

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique

Université De Batna

Faculté De Sciences De L'ingénieur

MEMOIRE

Présenté au Département d'électronique

En vue de l'obtention de diplôme de

MAGISTER en Micro -Ondes Pour Systèmes de télécommunications



Par

Melal Khireddine

Ingénieur d'Etat, Institut d'Electronique-Université de Batna

Thème

Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA

Devant le jury constitué de :

Pr. Srairi Kamel

Dr. Benyoucef Moussa

Dr. Lamir Saidi

Dr. Nabil Benoudjit

Prof. U. Biskra

M.C. U. Batna

M.C. U. Batna

M.C. U. Batna

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Novembre 2008.

Remerciements

Je tiens à remercier avec tous les sentiments de respect mon encadreur **Dr Benyoucef Moussa**, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Batna, qui de part ses précieux conseils m'ont été d'un grand apport pour l'élaboration de ma thèse.

Je témoigne ma profonde gratitude au **Dr Saidi Lamir**, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Batna, qui n'a épargné aucun effort lors des différentes discussions fructueuses que nous avons partagé.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à **Mr Srairi Kamel**, professeur au département d'électrotechnique de Biskra, d'avoir accepté de présider le jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le **Dr Benoujit Nabil**, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Batna, pour l'honneur qu'il me fait d'avoir accepté de juger ce travail.

Aussi, j'aimerais exprimer ma gratitude envers toutes les personnes formidables que j'ai côtoyées pendant toute la durée de ma formation au département d'électronique et qui se reconnaîtront j'en suis sûr.

Je ne saurais terminer sans remercier du fond de mon cœur **ma famille** pour leur soutien permanent et leurs encouragements.

Mr. Melal Khiredine

Table des matières

	Page
Liste des acronymes et abréviations	
Introduction Générale	1
 Chapitre 1 Généralités sur les réseaux mobiles 	
I.1 Introduction	4
I.2 Définitions et concepts de base	4
I.3 Évolution des réseaux mobiles	6
I.4 Le GSM (<i>Global System for Mobile Communications</i>)	7
I.4.1 Architecture du réseau GSM	8
I.4.1.1 Le sous-système radio BSS (<i>Base Station Sub-system</i>)	9
I.4.1.2 Le sous-système réseau NSS (<i>Network Switching Center</i>)	11
I.4.1.3 Le sous-système opérationnel OSS (<i>Operating Sub-System</i>)	13
I.4.2 Le concept cellulaire	14
I.4.3 Les stations fixes	16
I.4.4 Puissance, Portée et Propagation	18
I.4.5 Description du canal physique	19
I.4.5.1 Multiplexage fréquentiel	19
I.4.5.2 Multiplexage temporel	19
I.4.6 Capacité et saturation	22
I.4.7 Réutilisation des ressources	23
I.4.8 Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit	23
I.5 La troisième génération de réseaux mobiles	24
I.5.1 Présentation du système UMTS	25
I.5.2 Services offerts	25
I.5.2.1 Services conversationnels	28
I.5.2.2 Services interactifs	28
I.5.2.3 Services streaming	28
I.5.2.4 Services en arrière-plan	28

I.5.3 Architecture du réseau UMTS	29
I.6 Interfaces radio	31
I.7 Conclusion	32

Chapitre 2

Partie 1 : Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

2.1 Introduction	34
2.2 Définitions des principales techniques de multiplexage	35
2.2.1 Accès multiple par répartition de fréquences (FDMA)	36
2.2.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	36
2.2.3 Multiplexage par longueurs d'onde (WDM)	38
2.2.4 Accès multiple par répartition de codes (CDMA)	39
2.3 Introduction aux différentes techniques CDMA et à leurs caractéristiques	41
2.3.1 Accès multiple par répartition de codes à saut de fréquence	44
2.3.2 Accès multiple par répartition de code à séquences directes	45
2.4 Conclusion	46

Chapitre 2

Partie 2 : Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

2.5 Introduction	48
2.6 L'étalement de spectre par séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum)	49
2.7 Pourquoi étaler le spectre	49
2.7.1 Exemple d'application	51
2.8 Présentation formelle de l'étalement de spectre	54
2.8.1 Elaboration analytique du signal temporel d'étalement	55
2.8.2 Elaboration analytique du signal temporel étalé	56
2.9 Les codes d'étalement	57
2.9.1 Codes orthogonaux	58
2.9.1.1 Génération de codes Walsh	58
2.9.1.2 Canalisation en utilisant les codes Walsh	61
2.9.1.3 Remarques et conclusion	63

2.9.2 Codes pseudo-aléatoires PN	63
2.10 La modulation de l'information	66
2.11 Conclusion	69

Chapitre 3

Caractéristiques de la propagation dans l'environnement mobile

3.1 Introduction	71
3.2 Caractéristiques du signal dans un environnement Radio- Mobile	71
3.2.1 Atténuation due aux effets de masques	72
3.2.1.1 Vision directe (in-line-of-sight)	72
3.2.1.2 Non-visibilité (non-line-of-sight)	72
3.2.2 Atténuation due aux arbres	72
3.2.3 Atténuation due à l'atmosphère	72
3.2.4 Diffraction	73
3.2.5 Trajets multiples (multipaths)	73
3.2.5.1 Effet positif des multi-trajets	74
3.2.5.2 Effet négatif des multi-trajets	74
3.2.6 Brouillages (bruits)	75
3.2.7 Interférences	75
3.2.7.1 Les interférences intersymboles	75
3.2.7.2 Les interférences co-canal	76
3.3 Canaux de transmission	76
3.3.1 Canal binaire symétrique	76
3.3.2 Canal à bruit additif blanc Gaussien	77
3.3.3 Canal à évanouissement	78
3.3.3.1 L'étalement temporel	78
3.3.3.2 Décalage en fréquence (Effet Doppler)	80
3.3.3.3 Canal à trajets multiples	82
3.4 Conclusion	83

Chapitre 4

Egalisation du canal

4.1 Introduction	85
4.2 Application des filtres adaptatifs	86
4.2.1 Suppression d'une interférence	86
4.2.2 Modélisation inverse, déconvolution, égalisation	87
4.2.3 Identification	88
4.3 Filtres de Wiener	89
4.3.1 Problème d'estimation linéaire	89
4.3.2 Filtre de Wiener de type FIR	90
4.4 Algorithmes pour le filtrage adaptatif	92
4.4.1 Introduction	92
4.4.2 Choix de l'algorithme	93
4.4.3 Algorithme RLS (Recursive Least Squares)	93
4.4.4 Algorithme LMS (Least Mean Squares)	95
4.4.4.1 Convergence et Stabilité de l'algorithme LMS	97
4.4.5 Algorithme NLMS (Normalised Least Mean Squares)	97
4.5 Application à l'égalisation de canal	98
4.6 Les résultats de simulation	102
4.6.1 Algorithme LMS	102
4.6.2 Algorithme NLMS	106
4.6.3 Conclusion	108
4.6.4 Algorithme RLS	108
4.7 Conclusion	111

Chapitre 5

Egaliseurs neuronaux

5.1 Introduction	113
5.2 Description des réseaux de neurones artificiels	113
5.3 Architecture et fonctionnement du réseau perceptrons multicouches	114
5.4 Fonction de transfert	115
5.5 Mise en œuvre des réseaux neuronaux	116

5.6 Algorithme d'apprentissage 'Rétro propagation du gradient'	116
5.6.1 Le but de la rétropropagation	116
5.6.2 Equations du réseau	117
5.6.3 Principe de la rétropropagation	118
5.6.4 Adaptation des poids	119
5.6.5 Résumé de l'algorithme de la rétropropagation	120
5.7 Applications des réseaux de neurones sur l'égalisation du canal	121
5.7.1 Architecture du réseau	121
5.7.2 Critère d'apprentissage	122
5.7.3 Apprentissage du réseau de neurones	122
5.7.4 Présentation des simulations effectuées	123
5.7.5 Analyse des résultats	124
5.7.6 Validation des résultats	125
5.8 Conclusion	125
Conclusion Générale	127
Bibliographie	128

Liste des acronymes et abréviations

3GPP	The 3rd Generation Partner Project.
AMPS	Advanced Mobile Phone Service.
AuC	Authentication Center
BER	Bit error ratio.
BP	back propagation.
BPSK	Binary Phase Shift Keying: signal binaire modulé en phase.
BS	Base Station : stations de base
BSC	Base Station Controller : Le contrôleur de stations de base
BSS	Base Station Sub-system : sous-système radio.
BTS	Base Transceiver Station : La station de base.
CBS	Le canal binaire symétrique.
CCI	Co-Canal Interférence.
CDMA	Code Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de codes.
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
DL	DownLink: lien descendant.
DS-CDMA	Direct-Sequence CDMA : CDMA à séquence directe.
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum : L'étalement de spectre par séquence directe.
EDGE	Enhanced Data for Global Evolution,
EIR	Equipment Identity Register: L'enregistreur des identités des équipements.
FDMA	Frequency Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de fréquences.
FFH-CDMA	Fast Frequency Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence rapide.
FH-CDMA	Frequency-Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence.
FIR	Finite Impulse Reponse.
GPRS	General Packet Radio Service.
GSM	Global System for Mobile communication.
HLR	Home Location Register : L'enregistreur de localisation nominale.
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access.
IAM	Interférences d'Accès Multiple.
IMSI	International Mobile Subscriber Identity.

IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000.
ISDN	Integrated Services Digital Network Désigné : RNIS (le réseau téléphonique numérique).
ISI	Intersymbole Interférence.
JPDC	Japanese Personal Digital Cellular.
L'ITU	International Telecommunication Union.
LFSR	Linear Feedback Shift Register.
LMS	Least Mean Squares : l'algorithme du gradient stochastique.
MLP	Multi Layer Perceptron : perceptrons multicouches (PMC).
MS	Mobile station.
MSC	Mobile Switching center: Le centre de commutation mobile.
MSE	Mean Square Error : l'erreur quadratique moyenne.
NLMS	Normalised Least Mean Squares: l'algorithme du gradient stochastique normalisé.
NSC	Network Switching Center : Le sous-système réseau.
OMC	Operation and Maintenance Center
OSS	Operating Sub-System : Le sous-système opérationnel.
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor Codes.
PA	Power Amplifier.
PIN	Personal Identification Number.
PLMN	Public Land Mobile Network
PN	Pseudo-Noise sequences : Séquences pseudo aléatoires.
PSTN	Public Switch Telephone Network.
QoS	Quality of Service,
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
RLS	Recursive Least Squares : l'algorithme des moindres carrés récursifs.
RNC	Radio Network Controller.
RNS	Radio Network Subsystem.
RTC	Réseau Téléphonique Commuté.
SFH-CDMA	Slow Frequency Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence lent.
SGSN	Serving GPRS Support Node.
SIM	Subscriber Identity Module.
SMS	Short Message Service.
TDMA	Time Division Multiple Access : Accès multiple par répartition temporelle.

TEB	Taux d'Erreur Binaire.
TH-CDMA	Time-Hopping CDMA : CDMA à saut de temps.
UL	UpLink : lien montant.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network.
VLR	Visitor Location Register: L'enregistreur de localisation des visiteurs.
VLR	Visitor Location Register : L'enregistreur de localisation des visiteurs.
WCDMA	Wideband CDMA.
WDM	Wavelength Division Multiplexing : Multiplexage par longueur d'onde.

Introduction générale

Introduction générale

L'histoire de la téléphonie mobile a débuté réellement en 1982. La première communication expérimentale par GSM a eu lieu en 1991. Depuis cette date, nous assistons à un véritable engouement pour le développement des réseaux mobiles. Ces réseaux ont un succès tel que leur nombre d'abonnés dépasse actuellement celui des réseaux fixes. Cet engouement est du, d'une part à un besoin de mobilité, et d'autre part, à la panoplie de nouveaux services offerts, comme l'accès internet à haute vitesse et le téléchargement de fichiers audio et vidéo. De tels services ne peuvent être disponibles sans une augmentation significative du débit.

Lors d'une transmission de données, le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur au récepteur. Le canal est souvent symbolisé comme une source de bruit additif. Le canal peut aussi avoir pour effet de "mélanger" les symboles transmis, on parle alors d'interférences entre symboles.

Les dispositifs utilisés pour restaurer le signal et combattre les imperfections du canal de transmission vont avoir pour effet d'égaliser l'enveloppe des signaux reçus. On parle alors d'égaliseurs de radiocommunications. Le filtrage a pour mission de permettre d'extraire d'un signal acquis un signal contenant une information qui nous intéresse. Le reste est soit lié à une autre application soit simplement du bruit.

Ce mémoire est dédié au filtrage adaptatif. Plusieurs algorithmes seront appréhendés, notamment ceux basés sur les réseaux de neurones. Une étude comparative sera également présentée.

Outre l'introduction et la conclusion générale, ce mémoire est organisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre est un rappel sur les réseaux mobiles de deuxième et troisième génération et leur architecture générale.

Le deuxième chapitre présente les différentes techniques d'accès multiple applicables aux domaines des communications numériques sur radiofréquences. Ces techniques seront étudiées en détail en mettant en exergue le principe de l'étalement du spectre par séquence

directe 'DS-CDMA', qui est dicté par leur contexte d'application sur des réseaux radio-fréquences.

Le troisième chapitre met en relief les différents problèmes qui limitent le rendement de la technique CDMA tels que les multi-trajets du signal transmis, les interférences d'accès multiples et les interférences inter-symboles...etc.

Dans le quatrième chapitre, nous allons introduire les grands principes d'égalisation du canal en appliquant le filtrage adaptatif.

Dans le cinquième chapitre, on présente une structure prédictive basé sur un réseau de neurone MLP pour l'égalisation du canal. Les performances de cette stratégie est ensuite comparée aux stratégies classiques d'égalisation adaptative.

A la fin de ce travail une conclusion générale est présentée en mettant en avant quelques perspectives.

Chapitre 1 :

Généralités sur les réseaux mobiles

1.1 Introduction

Depuis le début des années 90, nous assistons à un véritable engouement pour le développement des réseaux mobiles. Ces réseaux ont eu un succès tel que leur nombre d'abonnés dépasse actuellement celui des réseaux fixes. Cet engouement est dû, d'une part, à un besoin de mobilité et, d'autre part, à la panoplie de nouveaux services offerts, comme l'accès Internet à haute vitesse, le téléchargement de fichiers audio et vidéo, la réception de programmes télévisés et la visiophonie. De tels services ne peuvent être disponibles sans une augmentation significative du débit du lien radio. Cette augmentation dépend essentiellement de la méthode utilisée par un terminal mobile pour accéder au réseau, c'est-à-dire la « *méthode d'accès* ».

1.2 Définitions et concepts de base

Un réseau mobile est un réseau qui permet la communication entre individus mobiles, par l'intermédiaire d'un lien ou canal radio. Il est essentiellement constitué de deux sous-systèmes : un sous-système radio et un sous-système réseau, comme illustré à la figure (1.1) [1]. Le sous-système radio comprend tous les équipements nécessaires à la gestion de l'interface radio et des transmissions. Il est principalement constitué de deux entités : les contrôleurs de stations de base BSC (*Base Station Controller*) et les stations de base BS (*Base Station*). Le BSC gère les ressources radio, supervise les accès et le contrôle de puissance. Il permet aussi de concentrer le trafic des stations de base vers les MSC (*Mobile Switching center*).

Dans le sous-système réseau, les MSC constituent l'interface entre les abonnés et le réseau téléphonique PSTN (*Public Switch Telephone Network*). Ils gèrent les appels et assurent des fonctions telles que la commutation ou la détection du décroché/raccroché du terminal mobile. Le sous-système réseau contient également une base de données nominale, appelée HLR (*Home Location Register*), qui contient toutes les données des usagers, ainsi que leur localisation. La communication entre deux MS (*Mobile station*) nécessite l'utilisation de deux liens radio parallèles : un lien montant UL (*UpLink*) pour toutes les communications allant du terminal mobile vers la station de base et un lien descendant DL (*DownLink*) pour transporter les informations dans le sens contraire. Pour un opérateur donné, le nombre de canaux est limité. Il est alors impensable de réserver en permanence une paire de canaux à chaque abonné. D'où la nécessité de définir des méthodes afin de permettre à tous d'accéder au réseau. Ces méthodes sont souvent appelées « *méthodes d'accès multiple* ». Il existe trois méthodes d'accès de base [1] :

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

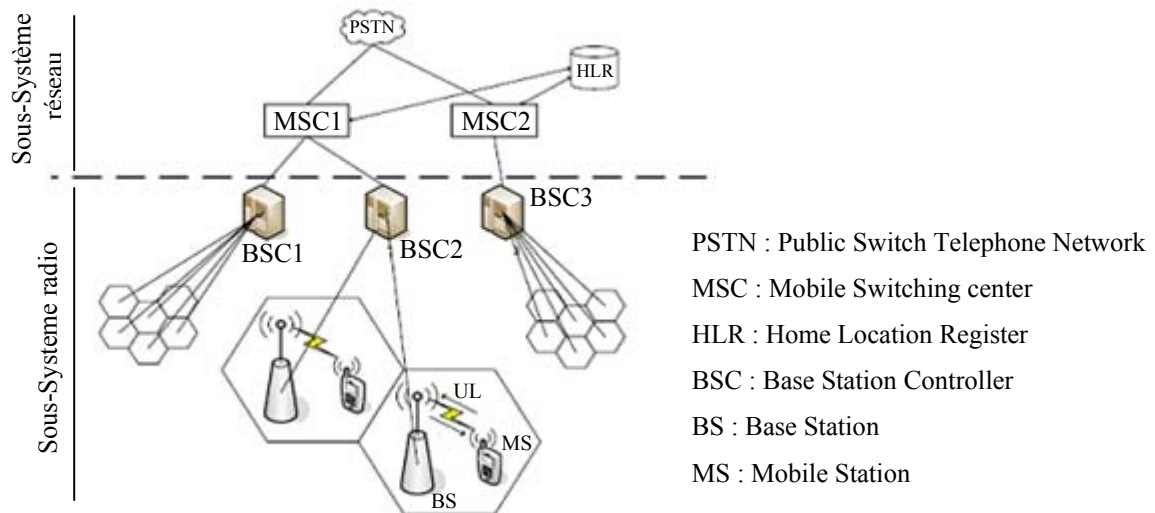


Figure 1.1: Architecture de base d'un réseau mobile

Dans les réseaux mobiles de première génération (1G), le FDMA permet d'allouer à chaque utilisateur un canal avec une bande de fréquences unique. Dans ce cas, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la durée d'une communication. L'introduction du TDMA a permis non seulement le passage vers une transmission numérique qui donna lieu à une deuxième génération de réseaux mobiles (2G), mais aussi la capacité du réseau à desservir un plus grand nombre d'utilisateurs [1]. En effet, avec cette technique, chaque canal radio est subdivisé en plusieurs intervalles de temps ou *slot* et chaque utilisateur se voit attribuer un slot de temps donné. Dans le cas du CDMA, la bande de fréquences n'est pas subdivisée, alors que tous les utilisateurs se partagent la totalité de la bande disponible. Chaque utilisateur se voit attribuer un code connu exclusivement de l'émetteur et du récepteur. L'attribution des codes est réalisée selon le principe d'étalement de spectre. Le CDMA est particulièrement privilégié pour être à la base des méthodes d'accès des futurs réseaux mobiles, car il permet d'augmenter non seulement le nombre d'utilisateurs, mais aussi le débit des données sur le lien radio. Ainsi, à la fin des années 90, une évolution du CDMA, le WCDMA (*Wideband CDMA*), a été lancée, promettant des débits suffisamment élevés, en théorie, pour supporter des services riches en multimédia [1]. En pratique, ce standard n'offrait pas encore le débit

requis par des services à valeur ajoutée. C'est la raison pour laquelle une autre évolution du nom de HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*). Cette dernière technologie permet d'augmenter le débit du lien descendant jusqu'à un maximum de 14 Mbps.

1.3 Évolution des réseaux mobiles

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

Standard	Bande de fréquences DL (MHz)	Bande de fréquences UL (MHz)	Largeur de bande d'un canal (KHz)
AMPS	869-894	824-849	30
TACS	935-960	890-915	25
E-TACS	917-950	872-905	25
NMT450	463-467.5	453-457.5	25
NMT900	935-960	890-915	12.5
C450	460-465.74	450-455.74	10
RMTS	460-465	450-455	25
NTT	870-885	925-940	25/6.25

Tableau 1.1: Exemples de systèmes cellulaires 1G

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

Au début des années 90, la deuxième génération de réseaux mobiles a fait son apparition. À l'instar de la première génération qui est analogique, les systèmes de la 2G sont tous numériques. Ce passage offre plusieurs avantages, dont une augmentation de la capacité, une

meilleure sécurité contre les fraudes ainsi que de nouveaux services, comme la messagerie texte SMS (*Short Message Service*).

L'un des standards les plus répandus de la 2G est sans doute le GSM (*Global System for Mobile Communications*). Le GSM a été lancé en 1991 et a été développé en tant que standard ayant pour but d'être utilisé partout à travers les pays d'Europe dont la plupart utilisaient des systèmes 1G différents. Comme nous pouvons le constater à partir du tableau 1.2, la majorité des systèmes 2G utilisent la technique TDMA. Cependant, au même moment, un système appelé IS-95 (*ou cdmaOne*) à base de CDMA fait son apparition en Amérique du nord. On annonçait, avec le CDMA, non seulement des gains en termes de nombre d'utilisateurs, mais aussi une qualité supérieure de la voix ainsi qu'une simplification de la planification du système [1].

Standard	Bande de fréquences DL et UL (MHz)	Méthode d'accès	Largeur du canal	Utilisation par canal	Région
GSM	935-960 et 890-915	TDMA	200 kHz	8	Europe/Asie
IS-136	869-894 et 824-849	TDMA	30kHz	3	E.U.A.
IS-95	869-894 et 824-849	CDMA	1.25kHz	64	E.U.A./Asie
iDEN	851-866 et 806-821	TDMA	25kHz	3/6	E.U.A.
PDC	935-960 et 890-915	TDMA	25KHz	3/6	Japon

Tableau 1.2: Exemples de réseaux numériques 2G

1.4 Le GSM (*Global System for Mobile Communications*)

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 dans la bande de fréquences de 890 à 915 [MHz] pour l'émission à partir des stations mobiles et 935 à 960 [MHz] pour l'émission à partir de stations fixes. 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 [kbit/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. Il faut attendre 1991 pour que la première communication expérimentale par GSM ait lieu. 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 nombre de numéros attribués pour des communications GSM dépasse largement le nombre de numéros dédiés à des lignes fixes et cette tendance se poursuit.

1.4.1 Architecture du réseau GSM

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

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.

Les éléments de l'architecture d'un réseau GSM sont repris sur le schéma de la figure (1.2).

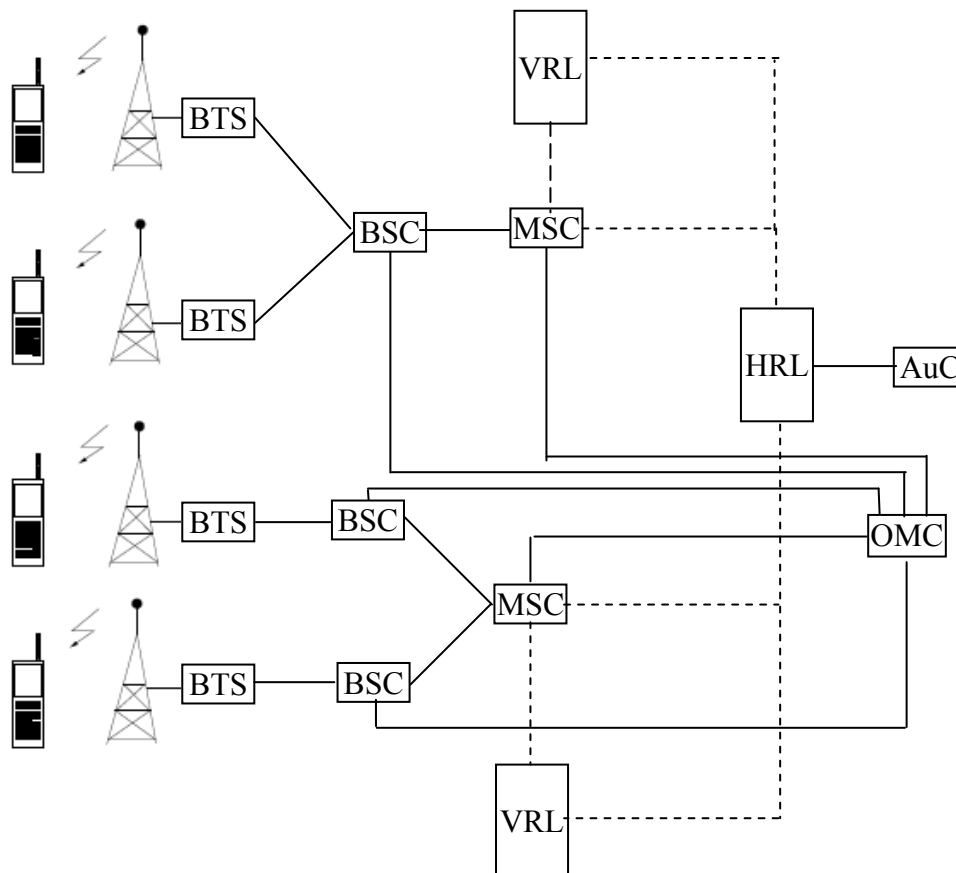


Figure 1.2: Architecture du réseau GSM.

BTS : Base Transceiver Station HLR : Home Location Register
 BSC : Base Station Controller AuC : Authentication Center
 VLR : Visitor Location Register OMC : Operation and Maintenance Center
 MSC : Mobile Switching Center

	GSM	DCS-1800
Bande de fréquence (↑)	890.2-915(MHz)	1710-1785(MHz)
Bande de fréquence (↓)	935.2-960(MHz)	1805-1880 (MHz)
Nombre d'intervalles de temps par trame TDMA	8	8
Débit total par canal	271 (kb/s)	271 (kb/s)
Débit de parole	13 (kb/s)	13 (kb/s)
Débit maximal de données	12 (kb/s)	12 (kb/s)
Technique de multiplexage	Multiplexage fréquentiel et temporel	Multiplexage fréquentiel et temporel
Rayon de cellules	0.3 à 30 (Km)	0.1 à 4 (Km)
Puissance des terminaux	2 à 8 (w)	0.25 et 1 (w)
sensibilité des terminaux	-102 (dB)	
sensibilité de la station de base	-104 (dB)	

Tableau 1.3: Comparaison des systèmes GSM et DCS-1800.

1.4.1.1 Le sous-système radio BSS (*Base Station Sub-system*)

Sa fonction principale est la gestion de l'attribution des ressources radio, indépendamment des abonnés, de leur identité ou de leur communication. On distingue dans le BSS :

1.4.1.1.1 Le mobile

Le téléphone et la carte SIM (*Subscriber Identity Module*) sont les deux seuls éléments auquel 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 1.4. 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
Données administratives	
PIN/PIN2	Mot de passe demandé à chaque connexion
PUK/PUK2	Code pour débloquer une carte
Langage	Langue choisie par l'utilisateur
Données relatives à l'utilisateur	
Cle K_i	Valeur unique, connue de la seule carte SIM et du HLR
CKSN	Séquence de chiffrement
Données liées à la sécurité	
IMSI	Numéro international de l'abonné
MSISDN	Numéro d'appel d'un téléphone GSM
Données de « roaming »	
TMSI	Numéro attribué temporairement par le réseau à un abonné
Location updating status	Indique si une mise à jour de localisation est nécessaire
Données relatives au réseau	
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 1.4: Liste partielle des informations contenues dans une carte SIM

Donc la carte SIM est bien plus qu'une simple « carte à mémoire » dans la mesure où son microprocesseur est capable, sous le contrôle de son système d'exploitation embarqué, de procéder de façon autonome à des traitements informatiques (et notamment cryptographiques) d'une certaine complexité [3].

1.4.1.1.2 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 de 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.

1.4.1.1.3 Le contrôleur de station de base (BSC)

Le contrôleur de station de base gère une ou plusieurs stations de base et communique avec elles. 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 inter-cellulaires des utilisateurs dans sa zone de couverture, c'est-à-dire quand une station mobile passe d'une cellule dans une autre. Il doit alors communiquer avec la station de base qui va prendre en charge l'abonné et lui communiquer les informations nécessaires tout en avertissant la base de données locale VLR (*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.

1.4.1.2 Le sous-système réseau NSC (*Network Switching Center*)

Le sous-système réseau, joue un rôle essentiel dans un réseau mobile, les éléments du *NSC* 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 *NSC* est constitué de :

- Mobile Switching Center (MSC)
- Home Location Register (HLR) / Authentication Center (AuC)
- Visitor Location Register (VLR)
- Equipment Identity Register (EIR)

1.4.1.2.1 Le centre de commutation mobile (MSC)

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio. 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 placés en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une interopérabilité entre réseaux d'opérateurs.

