



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Biskra



FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

Mémoire de magister En Electronique

Option : *Communications*

Thème

**EGALISATION AVEUGLE MULTIUTILISATEURS POUR LES
SYSTEMES DS-CDMA DANS LES RESEAUX DES TELEPHONES
MOBILES**

Présenté par :

Zine el Abidine REGAI

Soutenu Le 18 Mars 2010

Devant le jury composé de :

Mr BENAKCHA ABD ELHAMID	Maitre de Conférences	- Président-
Mr SAIDI LAMIR	Maitre de Conférences	- Rapporteur-
Mr SBAA SALIM	Maitre de Conférences	- Examineur -
Mr BENYOUCEF MOUSSA	Maitre de Conférences	- Examineur -

Liste des acronymes	1
Introduction générale	1

Chapitre I

Généralités sur les réseaux de téléphonie mobiles	
I.1 Historique	4
I.2 La technologie <i>GSM</i>	6
I.2.1. Le concept cellulaire	6
I.2.2. Réutilisation des ressources	9
I.2.3. Transfert intercellulaires (<i>HANDOVER</i>)	10
I.2.4. Les fonctions d'un réseau cellulaire	10
I.2.5. Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit	11
I.3 Synthèse des principales caractéristiques du <i>GSM</i>	12
I.4 Le HSCSD (<i>High Speed Circuit Switched Data</i>)	13
I.5 Le GPRS (<i>General Packet Radio Service</i>)	14
I.6 Le EDGE (<i>Enhanced Data for GSM Evolution</i>)	17
I.7 Architecture du réseau <i>GSM</i>	18
I.7.1. Le sous-système radio	19
I.7.1.a) Le Mobile	19
I.7.1.b) La station de base (<i>BTS</i>)	20
I.7.1.c) Le contrôleur de station de base (<i>BSC</i>)	21
I.7.2. Le sous-système réseau	21
I.7.2.a) Le centre de commutation mobile (<i>MSC</i>)	22
I.7.2.b) L'enregistreur de localisation nominale (<i>HLR</i>)	22
I.7.2.c) L'enregistreur de localisation des visiteurs (<i>VLR</i>)	23
I.7.3. Le sous-système d'exploitation et de maintenance	23
I.7.3.a) Le centre d'opération et de maintenance (<i>OMC</i>)	23
I.7.3.b) L'enregistreur des identités des équipements (<i>EIR</i>)	23
I.7.3.c) Le centre d'authentification (<i>AuC</i>)	24
I.8 Fonctions des réseaux cellulaires	25
I.8.1. Gestion de la mobilité (<i>MM</i>)	25
I.8.2. Gestion des appels (<i>CM</i>)	26
I.8.3. Gestion des ressources radio (<i>RRM</i>)	27
I.9 La technologie <i>UMTS</i>	27
I.9.1. Organisation de l' <i>UMTS</i>	28
I.9.1.a) Organisation fréquentielle de l' <i>UMTS</i>	28
I.9.1.b) Organisation temporelle de l' <i>UMTS</i>	28
I.9.2. Caractéristiques de l' <i>UMTS</i>	28
I.9.3. Objectifs de l' <i>UMTS</i>	29
I.9.4. Architecture de l' <i>UMTS</i>	30
I.9.4.a) L'équipement d'utilisateur (<i>User Equipment</i>)	30
I.9.4.b) L'interface radio de l' <i>UMTS</i>	30
1) Le nœud B (<i>Node B</i>)	31
2) Le contrôleur du réseau radio	32
I.9.4.c) Le réseau cœur de l' <i>UMTS</i> (<i>Core Network</i>)	33
I.9.5) Gestion de la mobilité	34
I.10 Conclusion	35

Chapitre II

Techniques de partage de la ressource radio et protocoles	
II.1 Introduction	36
II.2 Bandes de fréquences	36
II.2.1. Description du canal physique	36
II.2.1.a) Multiplexage fréquentiel	37
II.2.1.b) Multiplexage temporel	37
II.3 Techniques d'accès multiutilisateurs	39
II.3.1. Accès multiple à répartition en fréquence (<i>FDMA</i>)	40
II.3.2. Accès multiple à répartition dans le temps (<i>TDMA</i>)	41
II.3.3. Accès multiple à répartition de code (<i>CDMA</i>)	43
II.3.4. Critère de choix sur les techniques d'accès	45
II.4 Protocoles	46
II.4.1. Pile de protocoles	46
II.4.2. Les interfaces A-bis, A et X25	47
II.4.2.a) Interface A-bis	47
II.4.2.b) Interface A	48
II.4.2.c) Interface X25	48
II.5 Typologie des paquets	49
II.5.1. Le burst d'accès	50
II.5.2. Le burst de synchronisation	50
II.5.3. Le burst normal	51
II.5.4. Le burst de correction de fréquence	51
II.5.5. Le burst de bourrage	51
II.6 Conclusion	52

Chapitre III

Techniques de codage par étalement de spectre	
III.1 Introduction	53
III.2 Contraintes supportées par les communications radioélectriques	54
III.2.1. Contraintes spécifiques aux liaisons mobiles	54
III.2.2. Phénomène d'interférences des trajets multiples	54
III.2.2.a) Effets positifs des trajets multiples	55
III.2.2.b) Effets négatifs des trajets multiples	55
III.2.3. Contraintes spécifiques aux liaisons téléphoniques mobiles	56
III.2.4. Brouillage volontaire sur les liaisons hertziennes	56
III.2.5. Confidentialité sur les liaisons téléphoniques	56
III.3 Principe de l'étalement de spectre	56
III.3.1. Étalement de spectre par saut de fréquence (<i>FHSS</i>)	58
III.3.2. Étalement de spectre par séquence directe (<i>DSSS</i>)	59
III.4 Codes d'étalement	65
III.4.1. Code orthogonal	65
III.4.2. Choix des codes	66
III.4.3. Construction de séquences en mode synchrone	67

III.4.3.a) Séquences de Walsh-Hadamard	67
III.4.3.b) Codes orthogonaux à facteur d'étalement variable (<i>OVSF</i>)	69
III.4.3.c) Séquences pseudo-aléatoires	70
III.4.3.d) Séquences de code long	71
III.4.3.e) Séquences de code à longueur maximale	72
III.4.3.f) Code de Gold	73
III.5 Système DS-CDMA	77
III.6 Conclusion	79

Chapitre IV

Egalisation aveugle	
IV.1 Introduction	81
IV.2 Représentation de la chaîne de transmission	82
IV.3 Canaux de transmission radio	82
IV.3.1. Canal à bruit additif blanc Gaussien (<i>AWGN</i>)	82
IV.3.2. Canal binaire symétrique	84
IV.3.3. Canal à trajets multiples	85
IV.3.3.a) Etalement temporel	86
IV.3.3.b) Décalage de fréquence (<i>Effet Doppler</i>)	87
IV.4 Sources de dégradation dans les symboles	89
IV.5 Egalisation du canal	91
IV.5.1. Annulation d'interférences	92
IV.5.2. Modélisation Inverse ' <i>Egalisation</i> '	93
IV.5.3. Filtrage adaptatif	94
IV.5.3.a) Filtres de <i>WIENER</i>	95
IV.5.3.b) Estimation linéaire	95
IV.5.3.c) Filtres de <i>WIENER</i> de type <i>RIF</i>	96
IV.5.4. Algorithmes pour le filtrage adaptatif	99
IV.5.4.a) Choix de l'algorithme	100
IV.5.4.b) Egalisation par apprentissage	100
IV.5.4.c) Egalisation par algorithme <i>LMS</i>	101
IV.5.4.d) Algorithme <i>LMS</i>	101
IV.5.4.e) Convergence et stabilité de l'algorithme <i>LMS</i>	103
IV.5.4.f) Egalisation par algorithme <i>LMS</i> normalisé ' <i>NLMS</i> '	104
IV.5.4.g) Egalisation sans apprentissage ' <i>égalisation aveugle</i> '	105
IV.5.4.h) Algorithme du Module Constant ' <i>CMA</i> '	107
IV.5.4.i) Equation de mise à jour du <i>CMA</i>	108
IV.5.5. Résultats de simulation	108
IV.5.5.a) Algorithme <i>LMS</i>	108
IV.5.5.b) Algorithme <i>LMS</i> Normalisé <i>NLMS</i>	112
IV.5.5.c) Algorithme du module constant <i>CMA</i>	115
IV.6 Conclusion	118
Conclusion Générale	119
Bibliographie	

Liste des acronymes

3G	3rd generation of Wireless Communication Technology
3GPP	3rd generation Partnership Project
AI	Annulation d'interférences
AMRC	Accès Multiple à Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple à Répartition de Fréquences
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le temps
AMPS	Advanced Mobile phone System
AUC	Authentication Center
AWGN	Add White Gaussien Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Transceiver Station
CC	Call Control
CDMA	Code Division Multiple Access
CONP	Connection Oriented Network Protocol
CLIP	Calling Line Identification Presentation
CLIR	Calling Line Identification Restriction
CLNP	Connection Less Network Protocol
CM	Call Manager
CMA	Constant Modulus Algorithm
CN	Core Network
CRNC	Controlling Radio Network Controller
DL	Down Link

DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
ECSD	Enhanced Circuit Switching Data
EDGE	Enhanced Data for GSM Evolution
EGPRS	Enhanced General Packet Radio Service
EIR	Equipment Identity Register
ETACS	Extended Total Access Communication System
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FIR	Filtre à Réponse Impulsionnelle Finie
GGSN	Gateway GPRS Support Node
GMSC	Gateway Mobile Switching Center
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
HLR	Home Location Register
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
GSM	Global System for Mobile Communications
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMT-2000	International Mobile Telephony
IP	Internet Protocol
ISDN	International Service Digital Network
ISI	Inter Symboles Interferences
ITU	International Telecommunications Union
LAPD	Link Access Protocol for the D Channel
LAPDm	Link Access Protocol for the D Channel Modified
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LMS	Least Mean Squares

MAI	Multiple Access Interferences
MCS	Modulation and Codage Scheme
MIC	Modulation par Impulsion et Codage
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MM	Mobility Management
MMSE	Minimum Mean Squares Error
MOB1	Mobilophonie Analogique
MS	Mobile Station
MT	Mobile Terminal
MSC	Mobile Switching Center
MSISDN	Mobile Station International Service Digital Network
NLMS	Normalized Least Mean Squares
NSS	Network Sub-System
OMC	Operating and Maintenance Center
OSI	Open System Interconnected
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PCM	Pulse Coded Modulation
PIN	Personnel Identity Number
PLMN	Public Land Mobile Network
PN	Pseudo-Noise Sequence
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RNC	Radio Network Controller
RNIS	Réseau Numérique à Intégration de Services
RNS	Radio Network Sub-system
RR	Radio Resource Management
RTC	Réseau téléphonique Commuté

SDMA	Space Division Multiple Access
SF	Spreading Factor
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIM	Subscriber Identity Module
SMS	Short Message Service Protocol
SS	Supplementary Services Protocol
SS7	Signaling System Number
TACS	Total Access Communication System
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TRAU	Transcoding Rate And Adaptation
TS	Time Slots
UE	User Equipment
UL	Up Link
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VLR	Visitor Location Register
WH	Walsh Adamard

Introduction :

Aujourd'hui avec le développement des services radio-mobiles, de la diffusion numérique du son et de l'image et avec la montée en puissance des services multimédia, on assiste à une véritable explosion de la demande en matière de techniques numériques de transmissions. Ces nouveaux services nécessitent généralement de transmettre des quantités croissantes d'information dans des bandes de fréquence les plus étroites possibles mais aussi, pour certaines d'entre eux, de réduire la puissance émise pour accroître l'autonomie des équipements ou encore, de transmettre de l'information dans des milieux assez sévères. Bien entendu, satisfaire de tels objectifs ne va pas sans poser quelques problèmes aux concepteurs de systèmes de transmissions. En effet l'optimisation du rapport débit bande nécessite d'utiliser des modulations à grand nombre d'états, généralement assez sensibles aux perturbations introduites par le canal de transmission. La réduction de la puissance émise conduit, quant à elle à concevoir des récepteurs fonctionnant à faibles rapports signal à bruit, ce qui pose inévitablement des problèmes de synchronisation et de qualité de transmission. Enfin, l'utilisation de canaux sévères tels que les canaux multi-trajets nécessite la mise en œuvre de techniques de traitements permettant de combattre l'interférence entre symboles (ISI) créée par ces canaux.

Les transmissions d'information sur de tels canaux subissent des perturbations comme la propagation multi-trajets avec évanouissement. Les systèmes à étalement de spectre ont pour objectifs de résister à ces phénomènes ; La technique consiste à mettre le signal d'information en utilisant une bande de fréquence nettement supérieure à la bande nécessaire, L'étalement de spectre du signal d'information peut être effectué en le multipliant par une séquence spécifique, dite code d'étalement, où chaque élément est appelé chip. Cette technique est désignée par l'étalement de spectre par séquence directe (DSSS pour Direct Sequence-Spread Spectrum).

L'utilisation des codes qui ont une corrélation croisée nulle, de façon à partager simultanément le spectre entre plusieurs utilisateurs, sans qu'il n'y ait d'interférence entre eux. C'est la technique d'accès multiple à répartition par codes ou, plus couramment, Code Division Multiple Access (CDMA). Malheureusement, l'asynchronisme entre les utilisateurs et la présence de multi-trajets, détruisent cette orthogonalité et produisent de l'interférence entre utilisateurs (MAI) ; Cette interférence est, généralement, le principal facteur de limitation de la performance d'un système CDMA.

Dans ce contexte, utilisant les algorithmes connus pour rechercher la séquence la plus vraisemblable conduit à des égaliseurs est approprié aux transmissions à faible rapport signal à bruit. Toutefois lorsque l'étalement temporel des canaux est important par rapport à la durée des symboles émis ou lorsque le nombre d'états de la modulation est grand, la complexité calculatoire rend ce type de récepteur inexploitable. Il est alors nécessaire d'utiliser des égaliseurs plus simples à mettre en œuvre.

La solution proposée est de mettre un égaliseur adaptatif, dont les coefficients sont actualisés à partir d'algorithmes et qui a pour fonction principale d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple "canal-égaliseur" puisse être considéré comme un canal idéal.

Les algorithmes dits avec séquences d'apprentissage *LMS* et *NLMS*, où le système utilise des séquences connues au récepteur et à l'émetteur afin d'ajuster les coefficients de l'égaliseur, mais cette période limite le débit utile (environ 25 % du débit total est consacré à l'apprentissage en *GSM*, jusqu'à 50% en *UMTS*). Dans ce contexte, on a fait appel aux méthodes *aveugles* qui suscitent un vif intérêt dans la mesure où elles n'imposent pas la connaissance de cette séquence. De plus, si les codes *CDMA* ne sont pas connus du récepteur, les techniques aveugles constituent une approche adéquate, notamment l'algorithme du module constant *CMA* qui est un cas particulier de celui de *Godard*.

L'organisation de ce mémoire, se résume en ce qui suit :

Le premier chapitre, est consacré aux généralités sur les réseaux de téléphonie mobile, connus à partir des tous premiers réseaux tels que le *MOBI*, comprenant le réseau *GSM* et ses différentes évolutions technologiques, en passant par les standardisations des règles pour réaliser du transfert de données, en utilisant les circuits de voix tel que le *HSCSD* (High Speed Circuit Service D), touchant aussi à des améliorations encore plus efficaces comme le *GPRS* (General Packet Radio System) fondé sur la même interface radio du *GSM*, et pour terminer cette évolution et avant d'aborder la technologie *UMTS* (*Universal Mobile Telecommunications System*) nous ferons le tour des concepts cellulaires, ce chapitre a été enrichi par des principes et des définitions, ainsi qu'une synthèse des principales caractéristiques du réseau *GSM*. Arrivons enfin à la technologie *UMTS*, où nous donnerons un aperçu sur l'organisation fréquentielle et temporelle, les caractéristiques et objectifs liés à l'*UMTS*, tout en faisant le tour de son architecture et les différents éléments qui le constituent.

Le deuxième chapitre a été élaboré, afin de définir les techniques de partage de la ressource radio, en commençant par la bande de fréquence, la description d'un canal physique, les

types de multiplexage, arrivant jusqu'aux techniques d'accès multiples à savoir : à répartition en fréquence, dans le temps ou de codes, sujet de ce mémoire ; tout en touchant aux critères de choix sur ces techniques d'accès qui constituent l'élément de base sur lequel le choix d'une technique sera performant ; à la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons les différents protocoles du réseau *GSM*, en guise d'exemple, afin d'éclaircir le changement d'informations entre les différents blocs de ce réseau, en utilisant les interfaces *A*, *A-bis*, et *X25*, avec bien sûr leurs définitions adéquates. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous donnerons un aperçu sur la typologie des paquets représentée par les *bursts* de synchronisation, normaux, de correction et de bourrage dans la terminologie *GSM*.

Le troisième chapitre, fait l'objet du choix d'une technique de codage par étalement de spectre et comportant dans la première partie les différentes contraintes supportées par les communications radioélectriques à savoir celles spécifiques aux liaisons mobiles, liaisons téléphoniques mobile et aux phénomène d'interférences des trajets multiples, quant à la deuxième partie, elle traite le principe d'étalement de spectre, et ces différents types à savoir : par saut de fréquence *FHSS*, par séquence directe *DSSS*, avec exemples schématisés du processus ; Dans la troisième partie, nous ferons le tour des différents codes d'étalement et leurs critères de choix et enfin on termine ce chapitre par un exemple d'accès multiple dans un système *DS-CDMA*.

Le quatrième chapitre, appelé égalisation et égalisation aveugle, présente les différents canaux de transmission radio, et les sources de dégradation dans les symboles comme l'interférence d'accès multiple *MAI*, les interférences inter-symboles *ISI*, où on propose une égalisation adaptative du canal comme solution, utilisant les algorithmes d'adaptation *LMS* et *NLMS*, dans le cas de l'égalisation par apprentissage et l'algorithme *CMA*, basé sur le critère *CM*, dans le cas de l'égalisation aveugle, afin d'ajuster les coefficients de l'égaliseur, où on traite le rapport entre les deux techniques par le biais d'une série de simulations.

I.1. Historique

L'histoire de la téléphonie mobile (numérique) débute réellement en 1982. En effet, à cette date, le Groupe Spécial Mobile, appelé *GSM*, est créé par la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (*CEPT*) afin d'élaborer les normes de communications mobiles pour l'Europe dont la bande de fréquences est de 890 à 915 MHz pour l'émission à partir des stations mobiles et de 935 à 960 MHz pour l'émission à partir des stations fixes. Il y a bien des systèmes de mobilophonie analogique (*MOB1* et *MOB2* arrêtés en 1999), mais le succès de ce réseau ne fut pas au rendez-vous.

Les années 80 voient le développement du numérique tant au niveau de la transmission qu'au niveau du traitement des signaux, avec pour dérivés des techniques de transmission fiables, grâce à un encodage particulier des signaux préalablement à l'envoi dans un canal, et l'obtention de débits de transmission raisonnables pour les signaux (par exemple 9,6 kilobits par seconde, noté Kb/s, pour un signal de parole).

Ainsi, en 1987, le groupe *GSM* fixe les choix technologiques relatifs à l'usage des télécommunications mobiles : transmission numérique, multiplexage temporel des canaux radio, chiffrement des informations ainsi qu'un nouveau codage de la parole. La première communication expérimentale par *GSM* ait lieu en 1991.

Au passage, le sigle *GSM* change de signification et devient Global System for Mobile communications et les spécifications sont adaptées pour des systèmes fonctionnant dans la bande des 1800 MHz.

Le *GSM* (*Global System for Mobile communications*) est conçu pour de la téléphonie mobile, autrement dit pour des communications en mode circuit à faible débit 9,6 kb/s et, si possible, au moyen de terminaux à coûts réduits. Certains choix techniques du *GSM* sont faits en conséquence, notamment en matière d'architecture réseau et de mise en forme des ondes (modulation, codage, ... etc.). Ces choix se révèlent toutefois contraignants pour les services de données (transfert de fichier, vidéo, ... etc.).

Pour pallier ces limitations, le standard du *GSM* évolue sans cesse. Dans un premier temps, le *GSM* a standardisé des règles pour réaliser du transfert de données en utilisant les circuits de voix. Avec le *HSCSD* 14,4 Kb/s (*High Speed Circuit Switched Data*), on assiste à un premier développement du standard vers des débits supérieurs, mais toujours en mode circuit.

Pour améliorer encore l'efficacité du transfert de données, une évolution majeure du *GSM* est normalisée sous le nom de *GPRS* (*General Packet Radio Service*). Fondée sur l'interface radio du *GSM*, mais développant un partage de ressources dynamique adapté au trafic sporadique, le *GPRS* introduit une architecture réseau en mode paquet. Enfin, l'*EDGE* (*Enhanced Data for GSM Evolution*) propose des débits supérieurs par l'introduction d'une modulation plus efficace, applicable à la fois au *HSCSD* et au *GPRS*.

D'une certaine manière, l'association du *GPRS* et de l'*EDGE* est la préparation de l'arrivée de la téléphonie de troisième génération, appelée *UMTS* (*Universal Mobile Telecommunications System*), qui permettra d'atteindre un débit de 2 Mb/s, c'est pour ça elle est souvent considérée comme un système 2,5 G, intermédiaire entre les systèmes 2 G (*GSM*, etc.) et 3 G (*UMTS*, ...etc.). La figure I.2, illustre clairement cette évolution technologique.

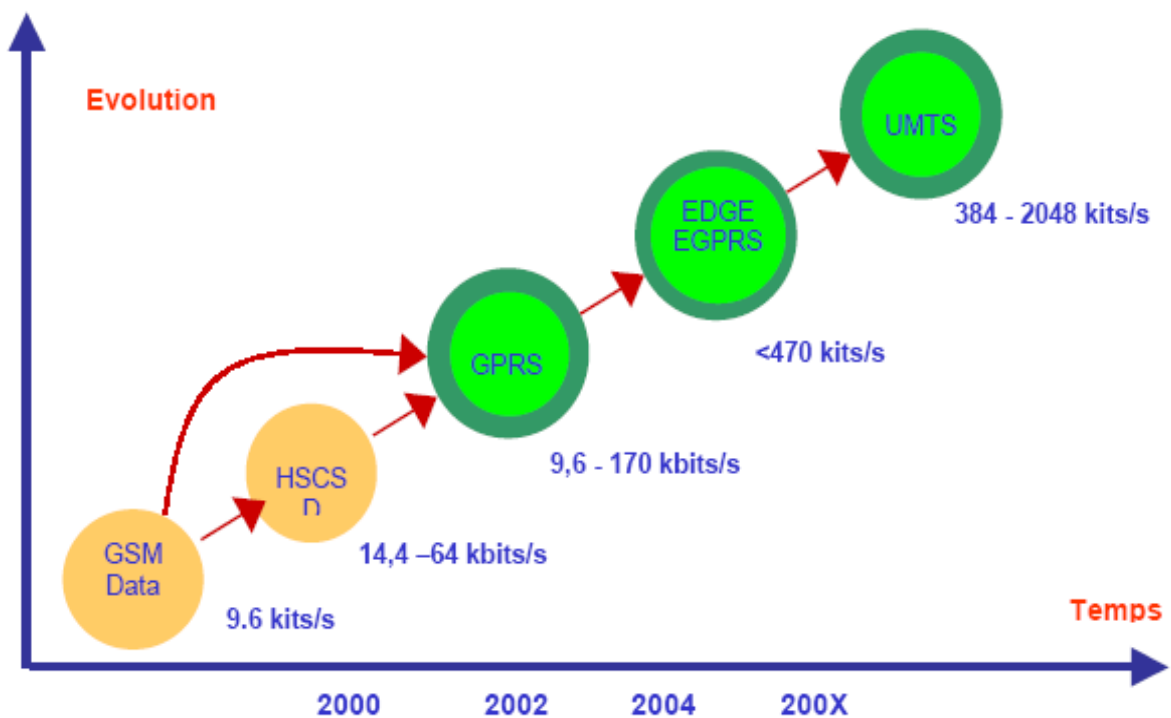


Figure I.1 : Evolution technologique des systèmes de téléphonie mobile

I.2. La technologie GSM

I.2. 1. Le concept cellulaire

Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille (50 km de rayon) au centre desquelles se situait une station de base (antenne d'émission) ; Au tout début, ce système allouait une bande de fréquences de manière statique à chaque utilisateur qui se trouvait dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne permettait donc de fournir un service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles.

La première amélioration consista à allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin permettant ainsi d'augmenter statistiquement le nombre d'abonnés, étant entendu que tout le monde ne téléphone pas en même temps. Mais ce système nécessitait toujours des stations mobiles de puissance d'émission importante et donc des appareils mobiles de taille et de poids conséquents. De plus, afin d'éviter les interférences, deux cellules adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences. Cette organisation du réseau utilise donc le spectre fréquentiel d'une manière sous-optimale.

C'est pour résoudre ces différents problèmes qu'est apparu le concept de cellule. Le principe de ce système est de diviser le territoire en de petites zones, appelées cellules, et de partager les fréquences radio entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite.

Comme précédemment cité, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes afin d'éviter les interférences. Ainsi, on définit des motifs, aussi appelés clusters, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois. La figure I.2 montre un tel motif, en guise d'exemple.

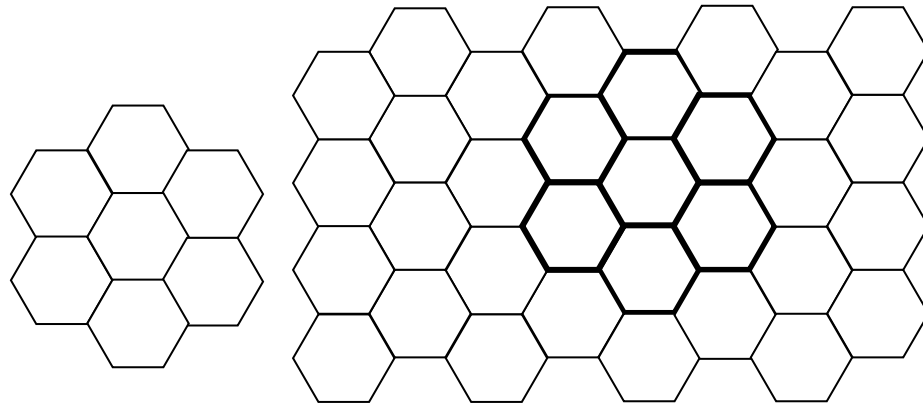


Figure 1.2 : Le concept cellulaire

Graphiquement, on représente une cellule par un hexagone, car cette forme approche celle d'un cercle. Cependant, en fonction de la nature du terrain et des constructions, les cellules n'ont pas une forme circulaire. De plus, afin de permettre à un utilisateur passant d'une cellule à une autre de garder sa communication, il est nécessaire que les zones de couverture se recouvrent de 10 à 15% [1], ce qui renforce la contrainte de ne pas avoir une même bande de fréquences dans deux cellules voisines.

Pour éviter les interférences à plus grande distance entre cellules utilisant les mêmes fréquences, il est également possible d'asservir la puissance d'émission de la station de base en fonction de la distance qui la sépare de l'utilisateur. Le même processus de contrôle de la puissance d'émission est également appliqué en sens inverse. En effet, pour diminuer la consommation d'énergie des mobiles et ainsi augmenter leur autonomie, leur puissance d'émission est calculée en fonction de leur distance à la station de base. Grâce à des mesures permanentes entre un téléphone mobile et une station de base, les puissances d'émission sont régulées en permanence pour garantir une qualité adéquate pour une puissance minimale [1].

En résumé, une cellule se caractérise par :

- Sa puissance d'émission nominale, ce qui se traduit par une zone de couverture à l'intérieur de laquelle le niveau du champ électrique est supérieur à un seuil déterminé.
- La fréquence de porteuse utilisée pour l'émission radioélectrique.
- Le réseau auquel elle est interconnectée.

Il faut noter que la taille des cellules n'est pas la même sur tout le territoire. En effet, celle-ci dépend :

- Du nombre d'utilisateurs potentiels dans la zone.
- De la configuration du terrain (relief géographique, présence d'immeubles,)
- De la nature des constructions (maisons, buildings, immeubles en béton,)

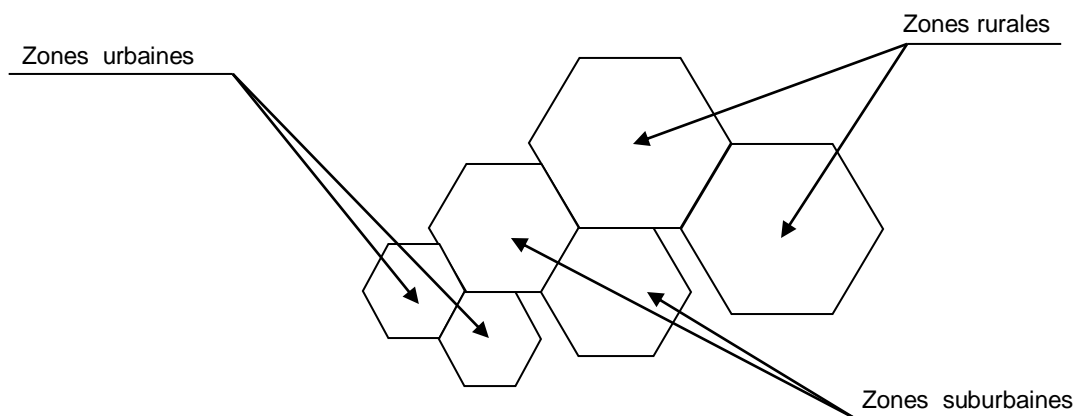


Figure I.3 : Différentes tailles des cellules

De la localisation (rurale, suburbaine ou urbaine) et donc de la densité des constructions, il y a ainsi toute une nomenclature spécifique pour classer les cellules en fonction de leur taille (macro, micro, pico, etc....).

Comme indiqué sur la figure I.3, dans une zone rurale où le nombre d'abonnés est faible et le terrain relativement plat, les cellules seront plus grandes qu'en ville où le nombre d'utilisateurs est très important sur une petite zone et où l'atténuation due aux bâtiments est forte.

On devra donc tenir compte des contraintes du relief topographique et des contraintes urbanistiques pour dimensionner les cellules d'un réseau. On distingue pour cela quatre services principaux :

1. Le service Outdoor qui indique les conditions nécessaires pour le bon déroulement d'une communication en extérieur.
2. Le service In-car qui tient compte des utilisateurs se trouvant dans une voiture.

3. Le service Indoor qui permet le bon déroulement des communications à l'intérieur des bâtiments. Cette catégorie de service se subdivise à son tour en deux :
 - a) le Soft Indoor : lorsque l'utilisateur se trouve juste derrière la façade d'un bâtiment.
 - b) le Deep Indoor : lorsque l'utilisateur se trouve plus à l'intérieur.

I.2. 2. Réutilisation des ressources

Par rapport au système de première génération, les cellules étant de taille plus petite, la puissance d'émission est plus faible et le nombre d'utilisateurs peut être augmenté pour une même zone géographique. C'est grâce au principe de réutilisation des fréquences qu'on peut augmenter la capacité d'un réseau, c'est-à-dire le trafic maximum que peut écouler une cellule en fonction du nombre de fréquences qui lui sont attribuées ; le trafic étant fonction du nombre moyen de personnes qui communiquent, et de la durée moyenne d'une communication [2]. En effet, il suffit de découper une cellule en plusieurs cellules plus petites et de gérer le plan des fréquences pour éviter toute interférence, la figure I.4 donne un aperçu sur cette technique.

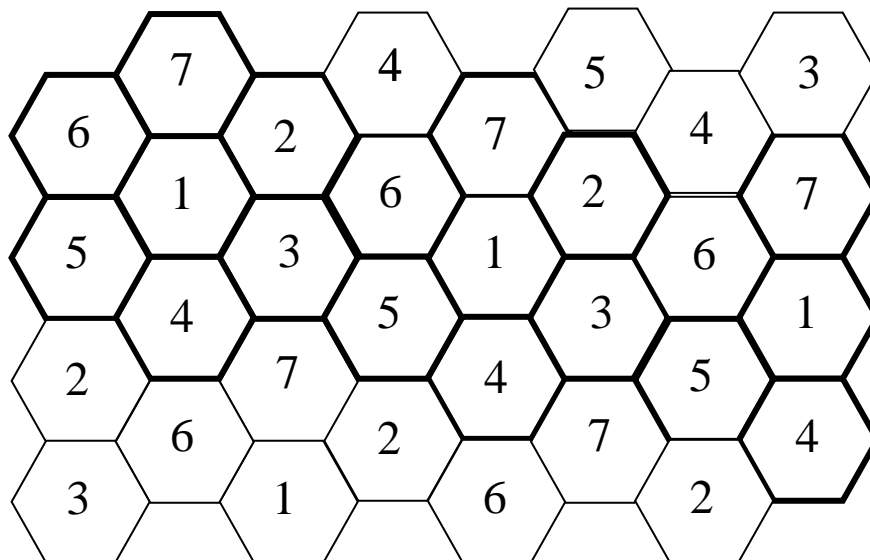


Figure I.4 : Technique de réutilisation de fréquences

I.2.3. Transfert intercellulaires (HANDOVER)

Il existe différentes sortes de transferts intercellulaires :

- Handover normal : La connexion avec l'ancien point d'accès est interrompue, et une nouvelle connexion est établie avec une nouvelle station de base.
- Handover doux (*soft-handover*) : À l'approche de la périphérie d'une cellule, les couvertures de deux stations de base voisines se chevauchent, et l'utilisateur distingue deux signaux forts pour sa transmission. S'il se connecte aux deux stations d'accès à la fois, on dit qu'il exécute un handover doux. Ce procédé consomme deux fois plus de ressources, mais le passage d'une cellule à une autre est confortable pour l'utilisateur.
- Handover dur (*hard-handover*) : Se produit lorsque le changement de cellule s'accompagne d'une modification de la fréquence porteuse du signal. Le handover n'est pas forcément synonyme de changement de fréquence, et il est possible de faire un handover sur la même fréquence en changeant uniquement le slot.
- Handover analogique : Dans certains pays, tels les États-Unis, les systèmes analogiques de première génération sont toujours opérationnels et cohabitent avec ceux entièrement numériques. Un abonné de la deuxième génération peut donc traverser une cellule dotée d'une transmission numérique pour se rendre dans une zone couverte par un système analogique. Si les deux systèmes l'acceptent, et que son terminal le permette, l'abonné exécute un handover analogique pour assurer la poursuite de la connexion.
- Handover souple (*smooth-handover*). Ce type de handover est propre aux réseaux *TCP/IP*, dans lesquels le transport de l'information se fait par paquets indépendants. Dans ce type de réseau, un handover normal pourrait provoquer la perte de paquets lors de la coupure du lien précédent. Plus on réduit le nombre de paquets perdus, plus le handover devient souple.

I.2. 4. Les fonctions d'un réseau cellulaire

Dans un réseau cellulaire, trois fonctions principales sont à l'origine de l'exécution des opérations, dont on trouve :

- Gestion de la mobilité : Cette fonction met à jour la localisation de l'utilisateur dans un réseau.
- Gestion des appels : Fonction consistant à repérer l'appelé, à initialiser un chemin puis à réserver les ressources nécessaires à l'établissement d'une liaison entre l'appelant et l'appelé.
- Gestion des ressources radio : Cette fonction veille au bon fonctionnement du lien radio pour les utilisateurs d'une cellule, en s'assurant de toujours offrir le canal avec la meilleure qualité de service, tout en réduisant les interférences sur les autres canaux.
- Le paging : Le paging désigne un processus de diffusion dans lequel le terminal mobile est à l'écoute permanente des informations en provenance de sa station de base (paging est un mot anglais signifiant 'On demande'). Pour localiser un utilisateur, le réseau interroge une ou plusieurs bases de données, qui retournent son inscription en tant qu'abonné dans un ensemble de cellules restreint. Comme il est impossible de repérer, au sein de ce regroupement de cellules, celle qui accueille l'utilisateur, lorsque ce dernier reçoit un appel ou des données, son adresse est diffusée dans toutes les cellules appartenant au groupement. Une fois l'adresse reçue, l'utilisateur accuse réception et répond à la station de base. Il peut ensuite commencer sa communication.

I.2. 5. Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit

Étant donné que, dans un réseau, une même fréquence est réutilisée plusieurs fois, il est nécessaire d'évaluer la distance minimum qui doit séparer deux cellules utilisant la même fréquence pour qu'aucun phénomène perturbateur n'intervienne. En calculant le rapport entre la puissance de la porteuse et celle du bruit, il est possible d'estimer cette distance [1].

Pratiquement, dans une cellule, un mobile reçoit à la fois le message utile (dont la puissance vaut C), qui lui est destiné et un certain nombre de signaux perturbateurs. La connaissance du rapport entre ces puissances, nous permettra de connaître la qualité de la communication.

Pour commencer, il est nécessaire d'identifier les différents signaux perturbateurs dont on peut les subdiviser en deux classes :

1. Les interférences de puissance totale I qui sont dues aux signaux émis par les autres stations. On peut distinguer :
 - (a) Les interférences co-canal qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence.
 - (b) Les interférences de canaux adjacents dues aux signaux émis par les stations de base utilisant des fréquences voisines.
2. Le bruit, de puissance N , provenant principalement du bruit de fond du récepteur. Dès lors, c'est le rapport : $C/(N+I)$ qui permet d'évaluer la qualité de la communication ainsi que la distance de réutilisation des fréquences.

I.3. Synthèse des principales caractéristiques du GSM

La norme *GSM* prévoit que la téléphonie mobile par *GSM* occupe deux bandes de fréquences aux alentours des 900 MHz :

1. la bande de fréquence 890 - 915 MHz pour les communications montantes (*Uplink*- du mobile vers la station de base)
2. la bande de fréquence 935 - 960 MHz pour les communications descendantes (*Downlink*- de la station de base vers le mobile).

Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 kHz, cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmente, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 MHz. On a donc porté la technologie *GSM 900* MHz vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système *DCS-1800* (*Digital Communication System*) dont les caractéristiques sont quasi identiques au *GSM* en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 MHz et les communications descendantes entre 1805 et 1880 MHz.

