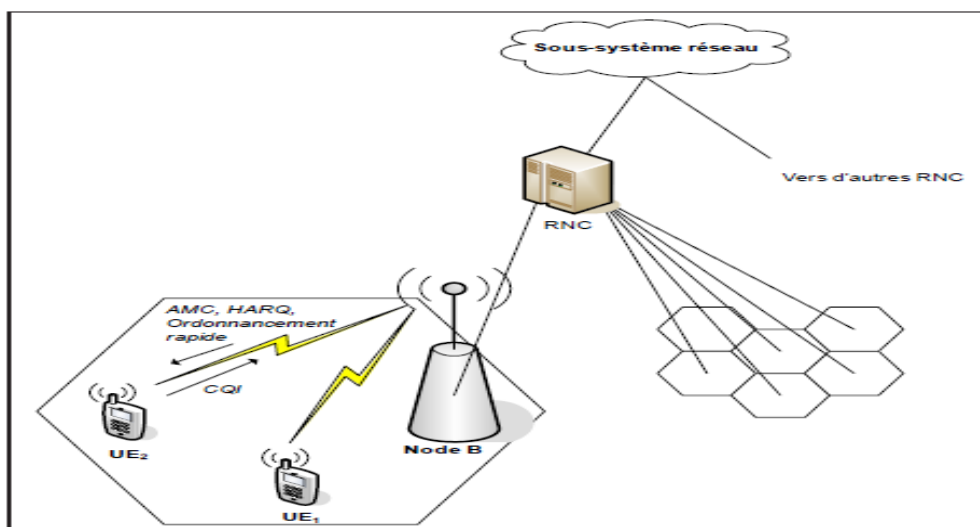


Fig. 3.1 – Architecture système avec le HSDPA

D'autre part, la réduction de l'intervalle de temps de transmission TTI à 2 ms (au lieu de 10 ms pour la version R99) ainsi qu'une grande distribution dans l'architecture HSDPA, comme l'illustre

la figure 3.1, permettent de réduire les délais d'attente de manière significative par rapport à la version précédente R99 du WCDMA. En effet, les stations de base sont dotées davantage d'intelligence de manière à pouvoir prendre en charge les retransmissions de paquets erronés, une fonctionnalité qui était jusque là du ressort du RNC. Le déplacement de cette fonctionnalité vers les Nodes B permet ainsi de se rapprocher encore plus de l'utilisateur et par conséquent de réduire les délais dus à la retransmission. Ces modifications permettront également d'obtenir des informations récentes sur la qualité du lien radio, grâce à l'indicateur CQI (*Channel Quality Indicator*) illustré à la figure 3.1.

Dans le but d'implémenter la technologie HSDPA, trois nouveaux canaux ont été introduits dans les spécifications de la Release 5 : le HS-DSCH, le HS-SCCH et le canal physique HS-DPCCH [3]. Le HS-DSCH (*High Speed Downlink Shared CHannel*) est un canal partagé qui transporte les données des utilisateurs sur le lien descendant, avec un débit pic allant au delà des 12 Mbps. Le canal HS-SCCH (*High Speed Shared Control CHannel*) prend en charge l'information de contrôle nécessaire de la couche physique afin de permettre le décodage des données sur le canal HS-DSCH. Enfin, le canal HS-DPCCH (*High Speed Downlink Dedicated Physical Control Channel*) transporte l'information de contrôle nécessaire sur le lien montant, notamment les acquittements ACK (positifs et négatifs) ainsi que l'information sur la qualité du lien radio.

Puisque le canal HS-DSCH est partagé par plusieurs utilisateurs, il est nécessaire d'avoir une méthode d'ordonnement pour répartir les ressources à tous. Des algorithmes d'ordonnement rapides permettent de distribuer efficacement les ressources du canal HS-DSCH pour tous les utilisateurs voulant accéder au réseau. À la figure 3.1, on constate que cette fonctionnalité a été également déplacée vers la station de base.

3.3 Mécanisme de retransmission hybride HARQ

Afin d'assurer la fiabilité des transmissions, on distingue deux grandes classes de mécanismes : les mécanismes *réactifs* ARQ (*Automatic Repeat reQuest*) et les mécanismes *proactifs* FEC (*Forward Error Correction*). Dans les mécanismes réactifs, l'émetteur réagit à la signalisation d'une perte de paquet en retransmettant ce paquet. Cette signalisation peut être effectuée par l'émission d'acquittements positifs ACK (*ACKnowledgement*) ou négatifs NAK (*Negative-ACKnowledgement*). En ce qui concerne le fonctionnement des mécanismes proactifs, l'émetteur rajoute des paquets de redondance permettant au récepteur de récupérer des paquets perdus. Ces paquets de redondance sont calculés en utilisant des codes correcteurs d'erreurs [3]. Ces deux mécanismes sont souvent combinés en utilisant des acquittements pour ajuster la quantité de redondances des codes FEC. Une telle combinaison de mécanismes est appelée « ARQ hybride » ou HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*).

Le HARQ peut être caractérisé par certains paramètres tels que la synchronisation, l'adaptabilité ainsi que la manière dont est faite la combinaison. Quand la relation temporelle entre la transmission originale et la (ou les) retransmission(s) est fixe, l'opération HARQ est dite alors « synchrone ». Si, par contre, les retransmissions sont programmées à n'importe quel moment après avoir reçu un ACK, on parlera alors d'opération « HARQ asynchrone ».

On dit qu'un système HARQ est adaptatif si on peut réaliser des retransmissions en utilisant un autre type de modulation autre que celui qui a été utilisé pour la transmission originale. Par exemple, si la modulation QPSK est utilisée durant la première transmission d'un paquet et que celle-ci échoue, la 16-QAM peut être utilisée pour la retransmission de ce même paquet si les conditions du canal ou des ressources radio (puissance du signal et/ou codes de canalisation) changent entre la première transmission et les retransmissions qui s'en suivent. On distingue deux variantes de l'HARQ selon que l'on combine ou non les retransmissions :

- HARQ de type I : dans cette variante, appelée aussi *chase combining* ou *softcombining*, il n'y a pas de combinaison des retransmissions. Le Soft combining fait appel à la retransmission par l'émetteur du même paquet de données codées. Le décodeur au niveau du récepteur combine ces copies multiples du paquet envoyé, pondéré par le rapport de signal/bruit SNR (*Signal to Noise Ratio*) reçu ;
- HARQ de type II : cette technique, connue aussi sous le nom de IR (*Incremental Redundancy*), contrairement à la précédente qui envoie des répétitions simples de tout le paquet encodé, envoie une information redondante additionnelle d'une manière incrémentale si le décodage échoue à la première tentative.

La technologie HSDPA s'appuie sur un mécanisme HARQ asynchrone et adaptatif et peut fonctionner avec les deux variantes Soft Combining et IR. Il est à noter qu'avec la deuxième variante, on obtient de meilleures performances, mais elle nécessite plus de mémoire dans le récepteur du terminal mobile pour stocker les informations de redondance.

Comme illustré à la figure 3.3, la fonctionnalité HARQ, utilisant la variante IR dans cet exemple, est implémentée à travers deux blocs d'adaptation au débit (*ratematching*) dans la chaîne de codage du canal HS-DSCH. Cette dernière est illustrée à la figure 3.2. Le principe réside dans l'existence d'un buffer entre les deux blocs afin de permettre de raffiner les paramètres de redondance pour les différentes retransmissions entre les deux blocs de rate-matching.

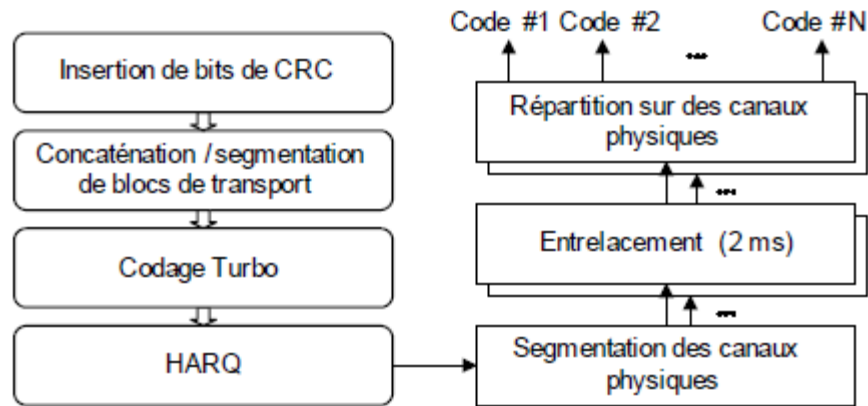


Figure 3.2 – Technique HARQ dans la chaîne de codage du canal HS-DSCH

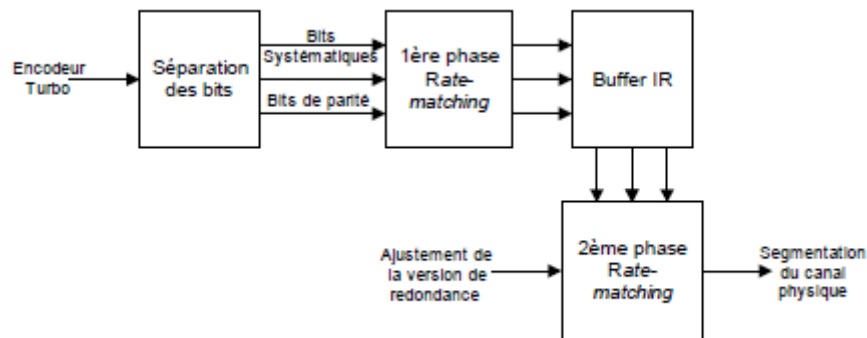


Figure 3.3 – Principe de fonctionnement de l'HARQ

3.4 Modulation et codage adaptatifs

Dans les réseaux mobiles, la qualité d'un signal reçu par un terminal dépend de plusieurs facteurs, comme la distance entre la station de base ou la perte de propagation due aux obstacles ou aux trajets multiples. Dans le but d'améliorer la performance d'un système, en termes de débit de données et de fiabilité de la couverture radio, le signal transmis vers et par un utilisateur particulier est modifié de façon à prendre en compte les variations de la qualité du signal à travers un processus connu sous le nom d' « adaptation au lien radio » (*link adaptation*), connu également sous le nom de AMC. Auparavant, les systèmes à base de CDMA utilisaient le contrôle de puissance rapide comme méthode privilégiée afin d'implémenter l'adaptation au lien radio. Dans le cas du HSDPA, l'AMC s'est révélé être une méthode alternative promettant d'améliorer globalement la performance du système. L'AMC fournit la flexibilité d'adapter la combinaison modulation-codage aux conditions moyennes du canal radio pour chaque utilisateur. Avec l'AMC, la puissance du signal transmis est maintenue constante pendant toute la durée de la trame, en faisant varier le nombre de codes parallèles pouvant être supportés par un terminal et le taux de codage en fonction de la qualité actuelle du signal reçu.

L'utilisation d'un ordre de modulation plus important avec la 16-QAM permet aussi d'augmenter le débit d'une manière significative. Cette nouvelle modulation a été proposée dans la Release 5, mais son utilisation est, contrairement à la modulation QPSK, optionnelle et dépend du type de terminal utilisé. Il faut noter que l'introduction d'un ordre de modulation plus élevé est accompagnée d'une plus grande complexité dans les terminaux mobiles, qui doivent estimer l'amplitude relative des symboles reçus. Cette estimation d'amplitude est nécessaire pour que le terminal puisse séparer tous les points de la constellation 16-QAM telle qu'illustré à la figure 3.4. Étant donné que cette estimation devient plus difficile lorsque la qualité du signal reçu est mauvaise, il est alors plus judicieux d'utiliser la modulation QPSK dont la constellation est moins dense.

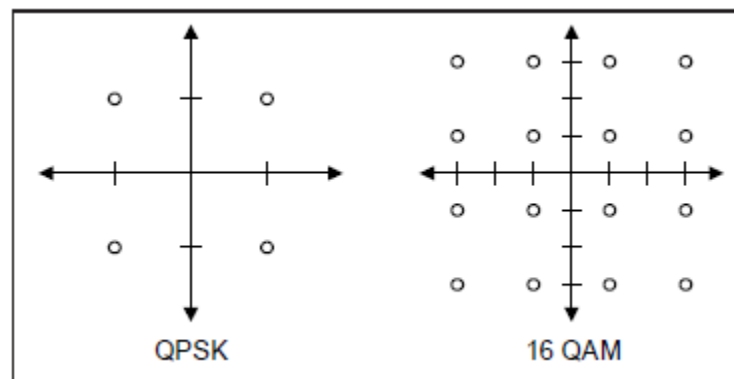


Figure 3.4 – Constellations de la modulation 16-QAM et QPSK

En combinant le type de modulation, le taux de codage et le nombre de codes supportés, nous obtenons plusieurs combinaisons, appelées également schéma de modulation et de codage MCS (*Modulation and Coding Scheme*), qui ont été proposées par le 3GPP dans la Release 5 et résumées dans le tableau 3.1. Ainsi, un utilisateur qui serait proche d'une station de base pourrait se voir attribué, par exemple, une modulation 16-QAM avec un taux de codage de 3/4 et dont le terminal supporte 15 codes (en parallèles). Cette combinaison lui permettrait de bénéficier d'un débit de l'ordre de 13.7 Mbps sur le lien descendant.

