

RAPPORT DE PROJET DE FIN D'ETUDES

Filière

Ingénieurs Diplômés en Télécommunications

Option

RESEAUX MOBILES

ETUDE DE L'INTERFACE RADIO DE L'UMTS ET IMPLEMENTATION SUR FPGA DES PROCEDURES D'ALLOCATIONS DES RESSOURCES

Elaboré par :

JIHEN THABET

Encadrée par :

M. Mohamed Taher MISSAOUI

M. Fethi TLILI

Année Universitaire : 2001/2002

Dédicace

*A mes chers parents
pour leurs soutiens moral et financier durant mes études,*

*à mes deux sœurs Manel et Nihel,
à ma sœur Wafa et son fiancé Yousri
et à mon frère Nahel
en leurs souhaitant la réussite dans leurs études et dans leurs vies,*

*à mon fiancé Lassaad
et à toute sa famille,*

*à toute ma famille
proche soit-elle ou lointaine,*

*à mes amies Ahlem, Amel, Nadia, Jihene, Olfa , Fadoua et Hanen
pour les moments agréables que nous avons passés ensemble,*

*et à tous mes amis
en leurs souhaitant le succès dans leur vie aussi bien professionnelle que familiale.*

Jihen

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire à été effectué dans le cadre de la préparation du diplôme d'ingénieur diplômé en télécommunications à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis (SUP'COM).

A son terme, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes encadreurs Monsieur Fethi Tlili et Monsieur Mohamed Taher Missaoui, assistants à Sup'Com pour leur encadrement attentif et pour le soutien constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer.

Mes remerciements s'adressent également à mes enseignants de SUP'COM qui n'ont épargné aucun des efforts pour me donner une formation efficace.

Je tiens à exprimer mes remerciements à toute personne qui m'a aidé de près ou de loin pour réaliser ce travail.

Jihen

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre 1 :	3
Architecture et fonctionnalités d'un réseau UMTS.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Architecture et fonctionnalités d'un réseau UMTS.....	3
1.2.1 Infrastructures du réseau.....	3
1.2.1.1 Architecture du réseau d'accès UT.....	4
1.2.1.2 Réseau cœur.....	6
1.2.1.3 Concept de "Virtual Home Environment" (VHE).....	7
1.2.1.4 Composante satellite des systèmes mobiles de 3G.....	7
1.2.2 Spectre de fréquence alloué à la norme	8
1.2.3 Fonctionnalités.....	8
1.3 Techniques d'accès.....	9
1.3.1 Accès multiple à répartition fréquentielle (AMRF, FDMA).....	9
1.3.2 Accès multiple à répartition dans le temps (AMRT, TDMA).....	9
1.3.3 Accès multiple à répartition par code (AMRC, CDMA).....	10
1.3.3.1 Modulation par sauts de fréquences	11
1.3.3.2 Modulation par séquence directe.....	11
1.3.3.3 Performances du DS-CDMA.....	14
1.4 Etude de l'interface radio de la norme UMTS	15
1.4.1 Mode FDD W-CDMA.....	17
1.4.2 Mode TDD TD/CDMA.....	20
1.4.3 Comparaison entre le mode FDD et le mode TDD	22
1.5 Qualité de service offerte par l'accès WCDMA.....	22
1.6 Conclusion	26
Chapitre 2 :	27
Interface radio et techniques d'Etalement en WCDMA.....	27
2.1 Introduction	27
2.2 Canaux de transport et les canaux physiques	27
2.2.1 Canaux de transport	27
2.2.2 Canaux physiques	28
2.2.2.1 Canaux physiques en uplink	28
2.2.2.2 Canaux physiques en downlink	32
2.2.3 Correspondance entre canaux de transport et canaux physiques.....	35
2.3 Etalement et allocation des codes dans le lien montant.....	36
2.3.1 Etalement	37
2.3.1.1 Etalement du DPCC/DPDCH.....	37
2.3.1.2 Etalement du PRACH.....	38
2.3.1.3 Etalement du PCPCH	39

2.3.2 Génération et allocation des codes	40
2.3.2.1 Code de canalisation.....	40
2.3.2.2 Codes d'embrouillage.....	43
2.4 Etalement et allocation des codes dans le lien descendant	47
2.4.1 Etalement	47
2.4.2 Génération et allocation des codes	49
2.4.2.1 Code de canalisation.....	49
2.4.2.2 Codes d'embrouillage.....	49
2.4.2.3 Codes de signalisation	51
2.5 Conclusion	52
Chapitre 3 :	53
Implémentation des procédures d'allocation des ressources	53
3.1 Introduction	53
3.2 Implémentation de la fonction Contrôle d'accès.....	53
3.3 Implémentation de la fonction Allocation des codes.....	55
3.3.1 Critères d'allocation des codes de canalisation	56
3.3.2 Formulation de l'algorithme d'allocation des codes de canalisation	57
3.3.3 Implémentation de l'algorithme d'allocation des codes de canalisation.....	58
3.3.4 Implémentation des codes d'embrouillage longs	64
3.3.5 Implémentation des codes d'embrouillage courts	66
3.4 Implémentation de la fonction Contrôle de puissance.....	67
3.4.1 Mise en évidence l'importance du contrôle de puissance	67
3.4.2 Implémentation du contrôle de puissance	70
3.5 Conclusion	72
Conclusion Générale	73
Bibliographie	74

Introduction Générale

Les systèmes mobiles de deuxième génération ont été développés pour le transport de la voix. Ils ont été optimisés pour préserver l'isochronisme de la voix et pour offrir des services téléphoniques avec une architecture de réseau intelligent (RI).

L'introduction de l'Internet s'est accompagné d'un accroissement du trafic de données et la question se pose aujourd'hui de déployer un réseau mobile adapté à la fois au transport du trafic Internet et à celui du trafic vocal. Cette intégration permettra, d'optimiser l'utilisation de la bande passante, de créer les conditions nécessaires à la mise en oeuvre de nouvelles applications multimédias et de bénéficier des différents algorithmes de codage et de compression.

Le réseau mobile de troisième génération a été conçu pour utiliser un même support de transmission, qu'il soit radio ou terrestre, pour le transport des applications en mode paquet et en mode circuit. L'un des éléments essentiels de l'UMTS est le fait que les informations issues de différentes sources indépendantes puissent être multiplexées efficacement sur un même support de transmission. Les réseaux UMTS devront supporter des trafics dont les besoins en bande passante et en qualité de service sont très différents les uns des autres.

Dans ce mémoire, on étudiera dans un premier chapitre le réseau UMTS. On présentera l'architecture et les fonctionnalités de ce réseau. Ensuite, on donnera les différentes techniques de partage de ressources à savoir le FDMA, le TDMA et le CDMA. Puis, on étudiera l'interface radio du réseau UMTS en donnant les principales caractéristiques du mode FDD et le mode TDD. On termine ce chapitre par présenter la qualité de service offerte par le mode FDD-WCDMA.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la couche physique de l'interface radio. On présentera les différents canaux logiques et physiques et leurs architectures. Puis, on étudiera les procédures d'étalement des canaux physiques et les algorithmes de génération des codes de canalisation et des codes d'embrouillage.

Dans le troisième chapitre, on s'intéressera à l'implémentation sur FPGA des fonctions de gestion de la qualité de services. On commence par implémenter la fonction de contrôle d'admission. Puis, on décrira l'algorithme d'allocation des ressources qui sera implémenté par la suite. Enfin, on étudiera l'importance du contrôle de puissance en faisant une simulation sous Matlab qui sera implémentée par la suite.

Chapitre 1 :

Architecture et fonctionnalités d'un réseau UMTS

1.1 Introduction

L'UMTS ou mobile de 3ème génération est un système de communications mobiles sans fil capable d'être le support, en particulier, de services multimédias novateurs, et de combiner l'utilisation d'éléments terrestres et satellitaires. Cette technologie succédera progressivement au standard actuel GSM. Il sera possible d'avoir des accès plus rapides à Internet, avec une amélioration de la qualité des communications tendant à celle de la téléphonie fixe.

Dans ce chapitre, on présentera dans un premier lieu l'architecture et les fonctionnalités du réseau UMTS. Dans la deuxième partie, on présentera les techniques d'accès dans un tel réseau. Puis, on étudiera l'interface radio de la norme UMTS. Et enfin, on terminera ce chapitre par présenter la qualité de service offerte par l'accès WCDMA.

1.2 Architecture et fonctionnalités d'un réseau UMTS

1.2.1 Infrastructures du réseau

L'UMTS n'est pas seulement un réseau radioélectrique, mais aussi un service de mobilité qui s'appuie sur d'autres infrastructures de réseau, telles que le RNIS, les PABX ou les réseaux locaux dans les entreprises, auxquelles sont raccordées des bornes compatibles avec l'interface radio. L'UMTS s'appuie également sur des réseaux à satellites.

Les fonctions du réseau UMTS sont réparties en trois domaines "terminal", "réseau d'accès" et "réseau cœur", basées sur le concept "GMM" (Global Multimedia Mobility). Ce concept vise à établir une séparation claire entre "réseau d'accès" et "réseau cœur" conduisant à la définition d'interfaces normalisées permettant le raccordement des différents réseaux cœurs et

réseaux d'accès participant à l'UMTS. Il tend à la définition de réseaux permettant l'interconnexion transparente de différents réseaux d'accès y compris les systèmes à satellites. La figure 1.1 montre l'architecture du réseau UMTS.

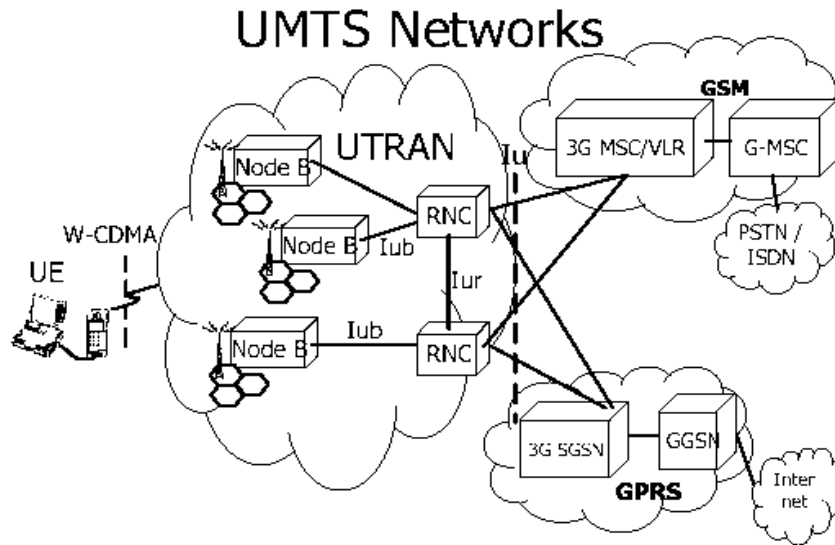


Figure 1- 1 : Architecture du réseau UMTS

1.2.1.1 Architecture du réseau d'accès UTRAN

La structure du réseau d'accès (voir figure 1.2) est similaire au réseau d'accès GSM, les nodes B correspondent aux BTS (Base Transceiver Station) et les RNC (Radio Network Controller) correspondent aux BSC (Base station Controller). Cependant, les fonctionnalités de ces éléments sont différentes de celles des éléments du réseau d'accès GSM. Le réseau UMTS doit supporter les soft handover.

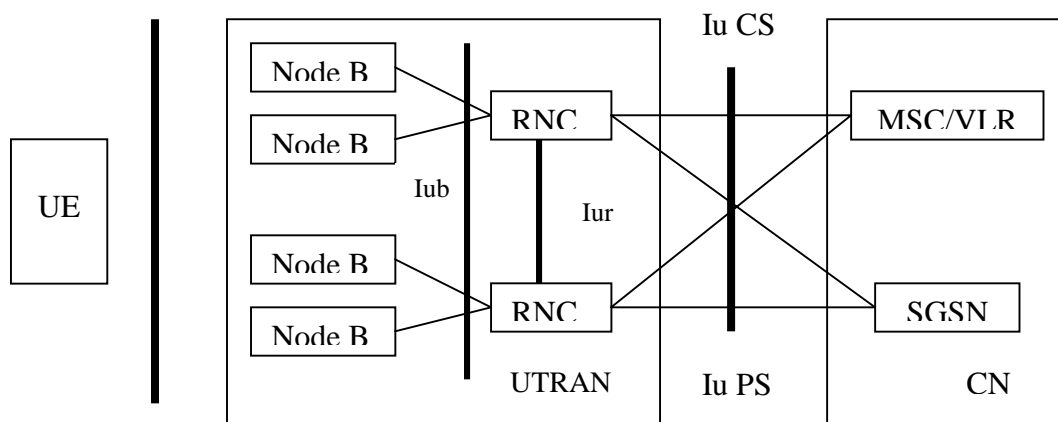


Figure 1- 2 : Architecture de l'UTRAN

L'architecture du réseau UTRAN reposera sur les Node B et les RNC :

- **Node B :**

Il gère la couche physique de l'interface radio, régit principalement le codage du canal, l'entrelacement, l'adaptation du débit, l'étalement et le désétalement et est responsable du contrôle de puissance en boucle fermée. L'interface mobile/node B est une interface Uu.

- **RNC :**

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

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

Lorsqu'un mobile utilise des nodes B propres à différents RNC, deux types de RNC se distinguent. Le Serving RNC servira de passerelles vers le réseau cœur (liaisons Iu CS et Iu PS). Le Drift RNC qui aura pour fonction principale le routage des données (de façon transparente) vers le SRNC. La figure 1.3 illustre le DRNC et le SRNC.

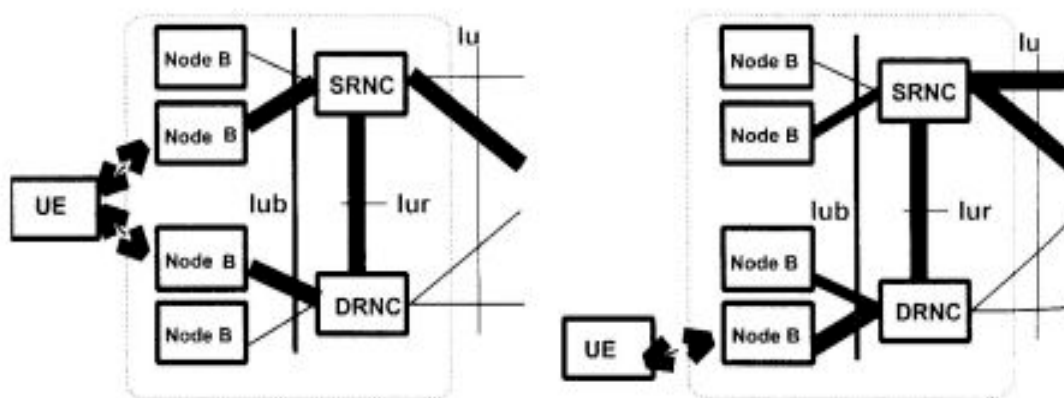


Figure 1- 3 : Serving RNC et Drift RNC

1.2.1.2 Réseau cœur

Le réseau cœur (voir figure 1.4) est responsable de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes. Dans une première phase, le système UMTS s'appuiera sur le réseau cœur du GPRS. Il se décompose en deux parties. Le domaine paquet et le domaine circuit.

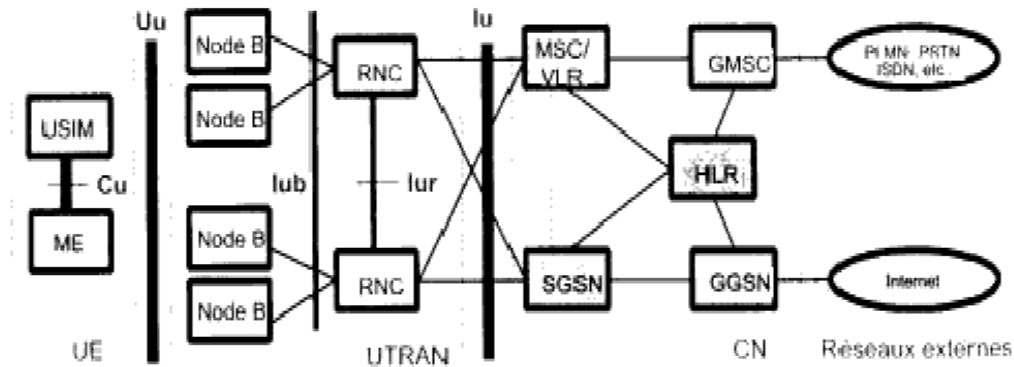


Figure 1- 4 : Eléments du réseau PLMN (Public Land Mobile Network) UMTS

Le domaine circuit permettra de gérer les services temps réels correspondant aux conversations téléphoniques, à la vidéo-téléphonie, aux jeux vidéo, aux streaming (envoi d'un flux continu d'informations qui seront traitées instantanément avec possibilité d'afficher les données avant que l'intégralité du fichier ne soit téléchargée), et aux applications multimédia. Ces applications nécessitent un temps de transfert faible, et seul le domaine circuit sera capable de gérer ces flux lors de l'introduction de l'UMTS. Le débit supporté par ce mode sera de 384 kb/s. L'infrastructure s'appuiera sur un MSC/VLR (Mobile Switching Centre/Visitor Location Register) correspondant au commutateur (MSC) et à la base de données visiteur (VLR), et sur un GMSC (Gateway MSC), commutateur connecté directement au réseau externe.

Le domaine paquet permettra de gérer les services non temps réels correspondant à la navigation sur Internet, aux jeux en réseau et aux E-mail. Ces applications sont moins sensibles au temps de transfert et ces données pourront transiter en mode paquet. Le débit supporté pourra atteindre 2 Mb/s. Le réseau s'appuiera sur un SGSN (Serving GPRS Support Node) correspondant au MSC/VLR en mode paquet et sur un GGSN (Gateway GPRS

Support Node) correspondant au GMSC en mode paquet, et commutera vers le réseau Internet et autres réseaux publics ou privés de transmissions de données.

1.2.1.3 Concept de “Virtual Home Environment” (VHE)

Le concept de VHE permettra à l'utilisateur de retrouver ses services avec la même ergonomie quels que soient sa localisation et le réseau visité, lui donnant ainsi la sensation de garder au cours de ses déplacements le même environnement de communication que dans sa zone de service nominale.

Ce concept est l'évolution à l'échéance de l'UMTS de la fonction CAMEL (Customized Applications for Mobile network Enhanced Logic) développée pour les réseaux GSM, qui est utilisée pour rendre aux abonnés mobiles en déplacement (itinérance) hors de leur réseau d'origine certains services indépendants des réseaux visités.

La réalisation de CAMEL et du VHE est fondée sur une architecture de réseau intelligent, séparant la logique des services et la base de données gérées dans un serveur, des fonctions de base des commutateurs, et met en oeuvre une interface du type INAP (Intelligent Network Application Point). Lorsqu'un abonné est en itinérance, son profil de service, ou même la logique de service mémorisés dans les serveurs de son réseau nominal ou de son fournisseur de service, seront transférés au réseau visité afin que celui-ci puisse mettre en oeuvre le service demandé avec la même ergonomie.

1.2.1.4 Composante satellite des systèmes mobiles de 3G

Les systèmes satellites offrent par nature une grande couverture et sont donc d'un précieux apport dans l'obtention d'un service universel tel celui que vise l'UMTS. Le système à satellites viendra en complément de couverture de l'infrastructure cellulaire dans les zones où celle-ci sera soit peu rentable, soit difficilement déployable.

La composante spatiale de l'UMTS (S-UMTS) sera formée d'un ensemble de systèmes à satellites. Chacun de ces systèmes à satellites formera un “réseau d'accès” constituant une

composante du service UMTS et devra à ce titre se raccorder de la manière la plus transparente possible au réseau cœur UMTS selon les interfaces normalisées.

1.2.2 Spectre de fréquence alloué à la norme

La répartition de fréquence entre les différentes normes est illustrée par la figure 1.5. Comme le montre cette figure, deux bandes de fréquence sont attribuées à l'UMTS : la première étant de **1900 MHz à 2025 MHz**, la deuxième de **2110 MHz à 2170 MHz**.

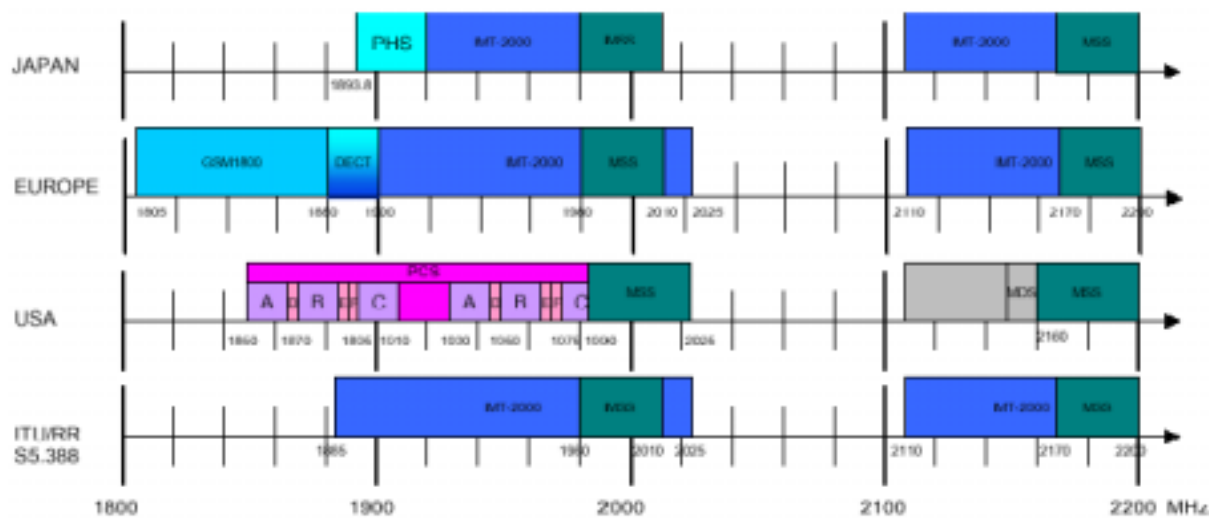


Figure 1- 5 : Spectre des fréquences allouées à l'UMTS

1.2.3 Fonctionnalités

Les fonctionnalités offertes par l'UMTS sont dérivées du GPRS avec le mode circuit pour la voix et les données temps réel, et le mode paquet pour les données non temps réel. Mais les débits étant plus importants (384 kb/s en UMTS contre 170 kb/s en GPRS), la palette de services est plus large. Le mobile a deux identifications, une pour le mode circuit (n° de téléphone) et une pour le mode paquet (adresse IP). Les deux types de connexion peuvent avoir lieu simultanément selon l'abonnement. L'intérêt du mode paquet, hormis le partage des ressources radio, est de pouvoir utiliser une connexion permanente en ne payant que la quantité de données transmises.

1.3 Techniques d'accès

Le partage des fréquences entre des différents utilisateurs est réalisé par des techniques d'accès permettant la gestion du spectre radio. Ces techniques sont appelées techniques d'accès multiples. Elles sont réparties en trois types :

1.3.1 Accès multiple à répartition fréquentielle (AMRF, FDMA)

C'est la méthode la plus ancienne. Le spectre disponible est divisé en canaux. Chaque canal fréquentiel est assigné à un seul utilisateur simultanément. La méthode d'affectation d'un canal est alors basée sur une règle du type premier arrivé, premier servi.