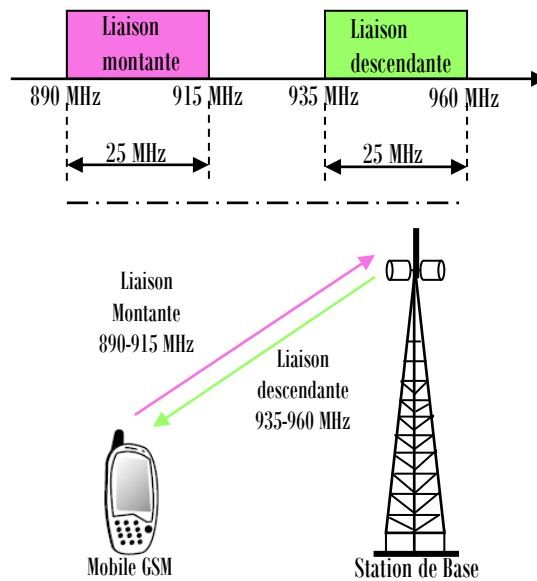


Figure 1.5 : Liaison montante et liaison descendante

Connaissant les différents canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel, appelé Frequency Division Multiple Access (*FDMA*), en attribuant un certain nombre de fréquences porteuses par station de base [2]. Un opérateur ne dédie pas pour autant une bande de fréquences par utilisateur, car cela conduirait à un gaspillage de ressources radio étant donné qu'un utilisateur émet par intermittence. De plus, avec un tel système, si une source parasite émet un bruit à une fréquence bien déterminée, le signal qui se trouve dans la bande de fréquence contenant le parasite sera perturbé.

Pour résoudre ces problèmes, on combine le multiplexage en fréquence à un multiplexage temporel (appelé *Time Division Multiple Access* ou *TDMA*) consistant à diviser chaque canal de communication en trames de 8 intervalles de temps (dans le cas du *GSM*). Pour être complet, signalons qu'il existe encore une autre technique de multiplexage appelé Code Division Multiple Access (*CDMA*), utilisée dans la norme américaine IS-95 ou promue pour l'*UMTS*, qu'on va étudier un peu plus en détails au chapitre suivant.

I.4. Le HSCSD

Le service *HSCSD* (*High Speed Circuit Switched Data*) est un service de données en mode circuit, à débit élevé, qui consiste uniquement à allouer non plus un canal physique par

utilisateur et par trame *TDMA* mais plusieurs jusqu'à 4, soit la moitié de la trame. l'allocation des ressources se fait en mode circuit, par connexion et pour toute la durée de la connexion [4]. Cette allocation peut être asymétrique, c'est-à-dire offrir plus de débit dans un sens que dans l'autre.

À l'origine, les slots pouvaient être non consécutifs dans la trame, mais, pour des raisons de complexité d'implémentation dans les terminaux, les constructeurs de terminaux ont imposé une allocation contiguë. Le débit maximal offert par le *HSCSD* est de 57,6 Kbit/s, pour 4 slots à 14,4 Kbit/s. Même si ce débit est comparable à ceux obtenus avec des modems téléphoniques pour une connexion filaire, le *HSCSD* souffre d'un manque de souplesse et d'efficacité dans l'allocation de ressources radio.

Finalement, les constructeurs et les opérateurs n'ont pas investi dans les évolutions logicielles et matérielles à apporter aux terminaux et aux stations de bases pour incorporer le service *HSCSD* dans les réseaux *GSM*, car, en parallèle, était standardisé le *GPRS*, beaucoup plus Prometteur, qu'on va voir un peu plus en détails.

1.5. Le GPRS

Le *GPRS* (*General Packet Radio Service*) peut être considéré comme une évolution des réseaux *GSM* avant leur passage aux systèmes de troisième génération.

En termes de services et de débits, il s'approche des spécifications de l'*IMT 2000*. Toutefois, la transition du *GSM* au *GPRS* demande plus qu'une simple adaptation logicielle, à la différence du *HSCSD*.

Le *GPRS* s'inspire des usages devenus courants d'Internet : lors de la consultation de pages Web, une session peut durer plusieurs dizaines de minutes alors que les données ne sont réellement transmises que pendant quelques secondes, lors du téléchargement des pages.

Le trafic de données ainsi engendré est donc très sporadique, contrairement à celui de la voix, par exemple. La figure I.6 illustre les caractéristiques d'une session Web [5].

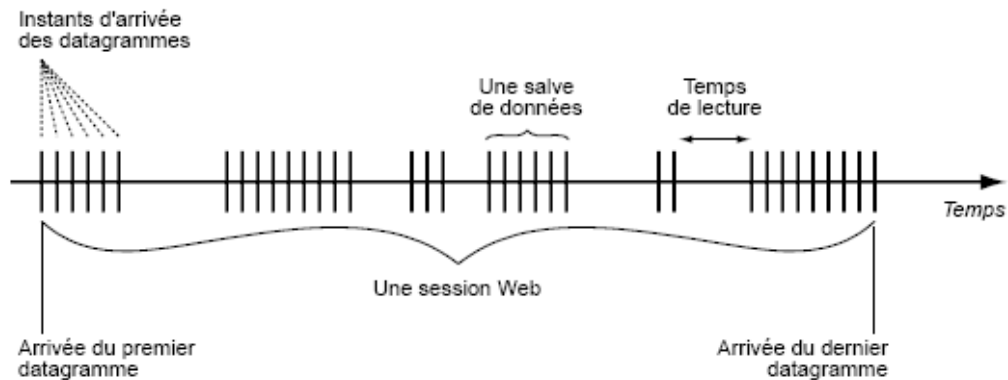


Figure 1.6 Caractéristiques d'une session Web

Dans ce type d'utilisation, les problèmes suivants peuvent se poser dans un réseau à commutation de circuits tel que le *GSM* :

- Monopolisation des ressources. Un certain nombre de ressources sont monopolisées dans tout le réseau pour un seul utilisateur et pendant toute la durée de sa session, alors que ces ressources ne sont qu'épisodiquement réellement utilisées. Il y a donc gaspillage des ressources, notamment des ressources radio, rares et chères, non utilisées à cent pour cent de leur capacité.
- Coût des communications. Basée sur le temps de connexion de l'utilisateur, le coût des communications tend à s'alourdir sensiblement du fait à la fois du téléchargement des données à relativement faible débit et du temps de lecture des pages d'information.
- Interconnexion lourde. Avec les réseaux paquets externes et donc avec Internet, la transmission de données en mode circuit nécessite des éléments d'adaptation spécifiques à la frontière du réseau de l'opérateur.

Le *GPRS* résout ces problèmes en définissant une architecture de réseau à commutation de paquets, qui permet de n'allouer des ressources à un utilisateur qu'au coup par coup, lorsqu'il a réellement des données à émettre ou à recevoir, et non durant toute la durée de sa connexion, ainsi que de facturer les communications au volume de données échangées (en kilobit) et non à la durée de connexion. De plus, le *GPRS* introduit de la flexibilité dans le choix du type de protection des données, offrant ainsi une plus grande variété de débits.

Le réseau *GPRS* et le réseau *GSM* fonctionnent en parallèle : le premier est utilisé pour le transport des données, et le second pour les services classiques de voix. Tous deux utilisent les mêmes équipements.

C'est ensuite qu'ils se distinguent. Le réseau cœur (*Core Network*) du *GPRS* est un réseau paquet interconnecté, pouvant être relié à divers types de réseaux de données fixes *IP* (*Internet Protocol*), *CLNP* (*Connection Less Network Protocol*), *X.25* ou *CONP* (*Connection Oriented Network Protocol*), ou encore à d'autres réseaux *GPRS*, exploités par d'autres opérateurs [4]. De son côté, le réseau cœur du *GSM* est relié au *RTC* (*Réseau Téléphonique Commuté*), national ou international, ou à un autre réseau *GSM*, exploité par un autre opérateur.

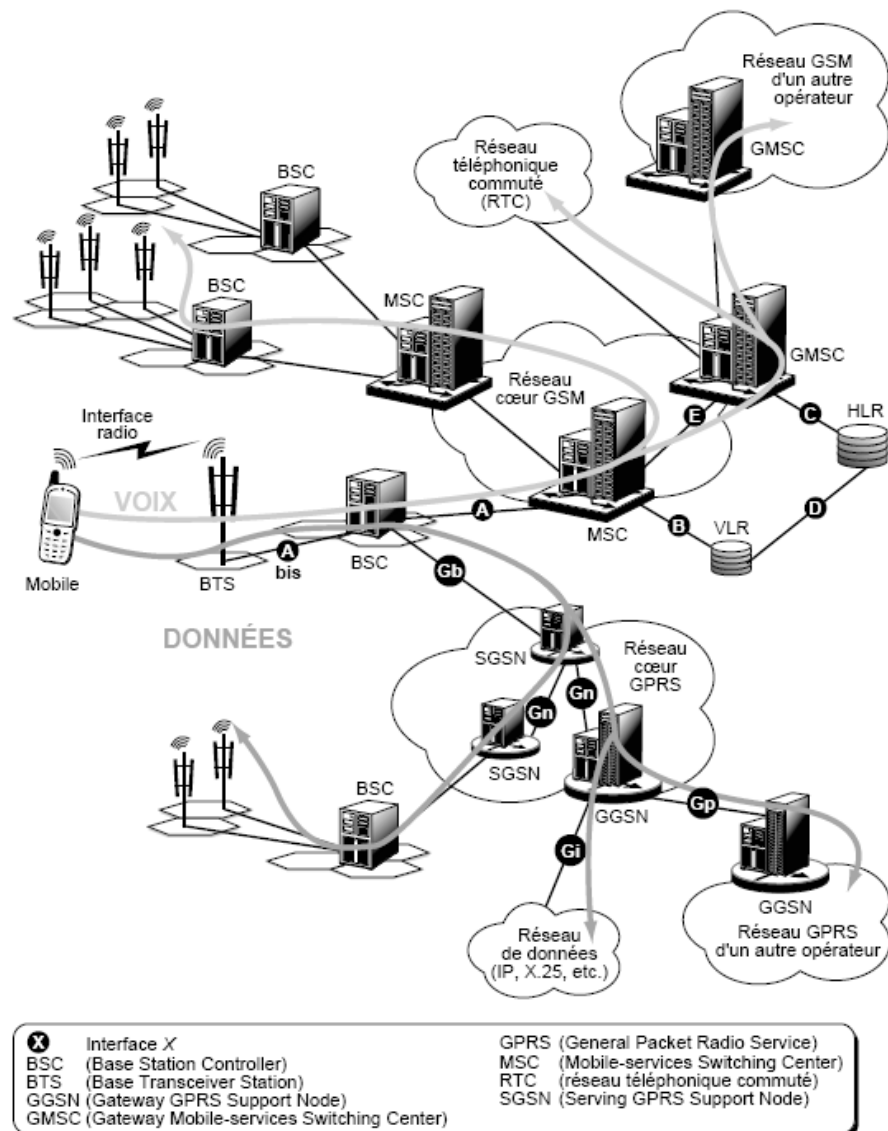


Figure I.7 : Architecture d'un réseau GPRS - GSM

De nouveaux éléments de réseau doivent donc être ajoutés au *GSM* pour offrir le *GPRS*. Ces éléments sont le *SGSN* (*Serving GPRS Support Node*) et le *GGSN* (*Gateway GPRS Support Node*), des routeurs paquets dotés de fonctionnalités dédiées à la gestion d'un réseau mobile.

Il est important de noter que, le réseau *GPRS* se greffe sur le réseau *GSM* existant, notamment pour la partie ressources de l'interface radio. Les deux réseaux utilisent les mêmes bandes de fréquences, les ressources que l'opérateur *GSM* planifiait auparavant uniquement pour le trafic de voix, déjà dense à certains endroits, doivent dorénavant être partagées entre le trafic de voix (*GSM*) et celui des données (*GPRS*).

En terme de service, le *GPRS* offre la possibilité de faire du point à point en mode avec connexion comme en mode sans connexion et du point à multipoint. Ce dernier peut être de type *broadcast* le service est distribué aux utilisateurs d'une même zone de couverture ou *multicast* semblable au *multicast* des réseaux *IP*, pour lequel le service est distribué aux utilisateurs d'un groupe, quelle que soit leur position géographique.

I.6. Le EDGE

En utilisant plusieurs *timeslots* dans le *HSCSD* et le *GPRS*, un utilisateur peut augmenter son débit. Le *GPRS* offre de surcroît différents taux de codage, permettant d'augmenter le débit lorsque les conditions de propagation sont correctes. Néanmoins, le débit brut sur un *timeslot* reste celui du *GSM*, c'est-à-dire environ 270 Kbit/s. *EDGE* (*Enhanced Data for GSM Evolution*) permet de s'affranchir de cette limite, moyennant l'introduction d'une nouvelle modulation, de nouveaux schémas de codage et la généralisation du principe de l'adaptation de lien (*link adaptation*).

EDGE peut s'appliquer au *HSCSD* et au *GPRS* ; Leur association est respectivement connue sous le nom *ECSD* (*Enhanced Circuit Switch Data*) et *E-GPRS* (*Enhanced-General Packet Radio Service*). Du fait du faible attrait des opérateurs pour le *HSCSD*, l'*ECSD* risque de disparaître devant l'*E-GPRS*, lequel est souvent considéré comme un système de troisième génération.

De leur côté, les principes d'*EDGE* ont été repris et adaptés pour l'évolution de l'*IS136*, le standard *TDMA* américain. Cette évolution est connue sous le nom d'*UWC136* ou d'*EDGE* compact.

EDGE est issu de la constatation que, dans un système cellulaire, tous les mobiles ne disposent pas de la même qualité de transmission. Le contrôle de puissance tente de pallier ces inégalités en posant aux mobiles favorisés une transmission moins puissante. Cela permet plutôt d'économiser les batteries des terminaux que d'augmenter les capacités de transmission. On verra au chapitre suivant que, dans les systèmes fondés sur un accès par répartition en code tel que *CDMA*, ce contrôle de puissance a un rôle autrement plus important.

EDGE permet à ces utilisateurs favorisés de bénéficier de transmissions plus efficaces, augmentant par conséquent le trafic moyen offert dans la cellule. En réalité, *EDGE* fait correspondre à chaque condition radio rencontrée le schéma de modulation et de codage, ou *MCS (Modulation and Codage Scheme)*, le plus approprié en regard de la qualité de service requise sur la liaison. Pour cela, *EDGE* a évidemment introduit de nouveaux *MCS*, en comparaison de ceux existant dans le *GSM* ou le *GPRS*.

I.7. Architecture du réseau GSM

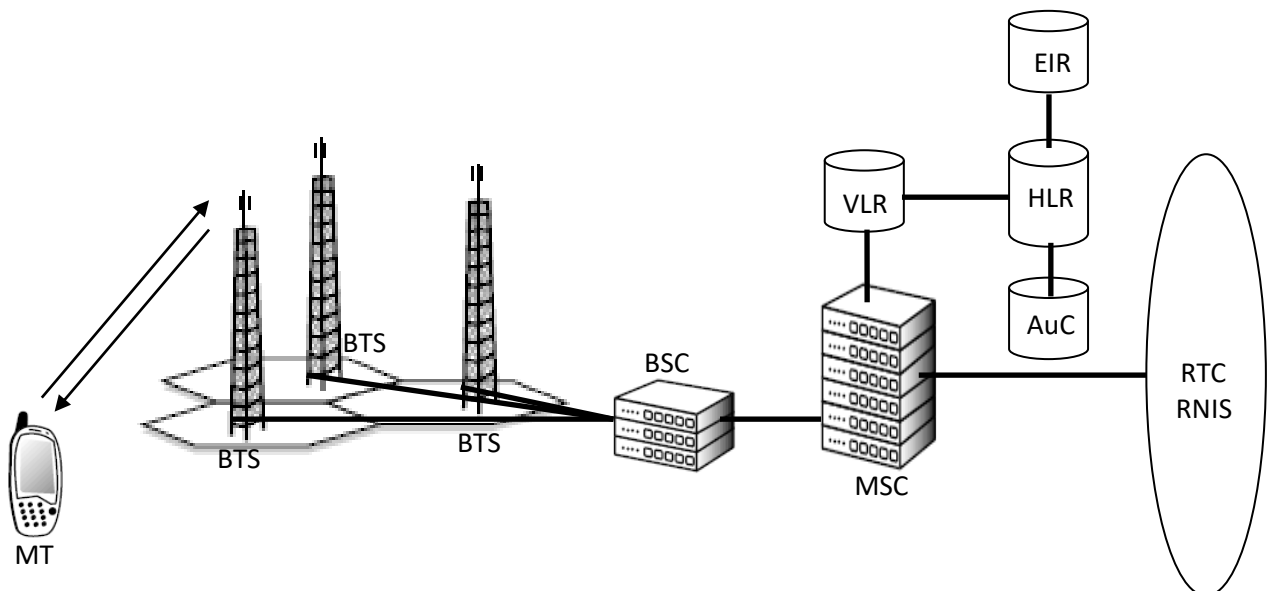


Figure I.8 : Architecture d'un réseau GSM

Comme illustré sur la figure I.8, l'architecture d'un réseau *GSM* peut être divisée en trois sous-systèmes :

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

MT : Mobile Terminal

HLR : Home Location Register

BTS : Base Transceiver Station

EIR : Equipment Identity Recorder

BSC : Base Station Controller

AuC : Authentication Center

MSC: Mobile Switching Center

OMC: Operation and Maintenance Center

VLR : Visitor Location Register

RNIS/ISDN : Integrated Service Digital Network

I.7.1. Le sous-système radio

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont le mobile, la station de base (*BTS, Base Transceiver Station*) et un contrôleur de station de base (*BSC, Base Station Controller*).

I.7.1.a) Le mobile

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

La principale fonction de la carte *SIM* est de contenir et de gérer une série d'informations. Elle se comporte donc comme une mini-base de données dont les principaux champs sont fournis dans le tableau I.1.

L'identification d'un mobile s'effectue exclusivement au moyen de la carte *SIM*. En effet, elle contient des données spécifiques comme le code *PIN (Personal Identification Number)* et d'autres caractéristiques de l'abonné, de l'environnement radio et de l'environnement de l'utilisateur.

L'identification d'un utilisateur est réalisée par un numéro unique (*IMSI, International Mobile Subscriber Identity*) différent du numéro de téléphone connu de l'utilisateur (*MSISDN, Mobile Station ISDN Number*), tous deux étant incrustés dans la carte *SIM*.

Paramètres	Commentaires
<i>Données administratives</i>	
PIN/PIN2 Personal Identification Number	Mot de passe demandé à chaque connexion
PUK/PUK2	Code pour débloquer une carte
Language	Langue choisie par l'utilisateur
Données liées à la sécurité	Commentaires
Clé Ki	Valeur unique, connue de la seule carte SIM et du HLR
CKSN	Séquence de chiffrement
Données relatives à l'utilisateur	Commentaires
IMSI International Mobile Subscriber Identity	Numéro international de l'abonné
MSISDN Mobile Station ISDN Number	Numéro d'appel d'un téléphone GSM
Données de roaming.	Commentaires
TMSI	Numéro attribué temporairement par le réseau à un abonné
Location updating status	Indique si une mise à jour de la localisation est nécessaire
Données relatives au réseau	Commentaires
Mobile Country Code (MCC), Mobile Network Code (MNC), etc.	Identifiants du réseau mobile de l'abonné
Numéros de fréquence absolus	Fréquences utilisées par le PLMN

Tableau.I.1 : Liste des informations contenues dans une carte SIM

1.7.1.b) La station de base (BTS)

La station de base est l'élément central, que l'on pourrait définir comme un ensemble émetteur/récepteur pilotant une ou plusieurs cellules. Dans le réseau *GSM*, chaque cellule principale au centre de laquelle se situe une station base peut-être divisée, grâce à des antennes directionnelles, en plus petites cellules qui sont des portions de celle de départ et qui utilisent des fréquences porteuses différentes. C'est la station de base qui fait le relais entre le mobile et le sous-système réseau. Comme le multiplexage temporel est limité à 8 intervalles de temps,

une station de base peut gérer tout au plus huit connections simultanées par cellule. Elle réalise les fonctions de la couche physique et de la couche liaison de données. En cas de besoin, on peut exploiter une station de base localement ou par télécommande à travers son contrôleur de station de base.

1.7.1.c) Le contrôleur de station de base (BSC)

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

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

Dans le même temps, le *BSC* remplit le rôle de relais pour les différents signaux d'alarme destinés au centre d'exploitation et de maintenance. Il alimente aussi la base de données des stations de base. Enfin, une dernière fonctionnalité importante est la gestion des ressources radio pour la zone couverte par les différentes stations de base qui y sont connectées. En effet, le contrôleur gère les transferts intercellulaires des utilisateurs dans sa zone de couverture, c'est-à-dire quand une station mobile passe d'une cellule à une autre. Il doit alors communiquer avec la station de base qui va prendre en charge l'abonné et lui communiquer les informations nécessaires tout en avertissant la base de données locale *VLR (Visitor Location Register)* de la nouvelle localisation de l'abonné. C'est donc un maillon très important de la chaîne de communication et il est, de plus, le seul équipement de ce sous système à être directement gérable (via l'interface *X25* qui le relie au sous-système d'exploitation et de maintenance).

1.7.2. Le sous-système réseau

Le sous-système réseau, appelé *Network Switching Center (NSS)*, joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous-réseau radio gère l'accès radio, les éléments du *NSS* prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes : chiffrement, authentification ou *roaming*.

Le NSS est constitué de :

- *Mobile Switching Center (MSC)*
- *Home Location Register (HLR)*
- *Visitor Location Register (VLR)*

1.7.2.a) Le centre de commutation mobile (MSC)

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio via l'interface A. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (*RTC*) ou de son équivalent numérique, le réseau *RNIS (ISDN en anglais)*. D'un point de vue fonctionnel, il est semblable à un commutateur de réseau *ISDN*, mis à part quelques modifications nécessaires pour un réseau mobile.

De plus, il participe à la fourniture des différents services aux abonnés tels que la téléphonie, les services supplémentaires et les services de messagerie. Il permet encore de mettre à jour les différentes bases de données (*HLR* et *VLR*) qui donnent toutes les informations concernant les abonnés et leur localisation dans le réseau.

Les commutateurs *MSC* d'un opérateur sont reliés entre eux pour la commutation interne des informations. Des *MSC* servant de passerelle (*Gateway Mobile Switching Center, GMSC*) sont placées en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une interopérabilité entre réseaux d'opérateurs.

1.7.2.b) L'enregistreur de localisation nominale (HLR)

Il existe au moins un enregistreur de localisation (*HLR*) par réseau (*PLMN*). Il s'agit d'une base de données avec des informations essentielles pour les services de téléphonie mobile et avec un accès rapide de manière à garantir un temps d'établissement de connexion aussi court que possible. Le *HLR* contient toutes les informations relatives aux abonnés : le type d'abonnement, la clé d'authentification *Ki* qui est connue d'un seul *HLR* et d'une seule carte *SIM*, les services souscrits, le numéro de l'abonné (*IMSI*), ... etc. Ainsi qu'un certain nombre de données dynamiques telles que la position de l'abonné dans le réseau (en fait, son *VLR* et l'état de son terminal (allumé, éteint, en communication, libre,...)). Les données dynamiques sont

mises à jour par le *MSC*. Cette base de données est souvent unique pour un réseau *GSM* et seules quelques personnes y ont accès directement.

1.7.2.c) L'enregistreur de localisation des visiteurs (VLR)

Cette base de données ne contient que des informations dynamiques et est liée à un *MSC*. Il y en a donc plusieurs dans un réseau *GSM*. Elle contient des données dynamiques qui lui sont transmises par le *HLR* avec lequel elle communique lorsqu'un abonné entre dans la zone de couverture du centre de commutation mobile auquel elle est rattachée. Lorsque l'abonné quitte cette zone de couverture, ses données sont transmises à un autre *VLR* ; les données suivent l'abonné en quelque sorte.

1.7.3. Le sous-système d'exploitation et de maintenance

Cette partie du réseau permet d'administrer un réseau *GSM*, cela consiste à évaluer ses performances et optimiser l'utilisation des ressources de façon à offrir un niveau de qualité aux usagers. Cette administration se fait à plusieurs niveaux

- Administration commerciale (déclaration des abonnés, terminaux, facturation...etc)
- Gestion de la sécurité (détection d'intrusion).
- Exploitation et gestion des performances (trafic).
- Contrôle de la configuration du système.
- La maintenance.

L'administration du réseau s'effectue par ce qui suit :

1.7.3.a) Le centre d'opération et de maintenance (OMC)

Permet une supervision locale des équipements.

1.7.3.b) L'enregistreur des identités des équipements (EIR)

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

un voleur sans qu'il ne puisse être repéré. Pour combattre ce risque, chaque terminal reçoit un identifiant unique (*International Mobile station Equipment Identity, IMEI*) qui ne peut pas être modifié sans altérer le terminal. En fonction de données au sujet d'un terminal, un opérateur peut décider de refuser l'accès au réseau. Tous les opérateurs n'implémentent pas une telle base de données.

1.7.3.c) Le centre d'authentification (AuC)

Lorsqu'un abonné passe une communication, l'opérateur doit pouvoir s'assurer qu'il ne s'agit pas d'un usurpateur. Le centre d'authentification remplit cette fonction de protection des communications. Pour ce faire, les normes *GSM* prévoient deux mécanismes :

1. Le chiffrement des transmissions radio. Remarquons qu'il s'agit d'un chiffrement faible, qui ne résiste pas longtemps à la crypto-analyse ! Ceci explique sans doute pourquoi, de nombreux toits de bâtiments de puissance étrangère sont équipés d'antennes servant exclusivement à la réception de signaux *GSM*.
2. L'authentification des utilisateurs du réseau au moyen d'une clé *Ki*, qui est à la fois présente dans la station mobile et dans le centre d'authentification.

L'authentification s'effectue par résolution d'un défi sur base d'un nombre *M* généré aléatoirement et envoyé au mobile. À partir de ce nombre, un algorithme identique (algorithme *A3*) qui se trouve à la fois dans la carte *SIM* et dans l'*AuC* produit un résultat sur base de la clé *Ki* et du nombre *M*. Dès lors, lorsqu'un *VLR* obtient l'identifiant d'un abonné, il demande, au *HLR* du réseau de l'abonné, le nombre *M* servant au défi et le résultat du calcul afin de le comparer à celui qui sera produit et envoyé par le mobile. Si les résultats concordent, l'utilisateur est reconnu et accepté par le réseau. Grâce à ce mécanisme d'authentification, un *VLR* peut accueillir un mobile appartenant à un autre réseau (moyennant un accord préalable entre opérateurs de réseau) sans qu'il ne soit nécessaire de divulguer la clé de chiffrement du mobile.

On peut dès lors distinguer trois niveaux de protection :

1. La carte *SIM* qui interdit à un utilisateur non enregistré d'avoir accès au réseau.
2. Le chiffrement des communications destiné à empêcher l'écoute de celles-ci.
3. La protection de l'identité de l'abonné.

I.8. Fonctions des réseaux cellulaires

I.8.1. Gestion de la mobilité (MM)

Dans un réseau de mobiles, un abonné peut se déplacer à différents endroits. Il demeure le plus souvent dans son domaine d'abonnement, mais il peut lui arriver d'en sortir. C'est ce que l'on appelle le *roaming*, ou itinérance. La gestion de la mobilité, ou *MM (Mobility Management)*, consiste à reconnaître la localisation de l'utilisateur, au moyen des deux fonctions essentielles d'enregistrement et de paging.

La figure I.9 illustre une architecture cellulaire avec les deux bases de données, *HLR* et *VLR*. La première, centrale et unique, enregistre le profil de l'utilisateur ainsi que les services auxquels il a souscrit. Chaque domaine d'abonnement possède son propre *HLR*, Selon les opérateurs. Chaque *HLR* possède un certain nombre de *VLR*. Ce second type de base de données se charge de suivre la mobilité de l'utilisateur dans sa zone de localisation.

À son arrivée dans un nouveau *VLR*, un utilisateur doit procéder à son enregistrement. Le *VLR* en informe son *HLR*. Ce dernier annule l'attachement de l'utilisateur au précédent *VLR* et met à jour sa nouvelle localisation. Dans le cas où le mobile est situé à l'extérieur de son réseau d'abonnement, le *HLR* qui reçoit l'enregistrement doit avertir son homologue détenant le compte de l'utilisateur. Une fois l'enregistrement effectué, le mobile n'est localisé qu'au niveau du *VLR*. Pour l'atteindre, il faut encore procéder au paging.

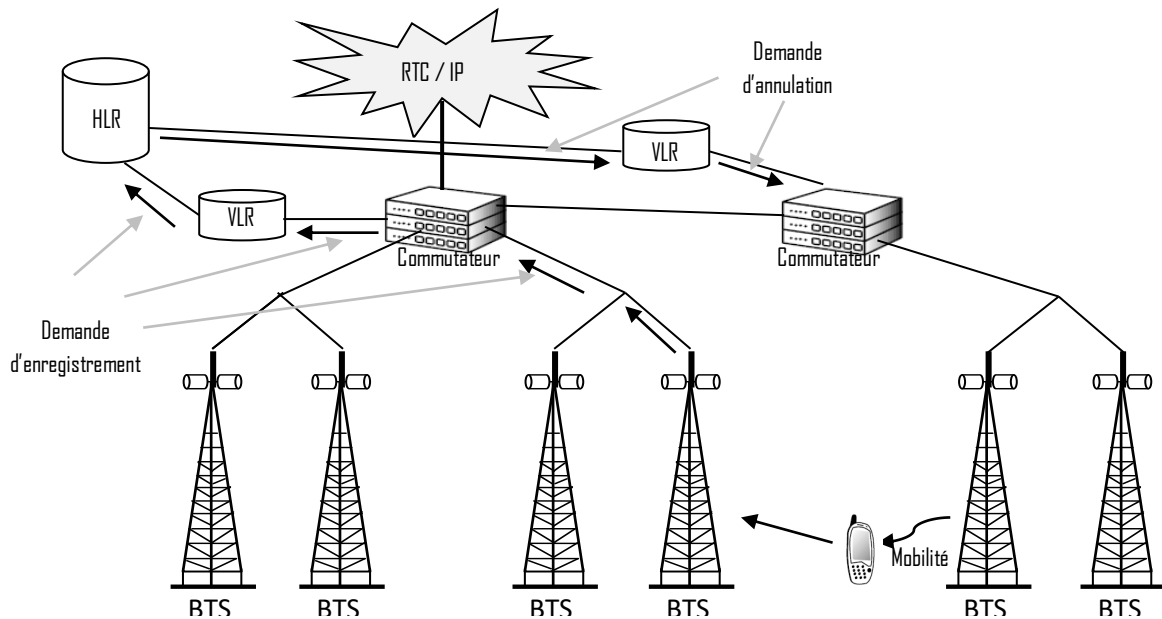


Figure I.9 : Déroulement d'une gestion de mobilité

L'opérateur détermine la taille de la zone d'enregistrement : si cette dernière est petite, il y aura beaucoup de paging et peu d'enregistrements ; si elle est grande, c'est le contraire qui se produit. En fonction de son budget, l'opérateur décide du meilleur compromis possible entre enregistrement et paging. D'un côté, il peut diminuer la zone de localisation et accélérer ainsi le repérage d'un utilisateur. D'un autre côté, la procédure d'enregistrement se pratique plus fréquemment, impliquant une augmentation de la signalisation sur l'interface radio.

I.8.2. Gestion des appels (CM)

La gestion des appels, ou *CM (Call Management)*, consiste à établir et stopper une connexion et se complète d'autres services offerts aux utilisateurs. Plusieurs procédures sont nécessaires pour cela. Souvent, le réseau cellulaire doit véhiculer l'information en se combinant avec différents réseaux publics. Pour pouvoir établir un appel, en effet, il faut un protocole de signalisation. Dans le cas des réseaux de deuxième génération, ou 2 G, le protocole utilisé est le SS7 (Signalling System number 7).

I.8.3. Gestion des ressources radio (RRM)

La gestion des ressources radio a pour objet d'assurer un lien radio entre le terminal et sa station de base. Deux mécanismes précédemment évoqués sont nécessaires à cette opération. Il faut tout d'abord choisir la fréquence porteuse la plus forte puis établir un contrôle de puissance destiné à diminuer les interférences avec les autres utilisateurs tout en réduisant l'énergie consommée.

I.9. La technologie UMTS

L'*UMTS* est l'acronyme de *Universal Mobile Telecommunications System*. Les systèmes de première et deuxième générations étaient considérés comme des systèmes de téléphonie mobile, donc la troisième génération se différencie des deux précédentes par le fait que l'on passe de téléphonie à la télécommunication ce qui sous-entend l'apparition de services multimédia à tout instant et en tout lieu.

L'*UMTS* est un système cellulaire de troisième génération qui fait partie de la famille *IMT 2000* et dont les spécifications techniques sont développées au sein du *3GPP* (*3rd Generation Partnership Project*). L'architecture de ce système est composée essentiellement d'un réseau terrestre d'accès radio, l'*UTRAN* (*Universal terrestrial Radio Access Network*) et d'un réseau cœur dérivé de celui spécifié pour la phase 2+ du *GSM*.

L'*UTRAN* utilise deux modes d'accès fondés sur la technologie *CDMA* large bande :

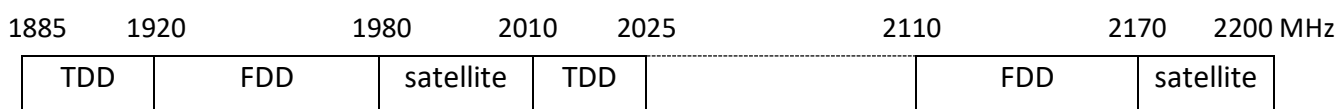
- L'*UTRA/FDD* (*Universal Terrestrial Radio Access/Frequency Duplex Division*).
- L'*UTRA/TDD* (*Universal Terrestrial Radion Access/Time Duplex Division*).

Atteignant 2 Mbits/s dans certaines conditions, les vitesses de transmissions offertes par les réseaux *UMTS* seront nettement plus élevées que celles des réseaux *GSM*, de la seconde génération, qui plafonneront vers 150 Kb/s avec *GPRS*. Mais contrairement au *GPRS* il n'est pas possible d'utiliser les mêmes fréquences que le *GSM*. Il est donc nécessaire d'attribuer de nouvelles fréquences.

I.9.1. Organisations de l' UMTS

I.9.1.a) Organisations fréquentielle de l' UMTS

Les bandes de fréquences allouées pour l'IMT 2000 sont 1885-2025 MHz et 2110-2200MHz, l'UMTS propose la répartition suivante :



TDD : Time Division Duplex FDD : Frequency division duplex

Figure I.10 : Utilisation de la bande de fréquence pour l'UMTS

I.9.1.b) Organisation temporelle de l' UMTS

L'organisation temporelle de l'UMTS est basée sur une supertrame de 720ms, comportant elle-même 72 trames de 10ms ; chaque trame de 10 ms est divisée en slots de 667 µs.

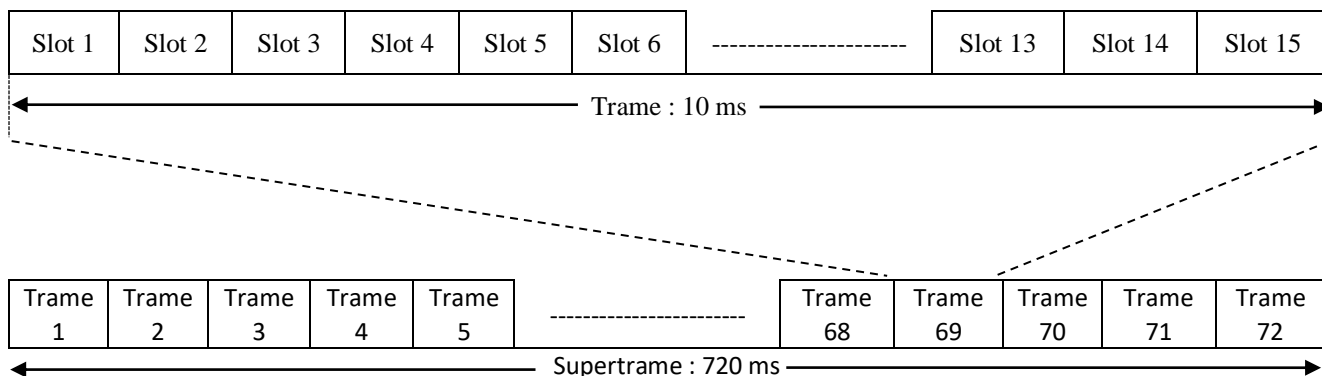


Figure I.11 : Structure de trame de l'UMTS

I.9.2. Caractéristiques de l' UMTS

Comme pour le réseau GSM, l'UMTS est divisé en cellules de tailles variables. On trouve : les macro-cellules, micro-cellules, pico-cellules, en fonction de la densité de population à servir. Il existe une extension qui permet un accès par satellite comme illustré sur la figure I.12.

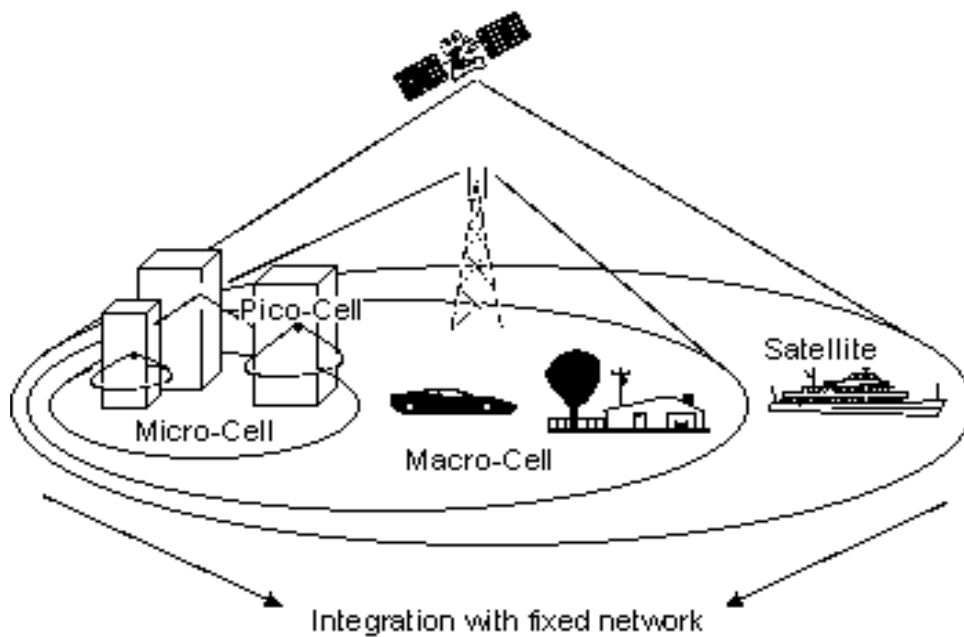


Figure I.12 : Hiérarchie des cellules d'un réseau UMTS

Le débit dépend de la vitesse de l'utilisateur supportée par une cellule particulière :

- Macro-cellule : 144 Kb/s pour 500 Km/h
- Micro-cellule: 384 Kb/s pour 120 Km/h
- Pico-cellule: 2 Mb/s pour 10 Km/h

I.9.3. Objectifs de l' UMTS

Les objectifs de l'UMTS sont nombreux. Parmi lesquels on peut citer :

- L'unification de l'ensemble des systèmes qui existent à travers le monde en la définition d'une norme internationale.
- La compatibilité avec les systèmes de 2^{ème} génération de part les services offerts à l'utilisateur (télé-services et services supplémentaires), transparence du réseau pour l'utilisateur (l'utilisateur ne doit pas se rendre compte qu'il passe d'un réseau à un autre).
- Supporter le multimédia : les terminaux auront la capacité d'accepter simultanément des services de natures différentes (voix, visiophonie, navigation web, transfert de fichiers, ...etc.).