L'AMC a été intégré aux fonctionnalités des Nodes B supportant la technologie HSDPA. Par conséquent, la station de base a la responsabilité de sélectionner le schéma de modulation et de codage approprié. Selon le nombre de codes parallèles pouvant être supporté par le terminal, nous obtenons plusieurs classes de terminaux HSDPA spécifiées dans la Release 5 avec un total de 12 catégories. Ces catégories permettent d'avoir des débits pics allant de 0.9 à 14.4 Mbps, comme le montre le tableau 3.2 [6]. Les dix premières classes de terminaux doivent être capables de supporter

la modulation 16-QAM, alors que les deux dernières (11 et 12) supportent uniquement la modulation de base QPSK.

MCS	Modulation	Taux de codage	Débit max		
			5 codes	10 codes	15 codes
1	QPSK	1/4	600 kbps	1.2 Mbps	1.8 Mbps
2		2/4	1.2 Mbps	2.4 Mbps	3.6 Mbps
3		3/4	1.8 Mbps	3.6 Mbps	5.4 Mbps
4	16-QAM	2/4	2.4 Mbps	4.8 Mbps	7.2 Mbps
5		3/4	3.6 Mbps	7.2 Mbps	10.7 Mbps

Tableau. 3.1 – Schémas de modulation et de codage MCS sur le lien DL

Catégorie	Nombre maximum	Bits des canaux de transport par TTI	Type de HARQ	Débits (Mbps)
1	5	7298	Soft combining	1.2
2	5	7298	IR	1.2
3	5	7298	Soft combining	1.8
4	5	7298	IR	1.8
5	5	7298	Soft combining	3.6
6	10	7298	IR	3.6
7	10	14411	Soft combining	7.2
8	15	14411	IR	7.2
9	15	20251	Soft combining	10.2
10	5	27952	IR	14.4
11	5	3630	Soft combining	0.9
12	5	3630	IR	1.8

Tableau. 3.2 – Catégories de terminaux supportant la technologie HSDPA

3.5 Canaux HSDPA

Le HS-DSCH possède des caractéristiques spécifiques tout comme les autres canaux de la Release 99. Dans le but de résumer ces caractéristiques, nous avons dressé un tableau comparatif 3.3 qui montre les ressources associées aux canaux DCH, DSCH et HS-DSCH du lien descendant. Concernant le codage sur le canal HS-DSCH, nous pouvons l'illustrer à travers un exemple avec 2 utilisateurs actifs qui utilisent le même canal partagé HS-DSCH tel qu'illustré à la figure 3.5. Tous deux vérifient l'information de contrôle à partir des canaux HS-SCCH afin de déterminer les codes HS-DSCH à déséaler.

Canal	HS-DSCH	DSCH	Downlink
Spécification	Release 5	R99	R99
Facteur d'étalement	Fixé, 16	Variable (256-4)	Fixé (512-4)
Modulation	QPSK/16QAM	QSK	QPSK
Contrôle de puissance	Puissance constante	Rapide, basé sur le DCH associé	Rapide
Entrelacement	2 ms	10-80 ms	10-80 ms
Schéma de codage canal	Codage Turbo	Codage Turbo et convolutionnel	Codage Turbo et

Tableau 3.3 – Comparaison du canal HS-DSCH avec les autres canaux du lien descendant

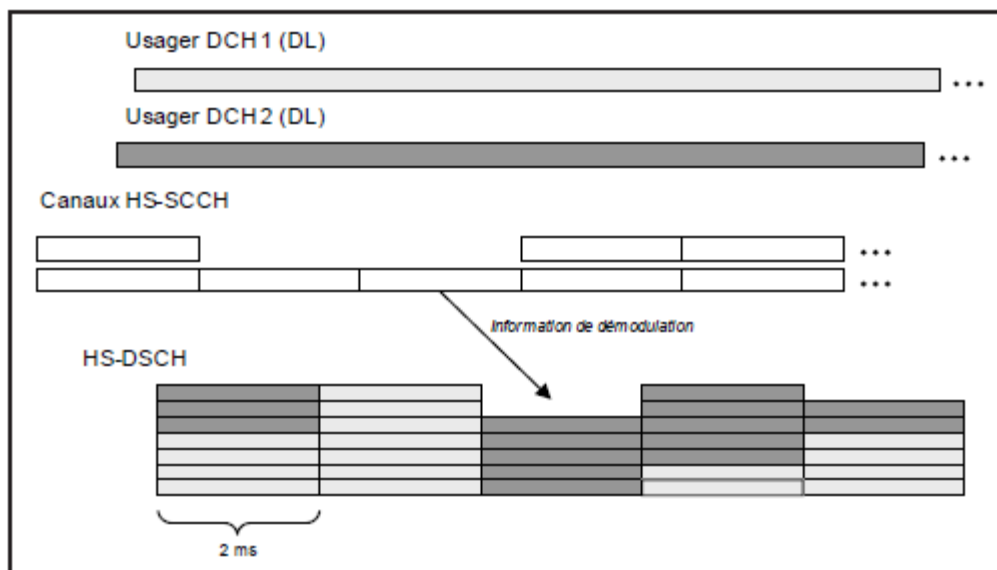


Figure. 3.5 – Exemple de multiplexage de code avec deux usagers actifs

Le canal HS-SCCH transporte l'information nécessaire à la démodulation de l'information du canal HS-DSCH. L'UTRAN doit allouer un certain nombre de canaux HS-SCCH au plus grand nombre d'utilisateurs soumis à un multiplexage de codes. Dans le cas où il n'y a aucune donnée sur le canal HS-DSCH, l'utilisation du canal HSSCCH n'est pas nécessaire. En effet, le trafic dû à la signalisation doit être minimisé afin de réserver le maximum de ressources aux données utiles. Un usager peut avoir recours à un maximum de quatre canaux HS-SCCH à un temps donné [17]. Chaque bloc HS-SCCH est composé de trois slots et divisé en deux parties fonctionnelles, comme l'illustre la figure 3.6.

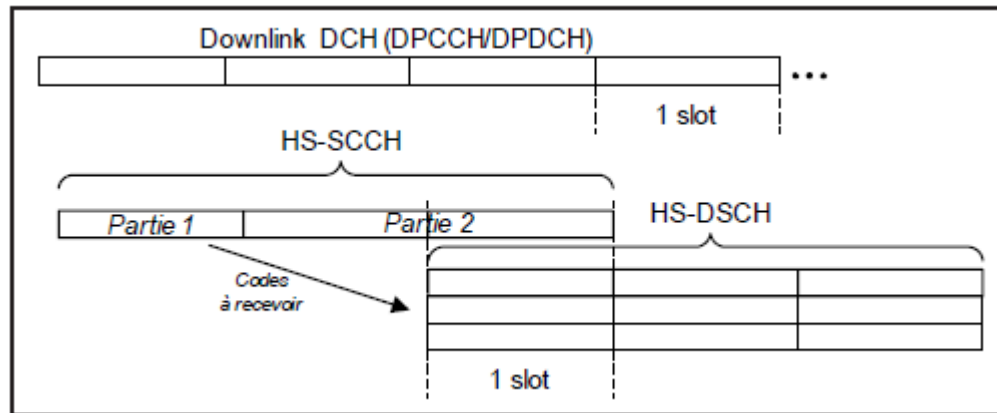


Figure 3.6 – Relation du timing entre le canal HS-SCCH et le HS-DSCH

La première partie (premier slot) transporte l'information critique dans le temps qui a besoin de déclencher le processus de démodulation au moment prévu. Les paramètres de la première partie indiquent :

- les codes à désétaler. Ceci renvoie aux capacités du terminal à désétaler un maximum de 5, 10 ou 15 codes;
- le type de modulation utilisé : QPSK ou 16QAM.

Les deux autres slots, correspondant à la deuxième partie, contiennent des paramètres moins sensibles au temps, tel que le CRC, qui permet de vérifier la validité de l'information du HS-SCCH ainsi que celle du processus HARQ. Parmi les paramètres indiqués par cette deuxième partie, nous pouvons trouver :

- l'information concernant la version de redondance afin de permettre un décodage réussi et la combinaison avec des retransmissions antérieures ;
- le nombre de processus ARQ pour indiquer à quel processus ARQ appartiennent les données ;
- l'indicateur de première et dernière retransmission afin de savoir si la transmission doit être combinée avec les données existantes dans le buffer (dans le cas où le décodage échoue) ou si le buffer doit être vidé et ensuite rempli avec de nouvelles données.

Dans la figure 3.6, un terminal dispose de la durée d'un seul slot pour déterminer les codes à désétaler à partir du HS-DSCH. L'utilisation d'un masque spécifique permet au terminal de vérifier si les données lui sont destinées. Un terminal est capable de gérer jusqu'à quatre canaux HS-SCCH (la partie 1 de chaque canal). Cependant dans le cas où il y a des données pour le terminal sur des TTI consécutifs, le HS-SCCH devra être alors le même pour ce terminal afin d'augmenter la fiabilité de l'information de signalisation. Ce type d'approche est nécessaire non seulement afin d'éviter au

terminal de placer dans son buffer des données qui ne lui sont pas destinées, mais aussi dans le cas où les codes utilisés dépassent le nombre maximum pouvant être traité par le terminal.

Le canal HS-DPCCH doit permettre le transport, sur le lien montant, des acquittements aussi bien positifs que négatifs pour les retransmissions au niveau de la couche physique ainsi que l'information concernant la qualité du lien radio. Cette dernière sera utilisée par l'ordonnanceur, se trouvant dans le Node B, pour déterminer à quel terminal transmettre et à quel débit. Le HS-DPCCH est donc divisé en deux parties comme le montre la figure 3.7 et transporte les paramètres suivants :

- les transmissions ACK/NAK afin de refléter les résultats de la vérification CRC après le décodage de paquets ;
- le CQI (*Channel Quality Indicator*) qui indique la taille de bloc de transport, le type de modulation ainsi que le nombre de codes parallèles pouvant être correctement reçus (avec un taux d'erreurs raisonnable) sur le lien descendant.

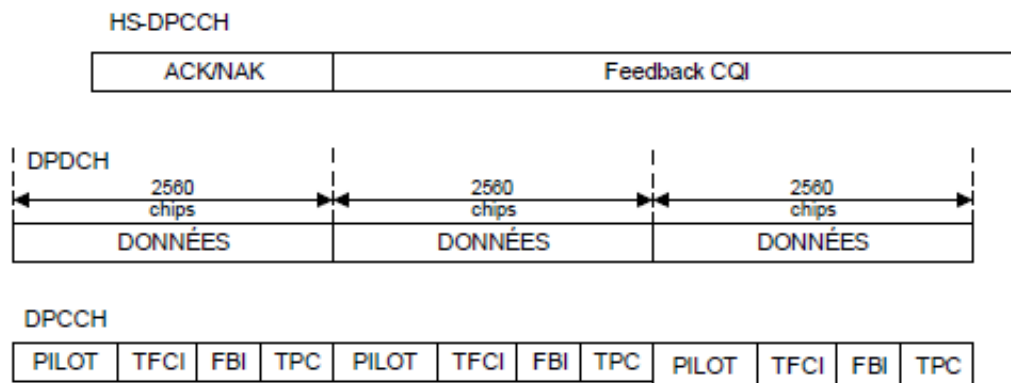


Figure 3.7 – Structure du canal HS-DPCCH

La définition d'une méthode qui renvoie l'information sur les conditions du lien radio n'est pas une tâche triviale. En effet, on doit tenir compte non seulement des différentes implémentations de récepteurs mais, en même temps, cette méthode doit permettre facilement la conversion de ces conditions radio en une information adéquate pour l'ordonnanceur.

Dans tous les cas, l'information sur la qualité du lien radio est codée sur 5 bits. Un état de signalisation est réservé pour l'état « transmission non nécessaire » (*do not bother to transmit*) ainsi que d'autres états représentant la transmission que le terminal peut recevoir à ce moment. Par conséquent, ces états vont de la transmission à un code avec une modulation QPSK jusqu'aux transmissions 15 codes avec la modulation 16-QAM (incluant les différents taux de codage). Évidemment, les restrictions des capacités du terminal doivent être prises en compte en plus de l'information sur la qualité du lien. Le canal HS-DPCCH requiert une partie de la puissance de

transmission sur le lien montant et celle-ci doit être prise en compte dans les paramètres du bilan de liaison.