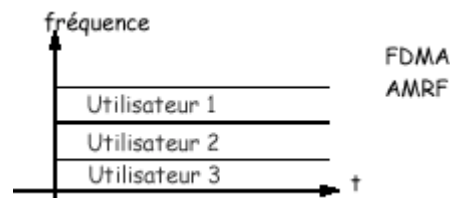


Figure 1- 6 : Affectation d'un canal dans le FDMA

Avantages:

- Faible complexité du terminal mobile : pas d'égalisation ou de tramage complexe et de synchronisation .
- Transmission et synchronisation continue possible.

Désavantages:

- Coûts des équipements fixes élevés : plus d'équipements au niveau de la station de base (un canal par porteuse).
- Nécessité d'un duplexeur : contre les interférences entre émetteur et récepteur du mobile => coûts supplémentaires.

1.3.2 Accès multiple à répartition dans le temps (AMRT, TDMA)

Dans le cas de l'Accès multiple à répartition dans le temps, chaque canal de type AMRF est encore subdivisé dans le temps, et l'on attribue aux utilisateurs de courts intervalles de temps

pendant lesquels ils peuvent communiquer sur le canal. Par exemple le système GSM alloue un IT à 8 utilisateurs successivement sur un même canal.

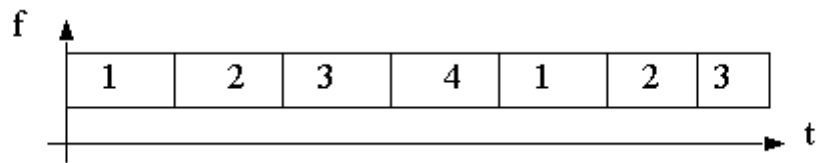


Figure 1- 7 : Affectation d'un canal dans le TDMA

Avantages:

- Coût réduit de la station de base,
- Souplesse de modification sur les débits transmis.

Inconvénients:

- Complexité au niveau du mobile : traitement numérique plus complexe.
- Ajout de bits de signalisation et de synchronisation

1.3.3 Accès multiple à répartition par code (AMRC, CDMA)

En CDMA, chaque utilisateur émet un spectre étalé obtenu au moyen d'un code pseudo-aléatoire personnel. Ainsi tous les utilisateurs utilisent simultanément la même bande de fréquence.

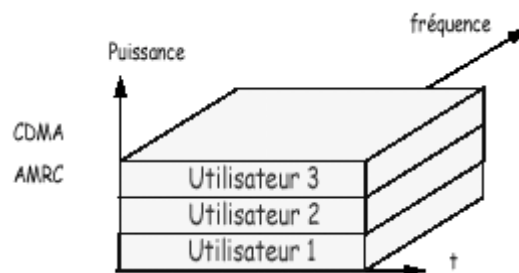


Figure 1- 8 : Affectation d'un canal dans le CDMA

Avantages:

- Immunité par rapport aux brouilleurs
- Diversité de fréquence
- Cryptage

- Souplesse de modification sur les débits transmis

Inconvénients:

- Nécessité d'une égalisation intensive
- Nécessité d'un contrôle de la puissance d'émission

Les techniques d'accès multiple par répartition de code utilisent des modulations à étalement de spectre pour lesquelles chaque utilisateur possède un code d'étalement privé. Les modulations à étalement de spectre peuvent être réalisées par une technique de saut de fréquences ou par une technique de séquence directe.

1.3.3.1 Modulation par sauts de fréquences

En modulation par sauts de fréquences, l'information est modulée en utilisant une modulation bande étroite classique. Ensuite la porteuse est décalée à un emplacement de la bande disponible en utilisant une séquence de fréquence pseudo-aléatoire.

Sur une longue durée, le signal obtenu est large bande. La discrétion est obtenue en gardant secrète la séquence pseudo-aléatoire. Un brouilleur bande étroite n'est gênant que durant l'intervalle de temps où la porteuse se trouve spectralement proche (c'est à dire pour une fraction du temps seulement).

Dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, les erreurs ne se produisent que sur des blocs de faible durée. Un codage permet alors de corriger l'ensemble de l'information.

1.3.3.2 Modulation par séquence directe

En modulation par séquence directe, la porteuse est successivement modulée par l'information de débit D et par un code pseudo-aléatoire de débit beaucoup plus important R , comme le montre la figure 1.9. Le signal résultant occupe alors une bande très importante.

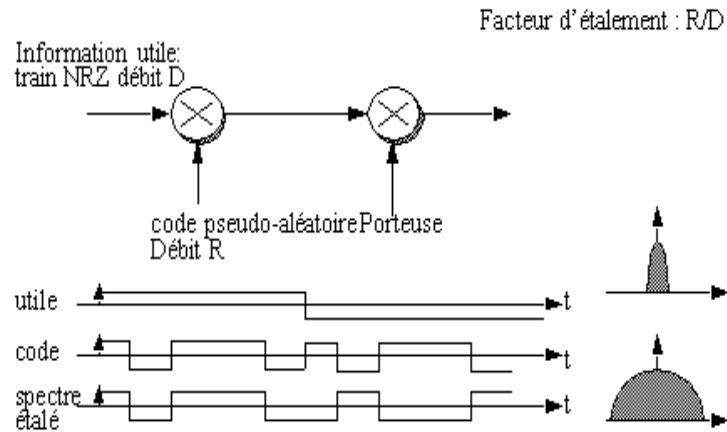


Figure 1- 9 : Modulateur

Dans le récepteur le signal reçu est remodulé par la même séquence synchronisée (voir figure 1.10). Cette opération prend le nom de désétalement puisque la bande du signal obtenu correspond à celle de l'information.

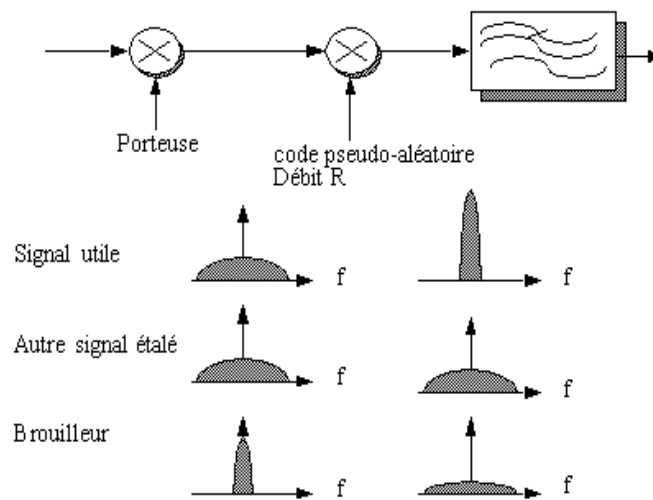


Figure 1- 10 : Démodulateur

Ce type de modulation présente les avantages suivants:

- la densité spectrale du signal transmis est faible car le signal est large bande (ce qui permet la discrétion).
- Ici aussi, la discrétion est obtenue en gardant le code d'étalement secret.
- Un brouilleur bande étroite est étalé par le récepteur, ce qui minimise sa puissance après filtrage bande étroite.

- La tolérance vis à vis des multitrajets est obtenue en choisissant des codes présentant des autocorrélations étroites. Les trajets de délais supérieurs à un chip sont facilement éliminés.

La Figure 1.11 décrit le fonctionnement de base de l'étalement et du désétalement d'un système DS-CDMA. On a pris pour exemple, un signal initial BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) de fréquence D . Ce signal est donc composé d'une séquence de bits pouvant prendre les deux valeurs suivantes «+1» et «-1». La méthode d'étalement consiste, dans cet exemple, à multiplier chaque bit du signal initial par une séquence de huit bits, chacun de ces huit bits étant appelés chips, le résultat de ce produit est un nouveau signal de fréquence $8xD$. Dans ce cas on a utilisé un facteur d'étalement de 8. On remarque que le signal final a l'apparence d'un signal aléatoire tout comme le code d'étalement utilisé.

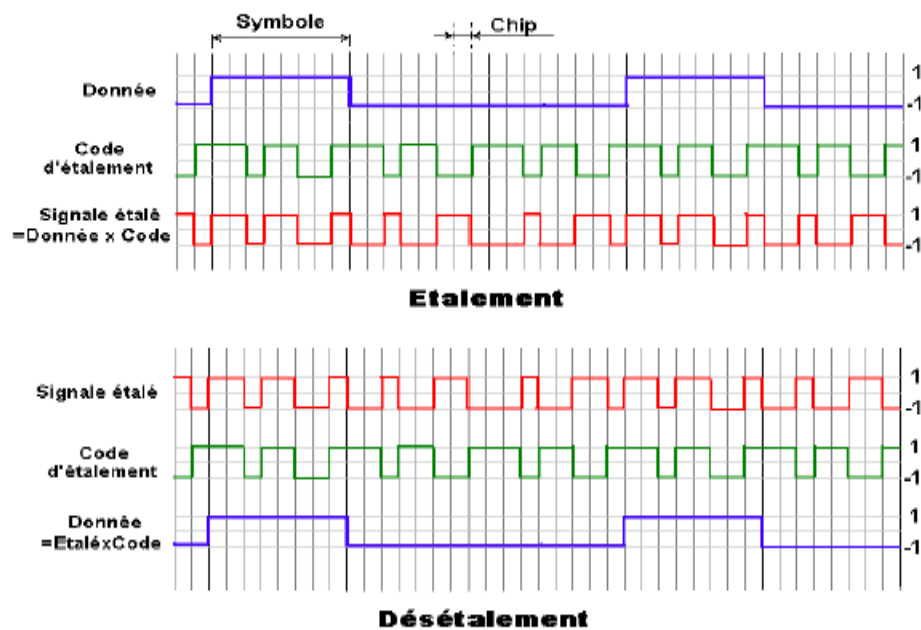


Figure 1- 11 : Etalement et désétalement en DS-CDMA

En ce qui concerne la procédure inverse, le désétalement, on multiplie, bit par bit, le signal étalé par la même séquence de codes que on ait utilisée précédemment pour l'étalement. Comme le montre la Figure 1.11, on a retrouvé exactement le signal initial et cette opération n'introduit aucun déphasage entre le signal initial et le signal final.

La multiplication de la fréquence du signal par facteur 8 engendre un étalement similaire du spectre occupé par le signal résultant. Le désétalement permet de restaurer la bande passante initiale, proportionnelle à la fréquence D du signal.

1.3.3.3 Performances du DS-CDMA

Chaque utilisateur possède un code personnel qui lui permet de désétalement le signal correspondant à l'information qui lui est destinée. Considérons la liaison mobile - station de base. Supposons que la puissance provenant des N utilisateurs est identique.

Soit p_0 la puissance de l'utilisateur de référence, après désétalement. La puissance provenant des autres utilisateurs est:

$$J = \frac{D}{R} \sum_{i=1}^{N-1} p_0 = \frac{D}{R} (N-1) p_0 . \quad (1.1)$$

Le rapport signal sur bruit plus brouilleurs est alors:

$$\frac{C}{I} = \frac{p_0}{N_0 + \frac{D}{R} (N-1) p_0} , \quad (1.2)$$

où N_0 est la puissance du bruit thermique.

Supposons, pour simplifier, que N_0 est négligeable devant la puissance des brouilleurs. Le rapport signal sur bruit devient:

$$\frac{C}{I} = \frac{R}{D(N-1)} . \quad (1.3)$$

Soit r_0 le rapport signal sur bruit nécessaire pour obtenir les performances attendues. Le nombre d'utilisateurs possible est:

$$N = \frac{R}{D \cdot r_0} + 1 . \quad (1.4)$$

On peut en déduire l'efficacité spectrale (en Hz/(bit/s)):

$$\frac{R}{ND} = \frac{R}{(\frac{R}{D \cdot r_0} + 1)D} = \frac{R}{\frac{R}{r_0} + D} . \quad (1.5)$$

Ce qui donne, en l'absence de codage (c'est à dire pour r_0 important) une valeur trop élevée.

1.4 Etude de l'interface radio de la norme UMTS

L'interface radio est conçue pour supporter une large gamme de services différents, avec notamment des débits supérieurs à ceux offerts par les systèmes mobiles de deuxième génération (GSM, IS95, PDC, etc.). Les systèmes mobiles de troisième génération devront offrir des services à accès circuit ou paquet, avec un débit maximal dépendant de l'environnement et de la vitesse du mobile. Des services à débit variable et asymétrique (entre liaison montante et descendante) devront être supportés de façon efficace. Les systèmes mobiles de troisième génération pourront être déployés dans un réseau cellulaire multicouches, avec des macrocellules (0,5 à 10 km de rayon) pour la couverture globale, des microcellules (50 à 500 m) pour les fortes densités de trafic en ville, et des picocellules (5 à 50 m) pour la couverture à l'intérieur des bâtiments (voir figure 1.12). Le changement de cellule (transfert intercellulaire ou "handover") devra se faire de façon transparente pour l'utilisateur, c'est-à-dire sans coupure perceptible ni perte de données.

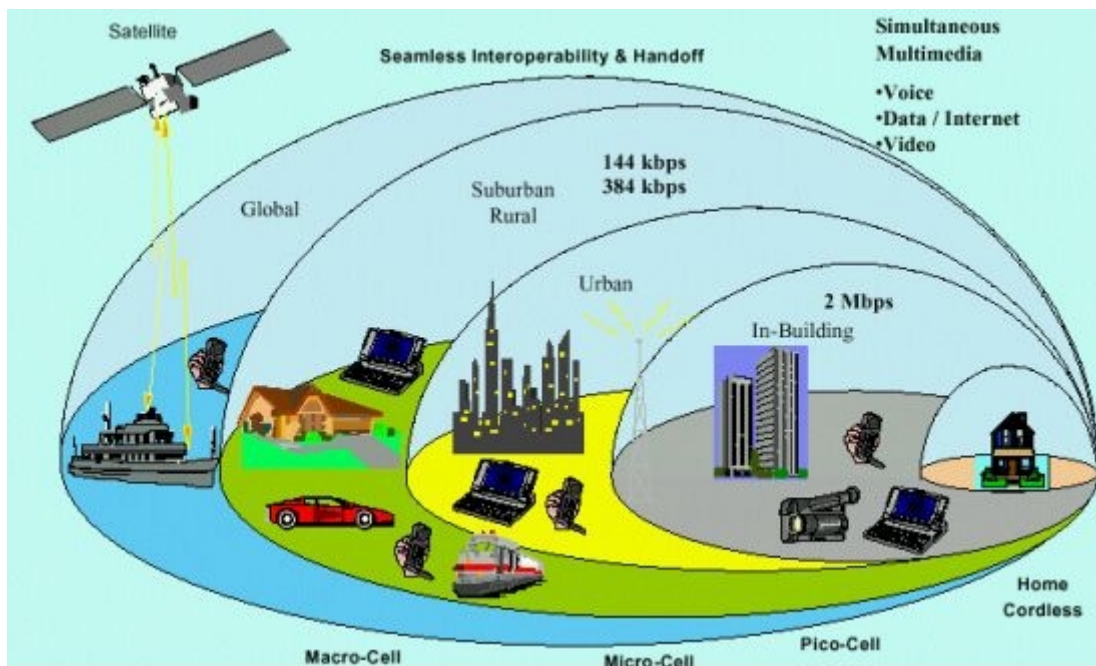


Figure 1- 12 : La couverture de l'UMTS

Environnement	Services temps réel		Services non temps réel	
	Débit maxi	TEB/délai	Débit maxi	TEB
Rural (v , 500 km/h)	144 kbit/s	délai 20-300 ms TEB 10^{-3} - 10^{-7}	144 kbit /s	TEB 10^{-5} - 10^{-8} délai 150 ms dans 95 % des cas
Urbain (v , 120 km/h)	384 kbit/s		384 kbit /s	
Intérieur et extérieur courte portée (v , 10 km/h)	2 Mbit/s		2 Mbit/s	

Tableau 1- 1: Supports de services requis

Ils devront également utiliser les ressources spectrales efficacement, notamment à l'aide de fonctions de contrôle dynamique de la liaison radio. Il faudra pouvoir optimiser capacité et couverture, en fonction des configurations de déploiement.

Les antennes adaptatives devront pouvoir être utilisées. Ces antennes permettent de pointer électroniquement un lobe étroit en direction du mobile visé, limitant ainsi l'interférence créée dans les autres directions. Des gains significatifs en terme de couverture et de capacité peuvent être obtenus avec les antennes adaptatives, et elles pourraient notamment se révéler très utiles pour améliorer les performances des services à haut débit.

Cependant, l'introduction des antennes adaptatives impose quelques contraintes sur l'interface radio UMTS, notamment la possibilité de séparer les canaux de signalisation communs (qui doivent être transmis dans toutes les directions) des canaux de trafic (qui ne sont envoyés que dans la direction des mobiles).

Une contrainte supplémentaire pour l'interface radio est la possibilité de coexister avec les systèmes de deuxième génération, et en particulier avec le GSM. Pour cela, il faudra pouvoir réaliser des terminaux bimodes GSM/UMTS, supporter le handover entre le GSM et l'UMTS, et prévoir la possibilité d'introduire à terme l'UMTS dans la bande de fréquences actuellement utilisée par le GSM. La nécessité de réaliser des terminaux bimodes impose

quelques contraintes sur le choix des paramètres, notamment sur les largeurs de porteuses, qui doivent être multiples de 200 kHz [1], et sur les débits utilisés, qui doivent pouvoir être dérivés d'une horloge commune avec celle du GSM (13 ou 26 MHz).

L'UTRA combine deux modes : le mode W-CDMA utilisé en FDD (Frequency Division Duplex) pour les bandes UMTS appairées, et le mode TD/CDMA utilisé en TDD (Time Division Duplex) pour les bandes UMTS non appairées.

Ainsi, le terminal UMTS utilisera le mode adapté au type de couverture et au service demandé. Le mode FDD W-CDMA est bien adapté à tous les types de cellules, mais n'est pas très souple pour supporter des trafics asymétriques. Avec le mode TDD TD-CDMA, il est possible d'adapter le rapport de transmission montante/ descendante en fonction de l'asymétrie du trafic, mais il exige une synchronisation des stations de bases et n'est pas bien adapté aux grandes cellules à cause des temps de garde trop importants.

1.4.1 Mode FDD W-CDMA

Le WCDMA est un système d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe. Comme il est décrit dans le paragraphe 1.3.3, c'est une méthode simple qui consiste à augmenter le débit transmis en multipliant le train de symboles portant l'information, généralement protégée par codage correcteur, par une séquence d'étalement (ou code) dont les éléments sont appelés chips. Le signal passe du débit D au débit R et voit ainsi son spectre élargi dans la mesure où on utilise une séquence proche de l'aléatoire. Cette dernière est utilisée de manière périodique, (sa période pouvant être de plusieurs symboles). Le rapport $G_e = R/D$ peut être interprété comme un facteur ou un gain l'étalement.

Le débit chip (débit binaire de la séquence de code) de 3.84 Mc/s donne une bande passante par porteuse de l'ordre de 5MHz. La large bande passante par porteuse de WCDMA permet de supporter des débits utilisateur importants. Elle a en outre un impact bénéfique sur les performances du système. L'espacement des porteuses peut être choisi par pas de 200KHz, entre 4,4 et 5MHz(voir figure 1.13), selon le niveau d'interférences entre les porteuses.

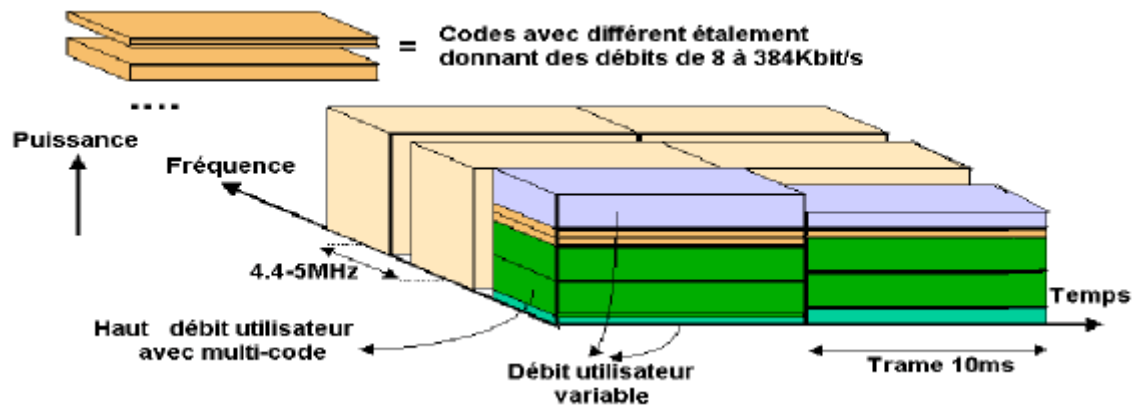


Figure 1- 13 : Allocation de la bande passante en WCDMA

Le WCDMA permet de supporter des débits utilisateur variables, en d'autres termes, il est possible de proposer aux utilisateurs de la bande passante à la demande (BoD, Bandwith on Demand). A chaque utilisateur est attribué une trame d'une durée de 10ms, durant laquelle le débit est constant. Cette allocation dynamique de la capacité est contrôlée par le réseau à fin d'obtenir un débit optimal pour les services paquet. La figure 1.14 montre le principe de l'allocation dynamique des ressources.

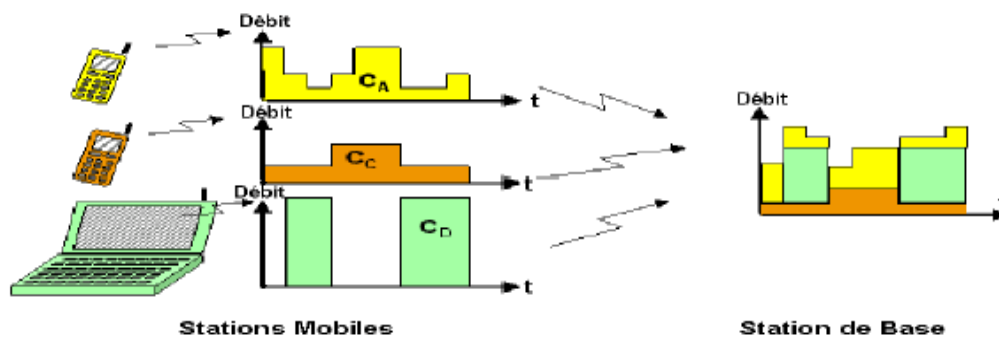


Figure 1- 14 : Allocation dynamique des ressources

L'interface air WCDMA a été conçue de telle façon que certaines fonctionnalités avancées du CDMA, comme la détection Multi-Utilisateurs et les antennes adaptatives, peuvent être déployées afin d'accroître la capacité et /ou la couverture de son réseau.

Le WCDMA a été conçu afin qu'il puisse être déployé conjointement avec le GSM. Les handovers entre le GSM et le WCDMA sont possibles et l'introduction du WCDMA pourra ainsi se faire progressivement.

Le tableau 1.2 donne les principaux paramètres du mode FDD WCDMA.