- Augmenter les débits supportés par le réseau par rapport au réseau de 2ème génération.
- Proposer quatre classes de services en prenant en compte 3 contraintes (le délai de transfert de l'information, la variation du délai de transfert des informations et la tolérance aux erreurs de transmission).

I.9.4. Architecture de l'UMTS

Le réseau *UMTS* est composé d'un réseau cœur (*Core Network*) qui est responsable de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes, et d'un réseau d'accès radio (*Radio Access Network*), qui supporte toutes les fonctionnalités radio[6]. L'interface entre le réseau d'accès et le réseau cœur a été définie d'une manière aussi générique que possible afin d'être capable de connecter des réseaux d'accès de technologies différentes au réseau cœur de l'*UMTS* comme les réseaux *SRAN* (*Satellite Radio Access Network*), et l'*UTRAN* (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). La figure I.13 illustre l'architecture généralisée d'un réseau *UMTS*.

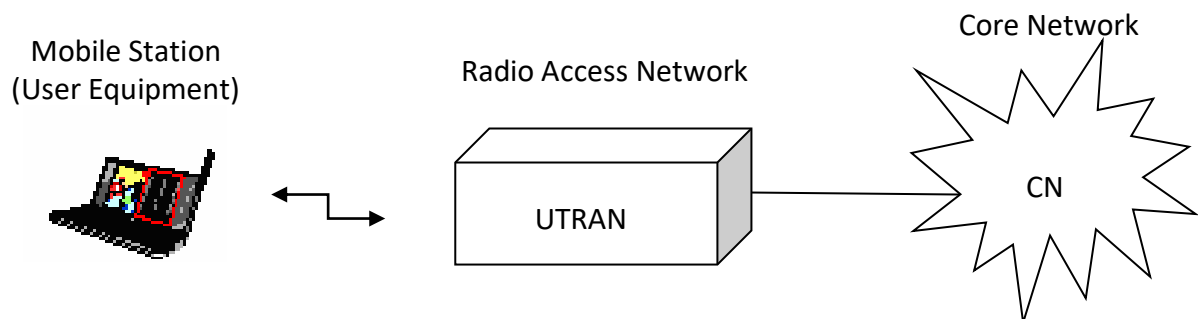


Figure I.13 : Architecture générale d'un réseau UMTS

I.9.4.a) L'équipement d'utilisateur UE (User Equipment)

Représente l'équipement avec lequel l'utilisateur peut accéder aux différents services fournis par le réseau *UMTS* à travers l'interface radio *UTRAN*.

I.9.4.b) L'interface radio de l'UMTS

L'interface radio de l'*UMTS* se nomme *UTRAN* (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). Cette interface a été conçue pour utiliser efficacement les fréquences radio et

supporter un service de qualité dans tous les environnements physiques dans lesquels la communication mobile s'effectue aujourd'hui : à l'intérieur des bâtiments, à l'extérieur dans des zones urbaines et dans des zones rurales à faible densité de population, en se déplaçant même à haute vitesse dans un train [8]. Les accords au sein de l'*ETSI* ont également défini que la méthode *CDMA* sera utilisée dans l'opération *FDD* des fréquences avec parité et qu'une méthode hybride *TDMA-CDMA* ne sera utilisée dans l'opération *TDD* sur les fréquences sans parité.

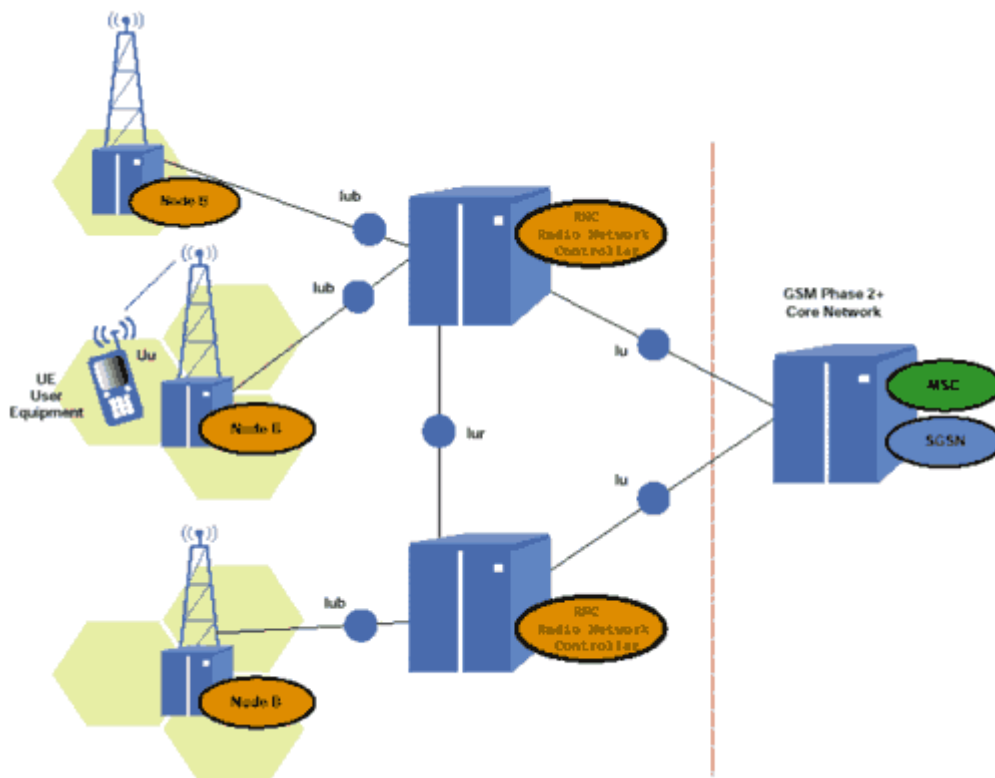


Figure I.14 : Réseau d'accès UMTS - Terrestrial Radio Access Network

L'*UTRAN* se compose de :

1. Le nœud B (Node B)

Il assure la communication radio entre les équipements usagers et l'*UTRAN*. Ces fonctions sont principalement des tâches de niveau couche physique. C'est le nœud B qui va s'occuper entre autres de l'entrelacement, du codage et décodage canal pour la correction d'erreurs, de l'adaptation du débit et de la modulation *QPSK*. Il va permettre notamment :

- Le contrôle de puissance. Lors de celui-ci il, le nœud B va prélever quelques mesures sur le signal reçu et va envoyer une commande pour que l'*UE* adapte sa puissance [7]. Cela permet une meilleure autonomie pour l'équipement usager ainsi qu'une limitation des interférences dans une même cellule. Cette limitation des interférences est particulièrement importante car les performances du *CDMA* y sont directement liées.
- Du point de vue du handover (changement de canal physique lorsqu'on se déplace) le nœud B joue un rôle actif. Il envoie les mesures nécessaires au *RNC* pour que celui-ci détermine le besoin d'un handover. Grâce au *CDMA* en *UMTS*, plusieurs cellules adjacentes peuvent utiliser la même fréquence porteuse et donc contrairement au *GSM*, lors du passage d'une cellule à l'autre il n'y a plus aucune interruption de la communication. C'est ce qu'on appelle le soft handover (en *GSM* c'est du hard handover). Notre *UE* pourra communiquer simultanément avec plusieurs nœuds B, c'est ce qu'on appelle la macrodiversité. La macrodiversité permet d'augmenter significativement la qualité lors des communications et permet ce soft handover.

2. Le contrôleur du réseau radio (Radio Network Controller)

Il contrôle les ressources radio dont il dispose. Il possède une fonction équivalente au *BSC* des réseaux *GSM*, fait le routage des communications entre le nœud B et le réseau cœur d'une part et la supervision du Nœud B d'autre part [7].

Il regroupe les fonctionnalités de niveau 2 et 3 du modèle *OSI* :

- Le contrôle de puissance en boucle externe.
- Le contrôle du handover.
- Le contrôle de l'admission des mobiles au réseau et la gestion de la charge.
- L'allocation de codes *CDMA*.
- Le séquençement de la transmission de données en mode paquet.
- La combinaison/distribution des signaux provenant ou allant vers différents nœuds B dans une situation de macrodiversité.

Selon son rôle fonctionnel, le RNC est dénommé *CRNC (Controlling)*, *SRNC (Serving)* ou *DRNC (Drift)*. Le *CRNC* est responsable de la charge et de la gestion de la congestion de ses propres cellules, et il exécute également le contrôle de l'admission et l'allocation de codes pour les nouveaux liens radio établis dans ces cellules. En général un même équipement *RNC* peut réaliser ces trois rôles.

Les principales fonctions réalisées par l'*UTRAN* :

- Le transfert des données générées par l'utilisateur, fonction principale de l'*UTRAN*. Il sert de passerelle entre *UE* et réseau cœur, et ceci grâce aux interfaces *Uu* et *Iu*.
- Les fonctions liées à l'accès au réseau. Elles permettent de gérer l'admission au réseau, le contrôle de la congestion du réseau et de la diffusion des informations système.
- Fonctions liées à la sécurité. Elles gèrent la confidentialité et la protection des informations échangées par l'interface radio en appliquant les algorithmes de chiffrement et d'intégrité.
- Fonctions liées à la mobilité. Elles regroupent tout ce qui est handover, relocalisation du *SRNS*, estimation de la position géographique.
- Fonctions liées à la gestion des ressources radio. Cela concerne les fonctions d'allocation et de maintien des ressources radio nécessaires à la communication.
- Synchronisation. L'*UTRAN* est en charge du maintien de la base de temps de référence.
- Dans chaque cellule sur laquelle tout terminal mobile doit s'aligner pour transmettre et recevoir des informations.

1.9.4.c) Le réseau cœur de l'UMTS (Core Network)

Il représente la partie responsable de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes. Le réseau cœur comprend, en plus du *GPRS*, le système *CAMEL Application Part*, qui permet l'introduction du *VHE UMTS (Virtual Home Environment)*, c'est-à-dire de services spécifiques à l'opérateur (supervision, cartes prépayées).

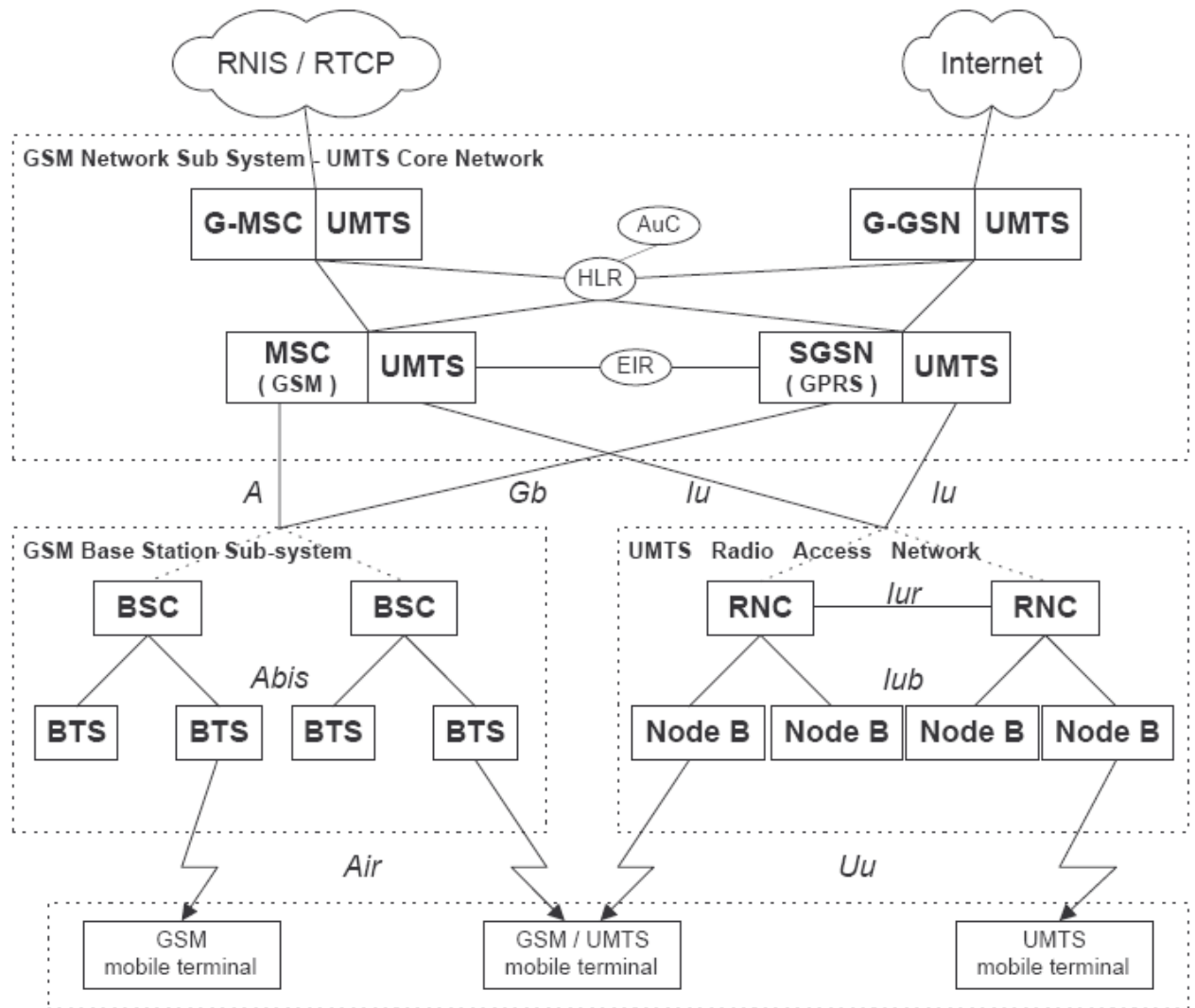


Figure I.15 : Architecture du réseau UMTS

I.9.5. Gestion de la mobilité

Lorsque la connexion est établie entre L'UTRAN et l'UE, la gestion de la mobilité ne revient plus au réseau cœur, mais au SRNC. C'est lui qui va suivre les déplacements de l'UE à la cellule près. Cependant, lorsque cet UE change trop souvent de cellule, le SRNC peut le placer dans un autre état radio, celui de l'URA, une zone de localisation de plusieurs cellules qui n'est pas connue du réseau cœur. Pour identifier les données émises par un UE et gérer sa mobilité, l'UTRAN utilise des identificateurs (trois identificateurs pour associer un UE à un SRNC, CRNC et DRNC unique et un identificateur pour l'identifier de façon unique dans l'UTRAN) [6].

Notons que la gestion de la mobilité indépendamment du réseau cœur rend plus efficace la gestion des ressources radio et minimise les échanges de signalisation entre le mobile et le réseau cœur [6]. On introduit ici le concept d'*URA* (*UTRAN Registration Area*).

Conclusion

Le *GSM* a connu un très grand succès avec la téléphonie mobile et a naturellement évolué vers le transfert de données, en commençant par réutiliser l'architecture définie pour la téléphonie. Ses premiers services ont été le fax et le transfert de données à faible débit en mode circuit.

Les limitations en débit du *GSM* ont été vite repoussées par le *HSCSD*, qui autorise l'allocation de plusieurs time-slots à un utilisateur, multipliant d'autant son débit. L'architecture du réseau restait toutefois toujours dévolue au monde de la téléphonie, inadaptée au transfert des données.

Le *GPRS* est alors apparu pour offrir plusieurs slots à un utilisateur ainsi qu'un partage dynamique de la ressource radio et un réseau fixe complètement adapté au transfert de paquet. En dotant l'interface radio de schémas de modulation et de codage plus efficace, *EDGE* ouvre enfin le *GSM* aux systèmes de troisième génération. Les débits et plus généralement les services qu'offre *E-GPRS* respectent le cahier des charges de l'Union Internationale des Télécommunications (*IUT*) des systèmes *3G*.

Ces évolutions vont vraisemblablement permettre de répondre aux exigences des utilisateurs rapidement et à un coût modéré. Néanmoins, à plus long terme, opérateurs, constructeurs et utilisateurs devront investir dans une véritable troisième génération, telle que l'*UMTS*, pour réaliser un réseau de mobiles pleinement comparable à un réseau filaire.

II.1. Introduction

Dans les réseaux de mobiles, la transmission radio passe par l'interface radio, que se partagent les utilisateurs d'une même cellule. Plusieurs méthodes permettent aux mobiles d'accéder à la ressource radio. Ces méthodes ont toutes pour principe de diviser la bande de fréquences, généralement très limitée, en plusieurs canaux physiques assurant la communication tout en respectant les contraintes permettant d'éviter les interférences. Les technologies d'accès jouent un rôle prépondérant dans la qualité de service à offrir dans un réseau mobile. Cette qualité de service s'exprime par la capacité à transmettre. L'amélioration de cette capacité se reflétera sur la capacité globale du réseau. Dans ce chapitre, nous présenterons la technologie d'accès multiple comme une approche optimisée pour l'exploitation du spectre radio qui constitue une ressource rare dans les réseaux mobiles. Nous commencerons la première partie par l'explication du concept de canaux physiques ainsi que la définition de la bande de fréquences, et dans la deuxième partie nous ferons un tour sur les méthodes d'accès radio qui ont marqué les systèmes mobiles. Les trois principales méthodes d'accès : le *FDMA* (Frequency Division Multiple Access), *TDMA* (Time Division Multiple Access), et le *CDMA* (Code Division Multiple Access) seront explicitées ; Enfin et dans la troisième partie, nous présenterons les différents protocoles existant dans la chaîne de transmission radio mobile *GSM*, en faisant le tour des différentes interfaces d'accès, arrivant jusqu' à la typologie des paquets d'où on définit les différents types de burst.

II.2. Bandes de fréquences

II.2.1. Description du canal physique

Dans un système de transmission, chaque communication consomme une ressource physique dont le volume dépend de la quantité d'informations à envoyer. Sur l'interface radio, la ressource est le canal physique [9]. Le système commence par définir ce canal, puis il planifie la distribution des canaux sur les différentes cellules à l'aide de mécanismes d'allocation de ressources. L'ensemble des ressources disponibles forme la bande passante. Cette bande est divisée en plusieurs ensembles de canaux radio non interférents. Ces canaux peuvent être utilisés simultanément, à condition qu'ils garantissent une qualité acceptable.

Dans un réseau de téléphonie mobile, deux techniques de multiplexage sont mises en œuvre : le multiplexage *fréquentiel* (Frequency Division Duplex), et le multiplexage *temporel* (Time Division Duplex).

II.2.1.a) Multiplexage fréquentiel

Les réseaux de téléphonie mobile occupent deux bandes de fréquence, l'une est utilisée pour la voie montante (Uplink), l'autre pour la voie descendante (Downlink). Dans le cas du *GSM* ces bandes sont de 890 à 915 MHz pour le Uplink, et de 935 à 960 MHz pour le Downlink. Il est également défini que chaque porteuse de cellule possède une densité spectrale confinée dans une bande de 200 KHz, ce qui signifie que, théoriquement, on peut disposer de 124 canaux. Aussi, si on indique par F_U les fréquences porteuses montantes et par F_D les fréquences porteuses descendantes, les valeurs de fréquence porteuse valent :

$$F_U(n) = 890,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]}$$

$$F_D(n) = 935,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]}$$

où $1 \leq n \leq 124$. Connaissant les canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel en attribuant un certain ensemble de fréquences porteuses par opérateur *GSM*. L'opérateur alors choisit son plan de fréquences en allouant une ou plusieurs fréquences par station de base.

II.2.1.b) Multiplexage temporel

Tant pour des questions d'interférences électromagnétiques que pour des raisons d'augmentation de capacité, le multiplexage fréquentiel se double d'un multiplexage temporel. Le multiplexage temporel consiste à diviser chaque canal de communication en 8 intervalles de temps de 0,577 ms chacun (voir la figure II.1); On définit dès lors une trame élémentaire de 8 intervalles pour une durée de $8 \times 0,577 = 4,615$ ms.

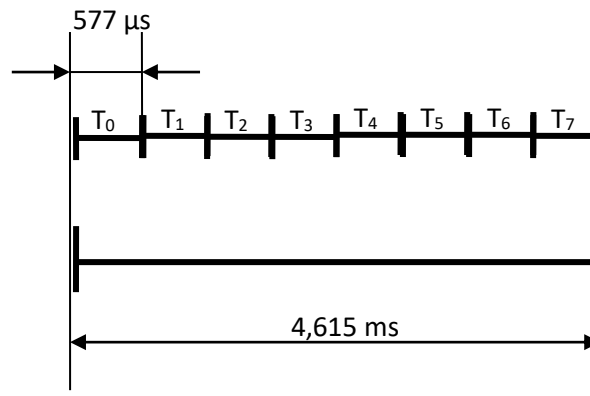


Figure II.1 : Structure d'une trame élémentaire de huit intervalles

Comme il est exclu de transmettre toutes les informations en une fois, il faut découper l'information et la transmettre au moyen de plusieurs trames consécutives [9]. La norme GSM prévoit une organisation spécifique de structure hiérarchique de trames. Cette hiérarchie est bien définie sur la figure II.2. Les trames sont regroupées comme suit :

- 1 multiframe de type 26 = 26 trames TDMA élémentaires.
- 1 multiframe de type 51 = 51 trames TDMA élémentaires.
- 1 supertrame de type 26 = 26 multiframe.
- 1 supertrame de type 51 = 51 multiframe.
- 1 hypertrame = 2048 supertrames = 2.715.648 trames.

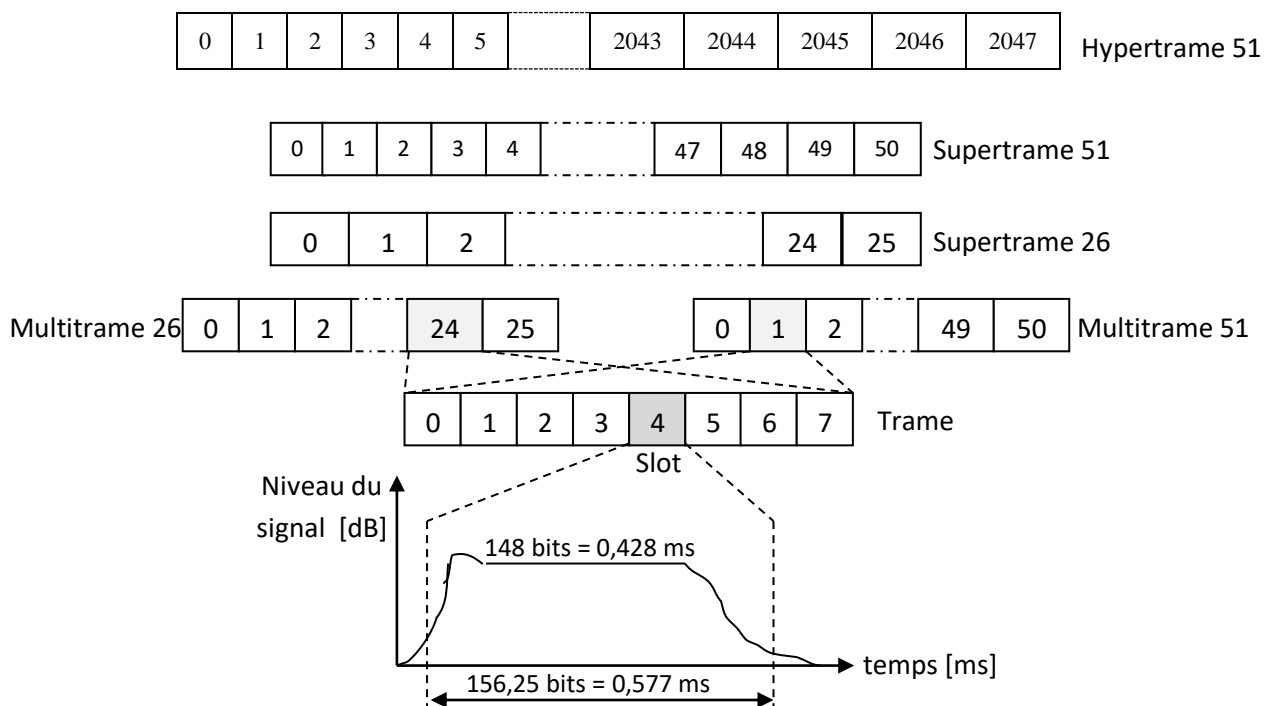


Figure II.2 : Organisation des multiples de trames

La figure II.3 présente le format des bits transmis pendant un 'time slot'. Il comprend un train de 148 bits d'une durée de 3,7 μ s chacun, ce qui correspond à 547,6 μ s. Ce train de 148 bits est appelé 'burst' et il comporte :

- 2 séries de 58 bits contenant l'information utile (voix numérisée ou données).
- 2 séries de 3 bits de synchronisation en début et en fin du *time slot*.
- 1 séquence de 26 bits fixes (connus du téléphone mobile et de la *BTS*) sont utilisés pour corriger l'altération des signaux due aux trajets multiples. La durée d'un *time slot* étant de 577 μ s, le train de 148 bits est en fait suivi d'une interruption de la transmission appelée bande de garde '*Guard period*', d'une durée de 29,4 μ s, et dont le but est de séparer le contenu de 2 *time slots* successifs.

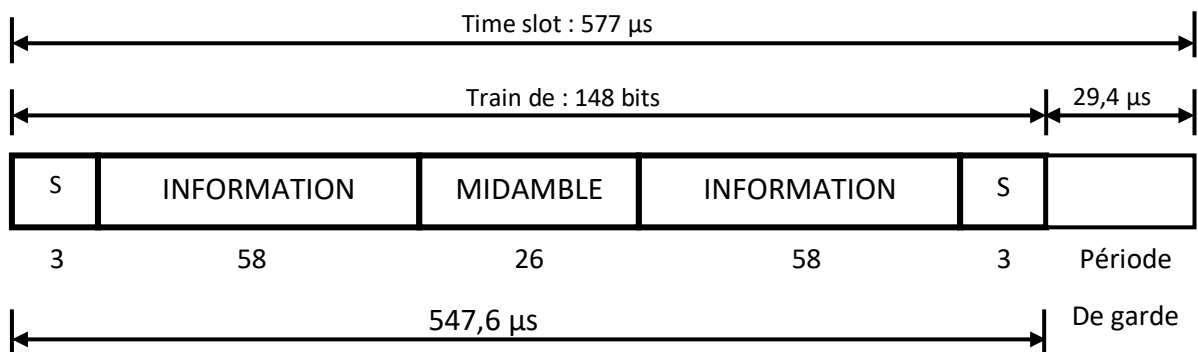


Figure II.3 : Structure d'un 'Burst' GSM

II.3. Techniques d'accès Multi-Utilisateurs

Dans un réseau mobile, la bande de fréquences disponibles est divisée en canaux discrets affectés en groupes à des cellules couvrant une région géographique. Le spectre radio constitue une ressource tellement rare et précieuse, qu'on ne permet pas de garder une connexion permanente entre le terminal mobile et la station de base. Cela nous amène à penser à une stratégie de partager cette ressource entre les divers usagers [10]. Ce partage doit être optimisé en vue de maximiser la capacité des usagers supportés. Des techniques d'accès multiple sont alors mises en place pour permettre à plusieurs utilisateurs de partager efficacement la bande radio disponible. Ces techniques sont divisées en :

- Accès Multiple à Répartition en Fréquence *AMRF (FDMA : Frequency Division Multiple Access)*
- Accès Multiple à Répartition dans le Temps *AMRT (TDMA : Time Division Multiple Access)*
- Accès Multiple à Répartition de Code *AMRC (CDMA : Code Division Multiple Access)*

II.3.1. Accès Multiple à Répartition en Fréquence (FDMA)

La technologie FDMA, ou accès multiple à répartition en fréquences, et comme son nom l'indique, permet de diviser la bande de fréquence en sous bandes de largeur étroite. Chacune est placée sur une fréquence dite porteuse (carrier), qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter que le signal d'un seul utilisateur [2]. Des bandes de garde sont alors utilisées pour séparer les canaux adjacents et minimiser les interférences. Le système de communication *AMPS* qui était implanté aux Etats-Unis, et qui opérait sur les bandes de fréquences 824 – 849 Mhz et 869 – 894 Mhz avec une largeur de canal de 30 Khz, constitue un exemple de système ayant adopté cette technique d'accès multiple. Cette technologie d'accès multiple présente plusieurs avantages comme :

- L'augmentation de la capacité offerte peut être assurée grâce à la réduction du débit supporté et à l'utilisation des techniques de codage efficaces.
- La conception technologique *FDMA* est relativement simple. Son implémentation peut être pensée autour d'une gestion de la ressource pour satisfaire les exigences de la qualité de service de la voix.

Toutefois, la technologie *FDMA* présente certaines limites :

- La technologie *FDMA* ne présente pas de différence significative par rapport aux systèmes analogiques, puisque l'augmentation de la capacité est tributaire de la réduction des facteurs signal/interférence et signal/bruit.
- Le débit maximum supporté par un canal est fixe et limité, ce qui restreint les perspectives des services qui peuvent être offerts en adoptant cette technologie d'accès, particulièrement ceux des futurs systèmes mobiles qui sont exigeants en débit binaire.

La figure II.4, présente les caractéristiques de la technique d'accès *FDMA*. Nous distinguons, au niveau de cette figure, un découpage principal de la bande de fréquence en deux parties pour couvrir les liens montant et descendant. Ensuite, un découpage secondaire de ces deux bandes radio en canaux séparés par des bandes de garde.

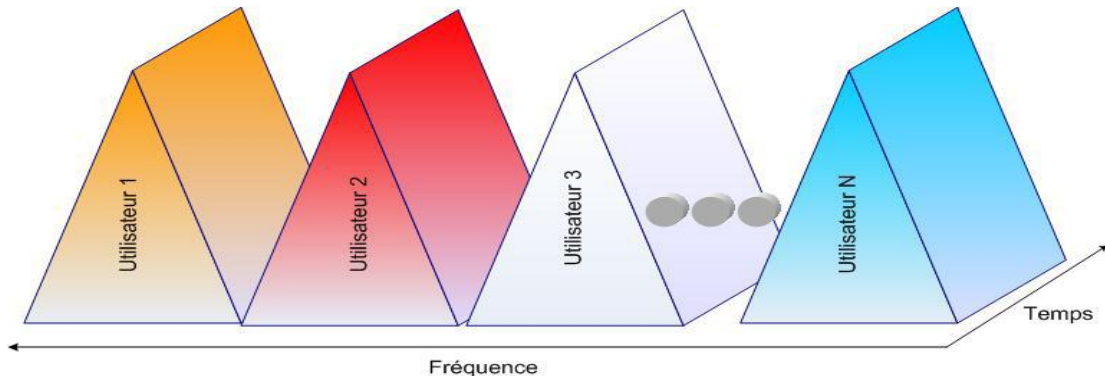


Figure II.4 : Accès multiple à répartition en fréquence (FDMA).

II.3.2. Accès Multiple à Répartition dans le Temps (TDMA)

Alors que la technique d'accès multiple *FDMA* permet le partage du spectre radio entre les usagers grâce à une division de la bande de fréquences. La technique *TDMA*, ou accès multiple à répartition dans le temps, offre la totalité de la bande de fréquences à chaque utilisateur pendant une fraction de temps donnée, dénommée *slot* (intervalle) [11]. L'émetteur de la station mobile stocke les informations avant de les transmettre sur le slot, autrement dit dans la fenêtre temporelle qui lui a été consacrée. Les différents slots sont regroupés en une trame ; le système offre ainsi plusieurs voies de communication aux différents utilisateurs. La succession des slots dans les trames forme le canal physique de l'utilisateur, comme illustré à la figure II.5. Le récepteur enregistre les informations à l'arrivée de chaque slot et reconstitue le signal à la vitesse du support de transmission.

Cette technique d'accès présente de nombreux avantages :

- L'offre d'une certaine flexibilité quant aux débits supportés, non seulement à travers l'allocation multiple des canaux, mais aussi par rapport aux usagers qui sollicitent le système.

- La distinction des bandes étroites grâce à la synchronisation temporelle qui évite d'augmenter le coût des terminaux mobiles.
- Le découpage du message en trames, ce qui offre à la fois une meilleure gestion et un meilleur contrôle de débit et d'erreur.
- L'utilisation optimisée et efficace du spectre radio : plus besoin de bandes de garde entre les sous bandes.
- La transmission de chaque signal avec un temps de garde approprié pour garantir la synchronisation.

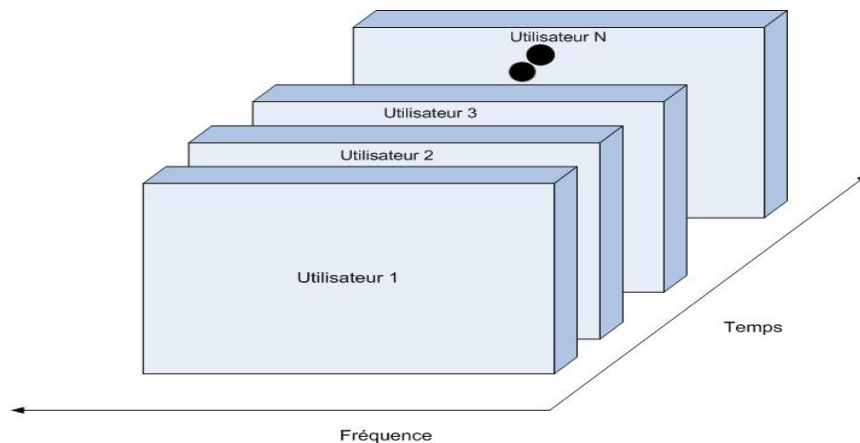


Figure II.5 : Accès multiple à répartition dans le temps TDMA.

La technologie *TDMA* présente toutefois certaines limites :

- Elle exige un pic en puissance lors de la transmission sur le lien montant, ce qui réduit considérablement son autonomie.
- Elle nécessite la synchronisation du signal à la réception pour délimiter les trames et extraire les messages.

Le *TDMA* s'applique principalement à la transmission de signaux numériques, contrairement au *FDMA*, conçu pour une transmission analogique. Toutefois, la combinaison des deux techniques est envisageable. La figure II.6 illustre une bande de fréquences déjà divisée par le *FDMA* en sous bandes centrées autour de différentes porteuses. Chaque sous bande est ensuite partagée en slots, suivant la technique *TDMA*, ce qui permet d'augmenter considérablement le nombre d'utilisateurs dans le réseau.

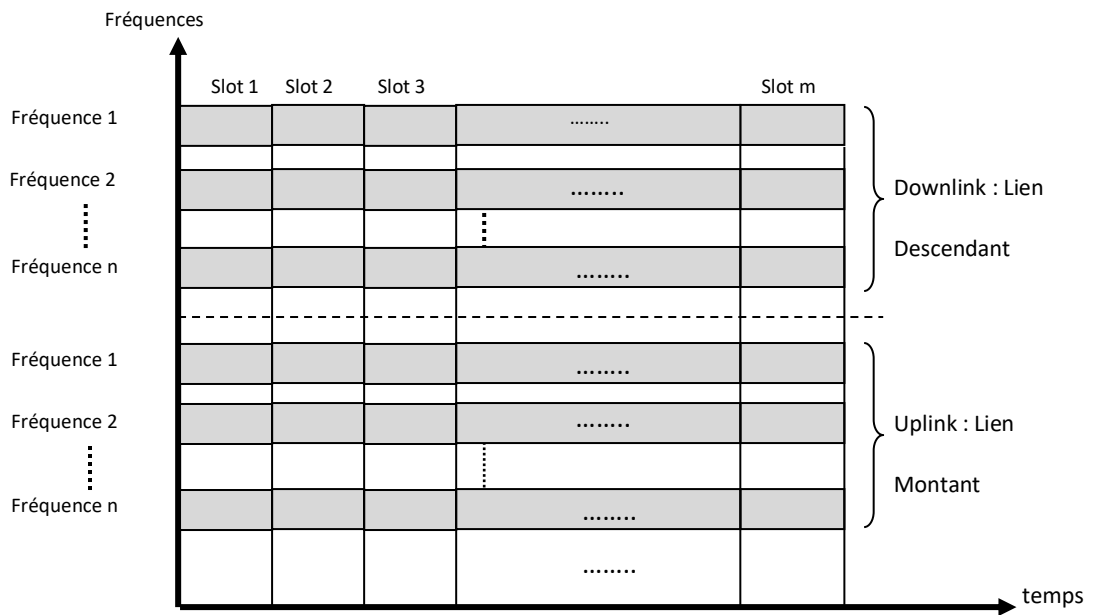


Figure II.6 : Combinaison des deux techniques TDMA et FDMA.

Cette figure illustre aussi la répartition des fréquences ainsi que leur utilisation à travers le temps. Le *slot* constitue une unité d'allocation exclusive de la bande de fréquence à un usager durant un intervalle de temps. Cette allocation temporelle du canal de communication est effectuée de façon identique sur les liens montant et descendant.

II.3.3. Accès Multiple à Répartition de Code (CDMA)

Conformément aux standards *IS-95A/J-STD-008*, les principales caractéristiques d'un système *CDMA* s'articulent non seulement autour d'aspects techniques relatifs à la capacité et la qualité de service, mais aussi autour des aspects économiques relatifs aux coûts d'établissement et d'exploitation d'un système [11]. En effet, la capacité projetée par un système *CDMA* est plus importante que celle offerte par d'autres systèmes analogiques ou numériques. Cette capacité relève des techniques et des schémas de codage et de modulation adoptés, du facteur d'activité de la voix, de la sectorisation radio ainsi que de la réutilisation entière du spectre radio dans chaque cellule ou dans chaque secteur.

La technique *CDMA*, ou accès multiple à répartition de code, autorise l'allocation de la totalité de la bande de fréquences (voir la figure II.7), de manière simultanée, à tous les utilisateurs d'une même cellule. Pour ce faire, un code binaire spécifique est octroyé à chaque utilisateur. L'utilisateur se sert de son code pour transmettre l'information qu'il désire

communiquer en format binaire d'une manière orthogonale, c'est-à-dire sans interférence entre les signaux aux autres communications. En *CDMA*, chaque utilisateur dispose de toute la largeur de la bande passante. L'attribution de différents codes permet une réutilisation de la même fréquence dans les cellules adjacentes. Cela offre un avantage considérable à cette méthode par rapport aux deux autres techniques le *TDMA* et le *FDMA*.