3.6 FONCTIONNEMENT DE LA COUCHE PHYSIQUE

Le processus, illustré à la figure 3.8, montre les procédures de fonctionnement de la couche physique HSDPA, qui se résume par les étapes suivantes :

1. L'ordonnanceur dans le Node B évalue les conditions du lien radio pour les différents usagers en calculant la quantité de données présentes dans le buffer pour chacun des utilisateurs ainsi que le temps écoulé depuis la dernière fois qu'un utilisateur donné, ayant des transmissions en attente, a été servi. Les critères devant être pris en compte dans l'ordonnanceur dépend de l'implémentation spécifique au fournisseur du réseau mobile ;
2. Une fois qu'un terminal a été choisi pour être servi à un certain intervalle TTI donné, le Node B identifie les paramètres HS-DSCH nécessaires, comme par exemple le nombre de codes disponibles, la possibilité d'utiliser ou non la modulation 16-QAM ou alors les limitations des capacités des terminaux. Le type de mémoire soft du terminal détermine également le type de retransmission HARQ pouvant être utilisée ;
3. Le Node B commence à transmettre le HS-SCCH deux slots avant le TTI HSDSCH correspondant pour communiquer au terminal les différents paramètres. Le terminal peut sélectionner un ou plusieurs canaux HS-SCCH (parmi un ensemble limité à quatre) à condition qu'il n'y ait pas de données dans la trame HS-DSCH précédente pour ce terminal;
4. Le terminal gère les différents canaux HS-SCCH qui sont mis à sa disposition par le réseau et une fois que le terminal a décodé la Partie 1 (voir figure 3.6) d'un HS-SCCH qui lui est destiné, celui-ci commence à décodé le reste et va stocker dans le buffer les codes nécessaires du HS-DSCH;
5. Ayant déjà décodé les paramètres du HS-SCCH de la Partie 2, le terminal peut déterminer à quel processus ARQ appartiennent les données et si celles-ci doivent être combinées avec l'information déjà présente dans le soft buffer ;
6. Par la suite, le terminal envoie un indicateur ACK/NAK sur lien montant, en fonction de la vérification CRC appliquée aux données HS-SCCH;
7. Si le réseau continue à transmettre des données pour le même terminal sur des intervalles TTI consécutifs, le terminal va rester sur le même HS-SCCH utilisé lors du précédent TTI.

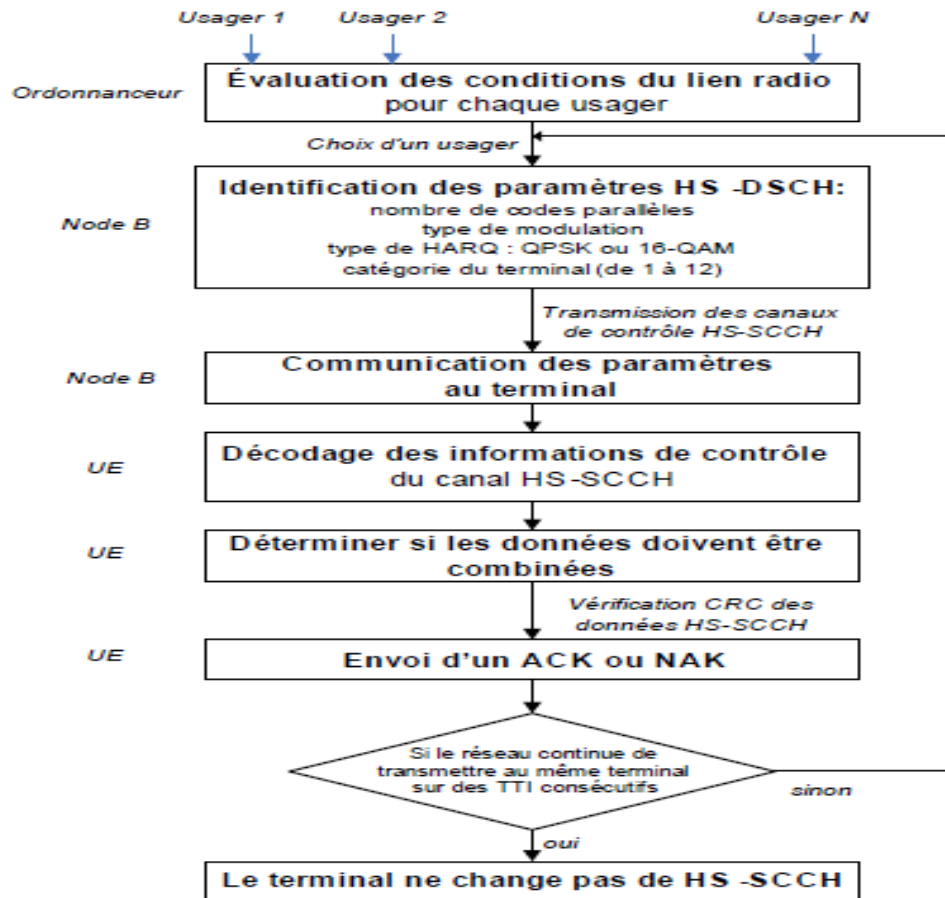


Figure 3.8 – Fonctionnement de la couche physique du HSDPA

3.7 Ordonnancement rapide (Fast Scheduling)

L'ordonnancement est le mécanisme qui permet de déterminer à quel utilisateur il convient de transmettre dans un intervalle de temps donné. C'est un élément déterminant dans la conception puisqu'il répartit l'allocation du canal entre les utilisateurs et ainsi, d'une manière générale, détermine le comportement global du système. Un débit optimal du système peut être obtenu en affectant toutes les ressources radio à l'utilisateur avec les meilleures conditions radio du canal, néanmoins un ordonnanceur, en pratique, devrait avoir plusieurs niveaux d'équité. Ainsi, en choisissant différents algorithmes d'ordonnancement, les opérateurs peuvent adapter sur mesure le comportement du système à leurs besoins. Alors, il n'est pas nécessaire de standardiser les algorithmes utilisés, au lieu de cela, les vendeurs peuvent choisir différents critères. La prédiction de la qualité du canal, la charge courante de la cellule, ainsi que des classes différentes de priorités de trafic sont des exemples d'informations sur lesquels l'ordonnanceur pourrait baser ses décisions. Afin d'illustrer le principe d'ordonnancement, considérons l'ensemble d'utilisateurs

HSDPA $\{i\}$ ayant une qualité de canal variable dans le temps et dont la performance instantanée est modélisée par un processus stochastique :

$$\{R_i(n)\} \quad i=1,\dots,N \quad (3.1)$$

où $R_i(n)$ est le débit maximum supportable pour un taux d'erreurs de blocs BLER (*Block Error Rate*) par intervalle de temps de transmission TTI si l'utilisateur i est servi par l'ordonnanceur de paquets dans un délai de TTI n . Dans l'équation 3.1, on suppose que la totalité de la puissance et des ressources sont allouées à un seul utilisateur dans un TTI donné (i.e. il n'y a pas de multiplexage de code).

Avec les suppositions précédentes, nous allons définir la tâche de l'ordonnanceur de paquets HSDPA en ce qui concerne la sélection de l'utilisateur i afin qu'il soit servi à chaque TTI. Étant donné l'ensemble d'utilisateurs dans la cellule $\{i\}$, $i = 1, \dots, N$, l'ordonnanceur de paquets HSDPA doit maximiser le débit de la cellule tout en satisfaisant les attributs de QoS des services offerts par les opérateurs.

On peut découper ces algorithmes d'ordonnement en deux grandes catégories :

Les méthodes d'ordonnement « intelligentes » et les méthodes d'ordonnement « aveugles » [9]. Les algorithmes de la première catégorie basent leurs décisions sur les mesures récentes (i.e. exécutées à chaque TTI) des conditions de canal du terminal mobile. La deuxième catégorie, quant à elle, contient des algorithmes qui ne basent leurs décisions d'ordonnement sur aucune mesure. Un exemple d'algorithmes simples faisant partie des ces méthodes aveugles est le RR (*Round Robin*), dans lequel les utilisateurs sont desservis dans un ordre cyclique en faisant abstraction des conditions de qualité du canal. Cette méthode est unique de par sa simplicité, et garantit une distribution équitable parmi tous les utilisateurs de la cellule.

Parmi les méthodes d'ordonnement intelligentes, on peut trouver l'algorithme Max C/I (*Maximum C/I*), le PF (*Proportional Fair*) et le FFTH (*Fast Fair Throughput*). Le Max C/I dessert l'utilisateur tous les TTI avec le débit supportable instantané le plus élevé. Ce principe de service possède des avantages évidents en terme de capacité de cellule, mais il en résulte une absence d'équité de débit car les utilisateurs ayant de mauvaises conditions radio de canal sont desservis d'une manière moins fréquente. Dans le cas de l'algorithme PF, l'utilisateur est desservi tous les TTI avec la plus grande priorité que l'on exprime par l'équation suivante :

$$P_i = \frac{R_i(t)}{\lambda_i(t)} \quad i=1,\dots,N \quad (3.2)$$

Où P_i dénote la priorité de l'utilisateur, $R_i(t)$ le débit supportable instantané de l'utilisateur i , et λ_i qui représente le débit utilisateur. Dans le cas présent, λ_i est simplement calculé comme étant le

nombre de bits correctement reçus par l'utilisateur i durant la période (t_i, t) divisé par une telle période, où t_i représente l'instant où l'utilisateur i a initié sa transmission sur le lien descendant. Cet algorithme a pour but de servir les utilisateurs ayant des conditions radio de canal très favorables relativement à leurs conditions moyennes, prenant de cette manière avantage des variations temporelles de l'effet d'évanouissement rapide du canal.

3.8 Limitations des approches d'évaluation proposée

Un certain nombre d'études ont été menées afin d'évaluer la performance de la technologie HSDPA. L'étude réalisée dans [18] a mis l'accent sur l'ordonnancement de paquets et le compromis entre de l'équitablement entre les utilisateurs et le débit par cellule. Cette étude s'est basée principalement sur la qualité du lien radio, mesurée par le paramètre E_s/N_0 (l'énergie d'un symbole par rapport à celle du bruit). Ce paramètre a servi à la comparaison des deux grandes catégories d'algorithmes d'ordonnancement que nous avons présentées. La première catégorie permet d'avoir des délais d'attente allant de 20 à 100 ms avant l'allocation des ressources aux différents utilisateurs, alors que les algorithmes de la deuxième catégorie ont la particularité d'être plus flexibles et plus rapides que ceux de la première et permettent d'avoir des délais de l'ordre de 2 ms. En contrepartie, il est nécessaire d'ajouter un appareillage supplémentaire au niveau des stations de base pour implémenter ces algorithmes et, du coup, le degré de complexité est plus élevé.

De plus, l'étude a montré que l'optimisation d'un ordonnanceur de paquets implique la prise en compte de la priorité des retransmissions, des caractéristiques des services offerts et du dimensionnement du réseau. Néanmoins, les résultats ont montré qu'il est difficile de réaliser des chiffres de performance absolus pour les différents algorithmes comparés dans l'étude. Mais de manière générale, il a été montré, d'une part, que les algorithmes appartenant à la deuxième catégorie permettent d'offrir des débits binaires plus élevés, allant jusqu'à 14 Mbps par cellule [18]. D'autre part, les caractéristiques du trafic et, en particulier, les exigences de qualité de service peuvent influencer les performances des algorithmes d'ordonnancement d'une manière significative. Il est à noter que cette étude suppose que la quantité de données est la même pour tous les Utilisateurs.

D'autre part, Buddendick *et al.* [11] ont réalisé une extension d'un simulateur de la méthode d'accès WCDMA/Release 99 qui permet d'intégrer les propriétés introduites avec la technologie HSDPA : l'AMC, le HARQ et l'ordonnancement rapide. Le système de simulation contient des sources de trafic pour chaque terminal actif et permet d'évaluer des indicateurs de performance tels que le débit binaire et les délais de transmission des paquets. Pour ce faire, le système utilise un générateur de trafic de paquets pouvant être paramétrés de manière à pouvoir modéliser

différents types de trafic. Pour chaque terminal actif, le générateur crée une séquence de paquets avec différentes tailles et différents temps d'arrivée.

Dans cette étude, un environnement réaliste avec des interférences a été considéré. Le réseau d'accès contient 7 cellules avec des antennes omnidirectionnelles. Deux types de cellules ont été considérés : des microcellules et des macro-cellules. L'algorithme d'ordonnement utilisé pour la simulation est basé sur le C/I qui optimise le débit au détriment de l'équité entre les utilisateurs, particulièrement lorsque la charge supportée par le réseau est grande. La durée réelle simulée a été de 24 minutes et plus de 8×10^5 paquets ont été transmis dans cet intervalle de temps.

Concernant la recherche qui a été menée dans [21], les simulations considèrent un réseau mobile hétérogène où la technologie HSDPA (version R5) coexiste avec la version R99 de l'UMTS. Plusieurs scénarios de simulations ont été considérés en fonction du modèle de trafic utilisé. Trois modèles de trafic ont été créés de la manière suivante :

- 100% de données utilisant la version R99 et le R5 ;
- 100% de données utilisant uniquement la version R5 pour la navigation web http (avec le protocole TCP/IP) ;
- voix utilisant le R99 et le R5.

