

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études
Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option :
Communication

Thème:

Etude de la technique CDMA 2^{ème} G
Simulation de la chaîne de transmission
sous Matlab et calcul du TEB

Proposé et dirigé par :

M^r Y. AIT BACHIR

M^r K. HAMDAD

Présenté par :

M^{elle} AKLIL Lilia

M^{elle} AMIR Lamia

Année universitaire : **2008/2009**

Soutenu le : **09/07/2009**

Remerciement :

- on tient tout d'abord à remercier notre promoteur Mr Y. AIT BACHIR, qui nous a guidé tout au long de la réalisation de notre mémoire. Nous le remercions pour sa disponibilité, sa patience, la qualité de son encadrement et sa gentillesse.
- On tient également à remercier le personnel de Mobilis et notre co-promoteur Mr K. HAMDAD.
- Nous remercions tous nos professeurs et enseignants du département électronique pour la qualité de leurs enseignements durant notre cursus universitaire, sans oublier Mr MAYDI pour son aide.
- Enfin, nous adressons nos chaleureux remerciements aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail.

Merci.

Je dédie ce modeste travail à :

- ✚ Notre cher proche, le regretté Mr STITI Arezki qui a tant souhaité assisté à ma soutenance.
- ✚ La mémoire de ma chère tante Nadia.
- ✚ Deux âmes les plus chers au monde : mon père et ma mère, pour toute leur aide et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui. J'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum, car quoi qu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.
- ✚ Mes deux grands-mères.
- ✚ Mes chers sœurs : Dhihia et Thinhinane.
- ✚ Mon fiancé « SMAÏL », ses frères : Hamid, Kaci et sa petite sœur Kenza.
- ✚ Mes chers beaux parents.
- ✚ Toutes mes tantes : Ouiza, Djedjiga et Dalila.
- ✚ Mon oncle maternel : Youcef et sa famille
- ✚ Mes oncles paternels : Rabah, Mourad, Razki et sa femme Ouiza.
- ✚ Tous mes cousins et cousines.
- ✚ Mes amies : Sarah, Farida, Salima, Sadia, Fatiha, Lamia avec laquelle j'ai réalisé ce travail ainsi qu'a sa famille.

LILIA

Je remercie Dieu qui m'a donné le courage, la patience et l'amour du travail. Ainsi mes parents, les êtres les plus chers dans ma vie pour l'amour et l'éducation qu'ils ont su me donner.

Je dédie ce modeste travail à :

- ✚ A mes chers frères et sœur Sofiane Karim, Dihia , Sonia, Macicilia et Lynda
- ✚ A mes grands parents.
- ✚ A mes tantes et oncles qui m'ont soutenu
- ✚ A toute la famille AMIR et HADJ MOUSSA.
- ✚ A toute mes amies Salima, Fatiha, Nassila Farida Samia et Ghania
- ✚ A mes chères cousines Katia, Lydia.
- ✚ A ma binôme Lilia ainsi à sa famille.
- ✚ A tous ceux qui ont croisé un jour mon chemin

Lamia

SOMMAIRE

Sommaire :

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Description de la technique TDMA dans le GSM et GPRS	
1.1. Introduction	2
1.2. Planification cellulaire.....	2
1.3. Réutilisation de fréquences.....	3
1.4. Architecture du GSM.....	4
1.4.1. La station mobile (MS).....	4
1.4.2. Sous système radio (BSS).....	5
1.4.2.1. La station de base.....	5
1.4.2.2. Le contrôleur de base (BSC).....	5
1.4.3. Le sous système réseau (NSS).....	5
1.4.3.1. Mobile Services Switching Center (MSC).....	5
1.4.3.2. L'enregistreur de localisation nominale (HLR).....	5
1.4.3.3. Enregistreur de localisation des visiteurs (VLR).....	5
1.4.3.4. Le centre d'authentification (AuC).....	6
1.4.3.5. Equipment Identity Register (EIR).....	6
1.4.4. Le sous système de maintenance et d'exploitation (OSS).....	6
1.4.4.1. Opération and maintenance centre (OMC).....	6
1.4.4.2. Network Management Center (NMS).....	6
1.5. Le Handover.....	6
1.6. Architecture du réseau GPRS.....	7
1.6.1. La station mobile.....	7
1.6.2. Le sous système radio.....	8
1.6.3. Sous système réseau.....	8
1.6.3.1. Serving GPRS support node (SGSN).....	8
1.6.3.2. Gateway GPRS support node (GGSN).....	8
1.7. Partage des ressources radio.....	9
1.8. L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA)	10
1.9. Numérotation des porteuses.....	11
1.10. Partage en temps (TDMA : Time division multiple access).....	11
1.10.1. Principe de TDMA.....	11
1.10.2. Les structures temporelles de la multiframe à l'hyperframe.....	12

1.10.3. Structure d'un slot.....	13
1.10.4. Format d'un burst.....	14
1.11. Le saut de fréquence lent SFH (Slow Frequency Hopping).....	14
1.12. Décalage temporel des envois.....	15
1.13. Compensation du temps de propagation.....	16
1.14. Les canaux logiques et physiques.....	17
1.15. La chaîne de transmission.....	20
1.15.1. Numérisation de la voix.....	21
1.15.2. Codage de la source (la compression).....	21
1.15.3. Codage du canal (protection du signal de parole).....	23
1.15.4. Entrelacement et construction de burst.....	24
1.15.4.1. Mélange et regroupement en demi-burst.....	24
1.15.4.2. Entrelacement diagonal.....	25
1.15.4.3. Formation des burst.....	26
1.15.5 Chiffrement.....	27
1.15.6. La modulation et la transmission.....	27
1.16. Conclusion.....	30

Chapitre 2 : Etude de la technique CDMA et transmission en IS-95

2.1. Introduction.....	31
2.2. Architecture du réseau IS-95.....	31
2.3. Etalement de spectre.....	32
2.4. Etalement de spectre par séquence directe (DS-SS).....	33
2.5. Etalement de spectre à saut de fréquence (FH-SS).....	34
2.6. Les codes d'étalement de spectre.....	35
2.7. Avantage de l'étalement de spectre.....	37
2.8. Technique de multiplexage CDMA (Code Division Multiple Access).....	38
2.9. Etude du système DS-CDMA.....	38
2.10. Critère de performance en réception.....	42
2.11. Détermination du nombre d'utilisateurs à transmettre simultanément.....	42
2.12. Les contraintes de propagation dans le système CDMA.....	44
2.13. La comparaison entre les deux technique CDMA et TDMA.....	45
2.14. Conclusion.....	46

Chapitre 3 : Concepts théoriques de la chaîne de transmission CDMA

3.1. Introduction.....	47
3.2. Modulation par déplacement de phase MDP ou PSK.....	47
3.3. Modulation de séquence (étalement).....	49
3.4. Bloc de suréchantillonnage.....	52
3.5. Décimation.....	52
3.6. Filtres numériques.....	53
3.6.1. Filtre cosinus surélevé.....	53
3.6.2. Filtre en racine de cosinus surélève.....	54
3.7. Canal à bruit blanc additif AWGN.....	55
3.8. Calcul du taux d'erreur.....	56
3.9. Conclusion.....	56

Chapitre 4 : Simulation et Résultats

4.1. Chaîne de transmission CDMA sous SIMULINK.....	57
4.2. Représentation des différents blocs de simulation.....	57
4.3. Paramètre des blocs de simulation.....	60
4.4. Les résultats de la simulation.....	61
Conclusion générale.....	72

Table des figures :

1.1	Motif élémentaire (à gauche) et un ensemble de motifs constituant un réseau (à droite).....	2
1.2	Réutilisation de fréquences.....	3
1.3	Condition de réutilisation de fréquences.....	3
1.4	Architecture du réseau GSM.....	4
1.5	Architecture du réseau GPRS.....	7
1.6	Bande allouée au GSM.....	9
1.7	Fréquence Division Multiple Access (FDMA).....	10
1.8	Time Division Multiple Access (TDMA).....	11
1.9	Les structures temporelles de la multitrame à l'hypertrame.....	13
1.10	Structure d'un slot.....	13
1.11	Structure d'un burst.....	14
1.12	Le principe du saut de fréquence lent SFH.....	15
1.13	Décalage temporel des envois.....	16
1.14	Compensation du temps de propagation.....	16
1.15	Chaîne de transmission GSM.....	21
1.16	Codage de la source.....	22
1.17	Organisation des bits en utilisant le code cyclique.....	23
1.18	Schéma de codage du canal.....	24
1.19	Construction de sous bloc de 57bits.....	25
1.20	Entrelacement diagonal.....	25
1.21	Entrelacement des blocs.....	26
1.22	Traitement d'une trame de parole de 20ms.....	26
1.23	Spectre d'un signal GSM.....	28
2.1	Architecture d'IS-95.....	31
2.2	Allure des densités spectrales des signaux étalés (en gras) et non étalés.....	32
2.3	Principe de l'étalement de spectre à séquence directe.....	33
2.4	Représentation fréquentielle du principe de l'étalement de spectre.....	34
2.5	Principe de l'étalement de spectre à saut de fréquence.....	34
2.6	Le schéma de principe d'un modulateur à étalement de spectre à saut de fréquence.....	35
2.7	Schémas de principe d'un démodulateur d'étalement de spectre à saut de fréquence.....	35
2.8	Structure d'un générateur de séquence pseudo aléatoire.....	37

2.9	Code Division Multiple Access (CDMA).....	38
2.10	Système de communication CDMA.....	39
2.11	Interférence par le K-ième utilisateur sur l'utilisateur i.....	41
3.1	Système de transmission.....	47
3.2	Diagramme de constellation d'une QPSK.....	48
3.3	Principe de la modulation QPSK.....	48
3.4	Représentation temporelle des composantes $I_n(t)$ et $Q_n(t)$	49
3.5	Principe d'étalement.....	50
3.6	Principe de désétalement.....	50
3.7	Arbre de génération de codes pseudo-aléatoires.....	51
3.8	La réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé.....	54
3.9	Canal AWGN.....	55
4.1	Chaîne de transmission CDMA sous SIMULINK	57
4.2	Le signal en sortie du générateur, données à transmettre entre 0 et 3.....	61
4.3	Le signal en sortie du modulateur	62
4.4	Diagramme de constellation en sortie du modulateur	62
4.5	la séquence d'étalement	63
4.6	Le signal après l'étalement.....	63
4.7	Diagramme de constellation après l'étalement de spectre	64
4.8	Le signal modulé, étalé et filtré	64
4.9	Diagramme de constellation en sortie du filtre en émission	65
4.10	Diagramme de constellation après le canal AWGN	66
4.11	Le signal après le canal AWGN	66
4.12	Le signal après le passage dans le filtre en réception	67
4.13	Diagramme de constellation après le passage dans le filtre en réception	67
4.14	Diagramme de constellation après le désétalement	68
4.15	Le signal désétalé	68
4.16	Comparaison entre le signal avant l'étalement et après le désétalement	69
4.17	Comparaison entre le signal avant étalement et le signal inversé après l'étalement.....	69
4.18	Diagramme de constellation avant la démodulation	70
4.19	Comparaison entre les deux signaux d'entrée et de sortie	71
4.20	Le taux d'erreur binaire	71

Liste des tableaux

1.1	Représentation du nombre de cellules par motif.....	4
1.2	Classification des terminaux GPRS.....	8
1.3	Caractéristiques de la norme GSM.....	10
4.1	Paramètres des blocs de simulation	60

INTRODUCTION

GENERALE

La téléphonie mobile est devenue accessible au grand public d'une manière très rapide. Les dernières statistiques révèlent que 4 milliards d'abonnés sur 6.7 milliards d'êtres humains, soit 60% de l'humanité est abonnés à un service de téléphonie mobile [20]. Pour satisfaire un nombre pareil d'utilisateurs, une nécessité de densification des réseaux et l'organisation de leurs accès aux services s'impose.

Pour obtenir une densification du trafic des données sur les réseaux de télécommunication, plusieurs études ont été menées dans ce sens avec des approches très différentes.

Le système GSM en Europe utilise la technique d'accès par répartition en fréquence appelé Frequency Division Multiple Access (FDMA), et la technique d'accès par répartition en temps appelée Time Division Multiple Access (TDMA). La première technique consiste à découper la bande allouée au système en canaux de largeurs 200kHz et chaque canal abrite une fréquence porteuse, la deuxième consiste à transmettre plusieurs canaux élémentaire sur un même support de communication (fréquence porteuse).

Aux Etats-Unis, une autre technique est utilisée pour organiser l'accès des utilisateurs aux services qui est l'accès multiple à répartition en code (CDMA). En CDMA les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. Il s'agit dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant les interférences avec les messages provenant des autres utilisateurs.

Nous avons dans ce mémoire réparti notre travail selon le plan suivant :

Dans le 1^{er} chapitre nous aborderons les principes de base du fonctionnement du réseau GSM et son extension GPRS, en particulier : l'architecture des deux réseaux, la notion de planification cellulaire et l'étude des techniques de multiplexages FDMA et TDMA et la chaîne de transmission du réseau GSM.

Dans le 2^{ème} chapitre, nous nous intéresserons à la technique de multiplexage CDMA dans le système IS-95, les méthodes d'étalement du spectre et l'étude de la chaîne de transmission CDMA.

Dans le 3^{ème} chapitre, nous avons jugé utile de définir tout les blocs utilisés dans la partie simulation de la chaîne de transmission et faire une étude théorique sur les éléments de base de la chaîne.

Et enfin, un 4^{ème} chapitre, où nous avons présenté tous les blocs utilisés sur Simulink et les résultats de simulation de la chaîne de transmission CDMA.

CHAPITRE 1

Description de la technique TDMA dans le GSM et GPRS

1.1. Introduction :

L'histoire de la téléphonie mobile numérique débute réellement en 1992. En effet à cette date, le Groupe Spécial Mobile appelé GSM est créé par la Conférence Européenne des Administrations des Postes et télécommunication (CEPT).

Le GSM est un système cellulaire numérique de télécommunication mobile. Il est exploité dans deux bandes de fréquences, celle des 900MHz (GSM900) et celle des 1800MHz (DCS 1800). Ces bandes sont allouées par l'UIT (Union International of Telecom). Initialement le GSM est conçu pour offrir un service de téléphonie en mode circuit et permet aussi le transfert des données à un débit limité de 9.6Kbit/s.

Avec le développement d'Internet via le mobile, réseau à commutation par paquet, les terminaux mobiles reposant sur le service GSM ne pouvaient y accéder qu'avec un faible débit. Dans le but d'augmenter le débit l'ETSI (European Telecommunication Standard Institute) a spécifié le service GPRS (General Packet Radio Service) avec un débit théorique de 171.2Kbit/s nettement plus grand que celui utilisé en GSM.

La technologie d'accès multiple joue un rôle prépondérant dans la qualité de service à offrir dans un réseau mobile. Cette qualité de service s'exprime par la capacité de transmettre beaucoup d'information par unité de temps. Pour augmenter la capacité dans les réseaux GSM et le GPRS, on utilise la méthode d'accès multiple à répartition dans le temps (Division Time Multiple Access : TDMA).

1.2. Planification cellulaire:

Le principe de ce système est de diviser le territoire en petites zones en forme hexagone, appelée cellules. Une cellule correspond à la zone couverte par une BTS.

Plusieurs cellules dans lesquelles une fréquence n'est utilisée qu'une seule fois forment un motif aussi appelé cluster. [2]

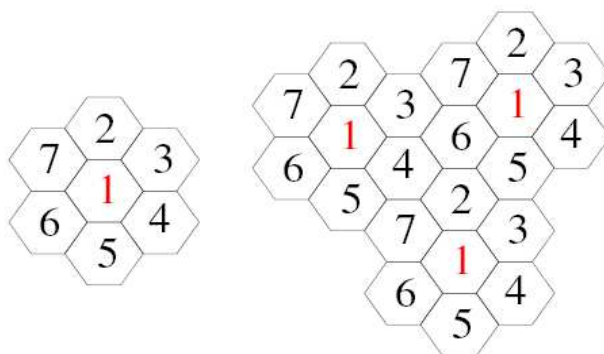


Figure 1.1. Motif élémentaire (à gauche) et un ensemble de motifs constituant un réseau (à droite)

1.3. Réutilisation de fréquences:

La technique de réutilisation de fréquences s'opère de la manière suivante:

La bande de fréquence allouée au système est subdivisée en sous bandes, chaque sous bande est alors attribuée à une station de base d'une cellule donnée pour être ensuite réutilisée dans des cellules différentes qui sont suffisamment éloignées pour éviter les interférences.

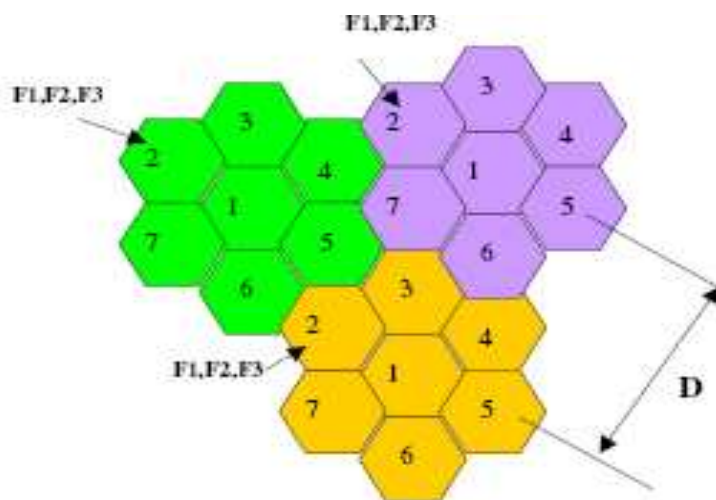


Figure 1.2. Réutilisation de fréquences

Pour que deux cellules utilisent la même fréquence, il faut qu'elles soient séparées d'au moins d'une distance D (distance de réutilisation). [3]

$$D = R \sqrt{3N} \tag{1.1}$$

Où : R est le rayon de la cellule

N est le nombre de cellules par motif

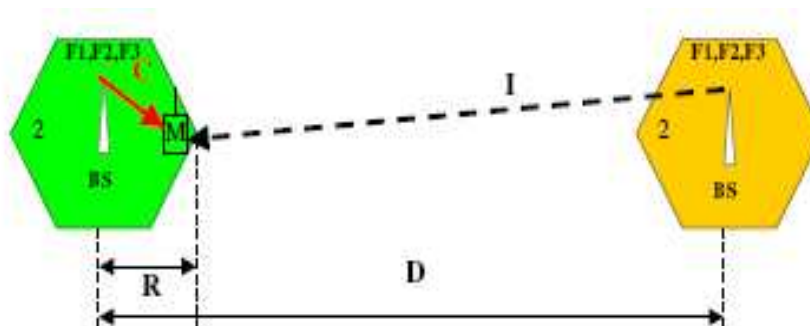


Figure 1.3. Condition de réutilisation de fréquences

Le nombre de cellules d'un motif N tel que: [2]

$$N = i^2 + i j + j^2 \quad i \text{ et } j \text{ des entiers} \quad 1.2$$

j \ i	0	1	2	3
0	0	1	4	9
1	1	3	7	13
2	4	7	12	19
3	9	13	19	27

Tableau 1.1. Représentation du nombre de cellules par motif

1.4. Architecture du GSM:

Le réseau GSM est composé de plusieurs entités qui sont regroupées en 3 sous systèmes. [4]

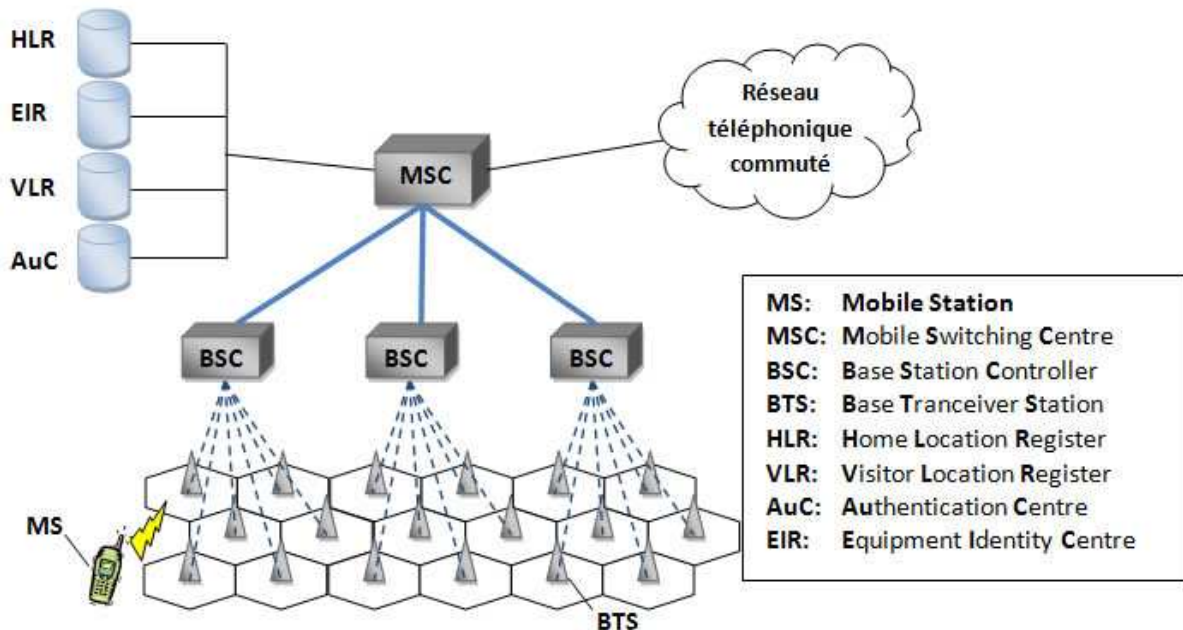


Figure 1.4. Architecture du réseau GSM

1.4.1. La station mobile (MS):

Le terminal mobile se décompose en deux parties: l'équipement mobile et la carte SIM.

1.4.2. Sous système radio (BSS):

Il assure l'échange et la transmission des données par voix hertzienne, il est constitué de deux éléments, la station de base (BTS) et le contrôleur de base (BSC).

1.4.2.1. La station de base (BTS) :

Elle assure la couverture radio électrique d'une cellule de rayon allant de 200m à 30kms. La BTS est un ensemble d'émetteur/récepteur appelé RTX de puissance différente selon la taille de la cellule à arroser.

La BTS est chargé de la transmission radio, modulation, démodulation, corrections d'erreurs, cryptage des communications, multiplexage TDMA, saut de fréquence lent et mesure la qualité et la puissance de réception qui seront transmises vers le BSC.

1.4.2.2. Le contrôleur de base (BSC) :

C'est l'organe intelligent du BSS, il gère une ou plusieurs BTS. Il a pour fonction principale de gérer les ressources radio (allocation de canaux).

1.4.3. Le sous système réseau (NSS):

Le sous système NSS (Network Subsystem) est composé d'un MSC, HLR, VLR, AuC et EIR. Les éléments de NSS prennent en charge toutes les fonctions de control et d'analyse d'informations dans les bases de données nécessaire à l'établissement des connexions.

1.4.3.1. Mobile Services Switching Centre (MSC):

Il gère l'établissement des communications entre un mobile et un autre MSC. Il possède une fonction passerelle lors d'une connexion avec le réseau téléphonique fixe (RTC et RNIS) et la transmission des messages courts (SMS).

Comme il gère la mobilité des abonnés: l'enregistrement des paramètres d'authentification, la mise à jour de la localisation, le handover et le routage des appels.

1.4.3.2. L'enregistreur de localisation nominale (HLR) :

Base de données contenant les informations essentielles relatives aux abonnés dont l'accès est rapide de manière à garantir un temps d'établissement de connexion aussi court que possible.

Il existe au moins un HLR logique par PLMN. En pratique il y a plusieurs bases de données redondantes.

Le HLR est en dialogue permanent avec le VLR.

1.4.3.3. Enregistreur de localisation des visiteurs (VLR) :

Le VLR est une base de données locales. Les données mémorisés par le VLR sont similaires aux données du HLR mais elles ne concernent que les abonnés présents dans une zone géographique bien

précise : Location Area (LA). Vient se rajouter l'identité temporaire IMSI et une localisation précise de l'abonné. En générale, on associe un VLR à chaque commutateur MSC. Le VLR est mis à jour à chaque changement de cellule d'un abonné.

1.4.3.4. Le centre d'authentification (AuC) :

L'AuC mémorise pour chaque abonné une clé d'authentification secrète (Ki), les algorithmes d'authentification A3 et de cryptage A8 et les données de services. Ainsi il contrôle l'identité des abonnés et assure les fonctions de cryptage.

1.4.3.5. Equipment Identity Register (EIR) :

C'est une base de données contenant les identités des terminaux IMEI et qui empêche l'accès au réseau aux terminaux non autorisé (terminaux volés)

A chaque appel, le MSC contacte l'EIR et vérifie la validité de l'IMEI.

1.4.4. Le sous système de maintenance et d'exploitation (OSS) :

Le centre d'exploitation et de maintenance s'occupe de la gestion administrative, commerciale et la gestion technique des équipements.

La norme GSM présente deux niveaux :

1.4.4.1. Opération and maintenance centre (OMC):

Il s'occupe de la gestion administrative et commerciale (déclaration des abonnés, des terminaux, la facturation, le contrôle du trafic et la qualité de service) et de la gestion technique des équipements en assurant le bon fonctionnement du matériel. Il détecte et corrige les anomalies, les pannes et la mise à jour des logiciels.

1.4.4.2. Network Management Centre (NMC):

C'est l'administration générale de l'ensemble du réseau pour un contrôle centralisé. Les incidents majeurs vont remonter au NMS pour les traiter.

1.5. Le Handover:

Le Handover ou transfert intercellulaire est un mécanisme grâce auquel un mobile peut transférer sa connexion vers une autre cellule d'une manière transparente durant la communication. [3]

Le Handover intercellulaire ne peut se déclencher que si l'un des trois cas suivant soit vérifié :

-Le niveau du champ sur la voie montante ou descendante soit inférieur au seuil du champ requis pour le bon fonctionnement.

-La qualité dans le sens montant ou descendant donnée en termes de taux d'erreurs binaire (TEB) soit inférieure au seuil de qualité sur la même voie.

-Si la distance MS-BS devienne supérieure à la distance maximale requise entre un terminal mobile et la station de base.

Le BSC et le MSC sont deux entités du réseau chargées d'effectuer le transfert et se référant aux mesures effectuées par MS et la BTS et les conditions pour déclencher le Handover.