1.4.1.2.2 L'enregistreur de localisation nominale (HLR)

Il existe au moins un enregistreur de localisation (HLR) par réseau PLMN (Public Land Mobile Network). 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*. La clé 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.

1.4.1.2.3 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. L'authentification s'effectue par résolution d'un défi sur base d'un nombre *M* généré aléatoirement et envoyé au mobile, 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.

1.4.1.2.4 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.

1.4.1.2.5 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.

1.4.1.3 Le sous-système opérationnel OSS (*Operating Sub-System*)

Il assure la gestion et la supervision du réseau. C'est la fonction dont l'implémentation est laissée avec le plus de liberté dans la norme GSM. La supervision du réseau intervient à de nombreux niveaux :

- Détection de pannes
- Mise en service de sites

- Modification de paramétrage
- Réalisation de statistiques

1.4.1.3.1 Les OMC (Operation and Maintenance Center)

On distingue l'OMC/R (Radio) qui est relié à toutes les entités du BSS, à travers les BSC, et l'OMC/S (System) qui est relié au sous système NSC à travers les MSC ; enfin l'OMC/M (Maintenance) contrôle l'OMC/R et l'OMC/S.

1.4.1.3.2 Le centre d'exploitation et de maintenance

Cette partie du réseau regroupe trois activités principales de gestion : la gestion administrative, la gestion commerciale et la gestion technique. Le réseau de maintenance technique s'intéresse au fonctionnement des éléments du réseau. Il gère notamment les alarmes, les pannes, la sécurité...etc. Ce réseau s'appuie sur un réseau de transfert de données, totalement dissocié du réseau de communication GSM.

1.4.2 Le concept cellulaire

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 (*reliée au Réseau Téléphonique Commuté, RTC*) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommés fréquences. 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 (1.3), montre un tel motif, en guise d'exemple.

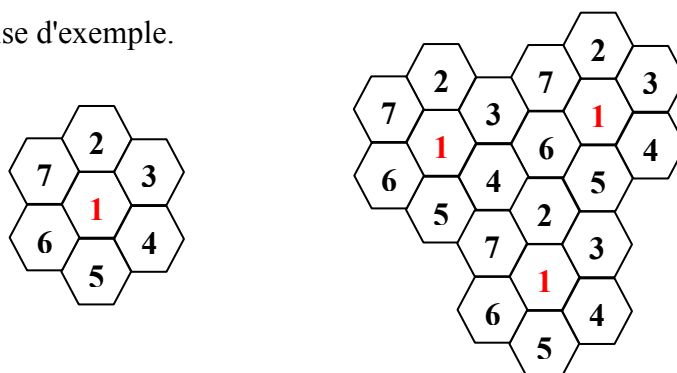


Figure 1.3: Motif élémentaire (à gauche) et un ensemble de motifs dans un réseau (à droite).

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%, 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 du 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. 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.
- Par la fréquence de porteuse utilisée pour l'émission radio-électrique
- Par 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, . . .) et.
- De la localisation (rurale, suburbaine ou urbaine) et donc de la densité des constructions.

Ainsi, 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. Un opérateur devra donc tenir compte des contraintes du relief topographique et des contraintes urbanistiques pour dimensionner les cellules de son 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 **.Incar** qui tient compte des utilisateurs se trouvant dans une voiture. On Ajoute typiquement une marge supplémentaire de 6 décibels Watt, notée 6 [dB], dans le bilan de puissance pour en tenir compte.
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**. Lorsqu'il se trouve plus à l'intérieur.

Typiquement, on considère que, lors de l'établissement du bilan de puissance, c'est-à-dire de l'analyse du rapport de la puissance émise à la puissance reçue au droit du récepteur, il faut tenir compte de 10 [dB] d'atténuation supplémentaire pour le Soft Indoor et de 20 [dB] pour Deep Indoor à 900 [MHz]. Quand on sait que 10 [dB] représente un facteur de 10 en puissance, on comprend qu'il est crucial pour un opérateur de dimensionner au mieux son réseau, quitte à effectuer des mesures sur le terrain.

1.4.3 Les stations fixes

Au niveau des stations fixes, chaque cellule est matérialisée par des antennes et au moins une armoire technique dite « BTS » (*Base Transceiver Station*). La disposition la plus courante pour les antennes est celle de la figure (1.4). (vue en plan).

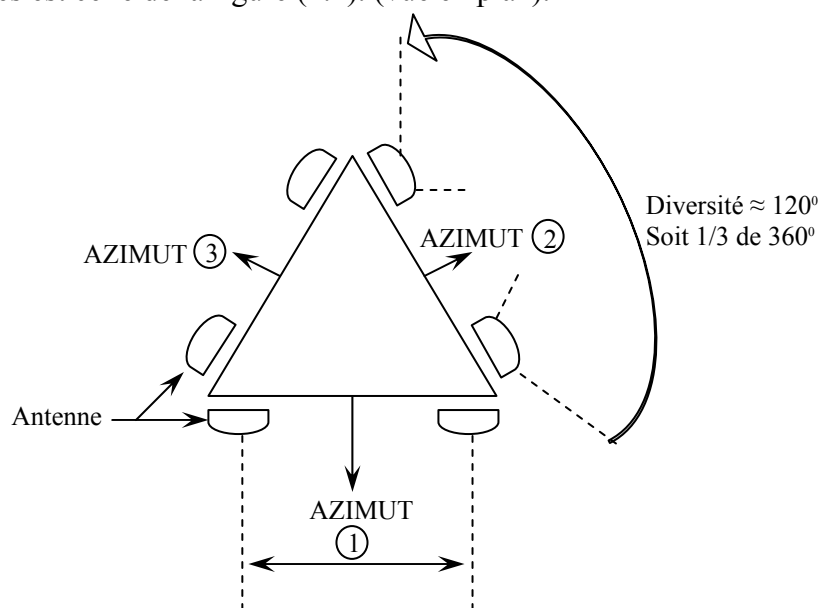


Figure 1.4: Disposition habituelle d'un site d'émission .

Trois « azimuts » sont définis selon les impératifs locaux (et notamment la situation des cellules adjacentes), couverts chacun par des antennes présentant une directivité proche de 120° dans le plan horizontal [3]. Cette configuration assure la couverture sur 360° , en trois faisceaux, d'une zone centrée sur la station. Son diamètre dépend de la puissance des émetteurs, mais aussi de la directivité des antennes dans le plan vertical, couramment inférieure à 10° .

Bien souvent, d'ailleurs, les antennes sont « *tiltées* » comme le montre la figure (1.5), c'est-à-dire légèrement inclinées vers le bas, de façon à limiter volontairement la portée des émissions. Cela permet, on l'a vu, de réutiliser les mêmes canaux à relativement peu de distance, sur d'autres stations fixes.

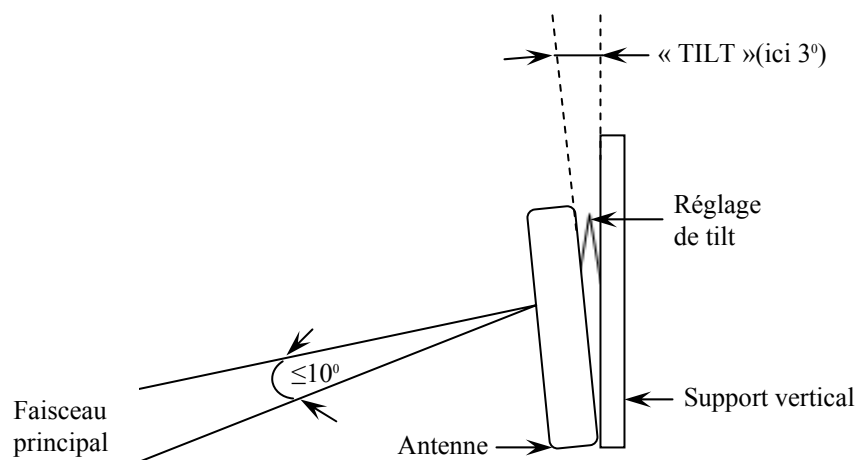


Figure 1.5: Vue en élévation de la disposition d'une antenne

Chaque azimut est d'au moins deux antennes d'émission-réception, boîtiers rectangulaires de près de 2 m de haut pour 10 à 20 cm de large, contenant une multitude de dipôles savamment répartis. Il est alors d'usage de les écarter de quelques mètres à plusieurs dizaines de mètres, du moins lorsque la place disponible sur le pylône ou le bâtiment le permet.

Le choix des sites d'émission est un exercice passablement complexe, faisant largement appel à des simulations informatiques à partir de modèles numériques du terrain.

1.4.4 Puissance, Portée et Propagation

Qui dit réseau cellulaire dit en principe portée limitée des stations fixes comme des postes mobiles, et donc des puissances d'émission relativement modestes.

En matière de GSM 900, il est d'usage que les portables affichent une puissance maximale de 2 W, et que les mobiles installés sur des véhicules soient du type 8 W, bien que la norme définisse quatre classes de puissance échelonnées de 800 mW à 8 W [3]. Les portables GSM

1800, pour leur part, ont des puissances d'émission sensiblement moitié moindres, ce qui n'est pas sans conséquence sur leur consommation, et donc sur leur autonomie pour les modèles « de poche ». Il est plus délicat de donner un ordre de grandeur pour la puissance des stations fixes, car les opérateurs se montrent excessivement discrets à ce sujet. Il faut dire que l'éventail est large, compte tenu de la variété des conditions locales. Pour une station moyenne en milieu urbain, couvrant une zone d'environ 2 km de rayon, on peut tout de même s'attendre à une puissance de quelques dizaines de watts par azimuth (sachant que 10 W = + 40 dB au-dessus du milliwatt). Cela en sortie des émetteurs, car la directivité des antennes conduit à des puissances apparentes (PIRE) atteignant plusieurs centaines de watts dans les directions les plus privilégiées (avec 100 W = + 50 dBm). En zones rurales, les chiffres peuvent être encore notablement supérieurs, en raison de l'adjonction de boîtiers amplificateurs supplémentaires. D'après des sources crédibles, il semblerait que le maximum en sortie d'émetteur puisse être de l'ordre de 300 W en 900 MHz, et de 30 W en 1800 MHz. Cela peut paraître énorme compte tenu de l'excellente sensibilité des récepteurs, tant mobiles que fixes (mieux que -100 dB pour un poste de voiture de bonne qualité). C'est qu'il ne faut pas compter seulement avec l'atténuation « en espace libre », mais aussi avec celle introduite par les obstacles divers et variés, présents entre la station fixe et le mobile. Citons en vrac les bâtiments en béton armé capables d'atténuer de 100 à 1 000 fois (soit 20 à 30 dB), les carrosseries de voitures, les arbres en feuilles, les intempéries...etc.

En l'absence de tout obstacle, l'atténuation due à l'éloignement varie comme le carré de la distance, augmentant donc de 6 dB à chaque fois qu'on double celle-ci. Descendre dans un parking souterrain ou une cave peut ainsi avoir le même effet que s'éloigner de 30 km en vue directe. Compte tenu de l'extrême variété des conditions de propagation, il a été imaginé que les puissances d'émission, tant des stations fixes que des mobiles, s'adaptent en permanence aux conditions du moment. Cela explique que l'autonomie d'un portable, en mode "conversation", soit très dépendante des circonstances, et pas forcément toujours aussi flatteuse sur le terrain que dans les publicités...

A la lumière de ces quelques chiffres, on comprend que dans d'excellentes conditions, il ne soit pas déraisonnable d'espérer des portées très au-dessus de la moyenne.

1.4.5 Description du canal physique

Dans un réseau GSM, deux techniques de multiplexage sont mises en œuvre : le multiplexage *fréquentiel* (FDMA) et le multiplexage *temporel* (TDMA).

1.4.5.1 Multiplexage fréquentiel

Dans sa version à 900 MHz, la norme GSM occupe deux bandes de 25 MHz ; l'une est utilisée pour la voie montante (890.2 - 915 MHz), l'autre pour la voie descendante (935.2 - 960 MHz). 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. Notons au passage que la bande de fréquences du DCS-1800 étant plus large, elle peut contenir 374 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

$$F_u(n) = 890.2 + 0.2 * (n - 1) [MHz] \quad (2)$$

$$F_d(n) = 935.2 + 0.2 * (n - 1) [MHz] \quad (3)$$

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 : c'est le rôle du régulateur.

1.4.5.2 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. La figure (1.6) illustre le principe utilisé : une antenne-relais transmet vers 3 téléphones mobiles, notés P1, P2 et P3 au moyen d'une porteuse dont la fréquence nominale est comprise entre 925 et 960 MHz (cas du GSM 900). Cette fréquence nominale est de 950 MHz dans l'exemple de la figure (1.6). Le message binaire (constitué de 0 et de 1) module la fréquence instantanée de la porteuse dans une plage étroite centrée autour de la fréquence nominale. La porteuse ainsi modulée occupe une largeur de 200 kHz comprise entre 949,9 et 950,1 MHz.

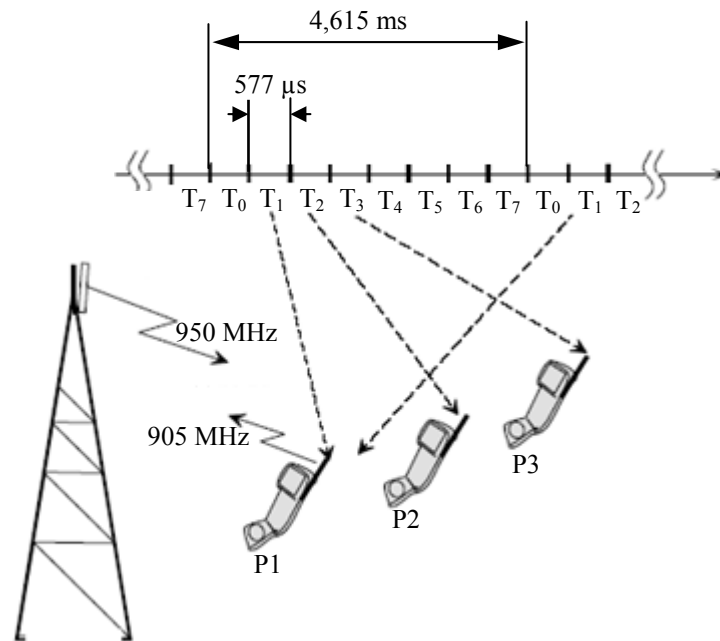


Figure 1.6. Canal de transmission GSM

Durant un premier intervalle de temps T1, d'une durée de 577 μ s, la porteuse est utilisée pour transmettre vers le téléphone P1 ; cet intervalle de temps est appelé « time slot » dans la terminologie GSM. Ensuite, le téléphone P2 reçoit pendant le second « time slot » T2. De la même manière, le téléphone P3 recevra les informations qui lui sont destinées pendant le troisième « time slot » T3, et ainsi de suite s'il y a d'autres téléphones mobiles dans la cellule. Une porteuse peut ainsi être partagée par 8 téléphones mobiles. A la fin du « time slot » T1, le téléphone P1 devra attendre pendant 7 « time slots » avant de recevoir à nouveau. La transmission d'un canal (c'est-à-dire une conversation) se fait donc de manière discontinue ; ce procédé est appelé « multiplexage temporel » ou encore « time division multiple access » (TDMA). Il est à noter que cette transmission « saccadée » n'est pas perceptible pour l'utilisateur, car la transmission pendant un « time slot » s'effectue à un débit 8 fois supérieur à celui correspondant à la restitution du signal, autrement dit, la transmission vers le téléphone P1 s'effectue pendant le « time slot » T1 et la restitution du signal vocal occupe 8 « time slots » (c'est-à-dire 4,615 ms). La figure (1.7), illustre ce processus.

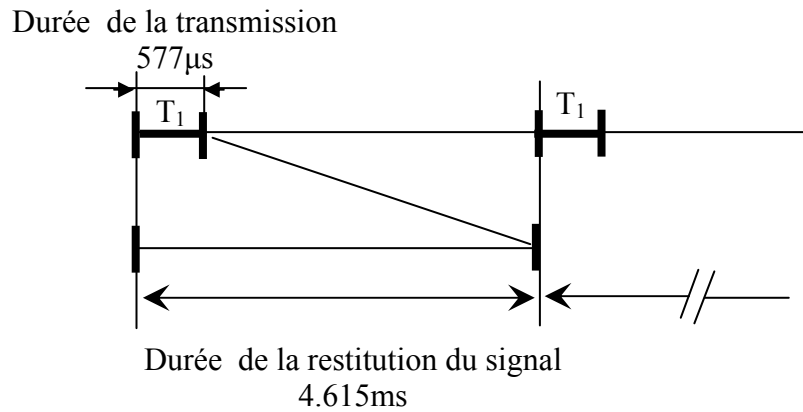


Figure 1.7: Durées de transmission et de restitution

La figure (1.8) 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, ce qui correspond à 547,6 μ s. Ce train de 148 bits est appelé « burst » ; il comporte :

- 2 séries de 58 bit contenant l'information utile (voix numérisée ou données)
- 2 séries de 3 bit de synchronisation en début et en fin de « time slot »
- 1 séquence de 26 bit 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 « Guard period »), d'une durée de 29,4 μ s, et dont le but est de séparer le contenu de 2 « time slots » successifs.

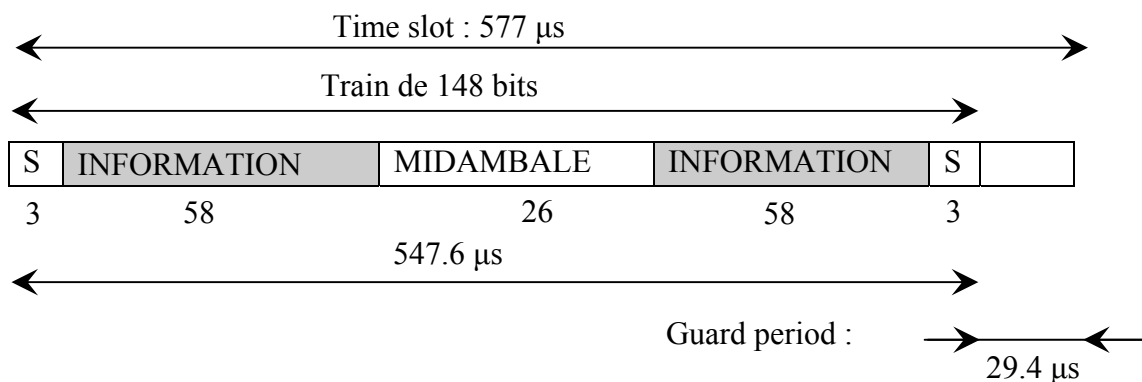


Figure 1.8. Structure d'un « burst GSM »

Les systèmes de deuxième génération offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes analogiques, mais restent néanmoins concentrés sur l'optimisation d'un seul service : la voix.

Le débit de transfert de données n'a pas été une priorité et reste assez limité à l'ère des communications multimédia [1]. Pour palier cette situation, une technologie de transition, souvent dénotée par 2.5G, a été développée. Cette évolution avait pour but de permettre aux opérateurs de réseaux mobiles de déployer des services de données plus efficaces tout en gardant la même infrastructure de leurs réseaux 2G. Ces services se basent sur la technique de commutation par paquets utilisée dans le réseau internet. Le GPRS (*General Packet Radio Service*) est une solution qui a été introduite dans les réseaux GSM à la fin des années 90 [1]. Ce système propose des débits maximums (*peak rate*) de l'ordre de 115 kbit/s [1]. Une seconde étape de cette évolution, du nom de EDGE (*Enhanced Data for Global Evolution*), est proposée en conjonction avec GPRS. Celle-ci permet, en théorie, de tripler le débit obtenu avec le GPRS, soit un maximum de 473.6 kbps. Cependant, ces débits étaient loin d'être atteints avec un nombre d'utilisateurs constamment en augmentation [4].

1.4.6 Capacité et saturation

En matière de téléphonie fixe ou "filaire", on se souvient à peine de cette époque où il n'était pas rare, en décrochant son combiné, de devoir attendre plusieurs minutes la tonalité "d'invitation à numéroté". Chaque abonné dispose en effet, en propre, d'une paire de fils le reliant au central le plus proche, dont la capacité est en général largement dimensionnée. Les choses sont très différentes dans le cas du GSM, puisqu'un mobile ne peut communiquer que si le réseau est en mesure de lui trouver un intervalle TDMA libre sur les canaux disponibles là où il se trouve. Or, on sait que la bande GSM 900 n'offre que 124 canaux, à partager entre les différents opérateurs.

Dans le meilleur des cas, si la totalité des canaux pouvait être partagée équitablement, en un même lieu, entre deux opérateurs, cela ne permettrait d'écouler simultanément que 8×62 , soit 496 communications par opérateur. En pratique, chaque cellule ne dispose que d'un bien plus petit nombre de canaux, mais il est vrai qu'en un lieu donné, on peut souvent trouver plusieurs cellules dont les zones de couverture se chevauchent [3]. Les choses se gâtent bien sûr encore quand, à l'intérieur d'une zone à la limite de sa saturation, plusieurs communications s'établissent entre mobiles d'un même réseau. La conséquence palpable de cette capacité localement assez limitée des réseaux GSM est que, lorsqu'il se présente une situation amenant de nombreux abonnés mobiles à téléphoner simultanément au même endroit, la saturation est quasiment inévitable. Les cas les plus fréquents sont les carambolages ou blocages routiers et autres situations de crise, les grands rassemblements de public...etc.

En pareil cas, la seule façon d'arriver à téléphoner consiste à insister sans relâche, ce qui n'améliore certes pas l'état de congestion du réseau.

On peut donc raisonnablement estimer qu'en cas d'événement grave impliquant de nombreuses personnes au même moment et à peu près au même endroit, le téléphone portable risque fort de n'être d'aucun secours...

1.4.7 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'un opérateur peut augmenter la capacité de son réseau. En effet, il lui suffit de découper une cellule en plusieurs cellules plus petites et de gérer son plan de fréquences pour éviter toute interférence. Il y a ainsi toute une nomenclature spécifique pour classer les cellules en fonction de leur taille (macro, micro, pico...etc.).

1.4.8 Estimation du rapport de puissance porteuse / 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. 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. 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 :
 - Les interférences *co-canal* qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence.
 - 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

$$\frac{C}{N+1} \quad (\text{Eq. 1.1})$$

qui permet d'évaluer la qualité de la communication ainsi que la distance de réutilisation des fréquences.

1.5 La troisième génération de réseaux mobiles

D'autres technologies sont nécessaires, notamment celles qui formeront une troisième génération de réseaux mobiles. Plusieurs organisations se sont mises au travail pour définir ces nouvelles technologies [5].

L'ITU (*International Telecommunication Union*) a regroupé plusieurs de ses travaux sous le nom de IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications 2000*). Ces travaux ont abouti aux recommandations qui touchent, entre autres, au débit binaire sur le lien radio (allant de 144 kbps jusqu'à 2 Mb/s selon la mobilité et l'environnement où se trouve l'utilisateur), à la diversité des services (comme le multimédia) et à la fréquence d'opération de ces réseaux, en l'occurrence la bande des 2MHz. En général, l'ITU ne disait pas comment on pouvait réaliser ses recommandations de manière spécifique. Par conséquent, l'ITU a sollicité des propositions techniques des organisations manifestant un intérêt et par la suite décidait de retenir ou pas cette proposition. Quelques propositions de techniques d'accès radio ont été retenues, et parmi les plus importantes, le WCDMA et le CDMA2000.

Le Japon a également soumis une solution, du nom de FOMA (*Freedom Of Multimedia Access*), à base de WCDMA, mais tolérant les deux modes de duplexage. Afin d'uniformiser les deux solutions, les réseaux 3G à base de WCDMA sont regroupés sous l'acronyme UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) et permettent de supporter les deux modes FDD et TDD. Quant à l'Amérique du Nord, elle opte pour le CDMA2000.

Comme plusieurs groupes travaillaient sur des technologies similaires, il était évident que la méthode la plus efficace était de rassembler ces ressources. Par conséquent, deux groupes ont été créés : le 3GPP (*The 3rd Generation Partner Project*) qui travaille sur le système UMTS basé sur le WCDMA et le 3GPP2 qui développe le standard CDMA2000. À la fin de l'année 1998, le 3GPP débuta ses activités et le travail technique détaillé commença en 1999, ayant comme but la première version de spécifications communes appelé *Release 99*. Elle constitue alors le premier ensemble complet de recommandations permettant le déploiement commercial d'un réseau UMTS. Par la suite, le 3GPP a pris comme

convention que les nouvelles versions ou *releases* des spécifications techniques de l'UMTS, après celle de 1999, ne seraient plus associés à une année, mais plutôt aux nouvelles fonctionnalités qu'elles comporteraient [1]. Ainsi, la Release 2000 est divisée en Release 4 et 5. La Release 6 a été finalisée à la fin de l'année 2004 alors que les Releases 7 et 8 sont en cours.

1.5.1 Présentation du système UMTS

Le mobile GSM donne déjà la possibilité de transmettre la voix et les données sous la forme de messages courts (SMS) à la vitesse de 9,6 kbit/s. Une phase transitoire appelée GSM 2+ a été mise en œuvre, fin 2001, avec la technologie GPRS qui permet d'atteindre des débits plus importants (115 kbit/s) mais encore insuffisants pour satisfaire la demande. La troisième génération de systèmes est appelée IMT 2000 (*International Mobile Telecommunication 2000*), terme générique officiel (UIT) pour les systèmes mobiles 3G en référence à la bande de 200 MHz utilisée, et UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) au niveau européen par l'ETSI en coopération avec le forum UMTS. Le terme UMTS sera seul utilisé par la suite [6].

L'UMTS est un réseau mobile de troisième génération capable d'offrir des bénéfices significatifs à l'utilisateur en terme de services à valeur ajoutée, tels que l'accès Internet à haute vitesse, le téléchargement de fichiers (audio et vidéo) ou alors la visioconférence.

Le système universel UMTS a été choisi dans le but de faire une distinction avec les systèmes de première et de deuxième génération qui sont considérés comme des systèmes axés principalement sur le service de la voix.

1.5.2 Services offerts

L'UMTS, avec des débits élevés, rendra possible l'accès rapide aux applications d'informations et aux services multimédias développés par les réseaux Internet ; il devra par ailleurs continuer d'accueillir les services mobiles actuels (téléphonie, données à faible débit, etc.). Par sa capacité à acheminer la voix, les données, les images fixes ou animées, il permettra l'accès et la multiplication de services à distance tels que la télémédecine, la télésurveillance, le télé-enseignement, etc. L'UMTS offrira un service de mobilité universelle ; le terminal mobile permettra de communiquer à travers une multiplicité de systèmes et de réseaux dans tous les cas d'utilisation : domicile, lieu de travail, rue, automobile, train [6].

Les services standardisés en UMTS regroupent les :

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

Un service support est une sorte de « tuyau » que l'opérateur du réseau mobile met à la disposition de l'abonné pour transmettre de l'information entre deux points. Il joue un rôle fondamental dans le réseau en transportant l'information liée au service (voix, données, vidéo...) et à la signalisation. Les télé-services proposent une offre complète pour la transmission d'information en incluant les fonctions de l'équipement terminal.

On peut citer, par exemple, la transmission de la voix (téléphonie et appels d'urgence), le service de messages courts SMS (*Short Message Service*), la transmission de fax ou alors des services de voix groupés (communication en groupe, voix en diffusion). Les services supplémentaires sont toujours proposés en association ou comme complément à un service support ou à un télé-service. Ils offrent la possibilité de personnaliser les services support et les télé-services, en apportant des fonctionnalités additionnelles [7].

Un même service supplémentaire peut être proposé en association avec des services support ou des télé-services différents. Parmi ces services, nous pouvons citer le renvoi d'appel, le transfert d'appel, le rappel automatique, etc.

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

Les caractéristiques du service support sont choisies pour chaque télé-service ou application en fonction de la QoS que ces services ou applications requièrent. Ainsi, un service support pourra être caractérisé en fonction de la capacité du réseau pour le transfert de l'information et de la qualité de l'information une fois transférée. Ces paramètres sont spécifiés ou négociés lors de l'établissement de la communication et il est possible de les modifier de manière dynamique au cours de celle-ci.

Le transfert de l'information fait référence à la capacité du réseau à acheminer différents types d'informations entre deux ou plusieurs points. La qualité de l'information transférée entre deux ou plusieurs points peut être quantifiée en fonction d'un nombre limité de paramètres :

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

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

En conclusion, l'application doit indiquer ses besoins en termes de QoS (Quality of Service) au réseau UMTS. Plus précisément, elle doit spécifier les attributs du service support requis : le type de trafic (temps réel ou non), les caractéristiques du trafic (point à point, point à multipoint), le délai de transfert maximum, les variations du délai et le taux d'erreur.