Les résultats obtenus ont montré que le débit par secteur, avec la version R5 (HSDPA), est 3-4 fois supérieur à celui obtenu avec la version R99. Les résultats ont également montré que la capacité obtenue avec la version R5, en terme de nombre d'utilisateurs par secteur, est 4 fois supérieure à celle qu'offre la version R99. De plus, pour le même nombre d'utilisateurs (50 UE/secteur), le débit moyen par utilisateur est 4 fois supérieur dans le cas du HSDPA, alors que le débit moyen par secteur obtenu pour le service de navigation, basé sur le modèle de trafic TCP/IP, est de l'ordre de 2000 kbps avec la technologie HSDPA. Ainsi, selon cette recherche, le HSDPA est 3 fois supérieur en efficacité spectrale que la version R99 de l'UMTS. Cette recherche n'a cependant pas considéré les services multimédia, sensibles aux délais, comme la visiophonie. On pourrait alors se demander comment varierait le débit moyen par secteur pour cette classe de services.

Comme nous avons pu le constater, aucune méthodologie explicite n'a été utilisée afin d'évaluer la performance de la technologie HSDPA.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposés les différentes techniques utilisées par la technologie HSDPA, le prochain chapitre nous allons décrire le dimensionnement de la couverture et de la capacité sous différents aspects ainsi l'aspect technico-économique qu'est un paramètre déterminant dans la phase de planification des réseaux de la troisième génération.

Chapitre 4 : Aspect du dimensionnement radio

4.1 INTRODUCTION

Contrairement aux systèmes précédents comme GSM, de type TDMA, où le processus de dimensionnement peut être séparé en plusieurs tâches, les systèmes CDMA de la nouvelle génération de réseaux Européens de type UMTS nécessitent une optimisation conjointe : Couverture radio et trafic sont étroitement liés. Il ne s'agit plus de trouver un plan de fréquence adéquat pour une prévision de couverture donnée, mais d'allocation de puissance optimale aux terminaux. Sur la voie montante du mode FDD de l'UMTS, c'est surtout un problème de portée. Les bilans de liaison pour plusieurs services (voix à 16 Kbps, services données à 128 Kbps et 384 Kbps) sur la voie radio indiquent que la portée maximale ne dépasserait pas 2,5 Km. C'est en réalité la voie descendante qui limite vraiment la couverture de chaque site à cause de la limitation en la puissance totale du Node B. La taille de la cellule diminue en fonction de la charge de trafic pour maintenir la qualité de service ou limiter les interférences. Une forte densité de trafic peut donc imposer une densification des sites. Le dimensionnement consiste en grande partie à prédire ou trouver les bonnes tailles de cellules suite à la résolution du problème d'optimisation conjointe.

4.2 DIMENSIONNEMENT INITIAL D'UN RÉSEAU D'ACCÈS RADIO WCDMA

Le dimensionnement initial ou la planification préliminaire d'un réseau WCDMA est la première étape du processus global de la planification permettant une première évaluation rapide de la densité et de la configuration des sites requis, de la capacité offerte des éléments du réseau WCDMA à planifier et de la couverture à estimer conjointement avec la capacité. Cette étape précède la planification détaillée (proprement dite) souvent basée sur des outils logiciels professionnels assez performants. Elle permet de donner une idée initiale mais importante sur le nombre de sites radio à déployer et les coûts de l'infrastructure engendrés. Le dimensionnement initial radio comprend :

- Le bilan de liaison radio permettant 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 qui doit suivre minutieusement (chaque 0,66 ms) les fluctuations rapides du *fast fading*, et le gain du SHO (*Soft Handover*) spécifique aux réseaux de type CDMA,
- Analyse conjointe de la couverture et de la capacité ;
- Estimation du nombre nécessaire de sites radio et de Node B.

Les paramètres d'entrée de notre problème de dimensionnement sont :

- la distribution des services aux différents utilisateurs (taux de pénétration des différents services parmi les mobiles actifs) ;
- la densité de trafic (nombre des utilisateurs par unité de surface pour chaque zone de service à planifier) ;
- les estimations de la croissance chronologique des nombre d'abonnés pour chaque service,
- la qualité de service requise (QoS cible) en termes de rapport E_b/N_0 (*Signal Energy per bit to Noise power density per Hertz*) par service et de probabilité de couverture cible;
- et la GoS cible (*Grade of Service*) en termes de taux de blocage tolérable (en cas de services en mode circuit) ou de débit minimum garanti pendant un pourcentage de temps de service requis (en cas de services en mode paquet).

4.2.1 Aspects et paramètres spécifiques au WCDMA dans le bilan de liaison radio

- **Facteur de charge en UL**

Le facteur de charge pour le lien montant défini par [20]:

$$\eta_{UL} = \sum_k \frac{1}{1 + \frac{W}{R_k \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{UL,k}}}. (1 + f) \quad (4.1)$$

Où R_k est le débit utilisé par le mobile k (MSk), W est la largeur de la bande du WCDMA, $(E_b/N_0)_{UL,k}$ représente la qualité de service requise par le service utilisé par le mobile k en UL. le seuil minimal de QoS que doit recevoir le Node B par le mobile k pour que le service considéré soit satisfait, f est le facteur d'interférence défini par :

$$f = \frac{I_{Oth}}{I_{Own}} \quad (4.2)$$

Où I_{OWN} est la puissance totale émise par tous les mobiles dans la cellule et I_{Oth} est l'interférence reçue par les mobiles connectés aux autres cellules (interférence extracellulaire) supposée directement proportionnelle à I_{own} (par la constante de proportionnalité f).

Pour inclure la charge due au mécanisme de SHO, il convient de sommer sur le nombre de toutes les connexions de la cellule [21] égal à $N.(1 + CSHO)$; où N est le nombre de mobiles en absence de SHO, et $CSHO$ est le facteur *SHO Overhead* (fraction du nombre des mobiles en présence de SHO par rapport à celui en l'absence de SHO). La marge d'interférence en UL (augmentation de l'interférence par rapport au bruit) ou *Noise Rise* est définie par :

$$Noise_rise = \frac{1}{(1 - \eta_{UL})} \quad (4.3)$$

- **Facteur de charge en DL**

Le facteur de charge en DL est donné par [36][37] :

$$\eta_{DL} = \sum_K \frac{(E_b / N_0)_{DL,j} \cdot v_j}{W / R_j} ((1 - \alpha_j) + f_j) \quad (4.4)$$

Où

- R_i est le débit du service utilisé par le mobile ;

- W est le débit chip ;

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

- v_j est le facteur d'activité en DL ;

- α_j est le facteur d'orthogonalité qui dépend de la propagation multi-trajets ;

- f_j est le facteur d'interférence extra à intracellulaire pour le mobile j (en DL) donné par :

$$f_j = \sum_{n \neq m} \frac{L_{m,j}}{L_{n,j}} \quad (4.5)$$

avec $L_{m,j}$ est l'affaiblissement entre la station Node B serveuse m et le mobile j , et $L_{n,j}$ est l'affaiblissement entre une autre station Node B n (différente de m) et le mobile j . De même qu'en UL, on pourra sommer, dans (1.4), sur le nombre total des connexions radio de la cellule N ($1 + CSHO$) pour inclure la charge due aux mobiles en SHO [23].

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

$$P = \frac{P_N \cdot \sum_i \frac{(E_b / N_0)_{DL,i} \cdot R_i \cdot v_i}{W} \cdot L_{m,i}}{1 - \sum_i \frac{(E_b / N_0)_{DL,i} \cdot R_i \cdot v_i}{W} \left((1 - \alpha_i) + \sum_{n \neq m} \frac{L_{m,i}}{L_{n,i}} \right)} \quad (4.6)$$

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, (1.6) devient :

$$P = \frac{P_N \cdot \frac{(E_b / N_0)_{DL} \cdot R \cdot v}{W} \cdot N \cdot \bar{L}}{1 - \frac{(E_b / N_0)_{DL} \cdot R \cdot v}{W} \cdot N \cdot ((1 - \bar{\alpha}) + \bar{f})} \quad (4.7)$$

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 intracellulaire moyen. Dans ce cas, la valeur moyenne η_{DL} du facteur de charge en DL dans la cellule sera défini par :

$$\eta_{DL} = \sum_j \frac{(E_b / N_0)_{DL,j} \cdot \nu_j}{W / R_j} \cdot ((1 - \bar{\alpha}) + \bar{f}) \quad (4.8)$$

Dans le cas de plusieurs services, la puissance nécessaire (1.6) peut être généralisée en :

$$P = \frac{P_N \cdot \sum_{j=1}^s \frac{(E_b / N_0)^{(j)}_{DL,i} \cdot R^{(j)}_i \cdot \nu_i^{(j)}}{W} \cdot N^{(j)} \cdot \bar{L}^{(j)}_{m,i}}{1 - \sum_{j=1}^s \left[\frac{(E_b / N_0)^{(j)}_{DL,i} \cdot R^{(j)}_i \cdot \nu_i^{(j)}}{W} \cdot N^{(j)} \left((1 - \bar{\alpha}^{(j)}) + \bar{f}^{(j)} \right) \right]} \quad (4.9)$$

avec s est le nombre de services, $N^{(j)}$ est le nombre des utilisateurs du service j , $(E_b / N_0)^{(j)}$, $R^{(j)}$

et $\nu^{(j)}$ 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 intracellulaire du service j dans la cellule, dépendant de la distribution des utilisateurs concernés par ce service.

4.2.2 Estimation de la marge de *shadowing* : Equations de couverture

Le bilan de liaison radio permet d'estimer l'atténuation isotropique maximale permise (MAPL). Ce bilan nécessite l'extraction de la valeur de la marge de *shadowing* (Evanouissement lent) qui est liée à la probabilité de couverture. La probabilité de couverture dépend des paramètres suivants :

- Constante n du modèle de propagation (donnant la pente de l'affaiblissement) :

3,5 par exemple,

- Ecart-type du fading lent log-normal,

- Autres pertes (Indoor, Incar, ...) : En Indoor, l'écart-type de l'effet de masque (*shadowing* log-normal) = 10 à 12 dB, alors qu'en Outdoor, il est de 6 à 8 dB. La probabilité de couverture surfacique F_u s'écrit de la manière suivante [22] :

$$F_u = 1/2 \cdot \left[1 - \operatorname{erf}(a) + \exp\left(\frac{1-2ab}{b^2}\right) \cdot \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right)\right) \right] \quad (4.10)$$

$$\text{Avec } a = \frac{x_0 - P_r}{\sigma \cdot \sqrt{2}} \text{ et } b = \frac{10 \cdot n \cdot \log_{10} e}{\sigma \cdot \sqrt{2}}$$

Où

σ : Ecart-type de l'effet de masque

x_0 : Seuil moyen de la sensibilité de puissance

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

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

4.2.3 Modélisation statistique de la composante d'atténuation à grande échelle

De manière générale, les modèles comme le modèle de Hata tente de définir une statistique afin d'estimer l'affaiblissement $L_s(d)$. Cette statistique est décrite par la moyenne de l'atténuation et par une variation autour de la moyenne. Il a été déterminé de manière expérimentale [11] que les variations lentes du signal reçu suit une distribution log-normale en unité linéaire (intensité du champ électrique en V/m) ou une distribution gaussienne (annexe B.3.2) en unité logarithmique. La relation qui donne $L_s(d)$ en fonction de la distance est la suivante :

$$L_s(d) = \alpha + \beta \log_{10}(d) \quad (4.11)$$

α et β sont déterminés à partir de mesures expérimentales dans le cas d'un canal de transmission radio particulier, comme un canal urbain ou rural par exemple. On mesure la puissance moyenne reçue au récepteur afin de réaliser un graphique de la puissance reçue en dB en fonction du logarithme de la distance entre l'endroit de mesure et l'émetteur. On réalise ensuite une régression linéaire afin de déterminer les paramètres α et β du modèle.

Le modèle de Hata [JBS00] est utilisé majoritairement dans l'étude de l'atténuation à grande échelle. Il est valide pour des signaux émis dans une gamme de fréquences allant de 150MHz à 2 GHz. Ce modèle permet de caractériser chaque milieu (rural, urbain ou urbain dense par exemple) par le couple de paramètres α et β qui lui correspond. Ces paramètres dépendent de la fréquence des signaux émis ainsi que de la hauteur de l'antenne émettrice par rapport au sol.

Le modèle de COST231-HATA est un modèle très utilisé en pratique, il est formulé suit:

$$L_u \text{ (dB)} = 46.3 + 33.9 \cdot \log(f) - 13.82 \cdot \log(H_b) - a(H_m) + [44.9 - 6.55 \cdot \log(H_b)] \cdot \log(d) + C_m \quad (4.12)$$

$$a(H_m) = [1.1 \cdot \log(f) - 0.7] \cdot H_m - [1.56 \cdot \log(f) - 0.8] \quad (4.13)$$

Les différentes valeurs de C_m pour les différents environnements sont décrit dans le tableau ci-dessous.

Area	Dense Urban	Urban	Suburban	Rural
Cm Value	3 dB	0 dB	-3 dB	-8 dB

Tableau 4.1- Différents valeurs de Cm

4.2.4 La composante multi-trajet

Le phénomène de trajets multiples provoque des changements assez importants de l'amplitude et de la phase du signal reçu au récepteur. Typiquement, cela fait référence à des petits changements, se produisant dans l'espace qui sépare le récepteur de l'émetteur (de l'ordre de $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde dans le milieu considéré). Ce phénomène de trajets multiples est dû aux divers échos du signal principal qui sont reçus au récepteur et qui créent un élargissement temporel du signal transmis ainsi qu'une chute du S/N (figure 4.1). De plus, ces échos ne sont pas constants dans le temps.