1.6. Architecture du réseau GPRS:

Le réseau GPRS s'appuie sur l'architecture du réseau GSM, puisque le GPRS utilise les mêmes équipements du GSM se qui laisse son déploiement facile, avec des modifications logicielles pour permettre la transmission des données en paquets et de nouvelles entités pour permettre la connexion aux réseaux de données. [5]

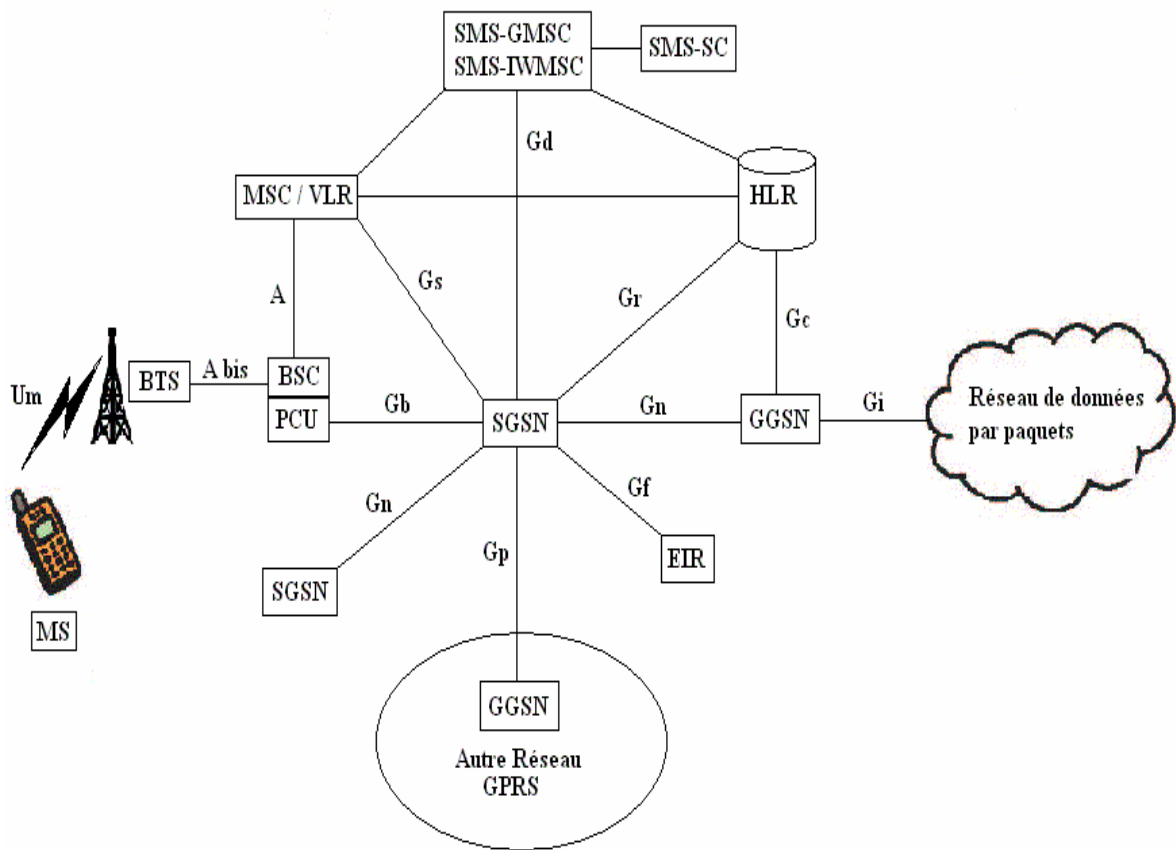


Figure 1.5. Architecture du réseau GPRS

1.6.1. La station mobile:

Le terminal doit disposer de la fonction GPRS, pour qu'il puisse accéder au service. Elle est composé de mêmes entités que dispose un mobile GSM (équipement mobile et la carte SIM) et les mêmes procédures d'authentification, localisation et le chiffrement.

On peut distinguer plusieurs classes de terminaux :

Classe A	Dispose d'un service GPRS et d'une communication classique à tout moment.
Classe C	Positionnement de son mobile en mode veille. Soit en mode classique (terminal ordinaire), soit en mode GPRS.
Classe B	Mode de veille double mais un seul service qui peut être active.

Tableau 1.2. Classification des terminaux GPRS

1.6.2. Le sous système radio:

GPRS utilise la même BTS et BSC du réseau GSM. La BTS incorpore par rapport au réseau GSM des modifications logicielle ce qui permet la transmission en mode paquets en utilisant plusieurs time slot d'un canal physique.

PCU (paquet control unit):

Il peut avoir plusieurs emplacements dans le réseau, placé entre BSC et le SGSN ou bien à coté du BSC, ou dans la BTS.

Il gère les ressources radio et décide quelle ressource radio qui sera dynamiquement allouée à tel ou tel paquet.

1.6.3. Sous système réseau:

On introduit deux autres entités qui peuvent se connecter aux réseaux IP :

1.6.3.1. Serving GPRS support node (SGSN):

SGSN est un serveur d'accès au service relié à un ou plusieurs BSS, il gère les abonnés présents dans une zone donnée du coté localisation, l'authentification, compression, le cryptage des données, la gestion des liens logiques et les ressources physique entre MS et la BSS. Il se charge de la tarification en fonction du volume de données transférées qu'en fonction de la durée de connexion.

1.6.3.2. Gateway GPRS support node (GGSN):

Comme en GSM, le GPRS possède une passerelle pour se connecter à d'autres réseaux IP extérieurs. De cette façon un paquet venant des réseaux de données externes peut être acheminé vers le SGSN du destinataire.

1.7. Partage des ressources radio:

La bande radio représente une ressource rare, il faut veiller à ce qu'elle soit utilisée d'une manière efficace et rationnelle.

Un système radio mobile a besoin d'une bande du spectre pour son fonctionnement. L'attribution des bandes de fréquence est gérée par un organisme international chargé de la gestion du spectre (UIT: union international of Telecom).

Dans la téléphonie de la 2^{ème} génération, l'UIT a alloué à ce système une bande de fréquences aux environs des 900Mhz divisée en deux sous bandes séparées par un intervalle de fréquence réservé pour d'autres applications. Vite, victime de son succès, le GSM se voit rapidement attribuer d'autres bandes de fréquences aux alentours de 1800Mhz. [4]

Une des sous bandes est utilisée pour la voie montante dans le sens MS →BS et l'autre est réservée pour la voie descendante dans le sens BS → MS. Cette séparation entre les deux sous bandes (montante et descendante) facilite le filtrage et la séparation des voies.

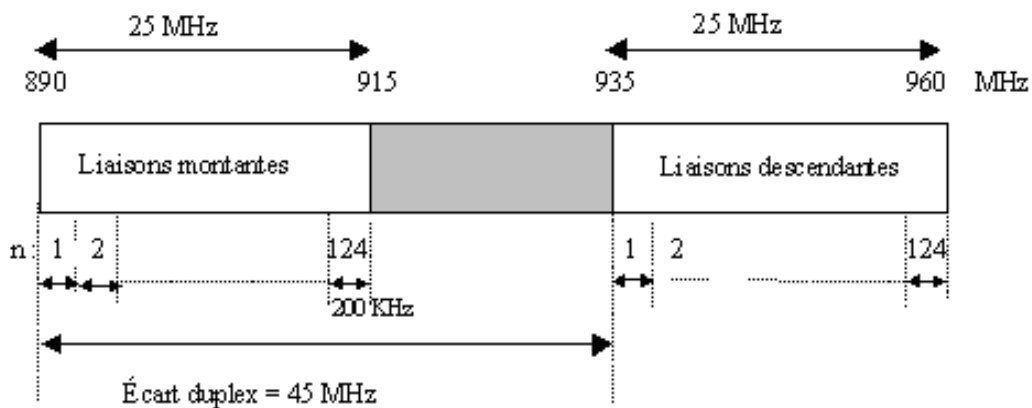


Figure 1.6. Bande allouée au GSM

De plus, si dans un pays donné, plusieurs compagnies exploitent un réseau numérique, alors chacun aura une bande de fréquences différentes afin de prévenir les chevauchements.

En Algérie, le spectre de fréquences est partagé entre les trois opérateurs de la téléphonie mobile; chaque opérateur dispose de 40 fréquences.

1.8. L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA) :

L'accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communication. Le FDMA consiste à transmettre les signaux provenant des N utilisateurs sur des bandes de fréquences distinctes.

La bande dédiée au GSM est découpée en canaux de largeur 200khz, chaque canal abrite une fréquence porteuse (RFCH: radio frequency channel) qui servira pour la transmission des signaux modulés. [3]

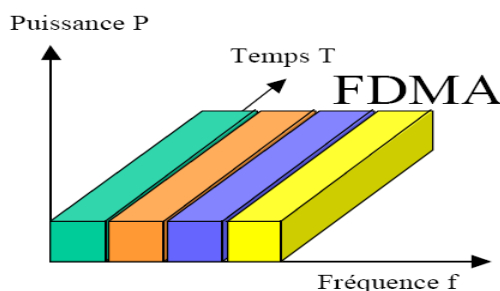


Figure 1.7. Fréquence Division Multiple Access (FDMA)

Chaque cellule dans le réseau GSM dispose d'un certain nombre de paires de fréquences habituellement comprises entre 1 et 15 fréquences.

Les caractéristiques de la norme GSM et DCS sont spécifiées dans le tableau ci- dessus:

	GSM 900	DCS 1800
Bande spectrale –canaux montant	890 à 915 HZ	1710 à 1785 HZ
Bande spectrale –canaux descendant	935 à 960 HZ	1805 à 1880 HZ
Espacement entre les canaux d'un couple	45 MHZ	95 MHZ
Nombre de canaux (multiplexage FDMA)	124	374
Largeur des canaux	200 KHZ	200 KHZ
Multiplexage TDMA	8	8
Nombre de canaux logiques	992	2992

Tableau 1. 3. Caractéristiques de la norme GSM 900 et DCS 1800

1.9. Numérotation des porteuses :

Chaque porteuse GSM ou DCS est identifiée d'une manière unique par un numéro « n » désigné par le sigle ARFCN (Absolute-radio frequency channel number) codé sur 10 bits où la fréquence de la voie descendante est :

$$\begin{array}{lll} 0 \leq n \leq 124 & f_d = 935 + (0.2n) & \text{(GSM 900)} \\ 512 \leq n \leq 885 & f_d = 1805.2 + 0.2(n - 512) & \text{(DCS 1800)} \end{array} \quad 1.3$$

La fréquence de la voie montante est calculée en utilisant l'écart duplexe pour chaque système [4]

$$F_m = f_d - \Delta w \quad \Delta w: \text{écart duplexe} \quad 1.4$$

1.10. Partage en temps (TDMA : Time Division Multiple Access):

Le multiplexage temporel est une technique de multiplexage permettant à un émetteur de transmettre plusieurs canaux numériques élémentaires à bas débit (voix et données) sur un même support de communication (fréquence porteuse).

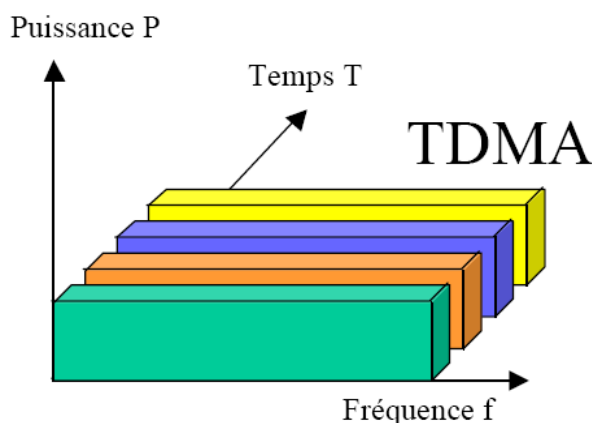


Figure 1.8. Time Division Multiple Access (TDMA)

1.10.1. Principe de TDMA :

Une cellule dispose d'un certain nombre de paires de fréquences porteuses. Chaque porteuse est divisée en huit intervalles de temps IT appelés time slot.

La durée d'un slot en GSM a été fixée à 7500 périodes de signal de référence fourni par un quartz de 13Mhz qui est la fréquence de travail d'un mobile GSM.

$$T_{\text{slot}} = 7500 / 13.10^3 = 0.5769\text{ms} \quad \text{soit environ } 577\mu\text{s} \quad [3]$$

Chaque slot accueille un élément du signal radio électrique appelé burst qui peut être un signal de parole, données ou signalisation.

Lors de l'établissement d'une communication, une fréquence est allouée à l'utilisateur selon le FDMA, de même qu'un slot selon le TDMA. On peut donc avoir 8 communications simultanées sur un même canal.

Les slots sont numérotés par un indice TN qui varie de 0 à 7.

La répétition périodique d'un slot sur une fréquence particulière constitue un canal physique.

Le regroupement de 8 times slot sur une fréquence donné forme une trame TDMA de durée

$$T_{\text{TDMA}} = 8 \cdot T_{\text{slot}} = 4.6152 \text{ ms}$$

1.10.2. Les structures temporelles de la multitrame à l'hypertrame :

Le système GSM est constitué principalement de canaux logiques. Ces canaux sont résultants d'une répétition périodique des slots dans la trame TDMA, qu'on appelle multitrame.

On définit deux structures différentes de multitrame selon le débit des canaux logiques. La multitrame 26 composée de 26 trames TDMA d'une durée de 120ms et la multitrame 51 composée de 51 trames TDMA d'une durée de 235,8ms. [2]

Pour gérer ces deux multitrames on a créé la supertrame, structure rassemblant 26 multitrames à 51 ou 51 multitrames à 26, sa durée est de 6,12s mais la supertrame n'a pas de fonction essentielle, son seul rôle est de contribuer à la définition de l'hypertrame, composée de 2048 supertrames.

La structure de l'hypertrame dure $26 \times 51 \times 2^{11} = 2715648$ trames TDMA. Soit 3h 28min 760ms. [6]

Chaque trame TDMA est repérée par un compteur FN (Frame Number) dans l'hypertrame. Ce compteur va permettre au mobile de se synchroniser finement avec la station de base et de se repérer dans l'hypertrame. Il est aussi utilisé pour le chiffrement dans l'algorithme A5.

Dans une BTS, l'hypertrame démarre en même temps pour toutes les fréquences.

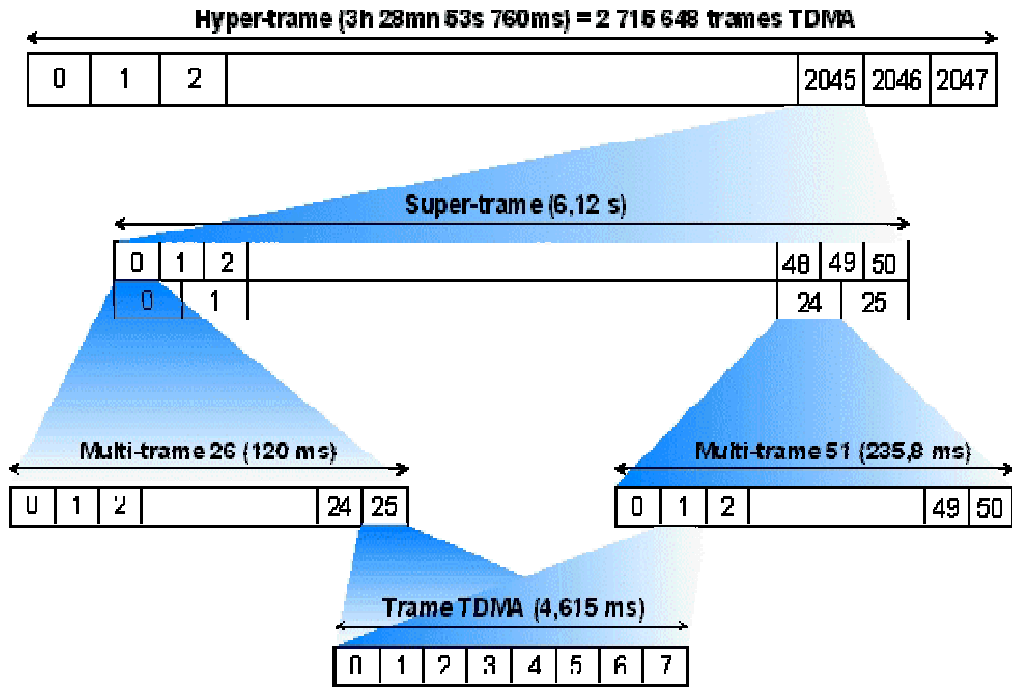


Figure 1.9. Les structures temporelles de la multiframe à l'hyperframe

1.10.3. Structure d'un slot :

Un slot dans une trame TDMA est composé d'un burst de durée de 547,6µs et un espace temporel de silence appelé temps de garde d'une durée de 29,4µs qui a pour but de prévenir des chevauchements de transmission de trames de données entre les stations mobile . [4]

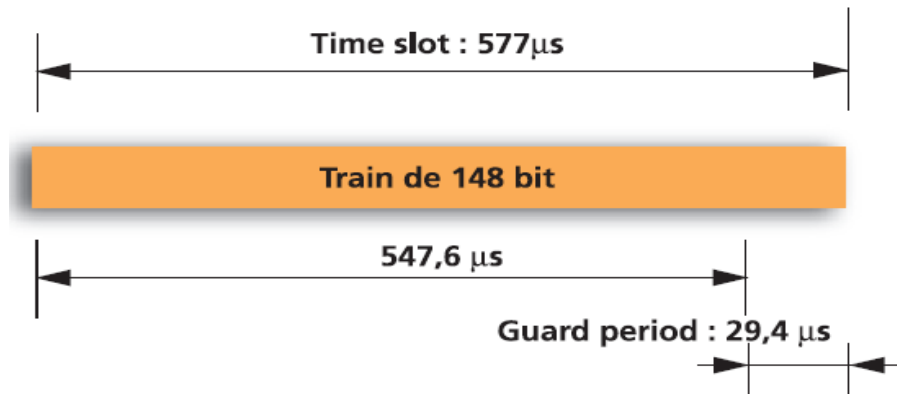


Figure 1.10. Structure d'un slot

1.10.4. Format d'un burst :

Il comprend un train de 148 bits : [4]

- 2 séries de 57 bits contenant l'information utile (voie numérisée ou données) et 2 bits de control placé de part et d'autre de la séquence d'apprentissage qui permettent de distinguer les données utiles de la signalisation.

Bit = 0 l'information associée est une donnée utile.

Bit = 1 l'information associée est une donnée de signalisation.

- 2 séries de 3 bits de synchronisation au début et à la fin du burst appelées Fanion (Drapeau).
- Une séquence d'apprentissage de 26 bits entre les deux champs d'informations, elle permet au récepteur de se synchroniser avec la trame de donnée de l'émetteur.



Figure 1.11. Structure d'un burst

1.11. Le saut de fréquence lent SFH (Slow Frequency Hopping):

Le saut de fréquence est une technique utilisée depuis de nombreuses années mais dont l'usage était réservé aux applications militaires où elle rendait très difficile à la fois l'écoute et le brouillage d'une communication par l'ennemi.

Le saut de fréquence lent est une option intéressante du réseau GSM qui n'était pas utilisé lors de la mise en service du réseau. Elle permet de lutter contre les évanouissements sélectifs et la diversité de brouilleurs.

Le canal physique ne siège pas sur une seule fréquence, mais parcourt toutes les fréquences que dispose la BTS selon un certain ordre qu'on définit séquence de saut. Elle peut être périodique de période N (nombre de fréquences que dispose la BTS) ou pseudo aléatoire où la valeur maximal de la période N est 64. [2]

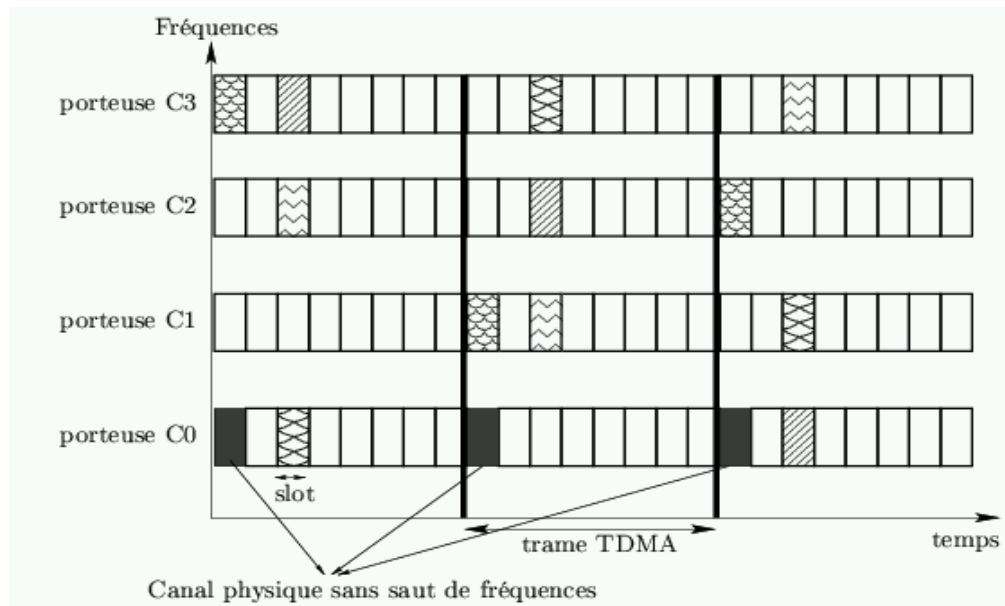


Figure 1.12. Le principe du saut de fréquence lent SFH

De cette façon un signal atténué sur une fréquence à cause de trajets multiples peut être récupéré sur une autre fréquence grâce au mécanisme de redondance introduit dans la transmission de message.

D'autre part, si une fréquence parmi celles que dispose la BTS subit un niveau d'interférence très important, l'implantation du saut de fréquence a pour objectif d'avoir le rapport C/I identique sur toutes les fréquences.

Chaque BTS dispose d'un canal physique simplex sans saut de fréquence dans le sens BTS→MS, qui permet au mobile de se rattacher à la station de base la plus favorable. Dans le cas où la BTS dispose de 4 fréquences, on définit le saut de fréquence sur tous les bursts sauf sur le slot 0 où il est défini que sur 3 fréquences.

1.12. Décalage temporel des envois:

Dans la norme GSM l'émission et la réception se fait sur des fréquences différentes. Pour permettre le basculement du mode réception en mode émission au niveau du mobile, la norme GSM prévoit un décalage dans le temps d'une durée de 3 times slot. [4]

Pour conserver la même numérotation des slots TN, le début de la trame TDMA du mobile est décalé de 3 times slot par rapport au début de la trame descendante.

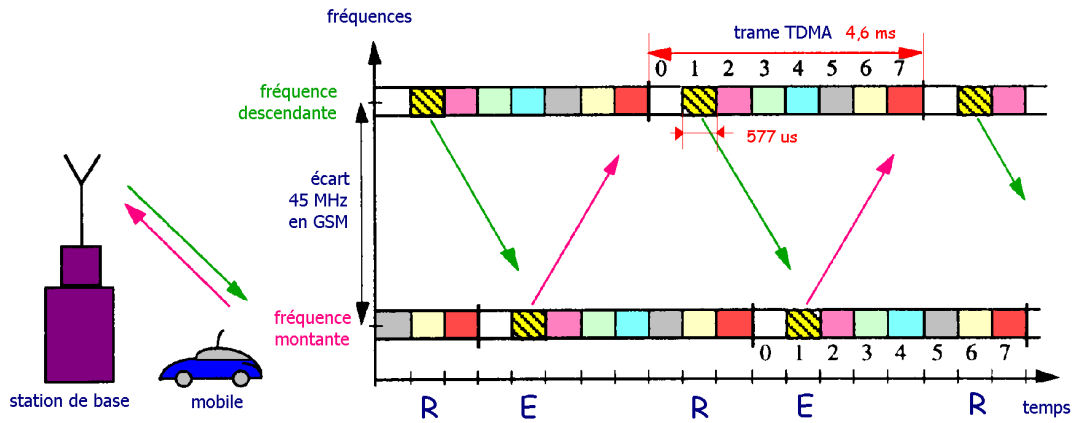


Figure 1.13. Décalage temporel des envois

1.13. Compensation du temps de propagation:

Les différents utilisateurs d'un système cellulaire sont à distances variables de leurs stations de base et endurent des délais de propagation variables qui deviennent importants quand la distance augmente et le temps de garde entre deux burst consécutives devient insuffisant pour éviter les chaussements.

Dans une trame TDMA, deux mobiles qui occupent deux slots successifs et si la distance entre le mobile et l'antenne est fort différente d'un mobile à un autre, pour prévenir les chaussements, il faut avancer le moment de l'envoi du mobile le plus distant. La durée de l'avance temporelle de l'envoi est appelée Tuning Advance (TA). [4]

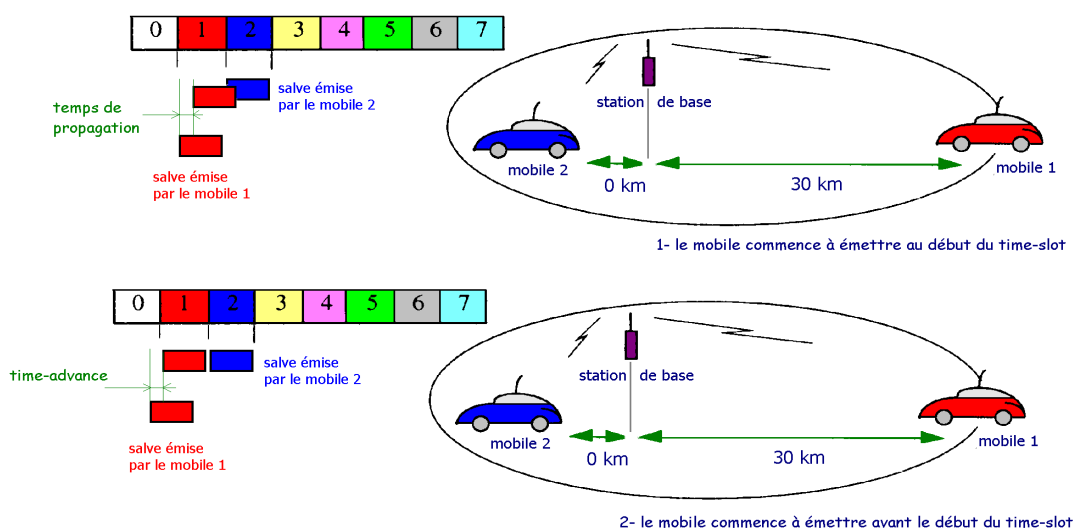


Figure 1.14. Compensation du temps de propagation

1.14. Les canaux logiques et physiques:

❖ Broadcast channel (BCH) :

La voix balise:

Un mobile sous tension, en veille ou en communication écoute et scrute périodiquement les voies balises des stations avoisinantes et mesure la puissance reçue et établit une liste des stations susceptibles de l'accueillir en cas du handover.

La voie balise occupe un slot sur une fréquence parmi celle que dispose la BTS (fréquence balise) particulièrement sur le slot 0 qui n'est pas concerné par le saut de fréquence. On émet en permanence un signal modulé de puissance constant qui permet au mobile de faire des mesures de puissance. Les signaux transmis sur cette fréquence permettent au mobile de se caler en fréquence et en temps avec la station de base et véhicule des informations système (identité du réseau et les caractéristiques d'accès).

Les canaux logiques en diffusion (Broadcast Channel) implantés sur la fréquence balise sont:

- **FCCH:**

Consiste en un burst particulier émis environ toutes les 50 ms sur les trames 0, 10, 20, 30, 40 d'une multiframe à 51 trames.

Il permet un calage fin en fréquence.

- **SCH:**

Le SCH fournit aux mobiles tous les éléments nécessaires à une synchronisation complète, composé de 148 bits toute les 50ms. La structure de burst du canal SCH est composée de 78 bits de données encodées et d'une séquence d'apprentissage étendue de 64 bits qui est commune à toutes les stations de base de tous les PLMN.