Nous allons donner quelques exemples de services que l'UMTS peut offrir suivant un découpage par « classes » qui dépendent de la QoS désirée. Ces classes de services sont résumées dans le tableau 1.5 et définies comme suit :

Service	Délai	Exemples D'application	Débit	Tolérant à Des erreurs
Conversationalnel (temps réel)	<<1s	Téléphonie	28.8 kbps	Oui
		Vidéophonie	32.384 kbps	Oui
Interactif	Environ 1s	Commerce électronique	Non garantie	Non
		Service de localisation	Non garantie	Non
Streaming	<10s	Audio/Vidéo Haute qualité	32-128 kbps	Oui
Arrière-plan (Background)	>10s	Fax	Non garantie	Oui
		E-mail	Non garantie	Non

Tableau 1.5. Classes de services de l'UMTS

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

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

1.5.2.3 Services streaming : on retrouve dans cette classe les services qui traitent l'information au niveau du terminal de façon continue, c'est-à-dire au moment même où elle est reçue (avant de la recevoir dans sa totalité). Ce type de service est unidirectionnel. Ces services sont assez récents et offrent un potentiel d'application assez vaste. Le streaming audio et vidéo sont des exemples d'applications typiques.

À la différence des services conversationnels, les services de type streaming sont assez asymétriques (on ne reçoit pas au même débit que l'on émet) et on peut tolérer dans ce cas des délais importants.

1.5.2.4 Services en arrière-plan : il existe des services qui ne posent, ou presque, aucune contrainte de temps dans le transfert de l'information qu'ils génèrent.

Ils peuvent s'exécuter en « arrière-plan » (*background*). Parmi ces services, nous pouvons trouver l'envoi d'un courrier électronique, d'un message court SMS ou alors le téléchargement d'un fichier. Le paramètre pour quantifier la QoS de ce type de ce service est principalement le taux d'erreurs qui doit être souvent assez faible.

1.5.3 Architecture du réseau UMTS

Le réseau UMTS repose sur une architecture flexible et modulaire. Cette architecture n'est associée ni à une technique d'accès radio, ni à un ensemble de services, ce qui assure sa compatibilité avec d'autres réseaux mobiles et garantit son évolution. Une telle architecture, illustrée à la figure (1.9), est composée de trois « domaines » : le domaine de l'équipement de l'utilisateur UE (*User Equipment*), celui du réseau d'accès radio « universel » UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*) et celui du réseau cœur CN (*Core Network*) [9]. Chaque domaine réalise une fonction bien précise dans le réseau, tandis que des points d'échange, dénotés par Uu et Iu , servent d'interfaces permettant les échanges entre les différentes parties du réseau.

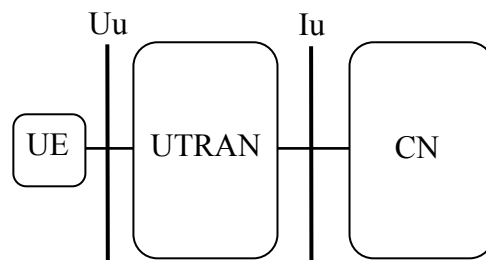


Figure 1.9. Architecture générale du réseau UMTS

Le domaine UE comprend tous les équipements terminaux et permet à l'abonné l'accès à l'infrastructure et à ses services par le biais de l'interface Uu . Le réseau cœur regroupe l'ensemble des équipements assurant les fonctions tels que le contrôle des appels, le contrôle de la sécurité et la gestion de l'interface avec les réseaux externes. Enfin, l'UTRAN fournit à l'UE les ressources radio et les mécanismes nécessaires pour accéder au réseau cœur. Il contrôle les fonctions liées à la mobilité et à l'accès au réseau.

Comme illustré à la figure (1.10), l'UTRAN constitue le trait d'union entre l'UE et le réseau cœur. Il est composé d'un ensemble de sous-systèmes nommés RNS (*Radio Network Subsystem*). Le RNS est un sous-système de l'UTRAN constitué d'un contrôleur RNC (*Radio Network Controller*) et d'une ou plusieurs stations de base, appelées Node B. Les RNS peuvent être connectés entre eux grâce à l'interface Iur . Le RNC commande plusieurs stations de base via l'interface Iub . Il est responsable de la gestion des ressources radio de l'ensemble des 'Node B' sous son contrôle, sachant que chaque 'Node B' ne peut être associé qu'à un seul RNC.

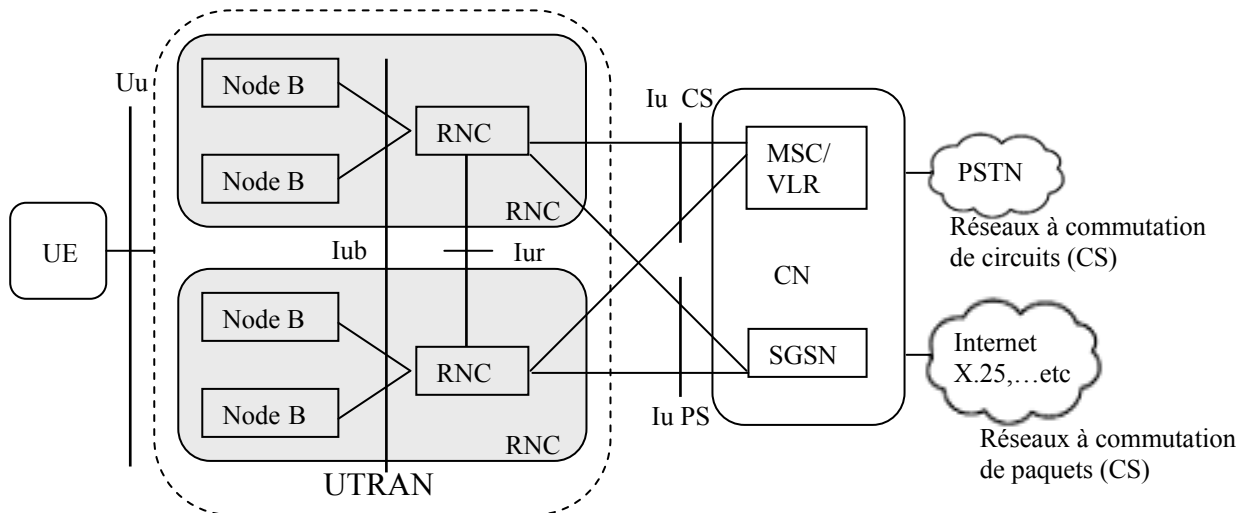


Figure 1.10. *Eléments du réseau d'accès UTRAN*

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

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

Par conséquent, l'architecture modulaire de l'UMTS rend possible l'interconnexion de son réseau avec des systèmes d'accès radio autres que l'UTRAN, tel que le GSM/EDGE ou encore l'HIPERLAN 2 [9].

1.6 Interfaces radio

L'interface radio (UMTS) initiée en janvier 1998 par l'ETSI/SMG sous le nom d'UTRA (*UMTS Terrestrial Radio Access*) a été intégrée par le 3GPP au réseau d'accès appelé UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*), réseau d'accès radio terrestre UMTS reliant le mobile au réseau cœur. L'accès multiple à répartition dans les codes AMRC ou CDMA a été choisi, de préférence au TDMA basé sur des liens symétriques, utilisé en GSM (les requêtes en UMTS exigeront généralement moins de débit que le rapatriement des informations), il permet à plusieurs liaisons élémentaires de cohabiter en même temps dans une bande de fréquence ; cette cohabitation est rendue possible par emploi d'une modulation à étalement de spectre. Deux versions sont retenues, avec deux types de multiplexage pour une utilisation optimale du spectre des fréquences [6]:

- l'accès multiple par répartition dans les codes, à bande élargie (AMRC-LB ou W-CDMA) a été proposé par l'institut des standards de télécommunication européen ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) qui utilisera le mode UTRA/FDD en Europe, FDD utilisée dans le WCDMA/FDD a été fixée à 5 Mhz [6]. des porteuses différentes sont utilisées (multiplexage par répartition en Fréquence} la largeur de bande d'un canal dans le sens montant et dans le sens descendant. Dans le mode W-CDMA, toutes les émissions de signaux se font sur le même canal radioélectrique large bande. Le récepteur ne retiendra pour la démodulation que les signaux correspondant au code qu'il connaît. Le mode FDD prend les mêmes intervalles de temps, avec des fréquences séparées dans les bandes UMTS appariées. Le FDD ne nécessite aucune synchronisation, il est bien adapté à tous les types de cellules y compris aux grandes, et moins aux trafics asymétriques, car les bandes de fréquences affectées aux voies montantes et descendantes sont fixées a priori.
- l'accès multiple à répartition dans les codes et dans le temps (AMRC-RT ou TD-CDMA) utilisé en TDD (multiplexage par répartition dans le temps), la même porteuse sert à tour de rôle dans le sens montant et dans le sens descendant. En TD-CDMA, le multiplexage temporel AMRT du GSM et le CDMA sont associés. Un canal est déterminé par une fréquence porteuse, un code et un intervalle de temps. L'AMRT nécessite la synchronisation des stations de base et des délais de transmission courts. Il s'agit d'un multiplexage temporel des deux sens de transmission sur une même fréquence dans les bandes UMTS non appariées. Le mode TDD est bien adapté aux petites cellules et aux trafics asymétriques et à hauts débits. Toutefois, les temps d'occupation sont variables, et des risques de brouillage existent si les stations

de base ne sont pas synchronisées et si le taux d'asymétrie n'est pas le même pour tous les services. Les contraintes sont telles pour les opérateurs qu'un certain niveau d'interférence à été envisagé. Par ailleurs, le positionnement judicieux des stations de base doit être recherché ainsi que le choix des ressources les moins brouillées, à l'aide d'algorithmes.

1.7 Conclusion

La téléphonie mobile GSM a été conçue pour transporter de la voix, alors que la technologie 3G utilisée en Europe s'appelle UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) permet, outre le transport de la voix, celui de contenus multimédia (images, textes, vidéos). La norme UMTS offre des débits théoriques de 2 Mbit/s, mais la réalité est plus proche de 380 Kbit/s dans sa forme actuelle et de 1 Mbit/s dans son évolution nommée HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*). Cette dernière est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé (3,5G), ou 3G+ dans sa dénomination commerciale, permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s. La technologie HSDPA utilise la bande de fréquence 5 GHz et utilise le codage W-CDMA. Enfin, il ne faut pas oublier la dernière évolution du réseau GSM nommée EDGE (2,75G), qui bénéficie d'une couverture totale du territoire, tout en offrant un débit réel de 40 Kbit/s.

L'ensemble des techniques d'accès multiple applicables au domaine des communications numériques sur radiofréquences seront présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2 :

Partie 1 : Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

Partie 2 : Principe de l'étalement de spectre par séquence directe 'DS-CDMA'

Chapitre : 2.

Partie 1 : Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

2.1 Introduction

De nos jours le partage du spectre et le partage temporel des ressources font partie intégrante du dimensionnement du réseau. Ces partages résultent de procédés de multiplexage qui consistent à combiner plusieurs signaux pour les transmettre sur un même support. La technique d'accès multiple par répartition de code ou Code Division Multiple Access (CDMA) est déjà largement utilisée dans le domaine radio-fréquence où elle apporte un accès multiple et un partage des ressources.

Ce chapitre traite de l'ensemble des techniques d'accès multiple applicables au domaine des communications numériques sur radiofréquences. Il décrit aussi les différentes techniques CDMA, qu'elles soient 'classiques' ou 'hybrides', afin de mieux comprendre les enjeux et les difficultés rencontrées pour la mise en place de chacune de ces méthodes d'accès.

2.2 Définitions des principales techniques de multiplexage

Les systèmes de communications point à point étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple émetteur/ récepteur, un canal de transmission 'physique'. Afin d'augmenter, en pratique, la capacité des réseaux et d'optimiser l'utilisation des ressources fréquentielles, différentes

techniques d'accès multiples ont fait leur apparition [10]. Ainsi, l'accès multiple à répartition dans le temps, l'accès multiple par répartition de fréquences et le multiplexage par longueur d'onde sont des techniques de multiplexage déjà mises en place dans les réseaux radiofréquences ou les systèmes optiques.

2.2.1 Accès multiple par répartition de fréquences

L'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF), appelé aussi Frequency Division Multiple Access (FDMA), est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communications radiofréquences [11]. Le FDMA consiste à transmettre les signaux provenant de N utilisateurs différents sur des bandes de fréquences distinctes. La figure (2.1) donne un exemple de la manière dont ce multiplexage peut s'effectuer.

Comme le montre la figure (2-1-a), un filtre passe-bas est utilisé au niveau de l'émetteur afin de s'assurer que la bande passante du message à transmettre est limitée à une largeur définie au préalable. Chaque signal module une porteuse différente dont la fréquence est fixée par le synthétiseur. Les signaux issus des N modulateurs sont superposés et transmis par le canal.

En réception, les porteuses sont séparées par des filtres passe-bande placés en parallèle et centrés sur les fréquences porteuses des messages à détecter. La largeur de ces filtres est déterminée afin de ne pas tronquer le spectre du signal. A la sortie du filtre passe-bande, le signal est démodulé et traverse un filtre passe-bas permettant d'écartier les composantes indésirables et de récupérer le message en bande de base.

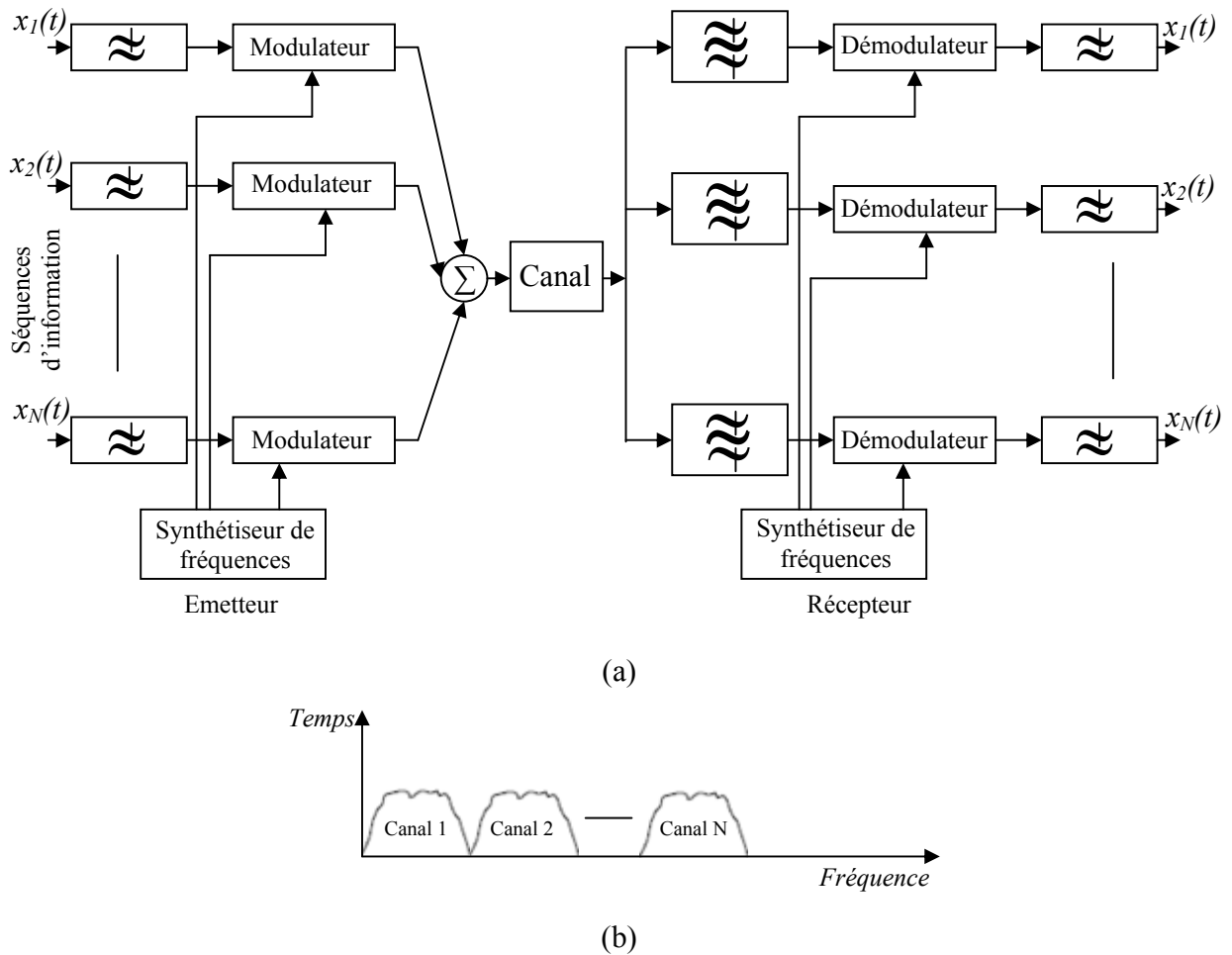


Figure 2.1. Schéma d'un multiplexage en fréquence (FDMA).

Dans ces conditions, les utilisateurs émettent leurs signaux de manière continue, chacun sur une fréquence différente. La suppression des IAM (Interférences d'Accès Multiple) est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini représentant la largeur du canal affecté à un utilisateur (Figure 2.1-b).

2.2.2 Accès multiple par répartition dans le temps

Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le GSM (Global System for Mobiles communications), utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT), appelé aussi Time Division Multiple Access (TDMA) (voir chapitre I). Cette technologie est aussi incluse dans le système de communication cellulaire japonais (Japanese Personal Digital Cellular : JPDC) qui représente le second standard le plus utilisé. Le TDMA est surtout utilisé

dans les systèmes de deuxième génération tels que le GSM ou le IS-136 (appelé aussi *Digital AMPS*) [1].

Le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, comme l'illustre la figure (2.2). La porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés *time slots*, de durée T_S , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données.

Un émetteur / récepteur, tel qu'un téléphone cellulaire, peut, par exemple, émettre et recevoir dans un intervalle de temps spécifique et rester inactif jusqu'à ce qu'il soit autorisé à intervenir de nouveau. En d'autres termes, chaque intervalle de temps accueille une partie du signal radio-fréquence associé à un utilisateur donné.

La porteuse du signal est divisée en plusieurs séquences appelées "burst", sachant qu'un burst est envoyé par intervalle de temps. Il en résulte que les données émises peuvent être transmises à la même fréquence sans entraîner d'Interférences d'Accès Multiple (MAI)

L'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique comme le montre la figure (2.2). Il est donc possible de caractériser un système TDMA par la durée d'un intervalle de temps T_S , la durée d'un cycle (T_{TDMA}) et le numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur (N_T).

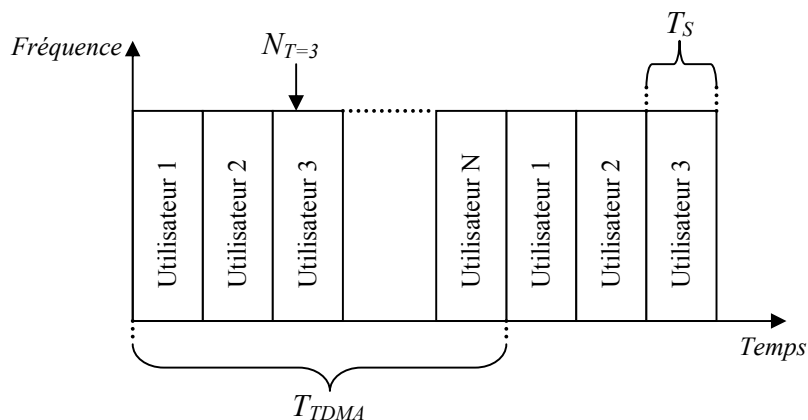


Figure 2.2. Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA).

Le nombre d'intervalles de temps, la taille du cycle et la largeur de bande employée dépendent de la technologie utilisée. Dans le cas de la norme GSM, par exemple, la durée élémentaire d'un intervalle de temps, sur une horloge de 13 MHz, vaut :

$$T_S = \left(\frac{75}{130}\right) * 10^{-3} S \approx 0.5769ms$$

Sur une même porteuse, les time slots sont regroupés par paquets de 8, ce qui implique que la durée d'une trame TDMA est donnée par :

$$T_{TDMA} = 8 * T_S = 4.6152ms$$

A chaque usager est affecté un certain nombre d'intervalles par trame TDMA, numérotés par un indice T_N variant entre 0 et 7. Un canal physique est, par conséquent, constitué par la répétition périodique d'un intervalle dans la trame TDMA sur une fréquence donnée.

La majorité des systèmes de communications radiofréquences utilisant le TDMA sont dits synchrones, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs. Afin de ne pas engendrer d'MAI, il est impératif que chaque signal respecte strictement l'intervalle de temps qui lui est accordé pour sa transmission. Les récepteurs doivent aussi respecter les intervalles de temps qui leurs sont associés pour reconstituer correctement les séquences d'information qui leurs sont destinées. Pour ce faire, au début de chaque transmission, une séquence de synchronisation est envoyée afin que l'émetteur et le récepteur puissent identifier le numéro et la durée du time slot sur lequel ils pourront échanger leurs informations.

L'un des avantages de cette technique est de s'affranchir de la gestion des fréquences des séquences de données à transmettre.

2.2.3 Multiplexage par longueurs d'onde

Le multiplexage en longueur d'onde, aussi appelé Wavelength Division Multiplexing (WDM), est une transposition du multiplexage en fréquence dans les systèmes de communications optiques. De la même manière qu'en FDMA, dans un système WDM des séquences de données modulent plusieurs longueurs d'ondes différentes. Les résultats de ces modulations sont transmis par l'intermédiaire d'un multiplexeur WDM. Pour recouvrer les données émises, un filtre permet, en réception, la sélection de la longueur d'onde correspondant au signal à reconstituer. La figure (2.3) illustre le fonctionnement d'un tel système.

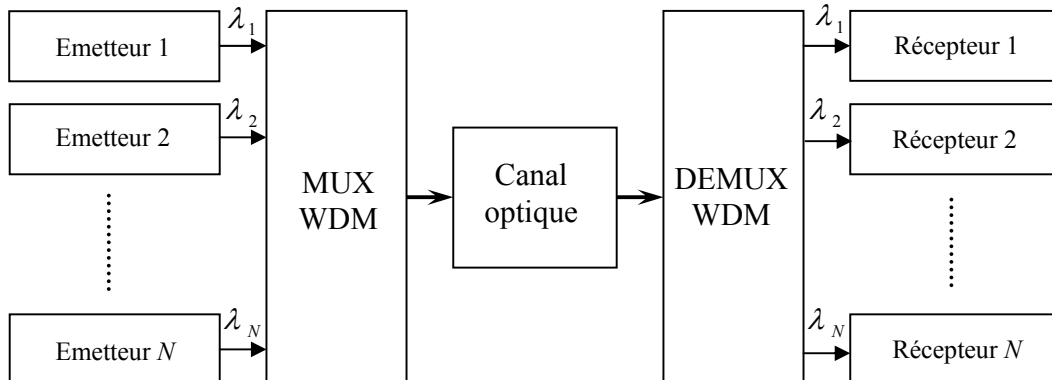


Figure 2.3. Schéma d'un multiplexage en longueur d'onde (WDM).

2.2.4 Accès multiple par répartition de codes

L'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC), appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code, aussi appelé signature ou encore séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des MAI n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

La figure (2.4) schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

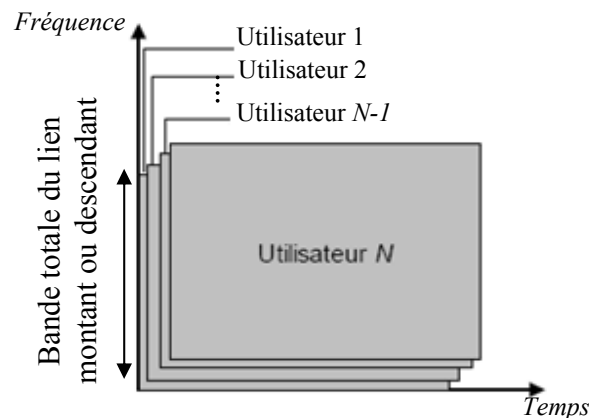


Figure 2.4. Schéma d'un multiplexage par code (CDMA).

Le CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux. En effet, contrairement aux techniques TDMA, FDMA et WDM, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalles de temps disponibles, fréquences ou longueurs d'ondes utilisables ... etc.) mais par la capacité à générer un maximum de séquences de codes, celles-ci étant choisies de manière à minimiser les Interférences d'Accès Multiple.

Les séquences de codes utilisées dans les systèmes CDMA sont composées d'une série d'impulsions nommées "chips" afin d'être distinguées des "bits" qui composent une séquence de données.

L'étalement de spectre est un des avantages mis en avant pour l'utilisation du CDMA dans le domaine des communications radiofréquences. En effet, la puissance d'un signal, après codage, est étalée sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible. De ce fait deux caractéristiques importantes apparaissent :

- La puissance du signal étant étalée sur la bande spectrale disponible, le signal CDMA peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficilement détectable par un utilisateur non concerné.
- Le signal CDMA étalé est plus résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.

Le signal CDMA (après codage) est plus résistant aux brouilleurs pouvant se présenter au cours de la transmission. Lors du décodage, la puissance de ce brouilleur est étalée sur la bande spectrale disponible alors que le signal utile est reconstitué. Toutefois, si le nombre de brouilleurs est importante, la puissance générée par ces derniers sera plus importante et affectera la qualité du signal utile obtenu après décodage.

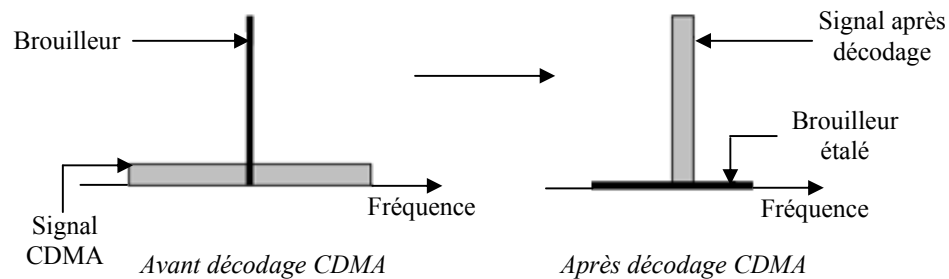


Figure 2.5. Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

2.3 Introduction aux différentes techniques CDMA et à leurs caractéristiques

Le CDMA était destiné, initialement, aux systèmes de communications numériques sur radio-fréquences dans le cadre d'applications militaires. Profitant ainsi d'une augmentation de la capacité de multiplexage tout en utilisant les propriétés d'étalement de spectre propre à cette technique, l'objectif était de rendre les transmissions plus robustes à l'apparition de brouilleurs et moins vulnérable aux interceptions éventuelles (Figure 2.5).

Le CDMA permet de coder et de transmettre autant de signaux qu'il est possible de générer de séquences de code à la seule condition que ces séquences satisfassent à des propriétés d'auto et d'intercorrélation adaptées. Ces conditions sur les fonctions de corrélation permettent de contrôler et de minimiser les MAI responsables, en partie, de l'augmentation du Taux d'Erreurs Binaires (TEB) lors de la détection et du décodage.

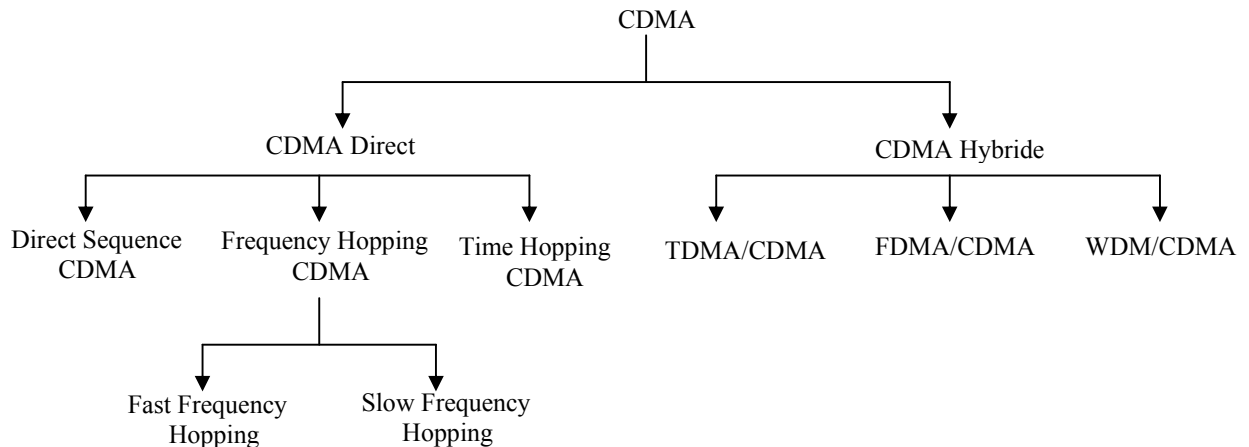


Figure 2.6. Différentes techniques CDMA.

Pour obtenir de meilleures performances, plusieurs études ont associé le CDMA aux autres techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, WDM ...etc.). Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première, sous le nom de CDMA directe, regroupe le CDMA à séquences directes, le CDMA à saut de fréquence (lent ou rapide) et le CDMA à saut de temps. La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchisée. L'arbre représenté dans la figure (2.6) regroupe l'ensemble de cette classification.