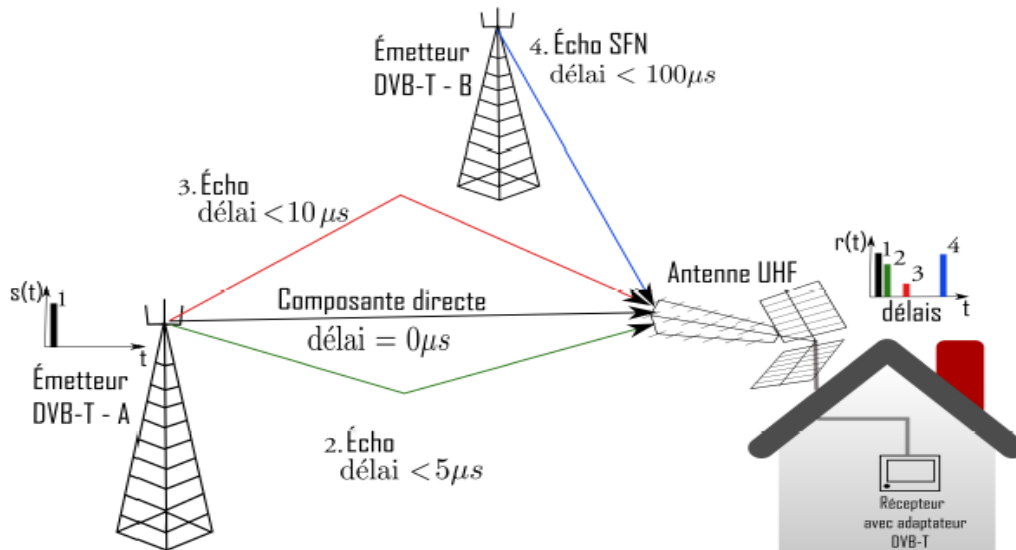


Figure 4.1-Multi-trajet et échos (1, 2, 3 et 4) dans un canal de transmission terrestre [34]

Pour bien comprendre le mécanisme de trajets multiples ainsi que ses effets indésirables sur la qualité du signal en réception, il est nécessaire d'en fournir une modélisation. Pour se faire, deux approches sont proposées :

- une modélisation de l'enveloppe complexe du signal reçu après son passage par le canal de transmission hertzien à l'aide des modèles statistiques de Rayleigh et de Rice qui sont très utilisés en simulation.
- une modélisation de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, propre aux effets du multi-trajet et qui traduit le comportement dispersif et variable dans le temps du phénomène de trajets multiples. Cette modélisation se fera en deux parties : dans un premier

temps par une approche déterministe du canal et dans un deuxième temps par une approche stochastique de ce même canal.

4.2.5 Les différentes modélisations de canal

Les différentes modélisations du canal terrestre ont été abordées par l'organigramme ci après. D'une part, on distingue l'atténuation à grande échelle définie par le modèle de Hata et d'autre part, on distingue le phénomène de trajets multiples qui définit et modélisé de plusieurs manières.

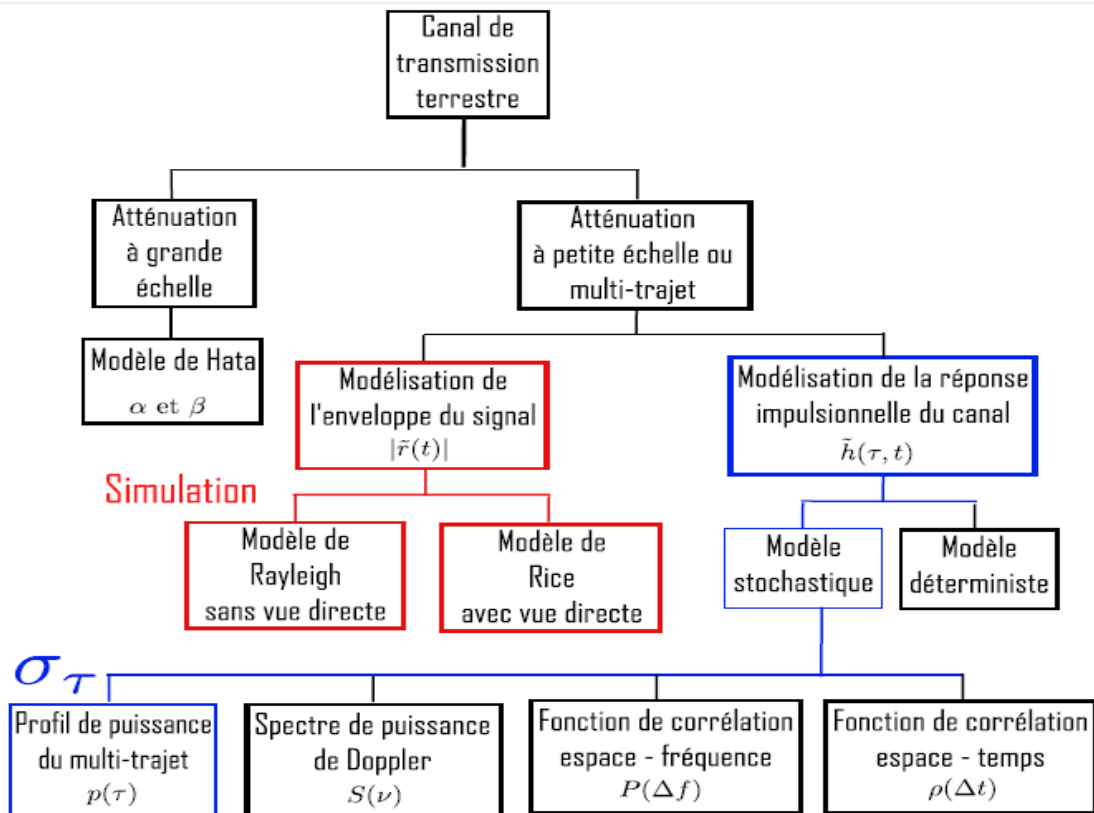


Figure 4.2 : Différents modèles pour la modélisation du canal de transmission terrestre

4.3 Les paramètres du bilan de liaison

La réalisation du bilan de liaison repose principalement sur les paramètres suivants [25]:

➤ Paramètres de transmission

- Bruit thermique: sa puissance N_{th} est donnée par $k \cdot T_0$ avec k est la constante Boltzmann ($k = 1.38 \cdot 10^{-20}$ mW/Hz/K) et $T_0 = 293$ K : $N_{th} = -174$ dBm/Hz.
- Débit Chip T_c : fixé à 3.84 Mchip/s.

- Marge de fading de masquage (*Shadowing margin*): elle est due aux effets de masquage. Elle est en fonction de la probabilité de couverture de la cellule, localisation de l'UE et du Gain de *Soft/Softer* handover.
 - Marge de fading rapide (fading de Rayleigh). Il s'agit d'un fading rapide qui dépend de la qualité de service requise et de la nature de l'environnement auquel appartient l'UE.
- Paramètres de l'équipement utilisateur
- Puissance maximale (PUE) : elle varie selon la classe des mobiles. Pour les mobiles de classe 3, elle est de 24 dBm. Pour les mobiles de classe 4, elle est de 21 dBm.
 - Gain d'antenne du mobile : GUE
 - Pertes dans les câbles d'alimentation de l'antenne du mobile $L_{f_{MS}}$
 - Perte due au corps de l'utilisateur : LBody.
- Paramètres du Node B
- Facteur de bruit NF (*Noise Factor*) : il s'agit du facteur de bruit généré au récepteur.
 - Pertes de connecteurs et de feeders : L_{fNodeB}
 - Puissance maximale : la puissance maximale du *NodeB* intervient au niveau du bilan de liaison pour le lien descendant : P_{NodeB}
 - Gain d'antenne : G_{NodeB}
- Paramètres liés aux services
- Gain de traitement (*Processing Gain*) : $G_p = 10 \cdot \log(\text{débit chip} / \text{débit service})$
 - (E_b/N_0) requis : cette variable caractérise la qualité de service à atteindre pour le service considéré. Elle varie en fonction de la mobilité de l'utilisateur.
 - Gain de *Soft* handover (GSHO) : il correspond au gain que le mobile réalise dans une situation de soft handover. Dans cette situation, le mobile est connecté à plus qu'une station de base et donc utilise une puissance minimale.
- Marge d'interférence (*NRUL: Noise Rise UL*) [26]: Ce paramètre correspond au niveau d'augmentation du bruit du à l'augmentation de la charge dans la cellule. Cette marge d'interférence est liée au facteur de charge (η_{ul}) qui mesure la charge de chaque lien (montant ou descendant). La marge d'interférence est importante si la capacité et donc la charge autorisée dans la cellule sont importantes. Ainsi, dans les zones urbaines, cette marge doit être importante alors que dans les zones rurales, la marge d'interférence est faible. Le réseau doit être planifié de façon à pouvoir supporter une certaine marge d'interférence afin de garantir un rayon minimum pour la cellule et ce, pour chaque service. La marge d'interférence est donnée par la formule suivante :

$$-10 \log_{10}(1 - \eta_{UL}) \quad (4.14)$$

4.3.1 Bilan de liaison pour le lien montant

Pour le calcul du bilan de liaison pour le lien montant, il faut tout d'abord déterminer EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*). Elle correspond à la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne isotrope pour obtenir le même champ à la même distance. Elle a l'expression suivante [25]:

$$EIRP (dBm) = PUE + GUE - LBody - Lf_{MS} \quad (4.15)$$

L'affaiblissement maximal admissible sur le lien montant est donnée par :

$$LMax_{UL} = EIRP + GNodeB - LfNodeB + GSHO - MFad_{Ray} - MFad_{shad} \quad (4.16)$$

Avec :

GNodeB: le gain engendré par les antennes qui se trouvent au niveau du Node B.

GSHO: gain résultant du mécanisme du Soft Handover.

LfNodeB: les différents bruits au niveau du récepteur.

MFad_Ray: est la marge due au fading de Rayleigh.

MFad_shadow: est la marge due au masquage.

La sensibilité du récepteur du Node B est exprimé par la relation suivante :

$$S_{NodeB}(dBm) = -174(dBm/Hz) + NF (dB) + 10 \log [1000 * Rb (kHz)] + Eb/No (dB) \quad (4.17)$$

4.3.2 Bilan de liaison pour le lien descendant

- ✓ Canal de trafic : Dans le cas du lien descendant, l'expression de l'EIRP (dBm) s'écrit comme suit [1]:

$$EIRP (dBm) = PNodeB + GNodeB - LfNodeB \quad (4.18)$$

Pour déterminer la perte maximale admissible, on calcule la somme totale des bruits et des interférences créées par tous les mobiles en suivant les étapes suivantes :

- ✓ On calcule le facteur de bruit du récepteur du *NodeB*. Son expression est donnée par :

$$NNodeB = -Nth + NF + 10 * \log (Tc) \quad (4.19)$$

- ✓ On calcule la somme des interférences reçues au récepteur. Sa valeur est donnée par :

$$TOtint = 10 * \log [10 * ((NNodeB + NRul) / 10) - 10 \wedge (NNodeB / 10)] \quad (4.20)$$

Finalement, on ajoute les bruits pour trouver la somme totale. Elle est donnée par :

$$TO_{tint_bruit} = 10 * \log [10^{\wedge} (Totint / 10) + 10^{\wedge} (NNodeB / 10)] \quad (4.21)$$

Une fois la valeur de la somme des bruits et des interférences est calculée, on détermine la valeur de la sensibilité du récepteur en utilisant la formule suivante :

$$SRx = (Eb / N0) + TO_{tint_bruit} - Gp \quad (4.22)$$

La perte de propagation maximum sur le lien descendant pour un canal de trafic est le suivant :

$$L_{TCH_DL} = EIRP - SRx + GUE - Lf_{MS} + GSHO - MFad_Ray - MFad_shadow \quad (4.23)$$

- ✓ Canal pilote : La puissance du canal pilote doit être ajusté en fonction de la puissance de la puissance des canaux de trafic de sorte qu'elle ne soit pas trop élevée. En effet, une puissance importante du canal pilote a pour conséquences la réduction de la puissance des canaux de trafic et un niveau de brouillage important.

La perte de propagation maximum pour le canal pilote est exprimée par la formule suivante :

$$L_{PILOT} = EIRP - SRx + GUE - Lf_{MS} + GSHO - MFad_shadow \quad (4.24)$$

4.3.3 Exemple de bilan de liaison et analyse de la couverture

Les paramètres relatifs au bilan de liaison sont récapitulés dans le tableau 4.2 pour les deux liens montant (UL) et descendant (DL) avec les données relatives aux différents services utilisés conformément aux prévisions de trafic préparées par l'«UMTS Forum ». Les facteurs d'activité des services de données ont été choisis tous de 100% pour la liaison descendante (DL) dans le but de surestimer le résultat de dimensionnement et d'obtenir une évaluation pessimiste de la capacité de couverture.