Les 78 bits sont découpés en deux séquences de 39 bits. Chaque séquence comprend:

➤ Un paramètre sur 25 bits qui indique:

- Numéro de la trame réduit RFN (sur 19 bits) permettant de déterminer le FN.

- Code de couleur BSIC sur 6 bits qui permet de discriminer deux stations de base utilisant la même fréquence.

Le BSIC est composé de deux champs sur 3 bits (le BCC et NCC):

- BCC: code de couleur d'une BTS dans un PLMN.

- NCC: code de couleur d'un PLMN accordé à chaque pays.

Rajoutant au 25 bits précédent 10 bits de CRC (Cyclic redundant Check) et 4 bits de trainée. [6]

La synchronisation s'effectue en deux parties:

- Synchronisation fine: SCH permet un calage précis en temps exécuté par un mobile. Après l'analyse du burst SCH, la synchronisation sera de l'ordre de μs et aide à déterminer le TA.
- Synchronisation logique : La réception du SCH permet au mobile de calculer le numéro FN de trame dans l'hypertrame, de se caler sur le slot 0 et se mettre en phase avec le compteur FN de la BTS.

Le SCH est émis sur le slot 0 et se place une trame après le burst FCCH.

- **BCCH:**

Il diffuse les informations système liées à la cellule. Il est émis sur le slot 0 ou bien sur d'autres slots (slot 2, 4, 6) à un débit de 782 bits/s.

Le BCCH contient les informations suivantes:

- Paramètres de sélection de la cellule.
- Numéro de zone de localisation.
- Liste des porteuses allouées à la BTS.
- Ensemble de paramètres: contrôle de puissance, DTX...ect
- Diffusion de l'identité de la BTS au sein de la zone de localisation.

- ❖ **Common control channel (CCCH) :**

- **RACH:**

A chaque fois que le mobile désire entrer en contact avec le réseau (localisation, appel, sms), il doit le signaler au réseau.

Il envoie une requête courte sur un seul burst en accès aléatoire. Le burst utilisé est plus court que le burst normal car le mobile ne connaît pas sa position exacte par rapport à la BTS. Afin d'éviter les chaussements avec les bursts voisins on introduit un temps de garde d'ordre $252\mu\text{s}$ pour permettre une distance maximale de 37,8km (marge de sécurité 35km).

Le burst est constitué:

- 41 bits de synchronisation.
- bits de données: 8bits utiles + 6bits couleur BSIC = 41bits.
- 4 bits de trainée.
- code convolutionnel de taux $1/2 = 2 \times 18 = 36\text{bits}$. [7]

- **AGCH:**

Une fois la BTS reçoit une requête de la part du mobile, un canal de signalisation est donc alloué au mobile. Le message d'allocation contient la description complète du canal de signalisation:

- numéro de porteuse.
- numéro de slot.
- description du saut de fréquence (s'il est implanté).
- paramètre TA.

Il est inclus dans un mot de 23 octets codé sur 8 blocs de 57bits.

- **PCH:**

Les infrastructures lancent une opération de Paging lorsqu'un mobile désire communiquer et diffusent l'identité du mobile sur un ensemble de cellules. Le message d'appel contient soit IMSI ou bien TMSI. Dans ce dernier cas on a la possibilité d'appeler 4 mobiles dans le même message.

Ce message est codé en 8 blocs de 57bits.

- **CBCH:**

Canal optimal qui sert pour la diffusion des messages courts relatifs à des informations spécifiques (information routière, météo).

❖ **Dedicated control channel :**

- **SDCCH:**

C'est un canal de signalisation à un débit très faible de l'ordre de 800bits/s. Il a pour fonction la mise à jour de la localisation.

Le SDCCH peut être vue comme des TCH de taille réduite: $SDCCH=TCH/8$

- **SACCH:**

Il sert à contrôler en permanence une liaison radio et la superviser en terme de compensation de délai de propagation aller-retour (TA) comme il contrôle aussi:

- la puissance d'émission du mobile.
- la qualité du lien radio.
- le rapatriement des mesures effectuées sur les stations voisines.

Le canal SACCH peut être associé au canal SDCCH ou bien au canal TCH.

Le SACCH a un débit de 382bits/s pour la parole et 931bits/s pour la signalisation mais sa lenteur ne convient pas à l'exécution du handover.

- **FACCH:**

Le canal FACCH est un canal de supervision d'une liaison radio lors d'une communication.

Dans le cas où le canal SACCH est associé au canal TCH, le FACCH sert à exécuter le handover en suspendant la transmission des informations usagers puis on récupère la capacité libérée afin d'écouler la signalisation.

Dans le cas où le canal SACCH est associé au DSCCH, il n'est pas nécessaire d'introduire le FACCH car le SDCCH peut écouler tout type de signalisations en particulier la signalisation rapide (le handover).

- ❖ **Traffic Channel (TCH):**

C'est un canal duplex dédié à un mobile pendant une communication. Il transporte les informations d'utilisateurs (données et voix) à un débit de 13 Kbit/s ou bien à un demi débit de 5,6Kbits/s (TCH/HS) et des données jusqu'à 12Kbits/s.

Le BSC affecte des TCH à chaque mobile désirant communiquer. La transmission s'effectue sur des demi-bursts au lieu d'un burst. De cette façon, une trame de parole analogique d'une durée de 20ms sera transmise sur 8 demi-bursts au lieu de 4 bursts normaux.

1.15. La chaîne de transmission:

D'après la théorie des télécommunications, la transmission d'une source d'information sur un canal doit mettre en œuvre un codage de source (compressif), un codage de canal (protecteur) efficaces et des techniques cryptographiques permettant d'assurer la confidentialité des informations transmises.

Le GSM est une norme téléphonique numérique, la voix est donc digitalisée et traitée avant l'émission sur les ondes radio.

On peut présenter d'une façon synoptique les différents traitements que subit une trame de parole de 20ms:

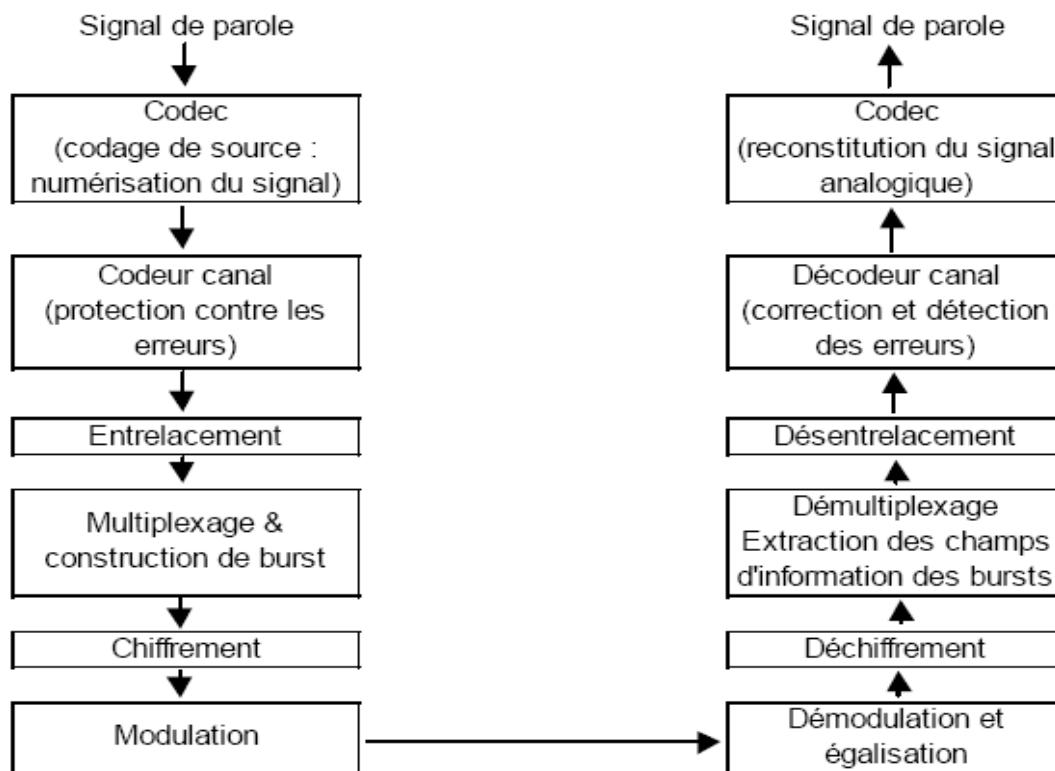


Figure 1.15. Chaîne de transmission GSM

1.15.1. Numérisation de la voix:

Le son capté par un microphone, qui fournit un signal analogique subit un filtrage par un passe bande de 300Hz à 3400Hz et échantillonné par un convertisseur analogique numérique à une fréquence d'échantillonnage de 8KHz. On obtient 160 échantillons codés sur 13bits, ce qui correspond à un débit binaire très important de l'ordre de 104kbit/s. La transmission de tel débit nécessiterait une bande passante beaucoup plus large.

1.15.2. Codage de la source (la compression) :

Pour pouvoir transmettre la parole à un faible débit, les chercheurs ont été poussés à étudier et comprendre le système de production de la voix et mettre au point des outils mathématiques pour bien le décrire. Le signal de parole est considéré comme étant une succession de signaux élémentaires stationnaires d'une durée allant de 10 à 30ms. [8]

Le GSM a développé un système de codage de la voix qui est le vocodeur ou le codec qui traite des signaux élémentaires de 20ms.

Le vocodeur modélise le conduit vocal sous la forme de deux filtres numériques en cascade (LTP + LCP) caractérisés chacun par leurs algorithmes.

Le filtre linear predictive coder:

$$y_n = a_1y_{n-1} + a_2y_{n-2} + a_3y_{n-3} + a_4y_{n-4} + a_5y_{n-5} + a_6y_{n-6} + a_7y_{n-7} + a_8y_{n-8} \quad 1.5$$

Le filtre Long Term Prediction:

$$y_n = x_n - by_{n-N} \quad 1.6$$

comme il détermine le signal d'excitation RPE caractérisé par son amplitude et sa fréquence qu'il faut mettre à l'entrée du filtre linéaire globale pour reconstituer le signal de parole.

Les 160 échantillons obtenus après la numérisation du signal analogique seront séparés en quatre sous bloc de 40 échantillons pour subir l'analyse LTP. La prédiction "long terme" est réajustée 4 fois plus souvent que la "court terme". En effet le filtre LTP sert à reproduire les fréquences fondamentales de la voix (entre 60 et 200Hz) qui sont des caractéristiques du locuteur, idem pour le signal d'excitation.

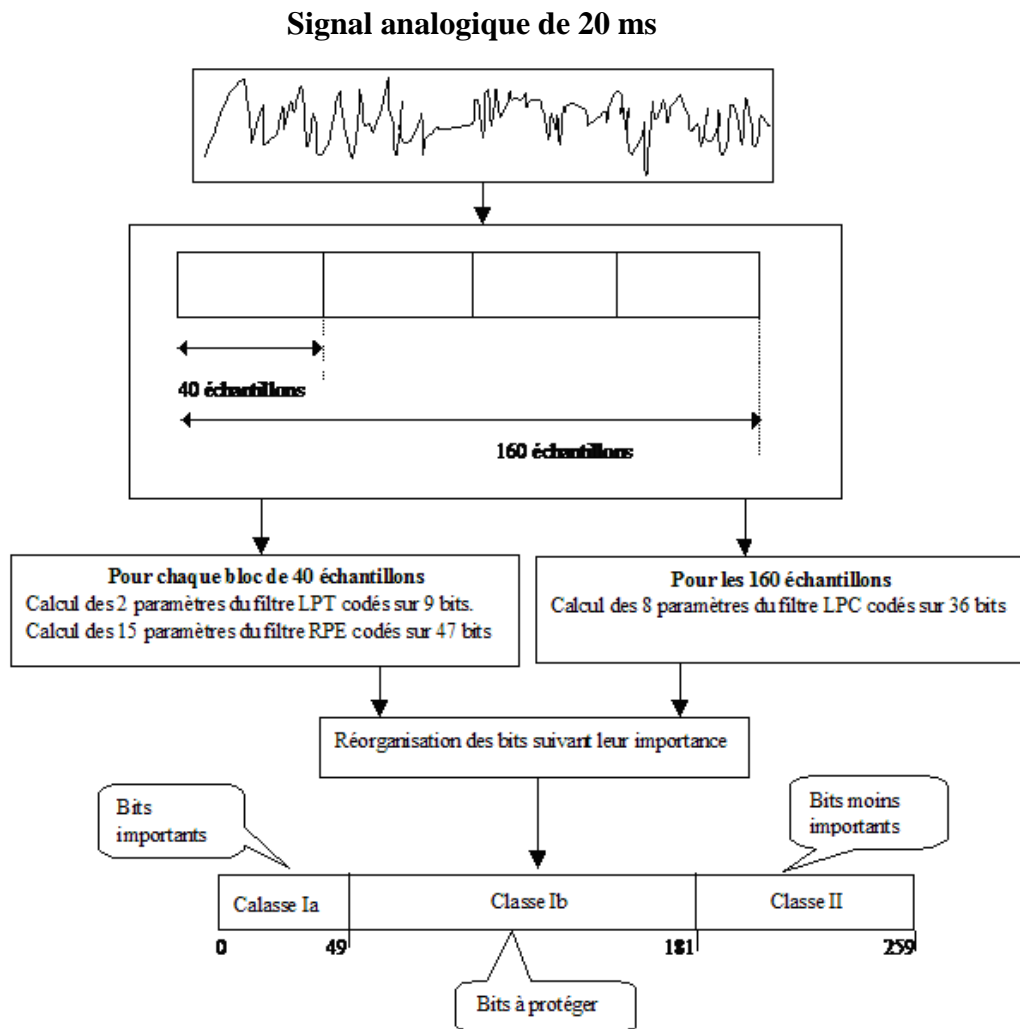


Figure 1.16. Codage de la source

A la sortie du vocodeur, le débit binaire d'une trame de parole de 20ms est 260bits.

1.15.3. Codage du canal (protection du signal de parole) :

Une fois le signal vocal compressé par le vocodeur, il faut protéger le signal numérique contre les erreurs de transmission. Les 260bits issus du traitement de 20ms du signal de parole n'ont pas la même importance vis-à-vis de la qualité du signal vocal, c'est la raison pour laquelle ils sont groupés en 3 classes:

- **classe Ia** : 50bits : importants, très sensibles aux erreurs. Il ne faut pas qu'ils soient mal interprétés et ils devront être protégés par des codes correcteurs (cyclique, convolutionnel).
- **classe Ib** : 132bits : sensibles aux erreurs et sont protégés par le code convolutionnel.
- **classe II** : 78bits : les moins sensibles aux erreurs et ils ne sont pas protégés.

Les 50bits de la classe « Ia » sont protégés par un code cyclique de polynôme générateur $G(D) = 1 + D + D^3$, qui a pour effet d'ajouter 3 bits de parité.

Les 182bits de classe I (Ia +Ib) seront réordonnés suivant les bits pairs et impairs. On rajoute également quatre bits à 0 (bits de trainés) servant à purger les registres à décalage du codeur convolutionnel.

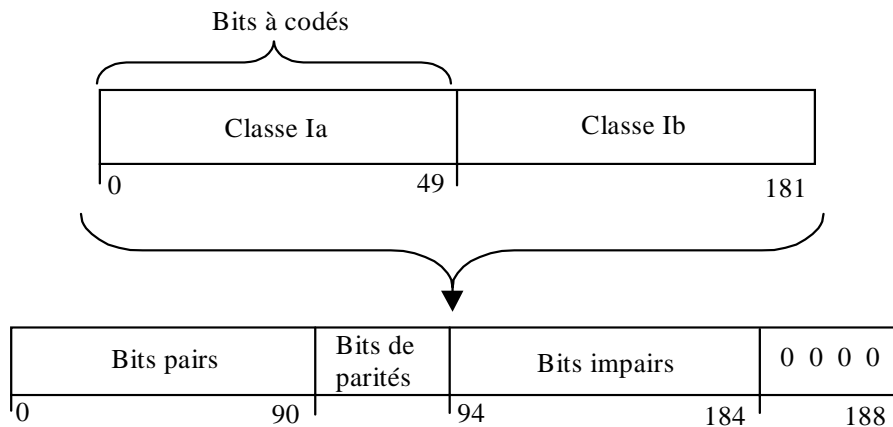


Figure 1.17. Organisation des bits en utilisant le code cyclique

Ces 189bits seront soumis au code convolutionnel de taux 1/2 qui produit 378bits à sa sortie auxquels on rajoute les 78 bits de classe II pour obtenir 456bits.

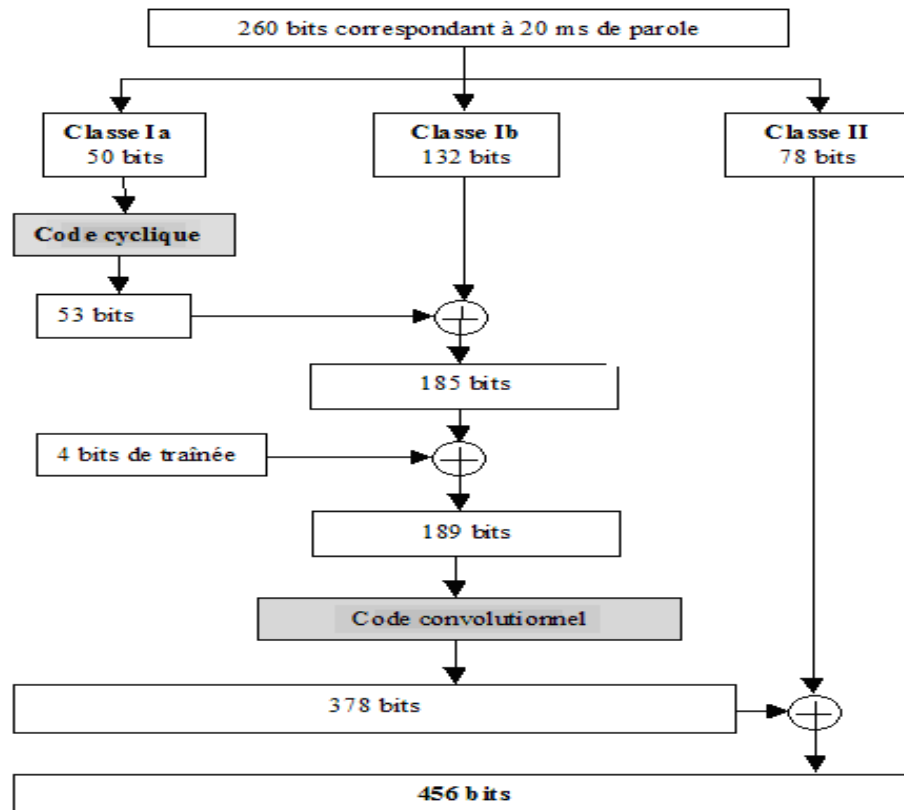


Figure 1.18. Schéma de codage du canal

Notre échantillon de parole est donc codé sur 456 bits, ce qui donne un taux d'échantillonnage final de 22.8Kbit/s.

1.15.4. Entrelacement et construction de burst:

Les erreurs ont souvent lieu par paquet. On va donc éparpiller l'information pour éviter que les paquets d'erreurs n'affectent une partie entière du message transmis.

L'étape d'entrelacement permet de mélanger le bloc de 456bits fournis par le codeur du canal puis elle va les répartir en burst. Cette fonction sera décomposée en trois étapes :

- Mélange et regroupement en « demi-burst »
- Entrelacement diagonal
- Mélange des demi-bursts pour former « les bursts » finaux.

1.15.4.1. Mélange et regroupement en demi-burst :

Les 456 bits sont rentrés ligne par ligne dans un tableau de 57 lignes et 8 colonnes. Chaque colonne constitue un nouveau sous bloc de 57bits qui forme un demi-burst ainsi nous obtenons 8 demi-bursts de 57bits chacun.

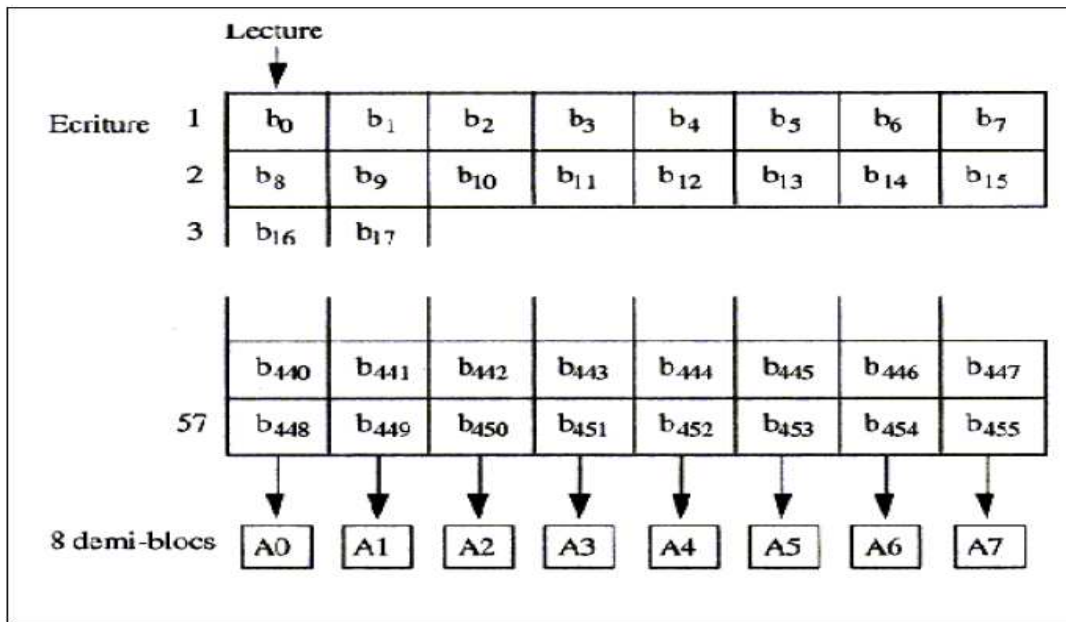


Figure 1.19. Construction de sous bloc de 57bits

1.15.4.2. Entrelacement diagonal :

Suite à la première étape, la transmission des 8 sous blocs obtenus est étalée dans le temps de manière à lutter contre les évanouissements sélectifs et les brouilleurs. Ainsi, chaque sous bloc est associé avec un sous bloc de la trame précédente (pour les sous blocs A_0 à A_3) ou de la trame suivante (pour les sous blocs A_4 à A_7) pour former un bloc de 114 éléments binaires (burst). Cet entrelacement introduit un retard d'une trame dans la transmission.

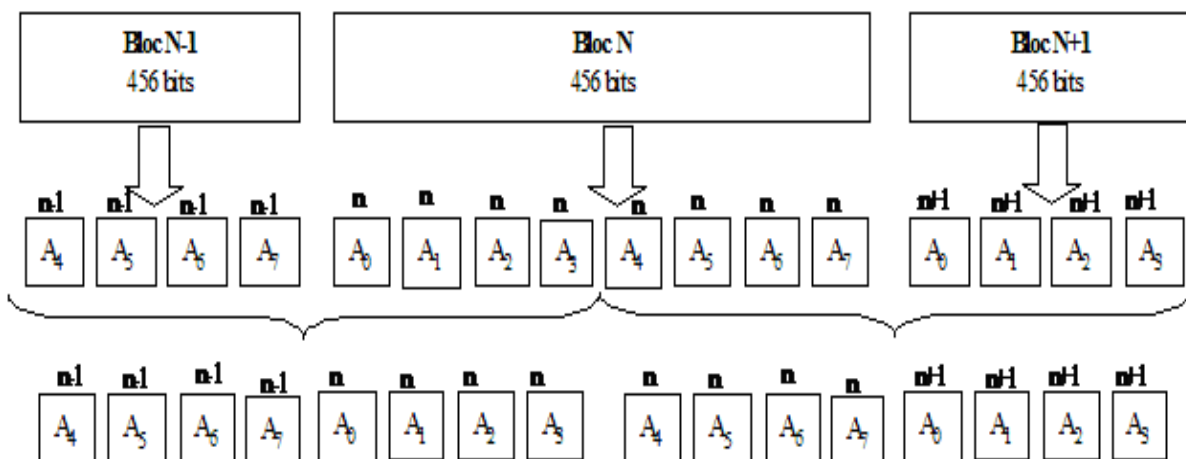


Figure 1.20. Entrelacement diagonal

1.15.4.3. Formation des burst :

Cette dernière étape permet de construire huit « bursts » de 114bits en regroupant les seize « demi-bursts ». Le regroupement doit se faire de manière à ce que les bits pairs d'un « burst » correspondent à la trame de parole la plus récente et les bits impairs à la précédente.

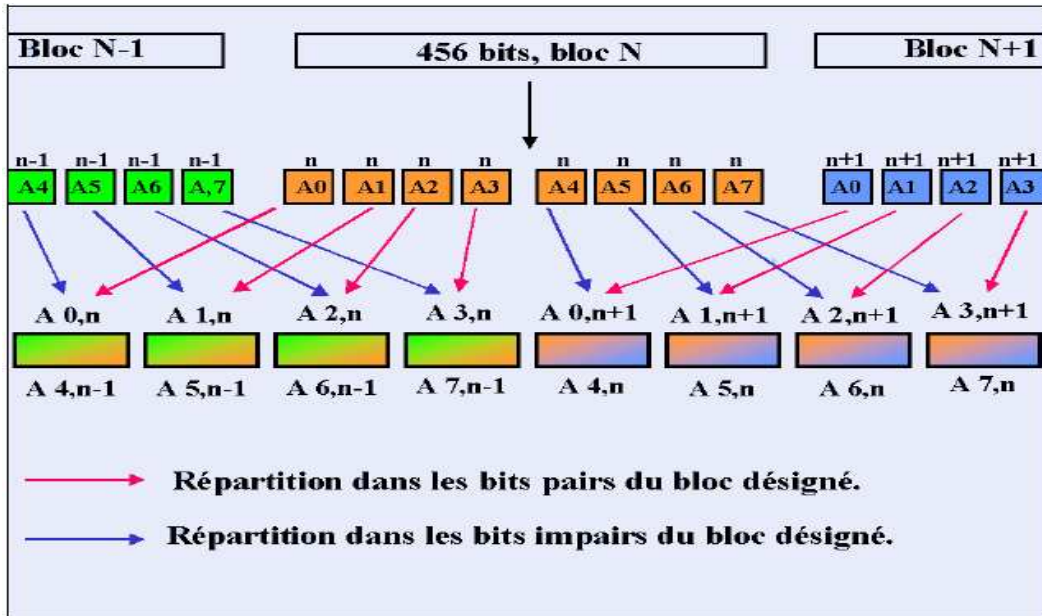


Figure 1.21. Entrelacement des blocs

La figure 1.22 résume les étapes de traitement d'une trame de parole de 20ms.