Le principe de base du CDMA est une modulation directe du message à transmettre par une séquence de code affectée à un utilisateur donné. Cette manière de faire a donné naissance à ce qui est communément appelé CDMA à étalement de spectre à Séquence Directe ou Direct-Sequence CDMA (DS-CDMA).

Des déclinaisons sont apparues, par la suite, ayant pour principal objectif l'augmentation de la capacité de multiplexage et la réduction des interférences multi-utilisateurs. De l'association du CDMA au TDMA résulte le CDMA à saut de temps ou Time-Hopping CDMA (TH-CDMA) qui consiste à transmettre les chips qui composent une séquence donnée de code sur différents time slots, la transmission de la séquence ne se faisant pas de manière continue. Le CDMA à saut de fréquence ou Frequency-Hopping CDMA (FH-CDMA), prend aussi la forme d'une association du CDMA avec le FDMA. Dans ce cas, les chips des séquences de code, sont transmises sur des fréquences différentes. (Voir paragraphe 2.3.1).

Par des techniques CDMA dites "hybrides", il s'agit d'associer à l'accès multiple par code une des méthodes de multiplexage présentées dans le paragraphe (2.2), en hiérarchisant le traitement du signal informatif par ces techniques d'accès multiple, comme le montre les figure (2.7-a, 2.7-b) et figure (2.7-c).

Dans le cas du FDMA / CDMA on affecte à chaque famille de codes une fréquence porteuse grâce à laquelle les utilisateurs peuvent émettre. Cette même famille de codes peut être réemployée sur toutes les fréquences porteuses disponibles. Par conséquent, il est possible, théoriquement, de démultiplier le nombre d'utilisateurs d'un système CDMA classique par autant de fréquences porteuses disponibles.

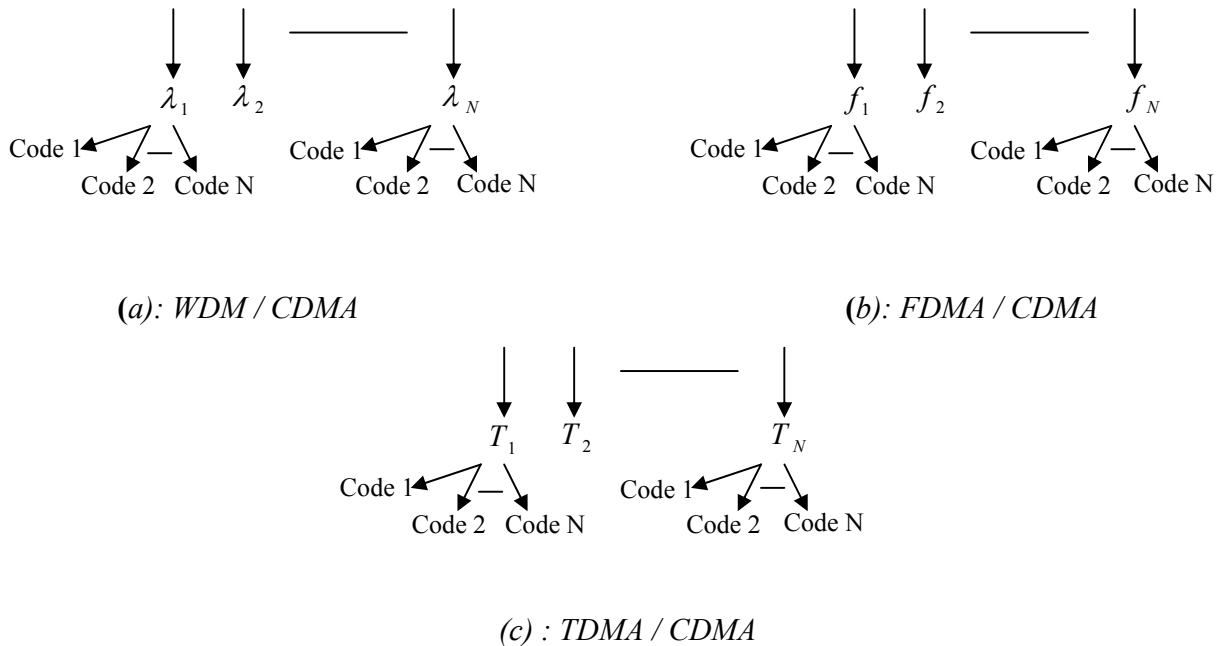


Figure 2.7. Schéma des techniques de multiplexage hybrides.

De la même manière, les systèmes WDM / CDMA et TDMA / CDMA fonctionnent sur ce principe de hiérarchisation, associant les spécificités du WDM et du TDMA au CDMA.

Il est toutefois important de noter que, même si les techniques hybrides peuvent paraître plus attractives que le CDMA classique (surtout en terme de capacité de multiplexage), ces méthodes

présentent l'inconvénient d'associer les difficultés propres à chacune et d'engendrer par conséquent des systèmes plus complexes.

2.3.1 Accès multiple par répartition de codes à saut de fréquence

Dans un système d'étalement de spectre par saut de fréquence (FH-CDMA), les "chips" qui composent la séquence de code associée à chaque utilisateur, sont émis à des fréquences différentes, le choix de ces fréquences pouvant se faire de manière aléatoire.

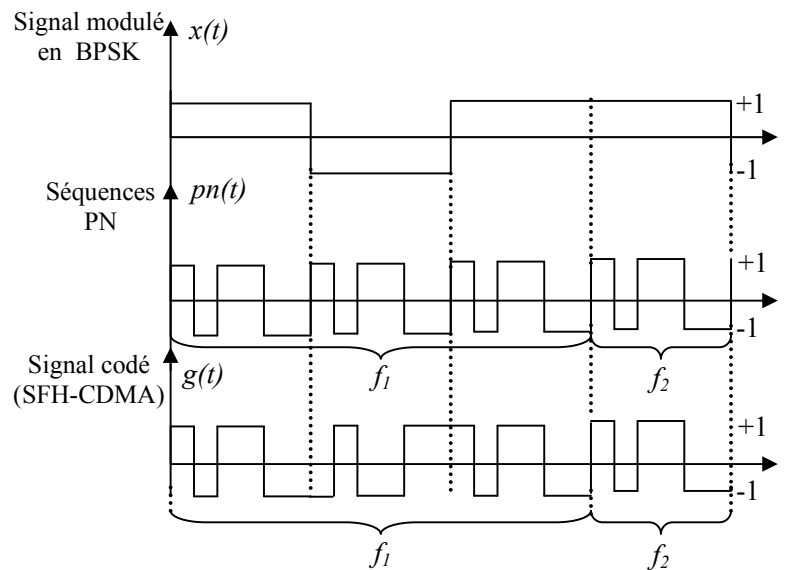


Figure 2.8. Schéma d'un codage CDMA à saut de fréquence lent (SFH-CDMA).

Comme le montre les figures (2.8, 2.9), un signal $x(t)$ est toujours codé par une séquence pseudo-aléatoire $pn(t)$, mais les chips de cette séquence sont émis à des fréquences différentes (f_1, f_2, \dots, f_k). Le signal $g(t)$ qui en résulte sera, par conséquent, composé de chips se situant à des fréquences distinctes.

Le modèle de saut de fréquence est dit "lent" (SFH-CDMA: Slow Frequency Hopping-CDMA) Figure (2.8) lorsque plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence, le changement de fréquence ne s'effectuant qu'après plusieurs bits de données transmis.

Le modèle de saut de fréquence est dit "rapide" (FFH-CDMA : Fast Frequency Hopping-CDMA) lorsque l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences, comme le montre la figure (2.9).

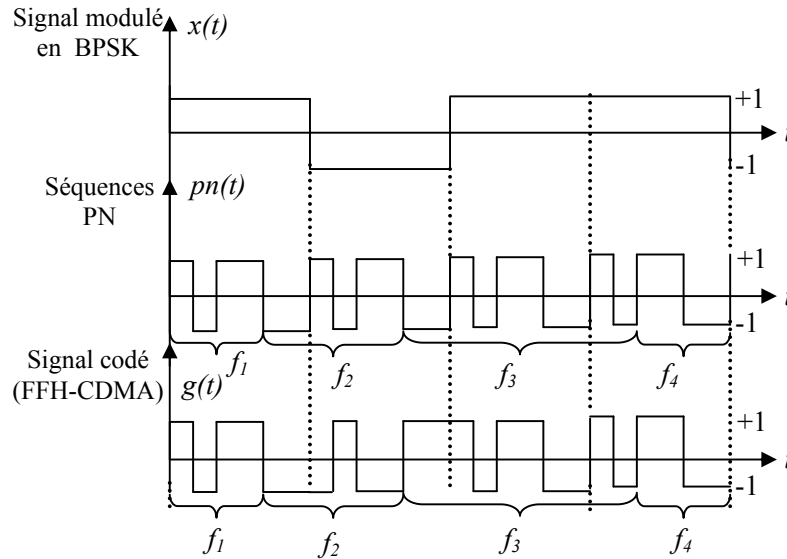


Figure 2.9. Schéma d'un codage CDMA à saut de fréquence rapide (FFH-CDMA).

2.3.2 Accès multiple par répartition de code à séquences directes

Dans le CDMA à séquence directe (DS-CDMA), les données associées à un utilisateur sont modulées en phase, en fréquence ou en amplitude. Le signal résultant est par la suite codé par une séquence de code, par exemple une séquence pseudo aléatoire, puis superposé aux autres signaux traités de la même manière.

Comme le montre la figure (2.10), un signal binaire modulé en phase BPSK (Binary Phase Shift Keying) $x(t)$ est codé par une séquence pseudo-aléatoire ou Pseudo Noise (PN) $pn(t)$. Le résultat de ce codage est représenté par le signal $g(t)$. Ce dernier est superposé aux autres signaux provenant des autres émetteurs et ayant subi un traitement similaire et est transporté par le canal de transmission.

Le codage des données s'effectue donc de manière "directe", sans faire intervenir d'autres paramètres comme la fréquence ou la longueur d'onde.

Il est, bien sûr, tout à fait possible de coder les données avant d'appliquer la modulation, d'amplitude, de phase ou de fréquence souhaitée.

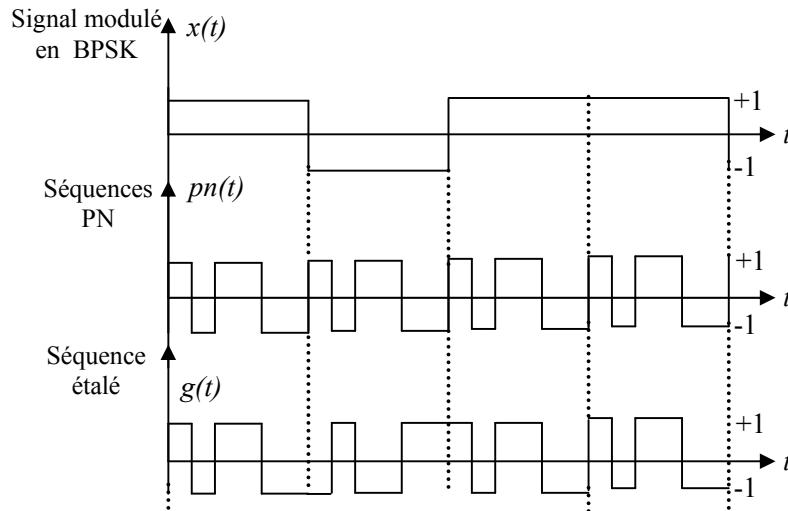


Figure 2.10. Schéma d'un codage CDMA par séquence directe (DS-CDMA).

2.4 Conclusion

Au cours de cette partie, nous avons rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radio-fréquences et applicables dans celui des communications optiques. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA et WDM. Les paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueur d'onde ou de time slot disponibles, limitent la capacité de multiplexage et constituent le principal inconvénient de ces méthodes d'accès. Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation.

Nous avons aussi montré que la méthode d'accès CDMA se décline sous différentes formes. Le CDMA "directe" regroupe le DS-CDMA, le TH-CDMA et le FH-CDMA. Le CDMA "hybride" représente l'association hiérarchisée du CDMA avec les autres méthodes de multiplexage (TDMA, FDMA et WDM).

Le TH-CDMA nécessite la mise en place d'une synchronisation entre les différents émetteurs afin qu'ils ne se chevauchent pas sur les intervalles de temps. Dans le cas du FH-CDMA, c'est la gestion des fréquences entre les différents utilisateurs qui est à considérer. Notre choix a porté sur les techniques d'accès DS-SS est dicté par leur contexte d'application sur des réseaux radio-fréquences.

Chapitre : 2.

Partie 2 : Principe de l'étalement de spectre par séquence directe 'DS-CDMA'

2.5 Introduction

Les systèmes de téléphonie mobile de la troisième génération (3G) utilisent la technique d'accès multiples CDMA basée sur l'étalement de spectre. Cette technique offre une solution plus flexible, par rapport à celles des deux techniques TDMA et FDMA, et surtout un débit utilisateur beaucoup plus important, due à la largeur de bande allouée au signal émis, permettant ainsi des services multimédia très attractifs. En plus, l'étalement de spectre possède des qualités très avantageuses, telles que la résistance au brouillage intentionnel et surtout une parfaite protection contre l'interception de la communication par des intrus. C'est pour toutes ces raisons que l'usage initial de cette technique fut très attractif.

2.6 L'étalement de spectre par séquence directe

De conception plus récente, ce procédé vise particulièrement les applications civiles radio mobile de type cellulaire pour communications personnelles, en association avec une interface radioélectrique de type CDMA d'où l'appellation (systèmes DSSS-CDMA).

Dans son principe, la technique DSSS vise à réduire la densité spectrale de puissance du signal à émettre en l'étaillant sur une bande de fréquence de très grande largeur. Le procédé DSSS de modulation à étalement de spectre constitue une technique d'accès particulièrement souple. Il permet, entre autre :

- De transmettre simultanément des signaux à bande étroite émis par divers utilisateurs dans la même bande de fréquence et sans coordination.
- De réaliser un système de communication à accès multiples à répartition par le code (CDMA). Chaque utilisateur communique via une *signature* (code personnel) qui permet de distinguer son signal de ceux des autres personnes.
- De partager contre l'interférence intensionnelle (brouillage).
- De réduire la possibilité de détecter le signal en le cachant dans le bruit de fond.
- D'assurer, par un traitement original, une protection contre les interférences aléatoires dues aux trajets multiples engendrés par la propagation. Ce dernier point engendre un intérêt tout particulier dans le domaine radio mobile [6].

Notons que cette dernière est la plus utilisée dans les transmissions de type CDMA. Dans ce cas, on parle de transmission DS-SS-CDMA, dont le principe sera détaillé dans les sections suivantes.

2.7 Pourquoi étaler le spectre ?

Considérons le théorème de Shannon et Hartley concernant la capacité d'un canal de communication :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{Eq. 2.1})$$

Dans cette équation, C représente la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bit/s ou bps), c'est le taux de transfert maximum pour un taux d'erreur binaire (Bit Error Rate, BER) nul, à

condition qu'un procédé de codage adéquat puisse être trouvé. B étant la bande passante du canal en Hertz et $\frac{S}{N}$ le rapport de puissance signal/bruit.

On peut donc augmenter la capacité maximale en agissant sur la largeur de bande de façon linéaire et/ou en agissant sur le rapport signal bruit de façon logarithmique.

A capacité maximale donnée (capacité maximale souhaitée), on peut réduire la bande et/ou diminuer le rapport signal à bruit en admettant un taux d'erreur non nul. Les erreurs peuvent être soit tout simplement ignorées soit corrigées par l'utilisation de protocoles de transmission de niveau supérieur. Au niveau de la formule, en fonction du type de bruit et du procédé de codage/décodage, on peut intégrer le BER sous la forme de l'addition d'une constante au rapport signal sur bruit [12].

Dans le cas du CDMA, le bruit est constitué principalement par les autres utilisateurs dont on cherchera à augmenter le nombre. Il en résulte qu'en règle générale un système CDMA opère sur des rapports signal à bruit faibles, voire très faibles.

Par changement de base des logarithmes (base 2 vers base e), l'équation (2.1) devient :

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)} \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) = 1.443 \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (\text{Eq. 2.2})$$

Si la puissance du signal est inférieure à la puissance du bruit, on peut simplifier et linéariser l'expression (2.1), en appliquant le développement en série de MacLaurin de $\ln(1+x)$:

$$\frac{C}{B} = 1.443 \left[\frac{S}{N} - \frac{1}{2} \left(\frac{S}{N}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{S}{N}\right)^3 - \dots \right] \quad (\text{Eq. 2.3})$$

Puisque l'étalement du spectre permet un rapport $\frac{S}{N}$ très faible et que la puissance du signal utile pouvant être inférieure au niveau du bruit. Pour un $\frac{S}{N} \ll 1$, l'équation (2.1) devient alors :

$$\frac{C}{B} = 1.443 \left(\frac{S}{N} \right) \quad (\text{Eq. 2.4})$$

et par approximation on obtient

$$\frac{C}{B} \approx \frac{S}{N} \text{ ou } \frac{N}{S} \approx \frac{B}{C} \quad (\text{Eq. 2.5})$$

La dépendance capacité/rapport signal à bruit est approximativement linéaire.

La bande étalée permet donc la transmission de signaux perturbés par d'autres signaux considérés alors comme du bruit, c'est-à-dire la transmission de signaux sur le même support. Le nombre de canaux utilisés à un instant donné pourra varier de façon souple puisque l'augmentation du nombre d'utilisateurs se traduira simplement par une augmentation, pour tous, du taux d'erreur. Ceci permet en téléphonie de maintenir une qualité de service sensiblement égale pour tous, (plutôt qu'une dépréciation totale pour un utilisateur) ajustable et relativement facile.

2.7.1 Exemple d'application

On décrit ci-dessous un exemple d'étalement par séquence directe (*Direct Sequence Spread Spectrum*) figure (2.11).

- Le message A de l'émetteur A, représentée par une séquence de +1, -1 traduisant la séquence de bits 1 et 0 logiques, est multiplié par un code CA d'une séquence de +1 et -1 de chips judicieusement choisie, et dont les transitions sont m fois plus fréquentes. Un autre message B de l'émetteur B multiplié par un code CB.
- Les séquences produits A*CA et B*CB sont ajoutées et transmises.
- A la réception, le destinataire du message A multiplie la séquence reçue par le code CA, la même opération pour le destinataire du message B. Figure (2.11).

Si les codes sont bien choisis, sur la durée d'un bit, (donc de m chips), la moyenne de CA.CA et de CB.CB est égale à m/2, tandis que CA.CB a une moyenne nulle : Les codes CA et CB sont dits orthogonaux, (produit scalaire=0).

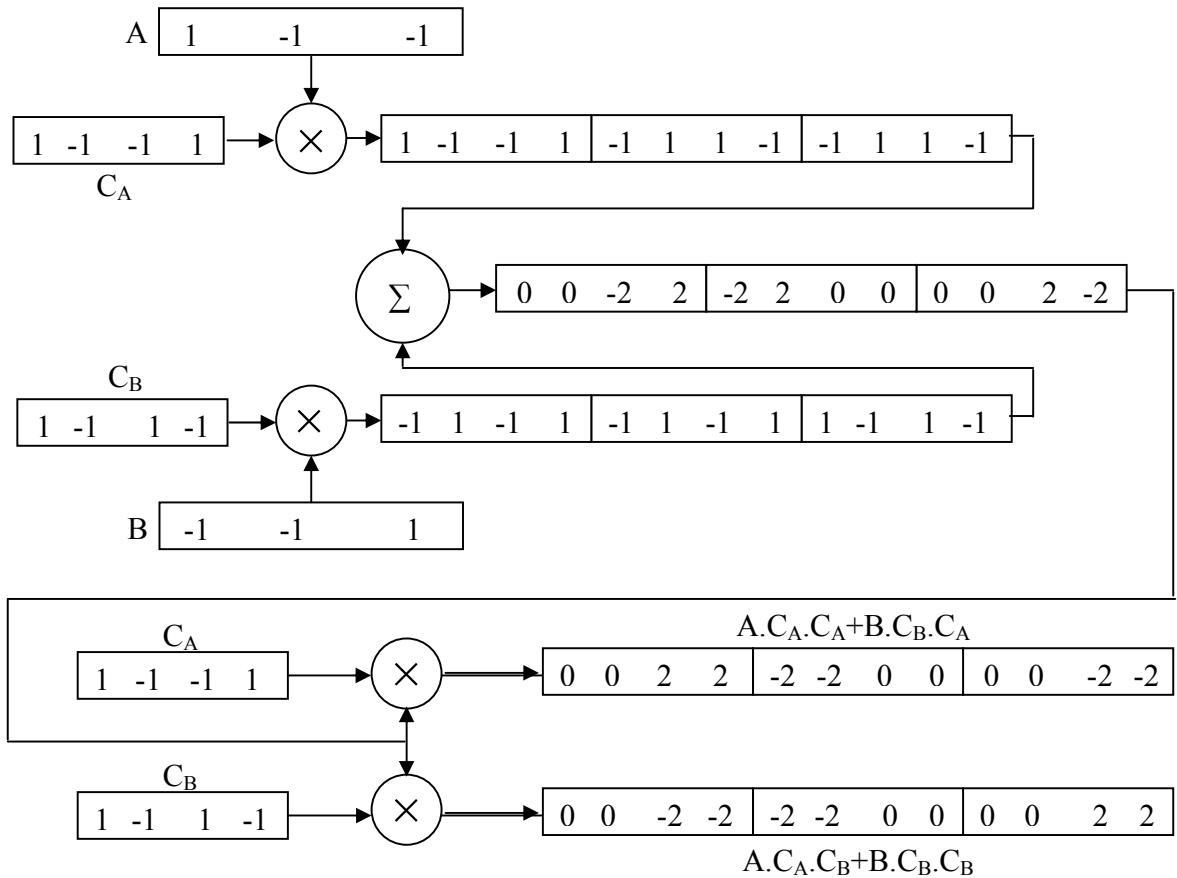


Fig. 2.11. Exemple d'étalement par séquence directe.

Remarque :

- La séquence somme est transmise sur trois niveaux d'amplitudes avec deux émetteurs. Quatre avec trois émetteurs etc. La moyenne sur chaque durée d'un bit est nulle.
- Lorsque le nombre d'émetteurs est plus important, la distribution des amplitudes s'apparente à une distribution Gaussienne (comme le bruit Gaussien).
- En réception les signaux sur chaque durée d'un bit de message ont une moyenne non nulle, ce qui permet la reconstitution du signal par simple filtre passe-bas. On préfère en fait mesurer la corrélation : la somme des produits code * signal reçu sur la durée d'un bit.
- Les codes sont choisis tels que leur produit scalaire $C_A.C_B$ soit nul et $C_A.C_A$ soit maximum (codes orthogonaux = produit scalaire nul). On rappelle qu'un produit scalaire est la somme des produits des composantes correspondantes : $u_1v_1 + u_2v_2$ pour deux vecteurs U et V de composantes u_1, u_2 et v_1, v_2 . Cette notion de produit scalaire n'est pas

limitée aux vecteurs dans le plan, mais est général. Le code est ici un vecteur dont les composantes sont les chips.

- Si l'on effectue une moyenne non pas sur les chips d'une période mais à cheval, les moyennes seront globalement plus faibles, donc ceci permet de synchroniser la réception pour certains systèmes, en recherchant la position où l'on obtient (en valeur absolue) un maximum. Les codes sont dans ce cas choisis tels que le produit scalaire d'un code par lui-même décalé soit pratiquement nul.

A partir des spécifications techniques de certains standards [13, 14, 15, 16], nous pouvons résumer dans le tableau 2.1 leurs spécificités et leurs similitudes :

Standard	Bande de Fréquence(MHz)	Débit (bps)	Technique d'accès	Facteur d'étalement
IS-95	824-894 896-894	1.2288M	DS-CDMA	256
BLEUTOOTH	2400-2483.5	1M	FH-CDMA	79
UMTS	1900-2025 2110-2200	3.84M	DS-CDMA	4,8,...,256
CDMA2000	824-894 869-894	1.22883M 3.6864M	DS-CDMA	4,8,...,128 4,8,...,256
WLAN	2400-2484	11M	DS-CDMA	13
ZIGBEE	868-868.6 902-928 2400-2483.5	20K 40K 250K	DS-CDMA	1 10 16

Tableau 2.1. Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.

Le tableau 2.1 montre aussi que la DS-CDMA est la technique dominante dans presque tous les systèmes de 3G.

2.8 Présentation formelle de l'étalement de spectre

Comme indiqué plus haut, l'étalement de spectre constitue la base des techniques d'accès multiple à répartition par les codes. Il repose sur l'utilisation de séquences pseudo aléatoires, ou codes orthogonaux entre elles au sens des fonctions. Chaque symbole en bande de base de durée T_s issu d'une source quelconque S_j est multiplié par la séquence c_j . L'ensemble des c_j ($1 \leq j \leq J$) constitue une base orthogonale de dimension J ; alors, J source peuvent partager la même bande de fréquence par la superposition des J signaux séparables résultants.

Les symboles d'information en bande de base (impulsions rectangulaires) ont une durée T_s , suivie d'un intervalle de garde δ . Cela permet d'éviter les recouvrements entre symboles successifs par suite des chemins multiples [6].

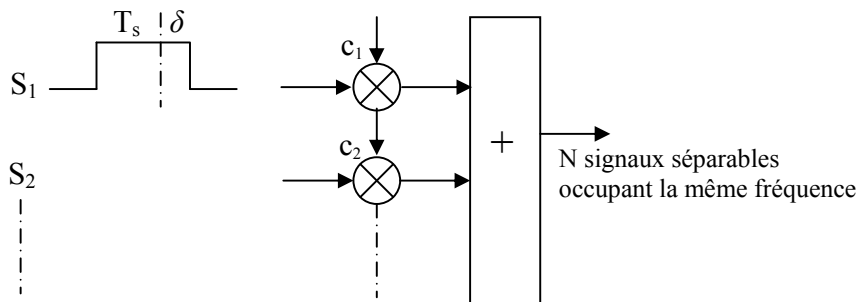


Fig. 2.12. Schéma de principe d'un système de transmission à accès multiple par le code (CDMA).

On dispose d'une suite de symboles informatifs complexes $\{ b_k \}$ en bande de base (*base bande*), provenant d'un usage placé à l'entrée de la liaison numérique. Le symbole courant a pour indice k et pour durée T_s . On dispose par ailleurs d'une séquence $\{ p_n, n=0 \text{ à } n=L-1 \}$, dénommée 'code d'étalement', formée de L éléments appelés 'chips'.

Le signal modulé par la séquence correspond à l'émission de la suite :

$$\dots b_{K-1}p_0, b_{K-1}p_1, b_{K-1}p_2, b_{K-1}p_{n-1}, b_K p_0, b_K p_1, b_K p_2, \dots, b_K p_{n-1}, b_{K+1}p_0, \dots$$

Il y a émission d'un nouveau symbole toutes les $\frac{T_s}{L} = T_c$ secondes, au moyen d'une impulsion $q(t)$ de durée T_c ($q(t)=0$ ou 1). Si la séquence $\{p_n\}$ est suffisamment proche d'une séquence aléatoire, le nouveau signal, modulé, peut être considéré comme un signal de débit L fois plus grand que le signal initial envoyé par l'utilisateur sur la liaison. Il occupera donc une bande de fréquence L fois plus étendue, de largeur $\frac{L}{T_s}$ au lieu de $\frac{1}{T_s}$. Le débit du signal modulé par le code s'exprime en chips/s.

2.8.1 Elaboration analytique du signal temporel d'étalement

A partir de la séquence de chiffres $\{p_n\}$ et d'une impulsion $q(t)$ de durée $T_c = \frac{T_s}{L}$, on peut construire une séquence temporelle $c(t)$, donnée par :

$$c(t) = \sum_{n=0}^{L-1} p_n q(t - nT_c) \quad (\text{Eq. 2.6})$$

Donc la fonction $q(t - nT_c)$ est la translatée de la fonction $q(t)$, dans la translation nT_c , vers les temps croissants (ou la valeur de $q(t)$ retardée d'une quantité nT_c .)