Le principe de cette technique consiste à faire appel à une opération dite d'étalement de spectre (*spreading spectrum*) sur une largeur de bande supérieure à celle du signal utile, afin de le rendre invisible pour les autres utilisateurs de la même bande de fréquence. L'émetteur produit l'information originale avec le code. Cette dernière est codée et est transmise à travers la ressource radio. Arrivant au récepteur, l'information originale sera régénérée en utilisant le même code de manière synchrone. En isolant toutes les séquences provenant des autres utilisateurs, le signal original peut alors être extrait.

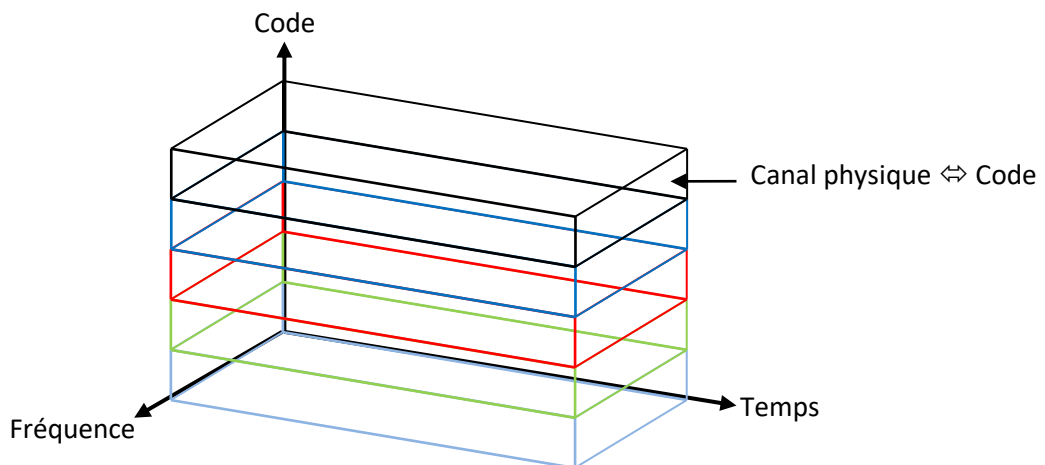


Figure II.7 : Accès Multiple à répartition de code

Dans le même ordre d'idées, un système *CDMA* fournit une qualité de service qui garantit une robustesse qui corrige le défaut de fiabilité qui caractérise le lien radio. Grâce à cette méthode d'accès radio, les défauts du lien radio qui limitent les performances des systèmes à bandes étroites sont exploités pour offrir une meilleure capacité au système.

En fait, des phénomènes tels que l'atténuation, la dégradation de la qualité du signal, les procédures de relève répétitives sont gérées efficacement au sein de la technique *CDMA*. D'abord, au niveau de la relève, l'élimination de l'effet *Ping-Pong* est assurée par une procédure propre à *CDMA*. Cette procédure permet de maintenir une double connexion entre le

terminal mobile et la cellule cible d'une part, et l'ancienne cellule d'autre part. De ce fait, elle est capable d'assurer une fine transition entre les cellules conformément au patron de mobilité du terminal et d'éviter ainsi les blocages d'appels qui constituent un facteur déterminant pour la qualité de service. De plus, cette technologie exploite l'atténuation du signal ainsi que la multiplication des chemins de propagation de l'onde radio pour améliorer la qualité des services qu'elle offre. Ainsi, à travers l'utilisation de diverses techniques de traitement du signal, chaque terminal mobile sélectionne les trois signaux les plus forts et les combine d'une façon cohérente pour en extraire un signal qui est encore plus puissant.

Par ailleurs, le *CDMA* se distingue par son coût effectif réduit. D'abord, pour assurer la couverture radio, il n'a plus besoin d'adopter des patrons de réutilisation de fréquences au sein des cellules. Ensuite, les terminaux mobiles compatibles avec la technologie *CDMA* transmettent avec une puissance moyenne de l'ordre de 6 à 7 mW, ce qui est significativement inférieure aux puissances de transmission moyennes requises par d'autres technologies, tels que le *FDMA* et le *TDMA*. Une transmission avec une faible puissance assure une plus grande autonomie des batteries au sein des terminaux mobiles.

II.3.4. Critère de choix sur les techniques d'accès

Le mode *TDMA* paraît plus performant que le mode *FDMA* en terme de débit et de souplesse, mais la méthode d'accès la plus adéquate pour les milieux clos apparaît être le *CDMA* car elle répond aux besoins suivants :

- Sécurisation de l'information grâce à la signature par code,
- Flexibilité car elle se superpose facilement à un système existant (peu perturbatrice et forte immunité aux perturbations grâce à l'étalement de spectre),
- Souplesse en termes de nombres d'utilisateurs et de débits grâce au code d'étalement,
- Accès parfaitement aléatoire.

D'un point de vue des interférences, des études ont montré [2] que le *TDMA* et le *FDMA* étaient plus avantageux si le milieu de propagation n'introduisait pas d'évanouissements. Dans le cas contraire nous allons montrer que grâce à l'étalement de spectre, le *CDMA* garantit de meilleures performances en milieu clos. C'est pourquoi la technique d'étalement de spectre s'impose comme technique de transmission.

Il faut signaler que ces trois techniques ne sont pas les seules dans le domaine de l'accès multiple à la ressource radio. Il y a aussi d'autres techniques comme : l'Accès Multiple à

répartition dans l'espace (*SDMA*). Cette dernière est une technique qui permet de servir plusieurs utilisateurs de la même cellule, à travers le même canal, et ce en même temps, en fonction de leurs différents endroits (dimension spatiale).

II.4 Protocoles

II.4.1. Pile de protocoles

La figure II.8 représente l'architecture des protocoles *GSM* des différents éléments du réseau. Au niveau applicatif, on distingue les protocoles suivants qui, au travers de différents éléments du réseau, relient un mobile au centre de communication *MSC* :

1. Le protocole *Call Control CC* prend en charge le traitement des appels tels que l'établissement, la terminaison et la supervision.
2. Le protocole *Short Message Service SMS* qui permet l'envoi de courts messages au départ d'un mobile. La longueur d'un *SMS* est limitée à 160 caractères de 7 bits, soit 140 bytes.
3. Le protocole *Supplementary Services SS* prend en charge les compléments de services.

La liste de ces services est longue mais, à titre d'exemple, citons :

- *- *Calling Line Identification Presentation CLIP*
- *- le *Calling Line Identification Restriction CLIR*
- *- le *Call Forwarding Unconditional CFU*.

4. Le protocole *Mobility Management MM* gère l'identification, l'authentification sur le réseau et la localisation d'un terminal. Cette application se trouve dans le sous-réseau de commutation *NSS* et dans le mobile car qui doivent connaître la position du mobile dans le réseau.

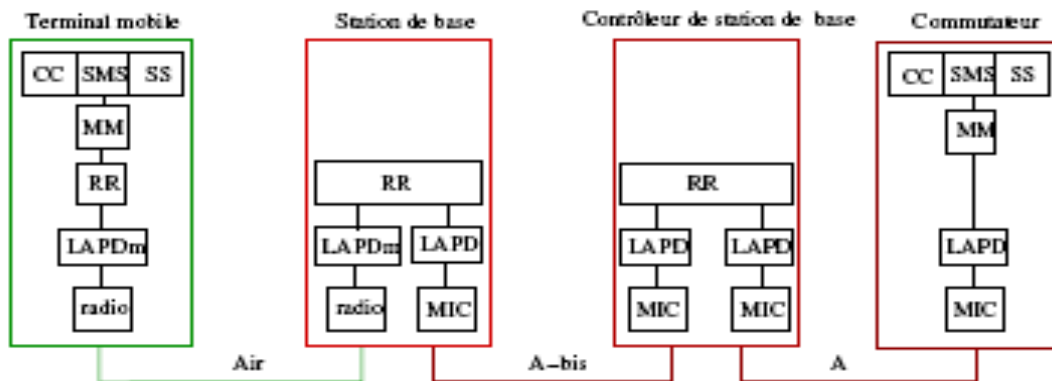


Figure II.8 : Architecture des protocoles du réseau GSM

5. Le protocole Radio Ressource management *RR* s'occupe de la liaison radio. Il interconnecte une *BTS* et un *BSC* car ce dernier gère l'attribution des fréquences radio dans une zone.

Les trois premiers protocoles applicatifs pré-cités (*CC*, *SMS* et *SS*) ne sont implémentés que dans les terminaux mobiles et les commutateurs ; leurs messages voyagent de façon transparente à travers le *BSC* et le *BTS*.

II.4.2. Les interfaces A-bis, A et X25

Présentons brièvement les trois types d'interface qui relient le *BSC* respectivement à la station de base (interface *A-bis*), au commutateur (interface *A*) et au centre d'exploitation et de maintenance (interface *X25*).

II.4.2.a) L'interface A-bis

La couche physique est définie par une liaison *PCM* à 2 Mb/s (recommandation de la série *G* de l'*ITU*) et la couche liaison de données est composée du protocole *Link Access Protocol D-channel (LAPD)*. Comme le canal de liaison *PCM* a un débit unitaire de 64 kb/s et que le débit par canal radio *GSM* est de 13 kb/s, il faut donc adapter le débit. Cette fonction est appelée transcodage et elle est réalisée dans une unité appelée *Transcoding Rate and Adaptation Unit TRAU*. Deux solutions sont techniquement possibles et rencontrées dans les réseaux *GSM* :

1. Multiplexer quatre canaux à 13 kb/s pour produire un canal à 64 kb/s.
2. Faire passer le débit de chaque canal à 64 kb/s.

Tout est affaire de compromis et de choix. L'avantage de la première solution est de diminuer le débit entre la station de base et le *BSC* où le trafic est fortement concentré [12]. La seconde solution offre par contre l'avantage de banaliser les équipements du système en ramenant tous les équipements à 64 kb/s. Souvent, la deuxième solution est utilisée au niveau des commutateurs et la première au niveau du *BSC* afin de garder l'avantage du faible débit de parole.

II.4.2.b) L'interface A

La couche physique est toujours définie par une liaison à *PCM* à 2 Mb/s mais c'est le protocole *CCITT* numéro 7 qui est utilisé pour la couche liaison de données. Les besoins de couverture radio imposent de prévoir les types de configurations suivantes du sous système radio, qui s'adaptent à toutes les régions, à tous les reliefs, aux zones rurales à faibles densité de trafic et aux zones urbaines à forte densité [3]

II.4.2.c) L'interface X25

Cette interface relie le *BSC* au centre d'exploitation et de maintenance *OMC*. Elle possède la structure en couches du modèle *OSI*.

La structuration en couches reprend le modèle *OSI*, pour les trois premières couches, à savoir :

1. Couche physique
2. Couche liaison de données
3. Couche réseau

1. La couche physique

Permet de définir l'ensemble des moyens de transmission et de réception physique de l'information. Sur l'interface A-bis, le transport des informations se fait d'une façon numérique. Au niveau de l'interface radio, cette couche est plus compliquée a cause de multiples opérations effectuées (codage correcteur d'erreur, multiplexage des canaux logiques, mesures radio à effectuer...etc.)

2. La couche liaison de données

Permet de fiabiliser la transmission entre deux équipements. Sur l'interface *A-bis*, cette couche reprend les principales caractéristiques du *RNIS*. On utilise pour le support de la signalisation, le protocole *LAPD* (*Link Acces Protocol for the D-Channel*) basé sur le protocole *HDLC* (numérotation des trames, mécanisme de correction d'erreurs...etc.)

Sur les interfaces *Um* et *A*, on utilise respectivement le *LAPDm* spécifique au *GSM* (*Link Access Protocol for the D-Channel modified*), et le *MTP* niveau 2 (*SS7*, *Signalling System number 7*)

3. La couche réseau

Permet d'établir, de maintenir et de libérer des circuits commutés (parole ou données) avec un abonné du réseau fixe.

II.5 Typologie des paquets

Chaque trame consiste en un certain nombre de bits. Ces bits sont organisés suivant une structure qui diffère en fonction du protocole applicatif mis en œuvre pour chaque slot mais aussi de l'état intermédiaire du protocole considéré. La durée d'un paquet (0,577 ms) correspond à l'émission de 156,25 bits, dont 114 bits de message. En admettant que les slots se suivent sans interruption, un simple calcul montre que le débit maximum vaut 270 kb/s. En pratique, le débit maximum utile (en mode *full-rate*) ne dépasse pas 13 kb/s en raison des bits nécessaires à la correction d'erreurs. Pour la transmission des données, cette limite descend même à 9,6 kb/s en raison de la surprotection nécessaire à la garantie d'un taux d'erreur acceptable. La norme définit 5 types de paquets fonctionnels, appelés *bursts* dans la terminologie *GSM* :

1. Les *bursts d'accès* qui sont envoyés par les mobiles lorsqu'ils veulent entrer en contact avec le réseau.
2. Les *bursts de synchronisation* qui contiennent les informations sur la localisation et les fréquences utilisées.
3. Les *bursts normaux* qui transportent les messages.
4. Les *bursts de correction de fréquence*.

5. Les *bursts de bourrage (dummy packet)* qui sont placés dans les espaces vides si aucune donnée ne doit être envoyée.

Pour être précis, ce *burst* est composé de 2 salves de 58 bits préfixés interrompus par une séquence d'entraînement de 26 bits.

Tous les types de *burst* ont une forme semblable. Ils sont composés, dans l'ordre, de :

- bits d'en-tête (*tail bit, TB*), nécessaires à la synchronisation. Ils correspondent toujours au code 000 sauf pour les *bursts* d'accès.
- 148 bits utiles dont le format dépend du type de *burst*.
- bits de fin, aussi appelés *tail bit*, terminés par une période temporelle de garde requise pour permettre à l'émetteur de réduire sa puissance de 70 dB. Elle sert aussi à compenser la durée de transmission qui est variable pour la réception d'un paquet au suivant si le mobile a bougé.

La structure des 5 types de *burst* est représentée à la figure II.9.

II.5.1. Le burst d'accès

Ce *burst* est émis, sur un canal dédié, par la station mobile lorsqu'elle cherche à entrer en contact avec le réseau soit pour l'établissement d'une communication, soit pour un *handover*. Il est le plus court des quatre types car il ne contient que 77 bits (41 bits de synchronisation et 36 bits d'information). Son temps de garde est de 68,25 bits, soit 0,252 ms. Ce temps de garde permet de tenir compte de grandes cellules et d'établir ainsi une communication avec un mobile distant jusqu'à 35 km. En calculant la durée de voyage d'un *burst*, la station peut asservir l'instant du début d'émission pour compenser le retard entraîné par la propagation des ondes. En effet, l'horloge interne des récepteurs est synchronisée grâce à un top de synchronisation envoyé par la station de base.

II.5.2. Le burst de synchronisation

Pour ce type de *burst*, 78 bits d'informations sont véhiculés pour les stations mobiles. Ces bits contiennent les renseignements concernant les fréquences à utiliser et la localisation (identité de la station de base, de la zone et de la cellule).

II.5.3. Le burst normal

Ce *burst* transporte $2 \times 57 = 114$ bits d'information séparées par 26 bits qui sont une séquence d'apprentissage destinée à régler les paramètres de réception. De plus, la zone *TB* correspond à 8,25 bits. Enfin, il faut ajouter à cela 2 bits qui indiquent s'il s'agit d'un canal de données ou d'un canal de signalisation et 6 bits pour marquer la montée ou la descente en amplitude.

II.5.4. Le burst de correction de fréquence

Le type de *burst* au format le plus simple. La station de base envoie 142 bits de données servant à prévenir des interférences possibles avec des fréquences voisines.

II.5.5. Le burst de bourrage

Lorsqu'un mobile est allumé, le terminal teste le niveau de puissance des fréquences des cellules proches pour déterminer la station de base à laquelle il doit s'asservir. Le *burst* de bourrage (*dummy burst*) est une séquence prédéfinie qui sert donc d'étalon de puissance. Il est aussi utilisé pour forcer une décision de *handover*.

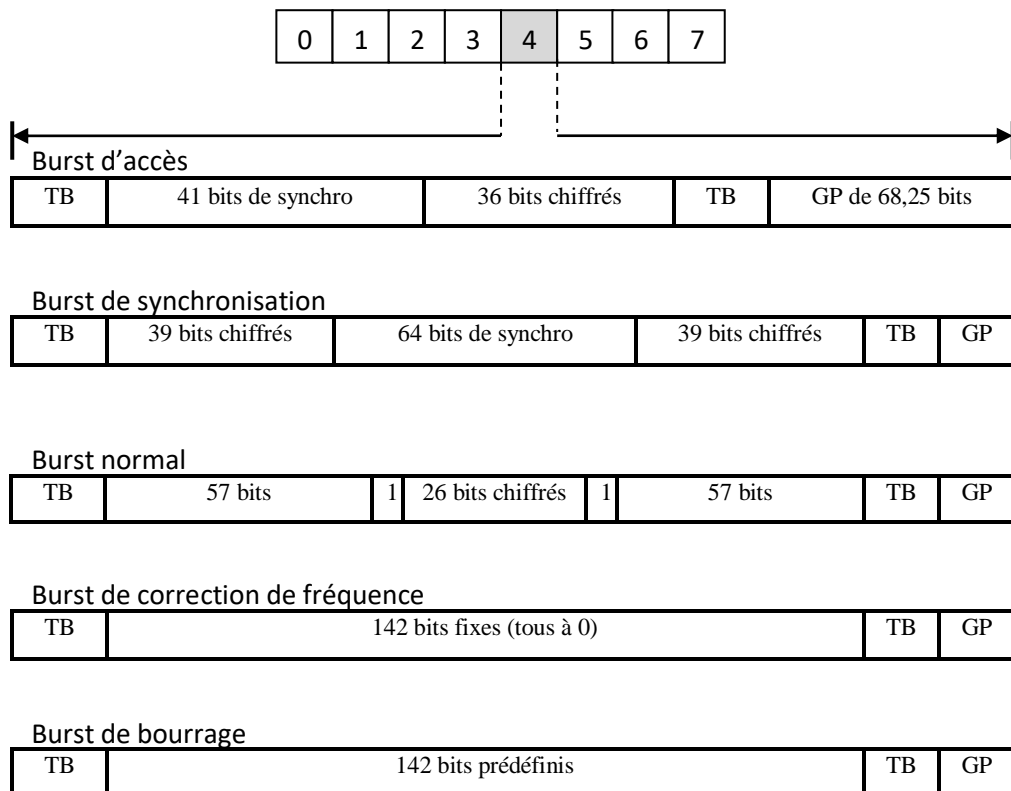


Figure II.9 : Structure des bursts définis par la norme GSM

II.6 Conclusion

Les techniques d'accès à la ressource radio constituent le maillon fort de la chaîne de communication. Exploiter cette ressource est le moyen efficace pour gérer un réseau mobile.

Dans ce chapitre nous avons présenté les méthodes ou techniques d'accès multiple à cette ressource. Ces techniques ont été schématisées, étudiées et étoffées aux nombreuses caractéristiques, avantages et inconvénients de chacune d'entre elles en fonction de leurs spécificités.

La technique *FDMA*, ou accès multiple à répartition en fréquence, se spécialise en la division de la bande de fréquence, suivant les liens représentant ou limitant le spectre fréquentiel, c'est à dire le lien montant (*Uplink*), et le lien descendant (*Downlink*). Sachant que dans cette technique la bande de fréquence sera attribuée à l'utilisateur même s'il n'a pas besoin d'appeler, chose qui gaspille en quelque sorte la ressource radio.

La technique *TDMA*, ou accès multiple à répartition dans le temps, arrive juste après le *FDMA*. Cette technique permet d'améliorer l'exploitation du réseau et ouvre un intervalle relativement assez grand devant un nombre important d'abonnés par la répartition dans le temps (utilisation de trames et de slots).

Enfin la technique *CDMA*, ou accès à répartition de code, autorise l'allocation de la totalité de la bande de fréquences de manière simultanée à tous les utilisateurs d'une même cellule. Ceci se fait par l'octroie d'un code pour chaque utilisateur. Cette technique, qui s'articule sur une opération d'étalement de spectre, a prouvé son utilité spécifique pour offrir une meilleure capacité aux systèmes. La capacité projetée par une telle technique est plus importante que celle offerte par d'autres systèmes analogiques ou numériques.

Dans le cadre de la gestion de cette ressource, il est attribué aux différents blocs constituant la chaîne de communication radio, un ensemble de protocoles qui prennent en mains l'opération de gestion, inter-éléments du réseau *GSM* (en guise d'exemple), par le biais d'interfaces *A-bis*, *A* et *X25*, dont on a fait le tour, en les définissant d'une façon détaillée, ainsi que la typologie des paquets relevant sur les différents types de *burst*.

III.1. Introduction

L'idée du système à étalement de spectre fut brevetée le 10 juin 1941 par l'Actrice hollywoodienne *Hedy Lamarr* et le compositeur *George Antheil*. Connu sous le nom de communication secrète, le système était composé de 88 touches de piano correspondant à 88 fréquences distinctes. Un rouleau de papier perforé commandait les changements de fréquences, leur durée et leur séquence. Ce rouleau de papier, présent au récepteur et au transmetteur, synchronisait ceux-ci pour l'encodage et le décodage.

En 1950, les ingénieurs De Rosa et Rogoff établissaient le concept de gain de traitement et du multiplexage des signaux dans le bruit. Ils proposèrent aussi un système à étalement de spectre à séquence direct, mieux connu aujourd'hui sous l'acronyme *DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)*. En 1957 le rouleau de papier perforé fut remplacé par un processeur conçu par les ingénieurs de la *Sylvania Electronic Systems*. À la suite de cette innovation, l'armée américaine utilisa cette technologie pour leur communication satellite et ce, pendant une vingtaine d'années.

Le choix d'un type d'interface (ou technique d'accès) ne fournit pas d'office la qualité de service optimale désirée pour les communications mondiales personnelles. En revanche, il permet de satisfaire les contraintes de service et le partage de la ressource ; il permet aussi d'obtenir la souplesse de mise en œuvre désirée. Mais ce choix ne permet pas de lever les contraintes pesant sur les systèmes radioélectriques, à savoir brouillages par :

- Trajets multiples.
- Effet Doppler.
- Diaphonie.
- Personnes inamicales.

Pour lever ces contraintes, il faut associer à l'interface radioélectrique un système de modulation judicieusement choisi. La technique d'étalement de spectre a été développée dans ce but précis. Il existe deux techniques d'étalement de spectre :

- Etalement de spectre par saut de fréquence (*Frequency Hopping Spread Spectrum*)
- Etalement de spectre par séquence directe (*Direct Sequence Spread Spectrum*)

Dans ce chapitre, on va aborder les différentes contraintes supportées par les communications radioélectriques ; les principes d'étalement de spectre et ses différentes méthodes. Nous aborderons également les codes utilisés dans ce domaine.

III.2. Contraintes supportées par les communications radioélectriques

III.2.1. Contraintes spécifiques aux liaisons mobiles

Les communications hertziennes, mettant en jeu un déplacement d'une des entités communicantes, sont soumises à deux types de contraintes plus ou moins gênantes selon le cas :

- D'une part, les brouillages dus aux chemins multiples prennent un caractère aléatoire. Par exemple, le passage dans un tunnel supprime la réception en téléphonie embarquée à bord d'un véhicule automobile. De même, le passage d'une pièce à l'autre, dans un appartement, modifie la qualité de réception d'un téléphone portable [13].
- D'autre part, la vitesse du mobile, support de l'une des entités communicantes, crée un effet Doppler. Le décalage de fréquence qui en résulte contrarie la qualité de la réception. Toutefois cet effet n'est vraiment gênant que sur des véhicules à vitesse élevée (trains, avions et quelques automobiles).

III.2.2. Phénomène d'interférences des trajets multiples (Multipath)

Toutes les communications radioélectriques souffrent d'un même problème. En transmission hertzienne, le faisceau rayonné par une antenne présente toujours une ouverture non négligeable, si bien que l'information n'est pas transportée par un rayon unique, mais par un faisceau de rayons divergents. Ces rayons vont se réfléchir ou se diffracter sur tous les obstacles qui se trouvent sur leur trajet. L'entité réceptrice va donc recevoir une information provenant de chemins multiples. Cela donne lieu à des phénomènes d'interférences nuisibles qui brouillent les communications.

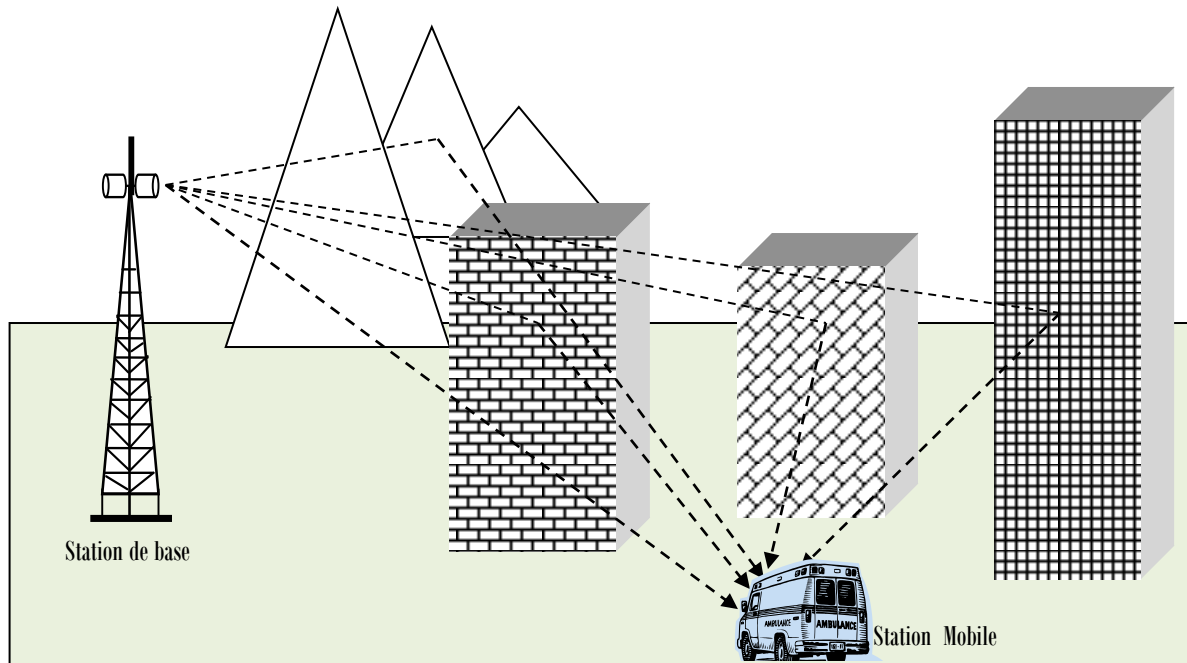


Figure III.1 : Phénomène d'interférences des trajets multiples

Les effets des trajets multiples sont appelés « effets à variation rapide ». Le mobile se déplace dans un environnement d'ondes stationnaires, créées par interférence entre des ondes d'amplitudes et de phases différentes. De plus, les trajets multiples présentent deux effets en opposition qui seront explicités dans les paragraphes suivants.

III.2.2.a) Effets positifs des trajets multiples

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe [13]. En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de « franchir » les obstacles (montagnes, tunnels, bâtiments, parkings souterrains...etc.) et donc assurer une certaine continuité de la couverture.

III.2.2.b) Effets négatifs des trajets multiples

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont : la dispersion des retards « *Delay spread* », l'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides dans la puissance du signal « *Rayleigh fading* », et la modulation aléatoire de fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

III.2.3. Contraintes spécifiques aux liaisons téléphoniques mobiles

Outre les contraintes précédentes, les liaisons téléphoniques mobiles imposent une contrainte forte, par la présence d'utilisateurs nombreux désireux de partager un même canal radioélectrique [13]. Il s'ensuit des risques de diaphonie, c'est-à-dire d'interférences entre les communications des différents utilisateurs.

III.2.4. Brouillage volontaire sur les liaisons hertziennes

Les liaisons téléphoniques ou télématiques militaires et civiles sensibles peuvent faire l'objet de brouillages volontaires de la part de parties hostiles, visant à les rendre inopérantes.

III.2.5. Confidentialité sur les liaisons téléphoniques

A la différence des liaisons sur support matériel (câble coaxial ou fibre optique), les liaisons hertziennes peuvent être facilement écoutées par des personnes étrangères à la communication établie, rompant la confidentialité souhaitable d'une transmission [13].

III.3 Principe d'étalement de spectre

L'idée est de transformer un signal en bande relativement étroite en un signal qui a l'apparence d'un bruit sur une bande large. Les techniques d'étalement de spectre sont des méthodes par lesquelles l'énergie générée à une ou plusieurs harmoniques est délibérément étalée ou distribuée dans le domaine fréquentiel ou le domaine temporel [14].

L'étalement de spectre permet de répartir l'énergie radioélectrique du signal émis sur une bande de fréquences plus importante que celle qui est initialement nécessaire.

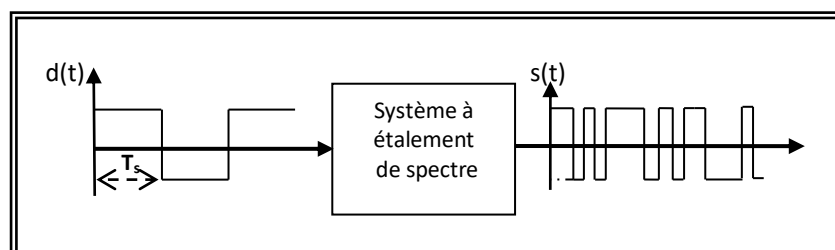


Figure III.2 : Synoptique d'étalement de spectre

C'est une technique où un signal est transmis sur une bande passante considérablement plus large que l'ensemble des fréquences composant le signal original ne serait transmis par des méthodes classiques de modulation. Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus (contraintes spécifiques aux liaisons téléphoniques mobiles), tout en garantissant une certaine confidentialité (confidentialité sur les liaisons téléphoniques). L'étalement de spectre utilise généralement une séquence ressemblant à du bruit pour étaler le signal de bande étroite en un signal de relative large-bande. Le récepteur récupère le signal original en corrélant le signal reçu avec une réplique de cette séquence.

L'interférence à bande étroite, par contre, subit une première multiplication par le code lors de la réception, ce qui cause un étalement et réduit considérablement son impact sur le signal désiré.

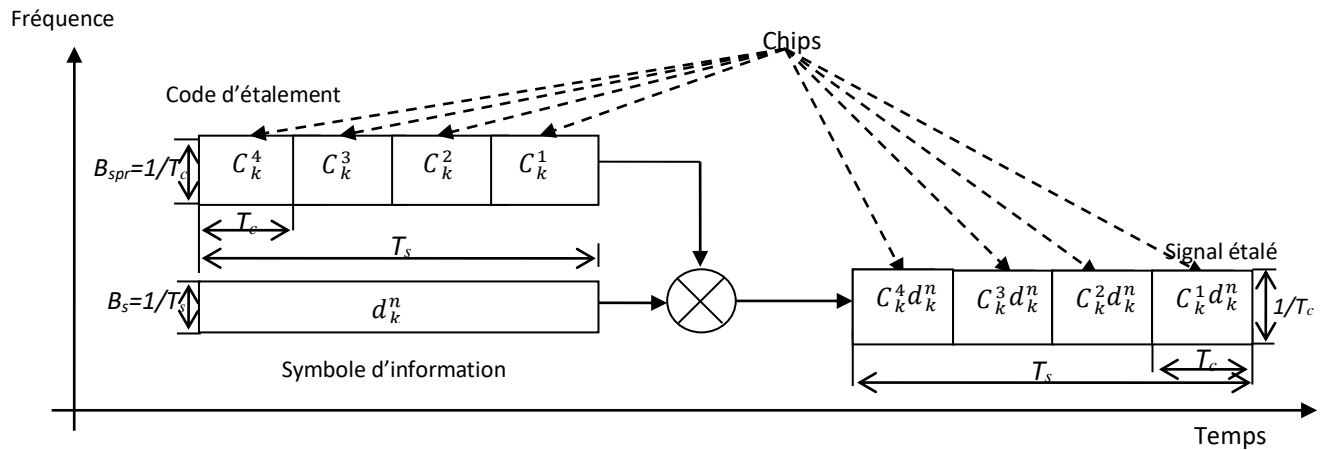


Figure III.3 : Processus d'étalement de spectre

La figure III.3 représente le processus d'étalement, où on remarque le code d'étalement du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, représenté par la séquence de chips $C_k(p)$, où $p = 1, 2, \dots, M$, M représente la longueur du code ($M = 4$ dans notre exemple). Chaque chip a une durée T_c , et une amplitude égale à ± 1 . Le débit avec lequel varie l'information étalée est appelé débit chip (*Chip rate*), que l'on notera B_{spr} . Ce débit est égal à $1/T_c$, exprimé en chip par seconde (*cps*).

D'autre part, le $n^{\text{ème}}$ symbole du message d'information du $k^{\text{ème}}$ utilisateur est $d_k^{(n)}$, où $n = 1, 2, \dots$. Ainsi, et de façon similaire, nous pouvons aussi noter la durée de chaque symbole par T_s , à partir de laquelle nous pouvons également formuler le débit symbole $B_s = 1/T_s$, exprimé en symboles par second (*sps*). Il est important de constater que ce débit symbole est

variable dans un système *DS-CDMA*, car il dépend du service offert (voix, vidéo, données), tandis que le débit chip B_{spr} est constant et fixé à 3,84 Mcps (Millions de chips par seconde).

Le rapport entre le débit du signal étalé et le signal non étalé est appelé facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*)

$$SF = \frac{B_{spr}}{B_s} = \frac{T_s}{T_c} \quad (III.1)$$

A l'origine se trouvaient deux motivations : en premier, résister aux efforts extérieurs pour brouiller le signal, puis pour cacher la communication elle-même [2]. De nos jours l'aspect partage d'une même fréquence par plusieurs utilisateurs (accès multiple) est une de ses principales applications. Par ailleurs, l'étalement de spectre (*DSSS*) facilite les transmissions numériques dans les cas d'interférences par trajets multiples.

III.3.1. Etalement de spectre par saut de fréquence (FHSS)

Le *FHSS* (*Frequency Hopping Spread Spectrum*), ou étalement de spectre par saut (ou évansion) de fréquence, est une méthode de transmission de signaux qui utilise plusieurs canaux répartis sur une large bande de fréquences selon une séquence pseudo-aléatoire connue par l'émetteur et le récepteur. En effet, pour cette technique, le signal change par sauts successifs de fréquences porteuses en fonction d'un code pseudo-aléatoire. Ce saut de fréquence peut être soit rapide (*Fast FH-SS*) ou lent (*Low FH-SS*) selon que le rythme des sauts est bien supérieur ou bien inférieur au rythme des symboles. Ce type d'étalement de spectre offre trois avantages par rapport à l'utilisation d'une fréquence unique :

- Il rend le signal transmis très résistant aux interférences.
- Le signal est plus difficile à intercepter.
- Les signaux transmis de cette manière peuvent partager des bandes de fréquence avec d'autres types de transmission, ce qui permet d'utiliser plus efficacement la bande passante. Le partage des fréquences ajoute un minimum de bruit à l'un et à l'autre type de transmission.

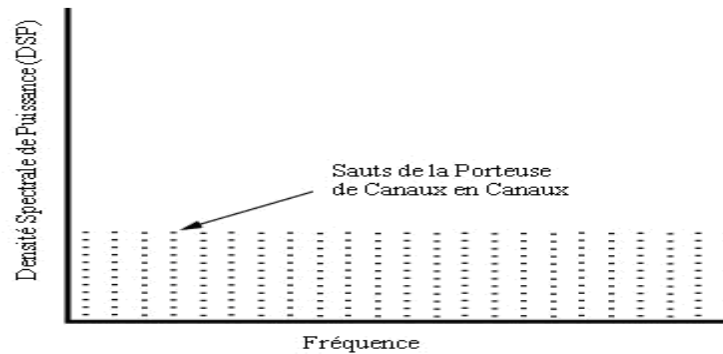


Figure III.4 : Étalement de spectre par saut de fréquences

Les inconvénients se trouvent dans la complexité de la réalisation, et au niveau des performances de la synchronisation. En effet, pour que le récepteur se synchronise, il faut avoir une horloge commune pour l'émetteur-récepteur qui sera gérée par un maître. Le gain en traitement dépend de la longueur de la séquence de sauts de fréquence mais aussi des performances des synthétiseurs.

III.3.2. Étalement de spectre par séquence directe (DSSS)

DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), ou étalement de spectre par séquence directe, est une technique d'étalement de spectre utilisée dans les communications par satellite, les réseaux sans fil et le *Wi-Fi*.

L'étalement de spectre consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire. Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement, qui possède un débit plusieurs fois supérieur au débit du signal original [15]. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe.

Le but du DSSS est, d'une part, de rendre les signaux occupant une bande de fréquences réduite, comme un signal de parole, plus résistants aux brouillages rencontrés lors de la transmission; d'autre part permettre à plusieurs liaisons de partager la même fréquence porteuse (Accès multiple par répartition de code). Pour cela, ils sont combinés avec un signal pseudo-aléatoire de fréquence beaucoup plus élevée. En conséquence, le signal résultant occupe une bande de fréquence plus large, déterminée par la fréquence du signal pseudo-aléatoire. Cette technique s'applique essentiellement à des liaisons numériques ; le signal d'étalement est dans ce cas une séquence de code pseudo-aléatoire.