Accès multiple	DS-CDMA
Duplex	FDD
Débit chip	3.84 Mchip/s
Espacement entre porteuses	4,4 à 5 MHz avec un pas de 200 kHz
Durée trame	10 ms
Débit variable	facteur d'étalement variable et multicode
facteur d'étalement	variable et multicode Turbo codes en option

Tableau 1- 2 : Paramètres du mode FDD W-CDMA

- *Accès multiple*

L'utilisation de séquences différentes permet l'accès multiple. Tous les utilisateurs émettent sur un même canal radioélectrique large bande, mais ils se distinguent par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire propre, appelée code et connue du récepteur. Les différentes séquences utilisées possèdent des propriétés d'orthogonalité entre elles, si bien qu'en réception, seul le signal correspondant au code désiré est démodulé par convolution. En présence de trajets multiples sur le canal de propagation et compte tenu de l'émission asynchrone des mobiles sur la liaison montante, l'orthogonalité des signaux est partiellement perdue en réception. Les signaux émis par les brouilleurs présents sur la même porteuse sont alors perçus comme du bruit gaussien. La détection de ce signal utile, noyé dans le bruit ambiant, nécessite alors que l'ensemble des signaux soient reçus à la station radio avec des niveaux de puissance similaires pour assurer une démodulation efficace. C'est cette caractéristique des systèmes à étalement de spectre par séquences directes qui impose de mettre en œuvre un contrôle de puissance efficace et précis, en particulier sur la liaison montante. Les différents signaux transmis se comportent donc comme du bruit blanc gaussien les uns par rapport aux autres. C'est ainsi que si M_I est le nombre de signaux reçus simultanément avec le même niveau, la qualité E_b/N_0 de la liaison utile est donnée par :

$E_b/N_0 = G_e/M$. Ce rapport détermine le nombre maximum de liaisons M pour une qualité E_b/N_0 donnée. En ce qui concerne la planification des fréquences, elle est très simple puisque la même fréquence peut être utilisée dans toutes les cellules. En revanche, l'ajustement des paramètres de contrôle de puissance dans un réseau CDMA s'avère particulièrement délicat.

Par ailleurs, les mobiles doivent toujours être connectés avec la station de base qu'ils reçoivent le mieux, afin de limiter l'interférence créée dans le réseau. Ceci nécessite un mécanisme de transfert intercellulaire rapide appelé "soft handover" pendant lequel, le mobile

est en communication avec 2 ou 3 stations de bases, et les signaux reçus des différentes liaisons sont recombinaés de façon à conserver le meilleur.

1.4.2 Mode TDD TD/CDMA

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

- *Détection conjointe*

Le concept TD/CDMA met en oeuvre le principe de la détection conjointe. Il s'agit, pour chaque mobile, d'estimer non seulement le signal utile, mais aussi l'ensemble des signaux reçus, ce qui permet d'éliminer les brouilleurs du signal utile. Ce procédé permet de restaurer l'orthogonalité des utilisateurs à l'intérieur d'un même slot, même lorsqu'ils ne sont pas reçus avec le même niveau de puissance. La détection conjointe exige une puissance de calcul importante qui croît avec le nombre de codes à traiter simultanément. Cette technique a cependant l'avantage d'éviter le recours au contrôle de puissance rapide, et de mieux tolérer les différences de puissance importantes entre les mobiles. Un contrôle de puissance lent (toutes les 100 ms), fondé sur la qualité du lien, est suffisant pour obtenir de bonnes performances avec le système TD/CDMA. Le TD/CDMA fonctionne au même débit chip et avec le même espacement entre porteuses que le mode FDD W-CDMA. Les principaux paramètres du TD/CDMA sont décrits dans le tableau 1.3.

Accès multiple	TDMA et CDMA
Duplex	TDD
Débit chip	3.84Mchip/s
Espacement entre porteuses	5 MHz
Structure de trame	15 IT par trame
Etalement	Orthogonal
Durée trame	10 ms
Débit variable	multi IT et multicode
Codage	canal convolutionnel, turbo codes en option

Tableau 1- 3 : Paramètres du mode TD/CDMA

- *Duplex temporel TDD*

La technique TD/CDMA a été retenue pour les bandes non appairées avec un multiplexage temporel des deux sens de transmission sur une même porteuse (duplex TDD).

En terme d'allocation de spectre, un tel système offre une grande flexibilité dans la mesure où il est plus facile de trouver des fréquences sans les contraintes d'espacement duplex propres aux systèmes FDD.

Puisqu'une même porteuse est utilisée pour les deux sens de transmission, le partage des ressources radio entre les deux liens s'effectue dans le temps et introduit un schéma d'accès de type TDMA. Un des avantages essentiels d'un système TDD réside dans la possibilité de gérer des conditions de trafic hautement asymétriques : le partage des ressources radio peut par exemple privilégier la liaison descendante (station de base vers mobile) pour répondre à une attente de trafic plus importante sur ce lien (consultation WWW, rapatriement de fichiers). Ce partage peut en outre s'effectuer de manière dynamique pour s'adapter à des conditions variables de trafic à la fois dans le temps et l'espace.

Enfin, l'utilisation d'une même porteuse sur les deux sens de transmission peut faciliter l'estimation du canal de propagation. En particulier, dans le cas de l'utilisation d'antennes adaptatives, la formation d'un faisceau focalisé vers l'utilisateur mobile dans le sens descendant peut désormais s'appuyer sur l'estimation complexe qui en aura été effectuée par la station de base pour la voie montante.

1.4.3 Comparaison entre le mode FDD et le mode TDD

Le tableau 1.4 nous permet de comparer les deux modes FDD WCDMA et TDD TD/CDMA.

Critère de comparaison	Mode FDD W-CDMA	Mode TDD TD/CDMA
Déploiement et Couverture	plus particulièrement adapté aux grandes cellules	limité aux petites cellules à cause des contraintes de synchronisation et de temps de garde
Services supportés	plus particulièrement adapté aux services symétriques (voix et services de données à bas et moyen débit en mode symétrique)	plus particulièrement adapté aux services de données en mode paquet, à haut débit et asymétrique
Contrôle de puissance	contrôle rapide nécessaire pour limiter l'interférence intra-cellulaire	contrôle lent suffisant grâce à la détection conjointe
Transfert intercellulaire	le "soft handover" est obligatoire	transfert intercellulaire normal utilisé dans tous les cas
Complexité du terminal	la fonction critique est celle qui assure le désétalement du signal (récepteur RAKE). Sa complexité varie proportionnellement avec le débit chip et dépend également des caractéristiques de propagation (nombre de multitrajets, vitesse de variation du canal, etc.)	la fonction critique est la détection conjointe, dont la complexité croît avec le nombre de codes transmis simultanément sur le même slot. La complexité croît avec le débit de service, et dépend également des caractéristiques de propagation (retards liés aux multitrajets)
Synchronisation entre stations de base	aucune synchronisation n'est requise	synchronisation au niveau trame requise. Elle devrait être réalisée sans recours au GPS
Planification	la couverture d'une cellule varie fortement en fonction du trafic supporté. La planification doit donc prendre en compte couverture et capacité dans un même temps. Pas de plan de fréquences.	la couverture d'une cellule est à peu près indépendante du trafic supporté, grâce à la détection conjointe. Couverture et capacité peuvent être planifiés en deux temps. Plan de fréquences nécessaire.

Tableau 1- 4 : Comparaison des deux modes de l'UTRA

1.5 Qualité de service offerte par l'accès WCDMA

Dans l'UMTS, les informations provenant de différentes sources indépendantes peuvent être multiplexées efficacement sur un même support de transmission. Les réseaux UMTS doivent supporter des trafics dont les besoins en bande passante et en qualité de service sont très différents les uns des autres. Le trafic généré par les services de transfert de données et par l'accès à l'Internet est particulièrement sporadique et imprévisible. La transmission de

données entre machines s'accommode mal des pertes mais n'est généralement pas sensible au délai de transmission de bout en bout ou à la gigue. En revanche, la parole et, d'une manière plus générale, toutes les applications en temps réel, tolèrent des taux de perte raisonnables mais exigent des délais de transmission stricts.

L'une des principales difficultés de l'infrastructure UMTS est de transporter différents types d'applications sur un même support tout en respectant les objectifs de qualité de service fixés. S'il faut satisfaire les besoins de l'utilisateur qui ne s'intéresse qu'à la qualité qu'il perçoit au niveau de son application, il est également essentiel que les ressources de transmission soient utilisées efficacement par le système.

L'UMTS définit quatre classes de qualité de service respectivement pour les applications conversationnelles, à flux continu, interactives et au mieux. Le tableau 1.5 donne des exemples d'applications associées aux différentes classes de qualité de service [6].

Type de trafic	Délai de transmission	Variation du délai de transmission	Faible taux d'erreurs sur les bits	Débit binaire garanti	Exemple
Trafic conversationnel	Stricte	Stricte	Non	Oui	VoIP, visioconférence, audioconférence
Trafic à flux continu	Limité	Limitée	Non	Oui	Services de diffusion (audio, vidéo), actualités, sports
Trafic interactif	Limité	Non	Oui	Non	Navigation sur le web, jeux, commerce mobile
Au mieux ('Background best effort')	Non	Non	Oui	Non	Courrier électronique, SMS, téléchargement de bases de données, transfert de mesures

Tableau 1- 5 : Classes de trafic UMTS

L'architecture de qualité de service de l'UMTS repose sur des services support caractérisés par des attributs de qualité de service, comme le montre la figure 1.15. Du point de vue du réseau d'accès radio terrestre UMTS (UTRAN), il s'agit d'offrir des services support d'accès radio (Radio Access Bearer RAB) entre l'équipement d'utilisateur (User Equipment UE) et le réseau cœur (Core Network CN). Un RAB s'appuie sur deux autres types de services support fournis par l'UTRAN sur ses interfaces externes :

- Les services support radio (Radio Bearer RB), entre l'UE et l'UTRAN ;
- Les services support Iu, sur les interfaces Iu entre l'UTRAN et le CN.

Le réseau cœur fournit un service support CN entre l'UTRAN et les réseaux fixes externes, comme le Réseau Téléphonique Public Commuté (RTPC) ou l'internet.

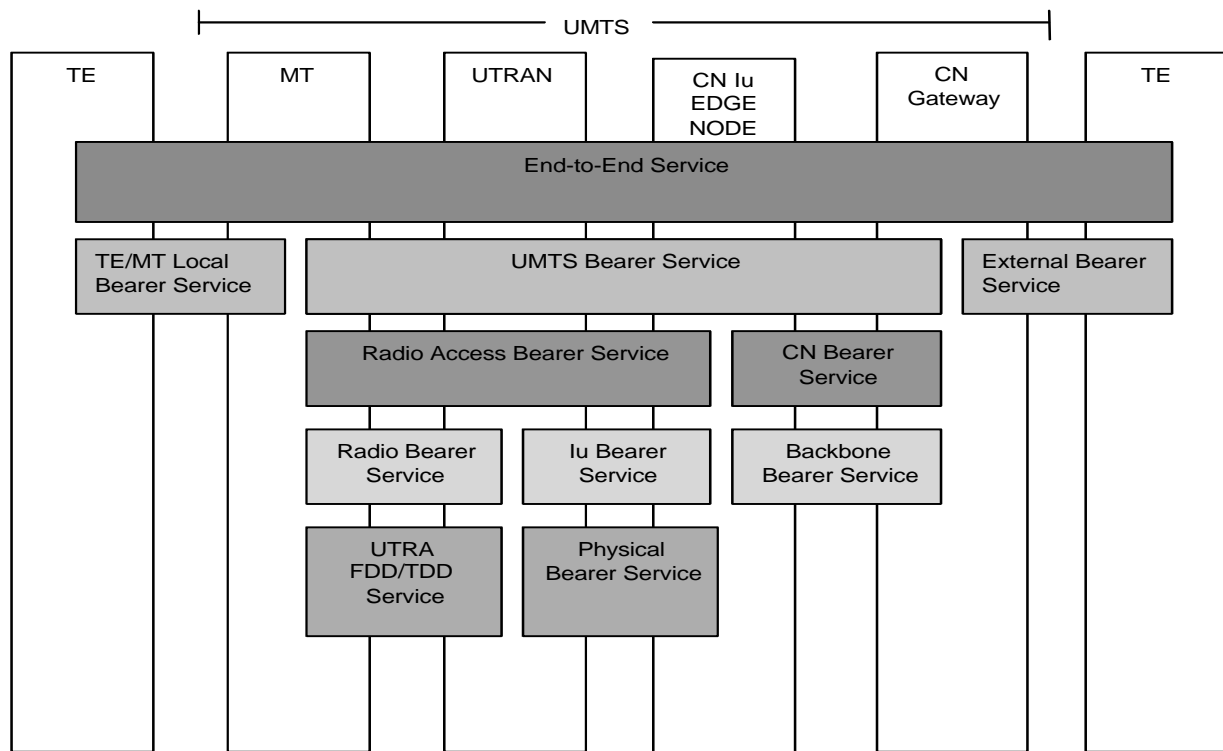


Figure 1- 15 : Architecture de la qualité de service de l'UMTS

Chaque service support est défini par ses attributs de qualité de service. Par exemple, le tableau **1.6** indique les attributs du service support UMTS pour chaque classe de trafic [6]. Notons que la classe de trafic constitue elle-même l'un des attributs.

Type de trafic	Trafic conversationnel	Trafic à flux continu	Trafic interactif	Au mieux (Background best effort)
Débit maximal	X	X	X	X
Livraison dans le bon ordre	X	X	X	X
Taille maximale d'une SDU (Service Data Unit)	X	X	X	X
Information de format de SDU	X	X		
Taux d'erreurs sur le SDU	X	X	X	X
Taux d'erreurs résiduels sur les bits	X	X	X	X
Remise de SDUs erronées	X	X	X	X
Délai de transfert	X	X		
Débit binaire garanti	X	X		
Priorité de traitement de trafic			X	
Priorité d'allocation/rétention	X	X	X	X

Tableau 1- 6 : Attributs de qualité de service du service support UMTS

Les applications UMTS nécessitent la mise en place de mécanismes de qualité de service de bout en bout très perfectionnés.

- Côté radio, des techniques spécifiques, comme le contrôle de puissance ou le contrôle d'admission radio, tiennent compte des profils de qualité de service (ensemble des attributs de service support UMTS).
- Côté réseau, une intégration suffisamment efficace est effectuée au niveau de toutes les couches (y compris les couches 2 et 3), et en chaque point de multiplexage traversé, c'est-à-dire dans chaque nœud UMTS. Le transfert asynchrone propre aux réseaux en mode paquet actuels perd la structure temporelle du flux et introduit un délai et une gigue complètement aléatoires.
- Des mécanismes de qualité de service sont également nécessaires au niveau des applications.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié l'architecture et les fonctionnalités du réseau UMTS. De plus, on a vu les différentes techniques de répartition des canaux à savoir le FDMA, le TDMA et le CDMA. En outre, on a mis en œuvre les performances de la technique DS-CDMA. Puis on a étudié l'interface radio de la norme UMTS en décrivant le mode FDD WCDMA et le mode TDD TD-CDMA. Enfin, on a terminé ce chapitre par la description de la qualité de service offerte par l'accès WCDMA.

Chapitre 2 :

Interface radio et techniques d'Étalement en WCDMA

2.1 Introduction

Au niveau du réseau d'accès UTRA, les données générées par les couches hautes sont transmises sur l'interface air par des canaux de transport (*transport channel*) qui s'appuient sur différents canaux physiques (*physical channel*). La couche physique doit pouvoir supporter différents débits afin d'offrir des services de bande passante à la demande et d'être à même de multiplexer plusieurs services sur une même connexion.

Dans ce chapitre, on présentera dans un premier lieu les différents types de canaux de transport et de canaux physiques dans les deux liens en décrivant brièvement leurs structures. Dans le deuxième paragraphe, on décrit les procédures d'étalement des canaux physiques du lien montant et on donne le principe de génération et d'allocation des codes pour ce lien. Enfin, dans le troisième paragraphe, on génère les codes à allouer dans le lien descendant après avoir étudié les méthodes d'étalement des canaux physiques de ce lien.

2.2 Canaux de transport et les canaux physiques

2.2.1 Canaux de transport

Les canaux de transport sont des services offerts par la couche physique aux autres couches. On distingue deux types de canaux de transport : les canaux dédiés et les canaux communs. Il existe un seul canal de transport dédié, le DCH (Dedicated CHannel). C'est un canal uplink ou downlink qui est transmis dans la toute la cellule et il véhicule les informations dédiées à un utilisateur donné.

En ce qui concerne les canaux de transport communs, il en existe six types définis par l'UTRA. Le tableau 2.1 présente les différents canaux .

Canal de transport	Lien	Fonction	Transmission
Broadcast Control Channel (BCCH)	Downlink	Diffusion	Cellule entière
Forward Access Channel (FACH)	Downlink	Informations de contrôle	Cellule entière
Paging CHannel (PCH)	Downlink	Informations nécessaires à la procédure de Paging	Cellule entière
Random Access Channel (RACH)	Uplink	Informations de contrôle	Reçu de toute la cellule
Common Packet CHannel (CPCH)	Uplink	Transmettre des paquets de données	Reçu de toute la cellule
CHannel Downlink Shared (DSCH)	Downlink	Transmettre des informations de contrôle dédié	Éventuellement à une partie de la cellule

Tableau 2- 1 : Canaux de transport communs

2.2.2 Canaux physiques

2.2.2.1 Canaux physiques en uplink

a. Canaux physiques dédiés uplink

On distingue deux types de canaux physiques dédiés uplink : le DPDCH (Dedicated Physical Data CHannel) et le DPCCH (Dedicated Physical Control CHannel). Le DPDCH transporte les informations de contrôle issues des couches hautes ainsi que les données utilisateur avec un facteur d'étalement variable, compris entre 4 et 256. Le uplink DPCCH est utilisé pour transporter les informations de contrôle générées par la couche physique avec un facteur d'étalement fixe de 256. On peut avoir 0, 1 ou plusieurs DPDCH dans chaque lien radio mais un seul DPCCH.

Le débit du canal DPDCH peut varier d'une trame à l'autre. Pour un service à débit variable, le débit du canal DPDCH est indiqué sur le canal DPCCH. Le canal DPCCH est transmis de façon continue et l'information du débit est transmise par l'indicateur TFCI. Par conséquent, si cet indicateur TFCI n'est pas décodé correctement, l'intégralité de la trame sera perdue.

Puisque l'indicateur TFCI n'indique que le format de transport de la trame courante, la perte d'un indicateur TFCI d'une trame n'affectera pas les autres trames. La Figure 2.1 présente la structure du canal dédié uplink en détail.

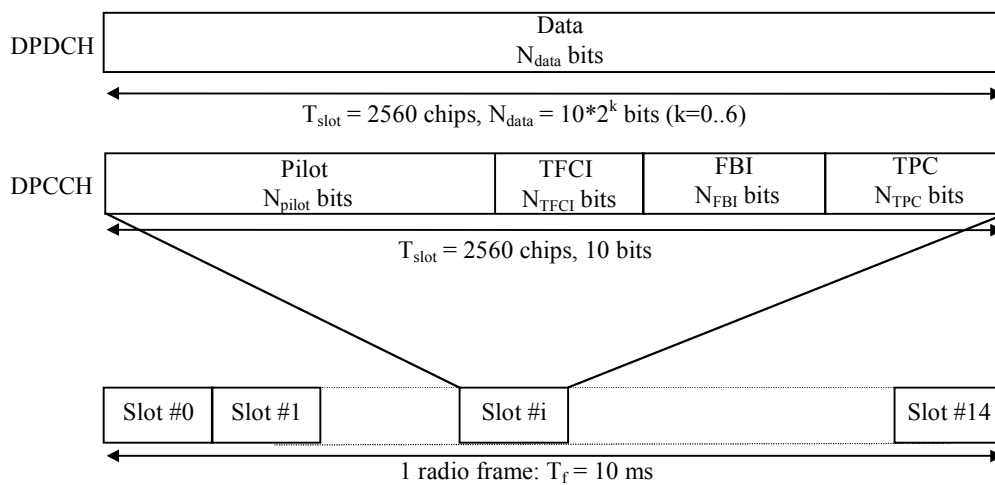


Figure 2- 1 : Structure du canal dédié uplink

Le canal DPCCH utilise une structure à 15 slots sur une durée de trame radio de 10 ms. Cela représente une durée de slot de 2 560 chips, soit environ 667 μs . Chaque slot possède quatre champs utilisés pour transmettre les bits pilot, l'indicateur TFCI (Transport Format Combination Indicator), les bits TPC (Transmission Power Control) et les bits FBI (FeedBack Information). Les bits pilot sont utilisés pour l'estimation du canal au niveau du récepteur, les bits TPC, pour véhiculer les commandes du contrôle de puissance downlink.

b. Canaux physiques communs uplink

- Physical Random Access CHannel (PRACH)

Il est utilisé pour transporter le RACH. La transmission d'un accès aléatoire est constituée d'un ou plusieurs préambules de 4096 chips chacun et d'un message d'une durée de 10 ms ou

20 ms (voir figure 2.2). L'émission du RACH est basée sur un accès aléatoire de type «Slotted ALOHA» avec indication d'acquisition rapide.

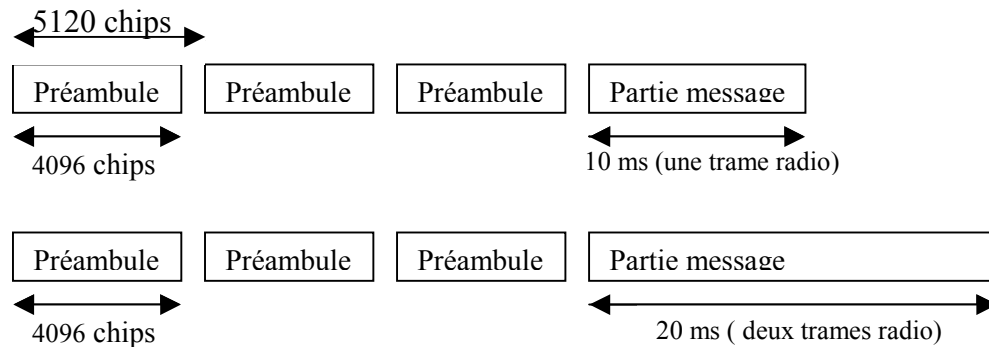


Figure 2- 2 : Structure de la transmission d'un accès aléatoire

La station mobile peut effectuer un accès aléatoire à des instants bien précis appelés slots d'accès, comme il est indiqué dans la figure 2.3. Il y a 15 slots d'accès toutes les deux trames radio successives de 20 ms. Les slots d'accès disponibles dans chaque station de base sont indiqués par les couches hautes.