Les schémas qui suivent Figure (2.13) illustrent la relation de définition d'une séquence $q(t)$ sur un exemple concret de suite $\{p_n\}$. Le dernier dessin représente la fonction [6] :

$$c(t) = p_0 q(t) + p_1 q(t - T_c) + p_2 q(t - 2T_c) + \dots$$

Avec les valeurs explicites :

$$c(t) = 1.q(t) + 0.q(t - T_c) + 1.q(t - 2T_c) + 0.q(t - 3T_c) + 1.q(t - 4T_c) + 1.q(t - 5T_c) + \dots + 1.q(t - (N-1)T_c)$$

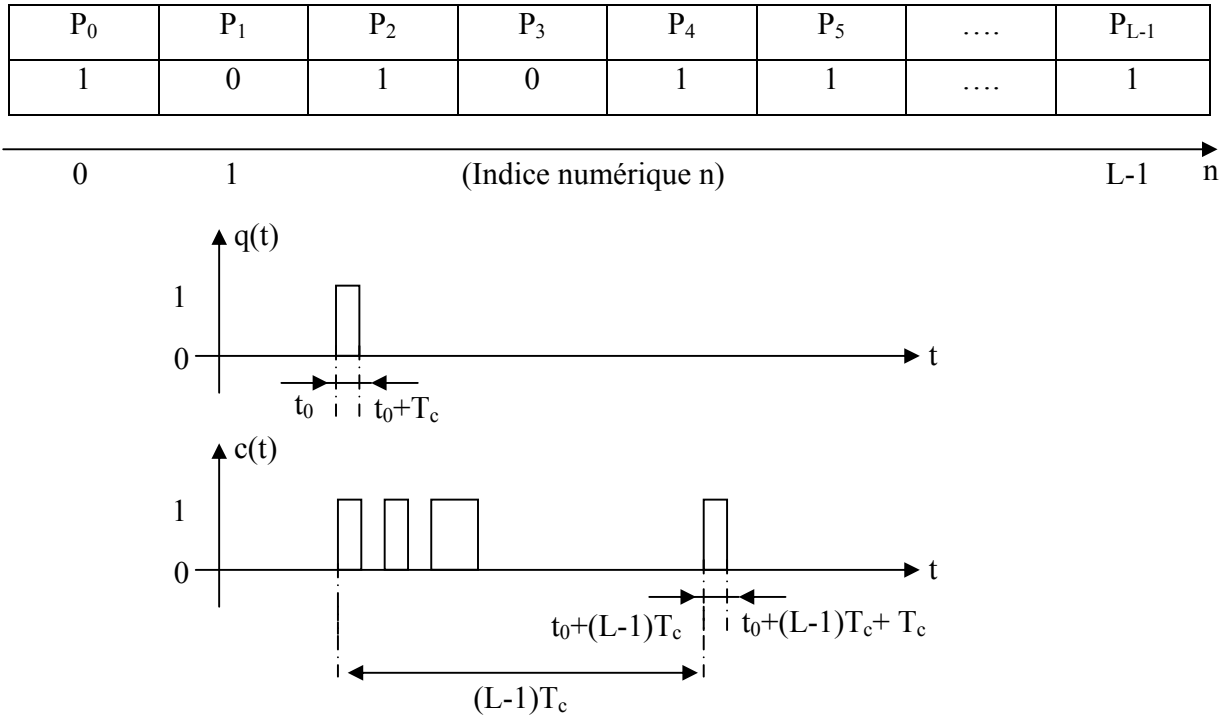


Fig. 2.13. Elaboration d'une séquence d'étalement (code).

2.8.2 Elaboration analytique du signal temporel étalé

A la suite $\{b_k\}$, a priori indéfinie, et au signal aléatoire de séquence d'étalement

$c(t) = \sum_{n=0}^{L-1} p_n q(t - nT_c)$, on associe un nouveau signal, dit 'étalé' :

$$s(t) = \sum_k b_k c(t - kT_s) \tag{Eq. 2.7}$$

Ce signal est obtenu en multipliant (convoluant) le signal de séquence d'étalement $c(t)$ sur chacun des intervalles T_c par le chiffre b_k correspondant. Si l'on explicite la fonction $c(t - kT_s)$, on obtient :

$$c(t - kT_s) = \sum_{n=0}^{L-1} p_n q(t - nT_c - kT_s) \tag{Eq. 2.8}$$

On peut donc préciser l'écriture en appelant $c_{k,n}(t - kT_s)$ la séquence qu'il convient de convoluer par le nombre b_k dans l'intervalle $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$. Concrètement, cela veut dire que tous les

symboles b_k (indice k croissant) vont être convolués par la même période T_s . Les schémas qui suivent figure (2.14) explicitent ce processus sur un exemple associé à l'exemple précédent [6].

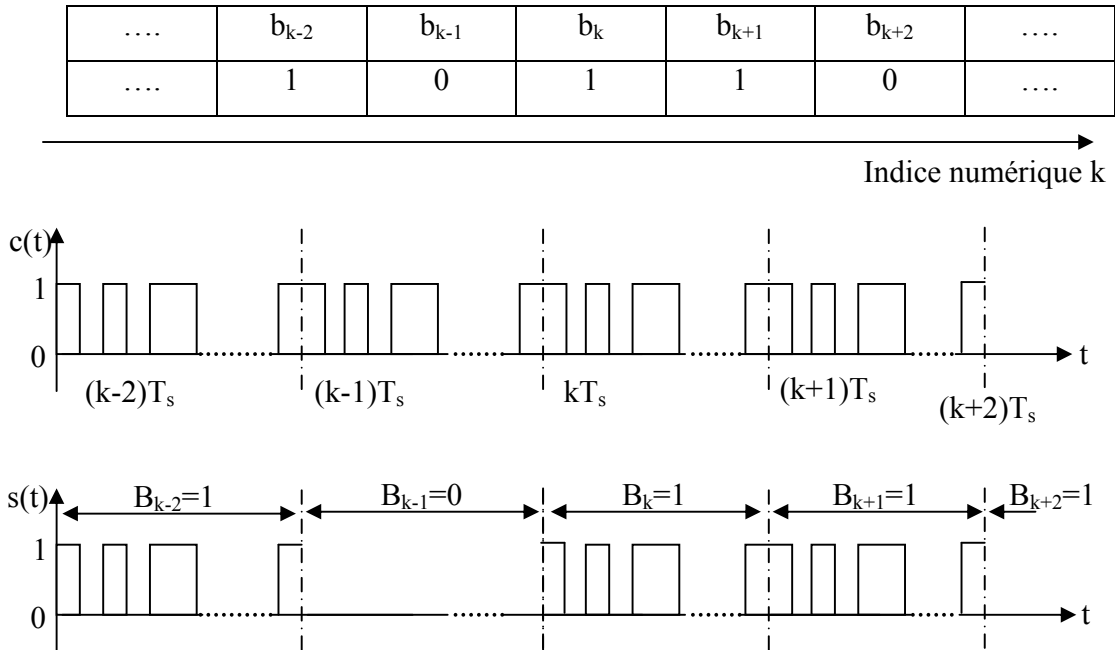


Fig. 2.14. Elaboration d'un signal étalé.

Compte tenu des valeurs des deux suites $\{ p_n \}$ et $\{ b_k \}$ dans l'exemple étudié, on a bien :

$$s(t) = \dots + 1.c(t - (k - 2)T_s) + 0.c(t - (k - 1)T_s) + 1.c(t - kT_s) + 1.c(t - (k + 1)T_s) + \dots$$

2.9 Les codes d'étalement

Les communications qui nous intéressent sont les communications radio-mobile. Suivant les caractéristiques de la communication, un choix sur les codes doit être fait.

En communication synchrone, les messages des utilisateurs sont émis dans le canal sans retard relatif. Lorsque le récepteur est synchronisé sur le message reçu, la séparation des utilisateurs peut être faite grâce à ces codes orthogonaux, les codes de Walsh-Hadamard sont dans ce cas les codes les plus utilisés. Lorsque la communication est asynchrone, cas de communication le plus délicat, les messages sont émis avec des retards relatifs qui ne sont pas connus a priori. Dans ce cas, ces codes ne sont plus utilisés, car ils perdent leurs propriétés d'orthogonalité quand ils sont décalés les uns par rapport aux autres. Parmi les codes les plus utilisés pour ce type de

communications asynchrones : les codes Gold [17], les codes de JKasaini, spécifiés pour la liaison montante du système UMTS [18], ou les codes Barker [12]. Ces derniers, les codes Barker, sont en nombre très limité et ne sont pas utilisés pour les accès multiples. Les familles de codes cités précédemment sont des codes binaires qui sont utilisés aujourd'hui dans les systèmes CDMA. Il existe cependant d'autres familles de codes non binaires, les codes complexes encore appelés codes polyphasés qui sont, comme les codes binaires, des codes à enveloppes constantes. Parmi ces codes, citons les séquences de Zadoff-Chu ou les séquences de Frank [19, 20]. Ces codes, qui sont nombreux, restent aujourd'hui encore peu appliqués aux systèmes de communications numériques. Notons enfin qu'il est aussi possible de généraliser les séquences binaires en séquences polyphasées [21].

Dans l'interface d'air d'UTRAN (comme exemple des systèmes qui utilise le DS-SS-SS-SS) Il ya deux types de codes d'étalement : codes orthogonaux et codes pseudo aléatoires. Des codes pseudo aléatoires sont également connus comme codes de la pseudo-Noise (PN), et les codes orthogonaux utilisés en DS-SS-SS-SS sont choisis d'après un ensemble de fonctions proposées par Walsh

2.9.1 Codes orthogonaux

2.9.1.1 Génération de codes Walsh

Dans la technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels, alors qu'ils occupent la même bande Radio fréquence. Afin d'éviter les interférences mutuelles 'inter-utilisateurs', les codes Walsh dans IS-95 sont utilisés pour séparer les utilisateurs, avec un ensemble de 64 séquences binaires orthogonales [22]. Ces séquences sont orthogonales les unes aux autres, et elles sont générées en utilisant la matrice de Hadamard. La récursivité est utilisée pour générer des matrices d'ordre supérieur de rang inférieur; qui est,

$$H_{2N} = \begin{pmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.9})$$

\bar{H}_N Contient les mêmes éléments de H_N , mais inversé. La matrice devient (pour $N = 1$):

$$H_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.10})$$

Par conséquent, pour tirer une série de quatre séquences orthogonales du code Walsh c_0, c_1, c_2 et c_3 , nous avons seulement besoin de générer une matrice de Hadamard d'ordre 4, ou :

$$H_4 = \begin{pmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & \bar{H}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Les quatre séquences orthogonales dans cette série de codes de Walsh sont les lignes tirées de la matrice H_4 , donc,

$$c_0 = (0 \ 0 \ 0 \ 0)$$

$$c_1 = (0 \ 1 \ 0 \ 1)$$

$$c_2 = (0 \ 0 \ 1 \ 1)$$

$$c_3 = (0 \ 1 \ 1 \ 0)$$

Pour DS-SS accès multiple trois conditions doivent être remplies par un ensemble de séquences orthogonales. Ces trois conditions sont :

1. L'inter-corrélation devrait être nulle ou très faible.
2. Chaque séquence dans l'ensemble a un nombre égal de 1s et -1s, ou le nombre de 1s diffère du nombre de -1s.
3. Les codes sont choisis tels que leur produit scalaire doit être égal à 1.

En changeant le 0 à -1 dans chacune des quatre séquences ci-dessus, donnera :

$$c_0 = (-1 \ -1 \ -1 \ -1)$$

$$c_1 = (-1 \ +1 \ -1 \ +1)$$

$$c_2 = (-1 \ -1 \ +1 \ +1)$$

$$c_3 = (-1 \ +1 \ +1 \ -1)$$

On peut facilement vérifier que toutes les séquences ci-dessus, sauf c_0 remplissent les conditions.

En général, la séquence c_0 du code Walsh se compose uniquement de -1 et ne peut donc pas être utilisées pour la canalisation. Dans le IS-95 CDMA, c_0 n'est pas utilisé pour transmettre des informations de base.

L'équation (2.9) peut être utilisée récursivement à générer des matrices de Hadamard d'ordres supérieurs afin d'obtenir une plus grande séries de séquences orthogonales. Par exemple, 8 séquences orthogonales, de longueur 8, peuvent être obtenues en générant la matrice H_8 . Dans L'EST-95, le lien descendant utilise une série de 64 séquences orthogonales de Walsh, donc la limitation physique sur le nombre de chaînes sur le lien descendant est de 63 parce que, dans un IS-95, c_0 n'est pas utilisé pour transmettre des informations de base

Exemple

L'équation (2.9) peut être utilisée pour générer H_8 , qui est :

$$H_8 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Les huit codes orthogonaux résultant de Walsh sont

$$c_0 = (-1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1)$$

$$c_1 = (-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1)$$

$$c_2 = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_3 = (-1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1)$$

$$c_4 = (-1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_3 = (-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1)$$

$$c_6 = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1)$$

$$c_7 = (-1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1)$$

2.9.1.2 Canalisation en utilisant les codes Walsh

L'exemple suivant illustre comment les codes Walsh peuvent être utilisés pour DS-SS accès multiple. Supposons qu'il ya trois utilisateurs différents, et chaque utilisateur souhaite envoyer un message distinct. Les messages sont séparés.

$$m_1 = (+1 \quad -1 \quad +1) \quad m_2 = (+1 \quad +1 \quad -1) \quad m_3 = (-1 \quad +1 \quad +1)$$

Chacun des trois utilisateurs est attribué un code Walsh, respectivement :

$$c_1 = (-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1)$$

$$c_2 = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_3 = (-1 \quad +1 \quad +1 \quad -1)$$

Chaque message transmis lui a été attribué le code Walsh. Il est à noter que le début de chips du code Walsh est de quatre fois le débit du message, ce qui contribue à un gain de traitement égal à 4. Pour le premier message :

$$m_1(t) = (+1 \quad \quad \quad -1 \quad \quad \quad +1 \quad \quad \quad)$$

$$m_1(t) = (+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_1(t) = (-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1)$$

$$m_1(t).c_1(t) = (-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1)$$

Il est à noter que $m_1(t).c_1(t)$ qu'est la séquence étalée du signal du premier message. De même, pour le deuxième message:

$$m_2(t) = (+1 \quad \quad \quad +1 \quad \quad \quad -1 \quad \quad \quad)$$

$$m_2(t) = (+1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1)$$

$$c_2(t) = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1)$$

$$m_2(t).c_2(t) = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1)$$

Pour le troisième message:

$$m_3(t) = (-1 \quad \quad \quad +1 \quad \quad \quad +1 \quad \quad \quad)$$

$$m_3(t) = (-1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_3(t) = (-1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1)$$

$$m_3(t).c_3(t) = (+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1)$$

Les étalements du spectre pour les trois messages $m_1(t).c_1(t)$, $m_2(t).c_2(t)$ et $m_3(t).c_3(t)$ sont combinés pour former un signal composite $S(t)$; c'est-à-dire :

$$S(t) = m_1(t).c_1(t) + m_2(t).c_2(t) + m_3(t).c_3(t)$$

Le signal $S(t)$ résultant est:

$$S(t) = (-1 \quad -1 \quad -1 \quad 3 \quad -1 \quad -1 \quad 3 \quad -1 \quad -1 \quad 3 \quad -1 \quad -1)$$

$S(t)$ est le signal composite qui est transmis dans la seule bande RF. S'il ya des erreurs négligeables pendant le processus de transmission, le récepteur intercepte $S(t)$. Afin de distinguer les messages originaux $m_1(t)$, $m_2(t)$ et $m_3(t)$ à partir du signal composite $S(t)$, le récepteur multiplie $S(t)$ par le code Walsh attribué pour chaque message:

$$S(t).c_1(t) = (+1 \quad -1 \quad +1 \quad 3 \quad +1 \quad -1 \quad -3 \quad -1 \quad +1 \quad 3 \quad +1 \quad -1)$$

$$S(t).c_2(t) = (+1 \quad +1 \quad -1 \quad 3 \quad +1 \quad +1 \quad 3 \quad -1 \quad +1 \quad -3 \quad -1 \quad -1)$$

$$S(t).c_3(t) = (+1 \quad -1 \quad -1 \quad -3 \quad +1 \quad -1 \quad 3 \quad +1 \quad +1 \quad 3 \quad -1 \quad +1)$$

Puis le récepteur intègre, ou ajoute, toutes les valeurs au-dessus de chaque période. Les fonctions $m_1(t)$, $m_2(t)$ et $m_3(t)$ sont les résultats:

$$S(t).c_1(t) = (+1 \quad -1 \quad +1 \quad 3 \quad +1 \quad -1 \quad -3 \quad -1 \quad +1 \quad 3 \quad +1 \quad -1)$$

$$M_1(t) = (\quad \quad \quad 4 \quad \quad \quad -4 \quad \quad \quad 4)$$

$$S(t).c_2(t) = (+1 \quad +1 \quad -1 \quad 3 \quad +1 \quad +1 \quad 3 \quad -1 \quad +1 \quad -3 \quad -1 \quad -1)$$

$$M_2(t) = (\quad \quad \quad 4 \quad \quad \quad 4 \quad \quad \quad -4)$$

Un "seuil de décision" se penche sur les fonctions intégrées $m_1(t)$, $m_2(t)$ et $m_3(t)$. Les règles de décision sont utilisées

$$\tilde{m}(t) = 1 \quad \text{if } M(t) > 0$$

$$\tilde{m}(t) = -1 \quad \text{if } M(t) < 0$$

Après l'application de ces règles de décision, nous obtenons les résultats:

$$\tilde{m}_1(t) = (+1 \quad -1 \quad +1)$$

$$\tilde{m}_2(t) = (+1 \quad +1 \quad -1)$$

$$\tilde{m}_3(t) = (-1 \quad +1 \quad +1)$$

2.9.1.3 Remarques et conclusion

Nous avons juste montré comment les codes Walsh orthogonaux peuvent être utilisés pour fournir des canaux à différents utilisateurs. Toutefois, la capacité de canalisation dépend en grande partie sur l'orthogonalité des séquences des codes à toutes les étapes de la transmission. Par exemple, si, à cause d'un retard multiple, des utilisateurs auront des codes retardés par un chip, puis le code retardé n'est plus orthogonal à l'autre. Par exemple, les deux codes Walsh

$$c_2 = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1)$$

$$c_3 = (-1 \quad +1 \quad +1 \quad -1)$$

sont orthogonaux. Toutefois, si c_3 est retardée par un chip :

$$c'_3 = (-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1)$$

On peut facilement vérifier que c_2 et c'_3 ne sont plus orthogonaux. Par conséquent, la synchronisation est indispensable pour l'utilisation de codes Walsh pour DS-SS accès multiple. Dans la pratique, l'IS-95 CDMA système utilise un pilote et une chaîne de synchronisation pour synchroniser le lien descendant et de faire en sorte que le lien est cohérent.

2.9.2 Codes pseudo-aléatoires PN

Le deuxième type de codes utilisés dans le processus d'étalement est les codes *pseudo-aléatoires*. Comme leur nom l'indique, ces codes ne sont pas complètement aléatoires, car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés [23].

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit à la figure (2.15), représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

Ce registre, appelé LFSR (*Linear Feedback Shift Register*), est dit périodique car, quelles que soient les valeurs initiales (les valeurs prises par α_i), on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge. Puisque le registre comprend n états représentés par les valeurs (binaires) de α_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 [23].

Le nombre maximum d'états possibles (différents de 0) est de $p = 2^n - 1$. Une séquence binaire de période P , générée par un registre à décalage de type LFSR, est appelée « m-séquence » ou encore, séquence à longueur maximale (*maximal length sequence*). On peut noter sur la figure (2.16) que le générateur des m-séquences peut être représenté suivant une notation polynomiale [23] :

$$f(x) = x^n + \alpha_{n-1}x^{n-1} + \alpha_{n-2}x^{n-2} + \dots + \alpha_1x^1 + 1 \tag{Eq. 2.11}$$

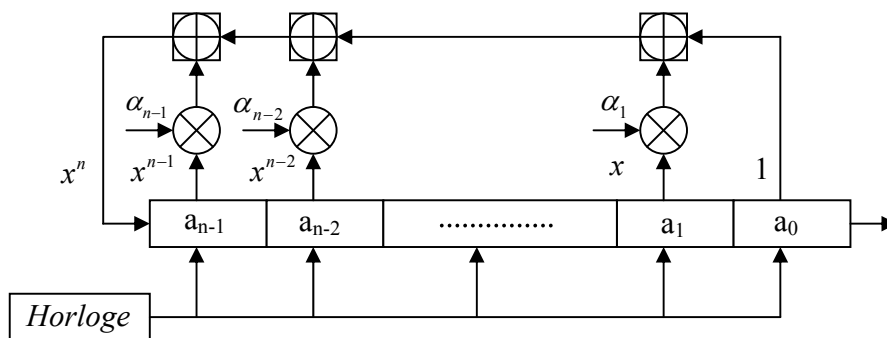


Fig. 2.15. Schéma générique d'un registre à décalage à n états

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 d'intercorrélation assez médiocres entre deux m-séquences [24], un autre type de codes a été proposé du nom de « codes de Gold » afin d'améliorer les propriétés d'intercorrélation, tout en étant capable de générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires. A titre d'exemple, nous allons voir comment sont générés les codes de Gold à partir de deux m-séquences dont les polynômes générateurs sont $x = x^5 + x^2 + 1$ et $y = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$. La figure (2.16) 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 $\alpha_4, \alpha_3, \alpha_2, \alpha_1$ et α_0 ont été initialisées à 1. Le code généré par la m-séquence 1 reste fixe tandis que le code 2, issu de la m-séquence 2, est décalé vers la droite.

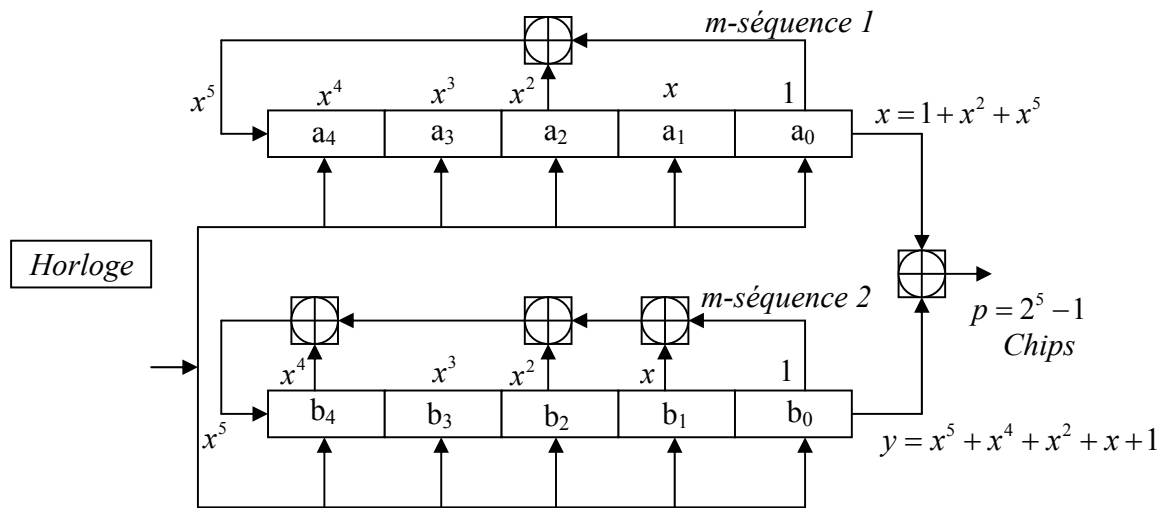


Fig. 2.16. Exemple de génération des codes de Gold

La propriété la plus importante des séquences du code PN est leur fonction d'auto-corrélation périodique $R_{cc}(\tau)$.

$$R_{cc}(\tau) = \frac{1}{L_c T_c} \int c(t)c(t+\tau)dt \tag{Eq. 2.12}$$

où $0 \leq \tau < L_c T_c$ est le décalage entre les deux séquences, qui est le meilleur possible pour une séquence binaire de période $L_c T_c$.

C'est-à-dire $R_{cc}(\tau) = 1$ et $R_{cc}(\tau) = \frac{-1}{L_c}$ pour $T_c \leq \tau < L_c T_c$, ce qui correspond aux valeurs minimales [25], figure (2.17), avec :

L_c : Le facteur d'étalement (longueur de la séquence d'étalement).

T_c : Le période d'un élément de la séquence d'étalement.

$c(t)$: la séquence pseudo aléatoire PN.

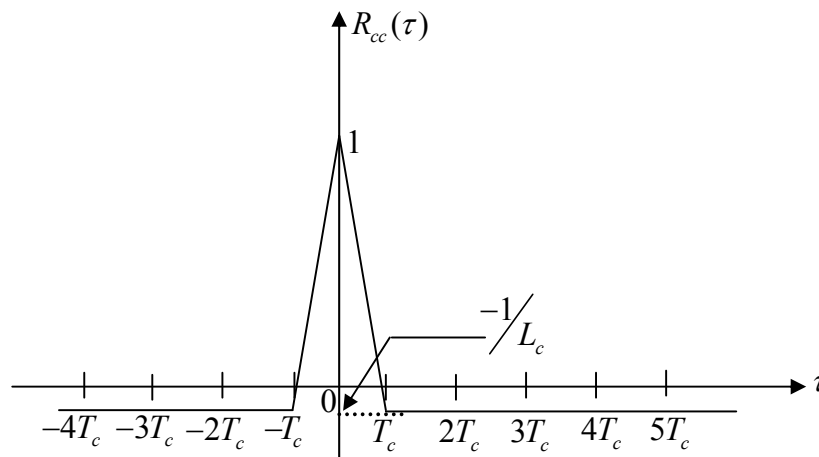


Fig. 2.17. La fonction d'inter-corrélation du code PN.

2.10 La modulation de l'information

Dans le système DS-SS, un certain nombre d'utilisateur du signal $u_i(n), i = 1 \dots k$ cohabitent sur une bande de canal commun est chaque utilisateur est défini par une séquence d'étalement individuelle. La modulation se décompose en deux phases :

- **Première phase :** l'étalement (ou spreading) avec un code OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor Codes) est alloué à chaque service d'un utilisateur. Après la phase d'étalement, les signaux des différents canaux sont additionnés
- **Deuxième phase :** le brouillage (ou scrambling) avec 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 de brouillage avant d'être envoyée sur l'interface radio.

Ce mécanisme est résumé sur la figure (2.18), où $c_{i,j}$ est le code orthogonal utilisé par le j^{eme} utilisateur pour le multiplexage du i^{eme} service et S_k est la séquence pseudo aléatoire allouée à l'utilisateur k

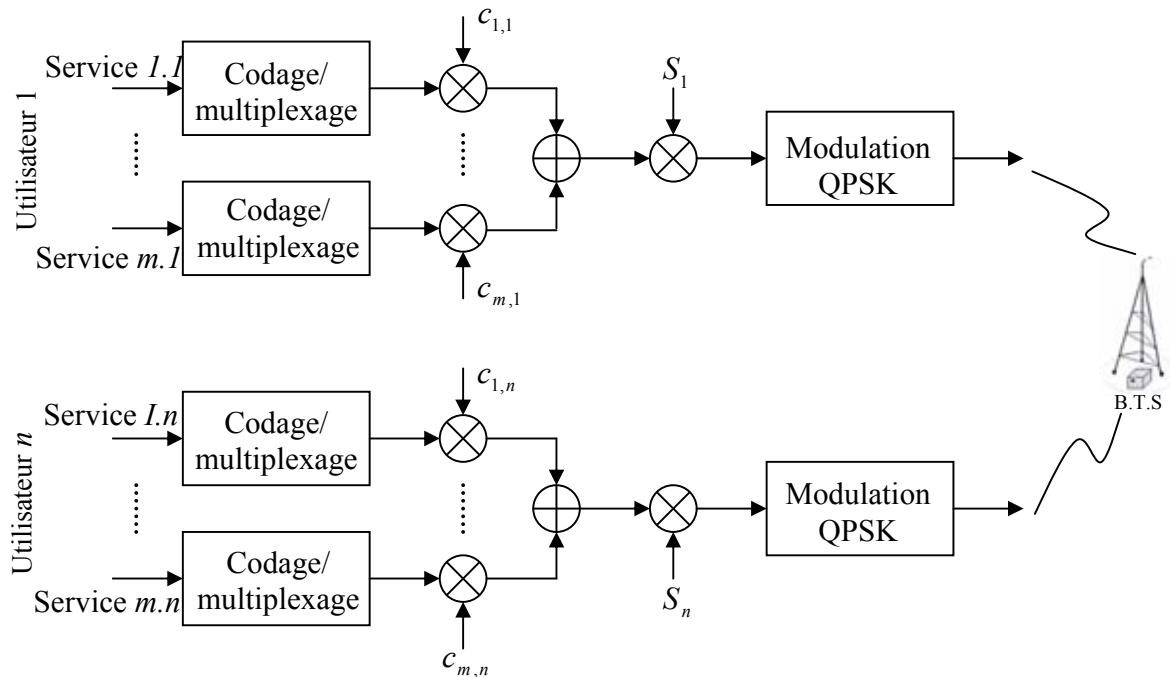


Fig. 2.18. Voie montante UMTS

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

Une fois filtré, le signal analogique est ensuite modulé suivant le principe de la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) [26]. Ce type de modulation permet la transmission de deux chips par symbole. La phase du signal modulé prend différentes valeurs qui représentent une paire unique de chips.

La figure (2.19) donne un exemple de modulation effectuée au niveau de l'émetteur de la station mobile et de la station de base.