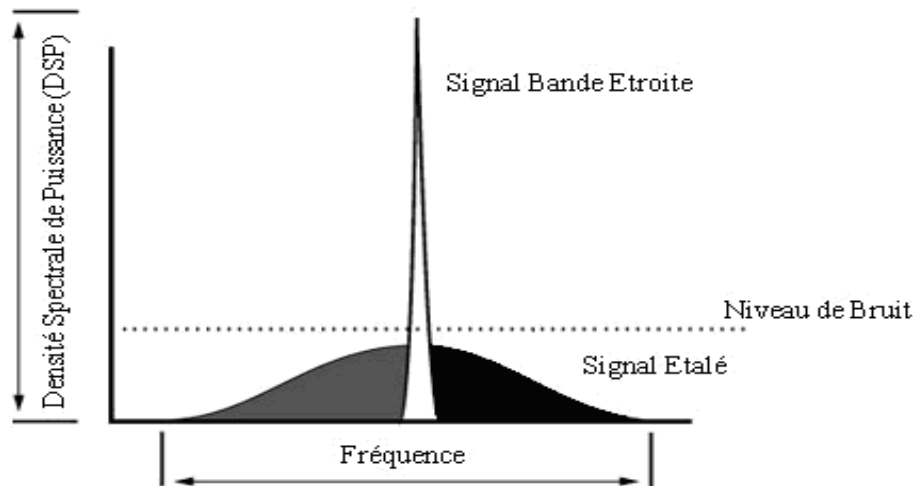
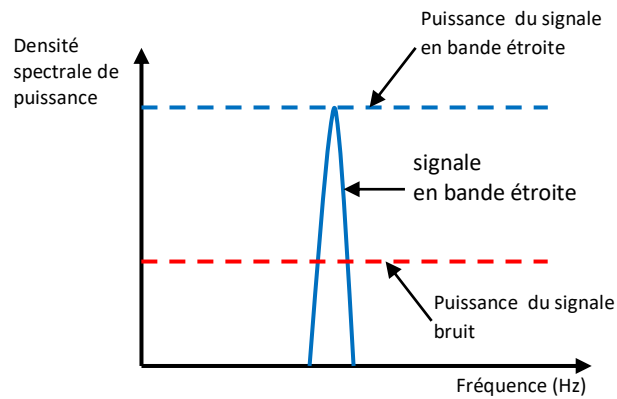


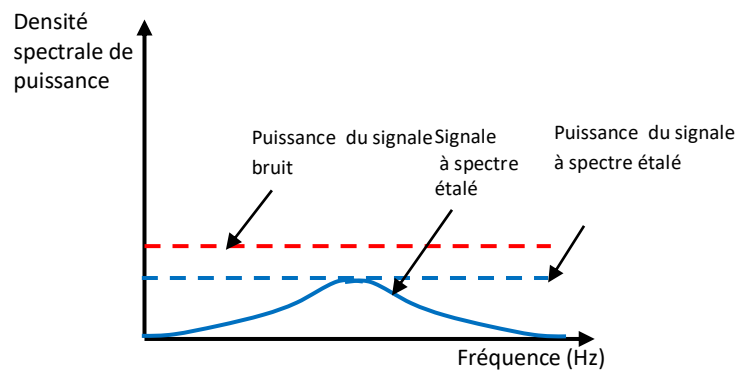
Figure III.5 : Spectre du signal étalé en DSSS.

Les techniques *DSSS* utilisent un système où chaque bit de données est ‘fragmenter’ selon un code binaire d'étalement pseudo aléatoire (*chipping code*) dont le taux est beaucoup plus élevé que le taux de données [16]. Le signal transmis, ayant l'aspect de bruit blanc, restitue les données originales en le multipliant par le même code d'étalement. La répétition de ce code ajoute de la redondance au signal transmis, permettant le recouvrement des données même lorsque le canal de communication est perturbé. Plus le code d'étalement aura un taux élevé, plus la largeur de bande résultante sera large, augmentant le gain de traitement et aussi la robustesse du système.

Outres, sous sa forme étalée, le signal résultant $s(t)$, le signal $d(t)$ voit sa densité de puissance abaissée au point de se confondre avec le bruit de fond du canal de transmission (Figure III.6), devenant ainsi indétectable pour tout individu hostile. On atteint ainsi l'un des buts recherchés, à savoir la confidentialité de la transmission.



(a) Avant l'étalement



(b) Après l'étalement

Figure III.6 (a) – (b) : Densité spectrale d'un signal avant, et après l'étalement de spectre

La figure III.7 représente le synoptique du processus d'étalement de spectre par séquence directe, constitué d'un générateur de codes d'étalement et un multiplicateur. Le code généré représente une séquence de longueur fixe dont chaque élément constitue un chip, pour faire la différence on appelle dès lors, les bits de données 'symboles'.

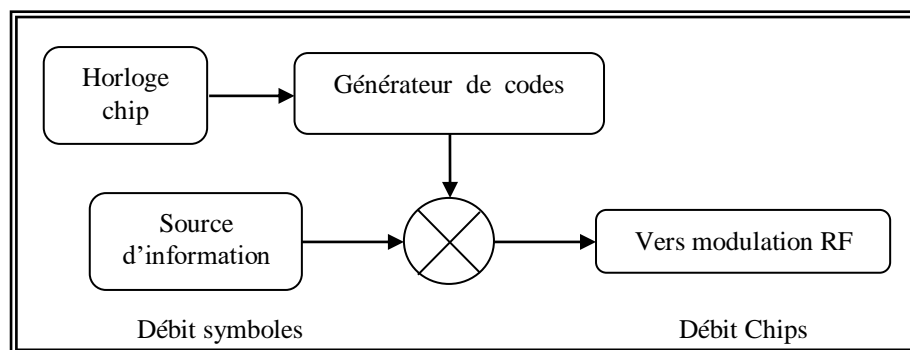


Figure III.7 : Etalement de spectre par séquence directe

Après la génération des codes, le processus d'étalement se déroule simplement en multipliant le message par ± 1 .

En revenant à la figure III.3, on peut simplement conclure que $T_s > T_c$, ce qui implique $B_{spr} > B_s$. On comprend ainsi, comment on passe d'un signal à bande étroite à un signal à large bande.

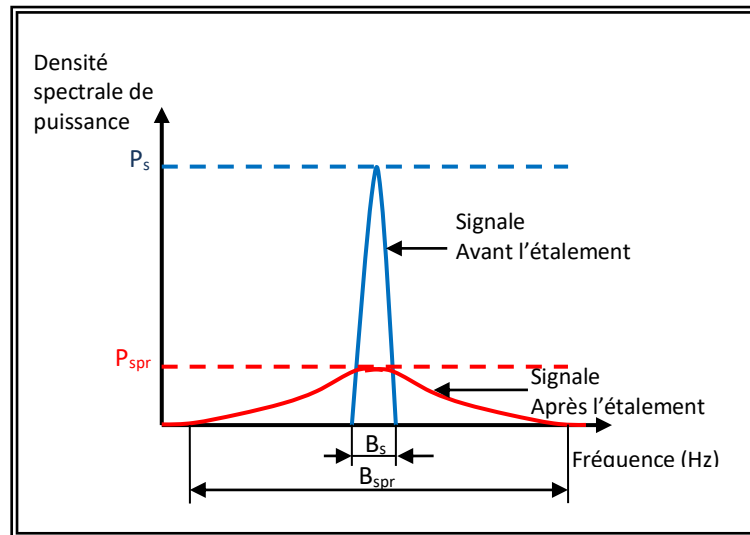


Figure III.8 : Processus d'étalement de spectre

En effet, l'étalement de spectre par séquence directe (*DSSS*) est une modulation de la trame de symbole à transmettre $d(t)$ par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire $c(t)$ (Code d'étalement ou *Pseudo-Noise Code*) [17]. Le *PN-Code* va ainsi diviser le code à transmettre en sous intervalles 'Chip' de période bien plus petite que celui du bit à transmettre (la période du bit à transmettre étant le temps symbole). La mise en œuvre de l'étalement de spectre par séquence direct est illustrée par la figure III.9.

Les trois principales fonctions à mettre en œuvre pour cette technique *DSSS* sont la génération des codes d'étalements (*PN-Code*), la corrélation à l'émission qui permet d'étaler la donnée à transmettre et la dé-corrélation à la réception qui permet de récupérer la donnée transmise en remontant le signal au dessus du bruit.

Les avantages du *DSSS* sont les suivants :

- Un meilleur temps d'accroche comparativement au *FH-SS*.
- Un gain en traitement plus facile à obtenir car il ne dépend que de la longueur de la fréquence.

- Une synchronisation simple, puisque le récepteur se synchronise par rapport à la trame reçue.

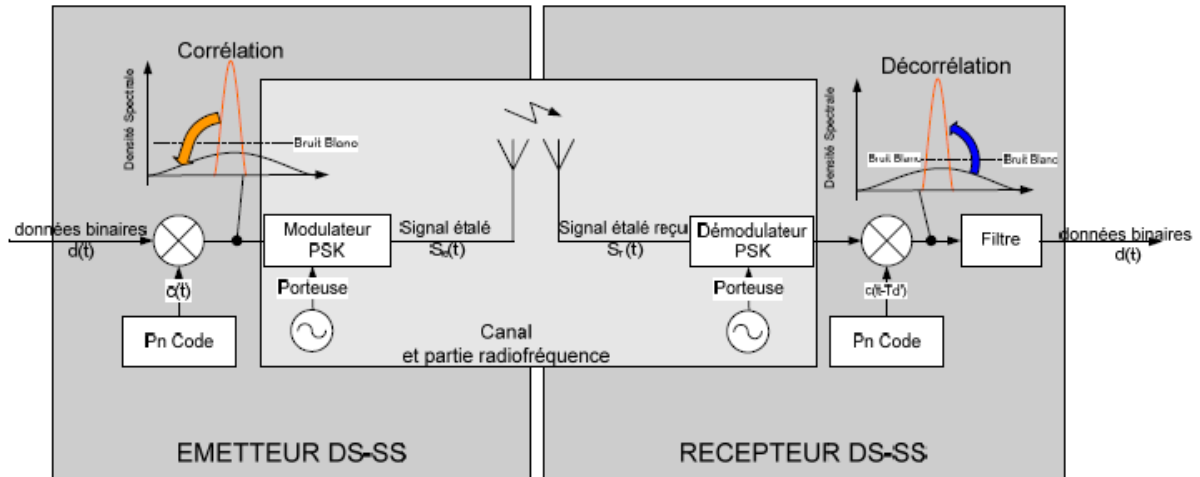


Figure III.9 : Schéma du processus d'étalement de spectre par séquence directe

Ce procédé vise particulièrement les applications civiles radio-mobiles de type cellulaire pour communications personnelles mondiales en association avec une interface radioélectrique de type *CDMA*, d'où l'appellation systèmes *DS-CDMA*.

Le facteur d'étalement dans un système *DS-CDMA* est égal au nombre de chips utilisés pour étaler un symbole d'information.

Le fait d'étaler la puissance du signal émise sur une large bande diminue la densité de puissance émise et dans le cadre d'applications militaires. Le *DSSS* peut alors être utilisé dans un tout autre but : dissimuler le signal en augmentant sa ressemblance avec un bruit aléatoire.

Le code d'étalement, comme illustré sur la Figure III.10, permet de diviser en sous intervalles le bit à transmettre, d'où l'étalement de spectre est réalisé. Pour ce faire, il suffit de multiplier, au sens booléen du terme (*Ou Exclusif*) la donnée à émettre avec le code d'étalement $c(t)$.

A	B	$A \oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau III.1 : Table de vérité de l'opération XOR

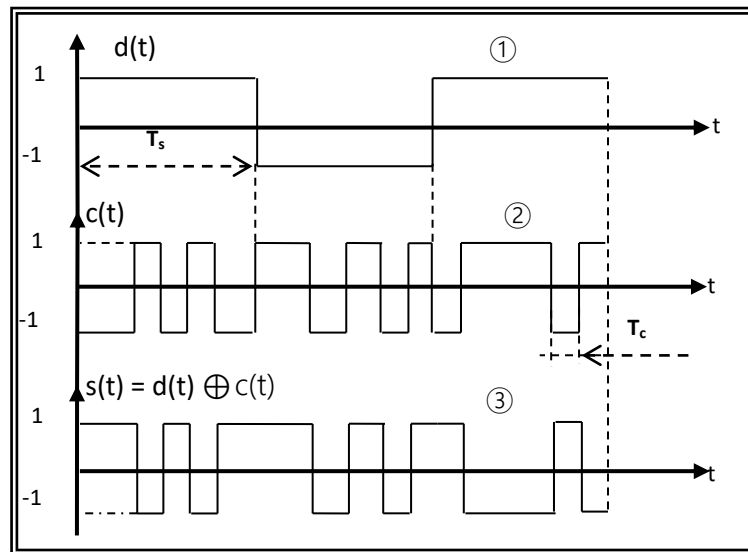


Figure III.10: Etalement d'une séquence binaire

① : $d(t)$ Signal message.② : $c(t)$ Code d'étalement.③ : $s(t)$ Signal étalé.

Dans cet exemple et dès lors on va supposer que les codages du signal informatif $d(t)$ et du code d'étalement sont visualisés dans le code NRZ (non retour à zéro) centré, avec les zéros logiques codés à (-1 Volt) et les un logiques codés à (+1 Volt).

Il faut noter que le saut de fréquence, l'étalement par séquence directe, l'étalement par pseudo-bruit (en utilisant des séquences de pseudo-bruit), le chip, et les combinaisons de ces techniques sont des formes d'étalement de spectre. Le standard IEEE 802.11 utilise soit le FHSS ou DSSS pour son interface radio.

III.4 Codes d'étalement

On dispose d'un signal aléatoire $C(t)$, large bande (*random signal*) dit « code d'étalement ». Ce signal a pour rôle de permettre l'étalement de spectre du signal message $d(t)$. Il s'agit, en général d'une séquence binaire pseudo aléatoire synchrone des symboles binaires $d(t)$ à émettre. Si T_c , désigne la durée d'un chip et T_s , la durée d'un symbole à émettre on a :

$$T_s = N T_c \quad \text{avec } N \gg 1 \quad (III.2)$$

où le nombre N définit la longueur du code d'étalement.

Dans la plupart des systèmes de réseaux mobiles fondés sur le *DS-CDMA*, les codes utilisés pour effectuer le processus d'étalement sont de deux types : codes orthogonaux et codes pseudo aléatoires [18]. Le même code est toujours employé pour l'étalement et le désétalement d'un signal. C'est possible parce que le processus d'étalement est réellement une opération de *XOR* (*Exclusive Or*) entre le flux de données et le code d'étalement.

III.4.1. Code Orthogonal

L'orthogonalité exige que les codes soient synchronisés afin d'obtenir des codes parfaitement orthogonaux. Ils peuvent être employés dans la liaison descendante pour séparer entre les différents utilisateurs au niveau d'une même cellule, et dans la liaison montante pour différencier les services d'un utilisateur. Ils ne peuvent pas être employés pour des fins de séparer les différents utilisateurs d'une liaison montante dans une station de base, car les mobiles ne sont pas synchronisés.

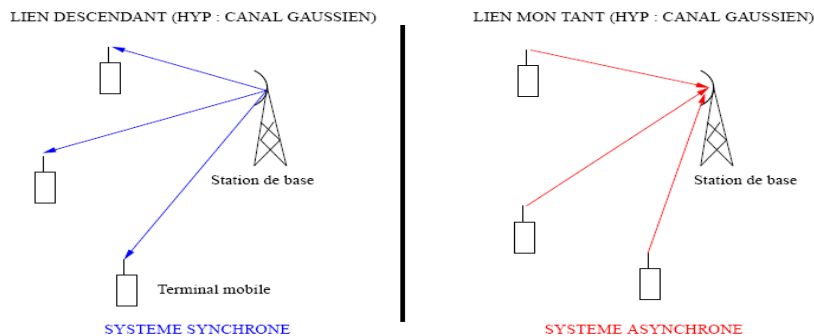


Figure III.11 : Systèmes Synchrones et Asynchrones

III.4.2. Choix des codes

Le choix des codes à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les propriétés de corrélation de ces codes. Commençons par définir les termes autocorrélation et intercorrélacion (*également appelée corrélation croisée*). L'autocorrélation périodique (discrète) est habituellement définie comme la mesure de ressemblance entre un code cyclique c et une version décalée de ce même code. La fonction d'autocorrélation $R[\tau]$ pour un décalage de τ par rapport au code de référence est :

$$R[\tau] = \sum_{i=1}^N c_i c_{i-\tau} \quad (III.3)$$

La corrélation croisée, quant à elle, est la mesure de la ressemblance entre deux codes distincts, c et u . On obtient la définition générale de la corrélation croisée en remplaçant $c_{i-\tau}$ par $u_{i-\tau}$ dans l'équation (III.3), soit :

$$R[\tau] = \sum_{i=1}^N c_i u_{i-\tau} \quad (III.4)$$

On ne saurait trop insister sur l'importance des propriétés de l'autocorrélation dans le choix des codes utilisés dans les systèmes à spectre étalé et également des propriétés de la corrélation croisée dans le cas des systèmes à accès multiples. En effet, afin que le récepteur soit capable de se synchroniser sur le code approprié pour récupérer l'information, la valeur de l'autocorrélation de ce code non décalé ($\tau = 0$) doit être beaucoup supérieure à sa valeur d'autocorrélation pour tous les délais ' τ ', ainsi qu'aux valeurs de corrélation croisée de ce code avec tous les décalages des codes des autres utilisateurs du système.

Si la fonction de la corrélation croisée entre deux codes différents c et u satisfait $R[\tau] = 0$, on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un « résidu » d'intercorrélation apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et celui des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à une forme d'interférence, très peu appréciée par les concepteurs des réseaux à base de *CDMA* qu'on appelle « *Interférence d'Accès Multiples* » *MAI* (*Multiple Access Interference*). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée.

III.4.3. Construction de séquences en mode Synchrone

Il existe plusieurs méthodes pour construire des séquences binaires orthogonales entre elles ; Les fonctions de Walsh sont les plus utilisés.

III.4.3.a) Séquences de Walsh-Hadamard:

Les fonctions de Walsh sont à l'origine des fonctions à deux niveaux ± 1 . Elles peuvent être fabriquées aisément à partir des matrices de Hadamard, d'où l'appellation séquences de *Walsh-Hadamard*, définies par la formule suivante :

$$\begin{cases} H_1 = [1] \\ H_{2M} = \begin{bmatrix} H_M & H_M \\ H_M & -H_M \end{bmatrix} \end{cases} \quad (III.5)$$

où $(-H_M)$ contient les mêmes éléments que H_M , mais avec les signes des éléments inversés, $N = 2^M$ appelée longueur des séquences, et M est une puissance de 2. Par exemple, si l'on veut obtenir quatre codes orthogonaux C_1, C_2, C_3, C_4 , il faudra générer une matrice de Hadamard d'ordre 4 ($N=2^2$). On a donc d'après l'équation précédente :

$$H_1 = [1] \quad , \quad H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad , \quad H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

La fonction de Walsh est extraite en recopiant une ligne de ces matrices génératrices ;

Exemple : $C_1 = [+1 \ +1 \ +1 \ +1]$, $C_2 = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$,
 $C_3 = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$, $C_4 = [+1 \ -1 \ -1 \ +1]$.

On appelle séquence de la fonction de Walsh le nombre de transitions rencontrées. Prenons par exemple la deuxième ligne de la matrice H_4 : $C_2 = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$, donne la suite : $(+ \ - \ + \ -)$, qui possède trois transitions de $+$ à $-$ et inversement, il s'agit donc de la séquence W_3 .

On observe que le code de la colonne zéro est composé uniquement de '1'. Il est évident que ce code conserve exactement le spectre du message original. Sans l'étalement, il suffit que

le canal ait un trou spectral dans la bande du signal pour que l'on ne puisse plus le récupérer[23].

L'analyse des codes WH dans le domaine fréquentiel permet une meilleure visualisation de la qualité de l'étalement. On présente à la figure III.12 les amplitudes des $C_m(k)$ pour quelques valeurs de m et $N = 64$.

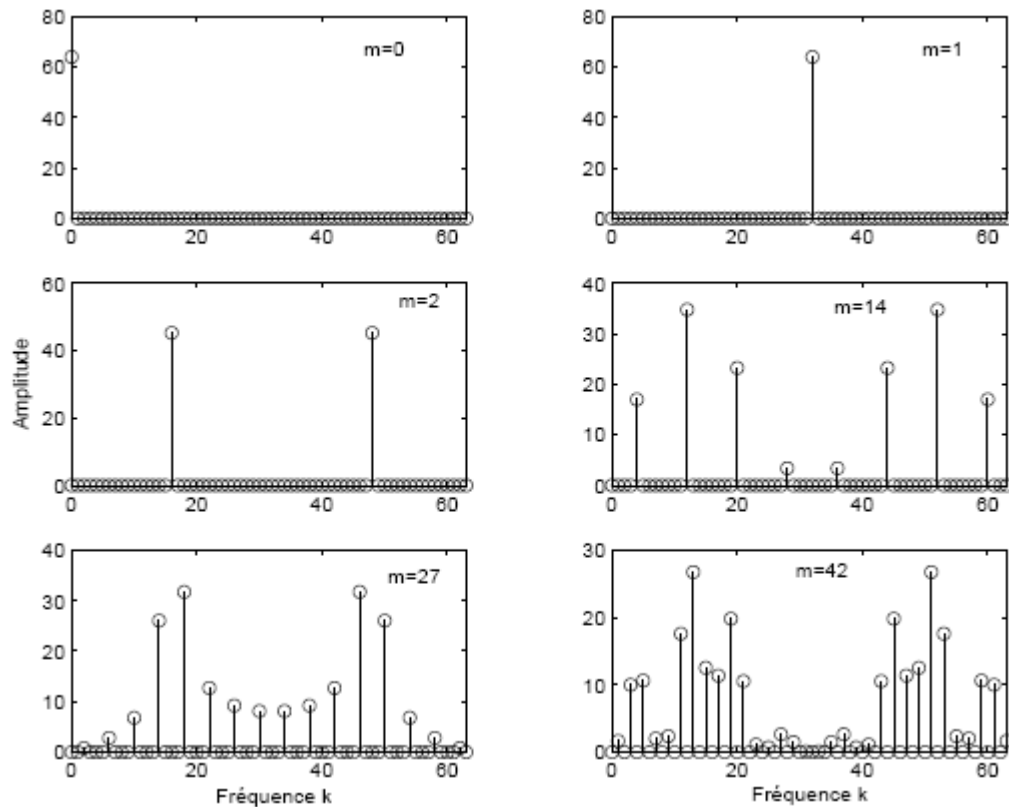


Figure III.12 : Représentation dans le domaine fréquentiel de quelques codes Walsh- Hadamard pour $N = 64$.

D'autres types de codes appelés codes de canal ou *OVSF* (pour *Orthogonal Variable Spreading Factor*, c'est-à-dire, codes orthogonaux à facteur d'étalement variable) obéissent aux propriétés intéressantes suivantes :

- Les séquences sont rigoureusement orthogonales.
- Les séquences ne sont pas toutes de même longueur, ce qui permet d'ajuster le gain de traitement au débit des données à transmettre.

III.4.3.b) Codes Orthogonaux à Facteur d'étalement Variable (OVSF):

Les codes orthogonaux à facteurs d'étalements variables sont utilisés dans l'opération de canalisation. Leur rôle est de préserver l'orthogonalité entre les différents canaux physiques d'un utilisateur. Ils peuvent être définis en utilisant l'arbre de codes de la figure III.14.

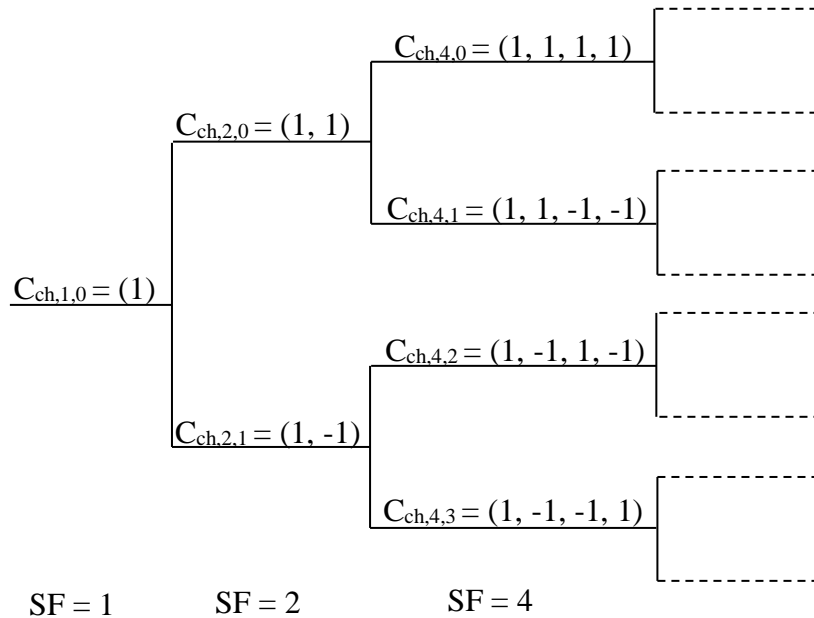


Figure III.13 : Arbre de génération des codes OVSF

Dans la figure III.14, les codes de canalisation sont uniquement décrits par $C_{ch,SF,k}$, avec 'SF' est le facteur d'étalement du code et 'k', numéro du code telle que : $0 \leq k \leq SF - 1$. La méthode de génération du code de canalisation est donnée par :

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

On construit un arbre des codes qui montre que lorsque deux codes sont sur la même branche de l'arbre, signe que l'un a généré l'autre, ils ne sont pas forcément orthogonaux, alors que deux codes situés sur des branches différentes le sont. La longueur des codes donne directement la valeur du facteur d'étalement ($SF = 4$ correspond aux codes $C_{ch,4,k}$). Le nombre de codes utilisables simultanément est limité puisque, si tous les codes d'un même niveau de facteur d'étalement sont employés, plus aucun autre code n'est disponible, chaque code bloquant la branche à laquelle il appartient jusqu'au niveau racine.

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

Figure III.14 : Algorithme de génération des codes OVSF

Les séquences de codes ainsi définies ne sont pas toutes pseudo-aléatoires. Par exemple, les séquences de type $C_{ch,2^n,1}$ sont des suites ininterrompues de 1, donc particulièrement prédictibles et avec une fonction d'autocorrélation égale à leur gain de traitement.

Un deuxième niveau de codage est donc employé, appelé code d'embrouillage. Ces codes sont générés par des suites de registres à décalage et d'additionneurs de type 'ou exclusif', appelés aussi codes pseudo aléatoires.

Ces registres, appelés *LFSR* pour (*Linear Feedback Shift Register*), sont dits périodiques car, quelles que soient les valeurs initiales (les valeurs prises par a_i), on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge. Puisque le registre comprend n états représentés par valeurs binaires de a_i , 2^n codes pseudo-aléatoires sont possibles. Il en résulte aussi que la période de la séquence n'est jamais supérieure à 2^n .

III.4.3.c) Les séquences pseudo aléatoires

Comme il a été annoncé au paragraphe précédent, on réalise facilement un générateur de séquences pseudo aléatoire en utilisant un registre à décalage, attaqué par un signal d'horloge, et un opérateur 'OU exclusif' (*EXOR = Exclusif OR*) [21]. Les cellules sont ici des bascules *D* (*D lach, D = delay*) qui transfèrent l'information sur leurs sorties à chaque coup d'horloge.

Le principe de fonctionnement se résume en l'initialisation des différents états du registre, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

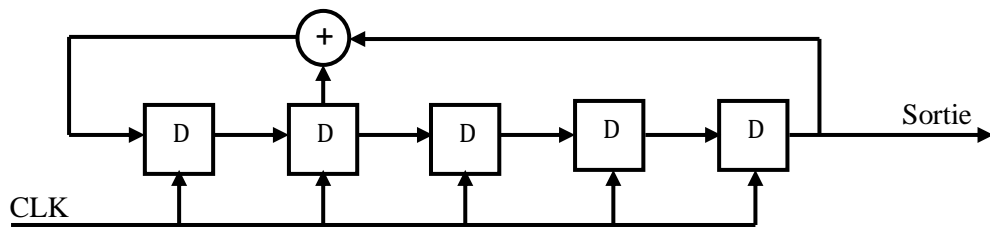


Figure III.15 : Exemple de générateur de séquences pseudo-aléatoires

Les codes *PN* les plus utilisés sont :

III.4.3.d) Séquences de Code long

Parmi les solutions possibles pour les problèmes d'étalement des séquences *WH* est l'utilisation de longues séquences d'embrouillage [22]. L'embrouillage est fait en multipliant le code d'étalement par un morceau de la séquence d'embrouillage. Cette séquence est obtenue à partir d'une séquence pseudo-aléatoire très longue ($2^{18}-1$ pour l'*UMTS*, par exemple), où chaque chip de cette séquence possède la même durée chip que pour la séquence d'étalement. L'idée consiste à faire que les séquences deviennent plus blanches et donc, que le signal soit plus étalé.

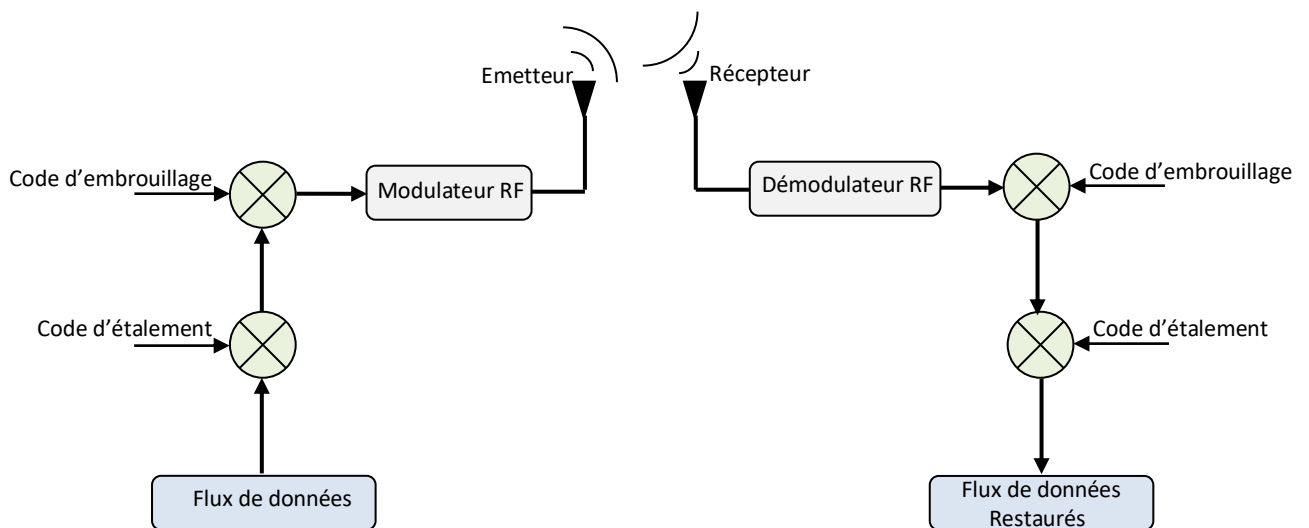


Figure III.16 : Synoptique d'un Emetteur-Récepteur utilisant les codes d'étalement et d'embrouillage

III.4.3.e) Séquences de Code à longueur maximale:

Un autre exemple de code est la séquence à longueur maximale. Il s'agit d'une séquence réelle périodique de taille $N = 2^n - 1$ décrite par un polynôme générateur de degré 'n', primitif et irréductible.

On initialise les registres avec n'importe quelle séquence sauf avec une séquence composée seulement de zéros. Après $N = 2^n - 1$ cycles d'horloge, on obtient toute la séquence/code. Les bits zéros sont convertis en '-1' et les bits un sont convertis en '+1'. Ce code possède une fonction d'autocorrélation circulaire très proche d'une impulsion, presque comme un bruit blanc, c'est pourquoi on appelle ces séquences pseudo aléatoires.

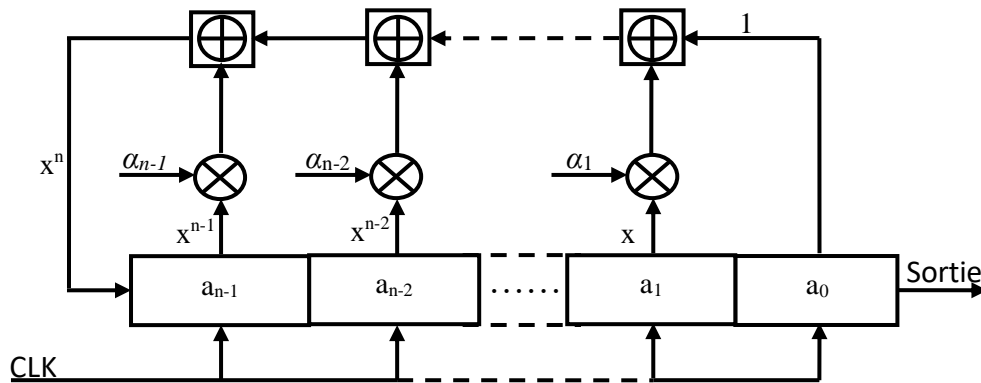


Figure III.17 : Schéma générique d'un registre à décalage à n états

Appelée aussi « m-séquences », on peut noter sur la figure III.19 que le générateur des m-séquences peut être représenté suivant une notation polynomiale.

$$f(x) = x^n + \alpha_{n-1} x^{n-1} + \alpha_{n-2} x^{n-2} + \dots + \alpha_1 x + 1 \tag{III.8}$$

où les coefficients α_i , peuvent prendre deux valeurs 1 ou 0 ; Ainsi, lorsqu'il y a une connexion physique, $\alpha_i = 1$ et lorsque $\alpha_i = 0$, il n'y a pas de connexion. Le polynôme irréductible générant une m-séquence est appelé « primitif ».

Etant donné les propriétés de la corrélation croisée, assez médiocres entre deux m-séquences, un autre type de codes a été proposé, connu sous le nom de « Codes de Gold », afin d'améliorer ces propriétés, tout en étant capable de générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo aléatoires.

III.4.3.f) Codes de Gold

Un des problèmes du système *CDMA* est de trouver plusieurs séquences avec de faibles corrélations croisées. Les codes Gold sont une famille de séquences qui permet d'atteindre ce but, afin de minimiser l'interférence entre utilisateurs sur des canaux à multi-trajets.

Les séquences Gold sont obtenues en combinant, avec modulo-2 deux séquences à longueur maximale figure III.20 [20]. Pour un degré i donné, il existe des séquences de longueur $N = 2^n - 1$ dont la corrélation croisée prend trois valeurs différentes $\{-1, -t(i), t(i) - 2\}$, comme montré à la figure III.21, dont :

$$t(i) = \begin{cases} 2^{(i+1)/2} + 1, & \text{pour } i \text{ impair} \\ 2^{(i+2)/2} + 2, & \text{pour } i \text{ pair} \end{cases} \quad (III.9)$$

Aux polynômes générateurs de ces séquences, on donne le nom de polynôme préféré. Il est intéressant de noter que, pour de grandes valeurs de i , le rapport entre les pics de corrélation croisée et l'autocorrélation tend vers $2^{-i/2} \rightarrow 0$. Ce rapport est aussi connu comme facteur de rejet.

Voici un exemple où nous allons voir, comment sont générés les codes de gold à partir de deux m -séquences, dont les polynômes générateurs sont dans l'exemple suivant:

Exemple :

$$\begin{cases} f(x) = x^5 + x^2 + 1 \\ g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1 \end{cases}$$

La figure III.20 illustre les registres à décalage respectifs et leur mode d'interconnexion, pour générer les $2^5 + 1 = 33$, codes de gold correspondants. Les valeurs de α_i , ont été initialisées à 1. Le code généré par la m -séquence 1 reste fixe tandis que le code issu de la m -séquence 2, est décalé vers la droite.

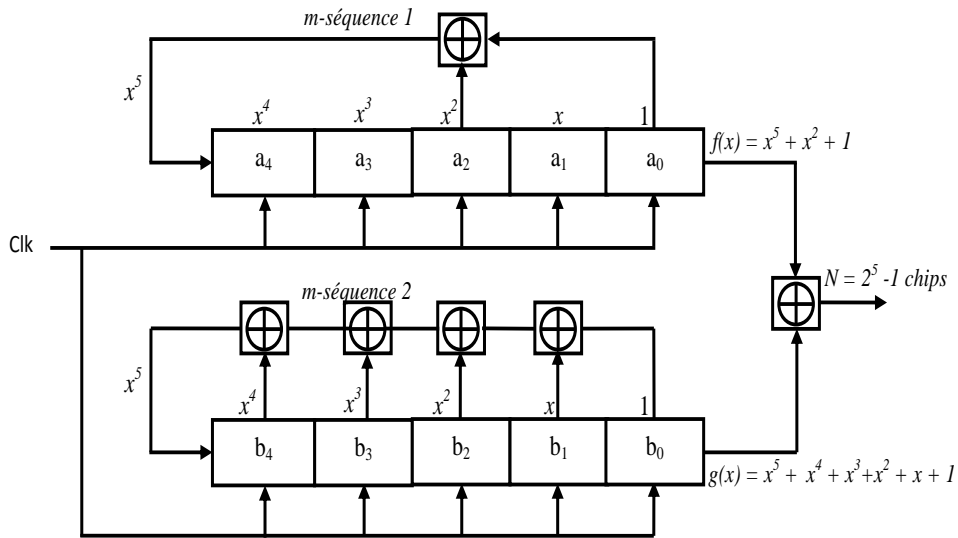


Figure III.18 : Exemple de génération des séquences de gold

$$\begin{cases} f(x) = x^5 + x^2 + 1 \\ g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1 \end{cases}$$

La corrélation croisée entre ces deux codes à longueur maximal donne, d'après l'équation (III.9) : $\{-1, -t(i) - 2 = -2^3 - 1, t(i) - 2 = 2^3 + 1 - 2\} = \{-1, -9, 7\}$

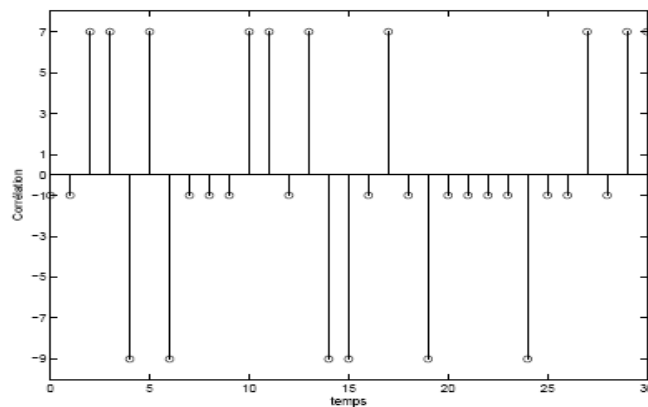


Figure III.19 : Corrélation croisée entre les séquences à longueur maximale données

Le grand avantage de ce type de séquence est que l'on garantit une valeur de corrélation croisée relativement faible entre tous les codes.

Afin de mieux comprendre l'utilisation des codes d'étalement en *DS-CDMA*, nous allons prendre un exemple simple [22], où une station de base communique, sur la voie descendante, avec deux utilisateurs présents dans la cellule comme le montre la figure III.21. Les codes orthogonaux $C_1 = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$ et $C_2 = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$ sont utilisés pour distinguer les deux utilisateurs. Ces codes étalent respectivement les symboles d'information de l'utilisateur 1 et ceux de l'utilisateur 2.

On va supposer que l'information que l'on souhaite transmettre à l'utilisateur 1 est contenue dans les symboles notés $d_1^{(1)} = +0,9$ et $d_1^{(2)} = -0,7$, tandis que celle de l'utilisateur 2 est comprise dans $d_2^{(1)} = -0,8$ et $d_2^{(2)} = +0,6$. La figure III.21 illustre le processus d'étalement des messages représentés par les symboles $d_1^{(n)}$ et $d_2^{(n)}$, et montre aussi la forme des signaux dans chacun des points numérotés dans la figure III.20.