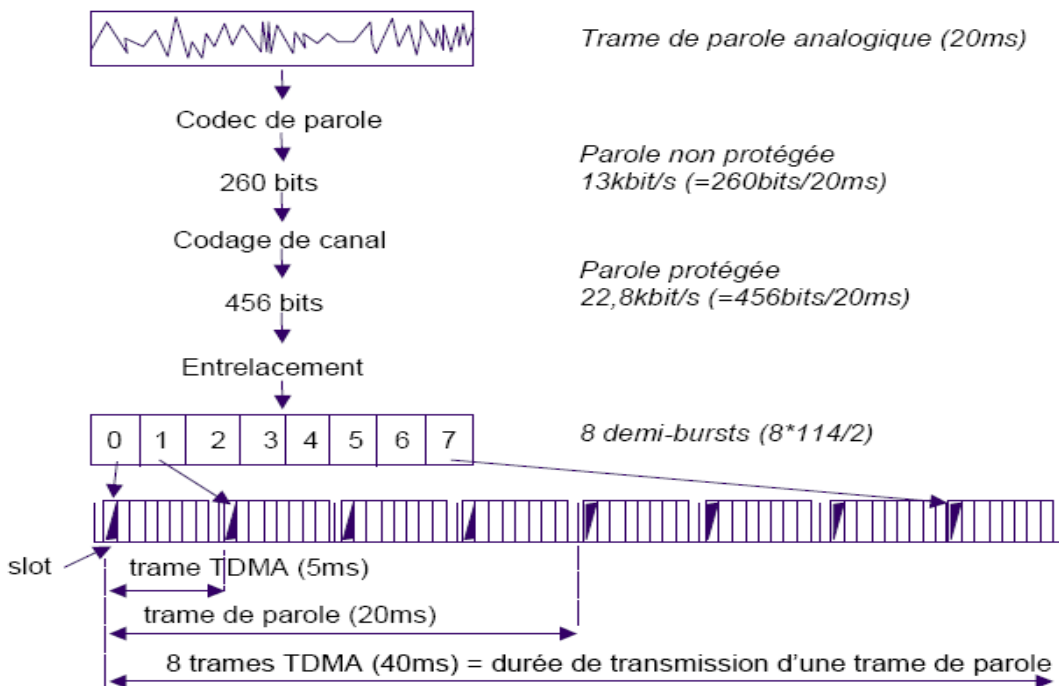


Figure 1.22. Traitement d'une trame de parole de 20ms

1.15.5 Chiffrement :

Avant la modulation, les bits d'information subissent un autre traitement qui a pour but de crypter l'information pour plus de sécurité lors de la transmission et interdire l'interception et le décodage des informations d'utilisateur.

Le cryptage se fait par l'opération ou-exclusif des bits d'informations et des bits d'une séquence pseudo-aléatoire.

1.15.6. La modulation et la transmission:

La modulation joue un rôle particulièrement important dans les performances d'un système de transmission.

Les différents critères intervenants dans le choix de la modulation : [4]

- Enveloppe spectrale constante.
- Facilité de démodulation et d'égalisation.
- Occupation spectrale réduite.
- Le taux d'erreurs binaire TEB en sortie du canal physique acceptable.
- Faible niveau d'interférence inter symbole.

Les étapes de la modulation :

La modulation dans le domaine numérique est décomposée en 3 étapes :

1. Le mapping: fait correspondre à un ensemble de bits, un ensemble de symbole que l'on notera a_n
2. la mise en forme : consiste à transformer la suite de symboles en un signal qui sera adapté au canal de transmission. Cette mise en forme est en générale réalisée par une opération de filtrage.

Le signal s'écrit : [4]

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n h(t - nT_s) \quad 1.7$$

Avec : $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme et T_s temps symbole.

3. La montée sur porteuse ou la modulation : consiste à placer le signal sur une fréquence donnée.

Modulation GMSK :

La modulation utilisée en GSM est la modulation GMSK. Elle peut être considérée comme une modulation MSK avec un filtre gaussien qui permet d'obtenir une montée de phase plus douce et une

dérivée de phase continue aux extrémités de l'impulsion, ce qui permet de réduire l'occupation spectrale ainsi la diminution des lobes secondaires.

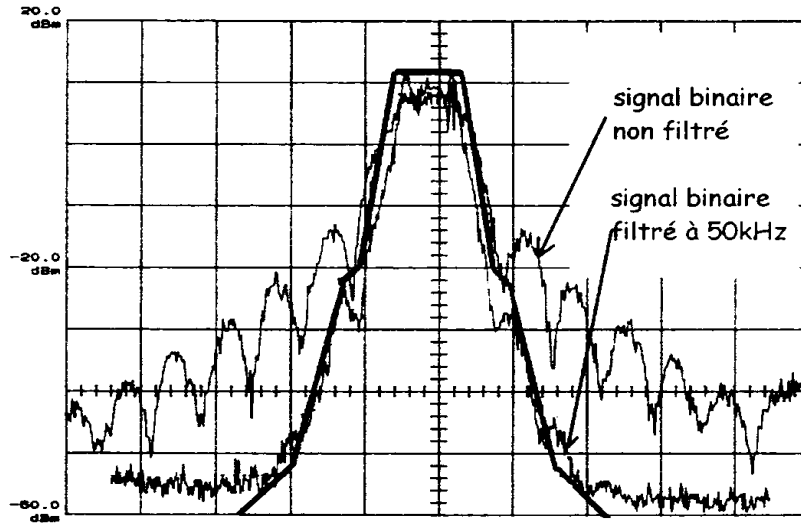


Figure 1.23. Spectre d'un signal GSM

Modulation MSK :

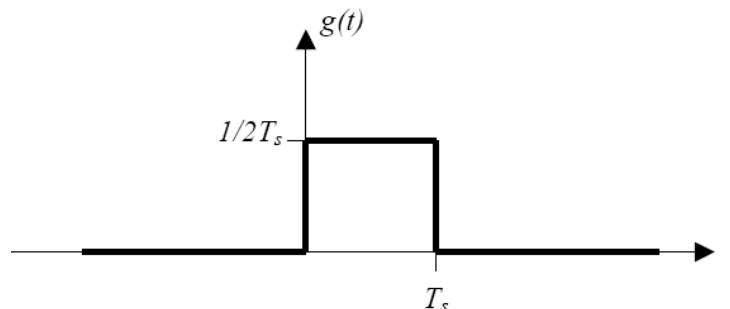
La modulation MSK (minimum shift keying) est une modulation de phase qui présente :

- Un indice de modulation égale à 0,5 qui est un paramètre caractérisant les propriétés spectrales de puissance d'une modulation de fréquence.
- Un bit par symbole avec $a_n \in \{\pm 1\}$.

On choisit une fonction de mise en forme d'une impulsion rectangulaire de durée T_s et d'amplitude

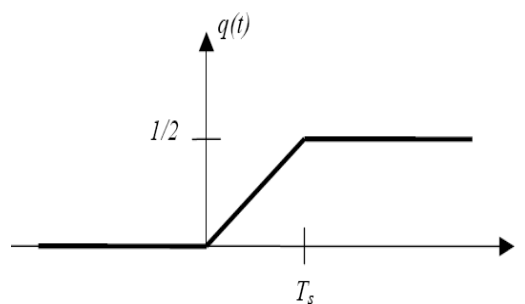
$$\frac{1}{2T_s}$$

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2T_s} & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad 1.8$$



$q(t)$ est la fonction de phase définie par : $q(t) = \int_{-\infty}^t g(u)du$ 1.9

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{t}{2T_s} & 0 \leq t \leq T_s \\ \frac{1}{2} & t > T_s \end{cases} \quad 1.10$$



Le filtre gaussien :

Dans le cas d'une modulation GMSK, l'impulsion d'entrée est une porte $\Pi(t)$ de durée T_b filtrée par un filtre Gaussien. La réponse impulsionnelle du filtre globale est définie par la convolution entre une fonction porte et une autre Gaussienne.

$$g(t) = h(t) \otimes \Pi\left(\frac{t}{T_b}\right) \quad 1.11$$

Avec :

$$\begin{cases} \Pi\left(\frac{t}{T_b}\right) = 1 & 0 \leq t \leq T_b \\ H(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \end{cases} \quad 1.12$$

La variance σ^2 du filtre Gaussien est en général exprimée à travers un paramètre B lié à la décroissance à 3dB de la densité spectrale de puissance de la modulation.

$$\sigma^2 = \frac{\ln(2)}{4\pi^2 B^2} \quad 1.13$$

L'expression de la réponse impulsionnelle du filtre est :

$$g(t) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left\{ -\frac{2\pi B}{\sqrt{2 \ln(2)}} t - \operatorname{erfc} \left(-\frac{2\pi B}{\sqrt{2 \ln(2)}} (t - T_s) \right) \right\} \right] \quad 1.14$$

Avec :
$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2} du \quad 1.15$$

1.16. Conclusion :

Le FDMA et le TDMA sont deux techniques utilisées dans le GSM pour palier à la contrainte de rareté des ressources fréquentiels et organiser l'accès des utilisateurs aux services que propose ce système.

Un mobile GSM est tout le temps relié à la BTS de la cellule géographique où il se trouve grâce aux différents canaux de signalisation. Lorsque le mobile désire communiquer ou est l'objet d'une demande d'appel, il se voit attribuer différents canaux indispensables pour établir la communication, superviser et contrôler le lien radio en terme de qualité du service.

Une trame de parole élémentaire subit différents traitements avant qu'elle soit transmise (codage source, codage du canal, entrelacement, multiplexage, chiffrement et modulation) c'est pour cela qu'il faut veiller à ce que ces informations soient transmises sans erreurs. En réception, les informations reçues subiront le traitement inverse pour extraire l'information.

CHAPITRE 2
Etude de la
technique CDMA
et transmission
en IS-95

2.1. Introduction :

L'accès multiple à répartition par code (AMRC OU CDMA) est une technique qui utilise le principe d'étalement du spectre. La transmission est effectuée à un débit plus élevé que nécessaire pour chaque utilisateur. A l'origine cette technique est utilisée dans le domaine militaire et le premier brevet a été déposé en 1941 par l'actrice Hedy Lamarr avec l'aide du compositeur George Antheil sous le nom "Secret Communication System". Quelques années plus tard l'armée utilise cette technique sur le terrain pour ses capacités de sécurisation des communications et sa résistance aux brouilleurs.

Le CDMA a été libéré pour l'usage civil depuis les milieux des années 1980. Le premier système de transmission cellulaire qui utilise le CDMA pour la transmission est IS-95 en 1995. Dans l'IS-95, un signal à un débit classique de 9.6Kbit/s sera élargi pour être transmis à un débit de 1.23Mbit/s.

2.2. Architecture du réseau IS-95 :

L'IS-95 est le système de téléphonie utilisé aux Etats Unis. Il est également appelé CDMAone, car il utilise non pas la technique TDMA comme le GSM, mais CDMA (Code Division Multiple Access), qui permet une meilleure efficacité en bande passante. Dans ce système la voix et les données sont transmises dans un canal de 1.23MHz de largeur. Cette largeur de bande résulte du débit choisi pour la séquence d'élargissement du spectre.[9]

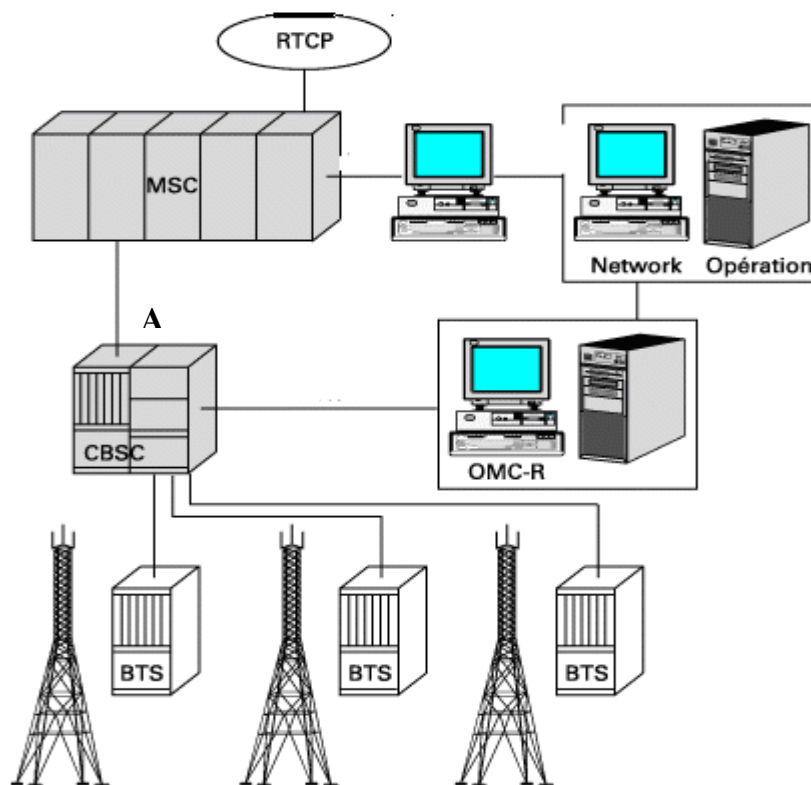


Figure 2.1. Architecture d'IS-95

Il comprend les entités suivantes:

Mobile switching centre (MSC)

C'est un commutateur de services mobiles. Le MSC est le lien de communication entre le réseau cellulaire et le réseau téléphonique. Sa fonction principale est d'acheminer tous les appels vers le réseau téléphonique commuté. A l'intérieur du réseau cellulaire, il communique avec le CBSC via l'interface A.

Centralized base station controller (CBSC):

Le CBSC est une plate forme intermédiaire entre les stations radio et le MSC. Elle se charge de la gestion de mobilité des abonnés et l'exécution du handover, ainsi le control des appels.

Opération and maintenance centre for radio (OMC-R) :

Comme dans le réseau GSM, chaque CBSC est supervisé par un OMC-R, ainsi que les stations de base qui lui en rattachées.

Base transceiver station BTS :

Les stations de base (BTS) contiennent des émetteurs récepteurs radio, les équipements d'interface avec les CBSC et utilisent la technique de multiplexage CDMA.

2.3. Étalement de spectre:

La technique d'étalement de spectre (Spread Spectrum) qui repose sur le principe d'élargissement de la bande spectrale d'un signal et la répartition de l'énergie du signal à émettre sur une bande de fréquence plus large que celle réellement nécessaire à sa transmission.[10]

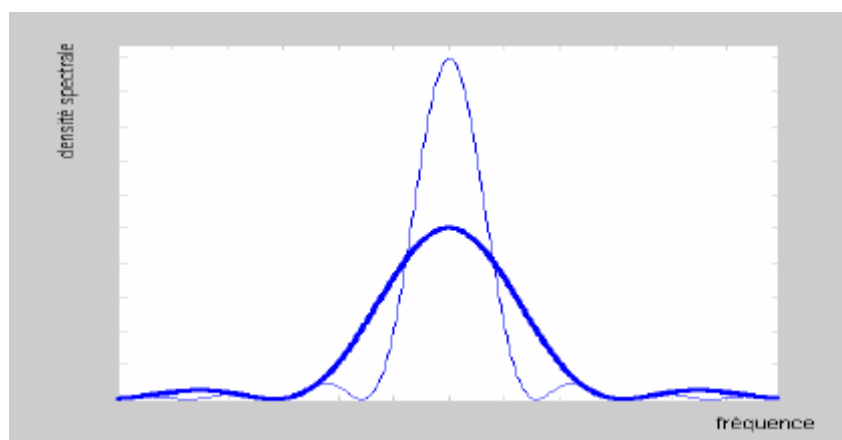


Figure 2.2. Allure des densités spectrales des signaux étalés (en gras) et non étalés

Il y a deux techniques couramment utilisées pour étaler un spectre: étalement de spectre à séquence directe DS-SS (Direct sequence CDMA) et étalement de spectre à saut de fréquence FH-SS (frequency Hopping spread Spectrum).

2.4. Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) :

Dans la version du DS-SS en bande de base, chaque bit de l'information de durée T_b est multiplié par une séquence pseudo-aléatoire de rythme très supérieur à celui des données à transmettre. Une séquence d'étalement est constituée de N éléments appelés chips et T_c représente le temps chip et il est égale à $\frac{1}{N}$ du temps T_b

$$T_b = NT_c$$

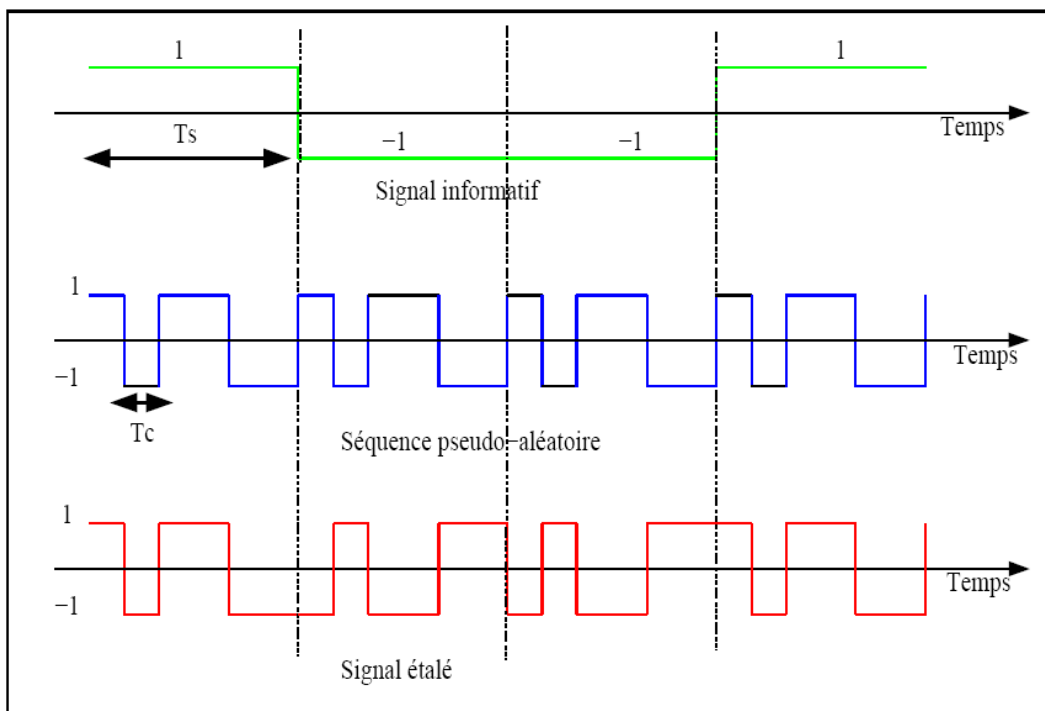


Figure 2.3. Principe de l'étalement de spectre à séquence directe

En termes de spectre, un signal binaire présente un spectre sous forme de lobes dont le principal est de largeur $\frac{2}{T_b}$, après l'étalement la largeur du lobe principal est $\frac{2}{T_c}$. [11]

Le gain de l'opération de l'étalement est le rapport entre la largeur du spectre avant et après le désétalement.

En effet, le signal reçu par le récepteur sera composé de trois éléments : le signal utile étalé, du bruit dû au canal et les interférences entre les différents utilisateurs. Soit le signal transmis en bleu, le bruit

en vert et les interférences en rouge. En multipliant une nouvelle fois par une séquence d'étalement identique à celle utilisée en émission, lors de la réception le signal désiré est désétaillé, le spectre du bruit demeure intouché par la multiplication par le code, par contre les interférences seront de nouveau étalées par le code en réception ce qui réduit considérablement son impact sur le signal utile.

En pratique, la synchronisation entre les deux signaux d'émission et de réception est une opération délicate, du fait que le signal émis est perturbé pendant sa transmission.[12]

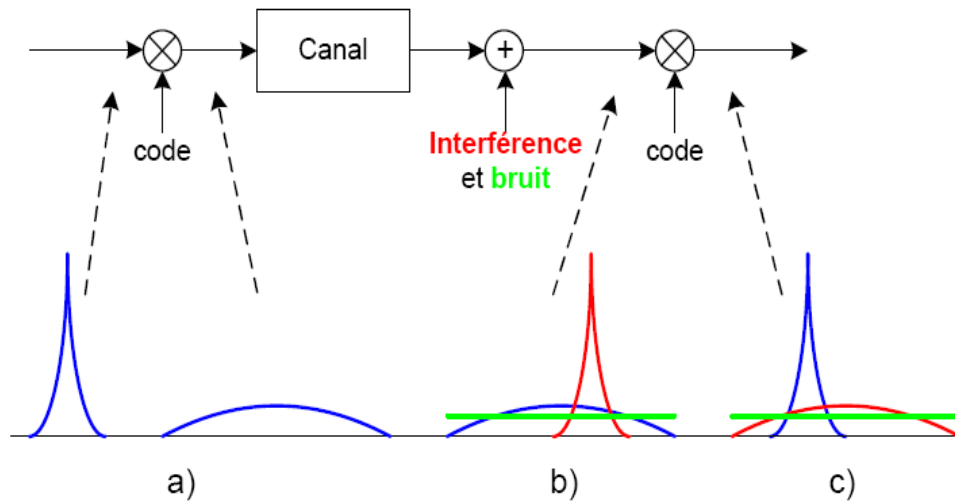


Figure 2.4. Représentation fréquentielle du principe de l'étalement de spectre

2.5. Etalement de spectre à saut de fréquence (FH-SS):

Cette technique a été développée pendant la seconde guerre mondiale, le signal n'est pas émis sur une seule fréquence, mais la transmission se fait par un saut de fréquence selon un algorithme préétabli. [11]

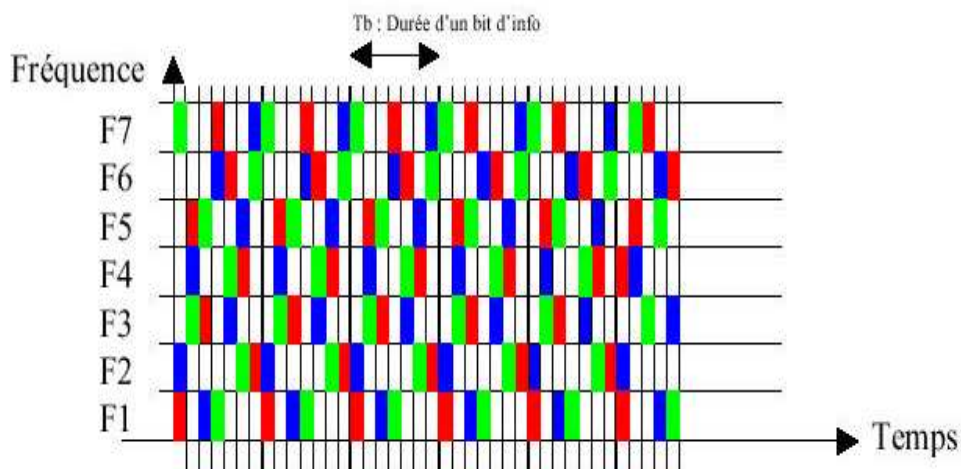


Figure 2.5. Principe de l'étalement de spectre à saut de fréquence

Chaque bit est découpé dans le temps en L morceaux, chaque morceau est modulé à un instant différent et à une fréquence différente (modulation FSK : Frequency Shift Keying). Un générateur de séquence pseudo aléatoire contrôle un synthétiseur de fréquence dont la sortie est multipliée aux données modulées FSK.

On distingue trois méthodes d'étalement de spectre à saut de fréquence :

1-Very Slow Frequency Hopping (VSFH-SS) : la fréquence change au bout d'un certain nombre de bit de données.

2-Slow Frequency Hopping (SFH-SS) : la fréquence change pour chaque bit d'information.

3- Fast Frequency Hopping (FFH-SS) : la fréquence change plusieurs fois pendant l'émission du bit.

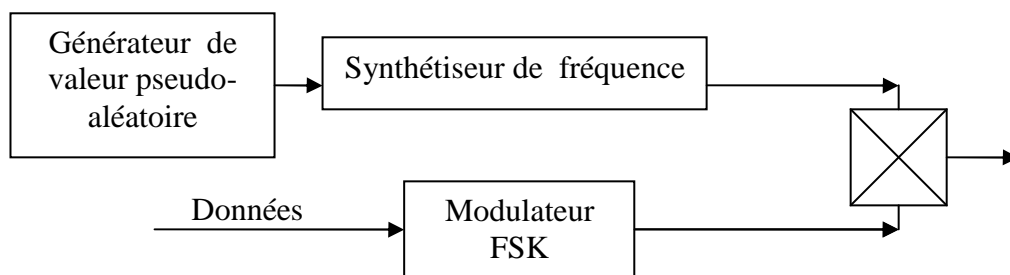


Figure 2.6. Le schéma de principe d'un modulateur à étalement de spectre à saut de fréquence

En réception, le signal reçu sera multiplié par la même séquence de saut de fréquence suivant la loi pseudo-aléatoire qu'à l'émission. La difficulté réside encore dans la synchronisation du code de réception par rapport à celui d'émission.

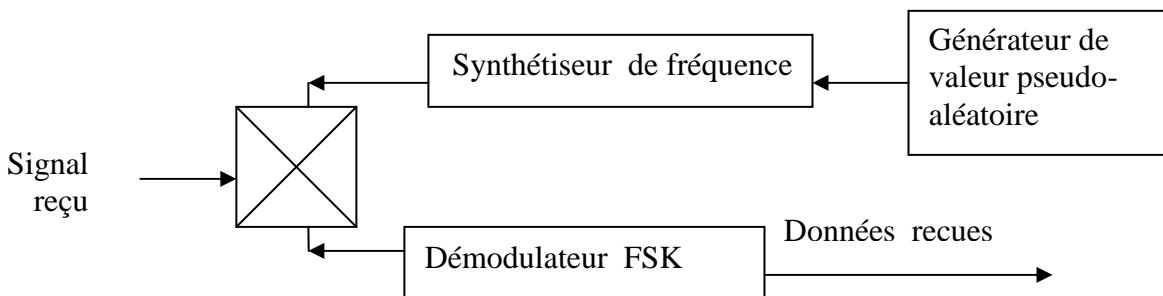


Figure 2.7. Schémas de principe d'un démodulateur d'étalement de spectre à saut de fréquence

2.6. Les codes d'étalement de spectre :

L'étalement de spectre par séquence directe consiste à multiplier les données par un code binaire appelé PN-code (pseudo-noise code). [11]

Ces séquences pseudo-aléatoires ont des propriétés particulières :

1. elles sont faiblement auto-corrélées :

$$R_C(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(u).c(u-\tau).du = 0 \quad , \quad \forall \tau \neq 0 \quad 2.1$$

Où : $R_C(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation du code pseudo-aléatoire $c(t)$

2. elles sont faiblement intercorrélées entre elles :

$$R_{c_i c_j}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_i(u).C_j(u-\tau)du = 0 \quad , \quad \forall \tau \quad 2.2$$

$R_{c_i c_j}(\tau)$ est la fonction d'inter-corrélation entre deux codes PN $c_i(t)$ et $c_j(t)$. Cela assure la sécurité des données transmises et évite le brouillage des sources entre elles.

3. elles possèdent un pic d'autocorrélation étroit :

$$R_C(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(u).c(u-0).du = 1 \quad 2.3$$

L'orthogonalité des séquences d'étalement est un critère essentiel pour pouvoir démoduler correctement le signal. [13]

Pour assurer l'orthogonalité des codes d'étalement il faut vérifier les propriétés citées auparavant.

La génération des séquences est souvent réalisée au moyen d'un registre qui est constitué de N bascules dont certaines sont rebouclées à travers un OU exclusif (notation 1, 0) ou une multiplication (notation -1, 1).

Ce code est caractérisé par deux éléments :

- la valeur initiale du registre à décalage.
- L'équation du polynôme générateur.

La longueur de la séquence délivrée par le générateur est :

$$N_c = 2^r - 1 \quad 2.4$$

Où : r est le nombre de bascules ou de registre.