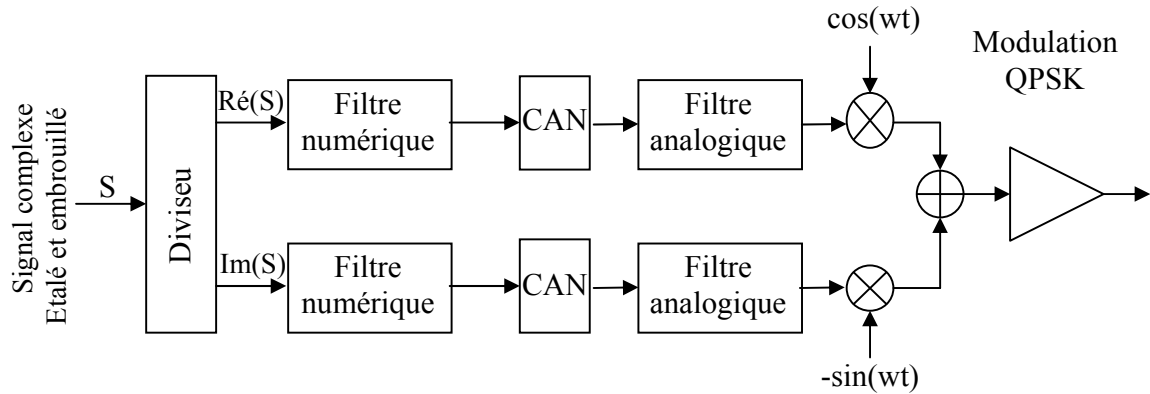


Fig. 2.19. Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation QPSK

Dans le schéma simplifié de la figure (2.19), le signal modulé est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance PA (*Power Amplifier*) avant d'être transmis. Le choix de la modulation QPSK a été effectué précisément avec le souci d'améliorer son efficacité. En effet, l'efficacité de l'amplificateur de puissance est particulièrement importante dans la station mobile, car elle a une influence directe sur la consommation d'énergie du terminal [26].

2.11 Conclusion

La technique d'accès multiples CDMA basée sur l'étalement de spectre est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications radio-mobiles, que ce soit dans les normes américaines (IS 95), japonaises ou, plus récemment, européenne (UMTS). Elle offre une solution plus flexible par rapport à celles des deux techniques TDMA et FDMA.

Dans cette partie nous avons montré le principe de l'étalement de spectre par séquence directe ensuite une présentation formelle de l'étalement de spectre et l'élaboration analytique du signal temporel étalé sont données. Au cours de ce chapitre, nous avons rappelé les différents types de codes, regroupant les séquences de Walsh-Hadamard, les séquences PN ou les codes de Gold utilisés dans les systèmes DS-CDMA.

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

Chapitre 3 :

*Caractéristiques de la propagation
dans l'environnement mobile*

3.1 Introduction

Le canal de transmission radio-mobile est sans doute l'un des supports médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables. Les ondes radioélectriques, parce qu'elles se propagent en traversant l'espace, sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie du terrain, des caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité, du milieu traversé... etc. C'est pour cela que, contrairement aux transmissions sur lien fixe (câble en cuivre ou fibre optique par exemple) où les caractéristiques du milieu sont contrôlées, les transmissions sur lien radio-mobile ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes. L'objectif de ce chapitre est d'introduire les notions essentielles permettant de comprendre et d'appréhender le comportement du canal radio-mobile. Nous abordons les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile. Aussi, nous donnons quelques modèles de canaux de transmission qu'on peut rencontrer dans la réalité.

3.2 Caractéristiques du signal dans un environnement Radio- Mobile

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

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

3.2.1 Atténuation due aux effets de masques

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

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

3.2.1.1 Vision directe (*in-line-of-sight*)

Cas où aucun obstacle n'est rencontré sur le trajet direct (ou ligne droite) entre l'émetteur et le récepteur.

3.2.1.2 Non-visibilité (*non-line-of-sight*)

Cas de l'inexistence de trajet direct. L'effet de masque donne lieu à des évanouissements du signal qualifiés de lents (slow fading) car variant lentement dans le temps et dans l'espace.

3.2.2 Atténuation due aux arbres

Les arbres ont un effet atténuant important sur le signal radio. Dans les zones urbaines où les arbres sont peu nombreux, leurs effets sont négligeables. L'atténuation due aux arbres varie en fonction de leur hauteur, forme et densité, de la saison, de l'humidité ambiante, etc....

3.2.3 Atténuation due à l'atmosphère

L'atténuation à travers l'atmosphère est essentiellement due à l'oxygène pour ce qui concerne les fréquences situées entre 60 GHz et 118 GHz, et à la vapeur d'eau pour les fréquences 22 GHz, 138GHz et 325 GHz [27].

La pluie est l'élément de l'atmosphère ayant l'effet d'atténuation le plus important sur le signal. Ceci est dû à l'absorption de l'énergie par les gouttes d'eau, d'une part, et à la diffusion de l'énergie dans ces gouttes, d'autre part. Contrairement à l'atténuation due aux gaz qui agit de façon permanente, celle due à la pluie n'est réellement notable que pendant moins de 1% du temps. Elle est fonction de la densité de la pluie et de la fréquence d'émission utilisée. Cette atténuation n'est sensible que pour les fréquences supérieures à 1.5 GHz (0.01 dB/km pour une pluie intense par exemple, ce qui pour des communications par satellite représente une perte importante).

3.2.4 Diffraction

Dans un environnement multi-trajets, la diffraction des ondes radios se produit quand le front d'onde électromagnétique rencontre un obstacle [28] (voir la figure 3.1).

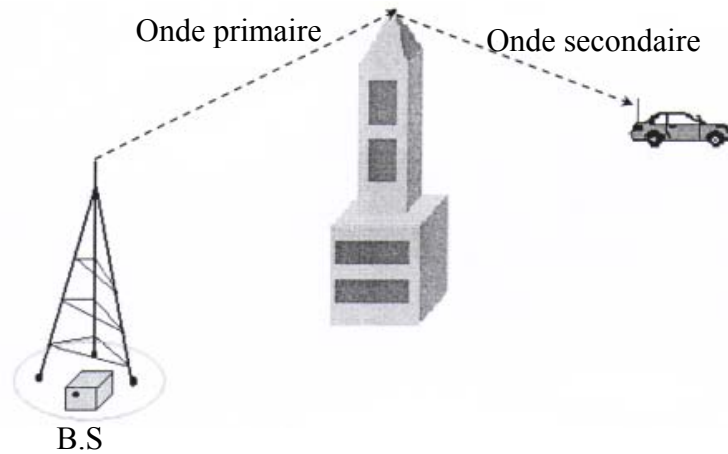


Fig.3.1. La diffraction.

3.2.5 Trajets multiples (multipaths)

Comme schématisé par la figure (3.2), une onde radio se propage dans tout l'espace, elle va être réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale car le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut en effet se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère ... etc.

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

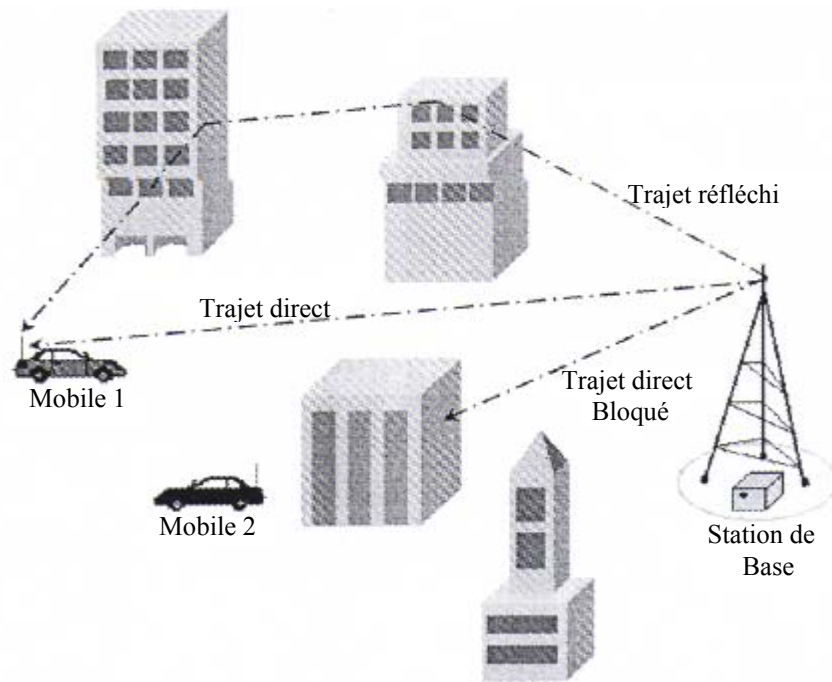


Fig.3.2. Propagation par trajets multiples.

Les réflexions multiples peuvent provoquer donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets : l'un positif, l'autre négatif [29].

3.2.5.1 Effet positif des multi-trajets

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

3.2.5.2 Effet négatif des multi-trajets

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

3.2.6 Brouillages (bruits)

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales.

Les sources de bruit situées à l'extérieur du système de traitement d'une part et les sources de bruit interne au système, créant un bruit propre indépendant des conditions extérieures, d'autre part. Parmi les sources de bruit internes, on distingue les perturbations de type impulsionnel engendrées par des commutations de courant dans les circuits logiques, les comparateurs, les interrupteurs électroniques etc..., et le bruit de fond produit dans les câbles et les composants électroniques par des mécanismes statistiques électriques.

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

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

3.2.7 Interférences

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

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

3.2.7.1 Les interférences intersymboles

Dans un système numérique, particulièrement s'il fonctionne à un débit binaire élevé, la dispersion des retards (delay spread) fait que chaque symbole (ou unité d'information) chevauche le précédent et les subséquents [30], d'où le phénomène d'interférence intersymboles (Intersymbole Interférence, ISI) comme le montre la figure (3.3).

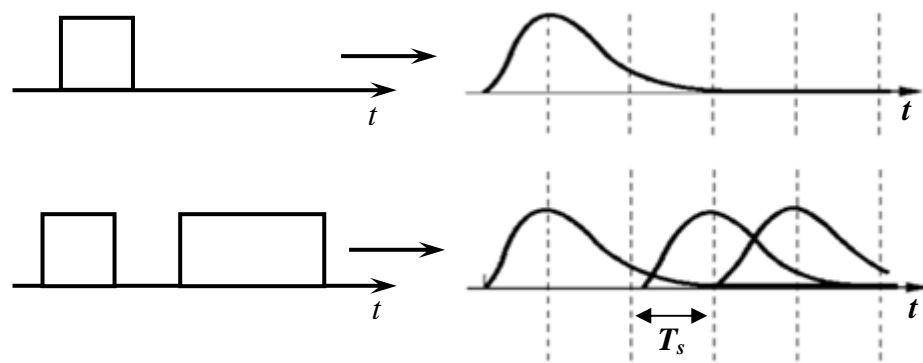


Fig.3.3. Interférences intersymboles

3.2.7.2 Les interférences co-canal

Lorsque les signaux émis sur une fréquence f , sont brouillés par d'autres signaux émis sur la même fréquence, il y a interférence co-canal (Co-Canal Interférence, CCI) comme indiqué sur la figure (3.4). Ce phénomène se produit de façon importante dans les systèmes à réutilisation de fréquences comme les réseaux cellulaires par exemple [31].

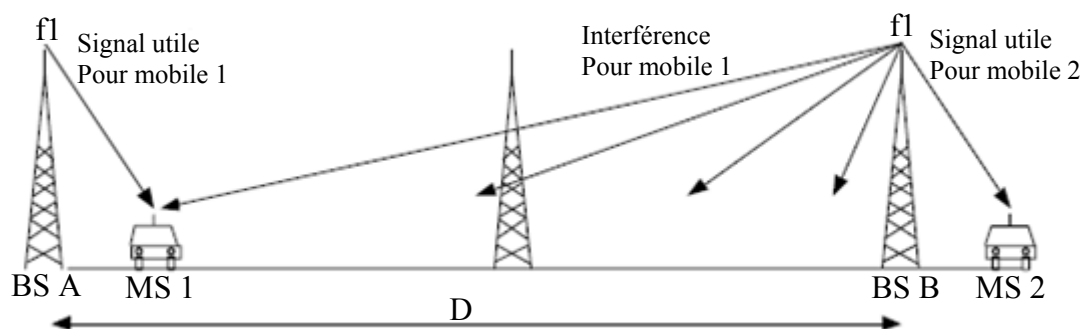


Fig.3.4. Interférences co-canal.

3.3 Canaux de transmission

3.3.1 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 (3.5).

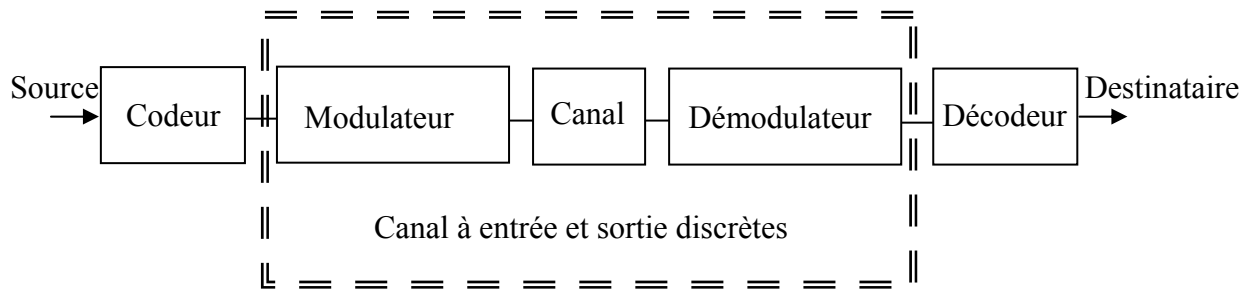


Fig. 3.5. Description d'un canal binaire symétrique

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 [32]:

$$\begin{aligned} \text{prob}(y_k = 0 | a_k = 1) &= \text{prob}(y_k = 1 | a_k = 0) = \rho \\ \text{prob}(y_k = 0 | a_k = 0) &= \text{prob}(y_k = 1 | a_k = 1) = 1 - \rho \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme dans la figure 3.6. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, dans ce cas le canal est dit « sans mémoire ».

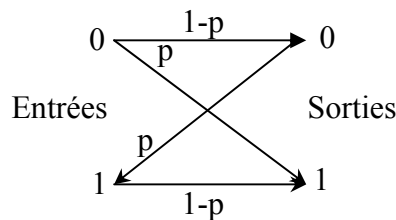


Fig. 3.6. Diagramme du canal binaire symétrique

3.3.2 Canal à bruit additif blanc Gaussien

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 au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (\text{Eq. 3.2})$$

où $n(t)$ représente le bruit, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_n^2 , et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$. La densité de probabilité conditionnelle de $r(t)$ est donnée par l'expression :

$$f(r | s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (\text{Eq. 3.3})$$

3.3.3 Canal à évanouissement

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

L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. Très souvent, une limite au taux d'erreur binaire de 10^{-3} est utilisée pour des applications de parole. Dans le cas des communications de données, un taux erreur bit, BER (Bit error ratio) de 10^{-6} est nécessaire bien que souvent difficile à atteindre [33]. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

3.3.3.1 L'étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (voir la

figure (3.7). L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (delay spread), noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal.

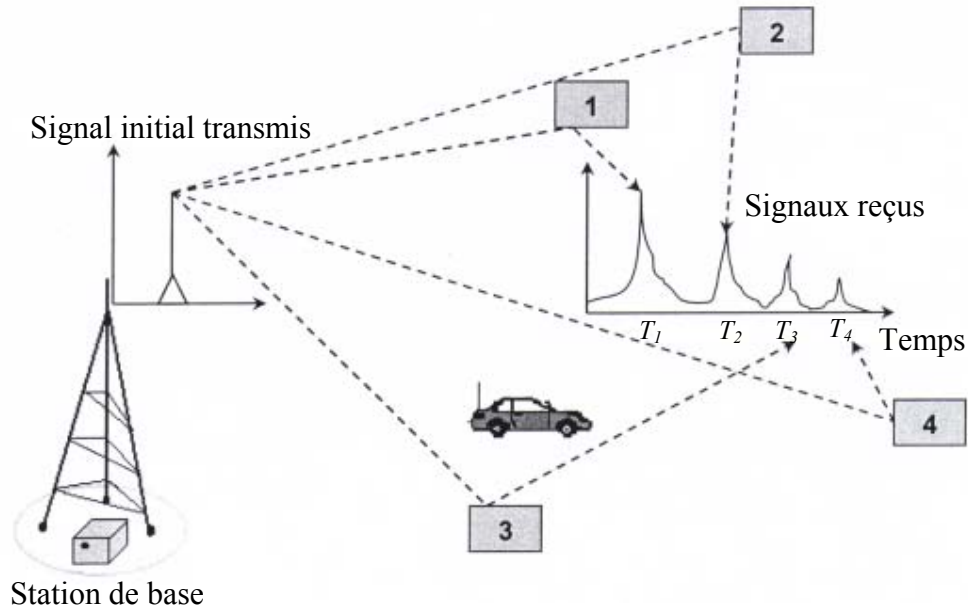


Fig. 3.7. Etalement temporel.

$$\text{Delay spread } (T_m) = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{C}, \quad C : \text{vitesse de la lumière}$$

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules...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 delay spread pour différents environnements [28].

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

Tableau 3.1. Comparaison des Delay spread pour différents environnements.

L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux large bande des canaux à bande étroite. Si le delay spread maximal (T_m) du canal est supérieur ou égal à T_s , le canal est dit à « large bande ». Si T_m est très inférieur à T_s , le canal est dit à « bande étroite ». La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. B_s étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_s \ll B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « non sélectif en fréquence » (frequency non selective). Dans le cas contraire, au moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence » (frequency selective), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (ISI), en pratique, on essaye de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [34].

3.3.3.2 Décalage en fréquence (Effet Doppler)

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler (comme le montre la figure 3.8), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de

déplacement [35]. 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.

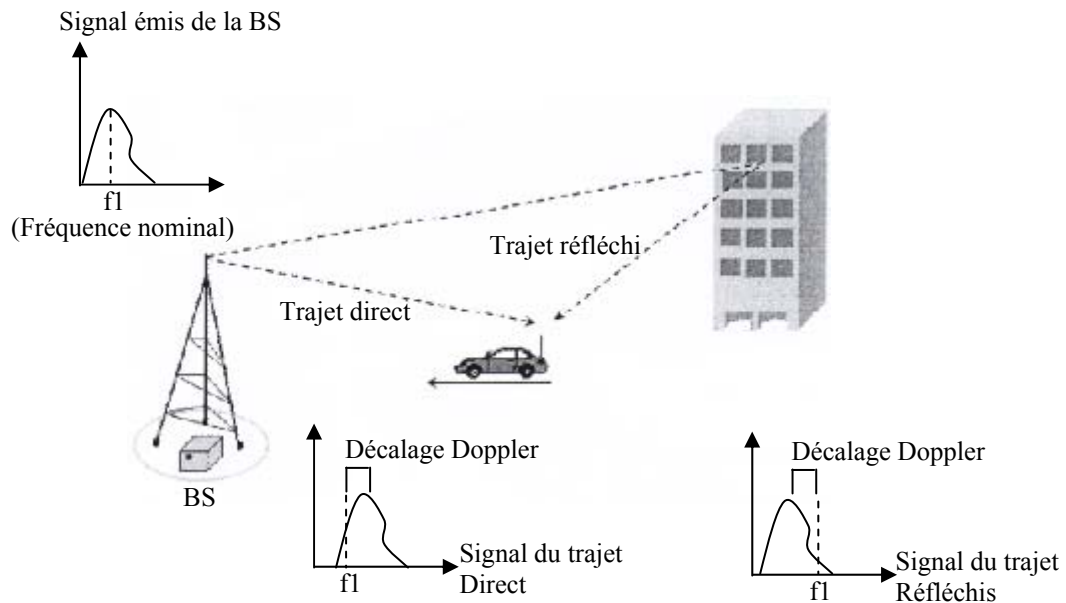


Fig.3.8. Effet Doppler.

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 inhérente aux multiples trajets. On représente par T_{coh} le temps de cohérence du canal durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_{coh} est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel $T_{coh} \sim \frac{1}{B_m}$

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

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

$$T_m \ll T_s \ll T_{coh} \quad (\text{Eq. 3.4})$$

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.

3.3.3.3 Canal à trajets multiples

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

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_T-1} \alpha_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (\text{Eq. 3.5})$$

où le bruit complexe est représenté par $n(t)$, α_i et τ_i caractérisent, respectivement, l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre L_T de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale [36] justifie la possibilité de les grouper en L_p paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α , pour un retard moyen τ , donnant au signal reçu l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (\text{Eq. 3.6})$$

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

$$r_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s_{k-\tau_l} + n_k \quad (\text{Eq. 3.7})$$

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

$$f(\alpha_l) = \frac{1}{\sigma_{\alpha_l}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}\right) \quad (\text{Eq. 3.8})$$

C'est le modèle le plus couramment utilisé pour les communications radio mobiles. En revanche, si l'environnement permet un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, cas typique des communications par satellite, le signal résultant est la somme du signal issu du

trajet direct et des signaux issus des trajets réfléchis. Ce modèle suit une loi de distribution de Rice :

$$f(\alpha l) = \frac{\sigma_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} \exp\left(-\frac{\sigma_l^2 + \zeta^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}\right) I_0\left(\frac{\sigma_l \zeta}{\sigma_{\alpha_l}^2}\right) \quad (\text{Eq. 3.9})$$

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

3.4 Conclusion

La plupart des systèmes de communication réels, notamment ceux basés sur la technique CDMA, sont enclins aux effets nuisibles de beaucoup de déformations et d'interférence de signal.

Ces sources perturbent l'orthogonalité parmi les codes des différents utilisateurs qui sont employés pour multiplexer les divers utilisateurs dans le système.

Lors d'une transmission de données, le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur au récepteur. Le canal est souvent symbolisé comme une source de bruit additif mais il peut aussi atténuer fortement certaines fréquences porteuses, on parle alors de fading sélectif. Le canal peut aussi avoir pour effet de "mélanger" les symboles transmis, on parle alors d'interférences entre symboles.

En général, les dispositifs utilisés pour restaurer le signal et combattre les imperfections du canal de transmission vont avoir pour effet d'égaliser l'enveloppe des signaux reçus. On parle alors d'égaliseurs de radiocommunications.

Pour cela la suppression d'interférence a été l'objet de beaucoup d'efforts de recherche, plusieurs techniques ont été étudiées. Elles seront décrites dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 :

Egalisation du canal

4.1 Introduction

Les filtres tels que nous les connaissons sont en général utilisés dans des applications où on connaît la bande de fréquence utile ainsi que la fréquence principale. Ces filtres servent à améliorer le rapport signal sur bruit sous l'hypothèse que la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal. Dans ce cas, un filtre passe-bande centré sur la fréquence principale du signal permettra d'extraire le signal.

Les filtres de Wiener développés à partir de concepts temporels et non fréquentiels sont conçus pour minimiser l'erreur quadratique moyenne 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'autocorrélation du signal d'entrée et à l'intercorrélacion entre les signaux d'entrée et de sortie désirée.

Quand les fonctions d'auto et d'intercorrélacion ne sont pas connues (cas le plus courant), alors on va approcher le filtre optimal de Wiener en utilisant une boucle de retour et un algorithme de minimisation : c'est ce que l'on appelle le filtrage adaptatif. Dans ce cas, on remplacera la connaissance des fonctions de corrélacion par une phase d'apprentissage permettant de modifier itérativement la réponse impulsionnelle du filtre.

De façon générale, les filtres adaptatifs sont des systèmes appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant t . Ils sont nécessaires pour compenser la distorsion des canaux.

Le filtrage adaptatif pourra aussi être utilisé dans les cas où le signal ou le bruit sont non stationnaires. Dans de telles situations le filtre optimal doit être variable dans le temps. Par rapport au filtrage classique le filtrage adaptatif comporte une mise à jour récursive des paramètres (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.

Dans la première partie de ce chapitre nous exposerons l'approche statistique du problème (filtrage de Wiener) qui suppose la disponibilité de certaines grandeurs statistiques (moyenne et autocorrélacion) du signal utile et du bruit. L'approche consiste alors à minimiser la moyenne statistique du carré de l'erreur (EQM ou MSE en anglais) entre l'information désirée et la sortie du filtre.

Pour présenter ces techniques adaptatives nous présenterons tout d'abord l'algorithme du gradient qui fournit un algorithme récursif de calcul des coefficients du filtre. Nous

donnerons ensuite une version dans laquelle les grandeurs statistiques impliquées sont remplacées par des valeurs instantanées, on obtient alors l'algorithme très fréquemment utilisé du gradient stochastique (LMS) et (NLMS). Nous reformulerons le problème en termes de moindres carrés et présenterons un des algorithmes récursifs basé sur cette approche : l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS).

Pour comprendre ce principe de filtrage nous allons expliquer le principe de plusieurs catégories d'applications utilisant le filtrage adaptatif.

4.2 Application des filtres adaptatifs

4.2.1 Suppression d'une interférence

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 $r(t)$, figure (4.1).

Exemples :

1. Avec un micro, nous enregistrons une conversation (signal $x(t)$) dans un lieu particulièrement bruyant (salle de machines, intérieur d'un véhicule motorisé, salle mal isolée phoniquement de l'extérieur ou d'une salle voisine où se déroule une autre activité, lieu public extérieur fréquenté.....) \rightarrow signal parasite $r(t)$). La qualité de l'enregistrement sera alors fortement affectée par la présence du parasite. Cependant, nous pouvons placer un second micro éloigné du premier, qui n'enregistre que le parasite : c'est le signal $r^*(t)$. Bien sûr, $r^*(t)$ est lié à $r(t)$ mais n'est pas $r(t)$ lui-même ; donc, il ne peut être envisagé d'extraire le signal en effectuant une simple soustraction $x_a(t) - r^*(t)$.

2. L'une des premières applications du filtrage adaptatif a été l'amélioration de la qualité des électrocardiogrammes (ECG). 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 seconde sonde loin du fœtus, près du cœur de la mère pour enregistrer son ECG : c'est le signal $r^*(t)$.

3. L'expérience précédente 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 c'est-à-dire un filtre. Si nous savons déterminer ce filtre, nous obtenons $r(t)$ et par soustraction $x(t)$. L'opération générale peut se schématiser comme suit :

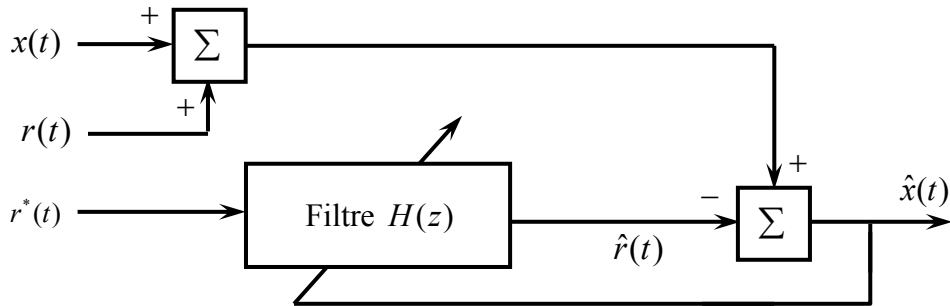


Figure 4.1 : Suppression d'une interférence par un filtre adaptatif.

Cependant, ne disposant pas de $H(Z)$, nous sommes obligés de la déterminer "en ligne". Le système s'adapte au fur et à mesure. Les signaux présents sont donc des estimations : $\hat{x}(t)$ et $\hat{r}(t)$ qui doivent si possible converger vers la vraie valeur.

4.2.2 Modélisation inverse, déconvolution, égalisation

Le signal $x(t)$ est déformé par un système. C'est le cas par exemple dans les systèmes de transmission (distorsion par le canal de transmission), figure (4.2), (le cas de notre application). La déformation peut toujours être modélisée comme étant le passage de $x(t)$ dans un filtre de fonction de transfert $H(Z)$.

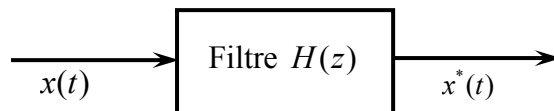


Figure 4.2 : Distorsion du signal par le canal de transmission.

Le problème est simple à poser : il suffit de traiter $x^*(t)$ par le filtre de fonction de transfert inverse $G(Z) = \frac{1}{H(Z)}$, figure (4.3).

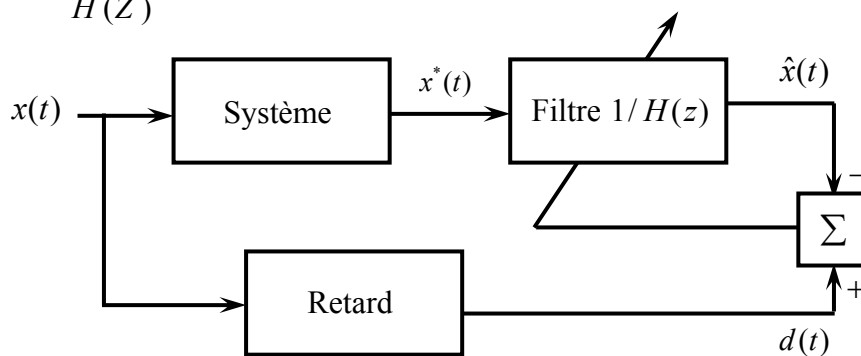


Figure 4.3 : Egalisation du canal par un filtre adaptatif.