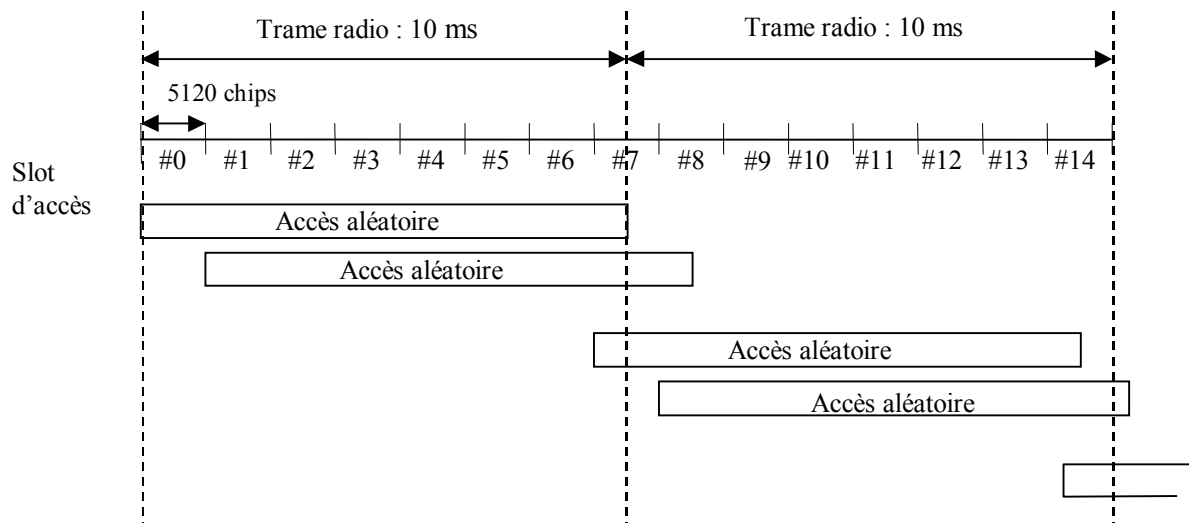


Figure 2- 3 : Les slots d'accès RACH

La partie contrôle est constituée de $N_{\text{pilot}}=8$ bits pilot connus et de $N_{\text{TFCI}}=2$ bits TFCI. La valeur du TFCI indique le format de transport du message d'accès aléatoire courant.

La figure 2.4 montre la structure du PRACH.

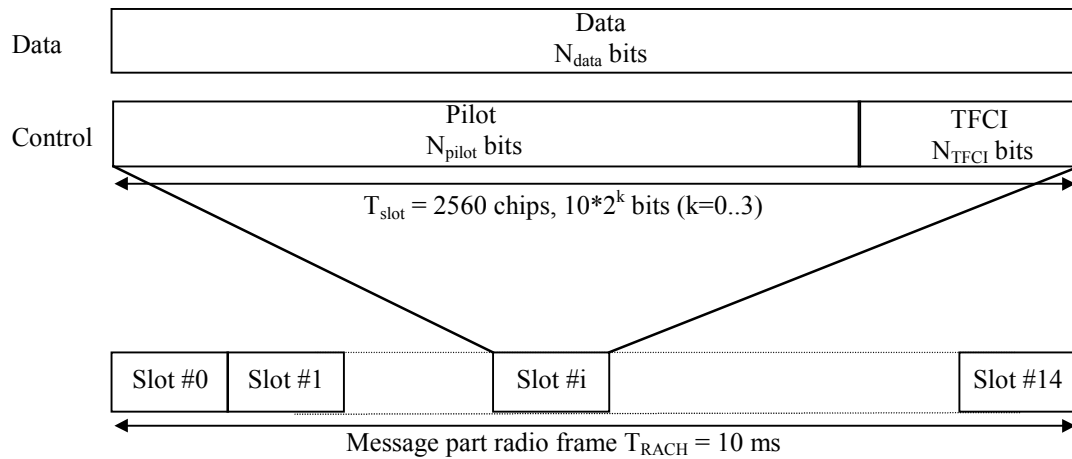


Figure 2- 4 : Structure du PRACH

- Physical Common Packet CHannel (PCPCH)

Il est utilisé pour transporter le CPCH. La transmission est constituée d'un ou plusieurs préambles de 4096 chips chacun, un préambule de détection de collision de longueur 4096 chips (CD-P), un préambule de contrôle de puissance (PC-P) de longueur 0 ou 8 slots et d'un message de durée variable de $N \cdot 10$ ms. L'émission du CPCH est basée sur un accès aléatoire de type «DSMA-CD» avec indication d'acquisition rapide. La figure 2.5 montre le principe de la transmission du CPCH.

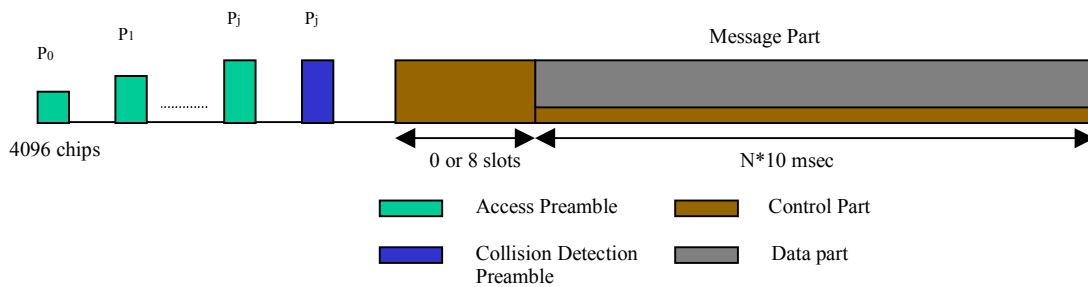


Figure 2- 5 : Structure de la transmission du CPCH

Chaque trame CPCH est divisé en 15 slots, chacun de durée 2560 chips. Chaque slot consiste en deux parties, une partie données qui transporte les informations des couches hautes et une partie contrôle qui transporte les informations de contrôle de la couche physique. Les deux parties sont transmises en parallèle. La figure 2.6 donne la structure du PCPCH.

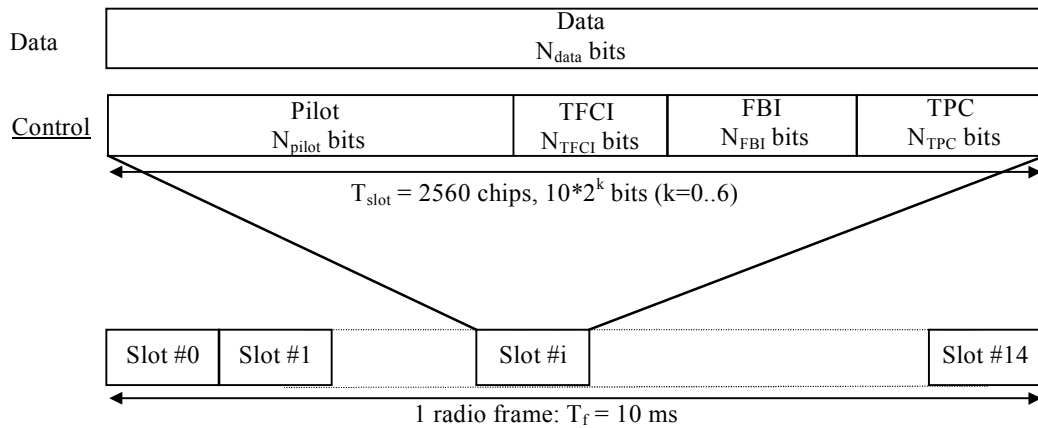


Figure 2- 6 : Structure de trame associée avec le PCPCH

2.2.2.2 Canaux physiques en downlink

a. Canaux physiques dédiés en downlink

Il y a un seul type de canal dédié sur le lien descendant, le downlink DPCCH (Downlink Dedicated Physical CHannel).

Avec un downlink DPCCH, les données dédiées générées par les couches hautes sont transmises avec les informations de contrôle générées par la couche physique (les bits pilot connus, les commandes TPC, et le TFCI optionnel).

La figure 2.7 présente la structure de la trame du downlink DPCCH. Chaque trame de longueur 10 ms est divisée en 15 slots, chacun de longueur $T_{slot} = 2560$ chips, correspondant en une période de contrôle de puissance.

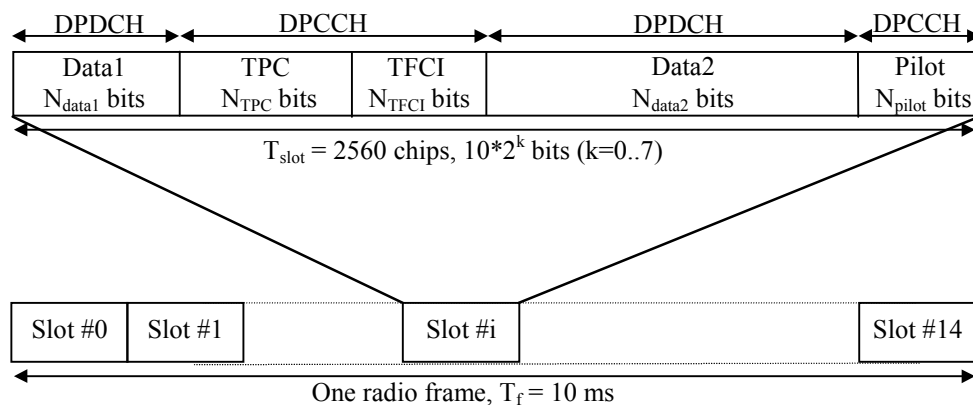


Figure 2- 7 : Structure du DPCCH sur le lien descendant

Le paramètre k détermine le nombre total de bits par downlink DPCCH slot. Il est relié au facteur d'étalement SF du canal physique par $SF=512/2^k$. Le facteur d'étalement varie de 4 à 512.

b. Canaux physiques communs downlink

- Common Pilot Channel (CPICH)

C'est un canal à débit fixe. Il utilise un facteur d'étalement de 256 et véhicule une séquence prédéfinie de symboles. La structure du CPICH est donné par la figure 2.8.

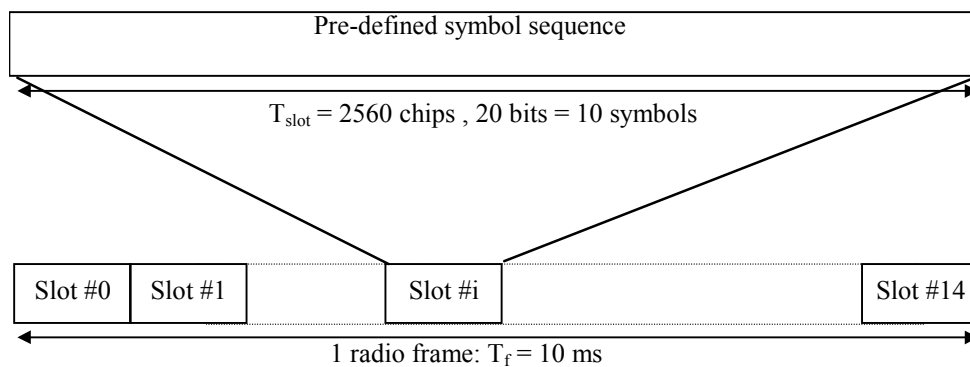


Figure 2- 8 : Structure du CPICH

- Primary Common Control Physical Channel (P-CCPCH)

C'est un canal à débit fixe. Il utilise un facteur d'étalement de 256 et transporte le canal de transport BCCH. La structure du P-CCPCH est donné par la figure 2.9.

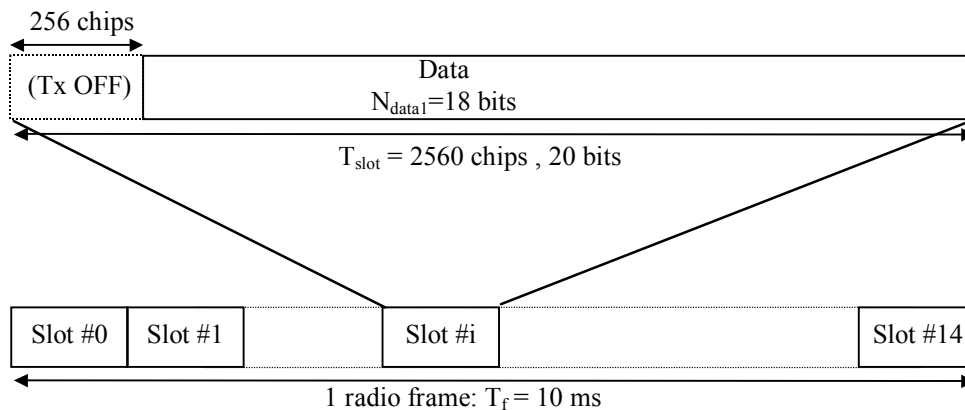


Figure 2- 9 : Structure du P-CCPCH

- Secondary Common Control Physical Channel (S-CCPCH)

C'est un canal à débit variable. Il utilise un facteur d'étalement variant de 4 à 256 et transporte les canaux de transport FACH et PCH. La structure du S-CCPCH est donné par la figure 2.10.

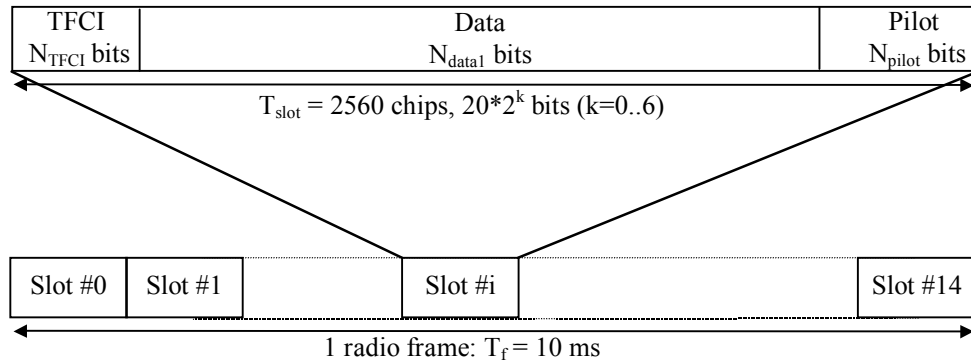


Figure 2- 10 : Structure du S-CCPCH

- Synchronisation Channel (SCH)

La figure 2.11 donne la structure du SCH. Le canal SCH primaire est constitué d'un code hiérarchique non modulé de 256 chips identiques pour toutes les cellules. Le code de synchronisation primaire (PSC) c_p est transmis au début de chaque time slot.

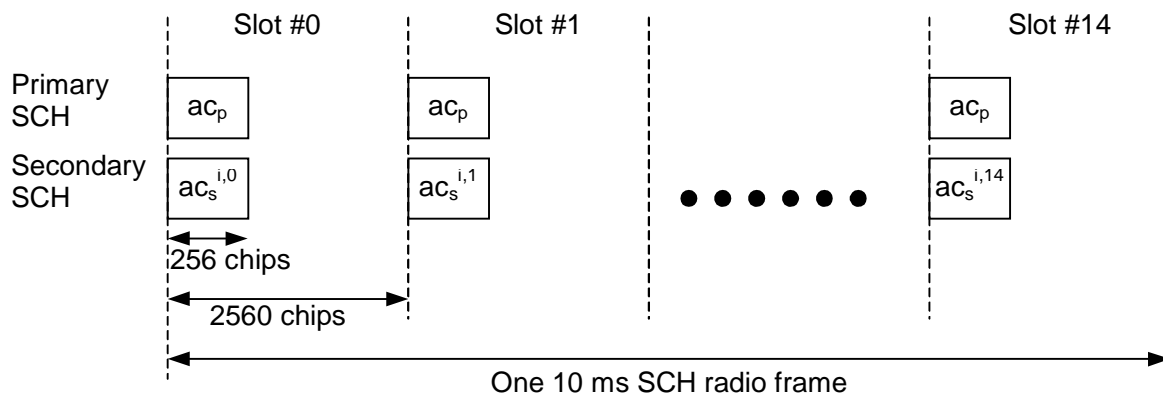


Figure 2- 11 : Structure du SCH

Le SCH secondaire est constitué de la transmission répétitive d'une séquence de 15 codes modulés de 256 chips chacun. Les codes de synchronisation secondaires (SSC) sont transmis en parallèle avec les codes de synchronisation primaires. Il y a 64 canaux secondaires indiquant 64 groupes de code d'embrouillage différents.

- Paging Indicator Channel (PICH)

C'est un canal à débit fixe. Il utilise un facteur d'étalement de 256. Il transporte les indicateurs d'appels entrants (Paging Indicators PI). Il est toujours associé à un S-CCPCH transportant un canal de transport PCH. Parmi les 300 bits contenus dans une trame radio du PICH, seulement 288 bits sont utilisés pour transporter les indicateurs d'appels. N indicateurs d'appels $\{PI_0, \dots, PI_{N-1}\}$ sont transmis à chaque trame PICH, où $N=18, 36, 72$ ou 144 . Si un indicateur d'appel vaut '1' dans une trame radio, toutes les stations mobiles associées à cet indicateur doivent écouter la trame correspondante du S-CCPCH associé au PICH. La structure du PICH est donné par la figure 2.12.

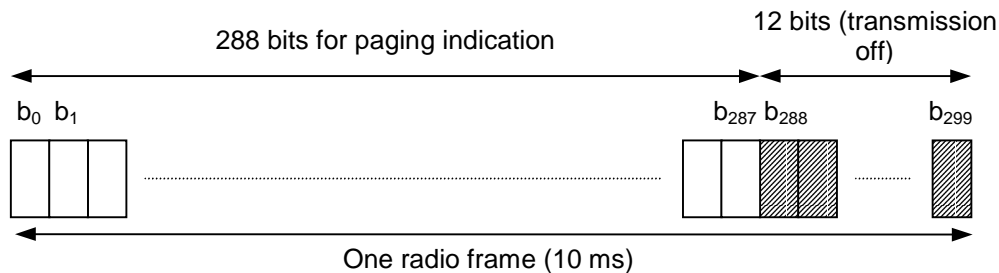


Figure 2- 12 : Structure du PICH

2.2.3 Correspondance entre canaux de transport et canaux physiques

La figure 2.13 donne la correspondance entre les canaux de transport et les canaux physiques.

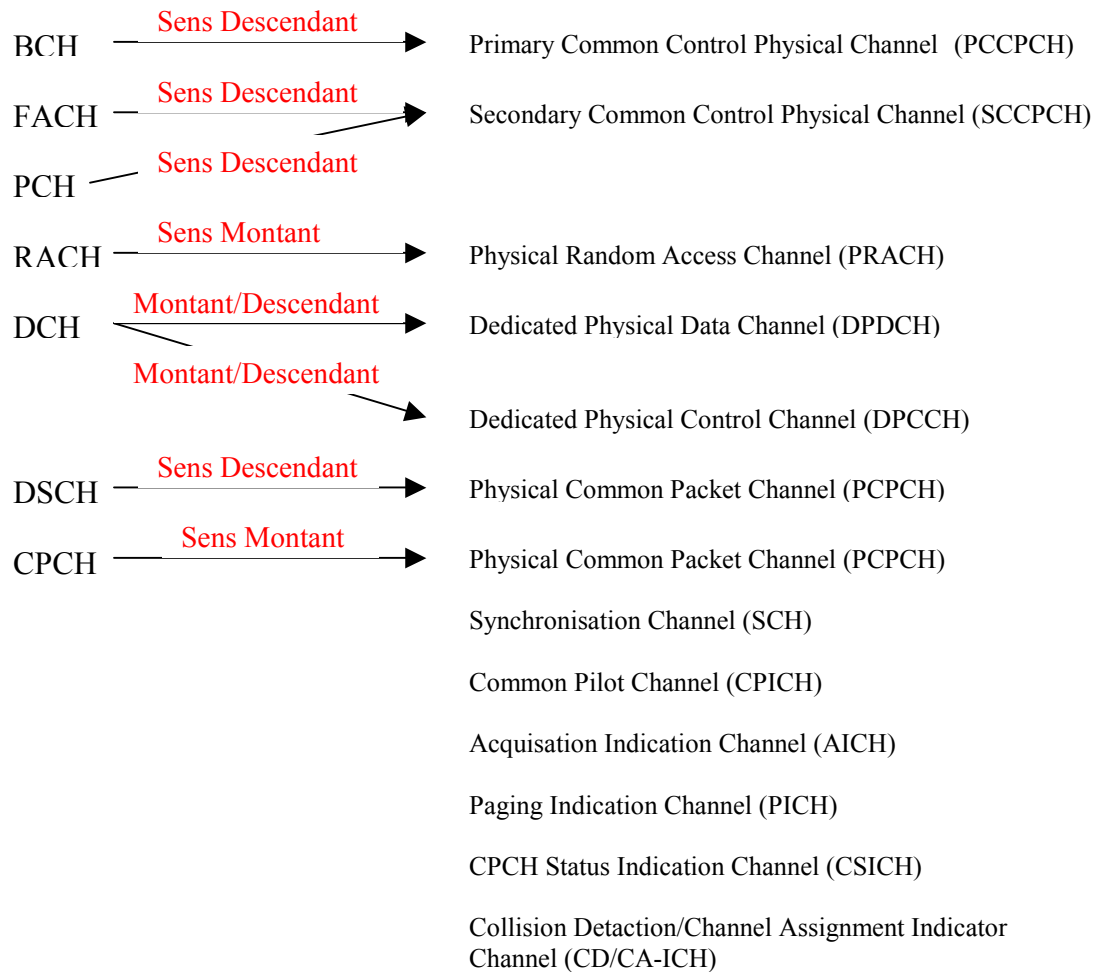


Figure 2- 13 : Correspondance entre les canaux physiques et les canaux logiques

2.3 Étalement et allocation des codes dans le lien montant

L'étalement est appliqué aux canaux physiques. Il consiste en deux opérations :

1. L'opération de canalisation qui transforme chaque symbole en un nombre de chips, ce qui augmente la bande du signal. Le nombre de chips par symbole s'appelle facteur d'étalement (Spreading Factor SF).
2. L'opération d'embrouillage dans laquelle un code d'embrouillage est appliqué au signal étalé.

Dans l'opération de canalisation, les symboles dans la branche I (branche réelle) et la branche Q (branche imaginaire) sont indépendamment multipliés par un code OVSF (Orthogonal

Variable Spreading Factor). Les signaux résultants dans les deux branches sont ensuite multipliés par un code d'embrouillage complexe.

2.3.1 Étalement

2.3.1.1 Étalement du DPCCH/DPDCH

La figure 2.14 illustre le principe de l'étalement sur le lien montant du DPCCH/DPDCH. Les valeurs binaires DPCCH et DPDCH à étaler sont représentées par des séquences de valeurs réelles, c'est à dire la valeur binaire "0" est représentée par la valeur réelle "1" et la valeur binaire "1" est représentée par la valeur réelle "-1". Le DPCCH est étalé par le code de canalisation C_c , alors que le $n^{\text{ième}}$ DPDCH appelé DPDCH_n est étalé par le code de canalisation $C_{d,n}$. De un jusqu'à 6 DPDCH en parallèle peuvent être transmis simultanément, c'est à dire $1 \leq n \leq 6$.