Par exemple le IS-95 utilise $r = 15$, donc le polynôme générateur est construit par le polynôme caractéristique $X^{15} + X^{13} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + 1$ qui indique des boucles sur les étages : 0, 5, 7, 8, 9, 13, 15.

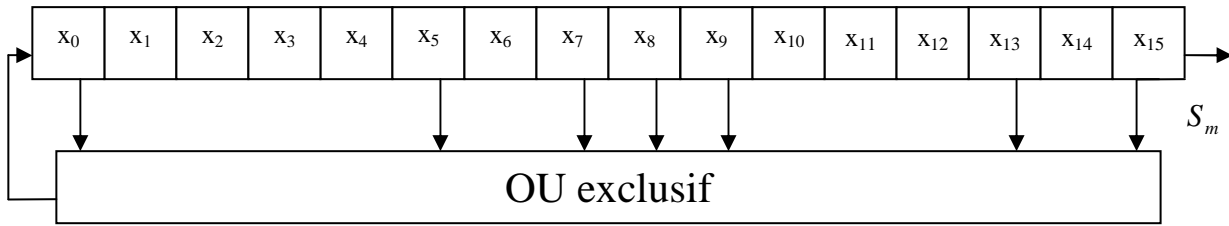


Figure 2.8. Structure d'un générateur de séquence pseudo aléatoire

A chaque coup d'horloge les valeurs contenues dans les bascules se décalent d'un élément binaire vers la droite. Séquentiellement une nouvelle valeur de sortie est calculée par combinaison linéaire des valeurs binaires des bascules et est introduite dans la bascule se trouvant à l'extrémité. La suite s_m des valeurs discrètes de sortie de ce générateur se détermine par l'équation :

$$s_m = \sum_{i=1}^r X_i a_{m-1} \quad 2.5$$

Les additions sont réalisées par l'opérateur booléen OU-exclusif.

2.7. Avantage de l'étalement de spectre:

Selon Shannon la capacité maximal d'un système de télécommunication représente le taux de transfert maximum d'information pour un taux d'erreurs nuls. La capacité d'un canal est décrite par la relation suivante:

$$C = B \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad 2.6$$

C est la capacité maximale d'un canal en bit/s, B est la largeur de la bande de fréquence du signal transmis et $\frac{S}{N}$ est le rapport signal sur bruit. [14]

En CDMA le rapport signal à bruit est très faible, en développant en série de MacLaurin au voisinage de 0 la relation devient:

$$C \approx \frac{B}{\ln 2} \left[\frac{S}{N}\right] \Rightarrow \left[\frac{S}{N}\right] \approx \frac{\ln 2 \cdot C}{B} \quad 2.7$$

D'autre part, grâce à la technique d'étalement du spectre le signal CDMA peut être confondu avec du bruit du canal et sera donc difficilement détectable par une écoute clandestine (protection de données) et sera plus résistant au évanouissement sélectif en fréquence et aux brouilleurs.

2.8. Technique de multiplexage CDMA (Code Division Multiple Access) :

Le CDMA est une technologie à étalement de spectre. Dans les systèmes CDMA, les utilisateurs se partagent toute la bande passante de manière continue. On assigne un code à chaque utilisateur de manière à pouvoir l'identifier au récepteur. L'orthogonalité ou la quasi-orthogonalité de ces codes permet d'isoler chacun des canaux. [11]

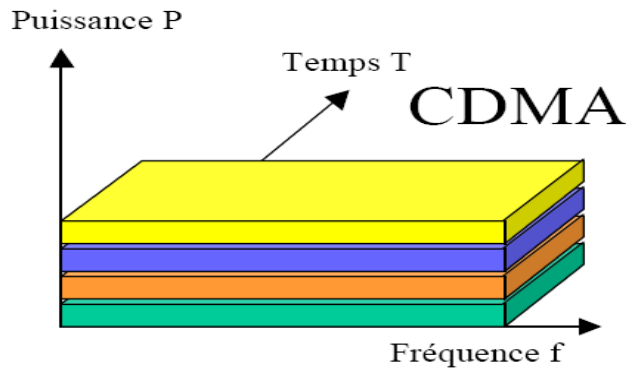


Figure 2.9. Code Division Multiple Access (CDMA)

Des signaux peuvent être étalés avec CDMA en utilisant un certain nombre de méthodes différentes. La méthode de saut de fréquence CDMA (FH-CDMA) qui utilise le principe d'étalement de spectre à saut de fréquence. Le FH-CDMA est utilisé dans la norme Bluetooth qui permet la transmission d'information aux débits élevés pour de petite distance dans l'intervalle de fréquence autour de 2,4 GHz. La seconde méthode qui est la plus utilisée dans les systèmes de radio mobile (IS-95 et UMTS), qui utilise le principe d'étalement de spectre à séquence directe DS-CDMA.

Dans notre travail, nous intéresserons à l'étude du DS-CDMA.

2.9. Etude du système DS-CDMA :

Née après la seconde guerre mondiale, les transmissions mettant en œuvre l'étalement de spectre par séquence directs multiutilisateurs, DS-CDMA était limitée aux applications militaires qui mettaient ainsi à profit la discrétion et la robustesse de ce genre de communications. Le DS-CDMA permet la transmission de plusieurs signaux dans la même bande de fréquence à un minimum d'interférences entre les différents utilisateurs. [15]

Dans le DS-CDMA les données à transmettre sont multipliées par une séquence d'étalement à rythme plus élevé, on étale ainsi le spectre. Ces données étalées sont alors transmises dans le canal. A la réception, le désétalement est réalisée par corrélation avec chacune des séquences utilisées à l'émission. Le principe est montré dans le schéma suivant :

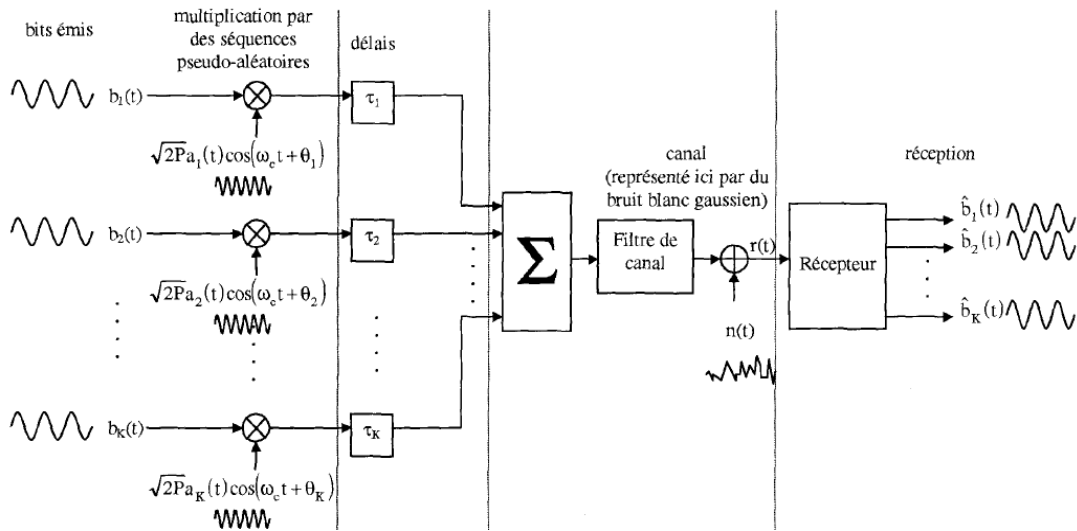


Figure 2.10. Système de communication CDMA

La figure présente le modèle de k utilisateurs actifs, la modulation utilisée est BPSK (Binary Phase Shift Keying). [16]

Les données binaires envoyées par le k-ième utilisateur, soit :

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_{k,i} p_T(t - iT_b) \quad \text{où } b_{k,i} \in \{+1, -1\} \tag{2.8}$$

et forment une séquence d'amplitude unité constitué de créneaux positifs ou négatifs de durées T et P_T une fonction porte de durée T_b.

$$P_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{2.9}$$

A chaque k-ième utilisateur est attribué une séquence d'étalement $a_k(t)$ périodique d'amplitude unité, constitué d'impulsions rectangulaires appelé chip de durée T_c, T_b étant un multiple entier de T_c soit $a_j^{(k)}$ qui prend les valeurs {+1, -1}

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} P_{T_c}(t - iT_c) \tag{2.10}$$

Nous supposons ici la séquence PN de période $N = \frac{T_b}{T_c}$, N est le facteur d'étalement.

L'information $b_k(t)$ est d'abord modulée en phase par la porteuse

$$c_k(t) = \sqrt{2P}a(t)\cos(\omega_c t + \phi_k) \quad 2.11$$

Où P est la puissance émise (supposée constante pour chacune des liaisons), ω_c est la pulsation de la porteuse de phase associée ϕ_k . Le signal transmis par le k-ième utilisateur s'écrit :

$$s_k(t) = \sqrt{2P}a_k(t)b_k(t)\cos(\omega_c t + \phi_k) \quad 2.12$$

Le signal total reçu s'exprime alors comme la somme de chacun des signaux précédent convolués par le canal et du bruit blanc additif gaussien $n(t)$:

$$r(t) = \sum_{k=1}^k s_k(t) * h_k(t) \quad 2.13$$

Où : $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal associé à l'utilisateur k :

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L g_{l,k} \delta(t - \tau_k(l)) \quad 2.14$$

Où : L est le nombre de trajet multiple (supposé égal pour toutes les liaisons) ; $g_{l,k}$ les gains complexes associés au l^{ième} trajet et $\tau_k(l)$ son retard. On suppose ici $g_{l,k} = g_1$.

Dans la suite, nous considérons une propagation via un trajet direct sans atténuation ni trajet multiple, soit ici $L=1$, $g_l = 1$ et $\tau_k(l) = \tau_k$. Le signal total reçu s'écrit :

$$r(t) = n(t) + s_k(t) = n(t) + \sqrt{2P}a_k(t - \tau_k)b_k(t - \tau_k)\cos(\omega_c t + \phi_k) \quad 2.15$$

A la réception, la synchronisation se fait sur trois niveaux : la synchronisation des codes pseudo-aléatoire, la synchronisation des intervalles de corrélation.

La corrélation est effectuée avec chacune des séquences $a_i(t)$ utilisées à l'émission : c'est le filtrage adapté à chaque séquence émise.

S'il n'y a pas de glissement de fréquence, si les horloges émission-réception sont rigoureusement identiques et si la synchronisation des codes d'étalement est parfaite pour chacun des utilisateurs, la sortie de corrélation associée à la séquence i est donnée par l'expression suivante :

$$Z_i = \int_0^{T_b} r(t)a_i(t)\cos(\omega_0 t)dt \quad 2.16$$

Nous supposons que $\omega_c T_b \ll 1$, en pratique revient à ignorer le terme en $2\omega_c$ de $r(t)\cos(\omega_c t)$ et la sortie de corrélation, au temps $t = T_b$ se réécrit :

$$Z_i = \sqrt{2P} \int_0^{T_b} \sum_{k=1}^k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) a_i(t) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \cos(\omega_0 t) + \int_0^{T_b} n(t) a_i(t) \cos(\omega_c) dt \quad 2.17$$

Le terme $\int_0^{T_b} n(t) a_i(t) \cos(\omega_c) dt$ représente le bruit B du canal au niveau du corrélateur.

$\sum_{k=1}^k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) a_i(t) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \cos(\omega_0 t)$, regroupe à la fois tous les utilisateurs, en séparant

l'utilisateur i des $k-1$ utilisateurs, Z_i s'écrit

$$Z_i = B + \sqrt{2P} \int_0^{T_b} \sum_{k=1}^k a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) a_i(t) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \cos(\omega_0 t) dt + \sqrt{2P} \int_0^{T_b} [a_i(t) b_i(t) \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t)] dt \quad 2.18$$

Le dernier terme représente le signal de l'utilisateur "i" démoduler ou désétalet:

$$Z_i = B + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 0}}^K a_i(t - \tau_k) a_i(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\phi_k) \right] dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} [d_i(t)] dt \quad 2.19$$

Le terme $\sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 0}}^K a_i(t - \tau_k) a_i(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\phi_k) \right] dt$ représente le bruit d'accès multiple I dû à la

présence simultanée des $K-1$ autres messages, ces interférences seront de nouveau réétalet par la séquence pseudo-aléatoire de l'utilisateur "i" $a_i(t)$ au niveau du corrélateur.

L'expression de Z_i devient:
$$\left\{ \begin{array}{l} Z_i = B + I + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} [d_i(t)] dt \\ Z_i = B + I + \sqrt{\frac{P}{2}} d_0^{(i)} T_b \end{array} \right. \quad 2.20$$

Le bit $b_0^{(i)}$ compris entre 0 et T_b est perturbé par les termes B et I. déterminons l'expression de I.

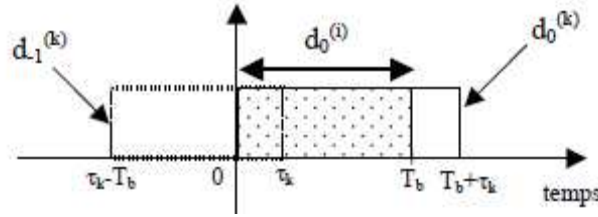


Figure 2.11. Interférence par le K-ième utilisateur sur l'utilisateur i

Le bit $b_0^{(i)}$ est perturbé par entre 0 et τ_k par le bit $b_{-1}^{(k)}$ et entre T_b et $T_b + \tau_k$ par le bit $b_0^{(k)}$, l'équation des interférences peut donc s'écrire:

$$I = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [b_{-1}^{(k)} R_{k,i}(\tau_k) + b_0^{(k)} R'_{k,i}(\tau_k)] \cos(\phi_k) \tag{2.21}$$

Avec:
$$R_{k,i}(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} a_k(t - \tau_k) a_i(t) dt \tag{2.22}$$

$$R'_{k,i}(\tau_k) = \int_{\tau_k}^{T_b} a_k(t - \tau_k) a_i(t) dt \tag{2.23}$$

Ces deux dernières fonctions représentent la fonction d'intercorrélation partielle entre le k^{ième} utilisateur et l'utilisateur i.

2.10. Critère de performance en réception:

Les performances du récepteur sont données en termes de probabilité d'erreur par bit P_{eb} (BER). L'expression de la probabilité d'erreur pour un système CDMA est:

$$P_{eb} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{\sigma^2}}\right) \tag{2.24}$$

Avec :
$$Q = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\Pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \tag{2.25}$$

Où : E_b représente l'énergie reçue par élément binaire émis et $E_b = LE_c$ et E_c est l'énergie reçue par chip émis, L la longueur de la séquence d'étalement). [10]

Nous obtenons pour un signal étalé:

$$P_{eb} = Q\left(\sqrt{\frac{LE_c}{\sigma^2}}\right) \tag{2.26}$$

2.11. Détermination du nombre d'utilisateurs à transmettre simultanément :

Dans les transmissions de type CDMA, plusieurs utilisateurs utilisent la même bande de fréquence. Afin de déterminer théoriquement leur nombre N_u . On suppose qu'ils sont tous reçus avec la même puissance P_{moy} . [15]

Le signal utile est celui qui correspond à l'utilisateur auquel on s'intéresse. La puissance du bruit est la somme des puissances des signaux provenant des (N_u-1) autres utilisateurs : $(N_u-1) P_{moy}$.

Le débit binaire est donné par :

$$D = \frac{W}{L} \quad \text{en bits par seconde (bps)} \quad 2.27$$

Où W est la largeur de la bande utilisée (en Hz).

La durée d'un élément binaire et son énergie sont données par :

$$\begin{cases} T_s = \frac{1}{D} = \frac{L}{W} = L T_c \\ E_b = P_{moy} T_s = P_{moy} \frac{L}{W} \end{cases} \quad 2.28$$

La densité spectrale de puissance (DSP) du bruit est le rapport signal sur bruit IAM (Interférence d'Accès Multiple) peuvent être calculé de la façon suivante :

$$\begin{cases} \frac{N_0}{2} = \frac{P_{moy} (N_u - 1)}{2W} \\ \frac{E_b}{N_0} = \frac{L}{N_u - 1} \end{cases} \Rightarrow N_0 = \frac{P_{moy} (N_u - 1)}{W} \quad 2.29$$

La probabilité d'erreur binaire est fonction de la longueur de la séquence et du nombre d'utilisateurs :

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{L}{N_u - 1}} \quad 2.30$$

Cette équation permet de déduire le nombre d'utilisateurs pouvant transmettre simultanément avec une probabilité d'erreur binaire donnée.

En posant $K = \frac{L}{N_u - 1}$, le nombre d'utilisateur pour une P_{eb} donnée, est définie comme suit :

$$N_u = \left[\frac{L}{K} + 1 \right] \quad 2.31$$

Plus la longueur de la séquence est grande, plus le nombre théorique d'utilisateurs pouvant transmettre simultanément est grand.

2.12. Les contraintes de propagation dans le système CDMA : [17]

➤ trajets multiples:

La transmission des ondes dans un canal est caractérisée par des multiples réflexions, diffraction du signal. Ces phénomènes sont provoqués par des obstacles de l'environnement tel que les immeubles ou les montagnes: la conséquence est l'existence de trajet multiple. [17]

Ainsi le signal peut mettre plus ou moins de temps à arriver au niveau du récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte; celui-ci peut alors recevoir plusieurs fois le même signal en décalage, avec une puissance variable. Ce délai qui est généralement de 1 à 2 μs en ville augmente jusqu'à 20 μs dans les zones vallonnées. Le récepteur doit être capable d'identifier et séparer les différentes composantes afin de combiner de façon cohérente. Cela est réalisable si la différence d'arrivée entre deux signaux identiques est la durée d'un chip.

➤ Le fast-fading:

Si les ondes empreignent plusieurs parcours ayant une différence de longueur égale à une demi-longueur d'onde, elles arrivent au niveau du récepteur quasiment au même temps. Comme elles sont déphasées, elles s'annulent mutuellement. Cette annulation de signal due aux trajets multiples est appelé fast-fading. Pour faire face à cette situation on introduit de la redondance dans la transmission des données ce qui permettra au récepteur de récupérer les données malgré les atténuations. . Ou bien la recombinaison de l'énergie du signal en utilisant de multiples récepteurs à corrélation.

➤ L'effet near-far:

Un mobile émettant à une puissance trop élevée peut empêcher tous les autres mobiles de la cellule d'émettre parce que le premier va masquer tout les autres utilisateurs c'est l'effet near-far. Cet effet peut être constaté par exemple pour un utilisateur au pied de la station de base et d'autres en périphéries, ces derniers dont la puissance arrive au niveau du récepteur évanouis seront masqué par le signal du premier. Pour remédier à ce problème il est impératif d'établir un mécanisme de control en puissance.

Grace à ce mécanisme, la station de base réalise des mesures sur le rapport signal sur interférence et les comparent à la valeur nominale requise pour le système. Si la valeur estimée est supérieur à la valeur requise dans ce cas la station de base demande au récepteur de réduire sa puissance d'émission ou bien dans le cas contraire d'augmenter sa puissance.

➤ Influence de l'effet Doppler

Ce phénomène correspond à la variation de la fréquence d'une onde émise par une source en mouvement par rapport à un observateur immobile. [11]

La relation Doppler s'écrit :

$$T_{reçu} = T_{émis} \frac{1 + \hat{a}}{\sqrt{1 - \hat{a}}} \quad \hat{a} = \frac{v}{c} \quad 2.33$$

v est la vitesse soit de l'émetteur ou du récepteur, c la vitesse de la lumière

➤ Interférence inter symbole:

L'interférence entre les symboles est la cause principale des erreurs dans les systèmes de communication numérique. Ces interférences apparaissent à la sortie du filtre et elle caractérise la contribution des autres symboles transmis sur le symbole qu'on désire détecter.

2.13. La comparaison entre les deux technique CDMA et TDMA :

La comparaison entre les techniques d'accès multiple est un sujet de débat, sinon de polémique, depuis qu'est apparue aux USA la norme CDMA, répertoriée sous le standard IS-95, et parfois présentée comme une alternative à GSM. Les différentes techniques de multiplexage présentent des avantages et des inconvénients.[1]

Dans les réseaux cellulaires terrestres, le problème de réutilisation de fréquence s'impose. Dans ce contexte les approches FDMA et TDMA impose des règles de réutilisation de fréquence (1/3 1/5 1/7...), par contre l'emploi du CDMA peut permettre, à condition de distinguer les différentes cellules par des séquences d'étalement différentes, de réutiliser partout les mêmes fréquences.

Le découpage en canaux physique de la ressource radio engendre ordinairement des « chutes ». Pour éviter les interférences entre les canaux adjacents il faut prévoir des intervalles de garde qui ne sont pas utilisés.

- en fréquence (bande de garde entre deux bandes utilisées)
- en temps (temps de garde entre deux bursts émis sur la même fréquence)

En CDMA ce problème ne se pose pas de cette façon, les codes utilisés dans la même cellule CDMA doivent être orthogonaux entre eux et une séquence décalée d'un chip par rapport à elle-même se comporte comme une séquence totalement différente.

En système TDMA, le contrôle en puissance est moins rigoureux qu'en CDMA, pour ce dernier les puissances des signaux doivent être identiques pour tous les utilisateurs.

En terme de capacité, le CDMA peut utiliser une seule fréquence mais différents codes pseudo-aléatoires ce qui augmentera sa capacité. Le nombre d'utilisateurs dépendra du taux d'erreur binaire fixé par le système. En TDMA la capacité du système est limitée et ne dépassera pas 8 utilisateurs par fréquence. D'autre part, en utilisant les canaux demi débit, la capacité du système est augmentée au détriment de la qualité du service.

2.14. Conclusion:

Dans ce chapitre, on a vu la méthode d'accès multiple à répartition par les codes utilisant le principe d'étalement de spectre à séquence directe. Le signal d'information dans le CDMA subit différents traitements (modulation, étalement) avant qu'il soit émis dans le canal où il sera bruité. En réception le signal émis sera régénéré à partir du signal reçu après l'avoir désétalement et démoduler. Le nombre d'utilisateurs dans une zone géographique CDMA est lié au nombre de codes disponibles et le taux d'erreur binaire.

CHAPITRE 3

Concept théorique de la chaîne de transmission

3.1. Introduction:

Dans ce chapitre, on va présenter tout les éléments de la chaîne de transmission numérique CDMA.

Elle est représentée dans le schéma synoptique suivant :

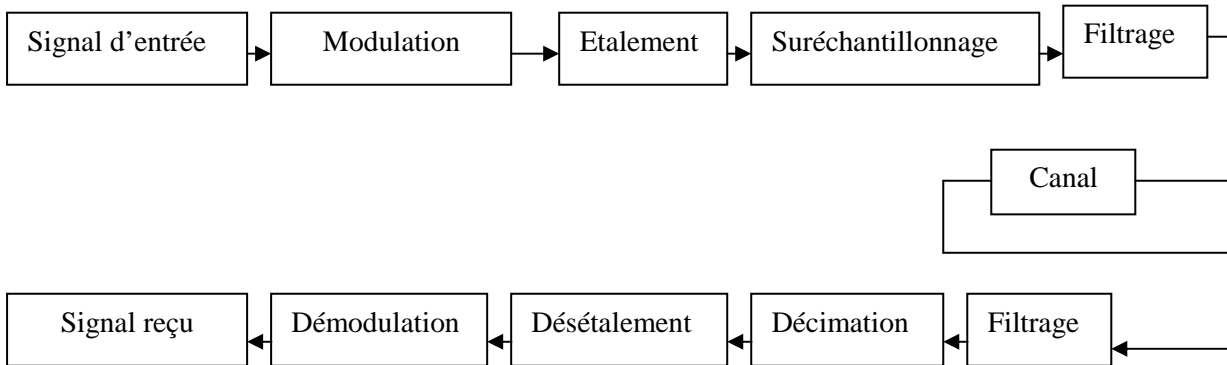


Figure 3.1. Système de transmission

Les données numériques subissent différents traitements avant d'être acheminé au destinataire.

3.2. Modulation par déplacement de phase MDP ou PSK:

La modulation par déplacement de phase PSK consiste à faire varier la phase de la porteuse en fonction du signal. [13]

Si on a une porteuse $A \cos(\omega_0 t)$, le signal modulé est :

$$X(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad 3.1$$

Avec : Φ_k est l'ensemble de phases possible. Il est donné par :

$$\phi_k = \phi_0 + (2k + 1) \frac{\Pi}{M} \quad 3.2$$

Avec : $0 \leq k \leq M$

La valeur $M = 2^{N_b}$ est le nombre d'état de la modulation. Ainsi chaque symbole véhicule l'équivalent de $N_b = \log_2 M$ bits.

Modulation QPSK:

La modulation QPSK est une technique de modulation numérique procédant par déplacement de phase en quadrature. Elle est à 4 états de phase correspondant à $\Phi_0 = 0$

et $M = 4$ se qui implique que chaque symbole regroupe deux bits. [18]

Les 4 états de phase sont données par :

$$\phi_k = (2k + 1) \frac{\Pi}{4} \tag{3.3}$$

Avec : $0 \leq k < 4$

La phase Φ du signal modulé peut ainsi changer de $0, \frac{\Pi}{2}$ ou Π en passant d'un symbole à l'autre.

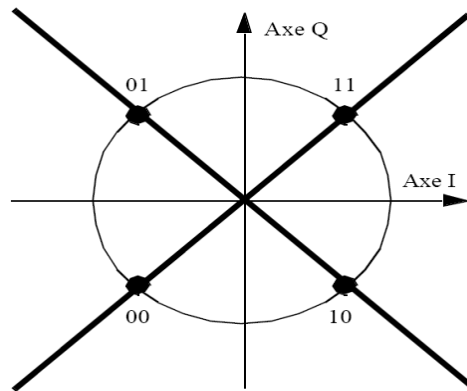


Figure 3.2. Diagramme de constellation d'une QPSK

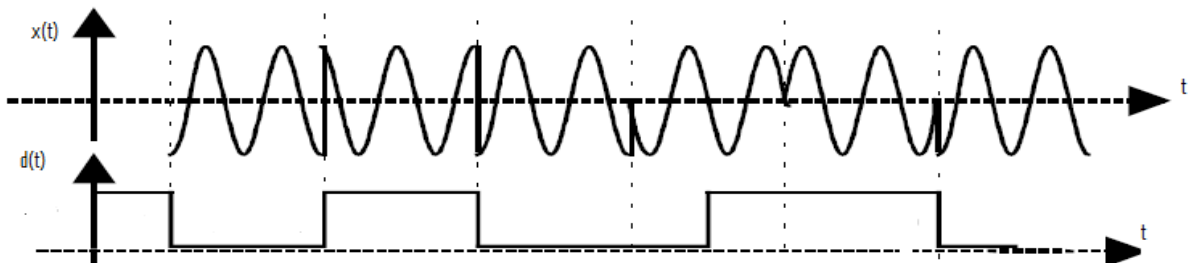


Figure 3.3. Principe de la modulation QPSK

L'enveloppe complexe d'une modulation de phase est :

$$\hat{x}_e(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} C_n \exp(j\varphi_n) \text{rect}_{T_s}(t - nT_s) \tag{3.4}$$

φ_n : La suite des discrète de la phase

C_n : L'amplitude du symbole

$$\varphi_n(d) = \Pi\left(\frac{2d + 1}{M}\right) \tag{3.5}$$

Avec d la valeur du symbole et M le nombre d'état de la modulation.