Le signal de référence $d(t)$ utilisé ici est une version retardée de $x(t)$, ceci sera justifié ultérieurement. $x^*(t)$ est bien le résultat d'une convolution et l'opération inverse est donc une déconvolution. Dans le cas des télécommunications où il s'agit d'une distorsion des formes d'onde de la modulation utilisée on parle d'égalisation.

4.2.3 Identification

Un problème qui concerne en particulier les automaticiens : connaissant l'excitation $u(t)$ d'un système et sa sortie $y(t)$, figure (4.4), est-il possible d'en déduire ou d'identifier le système par un filtre adaptatif, cela correspond au schéma de principe suivant :

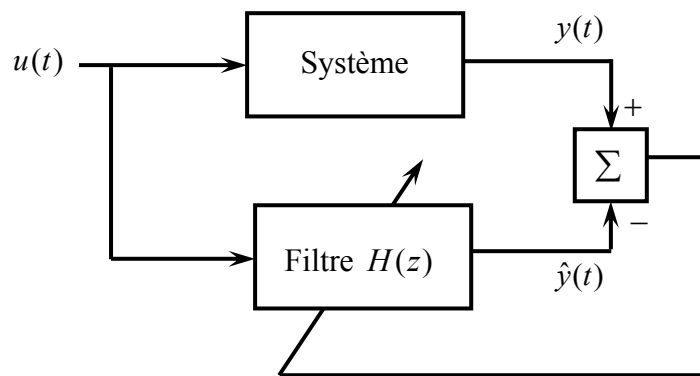


Figure 4.4 : Identification des systèmes par un filtre adaptatif.

Le filtrage adaptatif est donc un problème de détermination du modèle d'un filtre. Il faudra déterminer les paramètres de ce modèle grâce à une méthode mathématique : algorithme d'adaptation paramétrique. La différence avec le filtrage classique est que, dans certains cas, ces paramètres peuvent varier dans le temps (système non stationnaire).

Pour toutes ces raisons, il est nécessaire de rechercher une solution pour que le filtre s'adapte en temps réel (prise en compte de la non stationnarité) par recherche d'un algorithme récursif. Ce sont les deux enjeux du filtrage adaptatif. Nous allons présenter les solutions possibles pour le filtre de Wiener.

L'une des méthodes mathématiquement intéressante de la détermination d'un jeu de paramètres est la méthode des moindres carrés. C'est celle qui est utilisée avec plusieurs variantes dans le filtrage adaptatif.

4.3 Filtres de Wiener

4.3.1 Problème d'estimation linéaire

La figure (4.5) illustre un problème courant d'estimation linéaire. $x(n)$ correspond au signal qui nous intéresse mais n'est pas directement accessible. Seul $y(n)$ l'est, et $y(n)$ est obtenu après passage de $x(n)$ dans un système linéaire suivi de l'addition d'un bruit.

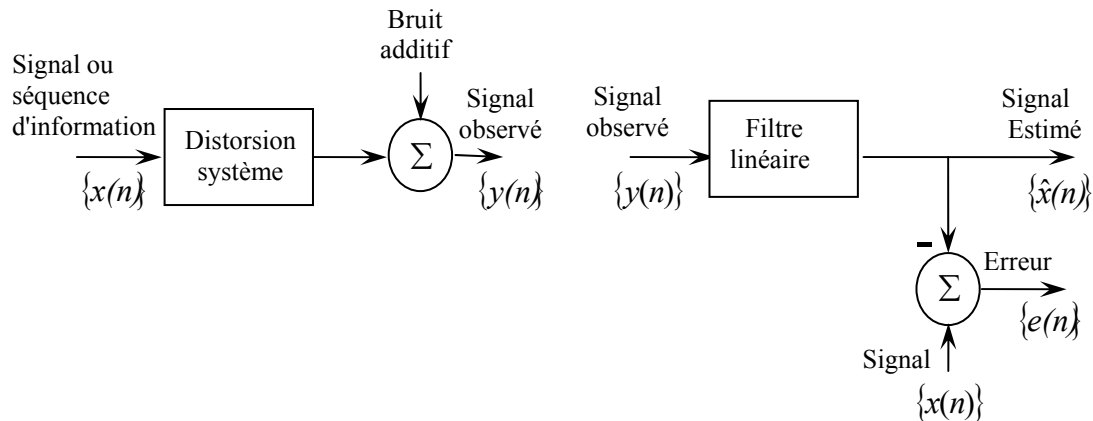


Figure 4.5 : Schéma général d'un problème d'estimation linéaire.

Le problème qui se pose 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 $x(n)$. On peut mesurer la qualité de l'estimation par $e(n)$ défini par :

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) \quad (\text{Eq. 4.1})$$

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

$$\xi(n) = E(e^2(n)) \quad (\text{Eq. 4.2})$$

Le filtre optimal de Wiener correspond au filtre qui minimisera la MSE [37, 38].

4.3.2 Filtre de Wiener de type FIR

On se limitera ici au calcul des filtres FIR (Finite Impulse Reponse). Appelons h , le filtre que nous recherchons et N la longueur de sa réponse impulsionnelle donnée avec une notation matricielle par :

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

Le signal estimé $\hat{x}(n)$ peut alors s'écrire

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

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

$$\hat{x}(n) = h^T y(n) \Leftrightarrow \hat{x}(n) = y^T(n) h \quad (\text{Eq. 4.3})$$

avec

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

En faisant l'hypothèse que les signaux $x(n)$ et $y(n)$ sont stationnaires, et si on introduit l'équation 4.3 dans l'équation 4.2, on arrive à la fonction coût suivante :

$$\begin{aligned} \xi &= E[(x(n) - h^T y(n))^2] \\ \Leftrightarrow \xi &= E[x^2(n) - 2h^T y(n)x(n) + h^T y(n)y^T(n)h] \\ \xi &= E[x^2(n)] - 2h^T \Phi_{yx} + h^T \Phi_{yy} h \end{aligned} \quad (\text{Eq. 4.4})$$

où Φ_{yy} est une matrice d'autocorrélation de taille $N \times N$ définie par :

$$\Phi_{yy} = E[y(n)y^T(n)] \quad (\text{Eq. 4.5})$$

et où Φ_{yx} est un vecteur d'intercorrélacion de taille N défini par :

$$\Phi_{yx} = E[y(n)x(n)] \quad (\text{Eq. 4.6})$$

L'équation 4.4 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 conditions d'annulation de la dérivée de la fonction coût par rapport aux variables que sont les N points de la réponse impulsionnelle du filtre.

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

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

En substituant dans cette équation $e(n)$ par les équations 4.1 et 4.3, on obtient 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 arrive à l'expression suivante :

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

On cherche les conditions d'annulation de cette équation pour tous les $j = \{0, \dots, N-1\}$. Ceci nous donne un ensemble de N équations qui peut être écrit de façon matricielle en introduisant le vecteur gradient ∇ :

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

En utilisant les équations 4.1 et 4.3 pour remplacer $e(n)$ on obtient :

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

qui devient en introduisant la matrice d'autocorrélation et le vecteur d'intercorrélation :

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy}h \quad (\text{Eq. 4.7})$$

La réponse impulsionnelle optimale h_{opt} est celle qui annule cette équation, d'où :

$$\boxed{\Phi_{yy}h_{opt} = \Phi_{yx}} \quad (\text{Eq. 4.8})$$

Le filtre ainsi défini est appelé filtre FIR de Wiener. Il permet d'obtenir une erreur quadratique minimale entre $x(n)$ et son estimé $\hat{x}(n)$. le filtre est lié à l'équation (4.9).

A partir de l'équation (4.4) que nous rappelons ici :

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

on obtient

$$\xi_{min} = E[x^2(n)] - h_{opt}^T \Phi_{yx} \quad (\text{Eq. 4.9})$$

4.4 Algorithmes pour le filtrage adaptatif

4.4.1 Introduction

La mise en œuvre d'un filtre (estimateur) optimal de Wiener demande la connaissance des caractéristiques du signal, du bruit et de la fonction de transfert du canal. Cela implique également que ces caractéristiques soient stables au cours du temps, ce qui n'est pas le cas en pratique.

Le filtrage adaptatif a pour objet d'approcher ces filtres optimaux. Pour cela, les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre sont adaptés en fonction de l'erreur par une boucle de retour comme le montre la figure ci-dessous.

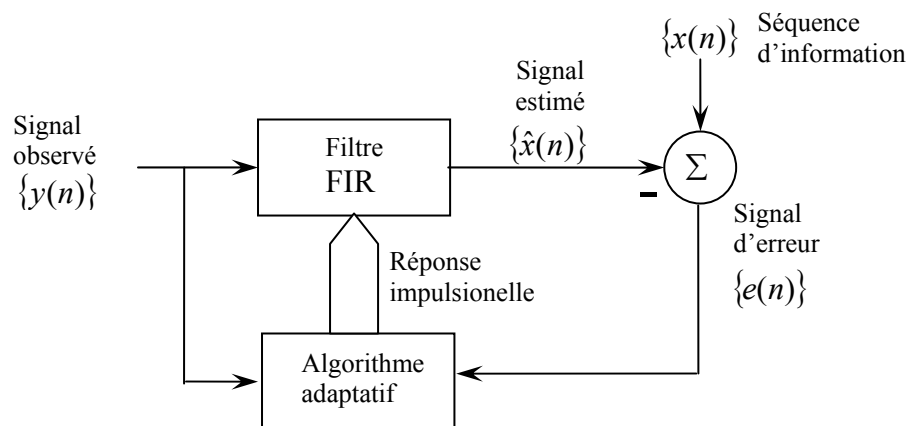


Figure 4.6 : Schéma général d'un système de filtrage adaptatif.

Cette adaptation nécessite une séquence d'apprentissage et une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre dont l'objectif est la minimisation d'une erreur. Pour cela, on utilisera des algorithmes d'optimisation. On donnera ici les grandes lignes de quelques approches largement utilisées en filtrage adaptatif : le RLS, le LMS et le NLMS.

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. Ces filtres peuvent être de type IIR ou FIR.

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 :

$$\hat{x}(n) = \mathbf{h}^T(n-1) \mathbf{y}(n) \quad (\text{Eq. 4.10})$$

Ce qui signifie qu'un point à l'instant i est calculé en utilisant la réponse impulsionnelle du filtre calculée le coup précédent par l'algorithme d'optimisation.

4.4.2 Choix de l'algorithme

L'algorithme doit se préoccuper des facteurs 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 qui sera le nombre d'itérations nécessaires 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.
- une robustesse vis-à-vis du bruit éventuel.
- des propriétés numériques les meilleures possibles. Il doit être stable avec une précision satisfaisante.

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

4.4.3 Algorithme RLS (Recursive Least Squares)

Sachant que les propriétés statistiques nous sont inconnues, on ne va pas chercher à minimiser $E[e^2(n)]$ mais une somme finie d'erreur donnée au carré par :

$$\xi = \sum_{k=0}^n (x(k) - \hat{x}(k))^2 \quad (\text{Eq. 4.11})$$

Quand cette fonction du coût est minimisée en utilisant une réponse impulsionnelle $h(n)$ associée à $\hat{x}(n)$, on obtient l'estimée des moindres carrés.

La réponse impulsionnelle est donc fonction des échantillons disponibles et non pas d'une moyenne statistique générale. Par analogie avec Wiener, elle est donnée par la relation :

$$R_{yy}(n)h(n) = r_{yx}(n) \quad (\text{Eq. 4.12})$$

où

$$R_{yy}(n) = \sum_{k=0}^n y(k)y^T(k) \quad (\text{Eq. 4.13})$$

et

$$R_{yx}(n) = \sum_{k=0}^n y(k)x(k) \quad (\text{Eq. 4.14})$$

La réponse impulsionnelle du filtre est donc à modifier à chaque nouvel échantillon. Pour limiter la taille du calcul, on passe par une équation réursive :

$$h(n) = h(n-1) + k(n)e(n) \quad (\text{Eq. 4.15})$$

où

le vecteur du gain :

$$k(n) = \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n)}{(I + y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)y(n))} \quad (\text{Eq. 4.16})$$

$$e(n) = x(n) - h^T(n-1)y(n) \quad (\text{Eq. 4.17})$$

et

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - k(n)y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1) \quad (\text{Eq. 4.18})$$

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n)y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)}{(I + y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)y(n))} \quad (\text{Eq. 4.19})$$

Ces équations sont connues sous le nom de l'algorithme RLS. Le détail de cet algorithme est donné ci-dessous.

Initialisation par :

$$R_{yy}(0) = \frac{1}{\delta} I_N, \quad \delta \text{ est un nombre positif très petit.}$$

I : matrice identité

$$h(0) = 0$$

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

1) Calculer le vecteur du gain :

$$k(n) = \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n)}{(I + y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)y(n))}$$

2) Calculer la véritable erreur de l'estimation :

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

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

3) Mise à jour de l'estimation du coefficient vecteur :

$$h(n) = h(n-1) + k(n)e(n)$$

4) Mettre à jour la matrice de corrélation erreur :

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - k(n)y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)$$

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n)y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)}{(I + y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)y(n))}$$

4.4.4 Algorithme LMS (Least Mean Squares)

D'autres techniques d'optimisation basées sur le gradient descendant peuvent être mises en œuvre. L'algorithme LMS (Least Mean Squares) dont le détail est donné par la suite est souvent utilisé dans les systèmes de filtrage adaptatif.

De la méthode de gradient descendant, le vecteur de poids d'égalisation est donné par l'équation suivante :

$$h(n+1) = h(n) + 1/2\mu \left[-\nabla(E(e^2(n))) \right] \quad (\text{Eq. 4.20})$$

où

μ est un paramètre crucial affectant la stabilité et le taux de convergence de l'algorithme LMS. Il représente le pas de descente de l'algorithme ;

$e^2(n)$ est l'erreur quadratique moyenne entre la sortie $\hat{x}(n)$ et le signal de référence $x(n)$; elle est donnée par la formule suivante :

$$e^2(n) = [x^*(n) - h^T y(n)]^2 \quad (\text{Eq.4.21})$$

où

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

et

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

Le vecteur gradient est donné par :

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy}h$$

Dans la méthode du gradient descendant, le plus gros problème est le calcul impliqué dans la recherche des valeurs Φ_{yy} et Φ_{yx} des matrices en temps réel. Pour y remédier, l'algorithme LMS utilise les valeurs instantanées des matrices de covariance Φ_{yy} et Φ_{yx} au lieu de leurs valeurs réelles c'est-à-dire :

$$\Phi_{yy} = E[y(n)y^T(n)] \quad (\text{Eq. 4.22})$$

$$\Phi_{yx} = E[y(n)x^*(n)] \quad (\text{Eq. 4.23})$$

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

$$h(n+1) = h(n) + \mu.y(n)[x^*(n) - y^T(n)h(n)] \quad (\text{Eq.4.24})$$

$$h(n+1) = h(n) + \mu.y(n)e(n)^* \quad (\text{Eq. 4.25})$$

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.

Par conséquent, l'algorithme LMS peut se résumer en les équations suivantes :

Initialisation par le poids de démarrage :

$$h(0) = 0$$

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

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

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

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

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

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

4.4.4.1 Convergence et stabilité de l'algorithme LMS

L'algorithme LMS engagé avec certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence :

Si μ est choisie pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Une grande valeur de μ peut conduire à une accélération de convergence, mais peut-être moins stable, autour de la valeur minimale. Habituellement μ est choisie dans la marge :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (\text{Eq.4.26})$$

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.

4.4.5 Algorithme NLMS (Normalised Least Mean Squares)

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 Normalised Least Mean Squares filtre (NLMS) est une variante du LMS algorithme qui permet de résoudre ce problème sans employer les évaluations de la fonction d'autocorrection de signal d'entrée.

Le NLMS algorithme peut être résumé comme suit :

L'équation de mise à jour est :

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

Initialisation :

$$h(0) = 0$$

Calcul :

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

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

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

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

où $y(n)^H$ désigne la matrice Hermitienne transposée de la matrice $y(n)$

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

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 [37, 38].

4.5 Application à l'égalisation de canal

Un problème classique rencontré en traitement du signal pour les télécoms est illustré sur la figure (4.7). Une séquence aléatoire de densité de probabilité uniforme est appliquée à l'entrée d'un canal. Un bruit blanc $\eta(n)$ s'ajoute à la sortie du canal pour donner le signal observable $y(n)$.

Le canal peut être modélisé par sa fonction de transfert en Z, $C(z) = \sum_i c_i z^{-i}$.

Notre objectif est de construire un filtre avec une fonction de transfert $H(Z)$ telle que sa sortie nous donne une bonne estimation de $x(n)$. Il est naturellement acceptable d'obtenir notre estimé avec un certain retard 'd'. Ce problème est connu sous le nom 'd'égalisation de canal' dans le domaine des télécommunications ou encore sous le nom de déconvolution en traitement d'images. Les filtres de Wiener nous apportent une solution à ce problème que nous allons expliciter.

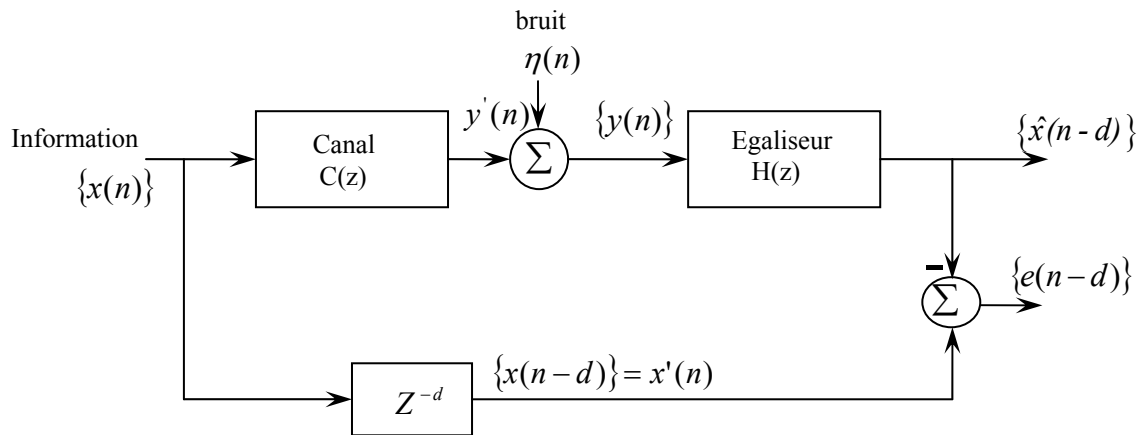


Figure 4.7 : Schéma général d'un problème d'égalisation de canal.

Pour simplifier, nous introduirons les trois notations suivantes $x'(n)$, $e'(n)$ et $y'(n)$ respectivement définies par :

$$\begin{aligned}
 x'(n) &= x(n-d) \\
 e'(n) &= x(n-d) - \hat{x}(n-d) \\
 y(n) &= y'(n) + \eta(n)
 \end{aligned}
 \tag{Eq.4.27}$$

Le bruit additif et le signal sont considérés comme décorrélés entre eux. Cette hypothèse est généralement vérifiée en pratique. Le filtre de Wiener qui minimise la MSE est alors défini par :

$$\Phi_{yy} h_{opt} = \Phi_{yx'}
 \tag{Eq.4.28}$$

où

$$\Phi_{yy} = E[y(n)y^T(n)]
 \tag{Eq.4.29}$$

et

$$\Phi_{yx'} = E[y(n)x'(n)]
 \tag{Eq.4.30}$$

Etant donné que les processus sont considérés comme stationnaires et ergodiques, la matrice d'autocorrélation Φ_{yy} peut être déduite de la fonction d'autocorrélation $\varphi_{yy}(m)$ donnée par :

$$\begin{aligned}
\varphi_{yy}(m) &= E[y(n)y(n+m)] \\
\Leftrightarrow \varphi_{yy}(m) &= E[\{y'(n) + \eta(n)\}\{y'(n+m) + \eta(n+m)\}] \\
\varphi_{yy}(m) &= \varphi_{y'y'}(m) + \varphi_{\eta y'}(m) + \varphi_{y'\eta}(m) + \varphi_{\eta\eta}(m)
\end{aligned} \tag{Eq. 4.31}$$

Comme $y'(n)$ est une combinaison linéaire des échantillons de l'entrée $x(n)$.

$$y'(n) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i x(n-i) \tag{Eq.4.32}$$

et que $x(n)$ et $\eta(n)$ sont décorrés, il en découle que $y'(n)$ et $\eta(n)$ sont décorrés, d'où :

$$\varphi_{\eta y'}(m) = E[\eta(m)]E[y'(n+m)] = 0 \quad (\text{Pour des processus à moyenne nulle})$$

Par ailleurs, puisque $\eta(n)$ est un bruit blanc, il vérifie la propriété suivante :

$$\varphi_{\eta\eta}(m) = \sigma_{\eta}^2 \delta(m)$$

Finalement, l'équation (4.29) prend la forme suivante :

$$\varphi_{yy}(m) = \varphi_{y'y'}(m) + \sigma_{\eta}^2 \delta(m) \tag{Eq. 4.33}$$

Les transformées en Z des fonctions d'autocorrélation de deux signaux liés par un système linéaire comme dans la figure ci-dessous sont reliées de la façon suivante :

$$S_{yy}(z) = H(z)H(z^{-1})S_{xx}(z)$$

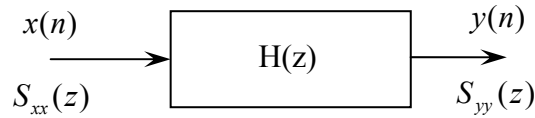


Figure 4.8 : Les transformées en Z des fonctions d'autocorrélation.

En utilisant cette propriété pour le cas qui nous intéresse, on obtient la relation suivante :

$$S_{y'y'}(z) = C(z)C(z^{-1})\sigma_x^2 \tag{Eq.4.34}$$

Par transformée inverse, on obtient :

$$\varphi_{y'y'}(m) = Z^{-1}[S_{y'y'}(z)] \tag{Eq. 4.35}$$

Cette équation introduite dans (4.31) permet d'accéder à $\varphi_{yy}(m)$.

Afin de concevoir le filtre de Wiener, il reste à calculer le vecteur d'intercorrrelation $\Phi_{yx'}$. Si le filtre de Wiener possède N coefficients, le vecteur $\Phi_{yx'}$ aura N éléments de la forme $E[y(n-m)x'(n)]$, où $0 \leq m < N$. On peut noter que le processus étant stationnaire :

$$E[y(n-m)x'(n)] = E[y(n)x'(n+m)] = \varphi_{yx'}(m)$$

Par ailleurs, comme $x'(n)$ et $\eta(n)$ sont décorrélés, on a :

$$\varphi_{yx'}(m) = E[y(n)x'(n+m)] = E[(y'(n) + \eta(n))x'(n+m)] = \varphi_{y'x'}(m)$$

Les transformées en Z des fonctions d'auto et d'intercorrrelation de trois signaux liés par deux systèmes linéaires en parallèle (figure ci-dessous) sont données par :

$$\begin{aligned} TZ(\varphi_{y_2y_1}(n)) &= H_1(z)H_2(z^{-1})TZ(\varphi_{xx}(n)) \\ \Leftrightarrow S_{y_2y_1}(z) &= H_1(z)H_2(z^{-1})S_{xx}(z) \end{aligned} \tag{Eq.4.36}$$

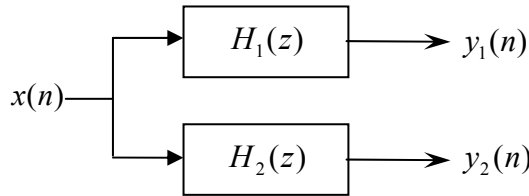


Figure 4.9 : Les transformées en Z des fonctions d'auto et d'intercorrrelation de deux systèmes linéaires en parallèle.

En utilisant cette propriété et l'analogie avec la figure 4.7, on obtient donc la relation suivante :

$$S_{y'y'}(z) = z^{-d}C(z^{-1}).\sigma_x^2$$

D'où

$$\varphi_{y'y'}(m) = Z^{-1}[S_{y'y'}(z)] = \varphi_{yx'}(m) \tag{Eq. 4.37}$$

A partir des relations (4.35), (4.33) et (4.31) on peut calculer la réponse impulsionnelle du filtre de Wiener.

4.6 Résultats de simulation

L'objectif principal de cette partie est de décrire les différents algorithmes de filtrage adaptatif, principalement LMS, NLMS et RLS. Les simulations sont établies en utilisant matlab. Les comparaisons entre les différents algorithmes sont également présentées.

La simulation numérique est une étape importante dans l'étude et la mise en œuvre de systèmes réalistes de transmission. En effet, elle permet d'une part la validation des études théoriques et d'autre part l'optimisation du système par l'analyse de l'impact des divers paramètres sur les performances.

Soit un canal de communication modélisable par la fonction de transfert suivante :

$C(z) = 1 + 0.2z^{-1} + 0.4z^{-2}$, où les éléments z^{-n} représentent les différents retards, le signal d'entrée est du type QPSK avec 1500 itérations. A la sortie du canal s'ajoute un bruit décorrélié du signal d'entrée qui se produit suite à beaucoup d'effets invisibles (déformation, interférence de signal tel que MAI (Multiple Access Interference) et ISI (Inter Symbol Interference)). Pour la récupération du signal au niveau du récepteur sans distorsion on doit faire une égalisation avec un filtre (estimateur) optimal de Wiener de longueur 15 (h_0, \dots, h_{14}), qui peut être mis en place pour égaliser ce canal.

4.6.1 Algorithme LMS (Least Mean Squares)

Le signal de transmission $x(n)$ est une séquence aléatoire avec 1500 itérations comme le montre la figure 4.10.a. Ce dernier est déformé par un canal de communication modélisable par la fonction de transfert suivante : $C(z) = 1 + 0.2z^{-1} + 0.4z^{-2}$ et un bruit additif. La figure 4.10.b montre la forme du signal après distorsion. (Le signal sur 150 itérations)

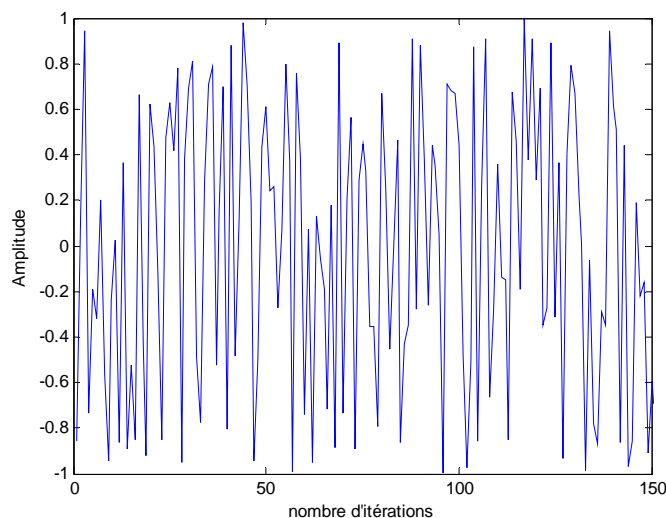


Figure 4.10.a : signal à transmettre $x(n)$

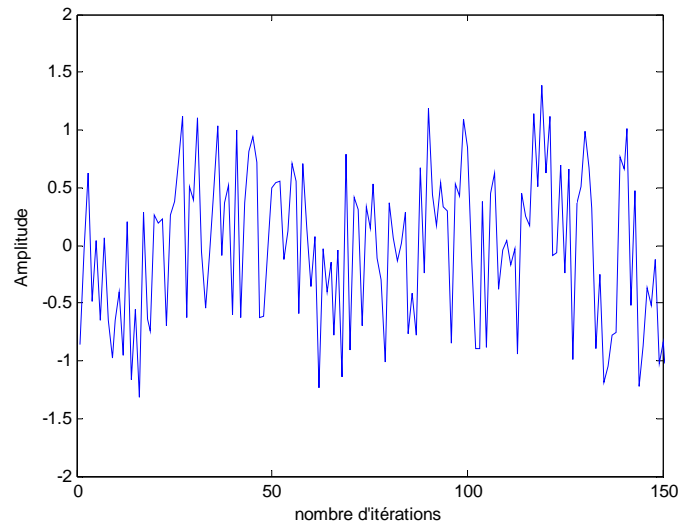


Figure 4.10.b : signal $x(n)$ après déformation

L'égaliseur est un filtre RIF de longueur $L = 15$. La figure (4.11) montre les courbes d'apprentissage de l'algorithme LMS pour trois pas d'adaptation différents et illustre l'influence de la largeur de pas μ sur la convergence de la fonction de coût. L'erreur quadratique moyenne tend vers la valeur zéro.