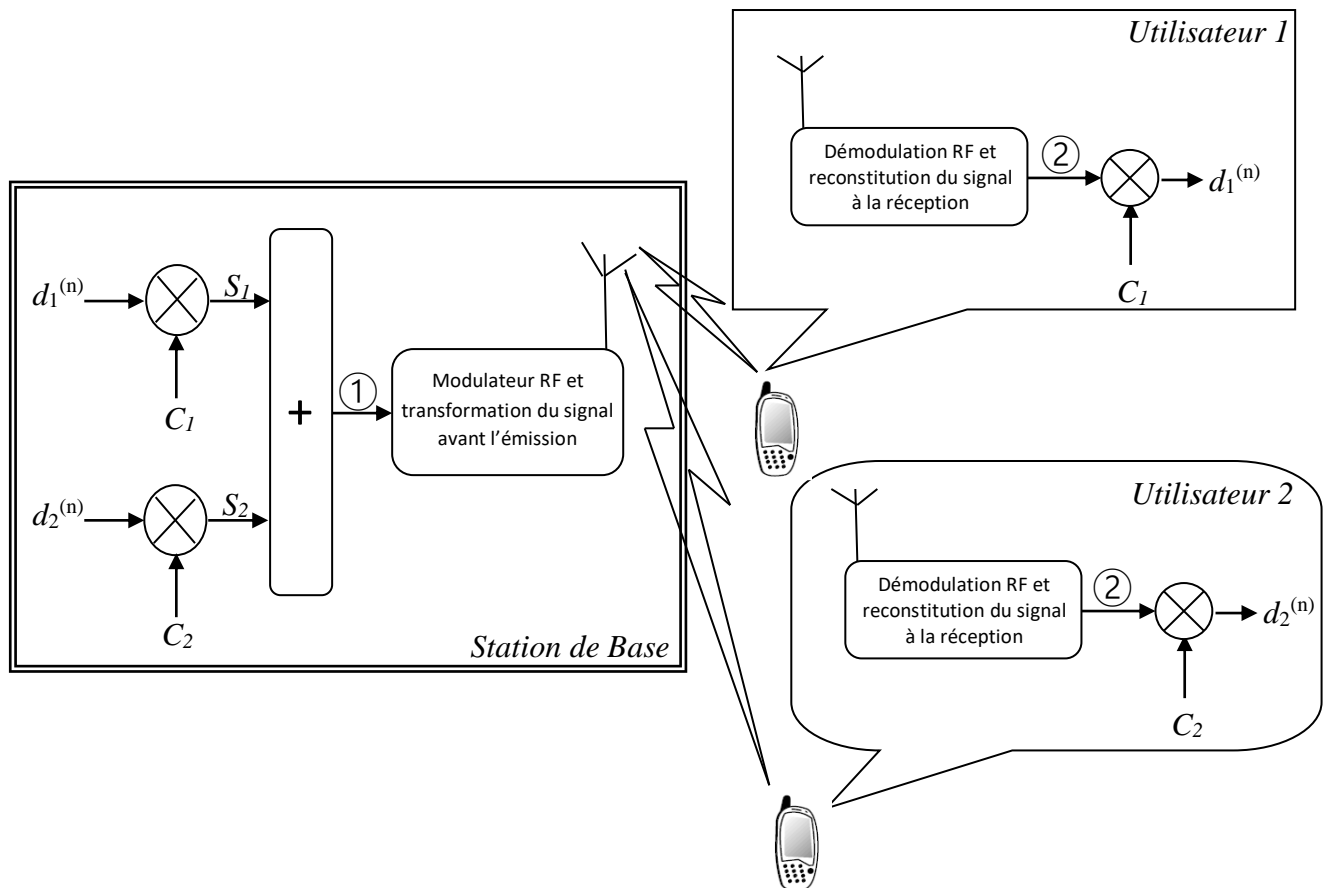


Figure III.20 : Accès multiple dans un système DS-CDMA

On peut voir sur la figure III.22 que le processus d'étalement de spectre a eu lieu en multipliant tout simplement les symboles d'information par des codes respectifs associés à chaque utilisateur. Il faut noter que le signal total transmis par la station de base est la somme arithmétique de chips issue du processus d'étalement effectué pour chaque utilisateur (point ①).

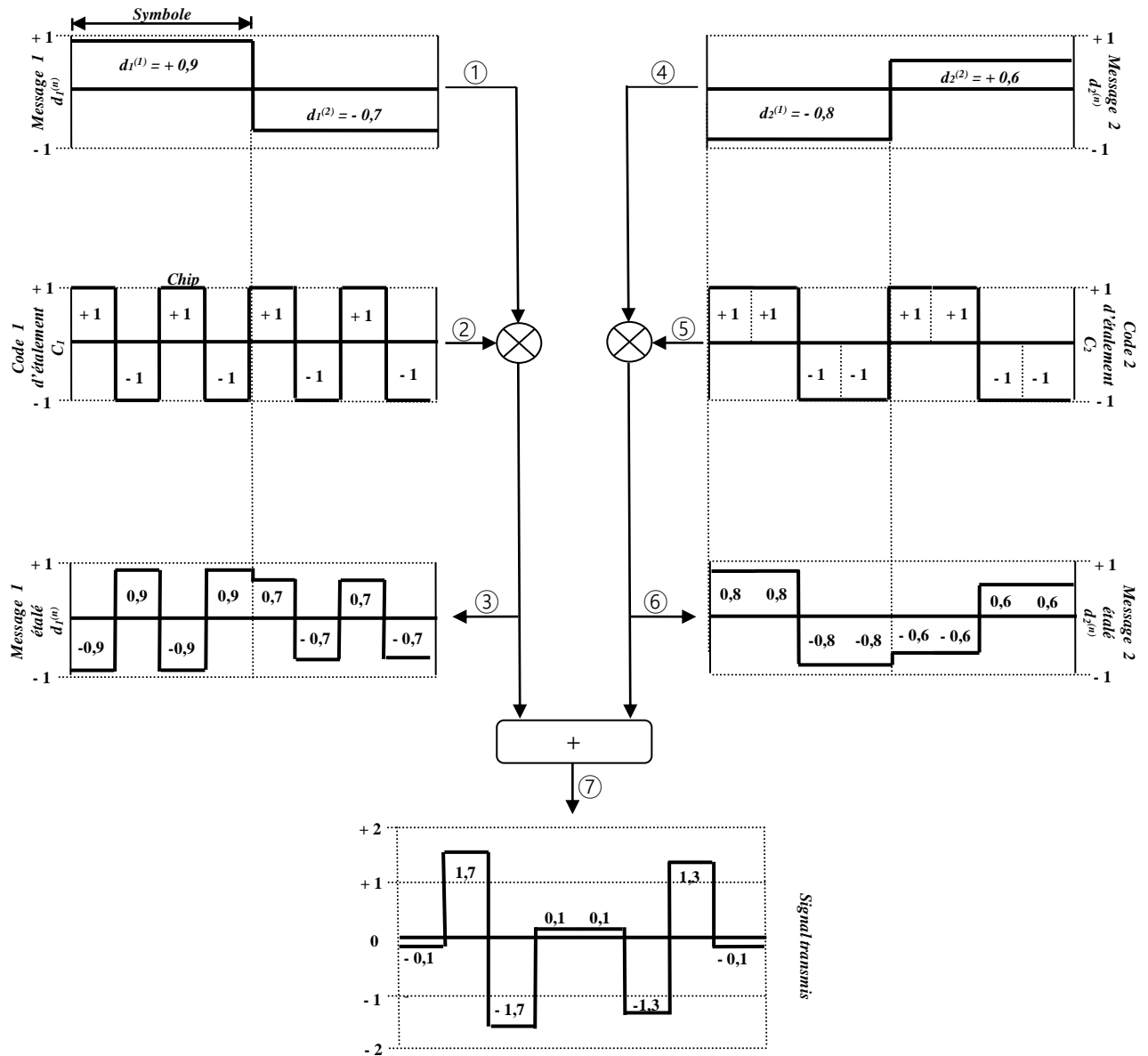


Figure III.21 : Exemple d'accès multiple DS-SS avec deux utilisateurs

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

signal RF et le traitement du signal qui en résulte pour extraire l'information. Cette dernière tâche s'effectue en deux étapes. D'abord, les chips qui constituent le signal reçu sont multipliés un par un par les chips du code qui identifie l'utilisateur. Il faut noter que dans une phase qui précède l'échange d'information entre le mobile et la station de base, cette dernière communique au mobile le code d'étalement à utiliser. Ensuite, les chips sont additionnées sur la longueur M (4 dans cet exemple), de la taille du code d'étalement de manière similaire à l'addition arithmétique effectuée au niveau de l'émission. Cette opération de multiplication et d'addition n'est autre que la corrélation entre le code assigné au mobile et le signal reçu. Le dispositif matériel qui la réalise est appelé « corrélateur ».

III.5. Système DS-CDMA

Dans un système *DS-CDMA*, un certain nombre d'utilisateurs du signal u_i , $i = 0, \dots, k$, cohabitent sur une bande de canal commun et chaque utilisateur est défini par une séquence d'étalement individuelle [17]. Dans la procédure de transmission, des symboles seront écartés par le facteur d'étalement.

Par exemple, la technique utilisée pour la voie montante de l'*UMTS* repose sur l'allocation des deux types de codes :

- Les séquences pseudo aléatoires utilisées pour des fins de différencier les utilisateurs.
- Les codes orthogonaux *OVSF* utilisés pour des fins de différencier les services d'un même utilisateur.

Ainsi, la modulation se décompose en deux phases :

- *Première Phase* : L'étalement de spectre. Un code *OVSF* est alloué à chaque service d'un utilisateur. L'information issue de ce service est étalée de la manière suivante : le 1 binaire est remplacé par le code, et le 0 est remplacé par le complément du code. Le facteur d'étalement est ici égal à la longueur du code. Différents débits peuvent être accessibles en modifiant des codes utilisés. Après la phase d'étalement, les signaux des différents canaux sont additionnés.
- *Deuxième Phase* : L'embrouillage (*scrambling*). Une séquence pseudo aléatoire de brouillage est allouée à chaque utilisateur d'une même cellule. La suite de

chips issue du multiplexage interservices est multipliée par le code d'embrouillage avant d'être envoyée sur l'interface radio.

Ce mécanisme se résume sur la figure III.22, où C_{ij} est le code orthogonal utilisé par le $j^{\text{ème}}$ utilisateur pour le multiplexage du $i^{\text{ème}}$ service, et S_k est la séquence pseudo aléatoire allouée à l'utilisateur k .

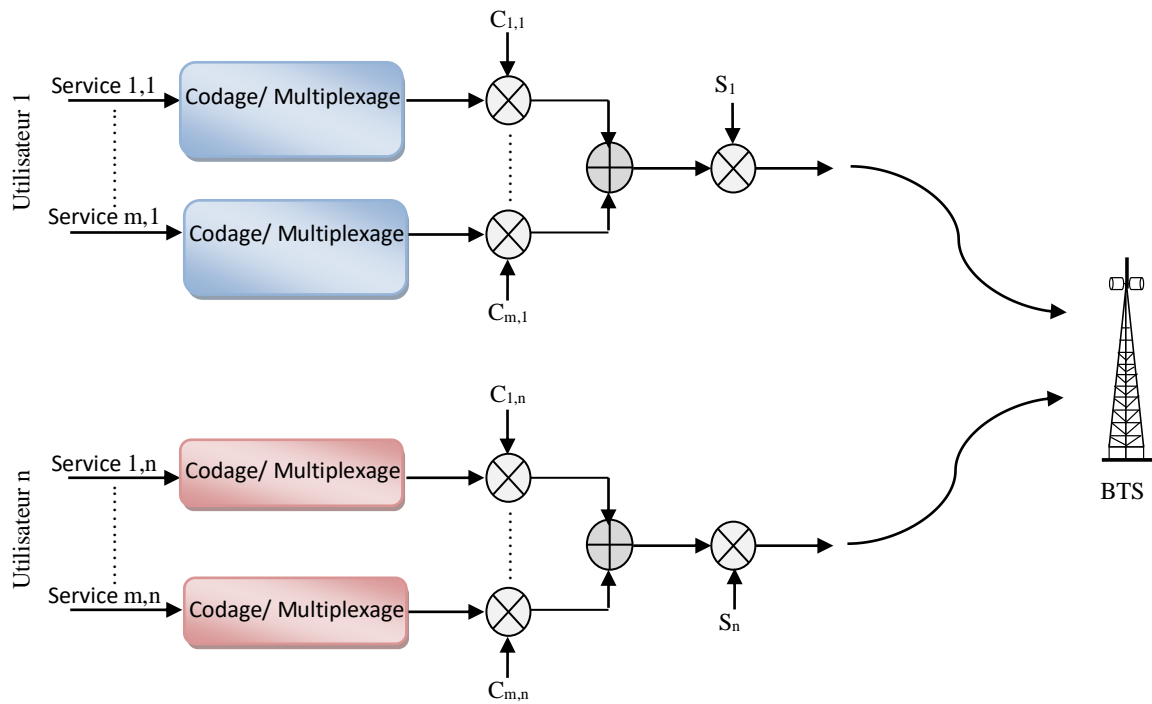


Figure III.22: Voie montante UMTS

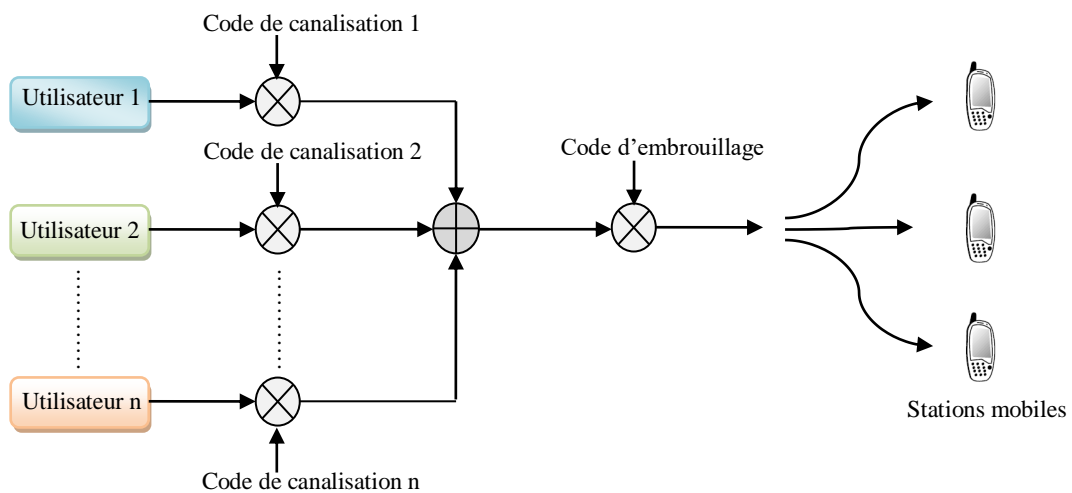


Figure III.23: Voie descendante UMTS

Par contre dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur dans une cellule [20].

Les codes d'embrouillage, dans la voie descendante, permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule (Figure III.23). L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statistiques de l'interférence proche de celles d'un bruit gaussien, sachant que cette interférence est invoquée par les cellules voisines qui émettent sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis.

Dans le récepteur, le détecteur conventionnel de *DS-CDMA* corrèle le signal reçu avec une reproduction de chaque code d'étalement des utilisateurs pour récupérer les symboles transmis particuliers.

Le détecteur de corrélation peut être d'une manière équivalente mis en application par ce qui est connu sous le nom de «*Matched Filter*». Cependant, ce genre de détecteur ne tient pas compte de l'effet des interférences et les déformations produites dans les canaux et par d'autres utilisateurs.

III.6. Conclusion

La technique de codage par étalement de spectre est une des techniques les plus utilisées dans le domaine de la téléphonie mobile, et notamment l'étalement de spectre par séquence directe, dont le but est de rendre les signaux occupant une bande de fréquences réduite, plus résistants aux brouillages rencontrés lors de la transmission, et de permettre à plusieurs liaisons de partager la même fréquence porteuse (Accès multiple par répartition de code).

D'autre part, on trouve que le choix des codes d'étalement se réalise en fonction d'un ensemble de propriétés de corrélation, qui définissent l'importance de ce choix lors de la réception des données.

Ces codes présentent des propriétés communes, ainsi que d'autres différences qui différencient les codes entre eux. Cette différence joue le rôle de permettre de définir le meilleur choix du code, afin de réussir à utiliser des codes avec des propriétés de corrélation meilleures. Ainsi, on aboutit à l'orthogonalité appréciée.

Dans un tel système, chaque intervenant est doté d'un code d'étalement qui lui est propre et qui constitue, en quelque sorte, sa signature. Le signal étalé se trouve ramené à un niveau

comparable à celui d'un bruit de fond, donc rigoureusement indétectable pour qui ne possède pas le code, lequel sert donc de clé de cryptage.

Dans ce chapitre, nous avons enrichi notre étude à l'aide d'exemples graphiques afin de mieux comprendre les différentes étapes de l'opération de codage par étalement de spectre.

IV.1 Introduction

L'égaliseur est un filtre, linéaire ou non linéaire, ayant pour rôle d'annuler les distorsions du signal reçu porteur de l'information en bande de base. Ces distorsions se manifestent par des interférences entre symboles et du bruit additif. Elles sont dues à la convolution du signal modulé avec la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Les travaux portant sur l'égalisation sont nombreux et très variés. Leur principe dépend du choix de la structure du filtre égaliseur, du critère selon lequel il est optimisé et de l'algorithme employé pour réaliser cette optimisation.

Dans ce travail, nous considérons un accès multi utilisateurs basé sur l'étalement de spectre par codage *DS-CDMA* (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*). Dans les systèmes actuels, la connaissance des codes *CDMA* au niveau du récepteur est exploitée pour effectuer la séparation des signaux des utilisateurs. De plus, dans les systèmes dits coopératifs, les utilisateurs transmettent une séquence d'apprentissage connue du récepteur. Ce dernier peut ensuite identifier le filtre caractérisant le canal de propagation afin d'annuler l'interférence inter-Symboles (*ISI*). Cette opération est appelée égalisation. Cependant, si le canal varie rapidement au cours du temps, il est nécessaire d'envoyer périodiquement la séquence d'apprentissage, ce qui limite le débit utile (environ 25 % du débit total est consacré à l'apprentissage en *GSM*, jusqu'à 50% en *UMTS*). Dans ce contexte, les méthodes aveugles suscitent un vif intérêt dans la mesure où elles n'imposent pas la connaissance de cette séquence. De plus, si les codes *CDMA* ne sont pas connus du récepteur, les techniques aveugles constituent une approche adéquate.

Classiquement, le problème d'estimation aveugle de canaux et de sources repose sur la formulation algébrique matricielle $Y = H * S$, où l'objectif est d'identifier la matrice du canal global H et/ou la matrice des symboles S à partir de la matrice des observations Y uniquement. Dans ce chapitre nous allons voir une multitude de définitions de canaux de transmission radio, et leurs caractéristiques, ensuite on fera le tour des sources de dégradation dans les symboles, en touchant aux deux type d'égalisation avec et sans apprentissage (ou aveugle), en tenant compte des algorithmes utilisés dans les deux types d'égalisation, et enfin on terminera ce chapitre par les résultats des simulations.

IV.2 Représentation de la chaîne de transmission

Une chaîne de transmission numérique, en présence d'égalisation, peut être représentée par le schéma de principe de la figure IV.1.

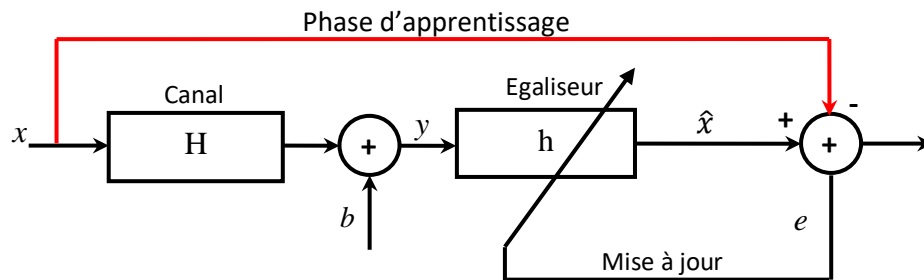


Figure IV.1 : Chaîne de transmission numérique en présence d'égalisation

L'ensemble modulateur, milieu de transmission et démodulateur est modélisé par un canal discret équivalent de réponse $H(z)$. Cette modélisation correspond au cas où les données x sont émises tous les T secondes et le signal reçu en sortie du démodulateur est échantillonné à la fréquence $1/T$. La quantité T est appelée durée symbole et $1/T$ représente la rapidité de modulation [23].

IV.3 Canaux de transmission radio

L'émergence des réseaux sans fil et de la téléphonie mobile rend le milieu clos. Les ondes réellement perturbantes sont celles que l'on retrouve dans la bande passante et qui ne peuvent pas être filtrés [24]. Les canaux les plus utilisés pour un milieu clos sont :

IV.3.1. Canal à bruit additif blanc Gaussien (AWGN)

Le modèle du canal *AWGN* est composé selon le principe de la Figure IV.2 d'un bruit blanc gaussien ajouté à l'onde modulée $s(t)$.

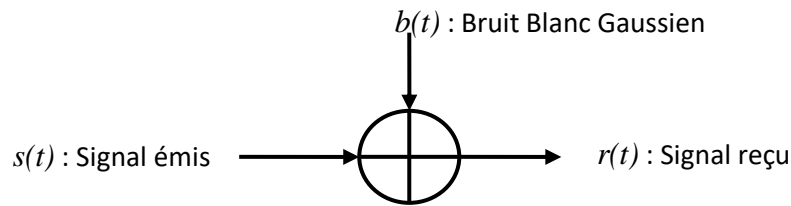


Figure IV.2 : Modèle du canal AWGN

Un bruit blanc gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N_0 sur toute la bande de fréquences. Du fait de sa largeur de bande théoriquement infinie, il est difficile d'exprimer le bruit blanc ; c'est pourquoi l'on suppose que le bruit sommé au signal d'entrée du récepteur a été filtré par un filtre idéal de largeur de bande B très grande devant la bande utile.

Le bruit blanc peut être rendu Gaussien par une distribution gaussienne. Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou la loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (IV.1)$$

avec σ^2 représente la variance et m la valeur moyenne de la variable aléatoire x . La figure suivante représente $p(x)$ la densité spectrale d'un bruit blanc gaussien.

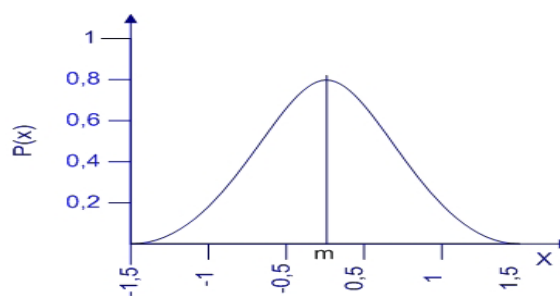


Figure IV.3 : Représentation d'une distribution gaussienne

Dans la mesure où la valeur moyenne du bruit est nulle, sa distribution s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (IV.2)$$

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur vers le récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + b(t) \quad (IV.3)$$

où $b(t)$ représente le bruit, caractérisé par un processeur.

IV.3.2. Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique *CBS* est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à 0 ou 1. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne comprise entre le codeur du canal et le décodeur correspondant, figure IV.4.

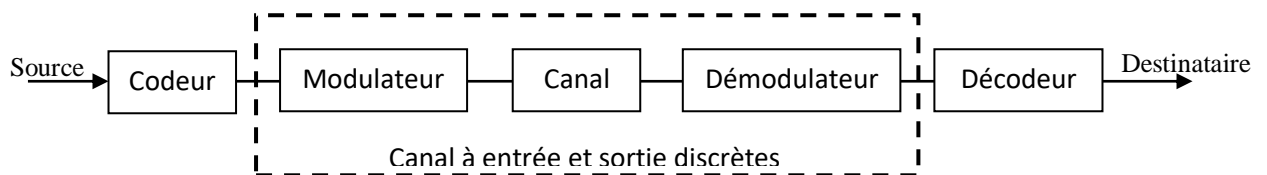


Figure IV.4 : Description d'un canal binaire symétrique

On note respectivement par a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du *CBS*. Si le bruit et d'autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité ρ , alors [25] :

$$Prob(y_k = 0 | a_k = 1) = Prob(y_k = 1 | a_k = 0) = \rho \quad (IV.4)$$

$$Prob(y_k = 0 | a_k = 0) = Prob(y_k = 1 | a_k = 1) = 1 - \rho \quad (IV.5)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme dans la figure ci-dessous. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépend que de l'élément binaire entrant correspondant ; dans ce cas le canal est dit "sans mémoire"

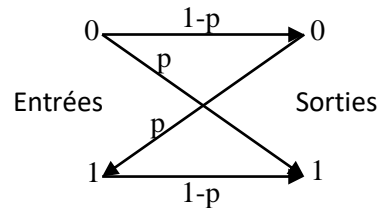


Figure IV.5 : Diagramme du canal binaire symétrique

IV.3.3. Canal à trajets multiples

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation est principalement due à un environnement de propagation riche en échos donc caractérisé par de nombreux multi trajets mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal [24]. Le phénomène de multi trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur vers le récepteur. Les transmissions intra-muraux, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi trajets.

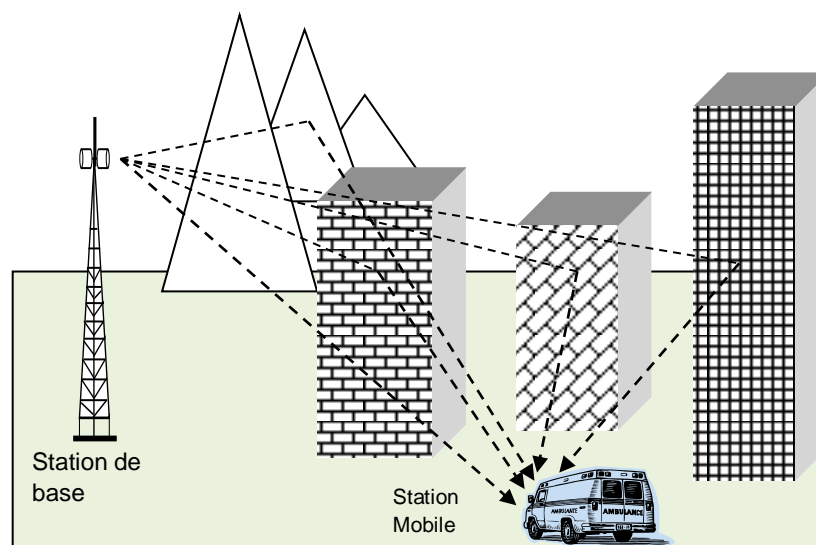


Figure IV.6 : Représentation d'un canal multi-trajets

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

IV.3.3. a) Etalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents. (figure IV.6). L'étalement temporel appelé aussi dispersion des retards (*delay spread*), noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal.

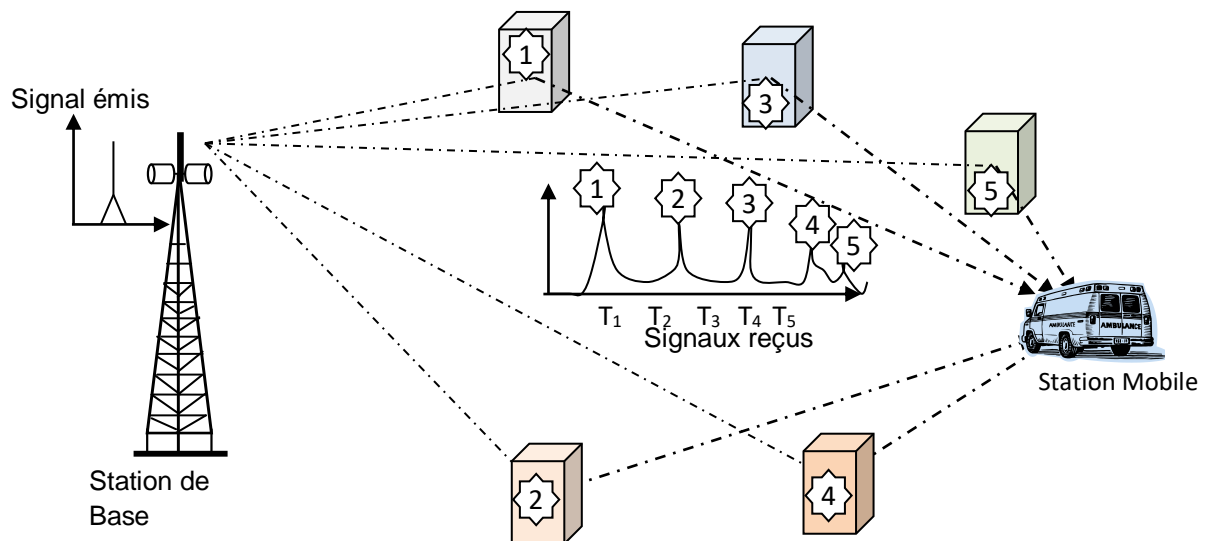


Figure IV.7 : Etalement temporel

Le Delay spread est exprimé par :

$$T_m = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{C}$$

C étant la vitesse de la lumière.

L'étalement temporel de réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules ...etc.). Il s'étend de quelques dizaines de

nanosecondes dans un environnement intérieur ou *Indoor* à quelques microsecondes dans un environnement extérieur ou *Outdoor*. Le tableau suivant donne la comparaison des étalements temporels pour différents environnements [26].

<i>Type d'environnement</i>	<i>Étalement temporel en μs</i>
Espace libre	< 0,2
Zone rurale	1
Zone montagneuse	30
Zone suburbaine	0,5
Zone urbaine	3
Indoor	0,01

Tableau IV.1 : Comparaison des étalements temporels pour différents environnements

L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux larges bandes des canaux à bande étroite. Si l'étalement temporel T_m du canal est supérieur ou égal à T_s , le canal est dit à « large bande ». La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle les amplitudes des composants fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. B_s étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_s \ll B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « sélectif en fréquence ». Dans le cas contraire, au moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence », traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (*ISI*), en pratique, on essaye de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [27].

IV.3.3. b) Décalage de fréquence (Effet Doppler)

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet d'un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler (Comme montré sur figure IV.7), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la

direction de déplacement [28]. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal.

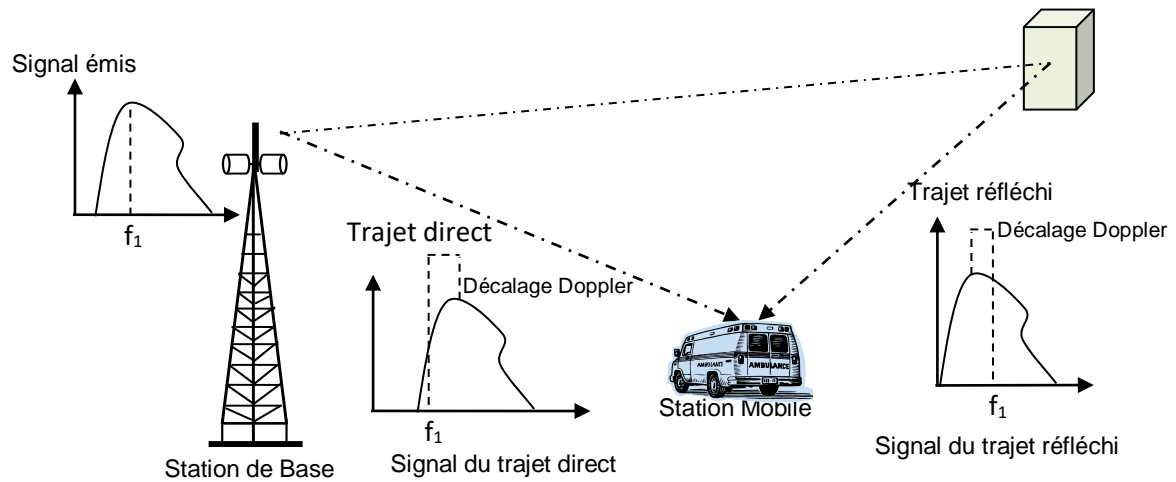


Figure IV. 8 : Effet Doppler

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

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

Afin de garantir la non sélectivité, à la fois en fréquence et en temps, il faut tout simplement respecter la condition :

$$T_m \ll T_s \ll T_{coh} \quad (IV.6)$$

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

IV.4 Sources de dégradation dans les symboles

Le milieu de l'habitat est un milieu à fortes contraintes temporelles. On peut classer ces contraintes en deux catégories : les problèmes posés par les interférences radio et les problèmes posés par le nombre d'utilisateurs. Lors d'une transmission de données, le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur vers le récepteur, dont on peut les définir comme suit :

1. Interférences d'accès multiple (MAI) :

L'interférence d'accès multiples se produit quand un certain nombre d'utilisateurs partagent un canal commun simultanément. Dans ce contexte, les signaux d'autres utilisateurs apparaissent comme une interférence pour un utilisateur donné.

2. Etats par trajets multiples du canal :

Les états par trajets multiples de canal apparaissent dans les environnements où il y a réflexion, réfraction et dispersion des ondes radio par des bâtiments et d'autres obstacles synthétiques comme indiqué sur la figure IV.06. Le signal transmis atteint le plus souvent le récepteur par l'intermédiaire de plus d'un chemin.

3. Interférences inter-symboles (ISI) :

Ce type d'interférences se produit car dans les systèmes de largeur de bande efficace, l'effet de chaque symbole ou chip transmis à travers un canal dispersif se prolonge au delà de l'intervalle de temps employé pour représenter ce symbole. La déformation provoquée par le chevauchement résultant des symboles reçus s'appelle interférences inter-symboles (ISI).

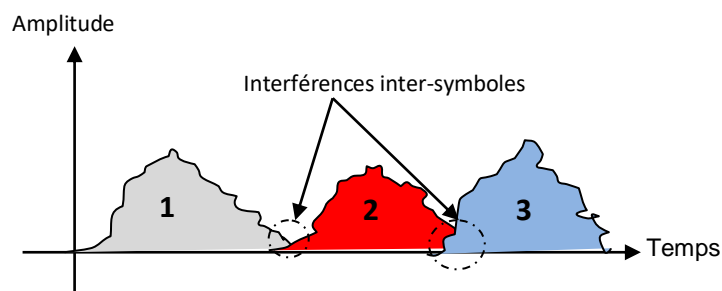


Figure IV.09 : Phénomène d'interférences Inter-symboles

Il est à noter que ces sources perturbent l'orthogonalité entre les codes des différents utilisateurs, qui sont employés pour multiplexer les divers utilisateurs dans le système. Pour cela la suppression d'interférences inter-symboles a été l'objet de beaucoup d'efforts de recherche. Ainsi pour combattre l'effet de ces interférences, plusieurs techniques sont proposées, parmi lesquelles on peut citer :

Une première technique, proche de l'égalisation, utilisant la connaissance a priori des données est appelée Annulation d'Interférences *AI* [29].

Une seconde technique, appelée détection suivant la séquence la plus vraisemblable (*Maximum Likelihood Sequence Estimation MLSE*) donne d'excellents résultats sous réserve que le canal soit connu ou bien estimé [30]. La mise en œuvre de cette technique est généralement réalisée en utilisant un algorithme appelé algorithme de *Viterbi*. Toutefois lorsque la durée de la réponse impulsionnelle du canal est importante et/ou lorsque l'on utilise des modulations à grand nombre d'états, cette technique nécessite un volume de calcul qui devient rapidement prohibitif.

Une troisième technique, appelée égalisation, consiste à inverser la réponse du canal. Les égaliseurs linéaires et les égaliseurs à retour de décisions [31] sont les plus régulièrement employés. L'égalisation linéaire est largement utilisée pour les canaux de type téléphonique. Cependant sur les canaux présentant de sévères distorsions d'amplitude, un égaliseur linéaire donne des résultats assez médiocres du fait qu'il rehausse le bruit aux fréquences présentant de fortes atténuations. Au contraire, le *DFE* possède des performances proches du récepteur optimal *MLSE* pour une large classe de canaux lorsque le bruit est faible [23].

Les égaliseurs de type *linéaire*, ou à retour de décision *DFE* et les annuleurs de type *AI*, possèdent l'avantage d'être assez simples à mettre en œuvre car ils sont composés de filtres numériques à coefficients complexes [23].

Des critères parmi lesquels sont souvent retenus pour déterminer les paramètres optimaux de ces égaliseurs [32], on trouve celui de l'annulation de l'interférence entre symboles, couramment appelés critère du module constant *CM*, forçage à zéro *ZF*, et celui de la minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne *EQM*. Nous nous intéressons dans notre cas au premier critère. Alors, il est nécessaire de définir des algorithmes adaptatifs qui peuvent suivre l'évolution du canal et qui convergent vers la solution optimale recherchée.

Lorsque le canal est fortement perturbé on a recours à l'emploi d'une séquence d'apprentissage pour initialiser la convergence. D'autre part, pour éviter d'introduire une séquence d'apprentissage, on peut utiliser des techniques aveugles (autodidactes) s'appuyant sur la connaissance a priori des statistiques des données émises.

IV.5 Egalisation du canal

Dans un système de transmission, le milieu où se propage l'onde porteuse du signal informatif déforme cette onde et donc le signal utile. Faute d'éléments de connaissances supplémentaires, on suppose en général que cette déformation est linéaire et que ses effets sont toujours les mêmes, qu'il y a (au moins dans une certaine mesure) stationnarité ou invariance dans le temps (nous ne considérons pas le cas de l'évanouissement brusque du signal qui ne vérifie pas ce type d'hypothèses). Par ailleurs, le récepteur qui recueille le signal reçoit aussi d'autres signaux parasites, qui seront en général considérés en l'absence d'informations supplémentaires comme du bruit souvent supposé blanc et gaussien. On suppose que le signal capté se présente sous la forme du résultat d'une convolution à laquelle s'ajoute un bruit de mesure $b(t)$, en principe indépendant du signal émis $s(t)$.

$$x(t) = \sum_{k=0}^q h(k)m(t-k) + b(t) \quad (IV.7)$$

Les données émises, les caractéristiques du canal, les coefficients des filtres seront des nombres complexes. Les problèmes de synchronisation et de génération du signal complexe à partir du signal réel modulé capté sont supposés connus et résolus ; on traitera donc le signal en bande de base à valeurs complexe après démodulation.

Aussi, pour améliorer les performances du système de transmission, et afin d'empêcher une dégradation sévère de ces performances il faut compenser ces déformations. Cette opération est appelée "égalisation". Dans notre travail nous allons assurer cette compensation. Mais avant d'aborder ce sujet il est nécessaire de passer par les exemples ci-dessous afin de pouvoir au mieux exprimer cette phase.