Les formes temporelles des composants symboles $I(t)$ et $Q(t)$ sont :

$$\begin{cases} I(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} I_n \text{rect}_{T_s}(t - nT_s) \\ Q(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} Q_n \text{rect}_{T_s}(t - nT_s) \end{cases} \quad 3.6$$

Les valeurs des composants pour un symbole d sont :

$$\begin{cases} I_n(d) = C_n(d) \cos(\varphi_n(d)) \\ Q_n(d) = C_n(d) \sin(\varphi_n(d)) \end{cases} \quad 3.7$$

Avec : $C_n(d) = 1 \quad \forall d$

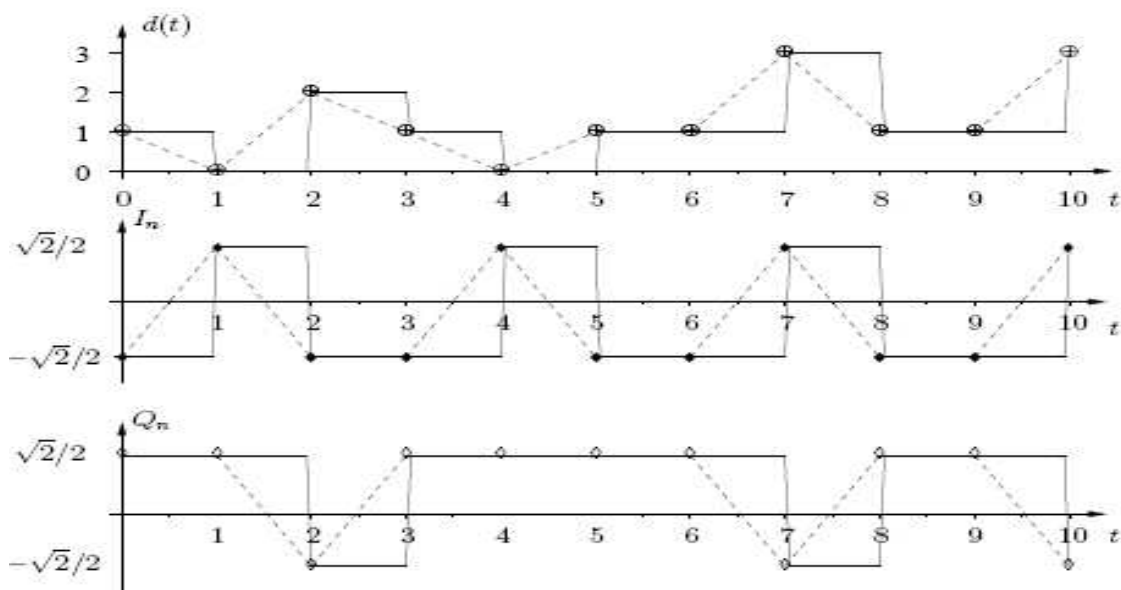


Figure 3.4. Représentation temporelle des composants $I_n(t)$ et $Q_n(t)$

Ce tableau met en évidence la relation simple qui existe entre les symboles et leurs composants $I_n(d)$ et $Q_n(d)$.

3.3. Modulation de séquence (étalement):

Dans les systèmes à étalement de spectre en séquence directe, les séquences pseudo aléatoire sont introduites pour chaque symbole. [13]

Le rythme de cette séquence est toujours très supérieur à celui d'un symbole :

$$T_s = N_c T_c,$$

Avec : $T_s \gg T_c$

N_c : facteur d'étalement

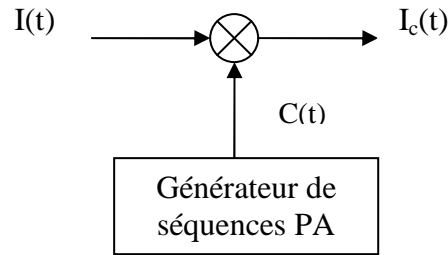


Figure 3.5. Principe d'étalement

L'expression de la composante symbole étalement

$$\begin{aligned} I_c(t) &= C(t) I(t) \\ &= C(t) \sum_{n=0}^{+\infty} I_n \text{rect}_{T_s}(t - nT_s) \end{aligned} \quad 3.8$$

L'expression de la séquence est :

$$C(t) = \sum_{m=0}^{+\infty} S_m \text{rect}_{T_c}(t - mT_c) \quad 3.9$$

Avec : S_m la suite des valeurs discrètes de la séquence.

T_c : période chip.

La composante symbole étalée devient directement dépendante de la période chip et s'exprime finalement par la relation suivante :

$$I_c(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} I_n \sum_{m=0}^{+\infty} S_m \text{rect}_{T_c}(t - T_c) \quad 3.10$$

En réception l'opération de désétalement est réalisée de la même manière que dans l'émetteur. Le signal étalé est multiplié par la même séquence pseudo aléatoire utilisée à l'émission et parfaitement synchronisée au rythme de la période symbole.

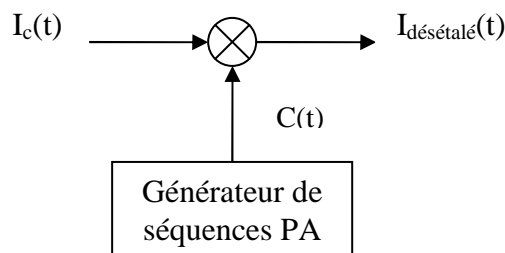


Figure 3.6. Principe de désétalement

Générateur linéaire de séquence pseudo aléatoire

Ce sont des générateurs binaires qui délivrent des séquences de longueur fini et périodique pour pouvoir générer la même séquence à la réception et aussi améliorer la synchronisation entre la séquence et les symboles. Dans notre cas on utilise le générateur d'OVSF. On définit ces codes par un ensemble de matrices construites de façon suivante:

$$H_1 = 1, \quad H_2 = \begin{pmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$H_3 = \begin{pmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}, \quad H_4 = \begin{pmatrix} H_3 & H_3 \\ H_3 & -H_3 \end{pmatrix}$$

Si on considère la matrice H_3 , elle fournit 4 codes de $N = 4$ bits :

$$a_1 [1 \ 1 \ 1 \ 1], \quad a_2 [1 \ -1 \ 1 \ -1], \quad a_3 [1 \ 1 \ -1 \ -1], \quad a_4 [1 \ -1 \ -1 \ 1]$$

En pratique, les codes d'une même cellule ne peuvent être utilisés simultanément car ils ne sont pas tous orthogonaux entre eux. Le code d'une branche est fortement lié à celui de sa racine, ce qui empêche de les utiliser simultanément, donc lorsque qu'un code est alloué, tous les codes issus de ces branches ne peuvent être utilisés.

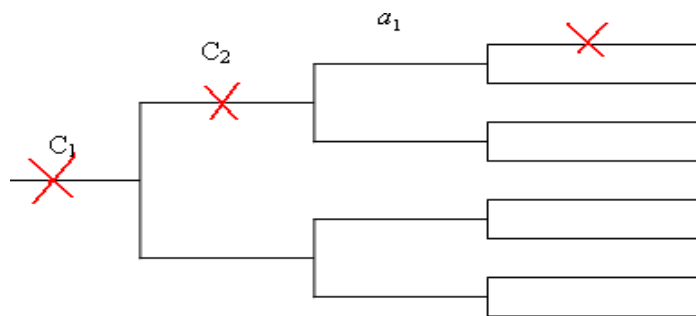
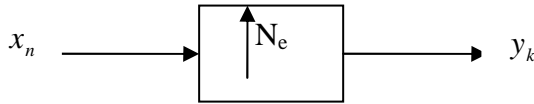


Figure 3.7. Arbre de génération de code pseudo-aléatoire

3.4. Bloc de suréchantillonnage:

La technique de suréchantillonnage est utilisée pour :

- diminuer le bruit des quantifications des CAN.
- réaliser des changements de fréquences d'échantillonnage.



N_e : facteur de sur échantillonnage.

$$T_e = \frac{T_s}{N_e} \quad \text{pour } y_k$$

Le principe est d'insérer un nombre d'échantillons entre deux valeurs consécutives de x_n

Il y a deux types de sur échantillonnages : [13]

- Répétition de la valeur initiale sur tous les échantillons insérés

$$y_k = x_n \quad \text{pour : } nN_e \leq k < (n+1)N_e$$

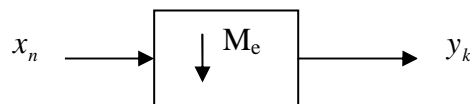
- Insertion des échantillons de valeur nulle

$$y_k = \begin{cases} x_n & \text{pour } k = nN_e \\ 0 & \text{pour } k \neq nN_e \end{cases}$$

3.5. Décimation :

La décimation est le procédé conduisant à éliminer certaines valeurs pour produire une sortie dont le débit est plus faible.

Le principe est de retenir chaque $n^{\text{ième}}$ chip en sortie en réduisant la fréquence d'échantillonnage d'un facteur M_e .



La période du signal de sortie y_k est définie par :

$$T_s = M_e T_e$$

Avec : T_e : la période du signal d'entrée

M_e : le facteur de décimation

Dans le domaine temporel le signal de sortie se calcule en prenant un échantillon par M_e .

$$\text{Soit : } y_k = x_n \quad \text{pour } k = \frac{n}{M_e}$$

Avec : n : le nombre d'échantillon.

3.6. Filtres numériques :

L'utilité du filtre dans les transmissions radio est de limiter le spectre à l'émission et restreindre le spectre au premier lobe de la transformée de Fourier.

En réception, il diminue les interférences intersymboles, réduit l'influence du bruit blanc afin d'effectuer une décision symbole optimale et réduire le taux d'erreur binaire.

D'après le critère de Nyquist, un signal de vitesse de modulation égale à $\frac{1}{T_s}$ ne peut pas être transmis sans interférences intersymboles s'il est limité dans une bande spectrale inférieure à $\frac{1}{2T_s}$.

3.6.1. Filtre cosinus surélevé :

La fonction de transfert du filtre en cosinus surélevé est : [13]

$$P(|f|) = \begin{cases} T_s & \text{pour } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 + \cos\left(\Pi \frac{T_s}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T_s}\right)\right) \right] & \text{pour } \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & \text{pour } \frac{1+\beta}{2T_s} \leq |f| \end{cases} \quad 3.11$$

La réponse impulsionnelle du filtre en cosinus surélevé est défini par la relation suivante :

$$P(t) = \frac{\sin\left(\frac{\Pi}{T_s} t\right)}{\frac{\Pi}{T_s} t} \frac{\cos\left(\frac{\Pi\beta}{T_s} t\right)}{1 - \frac{4\Pi^2\beta^2}{T_s^2} t^2} \quad 3.12$$

Où : T_s est la durée symbole

$0 \leq \beta \leq 1$ est le facteur de Roll Off

Le facteur de Roll Off est une mesure de l'excès de la bande passante occupée au-delà de la longueur de la bande $\frac{1}{2T_s}$. [19]

$$\beta = \frac{\Delta f}{\left(\frac{1}{2T_s}\right)} = \frac{\Delta f}{D_s/2} = 2T\Delta f \quad 3.13$$

Avec : Δf est l'excès de la bande passante

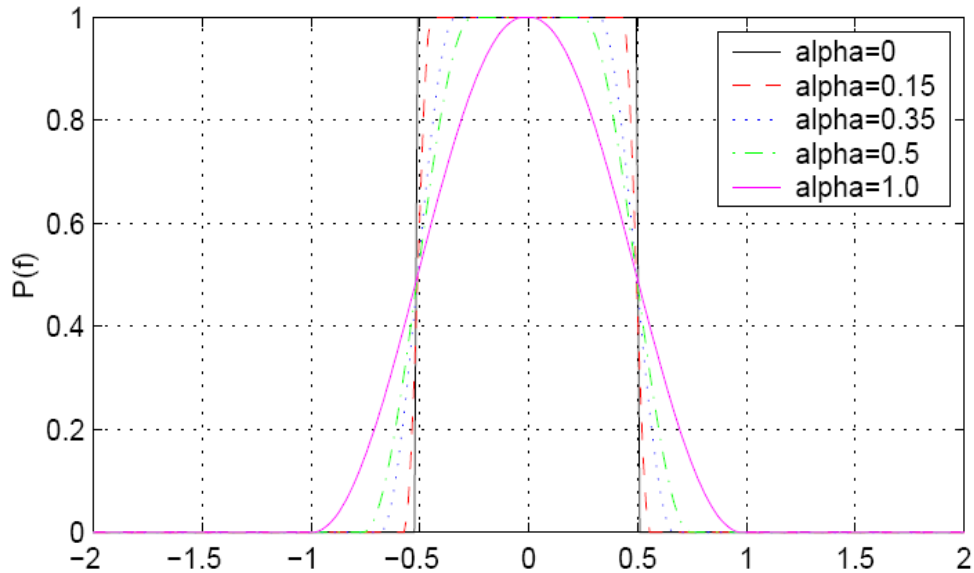


Figure 3.8. La réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé

Donc la bande passante du filtre cosinus surélevé est souvent définie comme la largeur de la partie non nulle de son spectre c'est-à-dire :

$$W = \frac{1}{2} D_s (1 + \beta) \quad 3.14$$

Pour satisfaire le critère de Nyquist, le module de la fonction de transfert des filtres d'émission et de réception doivent être en « racine de cosinus surélevé ».

3.6.2. Filtre en racine de cosinus surélevé : [19]

La fonction de transfert de ce filtre est : [13]

$$H(|f|) = \begin{cases} \sqrt{T_s} & \text{pour } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \sqrt{\frac{T_s}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\Pi T_s}{\beta} \left(f - \frac{1-\beta}{2T_s}\right)\right) \right]} & \text{pour } \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & \text{pour } \frac{1+\beta}{2T_s} \leq |f| \end{cases} \quad 3.15$$

La réponse impulsionnelle est donnée par :

$$h(t) = \frac{4\beta}{\Pi\sqrt{T_s}} \frac{\cos\left(\Pi\frac{(1+\beta)}{T_s}t + \frac{\sin\left(\frac{\Pi(1-\beta)}{T_s}t\right)}{4\beta\frac{t}{T_s}}\right)}{1 - \left(4\frac{\beta}{T_s}t\right)^2} \quad 3.16$$

Dans simulink de Matlab le bloc filtre en racine de cosinus surélevé (Raised Cosinus Filter) réalise aussi l'opération de suréchantillonnage et la mise en forme d'où son nom de filtre adapté de mise en forme. [13]

3.7. Canal à bruit blanc additif AWGN :

Un canal de transmission à bruit blanc additif AWGN (Average White Gaussian Noise) est constitué par l'addition d'un bruit blanc gaussien $b(t)$ de densité spectrale de puissance :

$$S_b(f) = \frac{1}{2}N_0$$

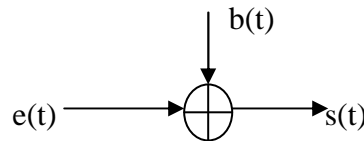


Figure 3.9. Canal AWGN

Ce bruit a des propriétés bien spécifiques : il est blanc, à moyenne non nulle, gaussien et additif. [20]

-Blanc : veut dire qu'il est repartit sur l'ensemble des fréquences de façon uniforme : sa densité spectrale de puissance (DSP) est donc uniforme sur toutes les fréquences (sauf pour la fréquence nulle où elle est égale à 0).

-Moyenne nulle : il n'y a pas de composante continue. Si l'on fait la somme du bruit au court du temps, elle va tendre vers 0.

-Gaussien : Ce signal aléatoire a une distribution d'amplitude bien particulière : la probabilité d'avoir un bruit d'amplitude est régie par une loi normale (forme gaussienne).

-Additif : un bruit additif est un bruit dont le niveau ne dépend pas de l'amplitude du signal reçu. Le signal observé est la somme du signal émis et du bruit.

La probabilité d'erreur lors d'une transmission via un canal AWGN est défini par :

$$P_{eb} = \frac{1}{\sqrt{2\Pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(s-e)^2}{2\sigma_b^2}} \quad 3.17$$

3.8. Calcul du taux d'erreur:

La probabilité d'erreur sur les éléments binaire a pour objectif de se rattacher à la notion de taux d'erreur défini par la relation :

$$\text{Taux d'erreur binaire} = \frac{\text{Nombre de bits erronés sur un intervalle de temps } T_m}{\text{Nombre de bits transmis pendant l'intervalle de temps } T_m}$$

On peut définir de la même manière le taux d'erreur symbole TES. [21]

3.9. Conclusion :

Tous les blocs présentés ci-dessus seront utilisés dans la simulation de la chaîne de transmission CDMA. Après avoir bien fixé leurs paramètres on pourra lancer la simulation et calculer le taux d'erreur.

CHAPITRE 4

Simulation et résultats

4.1. Chaîne de transmission CDMA sous simulink :

Le système simulé est celui de la chaîne de transmission CDMA à un seul utilisateur. Notre simulation est réalisée sous Simulink. La librairie de Simulink contient des blocs dont on a choisi ce qui nous intéresse pour réaliser la chaîne de transmission et le calcul du taux d'erreur. La chaîne est comme suit :

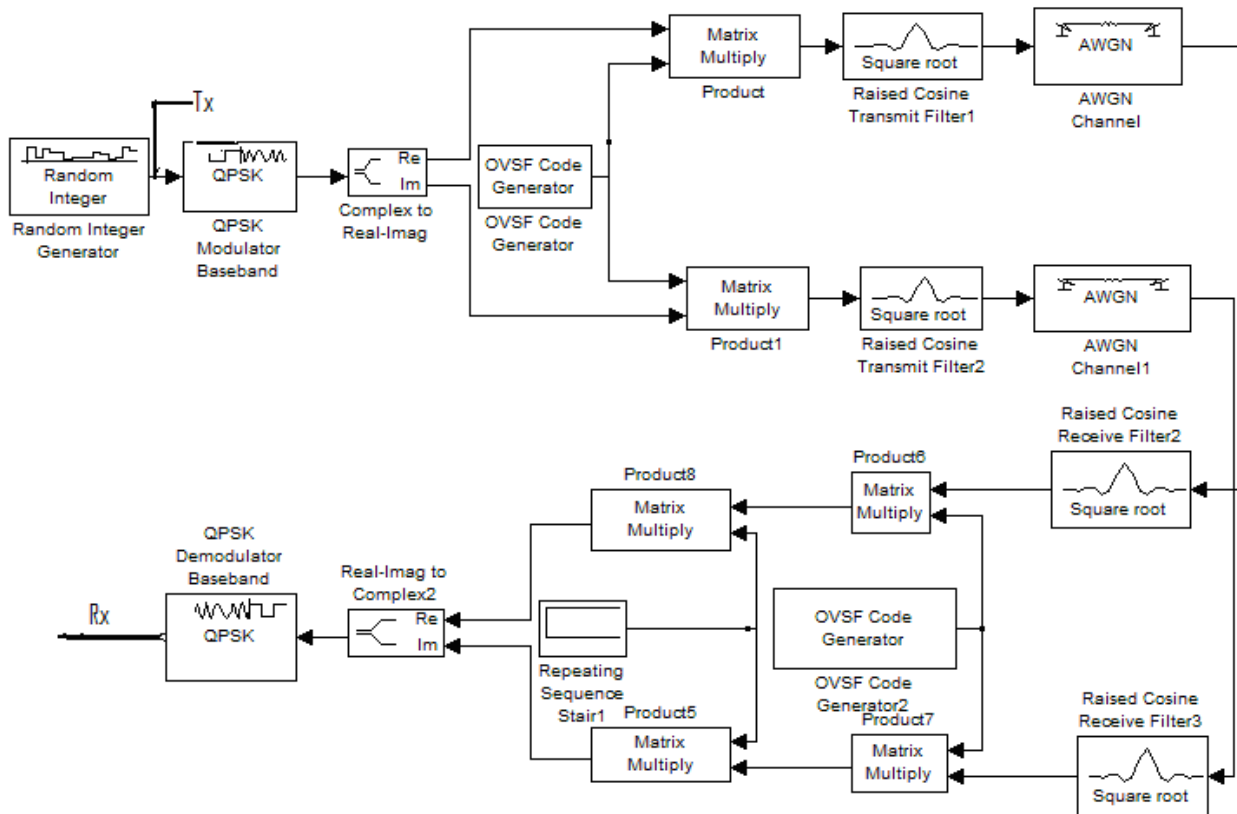
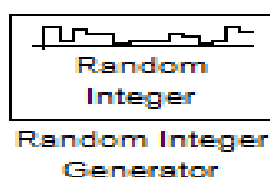


Figure 4.1 : chaîne de transmission CDMA sous SIMULINK

Dans notre simulation les données générées seront modulées et étalées par la séquence pseudo-aléatoire et ensuite filtrées et transmises dans un canal AWGN. En réception le signal reçu subit un filtrage, un désétalement par la même séquence qu'en émission et ensuite il sera démodulé.

4.2. Représentation des différents blocs de simulation :

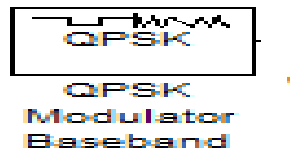
Random Integer Generateur :



Ce bloc génère le signal informationnel, il permet de générer une séquence de nombres entiers dans un intervalle [0 1 2 3] à une période $T_S = 1s$

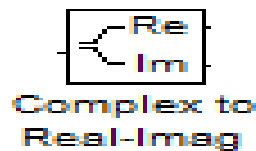
QPSK Modulateur Baseband :

Il réalise la modulation à 4 états de phase du signal d'entrée.



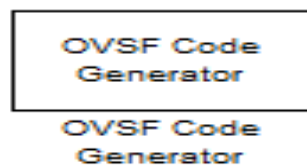
La séparation en partie réelle et imaginaire :

En sortie du démodulateur, le signal est complexe. La séparation en partie réelle et imaginaire se fait par le bloc suivant :



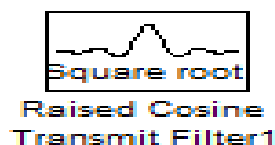
Étalement du spectre :

L'étalement du spectre est chargé par le bloc OVSF Code Generator



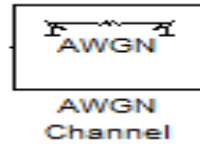
Filtrage en émission :

L'utilité du filtre dans les transmissions radio est de limiter le spectre à l'émission et de le restreindre au premier lobe de sa transformé de Fourier. En CDMA le filtre utilisé est le filtre en racine de cosinus surélevé.



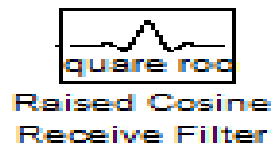
Le canal de transmission :

On a utilisé le canal AWGN (add white gaussian noise) afin d'ajouter un bruit blanc gaussien au signal d'entrée. Sur simulink, il est réalisé par le bloc suivant :



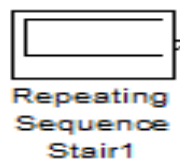
Le filtre en réception :

Le filtrage est une opération importante en réception. Il limite les interférences inter symbole pour avoir moins d'erreurs. Le filtre en réception est de même nature que celui de l'émission, c'est le filtre en racine de cosinus surélevé.



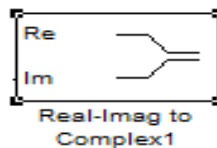
Inversion des bits reçus :

Il sert à inverser le signe des bits, le bloc qu'on a choisi sur simulink est :



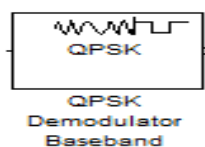
Transformation en signal complexe :

Le Block Real/Imag To Complex construit un signal complexe à partir des deux signaux d'entrée (réel et imaginaire).



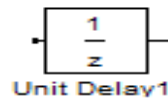
La démodulation QPSK :

Pour extraire l'information du signal à son entrée, la modulation est réalisée par le bloc QPSK (Demodulator Baseband.)

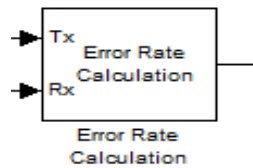


Compensation du retard :

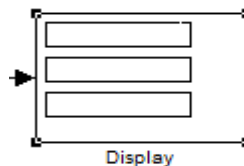
Il est réalisé par le bloc suivant :

**Error Rate Calculation :**

Il compare les bits ou les symboles reçus avec ceux qui sont émis

**Display :**

Il affiche le nombre de bits ou symboles émis, le nombre d'erreurs et le taux d'erreur.

**4.3. Paramètre des blocs de simulation :**

Random Integer Generator	-M-ary Number : 4 -sample time : 1
QPSK Modulator	-Phase offset (rad) : $\pi/4$
OVSF Code Generator	-Spreading factor : 64 -Code Index : 60 -Sample time : 1/60
Raised Cosine Transmit Filter	-Number of symbole : 4 -Roll-off : 0,22 -Upsampling mode (N) : 2
Raised Cosine Receive Filter	-Number of symbole : 4 -Roll-off : 0,22 -Dowsampling mode (L) : 2
AWGN Channel	-Input signal power (watt) : 0,001

Tableau 4.1 : Paramètres des blocs de simulation

4.4. Les résultats de la simulation :

Génération les bits d'information :

Un flux de données a été utilisé, ici c'est une succession des nombre entier dans l'intervalle [0 1 2 3] avec une période égale à 1s, on notera que cette période a été choisie arbitrairement et ne correspond pas à la période des bits utilisé dans le système CDMA, ce qui ne change strictement rien au principe

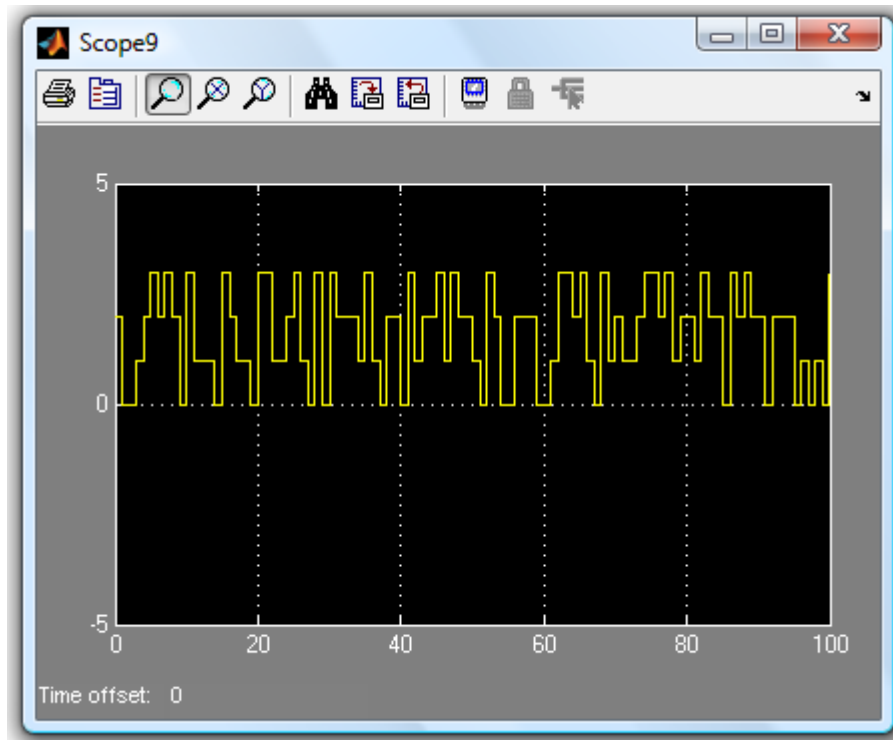


Figure 4.2 : le signal en sortie du générateur, données à transmettre entre 0 et 3

Modulation :

Le signal est modulé en QPSK, le diagramme de constellation montre les quatres états de phase correspondant aux informations à son entrée.