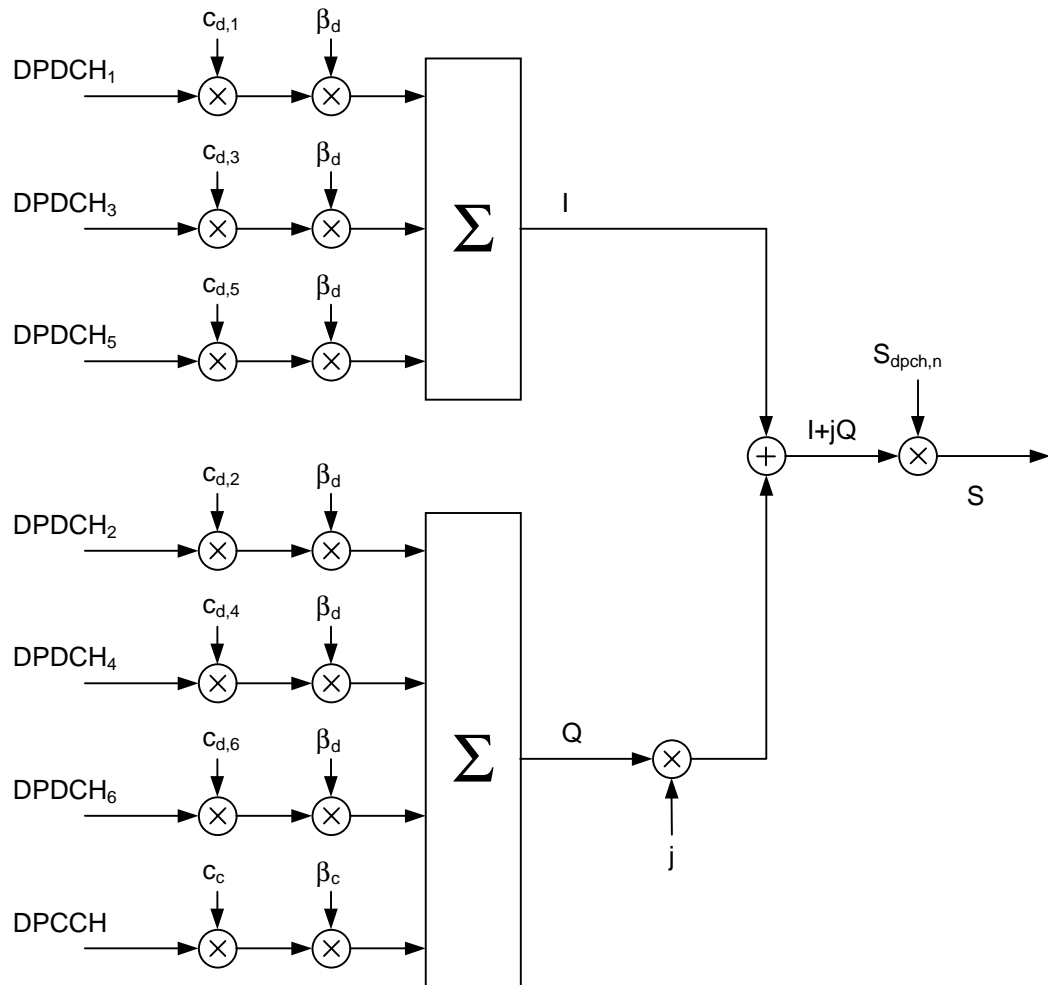


Figure 2- 14 : Etalement du DPCCH/DPDCH

Après la canalisation, les signaux étalés sont multipliés par un facteur de gain β_c pour le DPCCH et β_d pour tous les DPDCH. Puis, les chips dans les deux branches sont sommés et traités comme un ensemble de chips complexe. Ce signal complexe est ensuite embrouillé par un code d'embrouillage complexe $S_{dpch,n}$.

2.3.1.2 Etalement du PRACH

La figure 2.15 illustre le principe de l'étalement et de l'embrouillage du message PRACH qui se compose d'une partie de données et une autre de contrôle. Les valeurs binaires du message PRACH à étaler sont représentées par des séquences de valeurs réelles, c'est à dire la valeur binaire "0" est représentée par la valeur réelle "1" et la valeur binaire "1" est représentée par la

valeur réelle "-1". La partie de contrôle est étalé par le code de canalisation C_c , alors que la partie données est étalé par le code de canalisation C_d .

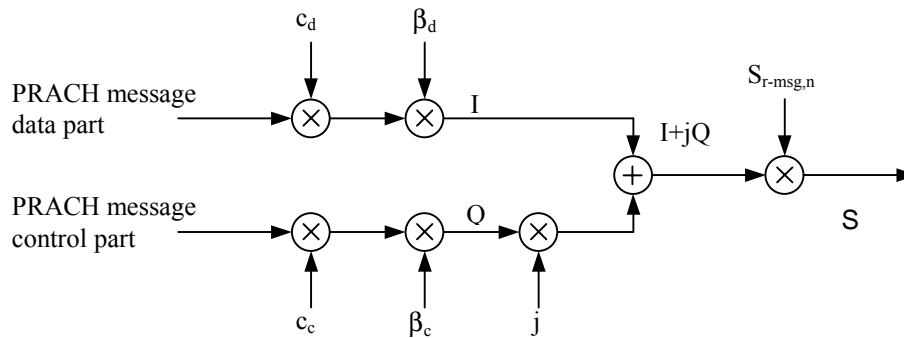


Figure 2- 15 : Etalement du message PRACH

Après la canalisation, les signaux étalés sont multipliés par un facteur de gain β_c pour la partie de contrôle et β_d pour la partie données. Puis, les chips dans les deux branches sont sommés et traités comme un ensemble de chips complexe. Ce signal complexe est ensuite embrouillé par un code d'embrouillage complexe $S_{r-msg,n}$.

2.3.1.3 Etalement du PCPCH

La figure 2.16 illustre le principe de l'étalement et de l'embrouillage du message PCPCH qui se compose d'une partie de données et une autre de contrôle. Les valeurs binaires du message PCPCH à étaler sont représentées par des séquences de valeurs réelles, c'est à dire la valeur binaire "0" est représentée par la valeur réelle "1" et la valeur binaire "1" est représentée par la valeur réelle "-1". La partie de contrôle est étalé par le code de canalisation C_c , alors que la partie données est étalé par le code de canalisation C_d .

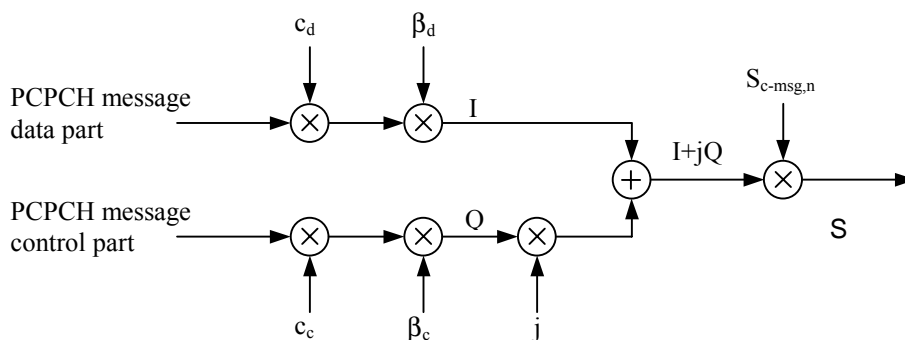


Figure 2- 16 : Etalement du message PCPCH

Après la canalisation, les signaux étalés sont multipliés par un facteur de gain β_c pour la partie de contrôle et β_d pour la partie données. Puis, les chips dans les deux branches sont sommés et traités comme un ensemble de chips complexe. Ce signal complexe est ensuite embrouillé par un code d'embrouillage complexe $S_{c\text{-msg},n}$.

2.3.2 Génération et allocation des codes

2.3.2.1 Code de canalisation

Les codes de canalisation sont des codes orthogonaux à facteurs d'étalement variables (OVSF) qui préservent l'orthogonalité entre les différents canaux physiques d'un utilisateur. Les codes OVSF peuvent être définis en utilisant l'arbre de codes de la figure 2.17.

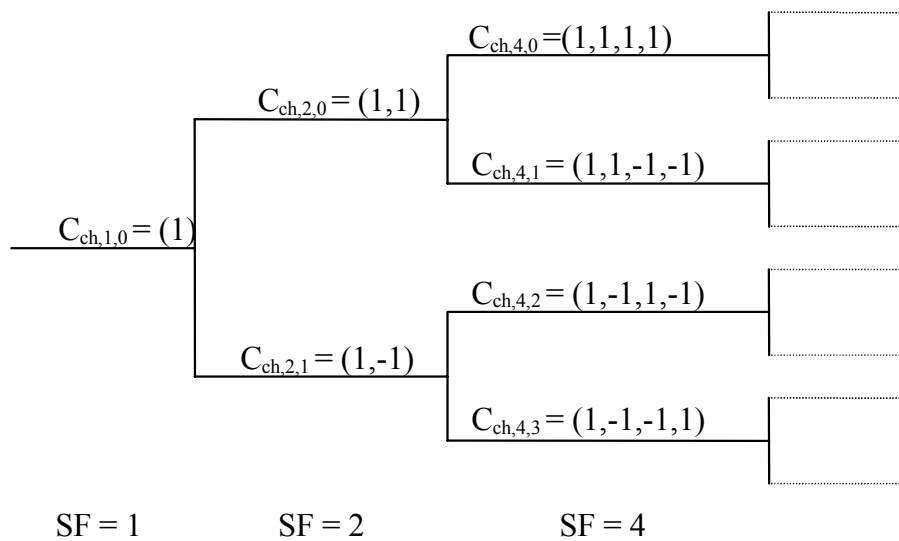


Figure 2- 17 : arbre de génération des codes OVSF

Dans la figure 2.18, les codes de canalisation sont uniquement décrits par $C_{ch,SF,k}$, avec SF est le facteur d'étalement du code et k est le numéro du code, $0 \leq k \leq SF-1$.

La méthode de génération du code de canalisation est donnée par:

$$C_{ch,1,0} = 1$$

$$\begin{pmatrix} C_{ch,2,0} \\ C_{ch,2,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{ch,1,0} & C_{ch,1,0} \\ C_{ch,1,0} & -C_{ch,1,0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

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

Figure 2-18 : Algorithme de génération des codes OVSF

La génération de ces codes est implémenté sur modelsim. Par exemple, la figure 2.19 nous donne les codes de taille SF= 4 et la figure 2.20 nous donne les codes avec SF = 8.

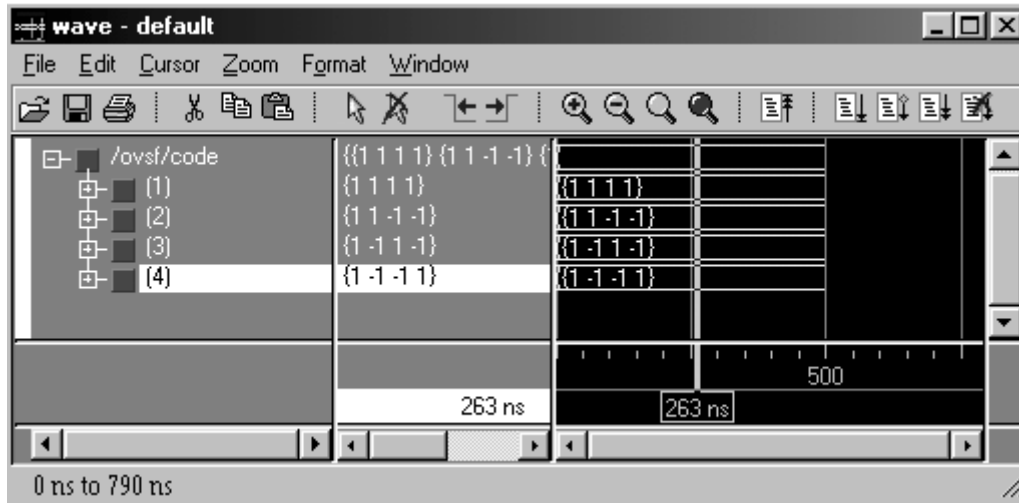


Figure 2-19 : codes avec SF = 4

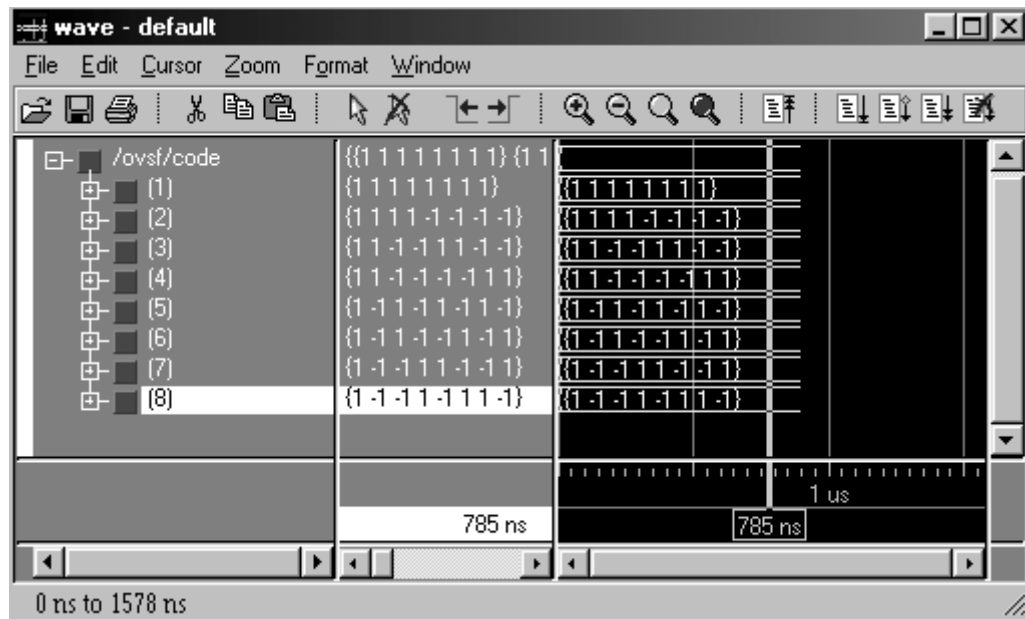


Figure 2-20 : codes avec SF = 8

a. Allocation du code pour le DPCCH/DPDCH

Pour le DPCCH et les DPDCH, on applique les règles suivantes:

- Le DPCCH est toujours étalé par le code $C_c = C_{ch,256,0}$.
- Si on va transmettre un seul DPDCH, $DPDCH_1$ est étalé par le code $C_{d,1} = C_{ch,SF,k}$ avec SF est le facteur d'étalement du $DPDCH_1$ et $k = SF / 4$.
- Si on va transmettre plus qu'un DPDCH, tous les DPDCH ont un facteur d'étalement égale à 4. $DPDCH_n$ est étalé par le code $C_{d,n} = C_{ch,4,k}$, avec $k = 1$ si $n \in \{1, 2\}$, $k = 3$ si $n \in \{3, 4\}$, et $k = 2$ si $n \in \{5, 6\}$.

b. Allocation du code pour le message PRACH

La signature de préambule s , $0 \leq s \leq 15$ correspond à un code de canalisation de longueur 16. La partie de contrôle est étalé par le code de canalisation $C_c = C_{ch,256,m}$ avec $m = 16*s + 15$. La partie données est étalé par le code de canalisation $C_d = C_{ch,SF,m}$ où SF est le facteur d'étalement utilisé pour la partie données et $m = SF*s/16$.

c. Allocation du code pour le message PCPCH

Pour les deux parties données et contrôle, on applique la procédure suivante :

- La partie contrôle est toujours étalée par le code $C_c = C_{ch,256,0}$.
- La partie données est étalée par le code $C_d = C_{ch,SF,k}$ où SF est le facteur d'étalement de la partie données et $k = SF/4$.

La partie données peut utiliser le code du facteur d'étalement 4 jusqu'au facteur 256.

2.3.2.2 Codes d'embrouillage

Tous les canaux physiques du lien montant sont embrouillés par un code d'embrouillage complexe. Il y a 2^{24} longs et 2^{24} courts codes d'embrouillage dans le lien montant. Ces codes sont assignés par les couches hautes.

a. Longues séquences d'embrouillage

Les longues séquences d'embrouillage $C_{long,1,n}$ et $C_{long,2,n}$ sont générées à partir de deux séquences de longueur m construites à partir de polynômes générateurs de degré 25. Soient X et Y ces deux séquences. La séquence X est construite à partir du polynôme primitif dans $GF(2)$ $X^{25} + X^3 + 1$. La séquence Y est construite à partir du polynôme $X^{25} + X^3 + X^2 + X + 1$. Les séquences résultantes constituent des segments d'un ensemble de séquences de Gold. La séquence $C_{long,2,n}$ est un décalage de 16777232 chips de la séquence $C_{long,1,n}$.

Soient $N_{23} \dots N_0$ les 24 bits de la représentation binaire de la séquence d'embrouillage numéro N avec N_0 est le bit le moins significatif. La séquence X dépend de la séquence d'embrouillage choisie numéro N et elle est notée X_n . De plus, soient $X_n(i)$ et $Y(i)$ respectivement le $i^{ème}$ symbole de la séquence X_n et Y .

Les séquences X_n et Y sont construites comme suit:

Conditions initiales:

- $X_n(0) = N_0$, $X_n(1) = N_1$, ..., $X_n(22) = N_{22}$, $X_n(23) = N_{23}$, $X_n(24) = 1$.

- $Y(0)=Y(1)= \dots =Y(23)= Y(24)=1$.

Une définition récursive pour les symboles qui suivent:

- $X_n(i+25)=X_n(i+3) + X_n(i) \text{ modulo } 2, i=0, \dots, 2^{25}-27$.
- $Y(i+25) = Y(i+3)+Y(i+2) +Y(i+1) +Y(i) \text{ modulo } 2, i=0, \dots, 2^{25}-27$.

On définit la séquence binaire de Gold z_n par:

- $z_n(i) = X_n(i) + Y(i) \text{ modulo } 2, i = 0, 1, 2, \dots, 2^{25}-2$.

La séquence réelle de Gold Z_n est défini par:

$$Z_n(i) = \begin{cases} +1 & \text{si } z_n(i) = 0 \\ -1 & \text{si } z_n(i) = 1 \end{cases} \text{ pour } i = 0, 1, \dots, 2^{25} - 2. \quad (2.1)$$

Les longues séquences réelles d'embrouillage $C_{\text{long},1,n}$ et $C_{\text{long},2,n}$ sont définies comme suit:

$$C_{\text{long},1,n}(i) = Z_n(i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^{25} - 2 \text{ et}$$

$$C_{\text{long},2,n}(i) = Z_n((i + 16777232) \text{ modulo } (2^{25} - 1)), \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^{25} - 2.$$

Finalement, la séquence réelle longue d'embrouillage $C_{\text{long},n}$ est définie par:

$$C_{\text{long},n}(i) = C_{\text{long},1,n}(i) \left(1 + j(-1)^{\lfloor i/2 \rfloor} C_{\text{long},2,n}(2 \lfloor i/2 \rfloor) \right), \quad (2.2)$$

avec $i = 0, 1, \dots, 2^{25} - 2$ et $\lfloor \cdot \rfloor$ la partie entière de l'entier.

La figure 2.21 configure la génération de la séquence d'embrouillage longue du lien montant.

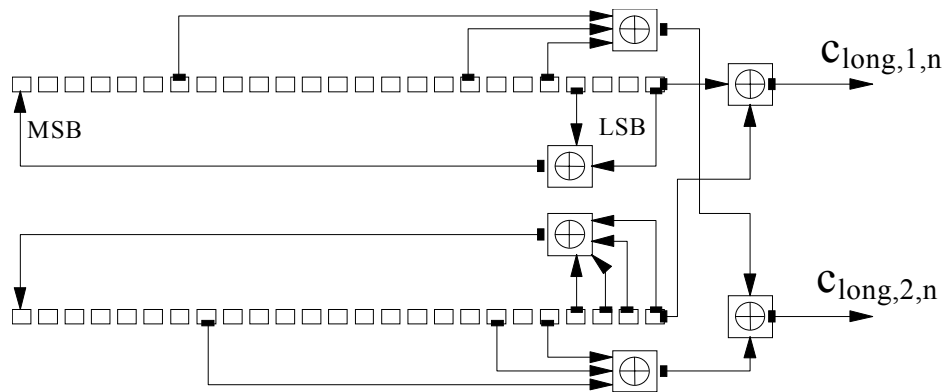


Figure 2- 21 : Configuration du générateur de la séquence d'embrouillage du lien montant

b. Séquence d'embrouillage courte

Soient $N_{23}N_{22}\dots N_0$ les 24 bits de la représentation binaire du code numéro N .

La $n^{\text{ième}}$ séquence quaternaire dans $S(2)$ $z_n(i)$, $0 \leq n \leq 16777215$, est obtenue par une addition modulo 4 de trois séquences : une séquence quaternaire $a(i)$ et deux séquences binaires $b(i)$ et $d(i)$. La séquence $z_n(i)$ de longueur 255 est générée selon la relation suivante:

$$- z_n(i) = a(i) + 2b(i) + 2d(i) \text{ modulo } 4, i = 0, 1, \dots, 254;$$

sachant que la séquence $a(i)$ est générée récursivement à partir du polynôme $g_0(x)=x^8+x^5+3x^3+x^2+2x+1$ par:

$$- a(0) = 2N_0 + 1 \text{ modulo } 4;$$

$$- a(i) = 2N_i \text{ modulo } 4, i = 1, 2, \dots, 7;$$

$$- a(i) = 3a(i-3) + a(i-5) + 3a(i-6) + 2a(i-7) + 3a(i-8) \text{ modulo } 4, i = 8, 9, \dots, 254;$$

la séquence binaire $b(i)$ est générée récursivement à partir du polynôme $g_1(x)=x^8+x^7+x^5+x+1$ par :

$$b(i) = N_{8+i} \text{ modulo } 2, i = 0, 1, \dots, 7,$$

$$b(i) = b(i-1) + b(i-3) + b(i-7) + b(i-8) \text{ modulo } 2, i = 8, 9, \dots, 254,$$

et enfin la séquence binaire $d(i)$ est générée récursivement à partir du polynôme $g_2(x)=x^8+x^7+x^5+x^4+1$ as:

$$d(i) = N_{16+i} \text{ modulo } 2, i = 0, 1, \dots, 7;$$

$$d(i) = d(i-1) + d(i-3) + d(i-4) + d(i-8) \text{ modulo } 2, i = 8, 9, \dots, 254.$$

La séquence $z_n(i)$ est étendue à la longueur 256 chips en prenant $z_n(255) = z_n(0)$.

Le tableau 2.2 donne la correspondance entre $z_n(i)$, $C_{\text{short},1,n}(i)$ et $C_{\text{short},2,n}(i)$.

$z_n(i)$	$C_{\text{short},1,n}(i)$	$C_{\text{short},2,n}(i)$
0	+1	+1
1	-1	+1
2	-1	-1
3	+1	-1

Tableau 2- 2 : Correspondance entre $z_n(i)$, $C_{\text{short},1,n}(i)$ et $C_{\text{short},2,n}(i)$

Finalement, le code court d'embrouillage complexe $C_{short,n}$, est défini par:

$$C_{short,n}(i) = c_{short,1,n}(i \bmod 256) \left(1 + j(-1)^i c_{short,2,n}(2 \lfloor (i \bmod 256) / 2 \rfloor) \right) \quad (2.3)$$

L'implémentation de ce code est donnée par la figure 2.22 .