A présent après le calcul des rayons des cellules, on calcul le nombre de sites nécessaires à la couverture de la zone considérée, on peut dans ce contexte envisagé un motif hexagonale qu'est donné par la formule approximative suivante :

$$*surface\ hexagonale = 1.95 * R^2.$$

Pour déterminer le nombre de sites il faut connaître la surface total à couvrir et le nombre de sites sera : nombre de sites = surface à couvrir / surface hexagonale.

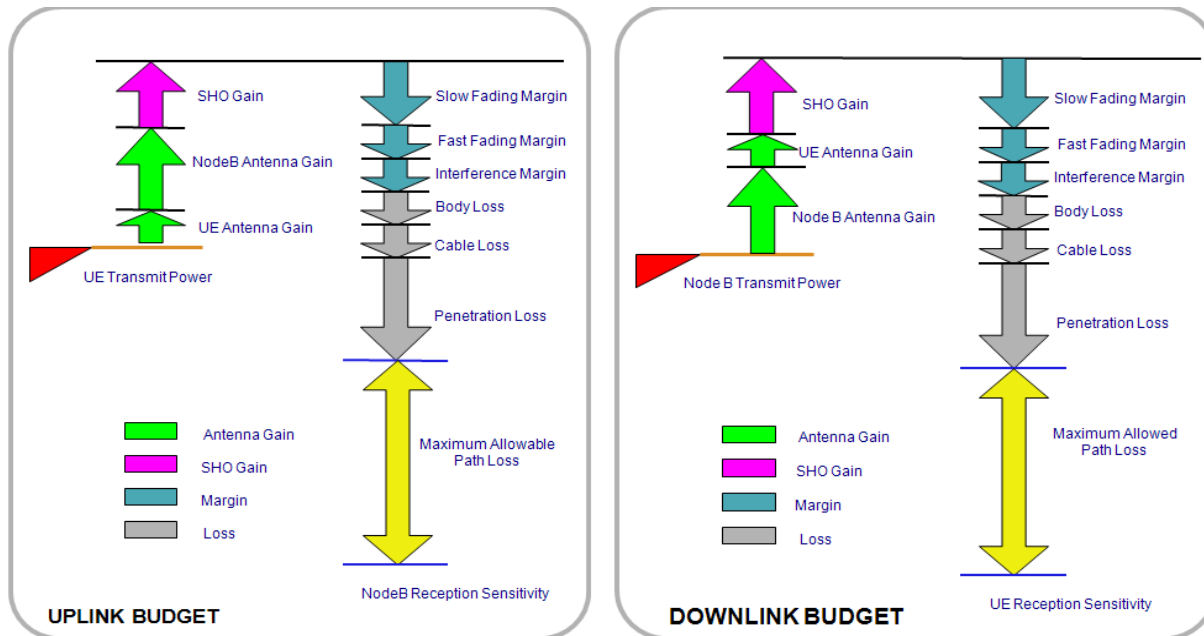


Figure 4.3 : Schéma illustratif du bilan de liaison pour les voies montante et descendante

Scenario	Urbain dense		Urbain		Suburbain		rural	
	UL	DL	UL	DL	UL	DL	UL	DL
Secteur	3 secteurs		3 secteurs		3 secteurs		3 secteurs	
TMA/conducteur utilisé	faux		faux		faux		faux	
Couverture de Service continu	CS 64	CS 64	CS 64	CS 64	CS 64	CS 64	AMR	AMR
Débit des services (Kbit/s)	64		64		64		12.2	
SHO support	Vrai		Vrai		Vrai		Vrai	
MAX .TCH Tx Puissance (dBm)	24	36	24	36	24	36	21	33
Gain d'antenne Tx (dBi)	0	17	0	17	0	17	0	17
Perte de câble Tx (dB)	0	0.5	0	0.5	0	0.5	0	0.5
Perte de corps Tx (dB)	0	-	0	-	0	-	3	-
EIRP (dBm)	24	53.5	24	53.5	24	53.5	24	53.5
Gain d'antenne Rx (dBi)	18	0	18	0	18	0	18	0

Perte de câble Rx (dB)	0.5	0	0.5	0	0.5	0	0.5	0
Perte de corps Rx (dB)	-	0	-	0	-	0	-	3
Chiffre de bruit Rx	2.1	7	2.1	7	2.1	7	2.1	7
Rx requis Eb/No (Ec/No) (dB)	2.57	6.3	3.25	6.3	2.54	6.8	3.95	8.3
Sensibilité reçue (dBm)	- 121.27	- 112.6	- 120.5	- 112.64	- 121.3	- 112.14	- 127.1	- 117.8
Charge de cible	0.5	0.75	0.5	0.75	0.5	0.75	0.5	0.75
Marge d'interférence (dB)	3.01	5.22	3.01	5.22	3.01	6.66	3.01	1.88
Marge du FADING rapide	1.8	0	0	0	0	0	0	0
Seuil min de réception (dBm)	- 134.46	- 107.4	-135.6	-107.4	-136.29	-105.48	- 142.08	-112.96
Les pertes de pénétration En Indoor (dBm)	20	20	16	16	12	12	8	8
Déviations standard du Fading long (dB)	11.7	11.7	9.4	9.4	7.2	7.2	6	6
Probabilité de couverture De l'environnement	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.95	0.9	0.9
Marge du Fading long (dB)	8.1	8.1	5.92	5.92	3.9	3.9	0.71	0.71
La perte du trajet (dB)	130.35	132.8	137.6	139	144.3	143.1	151.3	154.7
Modèle de propagation	Cost 231-HATA		Cost 231-HATA		Cost 231-HATA		Cost 231-HATA	
Hauteur antenne NODE B/UE (m)	1.5	20	1.5	20	1.5	20	1.5	45
Fréquence (MHz)	1950	2140	1950	2140	1950	2140	1950	2140
Rayon de la cellule (Km)	0.45	0.49	0.87	0.87	2.22	1.87	8.36	9.58
Bilan de liaison (Km)	0.45		0.87		1.87		8.36	

Tableau 4.2 : Distribution des sites en différents environnements [25]

4.4 Dimensionnement de la capacité

Le but du dimensionnement de la capacité est l'obtention du nombre des abonnés qui peuvent être supportés par une seule cellule qu'est donnée après la modélisation du trafic. Dans ce processus on détermine le facteur de charge total pour chaque cellule et le nombre des éléments de canal CE (Channel Element) dédiés pour chaque service [26].

4.4.1 Modèle de trafic

La préparation du modèle de trafic est la première du dimensionnement de la capacité. Cette étape nous montre la répartition du trafic CS et PS supporté dans la zone de couverture.

Service	Uplink	Downlink
Voix 12,2	0,02 Erlang	0,02 Erlang
CS 64	0,001 Erlang	0,001 Erlang
PS 64 Kbit@BH	49	73
PS 128 Kbit@BH	30	200
PS 384 Kbit@BH	40	200
HSDPA/HSUPA Kbit@BH	526	1580

Tableau 4.3 : Exemple du modèle du trafic de l'occupation par heure par cellule en dense urbain [25]

➤ nombre d'utilisateurs connectés simultanément en Uplink dans une cellule

Le nombre d'utilisateurs connectés simultanément peut être calculé comme la charge totale en Uplink par cellule divisé par le facteur de charge pour chaque utilisateur comme le montre l'équation suivante:

$$N_{UL} = \frac{\eta_{UL}}{L_i} \quad (4.25)$$

Où

η_{UL} : est le facteur de charge définie avant.

L_i : est la charge en Uplink donné dans le tableau suivant.

Service	Facteur de charge par usager
voix 12,2	1,19 %
CS 64	4,99 %
PS 64	4,77 %
PS 128	8,69 %
PS 384	21,35 %
HSDPA/HSUPA	24,45 %

Tableau 4.4: facteur de charge pour chaque service [24]

✓ le nombre d'utilisateurs connectés simultanément en Downlink

Le nombre d'utilisateurs peut être estimé comme étant la puissance totale transmise utilisée par les canaux de trafic dans une cellule donnée divisé par la puissance utilisée par un seul utilisateur. L'équation modélise ci-dessous le modèle.

$$N_{DL} = \frac{P_{TCH}}{P_i} = \frac{P_{\max} \cdot \eta_{DL} - P_{CCH}}{\frac{(E_b/N_0)_i \cdot R_i \cdot \rho_i}{W} [(\alpha + f) \cdot P_{\max} \cdot \eta_{DL} + CL \cdot P_N]} \quad (4.26)$$

P_i : la puissance de transmission requise en Downlink par chaque utilisateur, le tableau suivant l'illustre :

Service	Pourcentage de puissance par utilisateur
Voix 12,2	1,05 %
CS 64	5,81 %
PS 64	4,11 %
PS 128	8,03 %
PS 384	19,59 %
HSDPA/HSUPA	22,12 %

Tableau 4.5: puissance par utilisateur pour chaque service

Où:

P_{TCH} : la puissance totale utilisée par les canaux de trafic dans la cellule.

P_{CCH} : est la puissance totale utilisée par les canaux communs qui peut être fixée à 20%.

η_{DL} : définit le facteur de charge d'une cellule en Downlink. Qui peut être formulé comme suit :

$$\eta_{DL} = \frac{P_{TX}}{P_{\max}} \quad (4.27)$$

P_{TX} : la puissance totale transmise qui inclue la puissance utilisée par les canaux communs et les canaux de trafics.

P_{max} : la puissance maximale allouée pour chaque cellule sa valeur est fixée à 43 dBm.

α : Facteur de non orthogonalité, il est égal à 4.

P_N : la densité spectrale du bruit au niveau du récepteur, incluant le bruit thermique et les différents bruits générés sa valeur estimée vaut -106.4dBm/3.84MHZ

CL : les pertes moyennes de couplage.

Au-dessous quelques facteurs qui affectent le nombre d'utilisateurs simultanément reliés de downlink.

-Environnement de propagation: WCDMA utilise des codes orthogonaux dans le Downlink pour séparer des utilisateurs, s'il y a suffisant retard causé par le canal radio, le mobile verra une partie du signal de la station de base comme étant des interférences, ce qui affect l'orthogonalité et par conséquence la perte des paquets de donnés.

-l'accroissement de la puissance des mobiles engendre l'augmentation du bruit au niveau du récepteur.

-Interférence de cellules voisines :Comme en Uplink le bon contrôle du facteur d'interférence permet d'augmenté le nombre d'abonnés desservis en Downlink.

-puissance des canaux communs: plus la consommation des canaux CCH augmente, et puisque la puissance de la station de base est bien limité cela influe directement sur la puissance allouée aux canaux de trafic ce qui diminue le débit d'information utile.

-type de service: comme dans le cas d'Uplink, les différents types de services conduit à un nombre d'abonnés différent.

4.4.2 Calcul du facteur de charge réel

Le but du calcul du dimensionnement de la capacité est de déterminer la charge réelle de la cellule.

En se basant sur les calculs précédents, on pourra obtenir le facteur de charge pour les deux sens :

$$Load_{cell_totalDL} = \max\{load_{CS-peak}, load_{CS-avg} + load_{PS-avg} + load_{HSDPA}\} + load_{CCH} \quad (4.28)$$

$$Load_{cell_totalUL} = \max\{load_{CS-peak}, load_{CS-avg} + load_{PS-avg} + load_{HSUPA}\} \quad (4.29)$$

✓ calcul de la charge moyenne des cellules en CS

En Uplink :

$$load_{CS-avg} = \sum_i trafficpercell_i \times loadperconnection_{UL-i} \quad (4.30)$$

En Downlink :

Le calcul de la charge pour le lien descendant incluse le gain en Soft handover.

$$load_{CS-avg} = \sum_i trafficpercell_i \times loadperconnection_{DL-i} \times (1 + R_{SHO}) \quad (4.31)$$

✓ calcul de la charge moyenne des cellules en PS

$$load_{PS-avg} = \sum_i N_{channels-i} \times loadperconnection_{UL-i} \quad (4.32)$$

$N_{channels-i}$: le nombre de canaux dédiés au service i .

Le nombre de canaux est donné par :

$$N_{channels-i} = \frac{N_{user} \times throughputperUser_i \times (1 + R_{Retransmission-i})(1 + R_{Burst})}{\rho_i \times R_i \times 3600} \quad (4.33)$$

Où

ThroughputPerUser : le débit par utilisateur de service i .

R_{retransmission} : la portion de donné retransmise pour le service i pour les blocks erronés.

R_{Burstiness} : portion du trafic en Burst.

En Downlink:

Le calcul de la charge moyenne de cellules en mode PS pour le DL est presque le même que pour l'UL sauf que l'impact sur la charge due à SHO devrait être considéré dans la DL.

On peut noter que la charge dans le Downlink inclut également la charge des canaux communs CCH.

4.4.3 Dimensionnement du HSPA

Une des approches de la planification des réseaux 3G est la possibilité d'intégrer plusieurs Release (versions évoluées dans le même réseau d'accès grâce à la flexibilité fournie l'équipementier, ce contexte on pourra envisager la planification de la partie radio basée sur les versions R99, R5(HSDPA), R6(HSUPA) et l'évolution apportée dans la Release 7. Dans notre cas le travail est limité dans la release7 qui mène au réseau 3.4G.