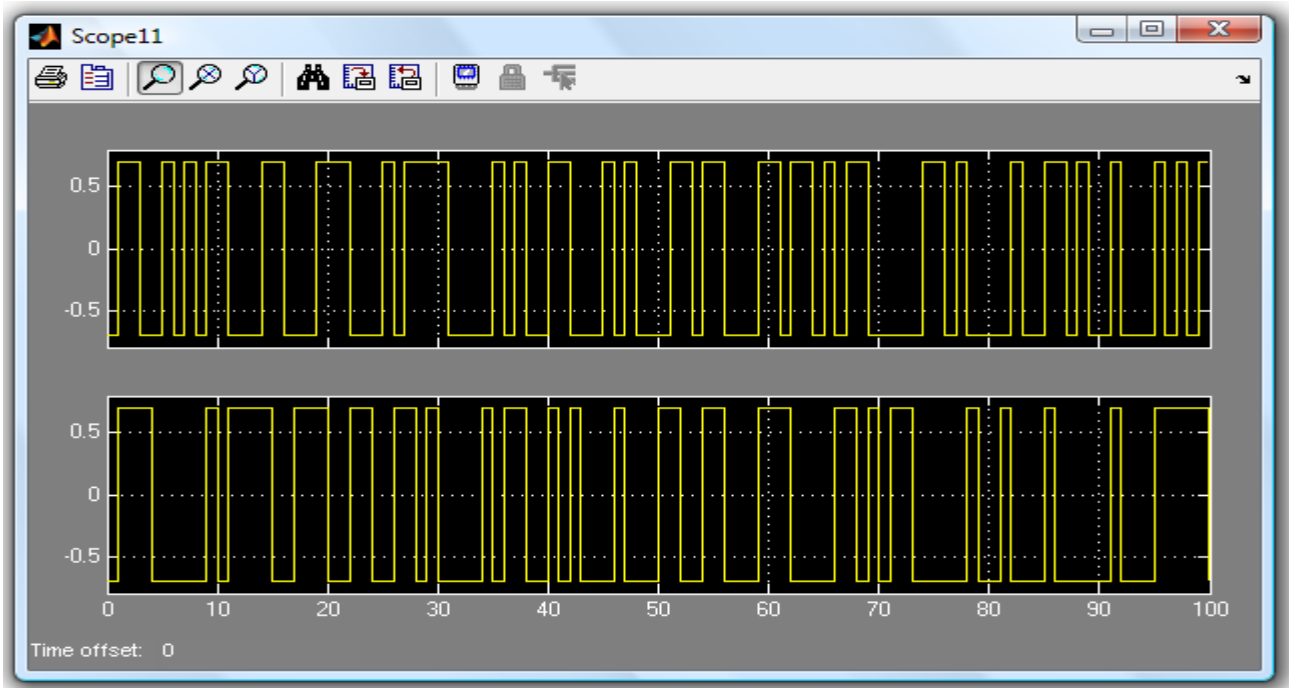


Figure 4.3 : Le signal en sortie du modulateur

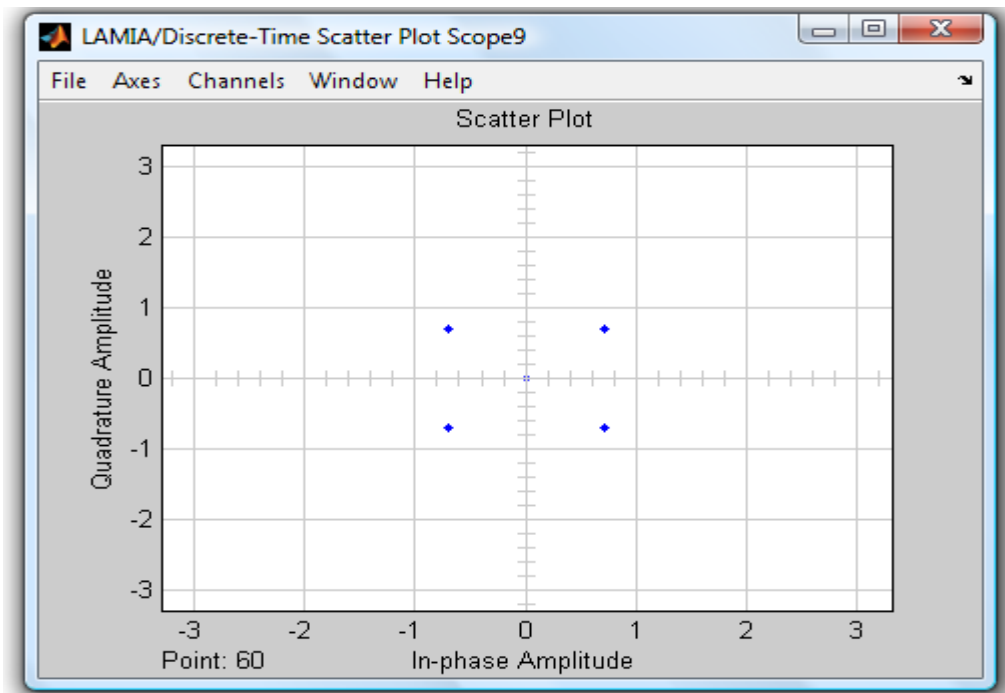


Figure 4.4 : diagramme de constellation en sortie du modulateur

L'étalement :

Un code d'étalement de 60 bits a été choisi. Le débit est de 60 fois le débit des données soit 60bit/s afin que chaque bit de données soit multiplié avec les 60 bits du code. La période d'un bit du code est en conséquence de $1/60$.

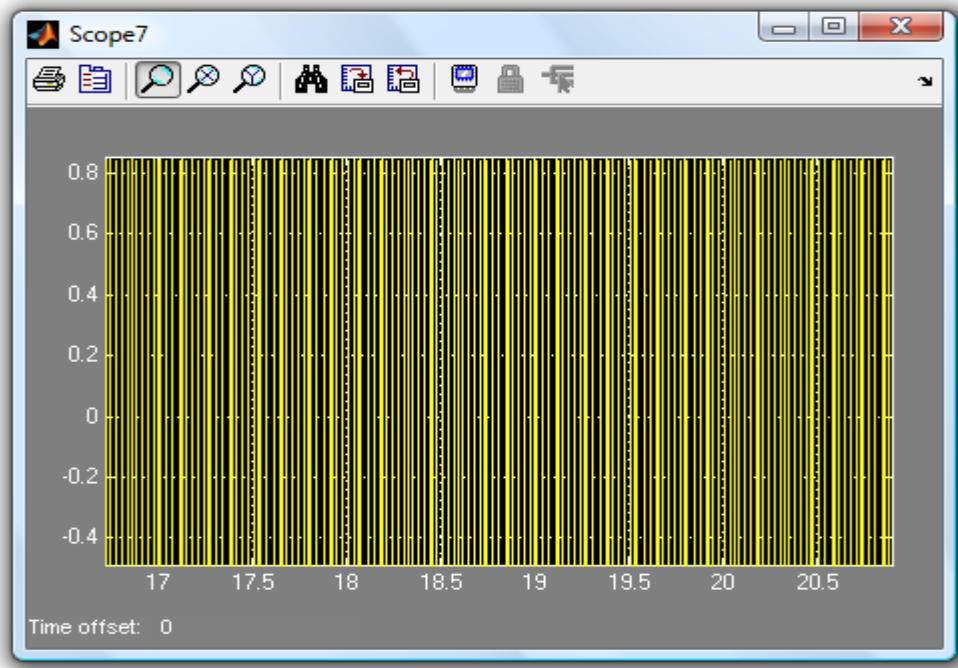


Figure 4.5 : la séquence d'étalement

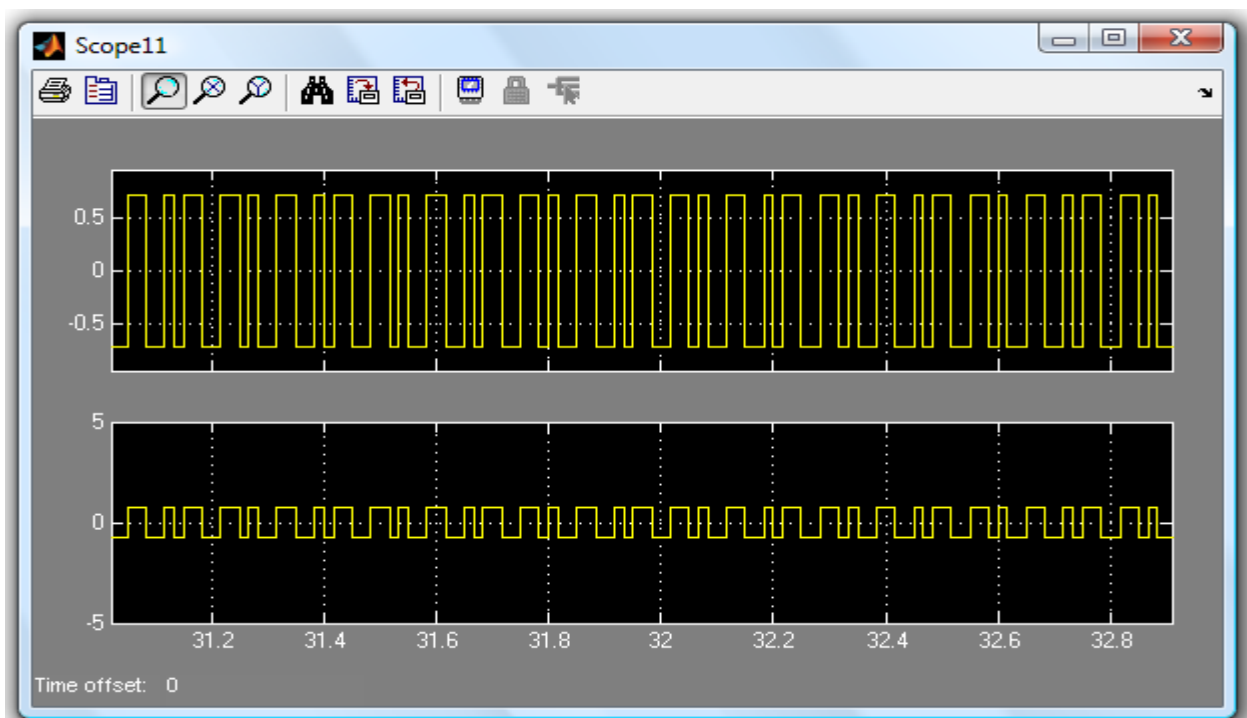


Figure 4.6 : Le signal après l'étalement

Après l'étalement, on remarque la fréquence du signal a augmenté et égale dans notre cas à la fréquence du signal d'étalement.

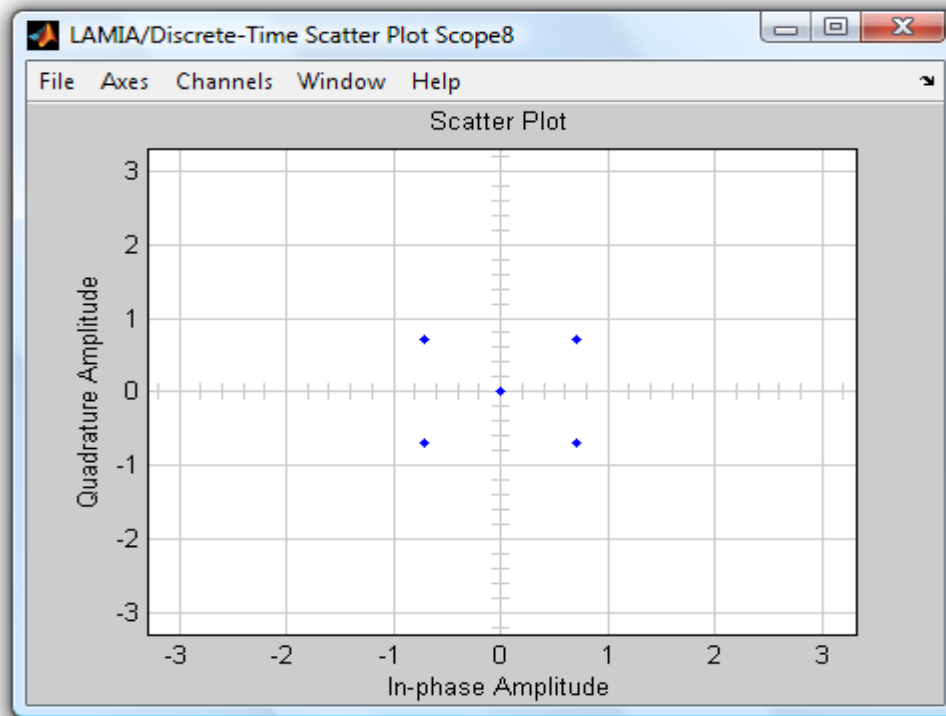


Figure 4.7 : Diagramme de constellation après l'étalement de spectre

Filtrage :

Le filtrage en émission sert à diminuer l'occupation spectrale.

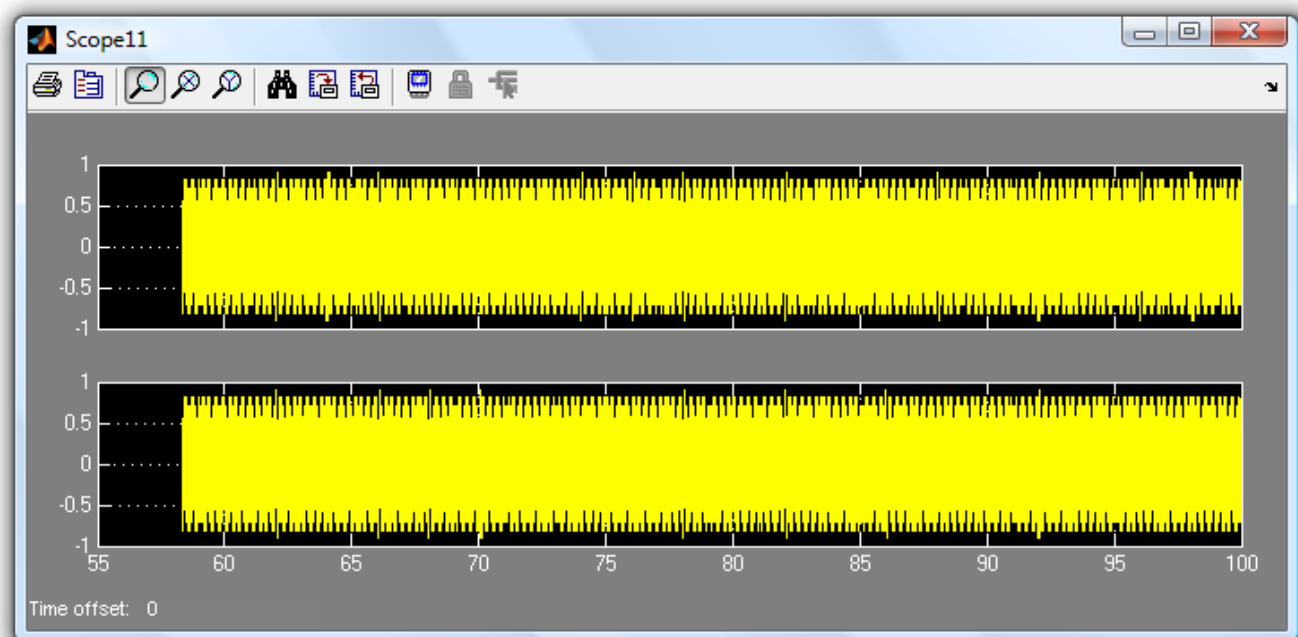


Figure 4.8 : Le signal modulé, étalé et filtré

Le filtrage en émission sert à diminuer l'occupation spectrale.

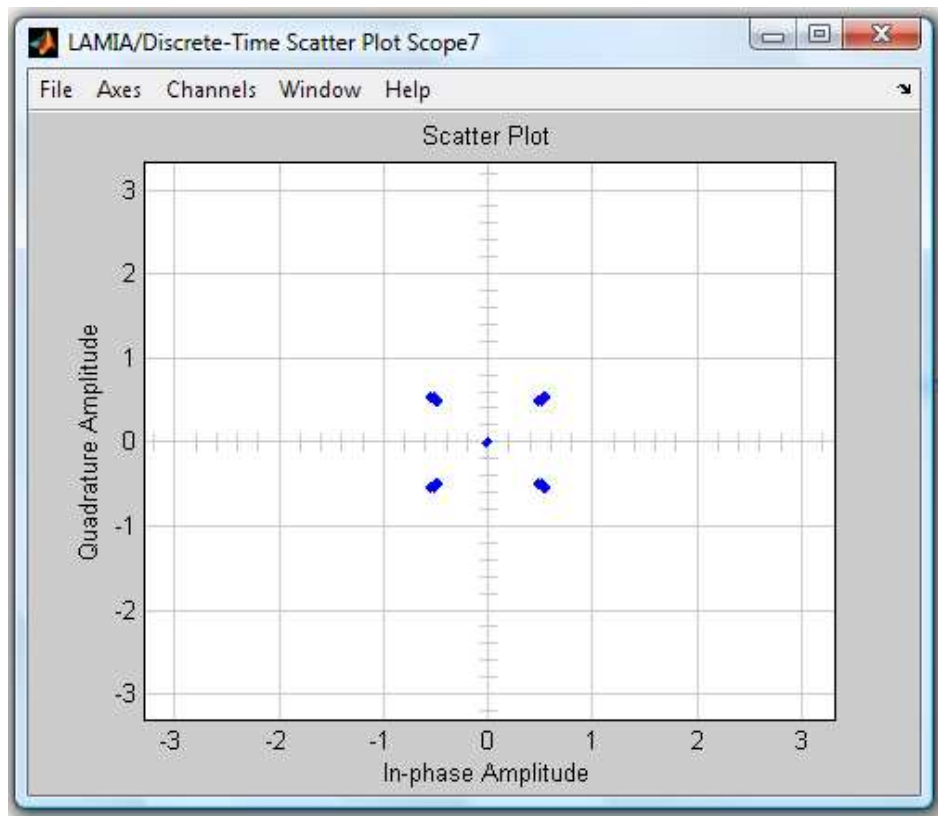


Figure 4.9 : Diagramme de constellation en sortie du filtre en émission

Transmission dans un canal AWGN

Lors de la transmission dans un canal à bruit gaussien additif, le signal sera noyé dans le bruit. Il est parfaitement impossible de discerner les données initiales, ni même un quelconque signal. Dans le diagramme de constellation on constate des nuages de points.

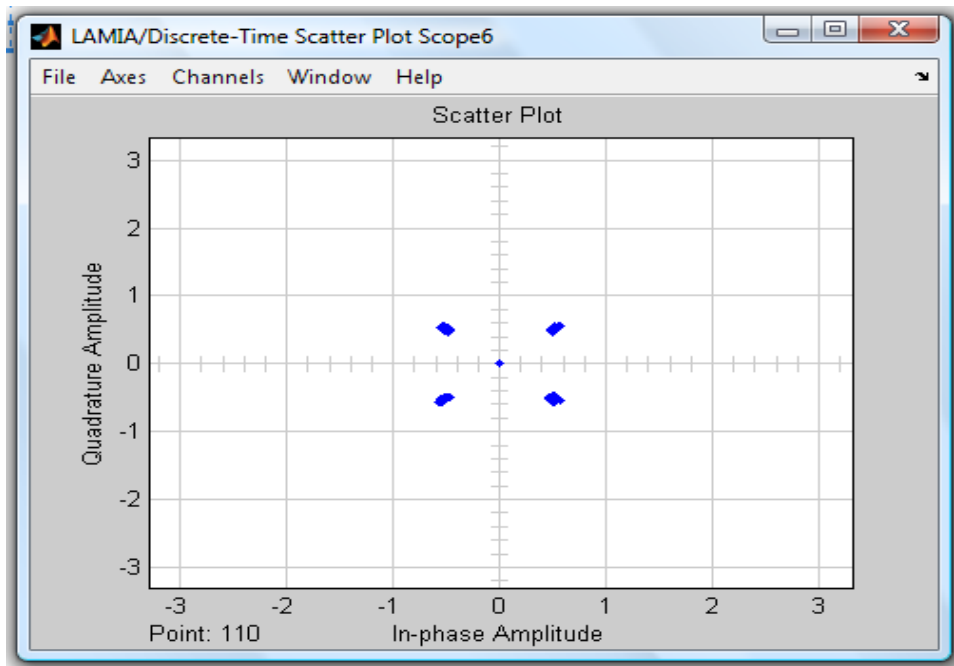


Figure 4.10 : diagramme de constellation après le canal AWGN

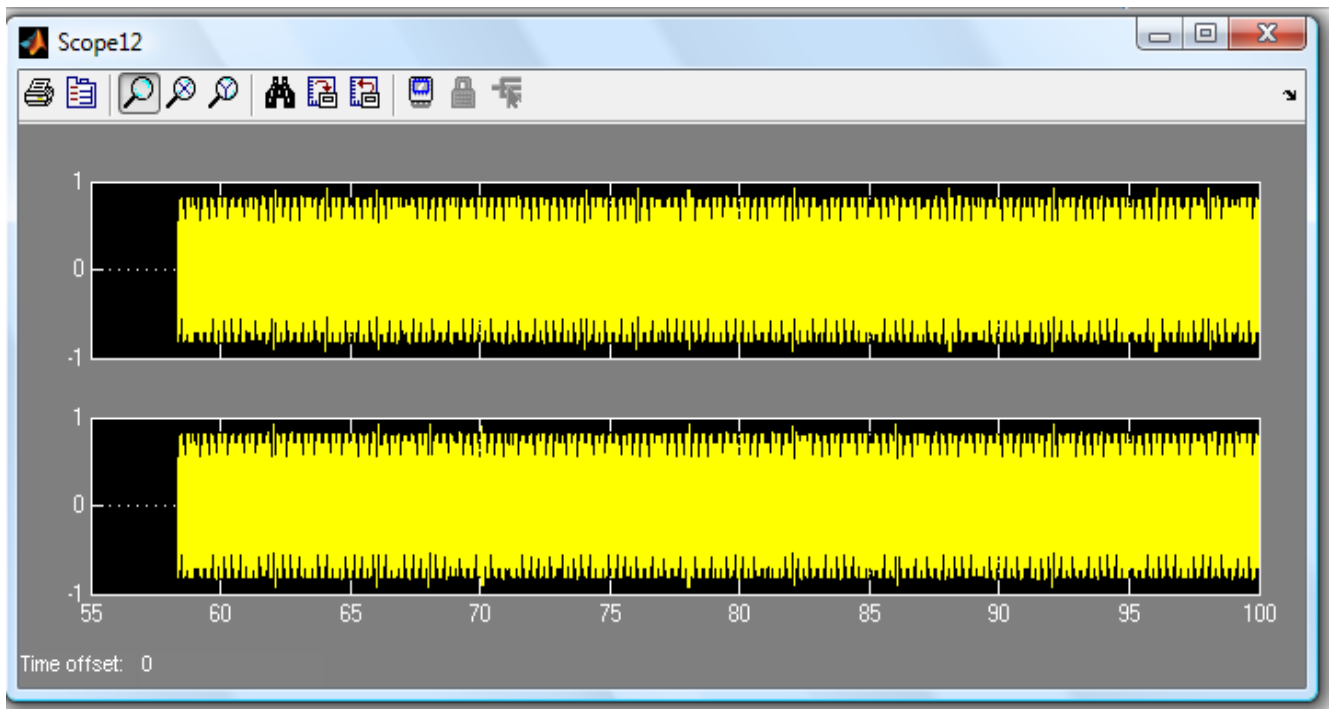


Figure 4.11 : Le signal après le canal AWGN

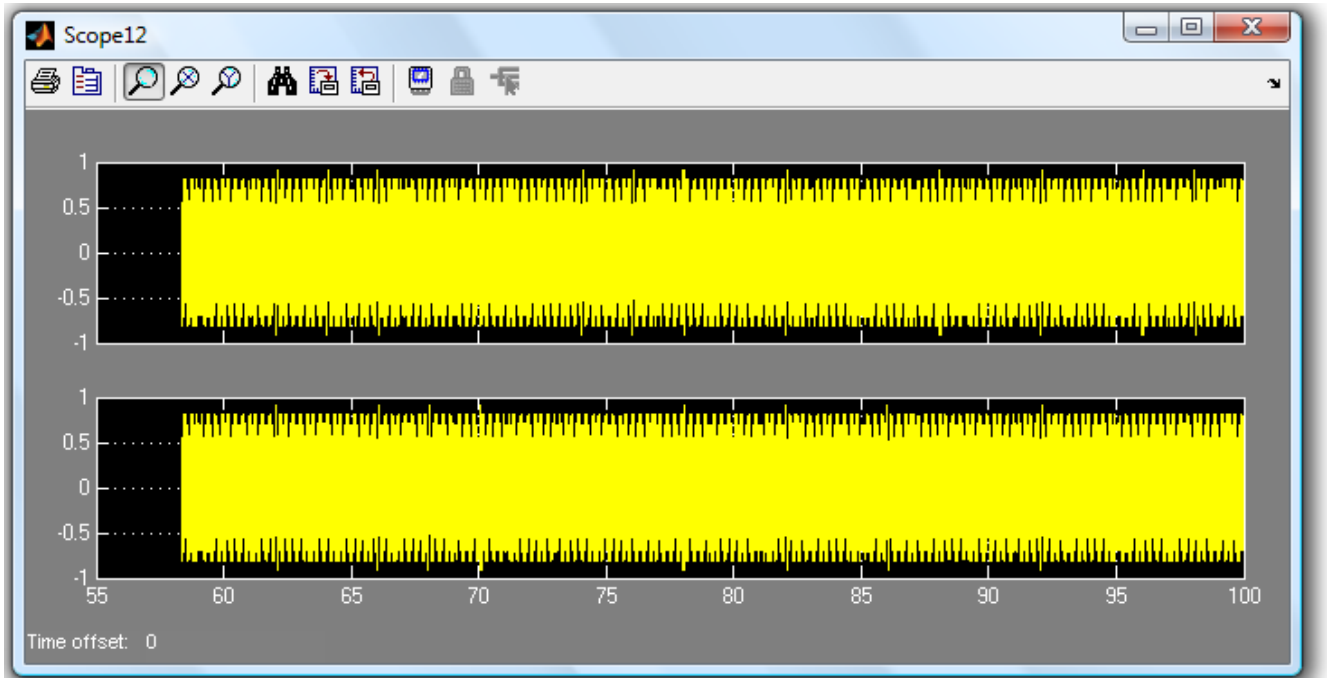
Le filtrage en réception :

Figure 4.12 : le signal après le passage dans le filtre en réception

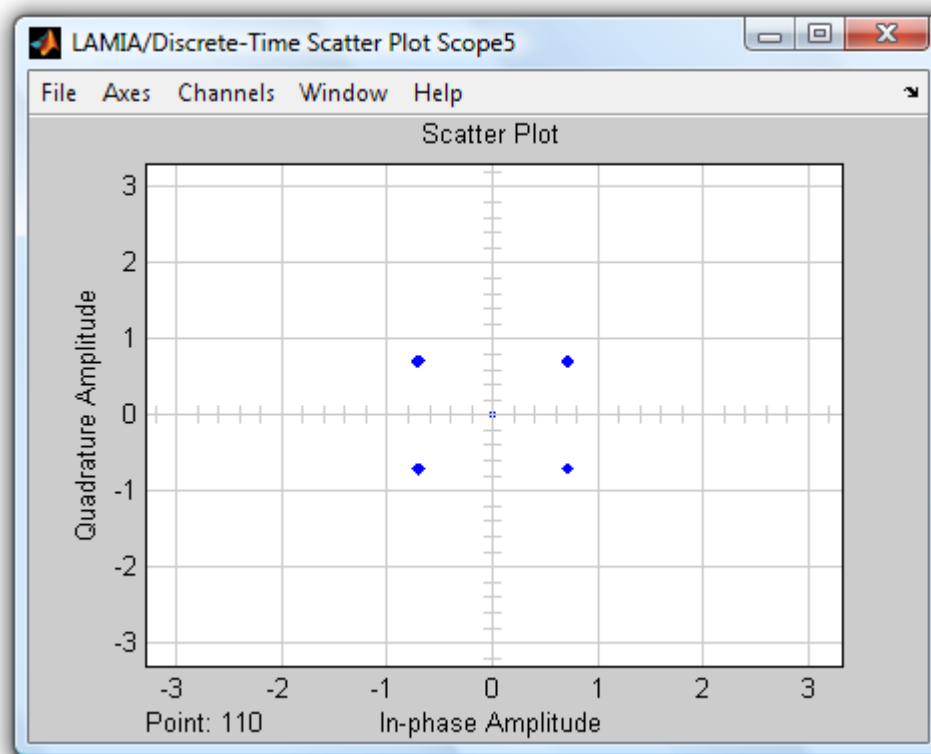


Figure 4.13 : Diagramme de constellation après le passage dans le filtre en réception

Le passage dans un filtre en réception est indispensable pour limiter l'effet du bruit sur le signal, même si le bruit n'est pas complètement éliminé.