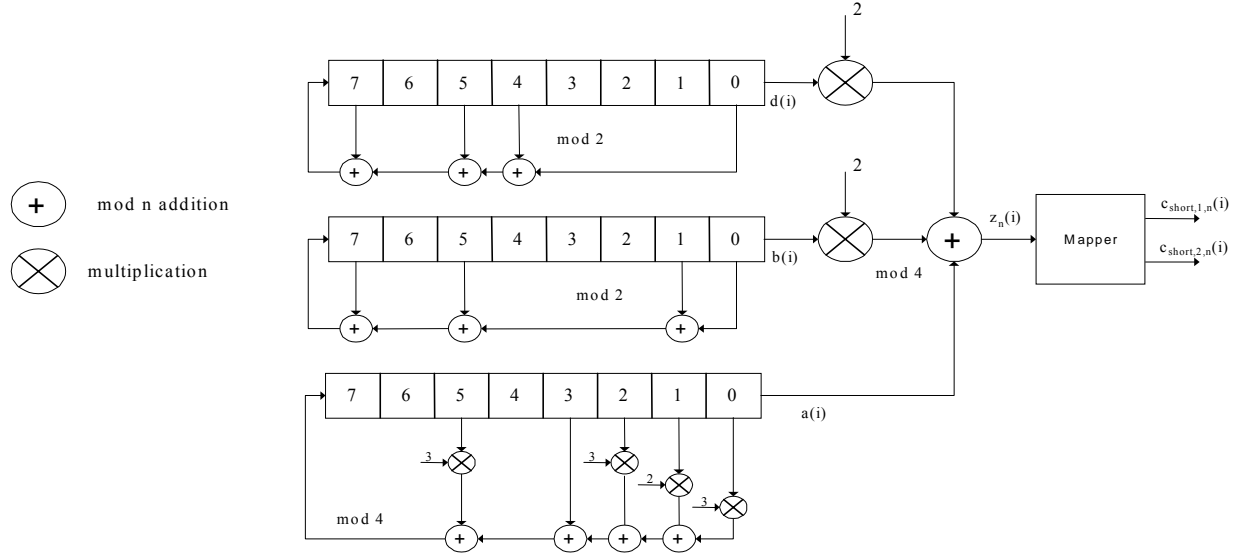


Figure 2- 22 : le générateur du code de scrambling court

c. Code d'embrouillage du DPCCH/DPDCH

Le code utilisé pour l'embrouillage du DPCCH/DPDCH peut être un code long ou un code court.

Le $n^{\text{ième}}$ code d'embrouillage pour le DPCCH/DPDCH, noté $S_{dpch,n}$, est défini par:

$$S_{dpch,n}(i) = C_{long,n}(i), \quad i = 0, 1, \dots, 38399, \text{ si on utilise un long code d'embrouillage;}$$

$$S_{dpch,n}(i) = C_{short,n}(i), \quad i = 0, 1, \dots, 38399, \text{ si on utilise un court code d'embrouillage.}$$

d. Code d'embrouillage du message PRACH

Le code d'embrouillage du message PRACH est de longueur 10 ms. Il y a 8192 différents codes d'embrouillage pour le PRACH.

Le $n^{\text{ième}}$ code d'embrouillage du message PRACH, noté $S_{r-msg,n}$, avec $n = 0, 1, \dots, 8191$, est un code d'embrouillage long et défini par:

$$S_{r\text{-msg},n}(i) = C_{\text{long},n}(i + 4096), \quad i = 0, 1, \dots, 38399$$

Le code d'embrouillage du message PRACH est en correspondance avec celui du préambule PRACH. Pour un PRACH, le même numéro du code est utilisé pour les deux codes, c'est à dire si le code d'embrouillage pour le préambule PRACH est $S_{r\text{-pre},m}$ alors celui du message PRACH est $S_{r\text{-msg},m}$, où m est le même pour les deux codes.

e. Code d'embrouillage du message PCPCH

Les codes d'embrouillage du message PCPCH sont de longueur 10 ms et spécifiques pour chaque cellule.. Les deux types de codes peuvent être utilisés pour l'embrouillage du message CPCH. Il y a 64 uplink codes d'embrouillage définis par cellule et 32768 différents codes d'embrouillage du PCPCH définis dans le système.

Le $n^{\text{ième}}$ code d'embrouillage du message PCPCH, noté $S_{c\text{-msg},n}$, avec $n = 8192, 8193, \dots, 40959$ est donné par:

$S_{c\text{-msg},n}(i) = C_{\text{long},n}(i)$, $i = 0, 1, \dots, 38399$; si on utilise un long code d'embrouillage;

$S_{c\text{-msg},n}(i) = C_{\text{short},n}(i)$, $i = 0, 1, \dots, 38399$; si on utilise un court code d'embrouillage.

Les 32768 PCPCH codes d'embrouillage sont divisés en 512 groupes avec 64 codes dans chaque groupe.

2.4 Etalement et allocation des codes dans le lien descendant

2.4.1 Etalement

La figure **2.23** illustre l'opération d'étalement pour les canaux physiques du lien descendant P-CCPCH, S-CCPCH, CPICH, AICH, PICH, PDSCH, et le downlink DPCH. Le canal physique non étalé consiste en une séquence de symboles à valeurs réelles. Pour tous les canaux sauf le AICH, les symboles peuvent prendre les valeurs +1, -1, et 0.

Chaque paire de deux symboles consécutifs est divisé en I et Q branches. Puis les deux branches sont étalés par le code de canalisation $C_{\text{ch},\text{SF},m}$. Les séquences résultantes dans les

deux branches sont traitées comme une seule séquence complexe de chips. Cette séquence est embrouillée par un code d'embrouillage $S_{dl,n}$.

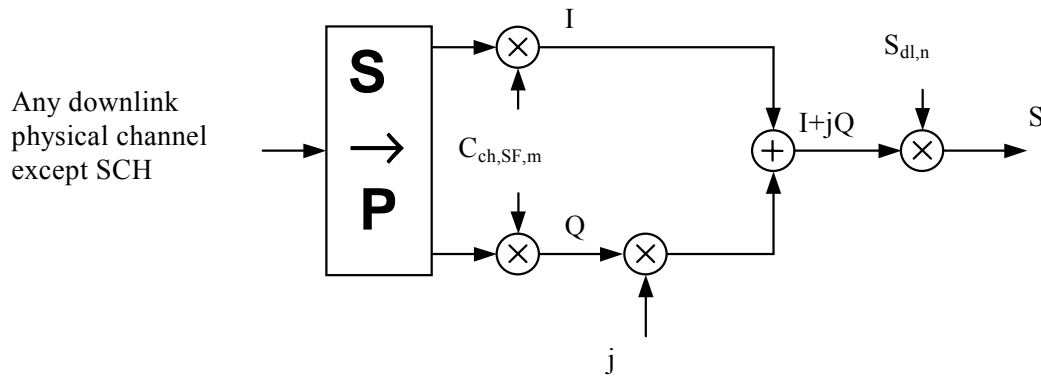


Figure 2- 23 : Etalement pour les canaux physiques sur le lien descendant

La figure 2.24 illustre comment les différents canaux du lien descendant sont combinés. Chaque valeur complexe du canal étalé, correspondant au point S dans la figure 2.23 , est multiplié par le facteur G_i . Les valeurs complexes P-SCH et S-SCH sont multipliés par G_p et G_s . Tous les canaux physiques du lien descendant sont combinés par une addition complexe.

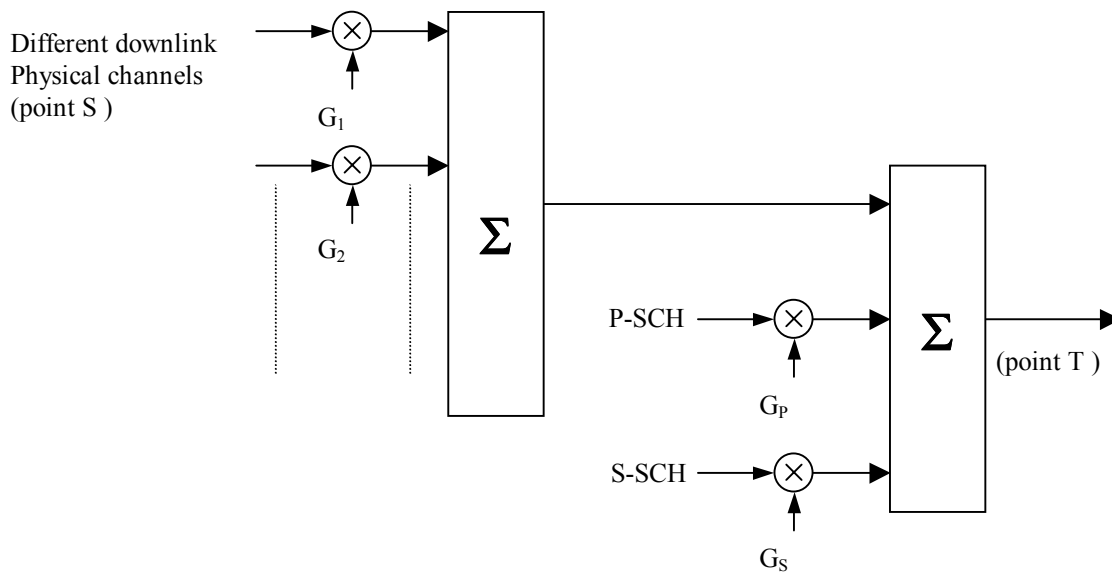


Figure 2- 24 : Etalement et modulation du SCH et du P-CCPCH

2.4.2 Génération et allocation des codes

2.4.2.1 Code de canalisation

Les codes de canalisation sont les mêmes codes que ceux utilisés dans le lien montant.

Le code de canalisation pour le CPICH primaire est fixé à $C_{ch,256,0}$ et le code de canalisation du CCPCH primaire est fixé à $C_{ch,256,1}$. Les codes de canalisation pour tous les autres canaux physiques sont assignés par l'UTRAN.

Avec le facteur d'étalement 512, une restriction spécifique est appliquée. Si le code $C_{ch,512,n}$, avec $n=0,2,4,\dots,510$, est utilisé dans le soft handover, alors le code $C_{ch,512,n+1}$ n'est pas alloué dans les cellules où un ajustement temporel est utilisé. Respectivement si $C_{ch,512,n}$, avec $n=1,3,5,\dots,511$ est utilisé, alors le code $C_{ch,512,n-1}$ n'est pas alloué dans les cellules où un ajustement temporel est utilisé.

2.4.2.2 Codes d'embrouillage

On peut générer $2^{18}-1 = 262,143$ codes d'embrouillage. Ces codes sont divisés en 512 groupes contenant chacun un code primaire et 15 codes secondaires. Le code d'embrouillage primaire consiste aux $n^{ièmes}$ codes d'embrouillage avec $n=16*i$ et $i=0\dots511$. Le $i^{ème}$ ensemble de codes d'embrouillage secondaires est constitué des codes d'embrouillage $16*i+k$, avec $k=1\dots15$.

A chaque code d'embrouillage (primaire ou secondaire) sont associés un code d'embrouillage alternatif gauche et un code d'embrouillage alternatif droit (pour les trames compressées éventuellement). Le code d'embrouillage alternatif gauche correspondant au code d'embrouillage k est le code d'embrouillage numéro $k+8192$, alors que le code d'embrouillage alternatif droit correspondant au code d'embrouillage k est le code d'embrouillage numéro $k+16384$. Les codes d'embrouillage alternatifs sont utilisés pour le mode compressé. Dans ce cas, le code d'embrouillage alternatif gauche est utilisé si $n < SF/2$ et le code d'embrouillage alternatif droit est utilisé si $n \geq SF/2$, où $C_{ch,SF,n}$ est le code de canalisation utilisé dans le mode non compressé.

L'ensemble des codes primaires d'embrouillage est divisé en 64 groupes contenant chacun 8 codes d'embrouillage primaires. Le $j^{\text{ème}}$ groupe est constitué des codes primaires d'embrouillage $16 \cdot 8 \cdot j + 16 \cdot k$, où $j=0..63$ et $k=0..7$.

Chaque cellule ne peut utiliser qu'un seul code d'embrouillage primaire. Le CCPCH primaire, le CPICH primaire, PICH, AICH, AP-AICH, CD/CA-ICH, CSICH et S-CCPCH sont toujours transmis en utilisant le code d'embrouillage primaire.

Les codes d'embrouillage sont construits en combinant deux séquences réelles en une séquence complexe. Chacune des deux séquences réelles est générée par un polynôme générateur de degré 18. Les codes d'embrouillage sont répétés toutes les trames radio de 10 ms. Soient x et y ces deux séquences respectivement. La séquence x est construite en utilisant le polynôme primitif dans $GF(2)$ $1+X^7+X^{18}$. La séquence y est construite en utilisant le polynôme $1+X^5+X^7+X^{10}+X^{18}$.

La séquence dépendant du code d'embrouillage choisi numéro n est noté z_n . De plus, soient $x(i)$, $y(i)$ et $z_n(i)$ le $i^{\text{ème}}$ symbole respectivement des séquences x , y , et z_n .

Les séquences x et y sont construites par:

Conditions initiales:

$$x(0)=1, x(1)=x(2)=\dots=x(16)=x(17)=0.$$

$$y(0)=y(1)=\dots=y(16)=y(17)=1.$$

Une définition récursive des autres symboles:

$$x(i+18)=x(i+7)+x(i) \text{ modulo } 2, i=0,\dots,2^{18}-20.$$

$$y(i+18)=y(i+10)+y(i+7)+y(i+5)+y(i) \text{ modulo } 2, i=0,\dots,2^{18}-20.$$

La $n^{\text{ème}}$ séquence de Gold z_n , $n=0,1,2,\dots,2^{18}-2$, est définie par:

$$z_n(i)=x((i+n) \text{ modulo } (2^{18}-1))+y(i) \text{ modulo } 2, i=0,\dots,2^{18}-2.$$

Les séquences binaires sont converties en des séquences réelles Z_n par la transformation suivante :

$$Z_n(i)=\begin{cases} +1 & \text{si } z_n(i)=0 \\ -1 & \text{si } z_n(i)=1 \end{cases} \text{ pour } i=0,1,\dots,2^{18}-2.$$

Finalement, le $n^{\text{ième}}$ séquence de codes d'embrouillage complexe est définie par :

$$S_{dl,n}(i) = Z_n(i) + j Z_n((i+131072) \text{ modulo } (2^{18}-1)), i=0,1,\dots,38399.$$

La figure 2.25 configure la génération du code d'embrouillage pour le lien descendant

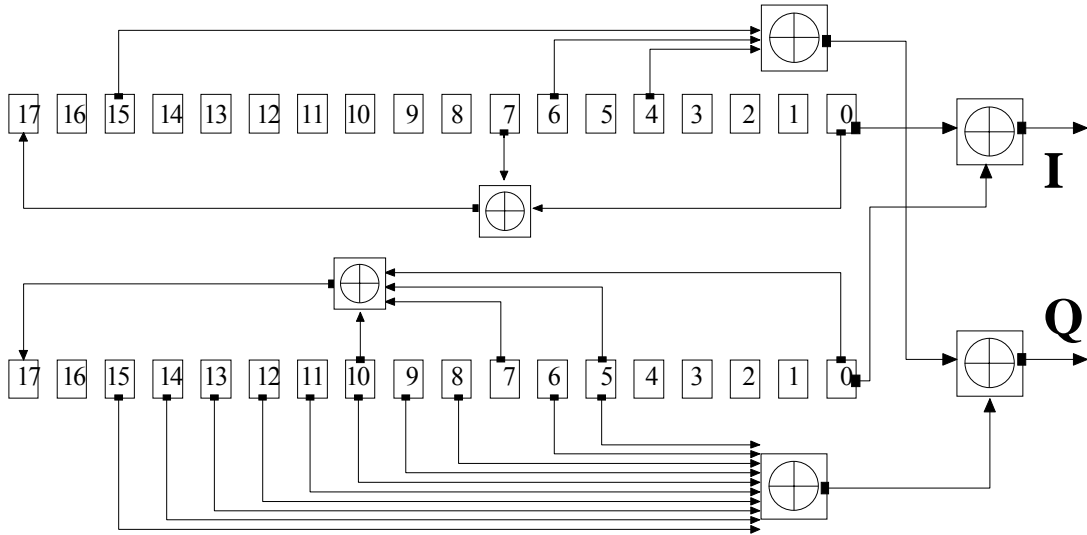


Figure 2- 25 : Configuration du générateur du code d'embrouillage pour le lien descendant

2.4.2.3 Codes de signalisation

Le code primaire de synchronisation (PSC), C_{psc} est choisi de façon à avoir des bonnes propriétés d'autocorrélation.

$$a = \langle x_1, x_2, x_3, \dots, x_{16} \rangle = \langle 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1 \rangle$$

Le PSC C_{psc} est défini par:

$$C_{psc} = (1 + j) \times \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle;$$

Les 16 codes secondaires de synchronisation (SSCs), $\{C_{ssc,1}, \dots, C_{ssc,16}\}$, sont des valeurs complexes et définis par:

$$z = \langle b, b, b, -b, b, b, -b, -b, b, -b, b, -b, -b, -b, -b, -b \rangle, \text{ où}$$

$b = \langle x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, -x_9, -x_{10}, -x_{11}, -x_{12}, -x_{13}, -x_{14}, -x_{15}, -x_{16} \rangle$ et $x_1, x_2, \dots, x_{15}, x_{16}$, sont les mêmes que ceux définis dans la séquence a .

Les séquences de Hadamard sont les lignes de la matrice H_8 construit récursivement par :

$$H_0 = (1)$$

$$H_k = \begin{pmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & -H_{k-1} \end{pmatrix} \quad k \geq 1$$

Soient, $h_n(i)$ et $z(i)$ le $i^{\text{ème}}$ symbole respectivement des séquences h_n et z , où $i=0,1,2, \dots, 255$.

Le $k^{\text{ème}}$ SSC, $C_{\text{SSC},k}$, $k = 1, 2, 3, \dots, 16$ est défini par :

$C_{\text{SSC},k} = (1 + j) \times \langle h_m(0) \times z(0), h_m(1) \times z(1), h_m(2) \times z(2), \dots, h_m(255) \times z(255) \rangle$; où $m=16 \times (k-1)$.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les canaux de transport et les canaux physiques. Ensuite, on présenté la correspondance entre les deux types de canaux. Puis, on a étudié les procédures d'étalement des canaux dans les deux liens. De plus, on a décrit les algorithmes de génération des codes de canalisation et des différents codes d'embrouillage que nous allons utilisés dans le chapitre suivant dans l'implémentation de la fonction d'allocation des codes.

Chapitre 3 :

Implémentation des procédures d'allocation des ressources

3.1 Introduction

En UMTS, il est essentiel de surveiller la qualité de service pour s'assurer que les exigences requises sont remplies, mais pas dépassées. Il est tout aussi essentiel de lisser les flux de trafic et d'éviter les engorgements, notamment en retardant le trafic qui n'est pas en temps réel (NRT) au profit des services en temps réel (RT). Le contrôle d'admission radio (RAC), l'allocation et la gestion des ressources radio et le contrôle puissance sont des fonctions essentielles pour gérer la qualité de service dans l'UTRAN.

Dans ce chapitre, on présentera l'implémentation sur FPGA les trois fonctions de gestion de la qualité de service dans le WCDMA. Dans un premier lieu, on présentera brièvement la fonction de contrôle d'admission, puis on décrit son implémentation. Dans la deuxième partie, on s'intéressera à l'implémentation de la procédure d'allocation des ressources radio ; on décrira principalement la procédure d'allocation des codes de canalisation. Finalement, on présentera l'importance de contrôle de puissance dans la technique WCDMA en faisant une simulation sous Matlab et puis on l'implémentera en utilisant le langage VHDL.

3.2 Implémentation de la fonction Contrôle d'accès

Dans le système UMTS, sensible aux interférences radioélectriques, l'un des objectifs du RAC (Radio Access Controller) est de vérifier si la prise en charge d'un nouveau RAB (Radio Access Bearer) ne risque pas de dégrader les conditions de propagation au point d'empêcher le maintien d'une qualité radio acceptable pour toutes les communications en cours. La charge de trafic doit être également considérée : accepter un nouveau RAB ne doit pas se traduire par

une réduction inférieure à des limites acceptables du débit et de la qualité de service offerts aux autres usagers. Les demandes qui ne peuvent pas être traitées selon ces critères sont rejetées par l'UTRAN.

Les paramètres qui entrent en jeu dans l'implémentation de cette fonction sont les suivants :

1. E/I : c'est un entier positif qui représente le rapport de l'énergie par bit sur l'interférence,
2. W : débit chip, il est égal à 3840000,
3. R : débit données,
4. P : La puissance transmise par le mobile,
5. F_{ad} : c'est un réel qui désigne le path loss entre le mobile et la BS,
6. n_i : un bruit gaussien additif,
7. α : un facteur qui représente l'orthogonalité entre deux codes d'embrouillage,
8. I : la puissance des autres utilisateurs,
9. $accept$: c'est le résultat de l'implémentation, c'est un bit à un si le nouveau utilisateur est accepté ($accept = '1'$) ou non ($accept = '0'$).

La figure 3.1 donne décrit l'interface d'implémentation de la fonction de contrôle d'accès.

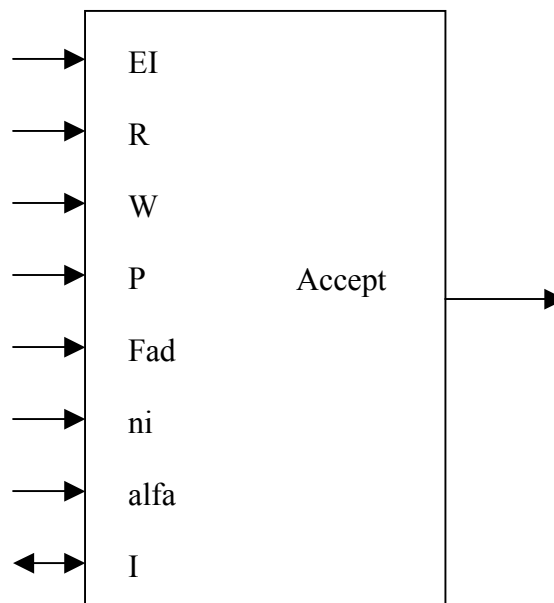


Figure 3- 1 : Interface des signaux de la fonction contrôle d'admission

Le principe de fonctionnement de ce composant est le suivant : si un nouveau utilisateur veut accéder au réseau, on calcule le rapport de l'énergie par bit sur interférence dans le cas où on accepte ce nouveau utilisateur par la relation :

$$E = \frac{W}{R} \frac{P * Fad}{\alpha * I + n_i * W} \quad , \quad (3.1)$$

avec $I = \sum_{i=1}^N p_i * Fad_i$, N étant le nombre d'utilisateurs dans la cellule, p_i et $fadi$ sont

respectivement la puissance et le path loss de l'utilisateur numéro i.

La condition d'accepter ce nouveau utilisateur est d'avoir $E > E/I$.

3.3 Implémentation de la fonction Allocation des codes

La fonction d'allocation des codes permet d'allouer les codes de canalisation à la demande de la fonction de contrôle d'admission radio. Les codes de canalisation et d'embrouillage sont nécessaires au niveau de la couche physique radio, de manière à séparer les sources de trafic différentes qui partagent les mêmes fréquences.

L'allocation des codes est liée au facteur d'étalement (SF), qui dépend du débit binaire visé. Plus le débit binaire est élevé, plus le facteur d'étalement est faible. Les codes sont arrangés selon une arborescence, comme le montre la figure 3.2. Il est important de noter que lorsqu'un code donné est alloué à un usager, ni les codes de SF supérieur, ni ceux de SF inférieur appartenant à la même branche ne peuvent être alloués à d'autres usagers ; les signaux correspondants ne pourraient pas être décodés correctement à la réception.