IV.5.1. Annulation d'interférences

Le principe est de recréer l'interférence entre symboles afin d'essayer de l'éliminer du signal reçu. Sous l'hypothèse de données connues, les performances obtenues sont celles d'un canal gaussien sans interférence entre symboles. Nous avons un signal $x(t)$ perturbé par un autre signal $r(t)$. Nous disposons d'une mesure d'un signal auxiliaire $r^*(t)$ directement lié à $r(t)$, exemples :

1. A l'aide d'un microphone, nous enregistrons une conversation (signal $x(t)$) dans un milieu particulièrement bruyant (ex : salle de machines, à l'intérieur d'un véhicule motorisé, ou un lieu public extérieur fréquenté ...signal parasite $r(t)$). La qualité de l'enregistrement sera alors fortement affectée par la présence du parasite. Cependant, nous pouvons placer un second microphone éloigné du premier, qui n'enregistre que le parasite : c'est le signal $r^*(t)$. Bien sûr, $r^*(t)$ est lié à $r(t)$ lui-même. Donc, il peut être envisagé d'extraire le signal en effectuant une simple soustraction $x_a(t) - r^*(t)$.
2. Pour enregistrer l'*ECG* d'un fœtus, il suffit de placer un capteur sur le ventre de la mère. Cependant, à cause de la présence du cordon ombilical, il se superpose à ce signal un parasite $r(t)$ qui est le signal *ECG* de la mère. Nous pouvons alors placer une sonde loin du fœtus, près du cœur de la mère pour enregistrer son *ECG*, c'est le signal $r^*(t)$.
3. Cette même expérience a aussi été réalisée pour supprimer sur un *ECG* d'adulte la présence de parasites dus au secteur 50Hz. Il est aisé d'avoir à notre disposition une mesure de ce signal 50Hz. Les deux signaux $r(t)$ et $r^*(t)$ sont donc liés et nous pouvons rechercher entre eux une relation linéaire qui est un filtre. La détermination de ce dernier engendrera la détermination du signal $r(t)$, et par soustraction nous obtiendrons $x(t)$; par conséquent l'opération peut se schématisée comme suit :

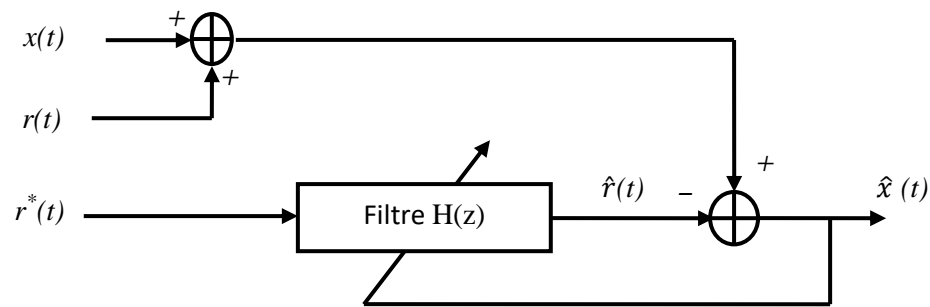


Figure IV.10 : Annulation d'une interférence par un filtre adaptatif

Cependant, ne disposant pas de $H(z)$, nous sommes dans l'obligation de la déterminer. Le système s'adapte au fur et à mesure. Les signaux sont donc des estimations $x(t)$ et $r(t)$ qui doivent si possible converger vers la vraie valeur.

IV.5.2. Modélisation Inverse 'Egalisation'

Le signal $x(t)$ est déformé en cours de son passage par le canal de transmission, cette déformation peut être modélisée comme étant le passage de ce signal $x(t)$ dans un filtre de fonction de transfert $H(z)$ voir la figure IV.11.

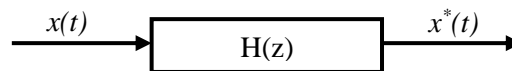


Figure IV.11 : Distorsion du signal par le canal de transmission

Il suffit de traiter le signal résultant $x^*(t)$ par le filtre de fonction de transfert inverse $G(z)$,

$$\text{telle que : } G(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (\text{IV.8})$$

Suivant la figure IV.12:

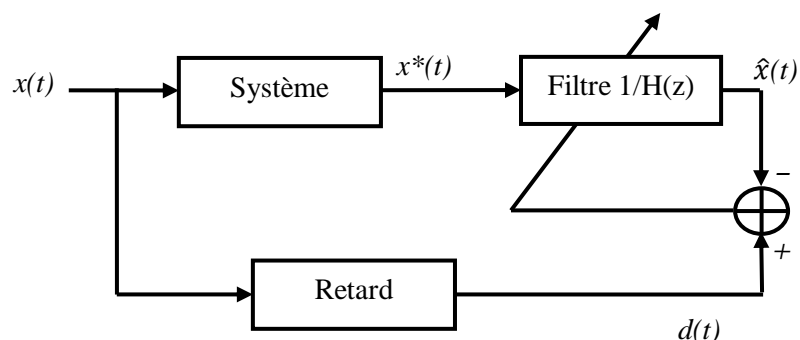


Figure IV.12 : Egalisation du canal par un filtre adaptatif

Le signal de référence $d(t)$ est une version retardée de $x(t)$. Quant à $x^*(t)$, il représente le signal résultant d'une opération de convolution qui nécessite une opération inverse où dans le cas des télécommunications, il s'agit d'une opération d'égalisation, face à une distorsion des formes d'ondes de la modulation utilisée.

IV.5. 3. Filtrage adaptatif

De façon générale les filtres adaptatifs sont des systèmes appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant t . Ces systèmes étant mis en œuvre dans trois configurations :

- Le filtrage c'est-à-dire l'extraction de cette information au temps t à partir des données bruitées mesurées jusqu'au temps t inclus.
- Le lissage qui utilisera aussi les données postérieures au temps t .
- La prédiction qui ne se sert que des données jusqu'au temps $t-\tau$ pour déduire l'information qui nous intéresse au temps t .

Par rapport au filtrage classique, le filtrage adaptatif comporte une mise à jour récursive des paramètres ou coefficients du filtre. L'algorithme part de conditions initiales prédéterminées et modifie de façon récursive les coefficients du filtre pour s'adapter au processus. Si celui-ci est stationnaire l'algorithme doit converger vers la solution optimale de Wiener, sinon il présentera une capacité à suivre des variations des grandeurs statistiques du processus si celles-ci sont suffisamment lentes.

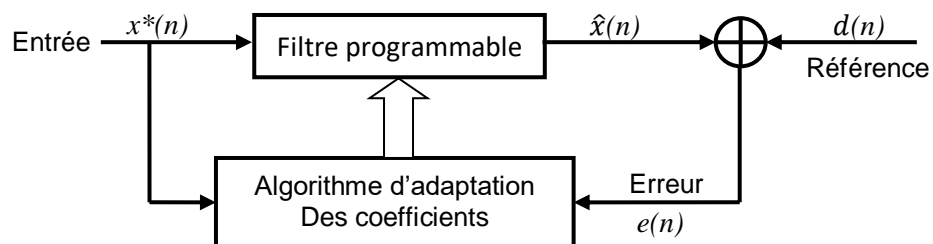


Figure IV.13 : Principe d'un filtre adaptatif

Les filtres adaptatifs peuvent être classés en fonction des choix qui sont tirés depuis les points suivants:

- le critère d'optimisation,
- l'algorithme de mise à jour des coefficients,
- la structure du filtre programmable,
- le type de signal traité, mono ou multidimensionnel.

IV.5. 3. a) Filtres de WIENER

Les filtres de Wiener développés à partir de concepts temporels et non fréquentiels sont conçus pour minimiser l'erreur quadratique moyenne 'EQM', entre leur sortie et une sortie désirée. Ils sont dits optimums, au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne et nous verrons que dans ce cas les coefficients du filtre sont liés à la fonction d'auto-corrélation du signal d'entrée et à la corrélation croisée entre les signaux d'entrées et de sortie désirée. Ce type de filtres exige que les signaux soient stationnaires.

Dans le cas où, les fonctions de corrélation ne sont pas connues, on va approcher alors le filtre optimal de Wiener en utilisant une boucle de retour et un algorithme de minimisation ou d'adaptation de coefficients où on remplacera bien entendu les fonctions de corrélation par une phase d'apprentissage permettant de modifier itérativement la réponse impulsionnelle du filtre.

IV.5. 3. b) Estimation linéaire

D'après la figure IV.14, un problème d'estimation linéaire est posé, où $x(n)$ correspond à notre séquence d'information, mais cette dernière n'est pas directement accessible, seul $y(n)$ l'est, et le signal $y(n)$ résulte du passage de $x(n)$ à travers un système linéaire suivi d'une addition de bruit.

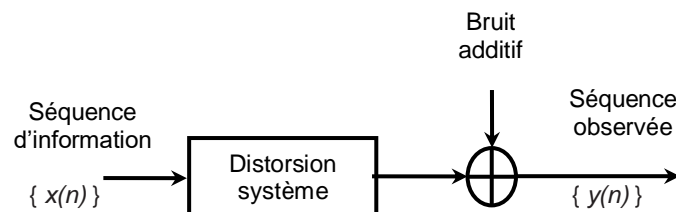


Figure IV.14 : Schéma d'un problème d'estimation linéaire

Le problème qui se pose ici est comment retrouver $x(n)$ à partir de $y(n)$. Une solution consiste à filtrer $y(n)$ de telle sorte que la sortie $\hat{x}(n)$ soit la plus proche possible de $x(n)$, la qualité de l'estimation est mesurée au moyen de $e(n)$ voir la figure IV.15.

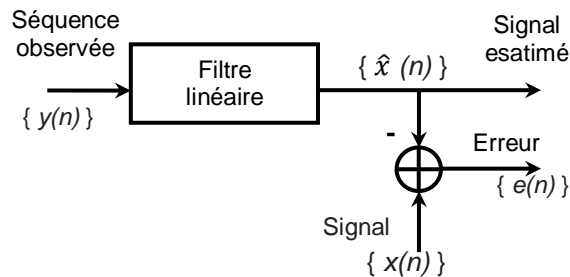


Figure IV.15 : Schéma d'un problème d'estimation linéaire

tel-que :

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) \quad (IV.9)$$

Plus $e(n)$ sera faible, plus l'estimation sera proche de $x(n)$, on cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur. Il est plus pratique de chercher à minimiser $e^2(n)$ car c'est une fonction quadratique facile à dériver. Par ailleurs, étant donné que les signaux sont aléatoires, la fonction coût qui sera à minimiser est l'erreur quadratique moyenne *MSE* (*Mean Square Error*) définie par :

$$\zeta(n) = E(e^2(n)) \quad (IV.10)$$

Donc, on peut en conclure qu'il s'agit d'un filtre optimal de Wiener.

IV.5. 3. c) Filtrés de WIENER de type RIF

En général, la sortie d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, peut s'exprimer comme une combinaison linéaire des échantillons présents à son entrée. Les coefficients de la combinaison linéaire constituent la réponse impulsionnelle du filtre. Le filtre de réponse h , qui est de longueur N , donnée avec la représentation matricielle suivante [33]:

$$h = [h_0 \ h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{N-1}]^T$$

Le signal estimé $\hat{x}(t)$ peut alors s'écrire :

$$\hat{x}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i y(n-i) \quad (IV.11)$$

ou encore en introduisant la notation matricielle pour $y(n)$

$$\hat{x}(n) = h^T y(n) \Leftrightarrow \hat{x}(t) = y^T(n)h \quad (IV.12)$$

avec

$$y(n) = [y(n) \ y(n-1) \ \dots \ y(n-(N-1))]^T$$

En utilisant l'hypothèse que les signaux $x(n)$ et $y(n)$ sont stationnaires, et si on introduit l'équation IV.11 dans l'équation IV.10, on peut aboutir à la fonction coût suivante :

$$\xi = E[(x(n) - h^T y(n))^2] \quad (IV.13)$$

$$\Leftrightarrow \xi = E[x^2(n) - 2h^T y(n)x(n) + h^T y(n) y^T(n) h] \quad (IV.14)$$

Appellons $\Phi_{yy} = E[y(n) y^T(n)]$, matrice d'auto-corrélation de taille $N \times N$, $\Phi_{yx} = E[y(n) x(n)]$ le vecteur de corrélation croisée de taille N , l'équation IV.14 devient :

$$\xi = E[x^2(n)] - 2h^T \Phi_{yx} + h^T \Phi_{yy} h \quad (IV.15)$$

L'équation IV.12, montre que pour un filtre *FIR*, la fonction coût *MSE* dépend de la réponse impulsionnelle h . Pour en obtenir le minimum, il suffit de chercher les solutions de l'équation dérivée de la fonction coût par rapport aux variables que sont les N points de la réponse impulsionnelle du filtre.

La dérivé de la fonction coût par rapport au $j^{\text{ème}}$ point de la réponse impulsionnelle est donnée par :

$$\frac{\partial \xi}{\partial h_j} = E \left[\frac{\partial}{\partial h_j} \{e^2(n)\} \right] = E \left[2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial h_j} \right] \quad (IV.16)$$

Par substitution de la valeur de $e(n)$ depuis les équations IV.9 et IV.10, nous obtiendrons l'expression suivante :

$$\frac{\partial \xi}{\partial h_j} = E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial h_j} \{x(n) - h^T y(n)\} \right]$$

En utilisant le fait que la sortie du filtre : $h^T y(n)$ peut s'écrire comme une somme de N produits dont un seul contient le terme h_j , on aboutit à l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi}{\partial h_j} &= E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial h_j} \{h_j y(n-j)\} \right] \\ \Leftrightarrow \frac{\partial \xi}{\partial h_j} &= E \left[-2e(n) y(n-j) \right] \end{aligned}$$

On cherche les conditions ou la solution de cette équation pour toutes les valeurs de $j = \{0, \dots, N-1\}$. Ceci nous donne un ensemble de N équations qui peuvent être écrites de façon matricielle en introduisant le vecteur gradient ∇ :

$$\nabla = \begin{bmatrix} \partial \xi / \partial h_0 \\ \partial \xi / \partial h_1 \\ \vdots \\ \partial \xi / \partial h_j \\ \vdots \\ \partial \xi / \partial h_{N-1} \end{bmatrix} = -2 E \begin{bmatrix} y(n)e(n) \\ y(n-1)e(n) \\ \vdots \\ y(n-j)e(n) \\ \vdots \\ y(n-N+1)e(n) \end{bmatrix} = -2 E \left\{ \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n-1) \\ \vdots \\ y(n-j) \\ \vdots \\ y(n-N+1) \end{bmatrix} e(n) \right\} = -2 E [y(n)e(n)]$$

En utilisant les équations IV.10 et IV.15, pour remplacer $e(n)$ on obtient :

$$\nabla = -2E[y(n)x(n) - y^T(n)h] = -2E[y(n)x(n)] + 2E[y(n) y^T(n)h] \quad (IV.17)$$

En introduisant la matrice d'autocorrélation et le vecteur de corrélation croisée, on trouve :

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy} h \quad (IV.18)$$

La réponse impulsionnelle optimale h_{opt} est la solution de cette équation d'où :

$$\Phi_{yy} h_{opt} = \Phi_{yx} \quad (IV.19)$$

L'équation IV.19 est appelée formule de Wiener.

Le filtre ainsi obtenu est appelé filtre FIR de Wiener. Il permet d'obtenir une erreur quadratique minimale entre $x(n)$ et son signal estimé $\hat{x}(n)$. A partir de l'équation IV.14 :

$$\xi = E[x^2(n)] - 2h^T \Phi_{yx} + h^T \Phi_{yy} h \quad (IV.20)$$

Le filtre est lié à l'équation suivante :

$$\xi = E[x^2(n)] - h_{Opt}^T \Phi_{yx} \quad (IV.21)$$

IV.5.4. Algorithmes pour le filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif a pour objet d'approcher ces filtres optimaux. Pour cela, les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre sont adaptés au moyen de l'erreur par une boucle de retour. Cette adaptation nécessite une séquence d'apprentissage et une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre dont l'objectif est de minimiser l'erreur. Pour cela, on utilisera des algorithmes d'optimisation tels que :

- Algorithme *LMS* (*Least Mean Squares*).
- Algorithme *NLMS* (*Normalized Least Mean Squares*).

La réponse impulsionnelle d'un filtre adaptatif est donc variable dans le temps. Elle dépend du signal reçu, de la séquence d'apprentissage et de l'algorithme d'optimisation utilisé. Le signal estimé $\hat{x}(n)$ s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{x}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(n-1) y(n-i)$$

ou de manière équivalente :

$$\hat{x}(n) = h^T(n-1) y(n) \quad (IV.22)$$

ce qui signifie qu'un point à l'instant i est calculé en utilisant la réponse impulsionnelle du filtre.

IV.5. 4.a). Choix de l'algorithme

D'une manière générale, l'algorithme doit respecter les critères suivants :

- Fournir un écart le plus faible possible entre la grandeur estimée par le filtre et sa valeur réelle (inaccessible à la mesure).
- Au départ, il n'y a aucun paramètre déterminé, l'algorithme doit converger le plus rapidement possible vers la solution.
- La rapidité de convergence est le nombre d'itérations nécessaire pour converger "Assez près" de la solution optimale de *Wiener* dans le cas stationnaire.
- La mesure de cette "proximité" entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite (*tracking*) des variations (non stationnarités) du processus. On examinera quels sont les algorithmes vraiment adaptatifs.
- La robustesse vis-à-vis du bruit éventuel.
- Les propriétés numériques les meilleurs possibles. L'algorithme doit être stable avec une précision satisfaisante.

Nous ne nous intéresserons dans le cadre de ce chapitre qu'aux trois premiers critères de choix.

IV.5. 4.b) Egalisation par apprentissage

Dans le cas où les propriétés du canal sont connues à l'avance, il est possible d'initialiser le filtre avant que la transmission commence. Si le canal n'est pas maîtrisé, les paramètres de l'égaliseur doivent être estimés. Les méthodes standards utilisent ce qu'on appelle des séquences d'apprentissage : l'émetteur émet une séquence de symboles connus par le récepteur. Ce procédé est appelé apprentissage. Après l'estimation des paramètres, l'égaliseur est construit et l'égalisation du signal peut commencer [34]. Dans cette phase, nous allons voir l'égalisation par les algorithmes *LMS* et *NLMS*.

IV.5. 4.c) Egalisation par algorithme LMS

L'algorithme *Least Mean Squares* représente l'un des choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Deux raisons principales de sa popularité : sa complexité informatique réduite et sa simplicité. En outre, il y a plusieurs variantes de l'algorithme qui peuvent être employées spécifiquement afin de résoudre différents types de problèmes qui sont inhérents à certaines applications.

Dans cette partie on se limitera à étudier la version de base du *LMS*. Cette version est un cas spécial du filtre adaptatif du gradient descendant (Figure IV.16). Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction coût quadratique en mettant à jour d'une façon itérative des poids de sorte qu'il converge vers la solution optimale.

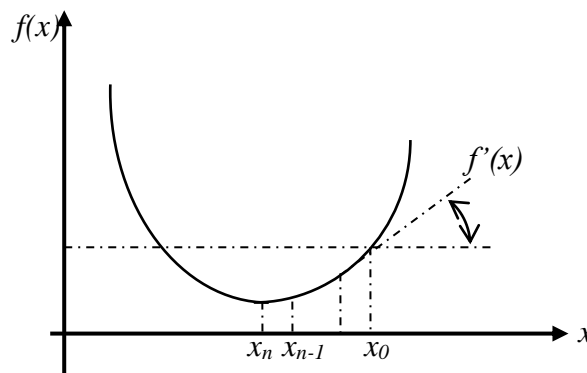


Figure IV.16 : Méthode du gradient descendant

IV.5. 4.d) Algorithme LMS

La méthode du gradient consiste à suivre les conditions suivantes :

- Choisir un vecteur initial de coefficients $h(0)$.
- Ayant un vecteur candidat $h(n)$ à l'étape n , obtenir un meilleur candidat en incrémentant $h(n)$ dans la direction opposée au gradient du coût ξ .

Pour l'algorithme *LMS*, la fonction ξ devient l'erreur quadratique moyenne (*MSE*) :

$$h(n+1) = h(n) - \frac{1}{2} \mu_n \nabla \xi \Big|_{h=h(n)} \quad (IV.23)$$

μ_n est un paramètre crucial affectant la stabilité et le taux de convergence de l'algorithme *LMS*, et aussi une série de coefficients appelés *pas d'adaptation*. On distingue l'algorithme à

pas d'adaptation constant $\mu_n = \mu$ et les algorithmes à pas décroissant. Le gradient de la fonction coût $\xi(n) = E(e^2(n))$ est égal à :

$$\begin{aligned} \nabla \xi \Big|_{h = h(n)} &= -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy} h \\ \Rightarrow \nabla \xi \Big|_{h = h(n)} &= -2E[y(n)e(n)] \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Dans la méthode du gradient descendant, le plus grand problème est le calcul impliqué dans la recherche des valeurs Φ_{yx} et Φ_{yy} des matrices en temps réel. Afin d'y remédier, l'algorithme utilise les valeurs instantanées des matrices de covariance Φ_{yx} et Φ_{yy} au lieu de leurs valeurs réelles c'est-à-dire on approchera ces grandeurs déterministes par des estimées $\hat{\Phi}_{yx}$ et $\hat{\Phi}_{yy}$ à l'instant n. Dans le cas de l'algorithme *LMS*, on choisit les estimées les plus simples possibles, à savoir :

$$\hat{\Phi}_{yx}(n) = y(n)x(n)$$

$$\hat{\Phi}_{yy}(n) = y(n)y^T(n)$$

Ce sont les estimées instantanées des fonctions de corrélations. En remplaçant $\hat{\Phi}_{yx}$ et $\hat{\Phi}_{yy}$ dans l'algorithme du gradient on obtient :

$$\begin{aligned} h(n+1) &= h(n) + \mu [\hat{\Phi}_{yx}(n) - \hat{\Phi}_{yy}(n)h(n)] \\ &= h(n) + \mu y(n)[x(n) - y^T(n)h(n)] \end{aligned}$$

on a : $e(n) = x(n) - y^T(n)h(n)$, alors :

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n)e(n)^*$$

Par conséquent, la mise à jour du vecteur de poids d'égalisation peut être donnée par l'équation suivante :

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n)e(n)^* \quad (IV.25)$$

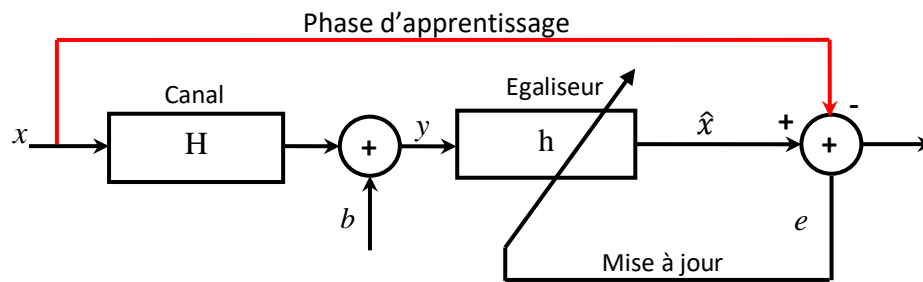


Figure IV.17 : Structure d'un égaliseur adaptatif avec séquence d'apprentissage

L'algorithme *LMS* est engagé à démarrer avec une valeur arbitraire $h(0)$ pour le vecteur de poids à $n = 0$. Les rectifications successives du vecteur de poids finalement conduisent à la valeur minimale de l'erreur quadratique moyenne.

L'algorithme *LMS* peut se résumer comme suit :

- Initialisation par le poids de démarrage :

$$h(0) = 0$$

- Pour chaque échantillon $n = 1, 2, \dots$ Effectuez les actions suivantes :

$$\text{Sortie, } \hat{x}(n) = h^T y(n), \quad \hat{x}(n) = h^T(n-1) y(n)$$

$$e(n) = x^*(n) - \hat{x}(n)$$

$$\text{Erreur, } \hat{x}(n-d)$$

$$\{\hat{x}(n-d)\}$$

$$\text{Poids, } h(n+1) = h(n) + \mu y(n)e^*(n)$$

IV.5. 4.e) Convergence et stabilité de l'algorithme *LMS*

Il y a une compensation entre le taux de convergence et la stabilité de l'égaliseur adaptatif du *LMS*. L'algorithme *LMS* engagé avec certaines valeurs arbitraires pour le poids n'est pas sûr de converger, si le pas μ est choisi très faible alors l'algorithme converge très lentement, par contre s'il est choisi grand, il peut conduire à une accélération de convergence. Habituellement μ est choisi dans la marge :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (IV.26)$$

où λ_{max} représente la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation Φ_{yy} . La convergence de l'algorithme est inversement proportionnelle à la propagation des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation Φ_{yy} . Pour des valeurs propres de Φ_{yy} qui sont très répandues, la convergence peut être lente.

IV.5. 4.f) Egalisation par algorithme LMS normalisé 'NLMS'

Le principal inconvénient de la pureté de l'algorithme *LMS* est qu'il est sensible à l'échelle de son entrée $y(n)$. Cela rend très difficile de choisir un taux d'apprentissage μ qui garantit la stabilité de l'algorithme. Le *NLMS* est une version de l'algorithme *LMS* et permet de résoudre ce problème sans employer les évaluations de la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée.

L'équation de mise à jour est :

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n)e^*(n) \quad (IV.27)$$

La constante d'adaptation μ est sans dimension, tandis que dans le *LMS*, l'adaptation a une dimension égale à celle d'une puissance inverse.

$$\mu = \frac{\alpha}{a + y^T(n)y(n)}, \quad 0 < \alpha < 2, \quad a \geq 0$$

La normalisation est telle que :

- L'effet de grandes fluctuations au niveau de la puissance du signal d'entrée est compensé au niveau de l'adaptation.
- L'effet d'une grande longueur du vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille de l'algorithme.

L'algorithme *NLMS* peut se résumer comme suit :

- Initialisation par le poids de démarrage :

$$h(0) = 0$$

- Calcul :

$$y(n) = [y(n) \ y(n-1) \dots \ y(n-(N-1))]^T$$

$$e(n) = x^*(n) - \hat{x}(n)$$

$$\hat{x}(n) = h^T y(n)$$

$$h(n+1) = h(n) + \frac{\mu^* y(n) e^*(n)}{a + y(n)^H y(n)}$$

où $y(n)^H$ désigne la matrice Hermitienne transposée de la matrice $y(n)$, et avec :

$$\mu = \frac{\mu^*}{a + y(n)^H y(n)}, \quad 0 < \mu^* < 2, \quad a \geq 0$$

Le *NLMS* converge beaucoup plus rapidement que le *LMS*. Dans quelques applications, la normalisation est universelle. L'effet de grandes fluctuations au niveau de la puissance du signal d'entrée est compensé au niveau de l'adaptation, ainsi l'effet de la grande longueur de vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille d'étape de l'algorithme [35].

IV.5. 4.g) Egalisation sans apprentissage 'égalisation aveugle'

Les algorithmes décrits précédemment utilisent un signal d'erreur, qui peut être la différence entre le signal décidé et le signal émis. Dans ce cas, on suppose que la séquence émise est partiellement connue en réception, donc le récepteur a besoin de la séquence d'apprentissage. Cette méthode conventionnelle est une solution peu pratique pour certaines applications. On ne dispose pas de séquence d'apprentissage dans plusieurs cas, comme par exemple celui d'une liaison point à multipoints *c'est-à-dire*, dans le cas d'un seul émetteur relié à plusieurs récepteurs. L'émetteur doit envoyer la séquence d'apprentissage à chaque fois qu'un des récepteurs se connecte, par conséquent la transmission doit s'arrêter. C'est pourquoi, les méthodes qui nécessitent une ou plusieurs périodes d'apprentissage, pénalisent beaucoup de systèmes de communications. Lorsque le canal subit des variations brutales, les algorithmes adaptatifs peinent à poursuivre ces variations, et si le système est piloté par les décisions, qui deviennent fausses, il peut s'en suivre une totale désadaptation. On doit alors recourir à un apprentissage régulier, ce qui limite singulièrement le débit. De plus, dans un système de communications multipoints, dès qu'un récepteur n'arrive plus à égaliser le canal, il faut

transmettre une séquence d'apprentissage, ce qui prive tous les autres récepteurs du flot d'information. C'est pour ces raisons que des méthodes autodidactes ou aveugles, c'est-à-dire qui ne requièrent pas de période d'apprentissage, ont été développées. Le principe de ces dernières est le suivant :

Le principe de ce genre d'égalisation est basé sur quelques statistiques de la source. Le terme 'Blind' signifie que le récepteur n'a aucune connaissance de la séquence transmise ou de la réponse impulsionnelle du canal. Seulement quelques propriétés statistiques ou structurelles des signaux transmis et reçus sont exploitées pour adapter l'égaliseur. Par conséquent, les séquences d'apprentissage peuvent être exclues. Les méthodes aveugles tiennent compte des variations rapides du cheminement du canal et utilisent seulement des symboles de l'information.

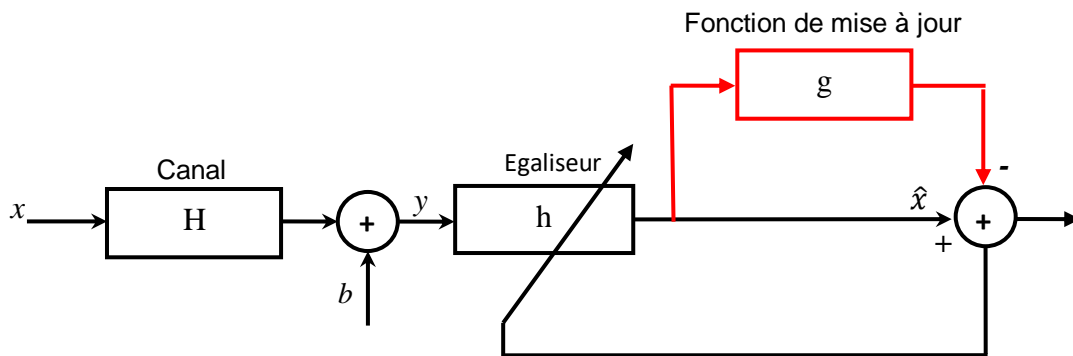


Figure IV.18 : Egalisation adaptative aveugle

La clé de l'égalisation autodidacte réside dans le choix d'une méthode d'adaptation des coefficients de l'égaliseur qui permet de pallier à l'absence d'apprentissage. Des algorithmes ont été proposés dans ce contexte comme :

- Les statistiques du second ordre 'SOS',
- Energie minimum de rendement 'MOE',
- L'algorithme du module constant 'CMA'.

Dans notre travail, on va se limiter au cas de l'algorithme du module constant ou *CMA*.

IV.5. 4.h) Algorithme du Module Constant 'CMA'

L'algorithme du module constant CMA est développé indépendamment par (Godard, Treichler et Agee, 1980) [34]. L'implémentation du gradient stochastique ou le CMA est largement utilisée dans la pratique. L'algorithme de Godard est le plus couramment utilisé en égalisation aveugle. Il ne nécessite ni la connaissance des données émises, ni celle des données décidées.

Le critère CM essaye de rapprocher la puissance du module de sortie de l'égaliseur à une constante. Cette constante est choisie essentiellement en projetant tous les points sur le cercle unité. Cet algorithme est du type gradient descendant qui réduit au minimum la fonction de coût (appelée fonction de dispersion d'ordre p) suivante :

$$\xi_{Godard}^P(R) = E\{(|\hat{x}(n)|^P - \gamma_p)^2\} \quad (IV.28)$$

où γ_p est une constante réelle définie par :

$$\gamma_p = \frac{E\{|x_n|^{2P}\}}{E\{|x_n|^P\}} \quad (IV.29)$$

Il est à noter que, Foschini fut le premier à analyser la convergence du cas le plus simple de la version de Godard où $p=2$. C'est l'algorithme CMA Constant Modulus Algorithm qui est le plus utilisé pour mettre en œuvre l'adaptation aveugle. Cette fonction de dispersion d'ordre 2 ($P=2$) est la plus utilisée en pratique, donc la fonction de coût devient :

$$\xi_{Godard}(R) = E\{(|\hat{x}(n)|^2 - \gamma_2)^2\} \quad (IV.30)$$

où $\hat{x}(n)$ est la sortie de l'égaliseur et $x(n)$ est le signal transmis. γ_2 est souvent appelé la constante de dispersion.

Godard montre que la valeur de la constante de dispersion minimise la fonction de coût. La relation entre les critères CM et MSE est très étroite. Treichler et Agee [35] démontrent que la minimisation des performances de la fonction coût du module constant est équivalente à minimiser l'erreur des moindres carrés.

γ_2 est la constante du module (référence) qui dépend de la modulation utilisée pour la transmission de l'information par exemple BPSK, QPSK. Pour le BPSK $\gamma_2 = 1$, et pour la

constellation $QPSK$ $\gamma_2 = \sqrt{2}$ (utilisée dans notre travail) les symboles transmis sont : $a_n \in \{1, j, -1, -j\}$, le module est toujours le même $\sqrt{1 + 1} = \sqrt{2}$.

IV.5. 4.i) Equation de mise à jour du CMA

Le processus d'adaptation est basé sur la même technique utilisée dans le *LMS*. L'ajustement des coefficients est basé sur l'algorithme du gradient descendant qui est défini par :

$$h(n + 1) = h(n) - \frac{1}{2} \mu_n \nabla \xi_{Godard}$$

ξ_{Godard} : représente la fonction coût à minimisée.

L'algorithme *CMA* peut se résumer comme suit :

Calcul :

Sortie, $\hat{x}(n) = h^T(n)y(n)$,

Erreur, $e(n) = (\gamma^2 - |\hat{x}(n)|^2)\hat{x}(n)$

Mise à jour du filtre, $h(n + 1) = h(n) + \mu x(n)e(n)$

IV.5.5. Résultats de simulation

Dans cette section des simulations sont présentées afin d'illustrer les performances de l'algorithme du module constant *CMA*, et celles des algorithmes *LMS*, *NLMS* et de faire une comparaison entre leurs résultats.

IV.5.5.a) Algorithme LMS

On considère un canal modélisé par un filtre *RIF* caractérisé par $H(z)$, tel-que :

$$H(z) = a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}$$

Où z^{-n} représente les différents retards. Dans ce cas le récepteur reçoit le signal à travers différents trajets (canal multi trajet) en tenant compte des problèmes suscité d'accès multiples *MAI* et d'interférences inter-symboles *ISI*.

On génère un signal de type *QPSK* avec $N = 1000$ itérations. Ce dernier va être transmis à travers un canal multi trajets, dont le signal de sortie va prendre une valeur différente à celle de l'entrée (distorsion du signal d'entrée) ; d'où la nécessité d'une opération d'égalisation afin de récupérer le signal sans distorsion. Pour l'égalisation par algorithme *LMS*, on prend le nombre de coefficients (la longueur du canal $L = 10$, h_0, h_1, \dots, h_9), c'est-à-dire, on fait l'égalisation de chaque dix (10) éléments du signal perturbé.

D'autre part, le choix du pas d'adaptation μ a une grande importance vis-à-vis de son influence sur la vitesse de convergence de la fonction de coût *MSE*, où l'erreur tend vers la valeur zéro. La figure IV.19 montre que pour une valeur de $\mu = 0,05$, la vitesse de convergence est meilleure que celle de la valeur $\mu = 0,004$ où la vitesse de convergence diminue. Donc on a recours à un temps supplémentaire pour minimiser l'erreur et de trouver les coefficients du canal.

La figure IV.20 illustre la convergence des coefficients de l'égaliseur h . Les différentes courbes représentent les éléments h_0, h_1, \dots, h_9 , d'où on peut en conclure que la convergence des coefficients dépend de la convergence de la fonction de coût vers la valeur zéro.