Désétalement :

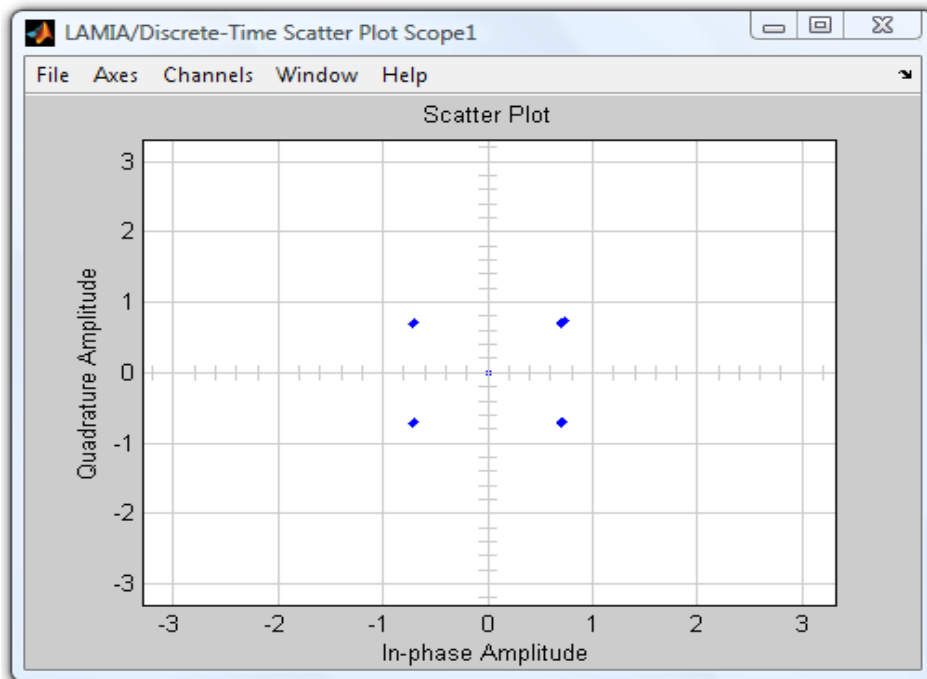


Figure 4.14 : diagramme de constellation après le désétalement

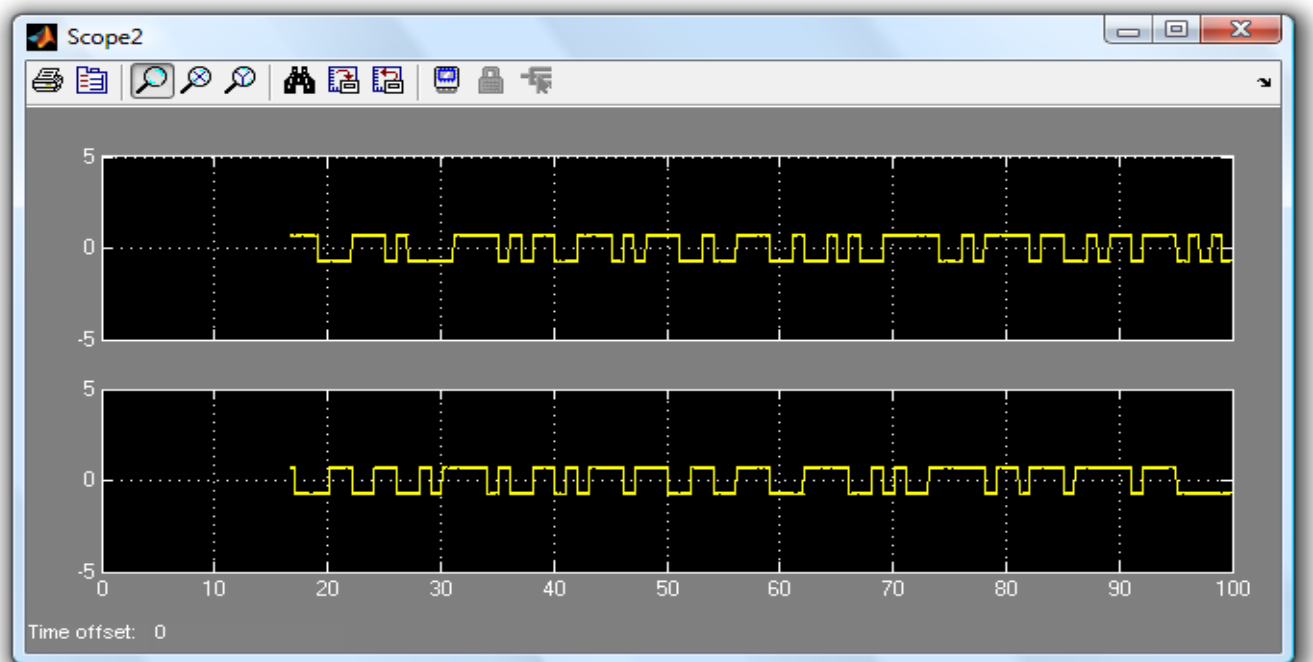


Figure 4.15 : Le signal désétalé

Dans le récepteur, après passage à travers le multiplicateur, les données réapparaissent, même si elles sont un petit peu perturbé par le bruit. On notera toutefois que les niveaux logiques ont été inversés par rapport à l'émetteur. Ceci est sans importance puisque on va multiplier le signal par un autre signal d'amplitude -1.

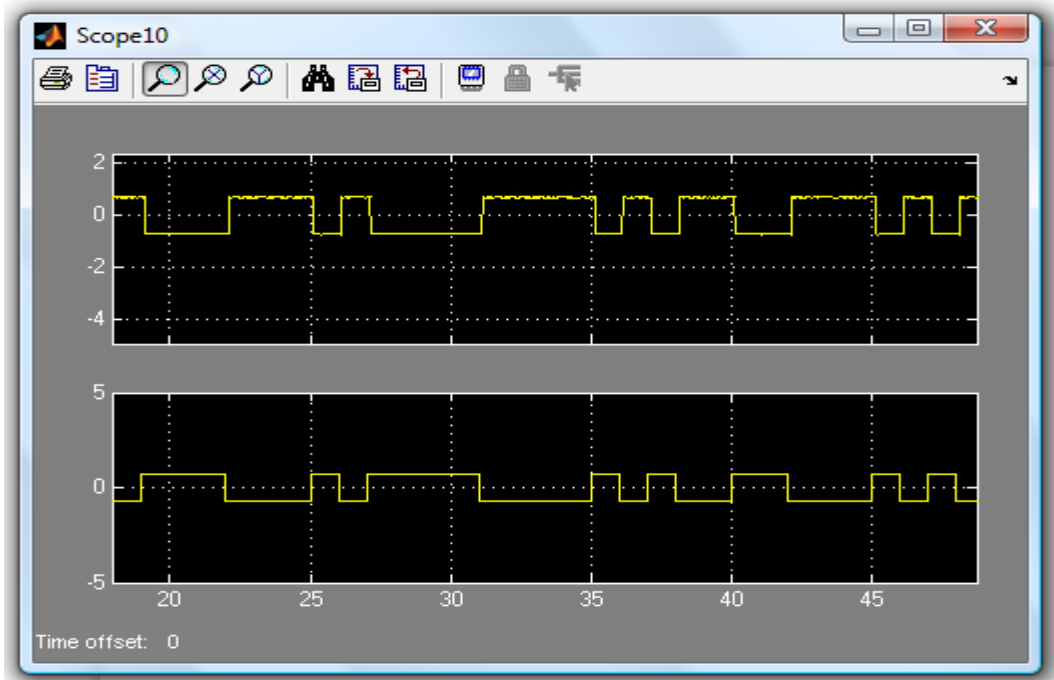


Figure 4.16 : Comparaison entre le signal avant l'étalement et après le désétalement

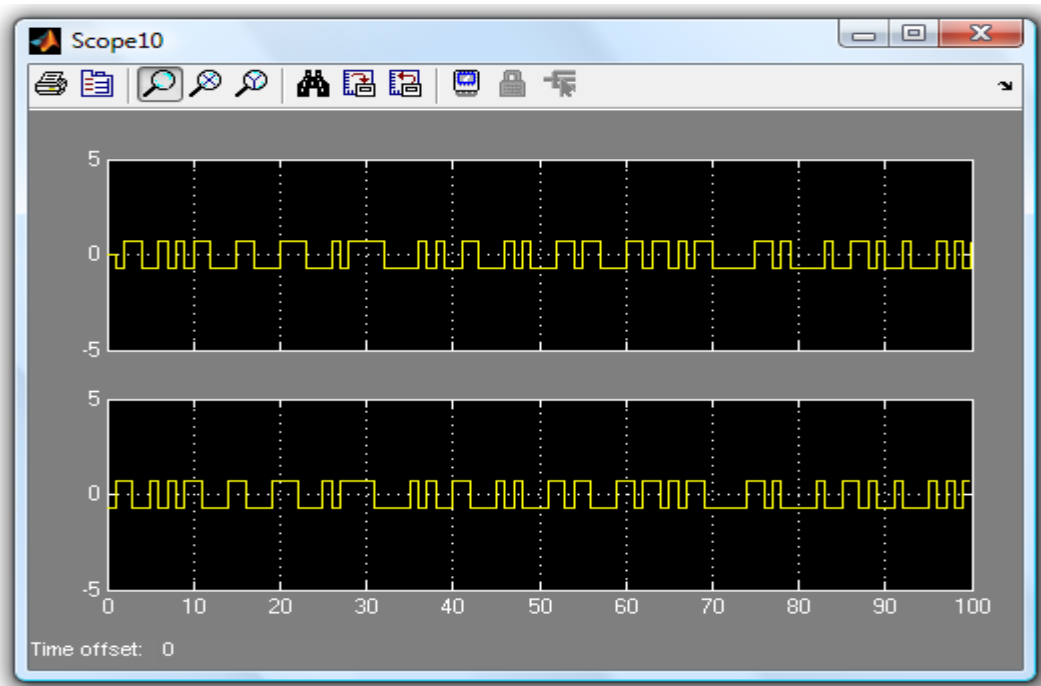


Figure 4.17 : Comparaison entre le signal avant étalement et le signal inversé après l'étalement

Le premier signal est celui après le désétalement, le deuxième avant l'étalement. On peut remarquer que le signal en réception est retardé. Ce retard provient du filtre.

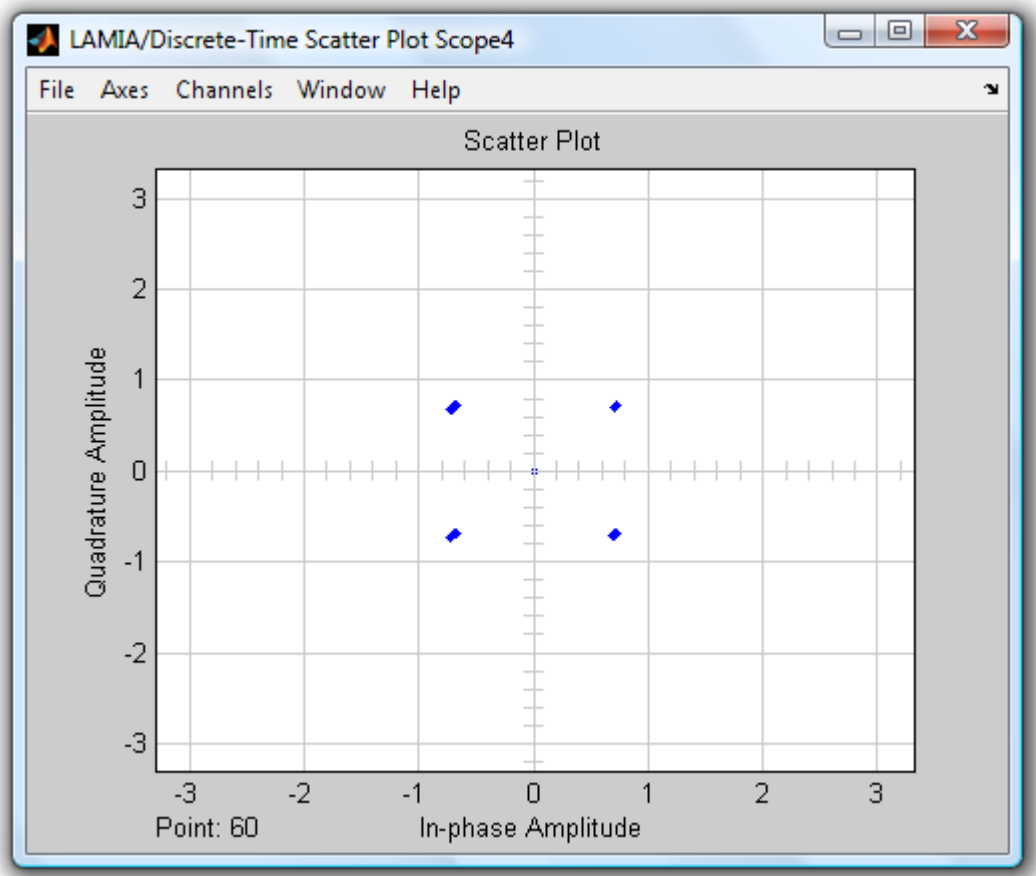


Figure 4.18 : Diagramme de constellation avant la démodulation

La démodulation :

Enfin le signal sera démodulé. Cette opération consiste à extraire l'information comprise dans le signal à l'entrée du démodulateur.

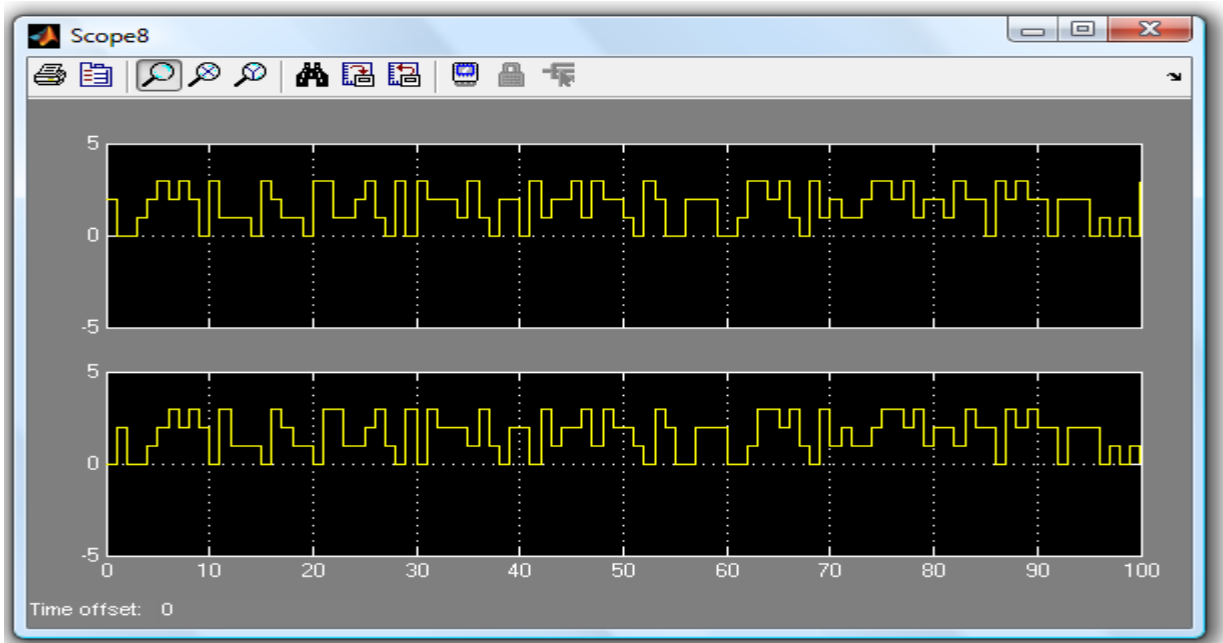


Figure 4.19 : Comparaison entre les deux signaux d’entrée et de sortie

Le signal reçu représente des niveaux entre 0 et 3 et la durée des symboles reçus est 1s, ce qui correspond parfaitement au signal émis. L’information reçue est semblable à celle émise avec un retard de 1s. Ce retard peut être compensé par le bloc unit delay.

Calcul du taux d’erreur binaire (TEB) :

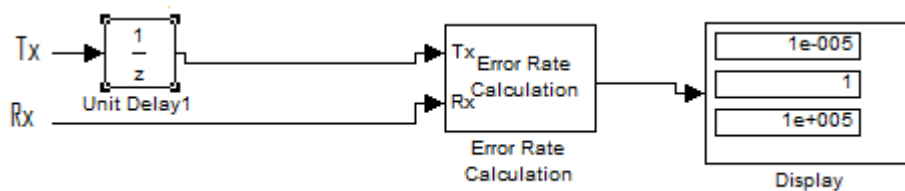


Figure 4.20 : Le taux d’erreur binaire

Dans notre simulation on a fixé le nombre de symboles simulé à 10^5 . Le taux d’erreur obtenu est 1.10^{-5} soit une erreur sur 10^5 symboles simulés. Ce qui est satisfaisant comme résultat.

CONCLUSION

GENERALE

La mise en place d'un réseau GSM représente un investissement considérable. A l'heure actuelle les réseaux GSM existant dans notre pays ne cessent d'évoluer afin d'assurer une qualité de couverture toujours plus importante. En Europe une nouvelle norme de téléphonie voit le jour, en utilisant une bande plus large que celle utilisée en GSM et un débit plus important pour des services multimédia. D'autres pays adoptent une nouvelle norme de 3^{ème} génération qui est le CDMA2000 (une évolution de la norme IS-95) qui offre des services attractifs à un débit considérable.

L'amélioration des performances d'un réseau et l'augmentation de sa capacité sont des objectifs essentiels que vise à atteindre tout opérateur télécoms.

Dans notre projet de fin d'étude, nous avons étudié les deux techniques de multiplexage utilisées dans les deux normes de téléphonie de 2^{ème} génération (TDMA et CDMA). Ces deux techniques organisent l'accès des utilisateurs aux services proposés. Dans la partie pratique de notre projet nous étions amenés à étudier la chaîne de transmission CDMA et sa simulation sous SIMULINK/MATLAB et enfin le calcul du taux d'erreur binaire.

Ce projet nous a permis de toucher au logiciel MATLAB pour simuler la chaîne de transmission CDMA. Sur SIMULINK, la tâche la plus essentielle est de comprendre le fonctionnement de tous les blocs utilisés et mettre en relief leurs intérêts dans la chaîne de transmission, et surtout l'ajustement de leurs paramètres.

Le but de la partie pratique n'est pas seulement la simulation de la chaîne mais également l'aboutissement à un taux d'erreur satisfaisant qui est de l'ordre de 1.10^{-5} pour 10^5 données émises.

Ce travail peut être amélioré en essayant de simuler une chaîne de transmission multiutilisateur en utilisant un canal réel multi-trajets. Pour minimiser encore plus le taux d'erreur binaire, on utilise un codage de source et de canal adéquats.

Liste des **abréviations**

Abbréviations :

AGCH	Access Grant Channel.
AMRC	Access Multiple par Répartition des Codes.
ARFCN	Absolution-Radio Frequency Channel Number.
AuC	Authentication Center.
AWGN	Add White Gaussian Noise.
BCC	BTS Colour Code.
BCCH	Brood Cast Control Channel.
BCH	Broadcast Channel
BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BS	Base Station.
BSC	Base Station Controller.
BSIC	Base Station Identity Code.
BSS	Base Station Subsystem.
BTS	Base Tranceiver Station.
CBCH	Cell Broad Cast Channel.
CCCH	Common Control Channel
CDMA	Code Division Multiple Access.
CEPT	Conférence Européenne des Postes et Télécommunication.
CRC	Cyclic Redundant Check.
DCS 1800	Digital Communication System 1800.
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA.
DSP	la Densité Spectrale de Puissance.
DS-SS	Direct Sequence CDMA.
DTX	Discontinuous Transmission.
EIR	Equipment Identity Register.
ETSI	European Telecommunication Standart Institut.
FACCH	Fast Associated Control Channel.
FCCH	Frequency Correction Channel.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
FFH-SS	Fast Frequency Hopping.

FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA.
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum.
FN	Frame Number.
FSK	Frequency Shift Keying.
GGSN	Gateway GPRS Support Node.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying.
GPRS	General Packet Radio Service.
GSM	Global System for Mobile communication.
HLR	Home Location Register.
IAM	Interference d'Accès Multiple.
IMEI	International Mobile Equipment Identity.
IMSI	International Mobile Subscriber Identity.
IP	Internet Protocol.
IS-95	Interim Standard 95
IT	Intervalles de temps.
LA	Location Area.
LCP	Linéaire Prédicatif Coding
LTP	Long Terme Prédiction
MDP	Modulation à Déplacement de Phase
MS	Mobile Station.
MSC	Mobile Service Switching.
MSK	Minimum Shift Keying.
NCC	Network Colour Code.
NMS	Network Management Centre.
NSS	Network Sub System.
OMC	Operation and Maintenance Centre.
OSS	Operation Support System.
PCH	Paging Channel.
PCU	Packet Control Unit.
PLMN	Public Land Mobile Network.
PN	Pseudo-Noise sequence.
PSK	Phase Shift Keying.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
RACH	Random Access Channel.

RF	Radio Frequency.
RFCH	Radio Frequency Channel.
RNIS	Réseau Numérique à Intégration de Service.
RTC:	Réseau Téléphonique Commuté.
SACCH	Slow Associated Control Channel.
SCH	Synchronisation Channel.
SDCCH	Stand Alone Dedicated Control Channel.
SFH-SS	Slow Frequency Hopping-Switch System
SGSN	Service GPRS Support Node.
SIM	Subscriber Identity Module.
SMS	Short Message Service.
TA	Turning Advance.
TCH	Traffic Channel.
TDMA	Time Division Multiple Access.
TEB	Taux d'Erreurs Binaire.
TMSI	Temporary Mobile Subscriber Identity.
TN	Time Number
TS	Time Slots.
UIT	Union International of Telecom.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VLR	Visitor Location Register.
VSFH-SS	Very Slow Frequency Hopping Spread Spectrum.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Bibliographie :

- [1] : media-tech.blogspot.
- [2] : Cédric Demoulin « Principe de fonctionnement du réseau GSM ».
- [3] : Yekhlef Mohammed « Etude des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles », mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister en Electronique, option : Micro-onde pour Télécommunication, université de Batna.
- [4] : Jean Philippe « Le réseau GSM et le mobile ».2002.
- [5] : Joachim Tisal « Le réseau GSM- l'évolution GPRS- une étape vers UMTS » 3^{ème} édition. Avril 2001.
- [6]: Xavier Lagrange Pellippe Goglewseki-Sami Tabbane
« Réseau GSM-DCS » 4^{ème} édition.
- [7] : Zorgui Sofien « Conception d'une interface homme-machine pour une chaine de mesure GSM, GPRS, EDGE, UMTS en se basant sur le concept client serveur ». 2006-2007.
- [8] : Schmidt Franck et Zeidler Fabrice « La structure du mobile GSM ».2001.
- [9] : WWW. Springlink.com.
- [10]: Crepin Nsiala Nzéza, Récepteur adaptif multi standart pour les signaux à étalement du spectre en contexte non coopératif, pour l'obtention le grade de docteur de l'université de Bretagne Occidentale mention science et technologies de l'information et de la communication spécialité communication numérique. 2006.
- [11]: William Stalings, Réseau et communication sans fil, 2^{ème} édition (Pearson Education), 611p, France 2005.
- [12] : Michel THERIAULT, récepteur Rake dans le contexte UWB, mémoire présenté à la faculté des études de l'université de LAVAL dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique pour l'obtention du grade de maître ès science, canada 2005.
- [13] : Alan LAYEC, développement de modèle de CAO pour la simulation système des systèmes de communication application aux communication chaotique, pour obtenir le grade de l'université de LIMOGES discipline électronique des hautes fréquence et optoélectronique, 2006.
- [14] : UMTS, Javier Sanchez Mamado Thioune Lavoisier. 2004.

- [15] : Christophe BOULANGER Gérard LOUBET et Jean René LEQUEPEYS et Laurent OUVRY, traitement du signal volume 16 n° 6,1999.
- [16] : Stéphane PENAUD, étude des potentialité du chaos pour les systèmes de télécommunication et évaluation des performances des système Access multiple A Répartition par les codes (CDMA) utilisant des technique d'étalement chaotique, pour l'obtention du doctorat de l'université de LIMOGES discipline électronique des hautes fréquence et optoélectronique) spécialité télécommunication, 2001.
- [17] : LAUP Florence et DUGOU Nicolas. « Amplificateur faible bruit avec mélangeur integre adapté à la fois au GSM et à l'UMTS ». 2002.
- [18]: Patrice Kadionik « Bases de transmissions numériques. Les modulations numériques ». 2000.
- [19] : Stéphanie Bretteil « Estimation Spectrale en temps réel de sources radioastronomiques en présence de brouilleurs cyclostationnaires », pour l'obtention du grade de Docteur en Automatique et traitement de signal, université d'orléans. 2005.
- [20] : « Le GSM : planification et dimensionnement », Département Télécommunication INSA. 2006-2007.
- [21] : Karim EL-KHAZEN et pascal SURIA, performance des codes AMOUR dans le cadre de la liaison UMTS, 2000.