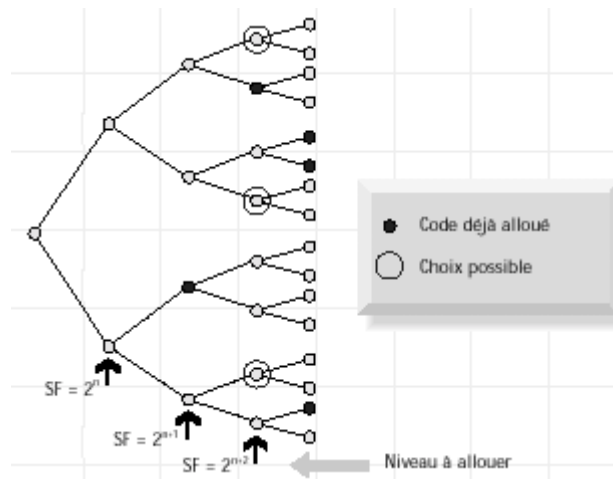


Figure 3- 2: Principes de l'arborescence des codes de répartition des canaux

La gestion de l'arborescence des codes revêt alors une importance particulière, surtout lorsqu'il s'agit des services à haut débit binaire (faible SF). Il faut en effet réduire au minimum le risque de pénurie de codes.

3.3.1 Critères d'allocation des codes de canalisation

L'objectif de l'allocation des codes est de supporter le plus d'utilisateurs avec la moindre complexité. Un utilisateur peut demander différents types de services avec différents débits de transmission. Chaque utilisateur doit avoir donc la possibilité d'utiliser plus qu'un code pour supporter différents débits. Les critères suivants sont alors envisagés :

a. Critère de l'utilisation

L'utilisation est le rapport entre la bande allouée et la bande totale. Un algorithme d'allocation des codes qui préserve plus de codes ayant un petit facteur d'étalement peut fournir une haute utilisation.

b. Critère de complexité

Plus de codes sont utilisés, plus est la complexité du système. Dans certains cas, il y a différentes possibilités qui garantissent le premier critère d'allocation des ressources. Par

exemple, $C_{4,1}$ et $(C_{8,1}, C_{8,3})$ sont 2 codes fournissant le même débit 960 Kbit/s. Dans ce cas, on utilise le critère de complexité c'est à dire on choisit le moins de codes possibles.

3.3.2 Formulation de l'algorithme d'allocation des codes de canalisation

Soit $C = (a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7)$ le 7-uplet qui dénote le nombre de codes valables pour les valeurs respectivement de SF (4,8,16,32,64,128, 256), avec $a_1 \leq 4, a_2 \leq 8, a_3 \leq 16, a_4 \leq 32, a_5 \leq 64, a_6 \leq 128, a_7 \leq 256$. Le débit total (normalisé par le débit du code OVSF avec SF=256) supporté par C est nommé le poids et on peut l'obtenir par la relation :

$$W(C) = a_1 2^6 + a_2 2^5 + a_3 2^4 + a_4 2^3 + a_5 2^2 + a_6 2^1 + a_7.$$

$S(n)$ est l'ensemble de mots de codes pouvant supporter un débit n , il est donné par :

$$S(n) = \{C \mid W(C) = n\}.$$

Le nombre de codes $N(C)$ nécessaire pour transmettre le mot de code C est donné par :

$$N(C) = a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6 + a_7.$$

Exemple:

Soit $C_t = (0, 0, 0, 0, 2, 1, 3)$ les mots de codes valables à l'instant t .

$$W(C_t) = 0 + 0 + 0 + 0 + 2 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 3 = 11.$$

Si un utilisateur demande le débit $n = 6$, le calcul du mot de code optimal qui garantie ce débit est comme suit :

1. Les candidats possibles pour le mot de code sont les éléments de l'ensemble $S(6)$ où :

$$S(6) = \{(0, 0, 0, 0, 0, 0, 6); (0, 0, 0, 0, 0, 1, 4); (0, 0, 0, 0, 0, 2, 2); (0, 0, 0, 0, 1, 0, 2); (0, 0, 0, 0, 0, 3, 0); (0, 0, 0, 0, 1, 1, 0)\} \equiv \{C1, C2, C3, C4, C5, C6\}.$$

2. Les mots de code possibles après avoir alloué des codes à cet UE appartiennent à l'ensemble $T(7)$:

$$\begin{aligned} T(7) &= \{C_t - C1, C_t - C2, C_t - C3, C_t - C4, C_t - C5, C_t - C6\} \\ &= \{(0, 0, 0, 0, 1, 1, 1); (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1); (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1); (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1); \\ &\quad (0, 0, 0, 0, 1, 0, 3); (0, 0, 0, 0, 1, 0, 3)\}. \end{aligned}$$

3. Selon le premier critère, (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1) est le meilleur mot de code après l'allocation, par conséquent C1, C2, C3 et C4 sont les candidats possibles pour le mot de code à allouer.
4. Le nombre de codes nécessaires pour chaque mot de code est donné par : $N(C1)=6$, $N(C2)=5$, $N(C3)=4$, et $N(C4)=3$. Selon le deuxième critère, C4= (0, 0, 0, 0, 1, 0, 2) est choisi car il utilise le moins de codes.

3.3.3 Implémentation de l'algorithme d'allocation des codes de canalisation

La figure 3.3 décrit l'interface des signaux qui interviennent dans l'allocation des codes de canalisation.

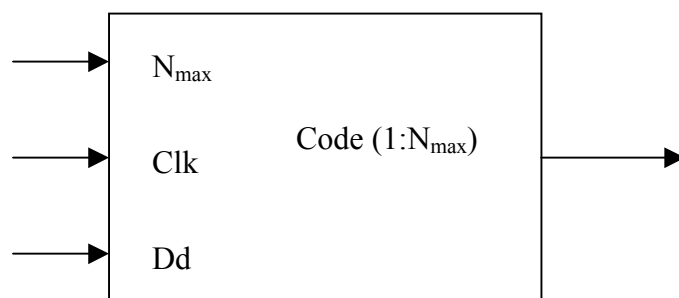


Figure 3- 3: Interface des signaux de l'algorithme d'allocation des codes de canalisation

a. Les entrées :

N_{\max} : le nombre maximal de codes qu'un utilisateur peut utiliser pour transmettre son débit (un entier naturel).

Dd : le débit demandé (un entier naturel).

Clk : l'horloge qui détermine la durée de chaque chip.

b. La sortie :

Code (1 : N_{\max}) : l'ensemble des codes alloués au UE.

c. Description Fonctionnelle :

Le fonctionnement de ce composant se fait comme suit :

1. Déterminer le débit R en termes de codes avec $SF=256$. R est donné par :
 $R = dd * 256 / 3840$.
Exemple : si $dd=90$ kbit/s, alors $R=6$ codes.
2. Déterminer le débit disponible en termes de codes pour chaque SF . Pour cela, on dispose d'une mémoire de taille 64 octets qui permet de mémoriser si un code est disponible ou non. Comme il est indiqué précédemment, un code est disponible si et seulement si ni les codes de SF supérieur, ni ceux de SF inférieur appartenant à la même branche ne sont alloués à d'autres usagers.
3. L'étape suivante consiste à appliquer l'algorithme d'allocation des codes mentionné dans le paragraphe précédent. En effet, on dispose d'une fonction « alloue » qui permet de déterminer selon les disponibilités le mot de code optimal à allouer. Dans cette fonction on fait appel à la fonction différence qui détermine les disponibilités restantes après avoir alloué un tel code à un UE. Prenant l'exemple précédent, c'est à dire prenant le cas où le débit demandé est équivalent à 6 codes (90 Kbit/s) de taille $SF=256$ et soit $x = (0, 0, 0, 0, 2, 1, 3)$ les mots de codes valables. Le résultat théoriquement est $Code = (0, 0, 0, 0, 1, 0, 2)$. Le résultat obtenu après implémentation de cette fonction est donné par la figure 3.4 et on remarque bien qu'il est bien conforme au résultat théorique.

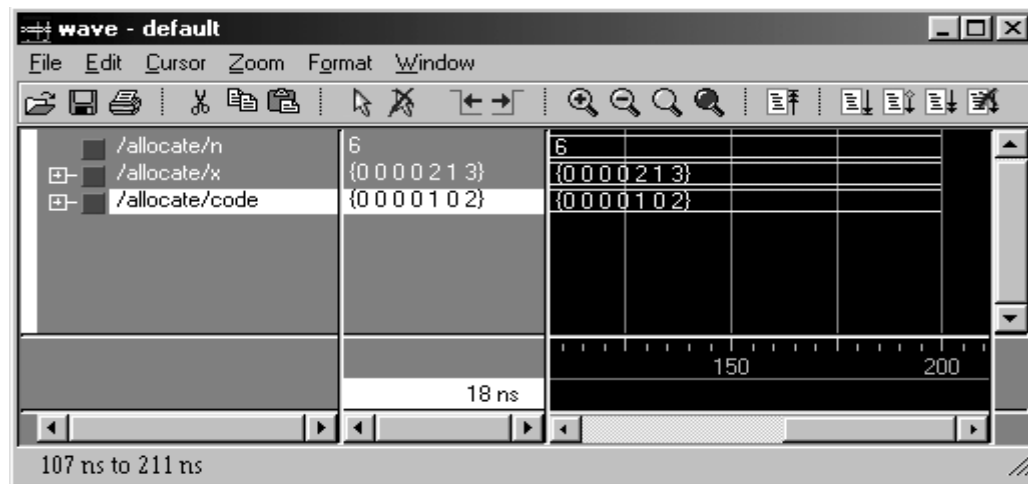


Figure 3-4: Résultat donné par la fonction « alloue »

4. Une fois on a déterminé le mot de code à allouer, on cherche les positions de ces codes dans l'arbre OVSF. En effet, la fonction alloue nous donne comme résultat le nombre de codes à allouer pour chaque SF. Le choix du code à allouer n'est pas aléatoire. Au début, il faut chercher s'il existe un code disponible mais son père n'est pas disponible. S'il existe un, on le choisit si non, on cherche un code dont le père est disponible mais le père de son père n'est pas disponible et ainsi de suite jusqu'à trouver le bon code. On fait la même chose pour les codes formant le mot de code à allouer et chaque fois qu'on choisit un code on fait la mise à jour de la mémoire, c'est à dire que lorsqu'on choisit un code, il faut le rendre non disponible ainsi que les codes de SF supérieur et ceux de SF inférieur appartenant à la même branche deviennent non disponibles.

Prenons un exemple : Au début, tous les codes sont disponibles, on demande le débit $dd=90\text{kbits}$, la fonction alloue nous donne le mot de code $C=(0, 0, 0, 0, 1, 1, 0)$. Donc on doit choisir deux codes, l'un ayant $SF=64$ et l'autre ayant $SF=128$. Comme au début, tous les codes sont disponibles, on choisit le premier code de l'arbre OVSF ayant $SF=64$ qui est le code numéro 64. Pour chaque SF, les numéros de codes varient de SF jusqu'à $2*SF-1$. Les codes numéros 32, 16, 8, 4, 128, 129, 256, 257, 258, 259 ne sont plus disponibles. Donc, on ne peut choisir ni le code numéro 128, ni celui numéro 129 pour le deuxième code du mot de code. Par contre, on doit choisir un code parmi 130 et 131, car ils sont disponibles mais leur père ne l'est pas. Pour simplifier, on choisit 130. Le résultat de simulation est donné par la figure 3.5.

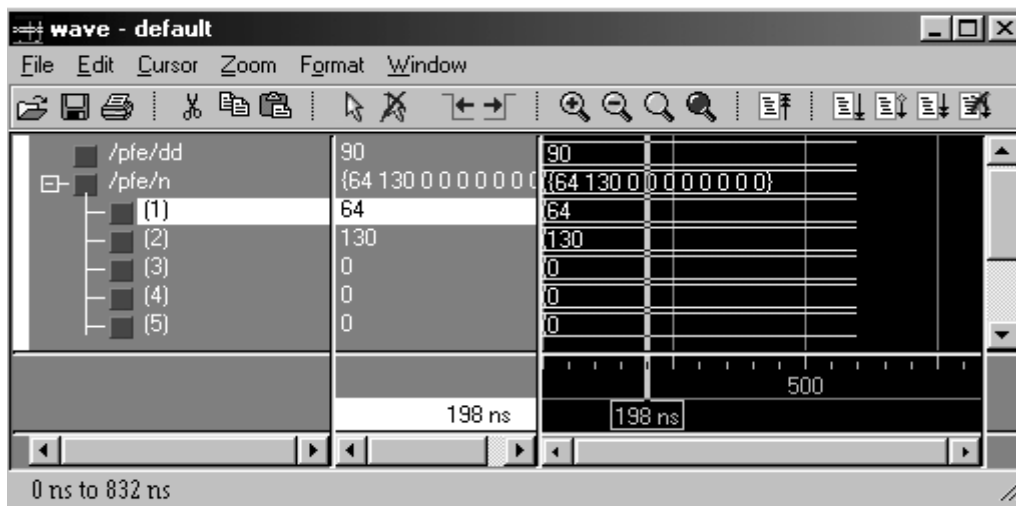


Figure 3- 5 : Exemple des numéros de codes à allouer pour un dd=90Kbits/s

- Une fois on a déterminé les numéros des codes à allouer, on utilise le module *genercode* pour générer les codes. Ce module a pour entrée le numéro du code à générer, et pour sortie le signal code. Le code est formé de plusieurs chips, par exemple le code numéro 11 qui est équivalent au code (1 1 -1 -1 -1 -1 1 1) est formé de 8 chips chacun de durée 260ns. Le résultat de l'implémentation est donné par la figure 3.6.

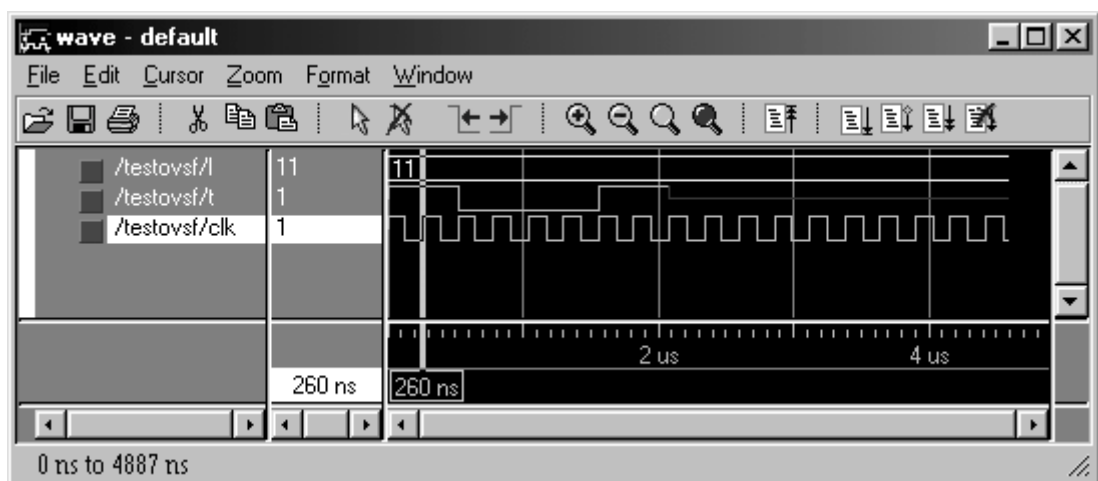


Figure 3-6 : Le diagramme de temps du code (1 1 -1 -1 -1 -1 1 1)

6. L'utilisateur peut demander des débits différents à différents instants tout en maintenant les communications précédentes maintenues. Par exemple, si l'utilisateur demande le débit 240 kbit/s, après 10 ns il demande le débit 120 kbit/s et après il demande le débit 60 kbit/s. La figure 3.7 montre que le mot de code à allouer dans chaque cas dépend des mots de code déjà alloués.

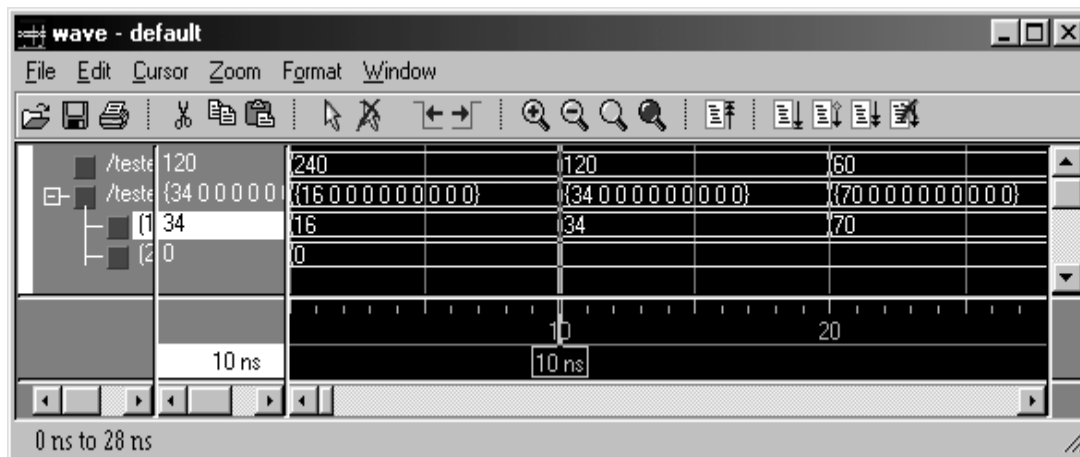


Figure 3-7 : dépendance du mot de code à allouer des mots de code déjà alloués

d. Description des composants internes

Les composants qui interviennent dans l'implémentation de la fonction d'allocation des codes de canalisation sont : une RAM de taille 64 octets, le composant différence, le composant alloue et le composant genercode.

- *Le composant RAM :*

La figure 3.8 montre l'architecture du composant RAM. Le but de ce composant est de mémoriser les positions des codes disponibles dans l'arbre OVSF. Il fonctionne en deux modes : mode écriture si $W=1$, $R=0$ et mode lecture si $R=1$, $W=0$. En mode écriture, le bus $D(7:0)$ joue le rôle d'une entrée, et on mémorise le contenu de ce bus dans l'adresse Adr . En mode lecture, ce bus joue le rôle d'une sortie, il reçoit le contenu de l'adresse Adr .

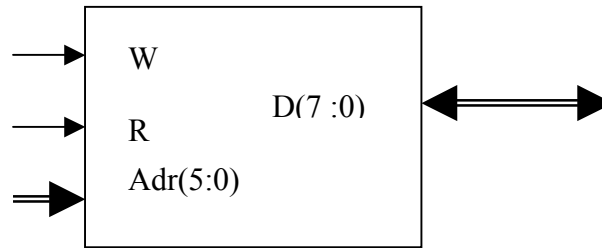


Figure 3-8 : Architecture du composant mémoire

- Le composant différence :

La figure 3.9 montre l'architecture du composant *différence*. La fonction de ce composant est de déterminer le nombre de codes restants de SF = 4 jusqu'à SF = 256. $N(1:6)$ représente le nombre de codes disponibles pour chaque SF. $X(1:6)$ désigne le nombre de codes à allouer de chaque SF. La différence se fait du SF le plus grand au SF le plus petit.

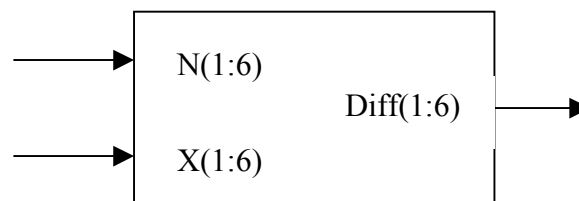


Figure 3-9: Architecture du composant différence

- Le composant alloue :

La figure 3.10 donne l'architecture du composant alloue. N est le débit demandé en termes de codes de SF = 256. Il est donné par la formule $N = dd \cdot 256 / 3840$. D représente le nombre de codes disponibles pour chaque SF allant de 4 à 256. On cherche les différentes possibilités de fournir ce nombre de codes et on fait appel au composant différence pour chercher pour chaque possibilité le nombre de codes disponibles dans le cas où on alloue ce mot de code à l'utilisateur. Comme il est décrit au début du paragraphe 3.3, on choisit le mot de code qui permet une meilleure utilisation du spectre et qui est le moins complexe.

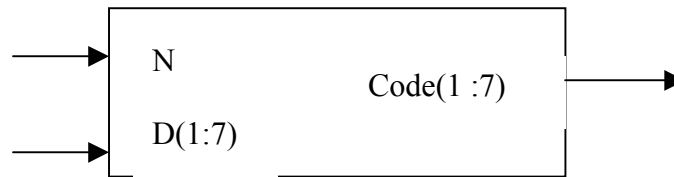


Figure 3-10 : Architecture du composant alloue

▪ *Le composant genercode :*

La figure 3.11 donne l'architecture du composant genercode. Une fois on a déterminé le nombre de codes à allouer de chaque SF, on cherche dans la mémoire les positions des codes qui sont disponibles et on détermine les numéros dans l'arbre OVFS des codes à allouer. Ce numéro N varie de 4 à 511. Pour déterminer le SF auquel correspond ce code, il suffit de trouver un entier k tel que $2^k \leq N < 2^{k+1}$. La sortie code reçoit un chip sur chaque front montant de l'horloge Clk qui est une horloge de période 260 ns (durée chip pour un débit chip de 3.84Mchip/s).



Figure 3-11: Architecture du composant genercode

3.3.4 Implémentation des codes d'embrouillage longs

Le principe de génération des codes d'embrouillage a été défini dans le chapitre 2. La longueur des codes d'embrouillage longs étant très longue et nous n'avons besoin que de 38400 chips. Pour cela, on génère séquentiellement seulement les chips dont on a besoin. En effet, on dispose d'une entrée RESET activée au début pour initialiser la génération du premier chip, puis on la désactive et on termine la génération des autres chips à raison de 1 chip chaque 260 ns (durée chip). Après 10 ms, on l'active une autre fois pour réinitialiser la génération du code d'embrouillage. Comme pour les codes de canalisation, on dispose d'une horloge qui détermine la durée chip. La figure 3.12 décrit l'interface des signaux qui interviennent dans l'implémentation de la génération des codes d'embrouillage longs.

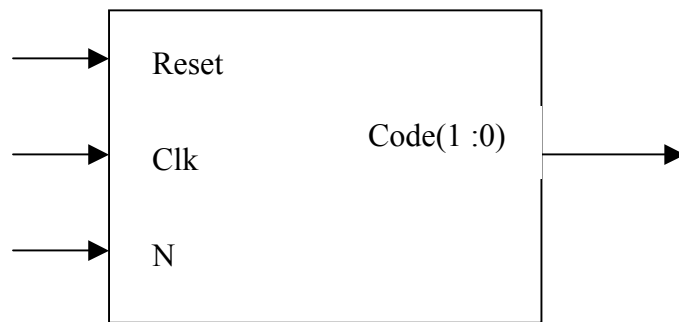


Figure 3- 12 : Interface des signaux intervenant dans la génération des codes d’embrouillage longs

Comme il est décrit dans la figure 2.21, on dispose de 25 bascules D. L’initialisation des bascules dépend du numéro N. En effet, au début il faut convertir le numéro N en binaire et puis chaque bascule D numéro n prend le nième bit du numéro N en binaire. A chaque front montant de l’horloge Clk, on fait un décalage à droite des 25 bascules. Le bit à mettre dans la bascule numéro 25 est décrit dans la paragraphe 2.3.2.2 (a) . La sortie Code(1 :0) est formé de deux signaux : Code(1) qui représente la partie réelle du code d’embrouillage complexe et Code(0) représente la partie imaginaire. La figure 3.13 montre une partie de la génération du code d’embrouillage long avec N=4127, la durée de chaque chip étant 260 ns.