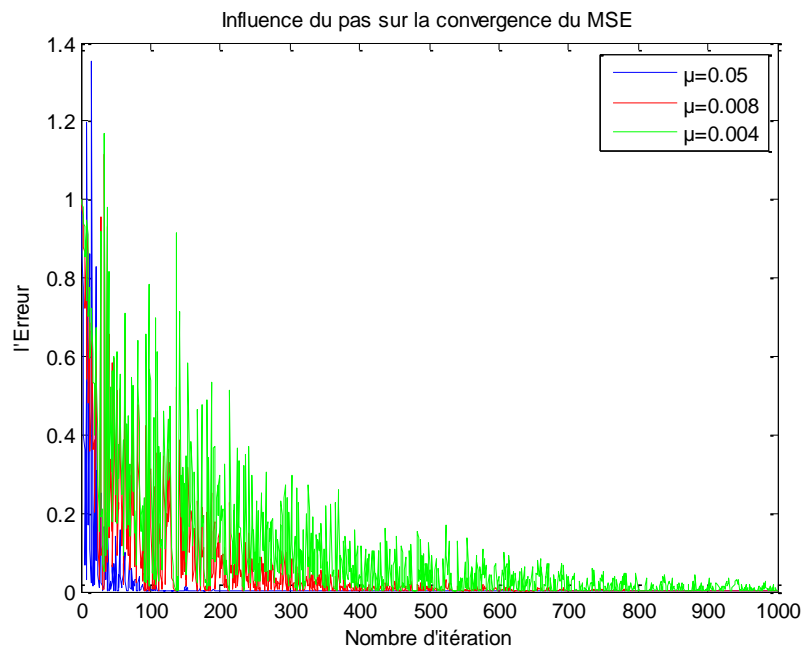


Figure IV.19 : Influence du pas d'adaptation sur la vitesse de convergence de la *MSE*

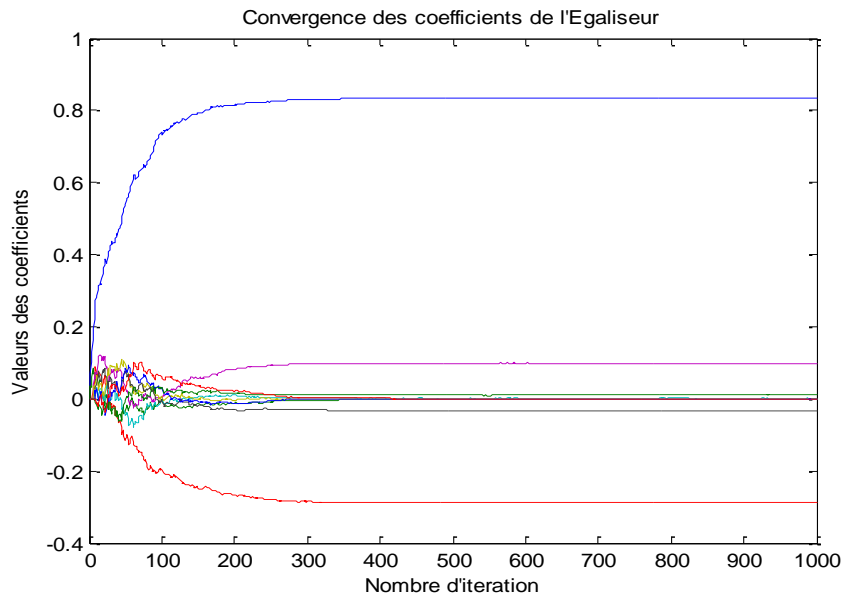


Figure IV.20 : Convergence des coefficients de l'égaliseur

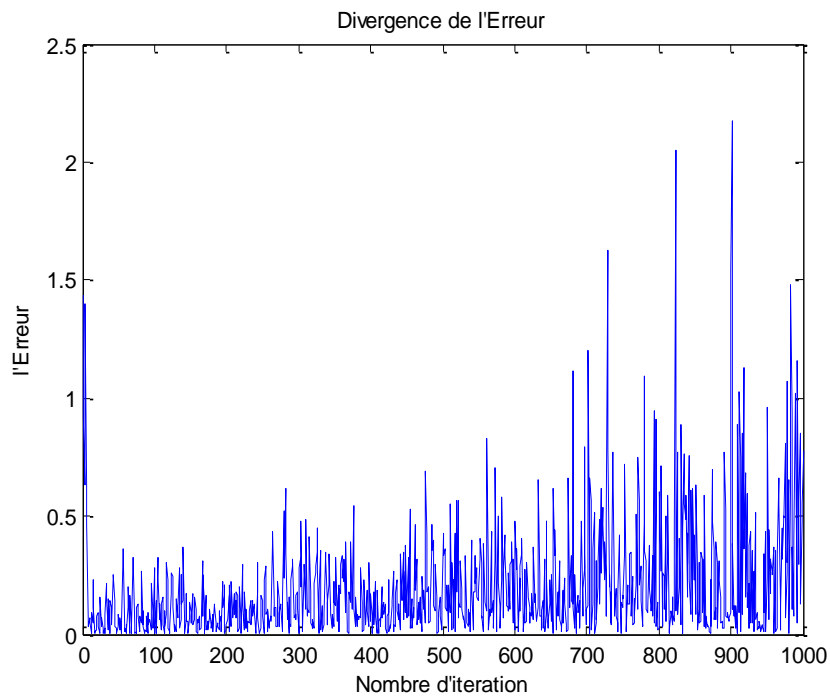


Figure IV.21 : Divergence de l'erreur

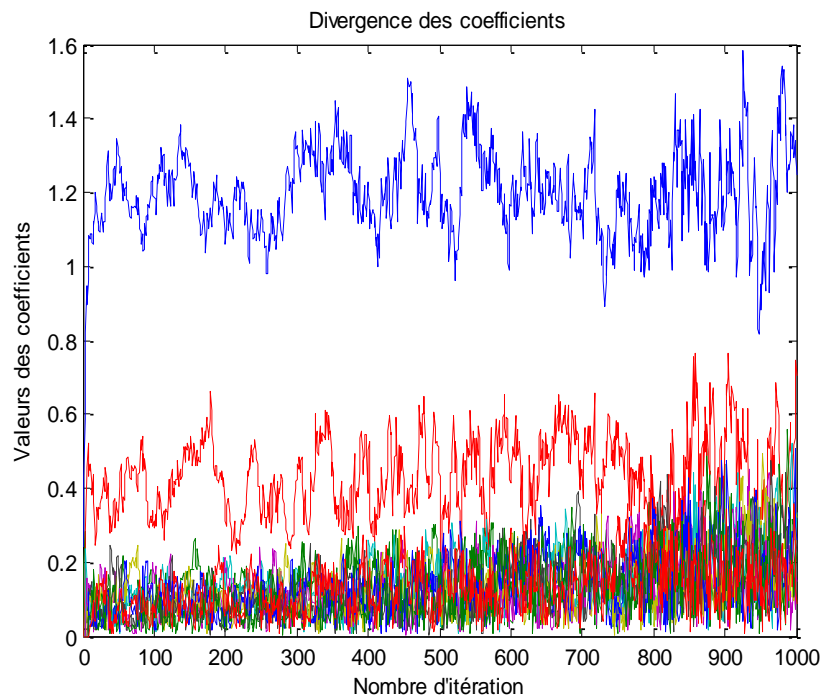


Figure IV.22 : Divergence des coefficients de l'égaliseur

La condition qui vérifie l'égalisation du canal est le cas où on prend la fonction de transfert $h = 1/ch$ telle que la convolution $h * ch = 1$. La figure suivante donne un aperçu sur la convolution de l'égaliseur avec le canal.

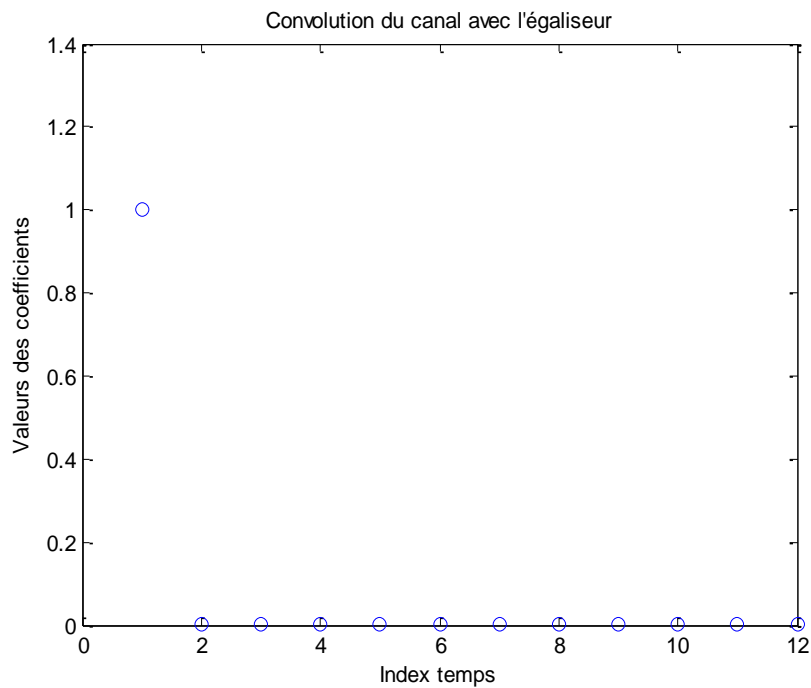


Figure IV.23 : Convolution de l'égaliseur avec le canal

IV.5.5.b) Algorithme LMS Normalisé NLMS

Pour le *NLMS* on suit les mêmes étapes suivies dans l'algorithme *LMS*, avec un changement de pas μ qui est normalisé ($0 < \mu < 2$).

La première différence apparue dans ce type d'algorithme est sa vitesse de convergence rapide par rapport à celle de l'algorithme *LMS*.

On prend un signal complexe *QPSK* de 1000 itérations. Ce dernier sera transmis à travers un canal multi trajets. De même la sortie prend une valeur différente à celle de l'entrée (effet du canal sur le signal d'entrée). On prend aussi la longueur du canal $L=10$. Les résultats de cet algorithme sont représentés par les figures suivantes.

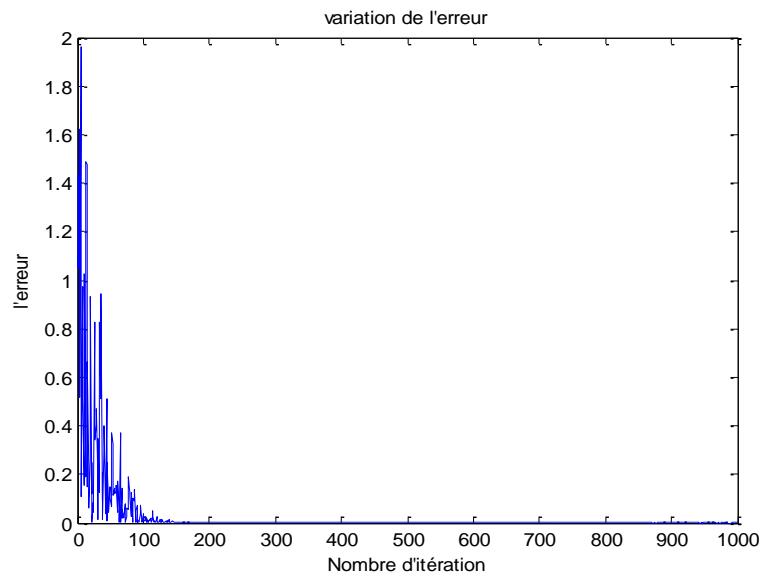


Figure IV.24 : Convergence de l'erreur

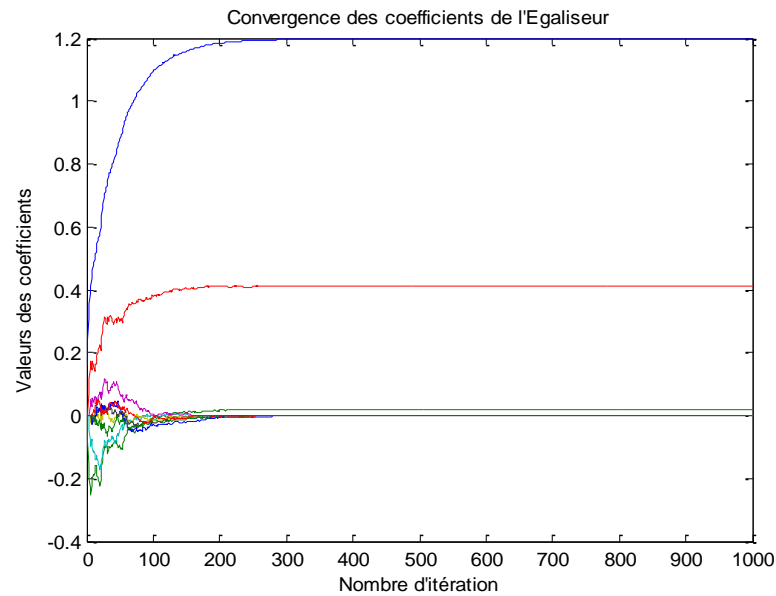


Figure IV.25 : Convergence des coefficients de l'égaleur

Si on prend une valeur du pas $\mu > 2$, on constate que l'erreur diverge ; de même pour les coefficients. Car cette valeur n'est pas comprise dans la condition de normalisation (figures IV.26 et IV.27).

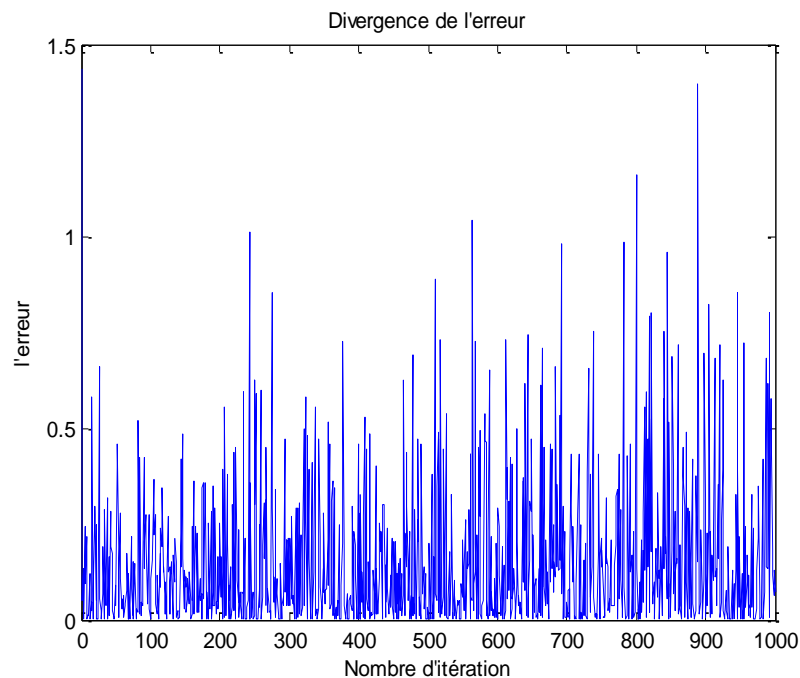


Figure IV.26 : Divergence de l'erreur

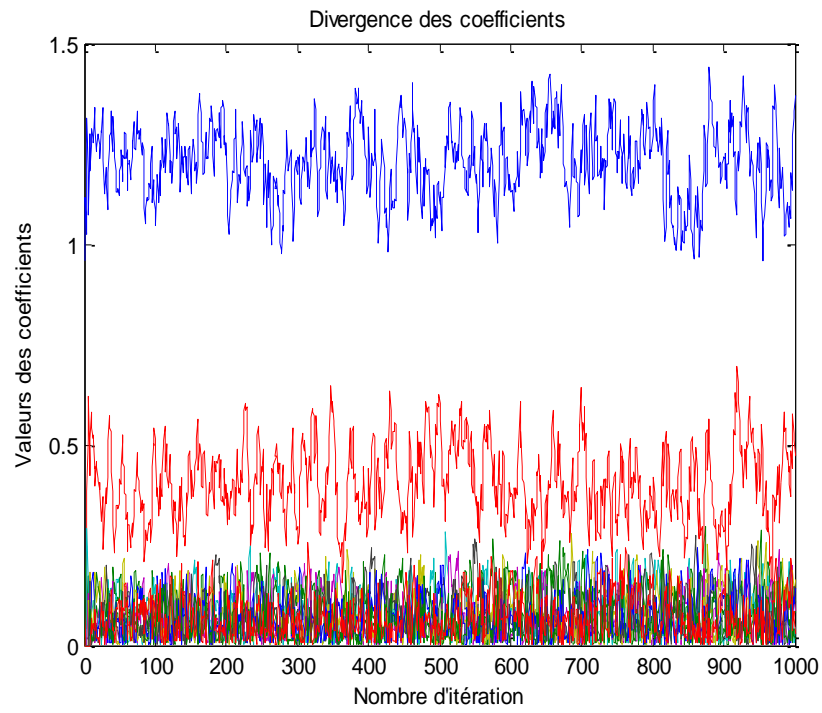


Figure IV.27 : Divergence des coefficients de l'égaliseur

IV.5. 5.c) Algorithme du module constant CMA

L'analyse des performances de cet algorithme consiste à trouver les coefficients de l'égaliseur utilisé. En premier lieu on génère un signal de type *QPSK* de 2000 itérations. Ce dernier sera transmis à travers un canal qui produit l'effet de multi trajets. En second lieu, on réalise l'égalisation du canal en utilisant le critère du module constant *CM*, donc on force le signal de sortie du canal à prendre une valeur constante qui est : $\sqrt{2}$ dans notre cas ($\alpha + j\beta$).

On prend toujours la longueur du canal $L = 10$; dans ce cas on initialise l'égaliseur par $h(0)=1$. Quant aux coefficients de ce dernier, leur ajustement se fait par le biais de l'équation de mise à jour. On peut alors observer la convergence de la fonction de coût sur la figure IV.28

Comme dans le cas de l'algorithme *LMS*, la convergence de l'algorithme *CMA* dépend de la largeur du pas μ , dont l'influence de ce dernier sur la convergence du *CMA* est illustrée à la figure IV.29

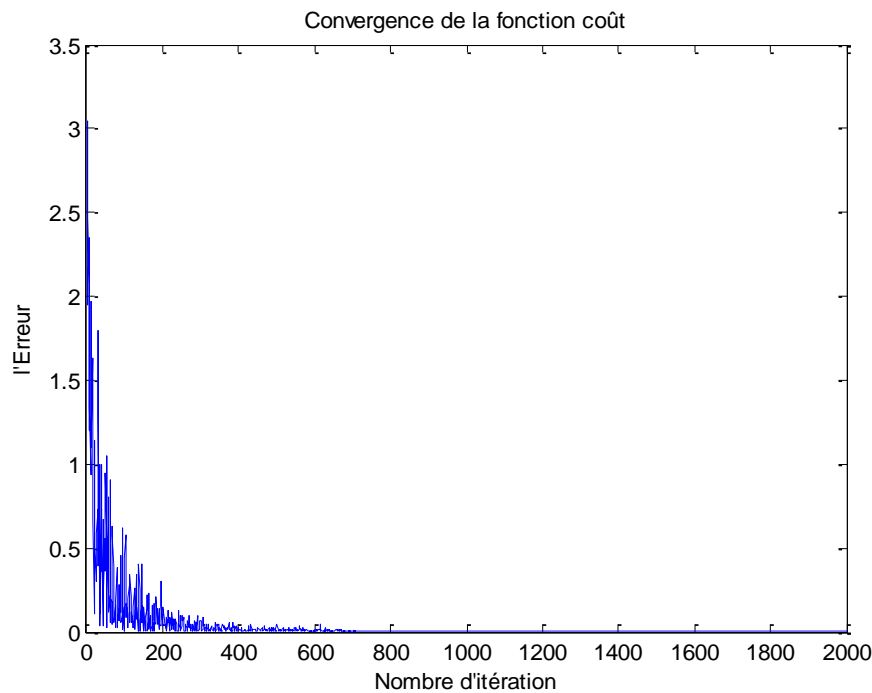


Figure IV.28 : Convergence de la fonction coût vers la valeur zéro.

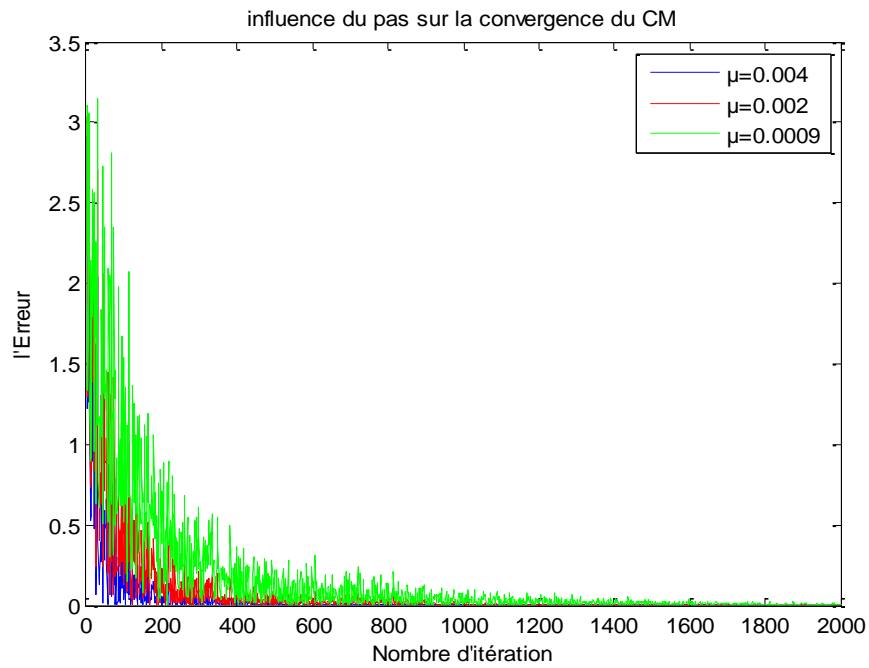


Figure IV.29 : Influence du pas d'adaptation sur la convergence du CM.

La figure IV.30 montre l'opération de convolution du canal avec l'égaliseur, où on voit clairement le résultat d'annulation des effets du canal.

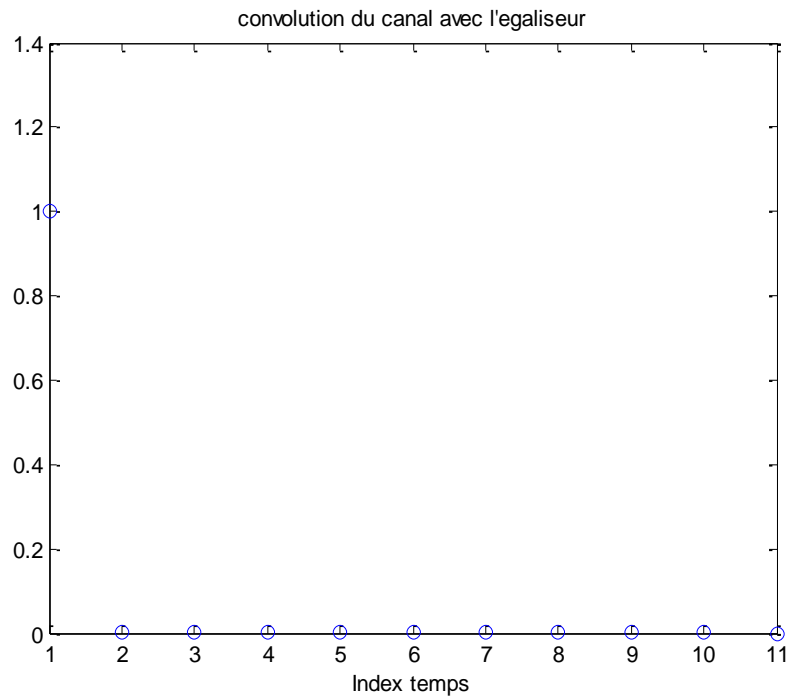


Figure IV.30 : Opération de convolution de l'égaliseur avec le canal.

Si le choix du pas d'adaptation n'est pas correct, l'erreur diverge (voir la figure IV.31). Les coefficients de l'égaliseur divergent également ; donc il sera impossible de retrouver l'information. Dans ce cas le produit de convolution entre le canal et l'égaliseur ne donne jamais un résultat égal à l'unité.

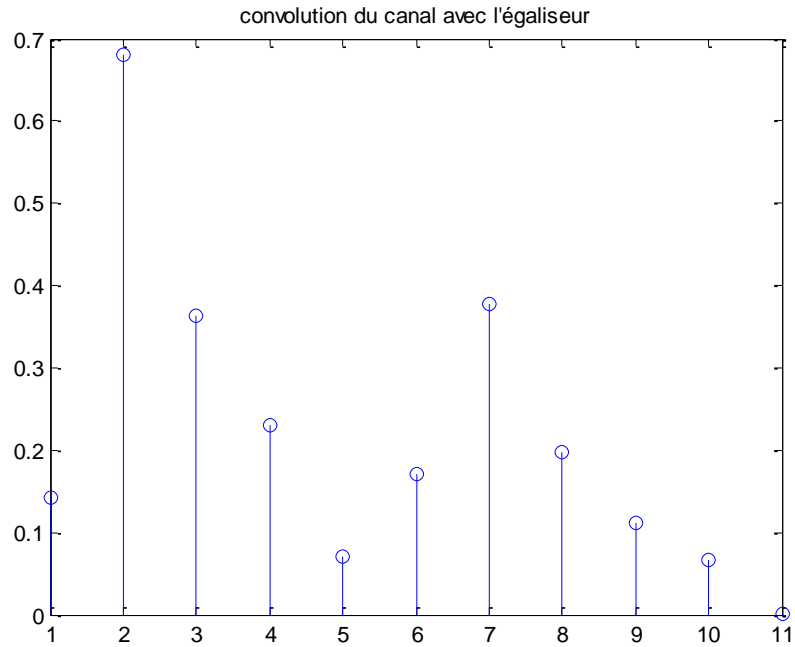


Figure IV.31 : Opération de convolution de l'égaliseur avec le canal.

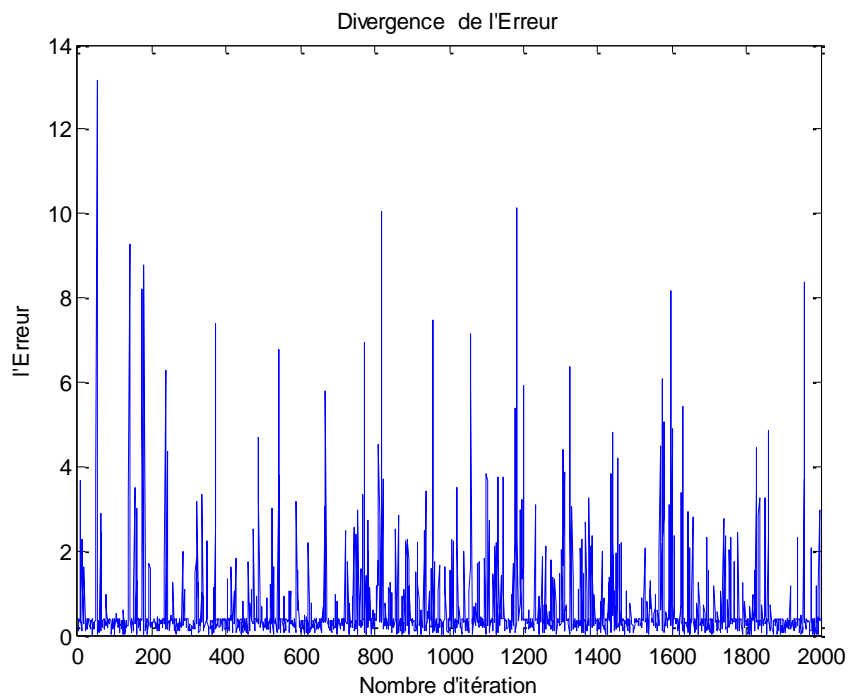


Figure IV.32 : Divergence de l'erreur.

IV.6 Conclusion

Dans les transmissions numériques, il est souhaitable d'avoir un égaliseur qui permet d'annuler entièrement l'interférence entre symboles d'un canal dispersif linéaire avec une période finie tout en gardant l'amplitude du bruit fixe. C'est le composant le plus important en réception et qui a attiré, pendant plus de trente années, l'attention des chercheurs et des praticiens.

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à l'égalisation aveugle multiutilisateur pour les systèmes *DS-CDMA*, qui est la pierre angulaire de la téléphonie mobile, et propose des solutions pour combattre les interférences entre symboles *ISI*, d'accès multiple également *MAI*, générées par les canaux de transmission.

La première, consiste à réaliser un étalement de spectre du signal à transmettre, par le biais de séquences pseudo-aléatoires, sur lequel repose les systèmes *DS-CDMA*, la deuxième sur le choix du type d'égaliseur ou le filtre adaptatif et l'algorithme d'adaptation adéquat qui représente un élément essentiel pour avoir une convergence rapide et estimée vers la solution optimale.

Les systèmes à étalement de spectre, peuvent rendre les signaux occupant une bande de fréquences réduite, plus résistants au brouillage rencontré lors de la transmission, et de permettre à plusieurs liaisons de partager la même fréquence porteuse, par le biais, d'une combinaison avec des séquences pseudo-aléatoires, d'où l'appellation, systèmes à étalement de spectre par séquence directe *DSSS*, sous sa forme étalée, le signal résultant, voit sa densité de puissance abaissée, au point de se confondre avec le bruit de fond du canal de transmission devenant ainsi, indétectable pour tout individu hostile, atteignant ainsi, la confidentialité de la transmission.

La deuxième, touche les différents modèles de canaux qui ont été recensés, notamment les canaux à évanouissement qui caractérisent le milieu des communications radio-mobiles. Les égaliseurs avec séquences d'apprentissage et sans ou aveugle ont été également explicités, en tenant compte des avantages et inconvénients de chaque type.

Les algorithmes d'adaptation, repose sur plusieurs critères de choix, dont on a eu l'occasion de les abordés en détail et de faire une démonstration par le biais de plusieurs simulations, où on a déduis les performances de chacun d'entre eux, et ce afin de pouvoir minimiser ou même d'annuler les interférences *MAI* ou encore *ISI*, ces dernières ont été sujets de nombreuses recherches pendant plusieurs années, et les efforts continueront afin d'atteindre le résultat optimal, qui se résume en une communication sans interférences.

- [1] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, 'Réseaux GSM – DCS', 2^e édition et augmentée série réseau et télécommunications 'HERMES' 1995,1996,
- [2] C. Guilleminot, 'Etude et intégration numérique d'un système multicateurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AMS', Mémoire de thèse doctorat de l'université de TOULOUSE II 2005,
- [3] A. Ludovic, 'Systèmes et réseaux informatiques, Le Réseau GSM' , 1999,
- [4] E. Larcher, P. Lequéré, J. Sivagnanam, 'La téléphonie Mobile', ESME, Ecole d'Ingénieurs Généralistes, A.S 1997-1998,
- [5] J.P. Muller, Le réseau GSM et le Mobile, version 07/2002,
- [6] G. Olivier, T. Buffenoire, Le Téléphone mobile notre nouveau compagnon 'UMTS',
- [7] 3GPP-201, 'TS.25.201 UMTS, Physical layer-general description' 3GPP, Technical application, Tech. Rep. March 2001, version 4.0.0,
- [8] M. Mekni, 'Evaluation de performances de la méthode d'accès radio 1xEV-DO', 2006,
- [9] F.Valois, Architecture protocolaire des réseaux mobiles, 2004,
- [10] M. Yekhlef, Etude des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles, 2008,
- [11] O. R. Hadjar, 'Analyse, implémentation et évaluation de performances de la future méthode d'accès HSDPA', These pour l'obtention du grade de maitre en sciences à l'usine de LAVAL QUEBEC 2006,
- [12] J. Korhonen, 'Introduction to 3G mobile communication' , Artech House 2003,
- [13] E. Rivier, 'Transmission numérique multimédia', 1998 'étalement de spectre',
- [14] J. M. Gorce, De l'étalement de spectre au W-CDMA,
- [15] J. Laine, P. Télécommunications numériques Le CDMA, 2001,
- [16] L. K. Ramuyssen, 'Aspects on linear parallel cancellation in CDMA', IEEE GT, 2001,
- [17] A. Bentrchia, 'Linear Interference Cancellation Structures in DS-CDMA Systems', Thèse Présentée en vue de l'obtention du diplôme de docteur en sciences en Electronique, université de Batna, 2008,
- [18] C. Poulliat, "Allocation et optimisation de ressources pour la transmission de Données multimédia", Thèse Présentée pour obtenir le grade de docteur de l'université de Cergy-Pontoise, Octobre 2004,
- [19] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread multiplexing", IEEE Tran. On information theory, Vol.13,pp.619-621, October 1967,

- [20] B.M. Popovic, 'Spreading sequences for multicarrier cdma systems', IEEE trans On Communication, Vol. 47,pp.918-926, june 1999,
- [21] A. AISSAOUI, 'Synchronisation Adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS', Thèse Présentée en vue de l'obtention du diplôme de docteur en sciences en Electronique, Juin 2008,
- [22] B.M.Popovic, 'Generalized chip-like polyphase sequences with optimum correlation propeties', IEEE Tran. On information theory, Vol.38,pp.1406-1409, July1992,
- [23] C. Laot, 'Egalisation autodidacte et turbo-égalisation, Application aux canaux sélectifs en fréquence', Université de RENNES1,1997,
- [24] G. L Turin, ' The effect of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA system', IEEE Journal on select areas in Communication, Vol. Sac-2, pp.597603, July 1984,
- [25] J.G. Proakis, Digital communication, third edotion , New York : Mc Graw-Hill USA, 1995,
- [26] www.JPL's wireless communication reference website.com,
- [27] R. L. Pickoltz, D. L. Schiling and L.B. Milstein, 'Theory of spread spectrum communication-A tutorial', IEEE Trans. On communication, Vol. con-30, pp.855-884, May 1982,
- [28] R.G. Gallager, 'The use of information they in wireless network', 'Multiacces, Mobility and teletraffic for personal Communication', Paris, France, May 1996,
- [29] A. Gersho and T.L. Lim, 'Adaptative cancellation of intersymbol interference for data transmission', Bell Syst.Tech. J., vol 60, n°11, pp. 1997-2021, Nov. 1981,
- [30] G.D. Forney, Jr.,"Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Inform.Theory, vol. IT-18, pp 363-378, May 1972,
- [31] R. Price, 'Non linearly feedback equalized by v.s. capacity for noisy filter Channels', in Proc IEEE Int .Conf. Communications, ICC-72, pp. 22.12-22.17,
- [32] S.U.H. Quershi, 'Adaptative equalization', Proc. IEEE, vol. 73, Sept. 1985, pp. 1349-1387,
- [33] B. Mulgrew, P. Grant, J. Thomson, ' Digital Signal Processing, Concepts and Applications', MaxMillian Press, 1999, 356p,
- [34] Traitement du signal/3TC, Département de Télécommunications, INSA-Lyon,
- [35] D. N. Godard, 'Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimentional data communications systems', IEEE Trans. Commun., Vol Com-28,n°11,pp.1867-1875, November 1980,

Résumé :

Aujourd'hui avec le développement des services radio-mobiles, de la diffusion numérique du son et de l'image et avec la montée en puissance des services multimédia, on assiste à une véritable explosion de la demande en matière de techniques numériques de transmissions. Ces nouveaux services nécessitent généralement de transmettre des quantités croissantes d'information dans des bandes de fréquence les plus étroites possibles mais aussi, pour certaines d'entre eux, de réduire la puissance émise pour accroître l'autonomie des équipements ou encore, de transmettre de l'information dans des milieux assez sévères. Bien entendu, satisfaire de tels objectifs ne va pas sans poser quelques problèmes aux concepteurs de systèmes de transmissions. En effet, l'optimisation du rapport débit - bande nécessite d'utiliser des modulations à grand nombre d'états, généralement assez sensibles aux perturbations introduites par le canal de transmission. La réduction de la puissance émise conduit, quant à elle, à concevoir des récepteurs fonctionnant à faibles rapports signal – bruit ; ce qui pose inévitablement des problèmes de synchronisation et de qualité de transmission. Enfin, l'utilisation de canaux sévères tels que les canaux multi trajets nécessite la mise en œuvre de techniques de traitements permettant de combattre l'interférence entre symboles (ISI) créée par ces canaux.

Les transmissions d'information sur de tels canaux subissent des perturbations comme la propagation multi trajets avec évanouissement. Les systèmes à étalement de spectre ont pour objectifs de résister à ces phénomènes. La technique consiste à mettre le signal d'information en utilisant une bande de fréquence nettement supérieure à la bande nécessaire. L'étalement de spectre du signal d'information peut être effectué en le multipliant par une séquence spécifique, dite code d'étalement, où chaque élément est appelé chip. Cette technique est désignée par l'étalement de spectre par séquence directe (DSSS pour Direct Sequence-Spread Spectrum).

Ces codes d'étalement ont une corrélation croisée nulle de façon à partager simultanément le spectre entre plusieurs utilisateurs, sans qu'il y ait d'interférence entre eux. C'est la technique d'accès multiple à répartition par codes ou, plus couramment, Code Division Multiple Access (CDMA). Malheureusement, l'asynchronisme entre les utilisateurs et la présence de multi trajets, détruisent cette orthogonalité et produisent de l'interférence entre utilisateurs (MAI). Cette interférence est généralement le principal facteur de limitation de la performance d'un système CDMA.

Dans ce contexte, l'utilisation des algorithmes connus pour rechercher la séquence la plus vraisemblable conduit à des égaliseurs appropriés aux transmissions à faible rapport signal à bruit. Toutefois lorsque l'étalement temporel des canaux est important par rapport à la durée des symboles émis ou lorsque le nombre d'états de la modulation est grand, la complexité calculatoire rend ce type de récepteur inexploitable. Il est alors nécessaire d'utiliser des égaliseurs plus simples à mettre en œuvre.

La solution proposée est de mettre un égaliseur adaptatif dont les coefficients sont actualisés à partir d'algorithmes et qui a pour fonction principale d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple "canal-égaliseur" puisse être considéré comme un canal idéal.

Les algorithmes, dits avec séquences d'apprentissage *LMS* et *NLMS*, utilisent des séquences connues au récepteur et à l'émetteur afin d'ajuster les coefficients de l'égaliseur. Cependant cette période limite le débit utile (environ 25 % du débit total est consacré à l'apprentissage en *GSM*, jusqu'à 50% en *UMTS*). Dans ce contexte on a fait appel aux méthodes *aveugles* qui suscitent un vif intérêt dans la mesure où elles n'imposent pas la connaissance de cette séquence. De plus, si les codes *CDMA* ne sont pas connus du récepteur, les techniques aveugles constituent une approche adéquate, notamment l'algorithme du module constant *CMA* qui est un cas particulier de celui de *Godard*.

Outre l'introduction et la conclusion générales, ce mémoire comprend quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les réseaux de téléphonie mobile. Tous les principaux réseaux ont été présentés (à partir des tous premiers réseaux tels que le *MOBI*, comprenant le réseau *GSM* et ses différentes évolutions technologiques, en passant par les standardisations des règles pour réaliser du transfert de données). Ce chapitre a été enrichi par des principes et des définitions, ainsi qu'une synthèse des principales caractéristiques du réseau *GSM*. La technologie *UMTS* a été mise en relief. Nous donnerons un aperçu sur l'organisation fréquentielle et temporelle et nous présenterons les caractéristiques et objectifs liés à cette technique, tout en faisant le tour de son architecture et les différents éléments qui la constituent.

Le deuxième chapitre a été élaboré afin de définir les techniques de partage de la ressource radio, en commençant par la bande de fréquence, la description d'un canal physique, les types de multiplexage, arrivant jusqu'aux techniques d'accès multiples à savoir :

à répartition en fréquence, dans le temps ou de codes, sujet de ce mémoire, tout en touchant aux critères de choix sur ces techniques d'accès qui constituent l'élément de base sur lequel le choix d'une technique sera performant. A la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons les différents protocoles du réseau *GSM* afin d'éclaircir le changement d'informations entre les différents blocs de ce réseau, en utilisant les interfaces *A*, *A-bis*, et *X25*. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous donnerons un aperçu sur la typologie des paquets représentée par les *bursts* de synchronisation, normaux, de correction et de bourrage dans la terminologie *GSM*.

Le troisième chapitre fait l'objet du choix d'une technique de codage par étalement de spectre et comportant dans une première partie les différentes contraintes supportées par les communications radioélectriques à savoir celles spécifiques aux liaisons mobiles, liaisons téléphoniques mobile et aux phénomène d'interférences des trajets multiples. Quant à la deuxième partie, elle traite le principe d'étalement de spectre, et ces différents types à savoir : par saut de fréquence *FHSS*, par séquence directe *DSSS*, avec exemples schématisés du processus. Dans la troisième partie, nous ferons le tour des différents codes d'étalement et leurs critères de choix et enfin on termine ce chapitre par un exemple d'accès multiple dans un système *DS-CDMA*.

Le quatrième chapitre, dédié à l'égalisation et à l'égalisation aveugle, présente les différents canaux de transmission radio, et les sources de dégradation dans les symboles comme l'interférence d'accès multiple *MAI*, les interférences inter-symboles *ISI*. Pour ces derniers problèmes on propose une égalisation adaptative du canal comme solution. Les algorithmes d'adaptation *LMS* et *NLMS*, égalisation par apprentissage et l'algorithme *CMA*, basé sur le critère *CM* (égalisation aveugle) sont explicités. Une série de simulations a fait l'objet de développements dans ce chapitre.