Après le dimensionnement de la couverture et la capacité dans les deux sens l'opérateur de réseau doit pouvoir fixer une stratégie pour les débits maximum à offrir dans chaque sens, ainsi de déterminer la charge pour chaque technologie le tableau suivant étant un exemple [24].

Facteur de charge des cellules en Uplink	50%
Facteur de charge des cellules en Downlink	75%
Facteur de charge des cellules en HSDPA	90%
Facteur de charge des cellules en HSUPA	75%

Tableau 4.6- les valeurs cibles pour le facteur de charge des cellules

4.4.4 Dimensionnement de CE

L'élément de canal CE (Channel Element) c'est les ressources en bande de base requises au Node B, fournit la capacité pour chaque service dans les deux sens.

$$CE_{CS-avg} = \sum_i Traffic_i \times CEFactor_i \quad (4.34)$$

$$CE_{PS-avg} = \sum_j Traffic_j \times CEFactor_j \quad (4.35)$$

$$CE_{cell-total} = \max\{CE_{CS-peak}, CE_{CS-avg} + CE_{PS-avg} + CE_{HSPA}\} \quad (4.36)$$

Type de service	Uplink	Downlink
voix 12,2	1	1
CS 64	3	2
PS 64	3	2
PS 128	5	4
PS 384	10	8
HSDPA	3	1
HSUPA	32	3

Tableau 4.7- CE nécessaires pour chaque service

Pour la technologie Huawei(DBS 3900) le nombre maximal des CE pour chaque Node B est donné comme suit :

-le nombre maximal de CE en Uplink est : 1536

-le nombre maximal de CE en Downlink est : 1536

Selon le trafic et la distribution des services dans chaque secteur pour chaque type nous pouvons estimer le nombre de CE qui peuvent supporter le trafic. Le tableau suivant donne la distribution des CE en différents environnements.

Type de zone	Nb de CE en Uplink	Nb de CE en Downlink
Dense Urbain	350	320
Urbain	245	211
Suburbain	400	376
Rural	150	128

Tableau 4.8- Elément de canal pour chaque environnement

4.4.5 Procédure de dimensionnement de l'interface Iub

Pour dimensionner l'interface Iub toutes les informations concernant le trafic doivent être connues et aussi le nombre d'abonnés supportés par le Node B fait partie des paramètres d'entrées du planificateur radio. Dans un second lieu le trafic en CS doit être modélisé en Erlang, et le trafic de type PS on modélise la bande passante occupé par ce dernier le tout Soient sommé avec d'autres bandes passantes venant d'autres canaux de contrôle et d'autres technologie cohabitant avec l'UMTS comme le HSPA. L'objectif final est de déterminé la bande passante totale occupé par les abonnés ainsi les services utilisés par ces derniers.

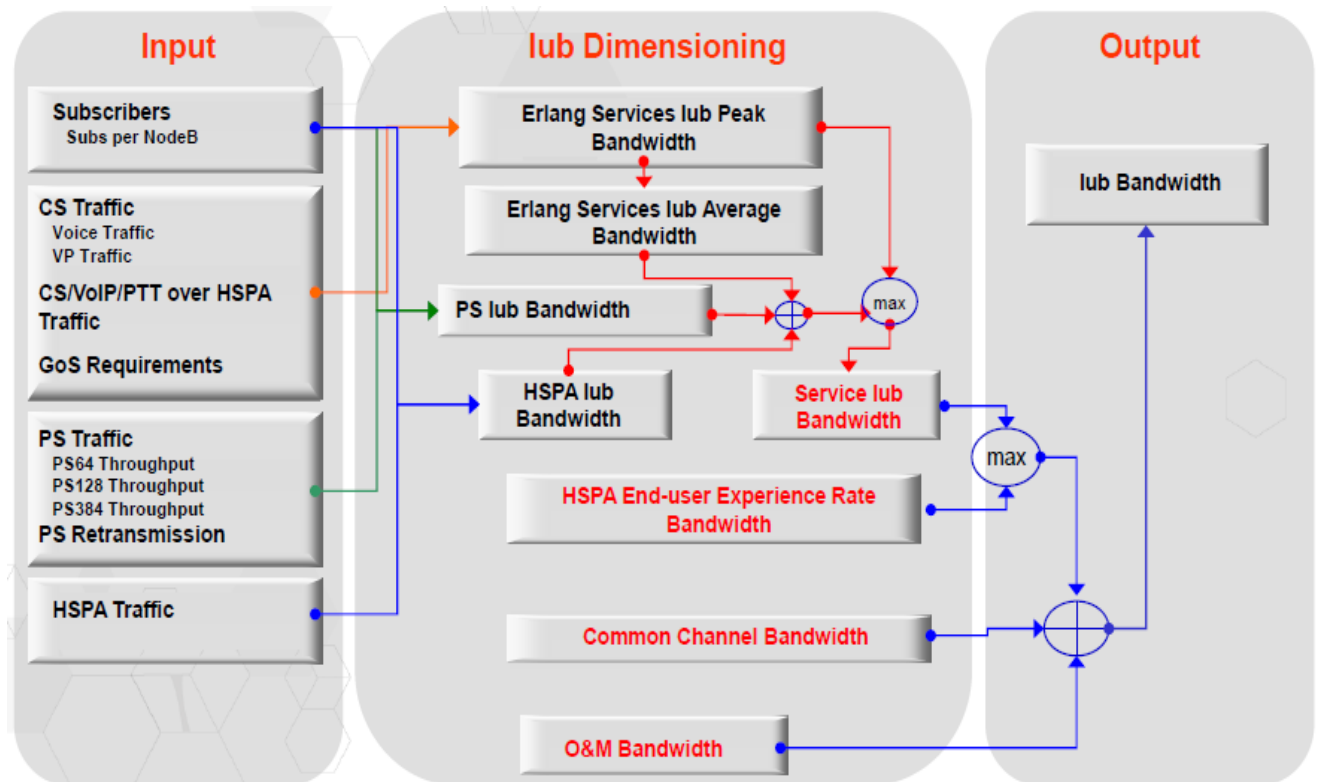


Figure 4.4- organigramme synthétisant les différents paramètres pour le dimensionnement de l'interface Iub, Schéma Huawei Technologie

$$Iub_{total} = \max[(\max[Iub_{Erlangservices-peak} * (Iub_{PS-avg} + Iub_{ErlangService-avg} + Iub_{HSPA})]), Iub_{HSPA-experience_rate}] + Iub_{CCH} + Iub_{O\&M} \tag{4.36}$$

Service	Bande passante Iub par lien		
	ATM	IP sous E1	IP sous Ethernet
AMR 12.2K	13.7Kbps	11.7Kbps	13.7Kbps
CS64K	80.7 Kbps	71.7Kbps	86.7Kbps
PS64K	83.7 Kbps	74.7Kbps	89.7Kbps
PS128K	163.7 Kbps	141.7Kbps	156.7Kbps
PS384K	492.7 Kbps	418.7Kbps	447.7Kbps

Tableau 4.9- exemple de bande passante occupée par chaque service

Canaux CCH	Bande passante par lien		
	ATM	IP sur E1	IP sur Ethernet
RACH	56 Kbps	46 Kbps	51 Kbps
FACH	29 Kbps	25 Kbps	27 Kbps
PCH	41 Kbps	35 Kbps	39Kbps

Tableau4.10- bande passante occupée par les canaux communs

- ✓ Le calcul du trafic moyen en Erlang

La bande passante moyenne de l'interface Iub pour les services de type CS, CS/VoIP/PTT sous le HSPA est obtenues sans la considération des valeurs requise pour le GOS (Grade Of Service).

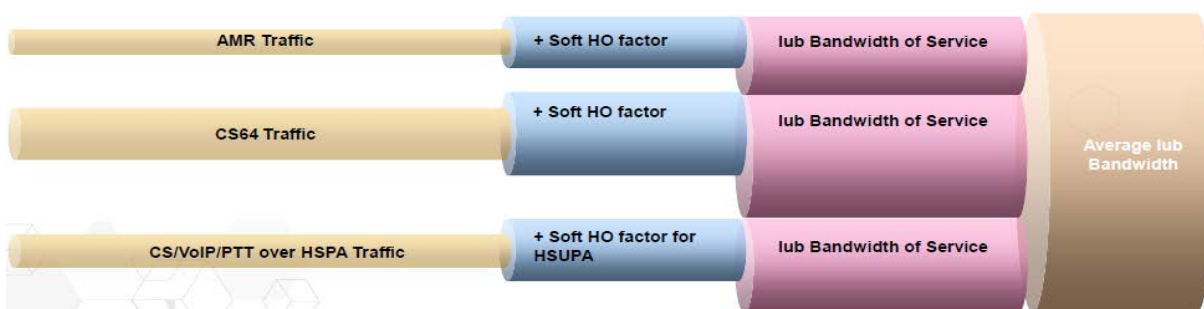


Figure4.5- modélisation du trafic CS

- ✓ Le calcul du trafic moyen pour les services PS

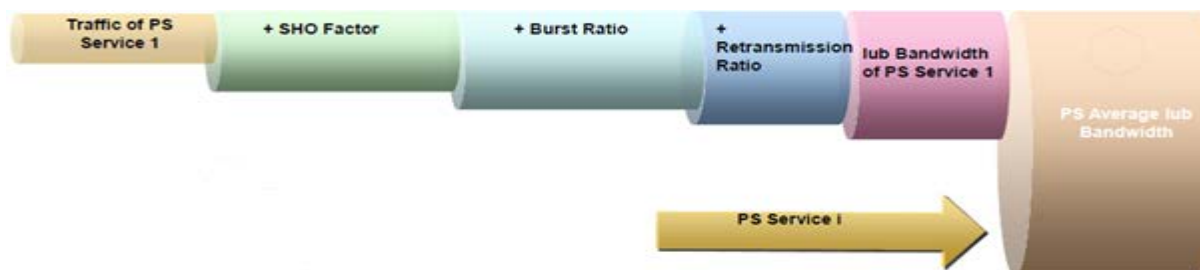


Figure 4.6- Modélisation du trafic PS

-Presque mêmes que le calcul de la largeur de bande moyenne de l'interface Iub que dans le cas CS.
 -Des caractéristiques de sont considérées dans le cas PS, (par exemple taux du Burst, retransmission).

✓ Le calcul de la bande passante de l'interface Iub pour les services HSDPA

- HSDPA n'utilise pas le Soft Handover.

Les tableaux ci- dessous donnent des illustrations du dimensionnement du trafic sur l'interface Iub, le trafic moyen par utilisateur pendant un heure.

Type de service	Sens descendant
AMR 12.2(Erl)	0.02
CS 64(Erl)	0.0001
PS64(Kbit)	384
128(Kbit)	768
384(Kbit)	2304
HSPA(Kbit)	8064

Tableau4.11- exemple trafic moyen écoulé pendant une heure

Type de service	Trafic par abonné	Trafic DL par Node	Lien descendant	Bande par lien	BP	seuil	Maximum de la BP
AMR 12.2(Erl)	0.02	17.28	17.28	13.7	236..73 6	30	307.7568
Cs64(Erl)	0.0001	0.0864	0.0864	86.7	7.49	30	9.738
PS64(Kbit)	384	331776	0.24	89.7	21.528	60	34.4448
128(Kbit)	768	663552	0.48	156.7	75.216	60	120.3456
384(Kbit)	2304	1990656	1.44	447.7	664.688	60	1031.5008
HSPA Kbit	8064	6967296	N/A	N/A	1935.36	30	2515.968

Tableau4.12 - Bande passante totale nécessaire sur Iub pour prendre en charge l'ensemble de services

4.4.6 Dimensionnement du RNC :

Pour dimensionner le RNC un nombre de paramètres doit être pris en considération cela dépend d'une part de la charge du trafic et de la technologie proposé par le fournisseur, les calculs

sur les éléments suivant doit être connus pour déterminer le nombre de RNC à déployer dans une région donnée :

- Nbre cellules ;
 - Nbre NodeB / porteuses ;
 - Trafic circuit (Eg) ;
 - Trafic data (Mbps) ;
 - Nbre connexions Iu ;
 - Nbre connexions Iub .
- Dimensionnement interface Iur :

L'interface Iur est nécessaire pour transmettre et recevoir le signal d'un mobile provenant de 2 node B différents appartenant à 2 RNC, et pour la signalisation inter RNC.

Généralement on dimensionne l'interface Iur entre 5 et 10% de l'interface Iub. Elle dépend du nombre de Node-B connectés au RNC ; 10% pour un RNC connecté à un petit nombre de Node B ; 5% pour un RNC connecté à un grand nombre de Node B.

- Dimensionnement interface Iu :

Elle dépend de l'architecture du Core Network et des solutions de transmission utilisées. On dimensionne en prenant compte la somme des demandes de trafic moyennes multiservices et Multi-utilisateurs, à laquelle on ajoute les *overheads* ATM, IP...