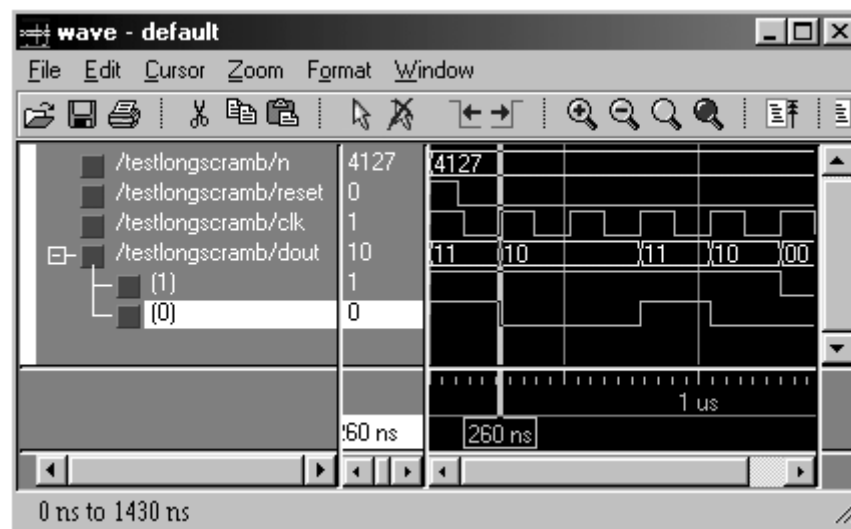


Figure 3-13 : génération du code d’embrouillage long numéro 4127

3.3.5 Implémentation des codes d'embrouillage courts

La longueur des codes d'embrouillage courts étant 256 et nous avons besoin de 38400 chips. Pour cela, on génère séquentiellement les 256 chips. Puis on répète la génération de ces 256 chips de nouveau. En effet, on dispose d'une RESET activée au début pour initialiser la génération du premier chip, puis on la désactive et on termine la génération des 256 chips à raison de 1 chip par 260 ns. Après 66.7 us qui est équivalente à la durée de 256 chips, on l'active une autre fois pour réinitialiser la génération du code d'embrouillage. Comme pour les codes d'embrouillage longs, on dispose d'une horloge qui détermine la durée chip. La figure 3.14 décrit l'interface des signaux qui interviennent dans l'implémentation de la génération des codes d'embrouillage courts.

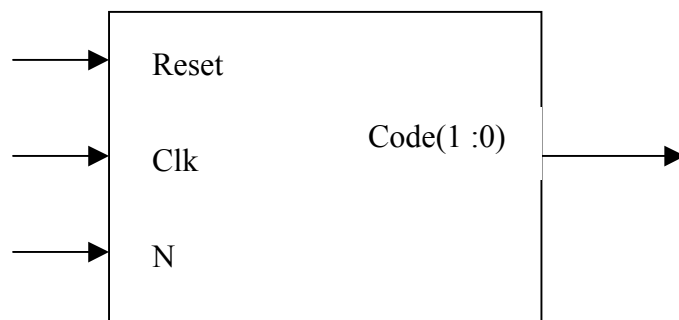


Figure 3-14 : Interface des signaux intervenant dans la génération des codes d'embrouillage courts

Comme il est décrit dans la figure 2.22, on dispose de 3×8 bascules D. L'initialisation des bascules dépend du numéro N. En effet, Comme pour les codes d'embrouillage longs, il faut convertir le numéro N en binaire et puis on initialise chaque bloc de 8 bascules comme décrit dans le paragraphe 2.3.2.2 (b). A chaque front montant de l'horloge Clk, on fait un décalage à droite de chaque bloc de 8 bascules. Le bit à mettre dans la bascule numéro 8 pour les trois blocs de bascules est aussi décrit dans le paragraphe 2.3.2.2 (b) . La sortie Code(1 :0) est formé de deux signaux : Code(1) qui représente la partie réelle du code d'embrouillage complexe court et Code(0) représente la partie imaginaire. La figure 3.15 montre une partie de la génération du code d'embrouillage court avec $N = 2145$, durée de chaque chip étant 260 ns.

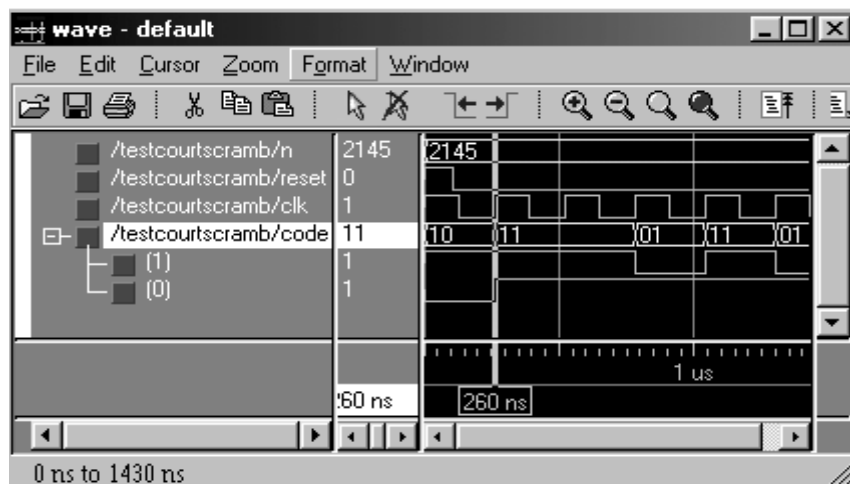


Figure 3-15 : génération du code d'embrouillage court numéro 2145

3.4 Implémentation de la fonction Contrôle de puissance

Etant donné le principe de base du W-CDMA où tous les usagers partagent les mêmes ressources dans le domaine fréquentiel comme dans le domaine temporel, il est essentiel de maintenir au plus bas le niveau des interférences radioélectriques dans tout le système. A cette fin, le contrôle de puissance maintient la puissance émise et reçue par chaque usager entre certaines limites : la puissance ne doit pas être trop haute afin de préserver la capacité de trafic des cellules, ni trop basse pour éviter des erreurs de transmission excessives qui réduiraient le débit global.

3.4.1 Mise en évidence l'importance du contrôle de puissance

Pour mettre en évidence l'importance du contrôle de puissance, on a fait une simulation sous Matlab. Les paramètres qui entrent en jeu dans la simulation et par suite dans l'implémentation sont :

1. Le facteur d'étalement SF, pour la simulation on prend $SF = 64$;
2. Le SIR (Signal to Interference Ratio) cible , pour la simulation on prend $SIR = 2$ dB ;
3. Le pas Δ qui est égal à 1 dB et qui représente le pas avec lequel on augmente ou on diminue la puissance ;
4. La puissance maximale $P_{max,dB}$ et la puissance minimale $P_{min,dB}$ qu'on peut transmettre, pour la simulation, on prend $P_{max,dB} = 21$ dBm, et $P_{min,dB} = -100$ dB ;
5. L'interférence extérieure $I_{dB} = -100$ dBm;

6. Le gain $G_{dB} = -120$ dB;
7. Et le fading rapide donné par la variable $Z(t)$.

Avec Contrôle de puissance, la puissance transmise à chaque instant $(t+1)$, dépend de la puissance transmise à l'instant t et elle est donné par :

$$P_{dB}(t+1) = \max \{ P_{\min,dB}, \min \{ P_{\max,dB}, P_{dB} + \Delta \text{sign} (SIR_{dB} - SIR_{dB}(t)) \} \}, \quad (3.2)$$

Avec :

$$SIR_{dB}(t) = 10 \log_{10} (SF) + P_{dB}(t) + SIR_{dB} + Z_{dB}(t) - I_{dB}. \quad (3.3)$$

$$SIR_nopc(t) = S + P(1) + G - I + Z_{dB}(t). \quad (3.4)$$

La figure 3.16 donne le SIR dans le cas où on ne tient pas compte du contrôle de puissance et la figure 3.17 donne le SIR en mettant en évidence le processus de contrôle de puissance.

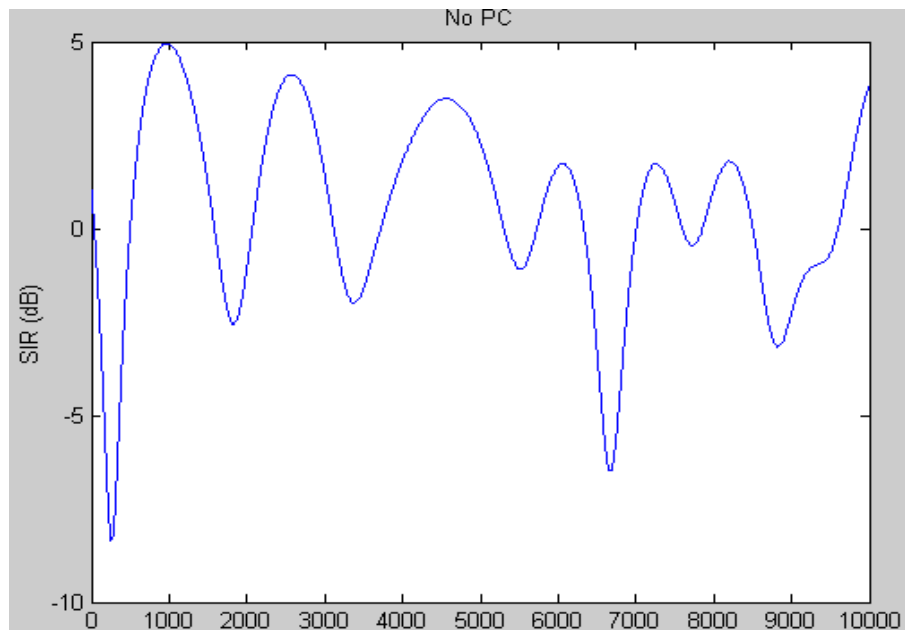


Figure 3-16 : Le SIR dans le cas où on n'utilise pas le contrôle de puissance

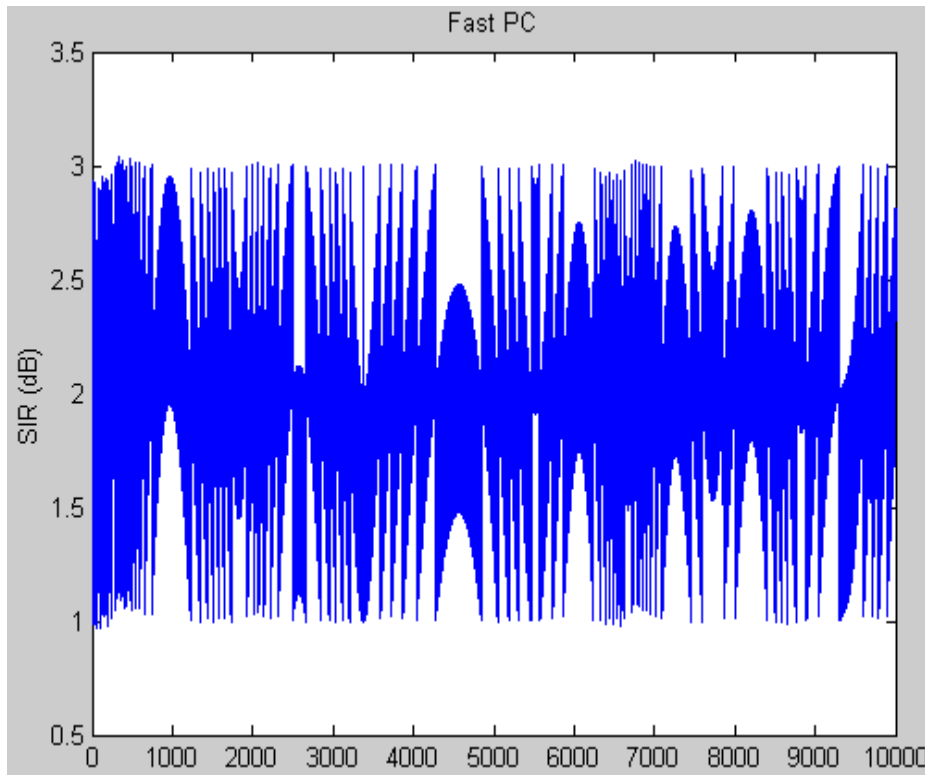


Figure 3-17 : Le SIR dans le cas où on utilise du contrôle de puissance

On remarque que dans le cas où on n'utilise pas le contrôle de puissance le SIR varie entre -8 et 5 dB, alors que dans l'autre cas le SIR varie entre 1 et 3 dB. Or le SIR cible est 2 dB, donc pour garantir un meilleur SIR, il faut utiliser le contrôle de puissance.

La puissance à transmettre en tenant compte du fading rapide est donné par la figure 3.18. On remarque que la puissance à transmettre varie si le Fading varie.

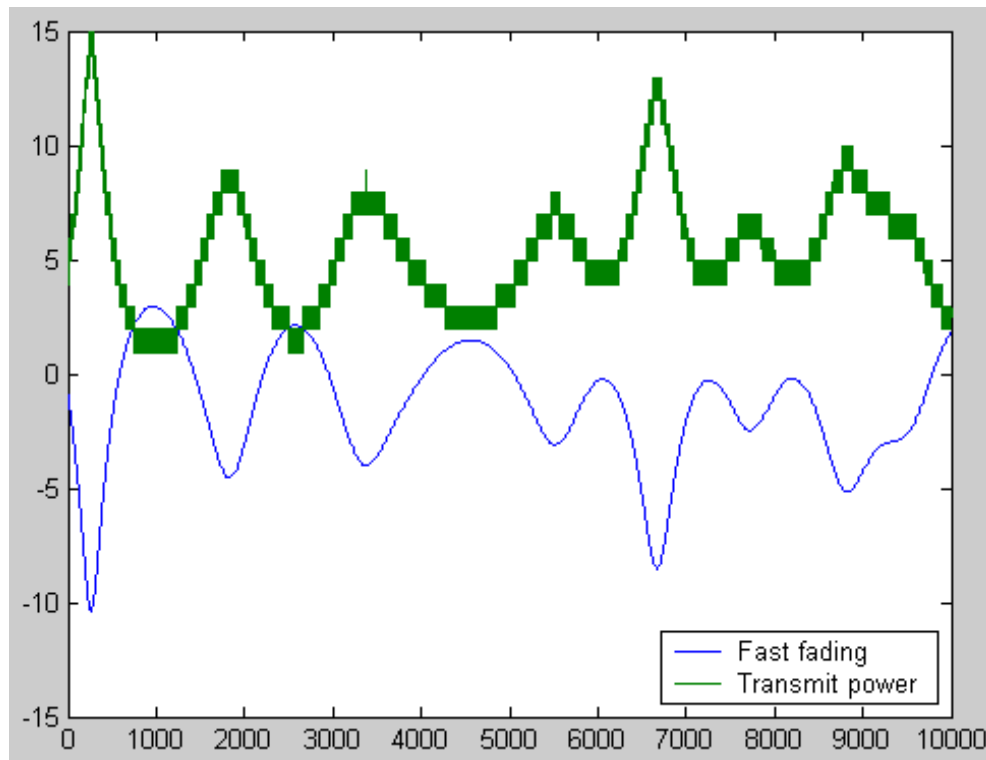


Figure 3-18 : Puissance à transmettre en tenant compte du fading rapide

3.4.2 Implémentation du contrôle de puissance

Les signaux qui interviennent dans l'implémentation de la fonction de contrôle de puissance sont ceux définis dans le paragraphe précédent, c'est à dire : le facteur d'étalement SF, le SIR_t cible, le pas delta, la puissance maximale P_{max} et la puissance minimale P_{min} qu'on peut transmettre, l'interférence extérieure I, le gain G et le fading rapide donné par le tableau Fad. On a comme sortie le tableau P avec P(j) représente la puissance à transmettre à l'instant j. La figure 3.19 donne la vue d'ensemble du composant résultant de l'implémentation de la fonction de contrôle de puissance sur ModelSim.

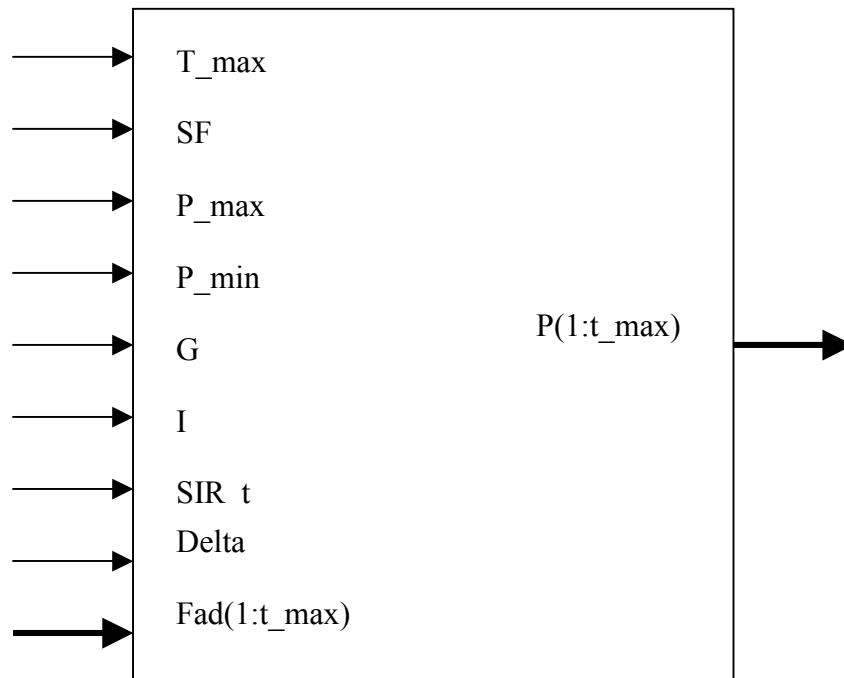


Figure 3-19 : Interface des signaux de la fonction de contrôle de puissance

Pour calculer la puissance à transmettre, on utilise l'équation **3.2**. Comme on a besoin de calculer le SIR à chaque instant avant de calculer la puissance, on utilise une variable intermédiaire SIR qui est un tableau de t_{\max} éléments contenant les valeurs de SIR qui sont calculées à partir de la formule **3.3**. Pour le calcul de $\log_{10}(SF)$, on sait que chaque SF est une puissance de 2, c'est à dire il existe un k tel que $SF = 2^k$, or $\log_{10}(2^k) = k * \log_{10}(2) = 0.3 * k$, donc $\log_{10}(SF) = 0.3 * k$.

Prenons par exemple, $t_{\max} = 5$, $SF = 64$, le $SIR_t = 2$ dB, $\delta = 1$ dB, $P_{\max} = 21$ dB et $P_{\min} = -39$ dB, $I = -100$ dB, $G = -120$ dB et des valeurs aléatoires pour le fading . La figure **3.20** nous donne la puissance à transmettre dans ces conditions.

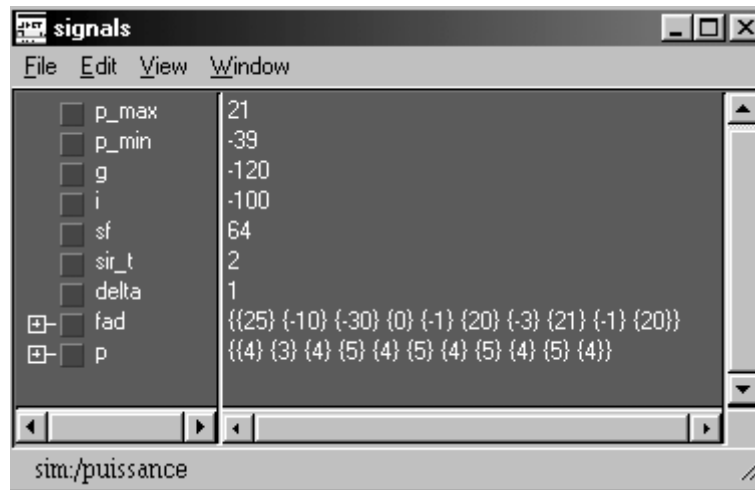


Figure 3-20 : Résultats de l'implémentation d'un exemple de la fonction de contrôle de puissance

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'implémentation sur VHDL les principales fonctions de gestion de la qualité de service dans l'interface radio de l'UMTS à savoir le contrôle d'admission, l'allocation et la gestion des ressources radio et le contrôle de puissance.

Avant d'implémenter chaque fonction, on a décrit son principe et quelle est son utilité. Pour le contrôle de puissance, on a fait une simulation sous Matlab pour mettre en œuvre l'importance de cette fonction.

Conclusion Générale

Dans le cadre de ce projet de fin d'études, nous avons investigué l'architecture du réseau UMTS. Nous avons analysé les différentes composantes à savoir le réseau cœur et le réseau d'accès ainsi que la qualité de service offerte par le WCDMA.

Nous avons accordé un intérêt particulier à l'interface radio et aux techniques d'étalement en WCDMA. Ainsi, on a étudié et implémenté sur FPGA les différentes fonctions de gestion de la qualité de service, à savoir le contrôle d'admission, l'allocation et la génération des codes et le contrôle de puissance. Dans l'implémentation, on a pris en compte les critères de complexité et de rapidité qui sont indispensables dans la gestion de la qualité de services dans le WCDMA.

Ce travail ouvre le volet pour une analyse de la complexité et le choix adéquat des composants FPGA à utiliser. Il est également intéressant d'étudier et de proposer une architecture complète regroupant tout les composants réalisés.

Bibliographie

- [1] 3GPP Technical Specification TS 25.104 V5.1.0 (2001-12) Release 5; **UTRA (BS) FDD; Radio transmission and Reception**
- [2] 3G Technical Specification TS 23.101 V3.0.1; **General UMTS Architecture**
- [3] 3GPP Technical Specification 25.211 version 4.0.0 (2001-03) Release 4, **Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)**
- [4] 3G Technical Specification TS 25.213 V4.2.0 (2001-12) Release 4 ;**Spreading and modulation (FDD)**
- [5] 3GPP Technical Specification 25.102 version 4.0.0 (2001-03) Release 4; **Radio Transmission and reception (TDD)**
- [6] 3GPP Technical Specification TS 23.107 V5.3.0 (2002-01) Release 5; **QoS Concept and Architecture**
- [7] 3GPP Technical Specification 25.212 version 4.0.0 (2000-12) Release 4; **Multiplexing and channel coding (FDD)**
- [8] Thamer Elmashdany and Khaldoun Al Agha, “**OSSC: A new scheme for code allocation in WCDMA**”, IEEE PIMRC-2001.

Résumé

Dans ce mémoire, on a étudié l'architecture et les fonctionnalités du réseau UMTS et la qualité de services offerte par le WCDMA. Puis, on a présenté la couche physique de l'UTRA en décrivant l'architecture des différents canaux physiques. Ensuite, on a déterminé les procédures d'étalement des canaux physiques et les algorithmes de génération et d'allocation des codes de canalisation et des codes d'embrouillage. Finalement, on a présenté les principales fonctions de gestion de qualité de services dans le WCDMA à savoir le contrôle d'admission, l'allocation des ressources et le contrôle de puissance. On a arrivé par la suite à implémenter sur FPGA ces trois fonctions.

Mots Clés : WCDMA, UMTS, UTRA, allocation des ressources, contrôle de puissance, étalement, canaux physiques, canalisation, embrouillage, techniques d'accès, qualité de service.