4.5 Efficacité spectrale en WCDMA

Les travaux de recherche sur le système cellulaire WCDMA sont principalement focalisés sur le critère de la qualité. Cependant, il y a un compromis à réaliser entre la qualité perçue du WCDMA et la capacité offerte du système. Ainsi, il faut considérer aussi les paramètres de la capacité, non seulement pour évaluer la performance cellulaire, mais aussi pour mettre en valeur les limites de ce compromis.

Dans les systèmes cellulaires WCDMA tel que l'UMTS, le trafic peut être basé sur la commutation de circuits ou de paquets. De plus, c'est un système à débit variable et avec trafic sporadique de données, ce qui fait que la loi d'Erlang ne peut pas modéliser parfaitement et de façon précise le trafic multiservices du système WCDMA. Comme l'efficacité de la bande passante d'une technique de modulation numérique peut être décrite correctement en termes de bits transmis par seconde par Hertz (b/s/Hz) [24], l'efficacité spectrale exprimée en Kbps/Hz/m² ou en Kbps/Hz/cellule – peut représenter de façon parfaite la capacité WCDMA, et la charge du système est correctement représentée. Ce paragraphe introduit le modèle d'efficacité spectrale en WCDMA dans les cas d'un seul et de plusieurs services.

4.6 Impact de la sectorisation sur la capacité/couverture d'une cellule UMTS en Uplink

La capacité d'un système cellulaire WCDMA peut croître en utilisant la sectorisation puisqu'elle réduit l'interférence intracellulaire. En effet, la capacité en Uplink est directement affectée par l'interférence donc moins d'interférence génère une capacité plus importante du système.

Pour une distribution uniforme de trafic, la capacité d'un système cellulaire en utilisant la sectorisation est théoriquement multipliée par un facteur égal au nombre de secteurs par site. Ainsi, la sectorisation est proposée comme méthode d'augmentation la capacité d'un système WCDMA. Mais en réalité, l'augmentation de la capacité est souvent inférieure à la valeur prévue, cela est dû essentiellement au Soft handover. En effet, un mobile en Soft Handover communique avec plus qu'une antenne et donc il génère plus d'interférence qu'un mobile qui n'est pas en Soft Handover, plus la consommation d'une double ressource.

4.7 Analyse de la capacité et de la couverture dans la phase initiale de la planification

La relation conjointe et étroite entre la couverture et la capacité en CDMA est observée clairement à travers le phénomène classique de respiration des cellules (*Cell breathing*). Au cours du dimensionnement initial, l'impact du trafic sur la portée de la cellule se situe au niveau du paramètre *Noise rise* qui limite l'atténuation maximale (MAPL) dans le bilan de liaison. Ce paramètre traduit l'interférence maximale supportée par le réseau (supplémentaire au bruit du récepteur). Le bilan de liaison tient compte, en plus des paramètres de pertes et de gains classiques, du débit par service (qui apparaît dans le gain d'étalement), de la vitesse du mobile (incluse dans la marge de fading rapide), du rapport de qualité requis (E_b/N_0), de la macro-diversité (par le gain de SHO), etc....

La portée de la cellule dépend donc du nombre d'utilisateurs simultanés dans la cellule par l'intermédiaire du paramètre « Marge d'interférence ». Ainsi, l'opérateur doit avoir une vision claire sur la distribution des abonnés et leur croissance puisque la charge a un impact direct sur la couverture. Rappelons que le dimensionnement global d'un réseau UMTS multiservices équivaut au dimensionnement du service le plus contraignant. D'habitude, un réseau d'accès CDMA doit être dimensionné avec un facteur de charge de 50% (Niveau d'interférence égal à celui du bruit) mais ne dépassant pas 75% (*Noise rise* de 6 dB), sinon il y a un risque d'instabilité.

4.8 Composante économique dans la planification

L'efficacité en termes de capacité, de qualité et de couverture est certainement stratégique pour l'opérateur. Cependant, toute amélioration de l'un de ces facteurs est contrainte par des coûts économiques supplémentaires réduisant son gain et qu'il doit les faire supporter par le client. En

effet, le fait de déployer des sites ou d'ajouter des secteurs implique des coûts directs pour l'opérateur auprès des fournisseurs en plus des autres frais indirects engendrés (énergie, climatisation, maintenance, etc...). Ainsi un compromis entre la multiplication de la capacité supportée et les différents coûts économiques liés – doit être soigneusement établi.

Plus le nombre de sous-cellules (ou de partitions) dans les cellules concentriques (motifs RP) est élevé, plus le trafic offert ou la capacité sont importants. Cependant, le fait d'ajouter des partitions implique plus d'équipements de cellules puisque l'ajout d'une seule partition requiert une antenne supplémentaire, une autre station (node B) avec ses équipements RF, etc. En outre, la réduction de la taille de la cellule –due au partitionnement– induit plus de sites radio dont le nombre doit être optimisé afin d'obtenir un réseau bien dimensionné adapté au cas de charge ou de trafic le plus défavorable. Ainsi, comme le coût global augmente infiniment en ajoutant des partitions, le problème est de trouver le nombre optimal de partitions (ou par équivalence, sous-cellules) qui donne le meilleur compromis au conflit entre la capacité et les coûts économiques des équipements. Dans ce qui suit, on effectue l'étude de cas des cellules concentriques et discutons les résultats de quelques simulations y afférents, et des résultats numériques concernant le conflit entre le coût d'équipement infrastructure et l'amélioration de la performance en termes de capacité obtenue par le partitionnement de cellule dans un système WCDMA. Le nombre de partitions d'une cellule RP a aussi été optimisé pour maximiser un rapport Qualité-Coût. Par ailleurs, les travaux actuels de recherche n'explorent pas la composante du coût économique pour les nouveaux systèmes radio mobiles même si les opérateurs en sont souvent intéressés. Par conséquent, les coûts engendrés ont été introduits et étudiés de telle sorte qu'on optimise la configuration RP proposée.

4.9 CONCLUSION

Le dimensionnement radio des réseaux de la troisième génération nécessite une étude préliminaire sur les différents éléments constitutif tel que les cellules, les stations de bases radio, les antennes les RNC et les différentes interfaces afin de déterminé leurs capacités pour offrir aux opérateurs un certain choix et de compromis entre la couverture, la qualité, la capacité et enfin le coût pour l'installation prévue. Le choix de la solution recommandée est totalement effectué par l'opérateur. Il dépend de ses besoins, de son étude de marché, du budget alloué pour le projet.

CONCLUSION GENERALE

Les rapides avancées technologiques de cette dernière décennie dans le domaine des télécommunications ont certes permis de varier les services offerts aux utilisateurs mais ont engendré des difficultés aux opérateurs de réseaux mobiles par des exigences d'évolution et de migration vers des réseaux de nouvelles générations. Cela invoque des investissements lourds et soutenus. Les coûts de déploiement des réseaux de deuxième génération comme le GSM ne sont pas encore totalement amortis mais la migration vers les réseaux de la troisième génération offre aux opérateurs des solutions plus avantageuses dans le domaine radio et de réseau cœur qui se traduisent par plus de souplesse dans le choix de la topologie ou des services ou encore mieux par l'opportunité de déployer un réseau UMTS tout en gardant l'existant, à savoir le réseau GSM.

Cela exige des analyses technico-économiques très approfondies avant de lancer une migration vers les réseaux radio mobiles de nouvelles générations (3G ou 4G). De ce fait, l'opérateur doit multiplier ses mesures sur le terrain, affiner ses simulations de prédiction de charges dans les zones de couverture et maîtriser le coût de ses investissements pour enfin décider de l'architecture adéquate pour son réseau. Dans les réseaux 3G, l'évolution des sous-réseaux d'accès et sous-réseaux cœur s'effectuent séparément. Pour la partie radio, l'objectif est d'avoir des débits comparables à ceux offerts par les réseaux fixes en exploitant au maximum l'interface radio. En parallèle, l'évolution de la partie cœur doit converger vers des solutions tout IP comme le réseau Internet.

L'étude que nous avons menée dans ce mémoire, a révélé toute l'importance et la difficulté d'une tâche comme celle de la planification des réseaux 3G. Nos investigations dans ce domaine nous ont conduits d'abord à essayer de comprendre les fonctionnalités de la couche physique des réseaux afin de maîtriser les méthodes d'accès basées sur le WCDMA utilisées dans les releases R99 et R5 (technologie HSDPA). Nous avons ensuite étudié les techniques HSDPA telles que la combinaison de la modulation et du codage adaptatifs à la qualité du canal radio, le mécanisme de retransmission hybride ainsi que les algorithmes d'ordonnancement rapide. Ces mécanismes permettent d'augmenter le débit d'une manière significative sur la voie descendante. Nous avons ainsi vu qu'assurer des débits conséquents est très complexe pour un opérateur de téléphonie mobile. Par ailleurs, nous avons abordé la problématique du contrôle

de puissance, qui est fondamentale pour l'augmentation de la capacité, le maintien de la couverture et de la qualité des signaux dans les réseaux comme l'UMTS.

Enfin, dans la phase de dimensionnement d'un réseau UMTS, nous retenons que cette tâche implique la prise en considération de divers aspects (couverture, capacité, qualité et coût), chacun dépendants de plusieurs paramètres. Pour cela, le planificateur de réseau doit constamment affiner ses algorithmes d'optimisation avant même l'installation de l'infrastructure.

Cette étude nous a ainsi permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine des réseaux mobiles, notamment sur les différentes évolutions accomplies dans la partie *Core* des réseaux et sur la partie accès radio, sur les contraintes et les avantages de migration vers les nouvelles générations, ainsi que sur les enjeux technico-économiques auxquels sont confrontés les opérateurs lors du dimensionnement et de la planification de leurs réseaux.

Références

- [1]: Smith C., Collins D., *3G Wireless Networks*, McGraw-Hill Professional, 2002.
- [2]: Dornan A., *The Essential Guide to Wireless Communications Applications*, Prentice -Hall, 2002.
- [3]: Buddendick H., Wolfle G., Burger S., Wertz P., *Simulator for performance analysis in UMTS FDD networks with HSDPA*, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004.
- [4] : Sanchez J., Thioune M., *UMTS, Services, Architectures et WCDMA* Lavoisier, 2006.
- [5]: Love R., Ghosh A., Weimin Xiao, Ratasuk R., *Performance of 3GPP high speed downlink packet access (HSDPA)*, Vehicular Technology Conference, 2004.
- [6]: Parkvall S., Dahlman E., Frenger P., Beming P., Persson M., *The evolution of WCDMA towards higher speed downlink packet data access*, Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd Volume 3, 2001, pp. 2287 - 2291.
- [7]: 3GPP Technical Specification 22.004, *Technical Specification Group Services and System Aspects : General on supplementary services*, Release 1999, 2000.
- [8]: 3GPP Technical Specification 25.107, *Technical Specification Group Services and System Aspects: Quality of Service (QoS) concept and architecture*, Release 1999, 2002.
- [9]: 3GPP Technical Specification 25.211, *Physical Channels and Mapping of Transport Channels on to Physical Channels (FDD)*, Release 5, 2004.
- [10]: 3GPP Technical Specification 25.212, *Multiplexing and Channel Coding (FDD)*, Release 99, 2002.
- [11] Lee J. S., Miller L. E., *CDMA for Third Generation Mobile Communications*, Artech House, 1998.
- [12]: Sarwate D. V., Pursley M. B., *Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences*, Proceedings of the IEEE Volume 68, Issue 5, 1980.
- [13]: Krueger R., Mellein H., *UMTS, Introduction and Measurement*, Rohde-Schwarze, 2004.
- [14] : Tabbane S., *Réseaux Mobiles*, Hermès, 1997.
- [15]: 3GPP Technical Specification 25.212, *Multiplexing and Channel Coding (FDD)*, Release 99, 2002.
- [16]: Proakis J. G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

[17]: 3GPP Technical Specification 25.211, *Physical Channels and Mapping of Transport Channels on to Physical Channels (FDD)*, Release 5, 2004.

[18]: Coraza G.E, De Maio G.VATALARO f., " CDMA cellular systems performance With fading Shadwing and imperfect power control" IEEE trans on vehicular

[19]: LEE W.C.Y., "overview of cellular CDMA", IEEE. On vehicular technologie, Vol. 40, n°2,1991.

[20]: Viterbi A. M., « CDMA principles of spread spectrum techniques . » Addison-Wesley, 1995.

[21]: J. Laiho, A. Wacker, "Radio network planning process and methods for WCDMA," *Annals of Telecommunications*, Vol. 56, No. 5-6, Hermes Penton Science, Mai/June 2001.

[22]: J. Laiho, A. Wacker, and T. Novosad, (Editors), "Radio Network Planning and Optimization for UMTS," *John Wiley & Sons, Ltd*, April 2002.

[23]: Holma Harri, Antti Toskala, "WCDMA for UMTS," *John Wiley & Sons, Ltd*, 3ème édition, 2004.

[24]: Rohde & Schwarz HSUPA.

[25]: Huawei UMTS radio Network dimensioning.

[26]: Huawei HSPA Planning Introduction.