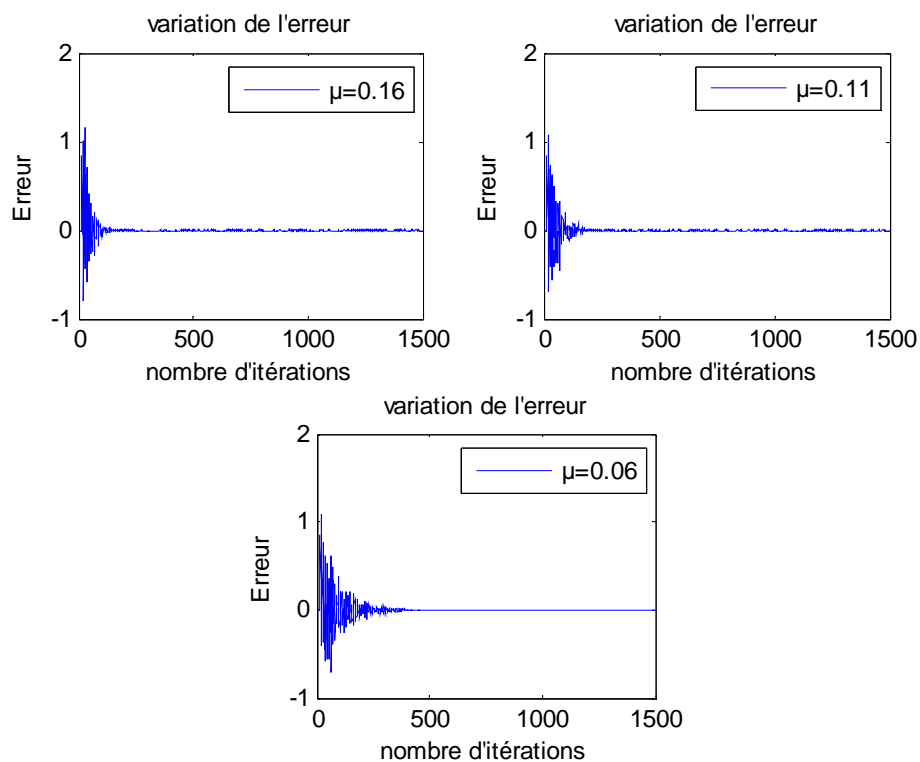


Figure 4.11: Courbes d'apprentissage de l'algorithme LMS pour un égaliseur adaptatif RIF de longueur $L = 15$ et pour trois pas d'adaptation différents.

On voit bien que pour un pas d'adaptation petit, le LMS converge lentement ; en revanche avec un pas d'adaptation grand, le LMS converge plus rapidement.

Nous avons représenté l'évolution des 15 coefficients figure (4.12.a), pour la valeur du pas $\mu = 0.19$. On voit que la convergence de ces coefficients reste assez lente et qu'ils n'atteignent leur valeur optimale qu'après 1000 itérations figure (4.12.a et b).

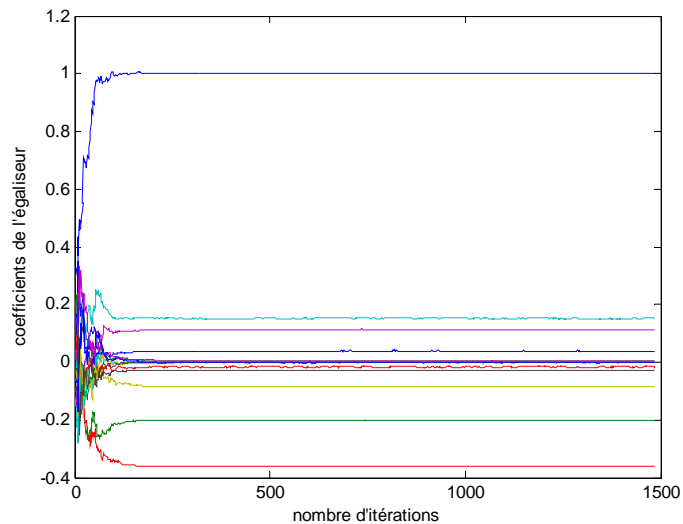


Figure 4.12.a : convergence des coefficients

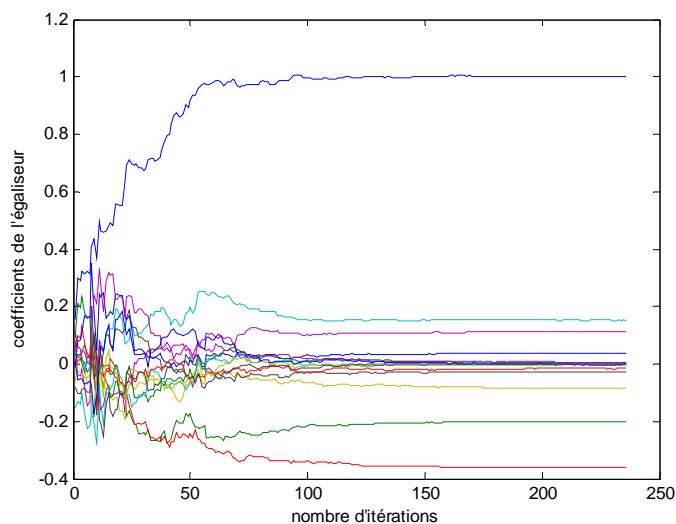


Figure 4.12.b : convergence des coefficients sur 250 itérations

Si le choix du pas n'est pas correct, l'erreur diverge, figure 4.13. Ainsi les coefficients de l'estimateur divergent aussi figure (4.14). Le pas choisi est $\mu = 0.028$.

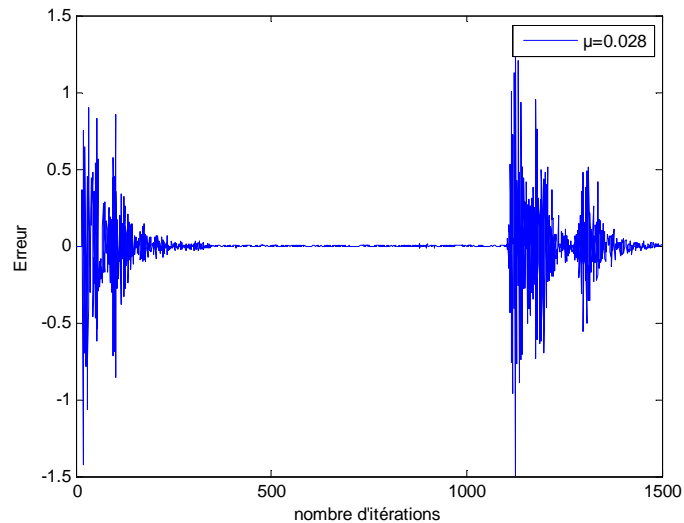


Figure 4.13 : divergence de l'erreur

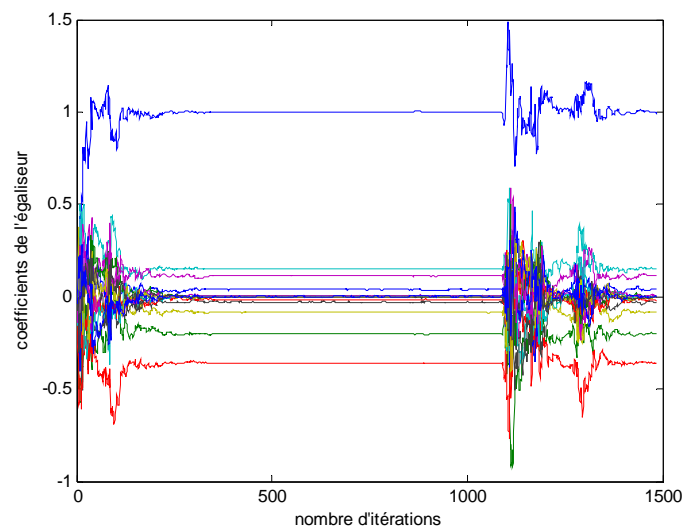


Figure 4.14 : divergence des coefficients

Le signal $x(n)$ est déformé par un système de transmission (distorsion par le canal de transmission). La déformation peut toujours être modélisée comme étant le passage de $x(n)$ dans un filtre de fonction de transfert $C(Z)$, dans notre cas $C(z) = 1 + 0.2z^{-1} + 0.4z^{-2}$.

La condition pour que l'égaliseur annule l'effet de la déformation du canal est de prendre une

fonction de transfert $h(Z) = \frac{1}{C(Z)}$ et dont le produit de convolution est $h * c = 1$.

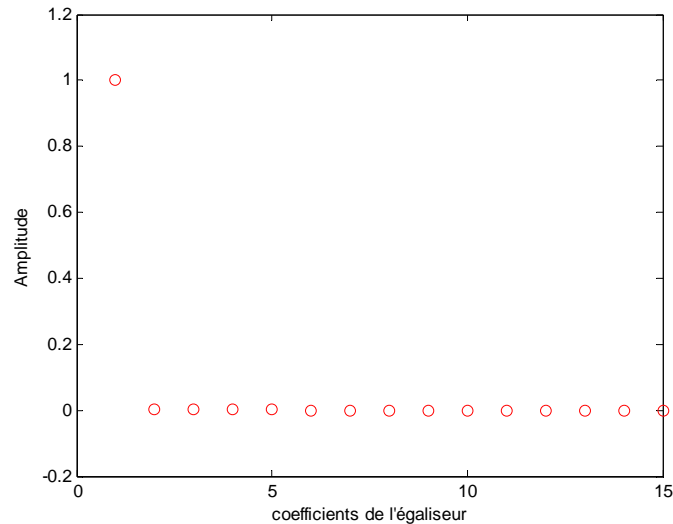


Figure 4.15 : convolution de l'égaliseur avec le canal de transmission

4.6.2 Algorithme NLMS (Normalised Least Mean Squares)

Pour la stabilité de la convergence de l'algorithme LMS, le facteur de convergence μ est soumis à une condition dépendant de la puissance du signal primaire à traiter. Pour s'affranchir de l'influence de $x(n)$ on utilise l'algorithme NLMS (Normalised LMS), où on normalise le signal reçu, ce qui est équivalent à changer μ . la condition de stabilité suivante est alors vérifiée : $0 < \mu < 2$.

Les résultats sur la convergence de l'erreur et les coefficients de l'estimateur sont donnés par les figures (4.16 et 4.17).

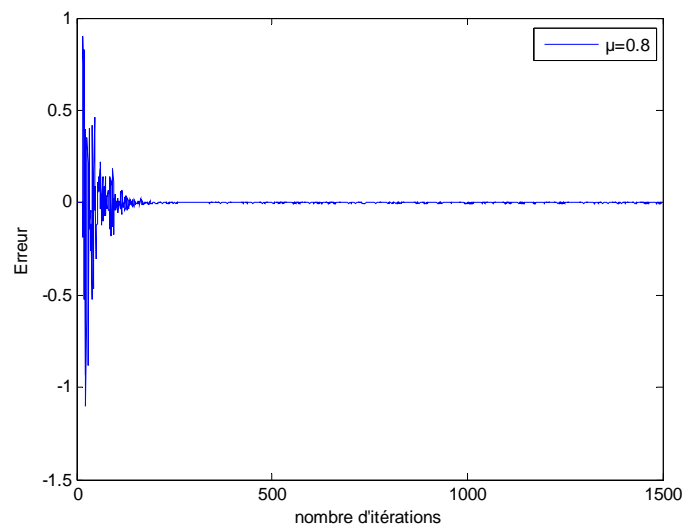


Figure 4.16 : convergence de l'erreur

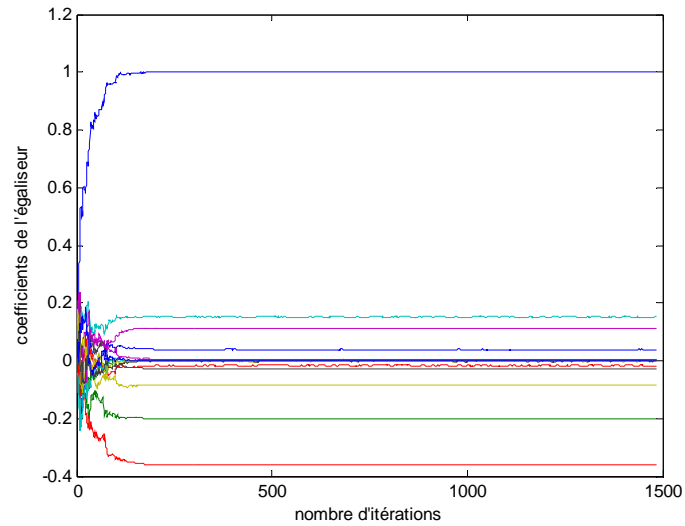


Figure 4.17 : convergence des coefficients

La remarque pertinente pour ce type d'algorithme est la vitesse de convergence de l'erreur et des coefficients, qui est rapide par rapport à l'algorithme LMS.

Si le pas $\mu > 2$, l'erreur et les coefficients divergent figures (4.18 et 4.19).

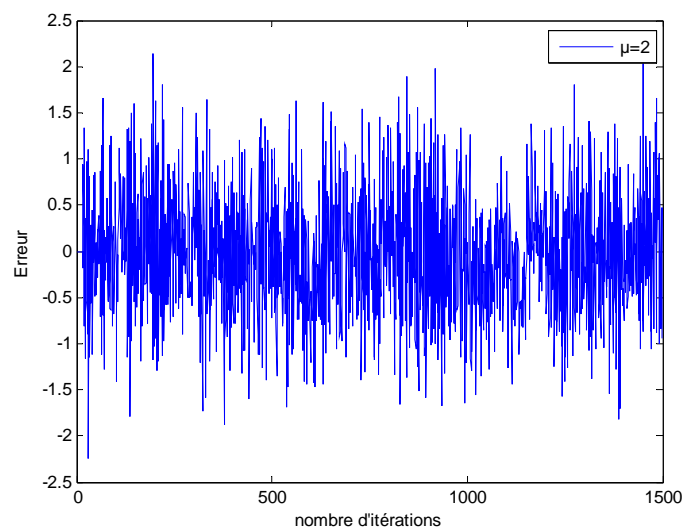


Figure 4.18 : divergence de l'erreur

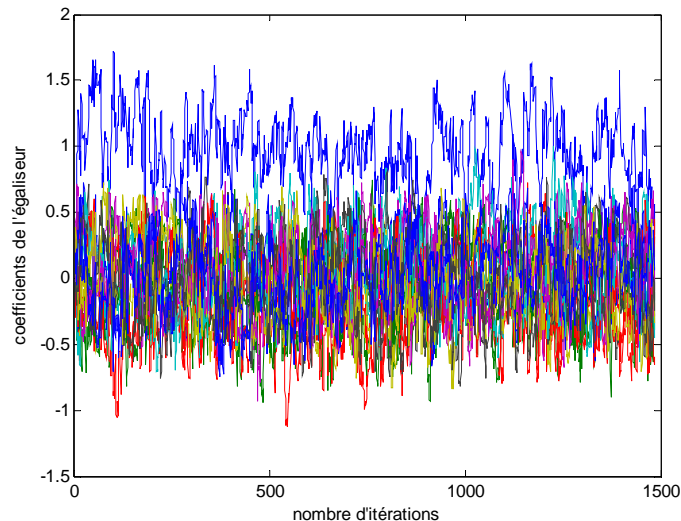


Figure 4.19 : divergence des coefficients

4.6.3 Conclusion

L'algorithme du gradient stochastique est un algorithme simple dont le coût de calcul est proportionnel à l'ordre N du filtre à identifier. A condition de respecter un pas d'adaptation suffisamment faible. Cet algorithme est stable et optimise un critère des moindres carrés moyens. C'est encore aujourd'hui l'algorithme de filtrage adaptatif le plus employé dans les applications temps réel. Le problème principal dans son emploi réside dans le choix du pas d'adaptation μ . Un pas faible entraîne une convergence lente souvent incompatible avec les applications envisagées (égalisation en évadion de fréquence par exemple). Un pas trop fort va conduire, quant à lui, à des résultats imprécis. Il existe un grand nombre de méthodes qui tendent à faire varier ce pas μ au cours de la phase de convergence.

4.6.4 Algorithme RLS (Recursive least squares)

Dans l'algorithme LMS, la correction qui est appliquée dans la mise à jour de l'ancienne estimation du vecteur des coefficients h est basée sur la valeur instantanée de l'échantillon du vecteur d'entrée $y(n)$ et le signal d'erreur $e(n)$. D'autre part, dans l'algorithme RLS le calcul de cette correction utilise toutes les dernières informations disponibles.

Dans l'algorithme LMS, la correction appliquée à l'estimation précédente de ce produit est constituée de trois facteurs : la taille d'étape μ , le signal d'erreur $e(n)$ et le vecteur d'entrée $y(n)$. D'autre part, dans l'algorithme RLS cette correction se compose du produit de deux facteurs : l'erreur de l'estimation $e(n)$ et le vecteur de gain $k(n)$, (le vecteur de gain lui-

même se compose de $R_{yy}^{-1}(n)$, l'inverse de la matrice de corrélation déterministe, multiplié par le vecteur d'entrée $y(n)$. La principale différence entre les algorithmes LMS et RLS est donc la présence de $R_{yy}^{-1}(n)$.

L'application de cet algorithme sur le canal de transmission proposé donne les résultats suivants.

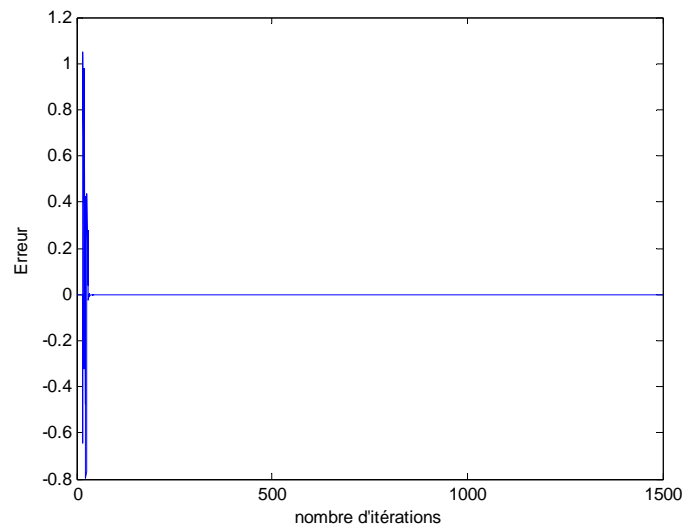


Figure 4.20 : convergence de l'erreur

La pertinente remarque pour ce type d'algorithme est la vitesse de convergence qui est très rapide et stable.

Nous allons maintenant étudier la rapidité de convergence des coefficients de l'égaliseur récursif. La convergence de ces coefficients semble plus rapide, figure (4.21.a). En effet les valeurs des coefficients sont adaptés et stables après environ 20 étapes de l'évaluation ; figure (4.21.b).

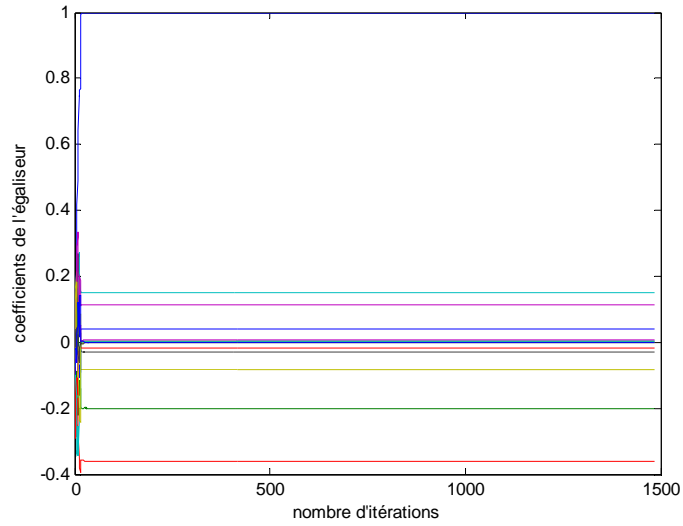


Figure 4.21.a : convergence des coefficients

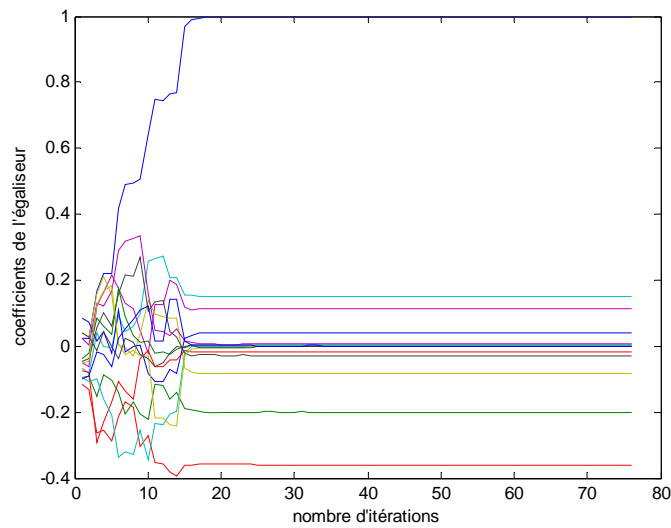


Figure 4.21.b : convergence des coefficients

Sur 100 iterations

On constate donc que les valeurs des coefficients de l'égaliseur en phase de convergence tendent vers leurs valeurs optimales plus rapidement.

4.7 Conclusion

Dans le contexte du filtrage adaptatif, le problème qui se pose est celui du choix d'un algorithme d'optimisation. Ce choix va être guidé par le nombre d'opérations nécessaires à chaque étape pour mettre à jour les coefficients et par la vitesse de convergence de l'algorithme, c'est-à-dire la longueur de la séquence d'apprentissage nécessaire pour obtenir un filtre adapté. Si une méthode répondait à ces deux critères simultanément, elle serait systématiquement utilisée.

Les algorithmes LMS et NLMS nécessitent moins de calcul à chaque étape mais convergent plus lentement que l'algorithme RLS. C'est donc l'application qui va déterminer le choix de l'algorithme en fonction de la puissance de calcul disponible.

Chapitre 5 :

Egaliseur neuronal

5.1 Introduction

Les performances limitées des égaliseurs linéaires faces à des canaux fortement dispersifs ou non-linéaires a encouragé le développement de nouvelles structures non-linéaires. Des égaliseurs basés sur des réseaux de neurones ont été proposés, Le chapitre suivant donne des approches qui ont été prises pour permettre à un égaliseur neuronal de surpasser les performances des égaliseurs conventionnels.

Une structure de filtrage non linéaire pour l'égalisation est présentée. Cette structure est basée sur un réseau de neurones, ce qui permet l'inclusion de non linéarités dans la structure du filtre.

Dans ce chapitre nous allons présenter les réseaux de neurones à apprentissage supervisé, et exposer la méthode la plus utilisée pour l'apprentissage de ce type de réseaux ; particulièrement le réseau à couches multiples MLP (Multi Layer Perceptron), qui nous permettent d'entamer notre étude.

Les résultats des simulations comparent les performances de cette stratégie par rapport aux stratégies classiques d'égalisation adaptative.

5.2 Description des réseaux de neurones artificiels

Le neurone artificiel (formel), est simplement un opérateur effectuant la sommation pondérée de ses entrées (qui sont les sorties d'autre neurones), suivie immédiatement d'une non-linéarité de ses fonction de seuil (fonction d'activation) [39].

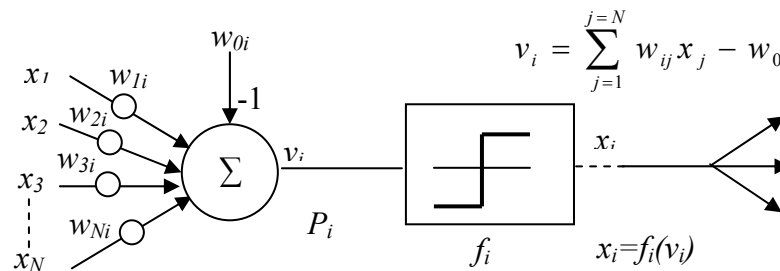


Figure 5.1 : modèle d'un neurone artificiel

Le modèle non linéaire p_i appelé, neurones artificiel, processus élémentaire, cellule ou automate cellulaire reçoit des informations provenant de N processus $p_j, j=1, \dots, N$ et délivre un signal de sortie x_i .

Les N signaux d'activation $x_j, j = 1, \dots, N$ provenant des neurones externes multipliés par des coefficients de pondération appelés des poids de connexion synaptiques w_{ij} . Ces coefficients représentent le niveau de relation entre les neurones, les poids de connexion et aussi constituent la mémoire du neurone artificiel.

$$v_i = \sum_{j=1}^N w_{ij} x_j - w_{i0}$$

w_{i0} : est appelée le signal d'inhibition du neurone, s'il s'annule on obtient une fonction linéaire.

f : Une fonction de transfert ou fonction d'activation.

Elle calcule la sortie x_i du neurone p_i qui servira ensuite à exciter les autres neurones qui lui sont connectés. Cette fonction non linéaire présente la relation qui lie la fréquence moyenne des potentiels d'action x_i limités en amplitude, au potentiel somatique v_i .

Toutes les fonctions d'activation utilisées doivent être différentiables, car l'architecture du réseau l'impose.

5.3 Architecture et fonctionnement du réseau perceptrons multicouches (PMC)

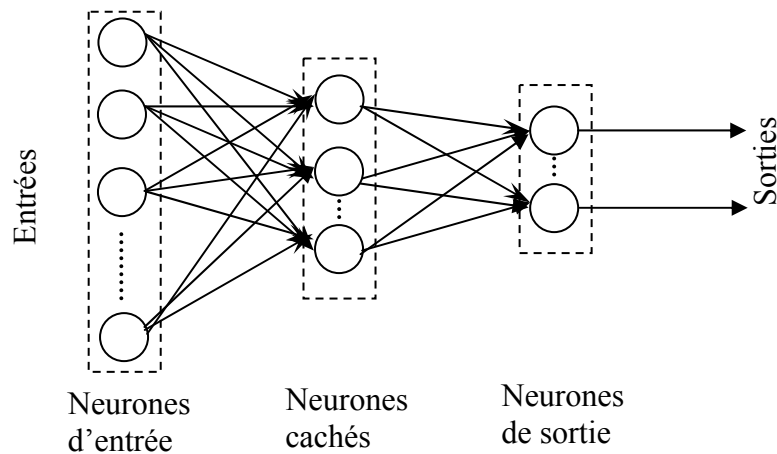


Figure 5.2 : structure d'un réseau de neurone multicouche

- Une couche en entrée qui représente les entrées auxquelles sont transmises les données à traiter en provenance d'une source extérieure au réseau.
- Une ou plusieurs couches cachées effectuant le traitement spécifique du réseau.
- Une en sortie qui délivre les résultats.

L'apprentissage est supervisé, c'est-à-dire que l'on présente au réseau, en même temps, une forme et son modèle. L'apprentissage dans ce type de structure consiste à appliquer des couples (entrées, sortie désirées) à l'entrée du réseau.

5.4 Fonction de transfert

Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au tableau 5.1. Les trois les plus utilisées sont les fonctions «seuil» «linéaire» et «sigmoïde» [40].

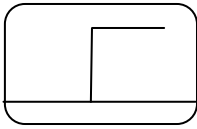
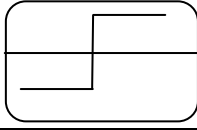
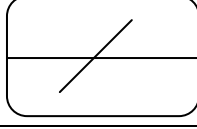
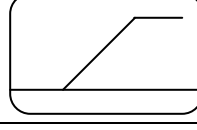
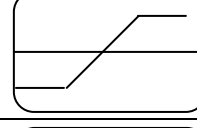
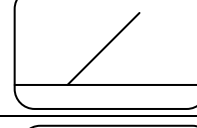
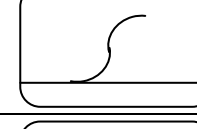
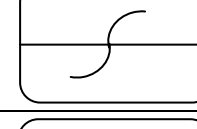
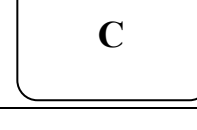
<i>Non de la fonction</i>	<i>Relation d'entrée / sortie</i>	<i>Icône</i>
<i>Seuil</i>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
<i>Seuil symétrique</i>	$a = -1$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
<i>Linéaire</i>	$a = n$	
<i>Linéaire saturée</i>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $0 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
<i>Linéaire saturée Symétrique</i>	$a = -1$ si $n < -1$ $a = n$ si $-1 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
<i>Linéaire positive</i>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $n \geq 0$	
<i>Sigmoïde</i>	$a = \frac{1}{1 + e^{-n}}$	
<i>Tangente hyperbolique</i>	$a = \frac{e^{-n} - e^n}{e^{-n} + e^n}$	
<i>Compétitive</i>	$a = 1$ si n maximum $a = 0$ autrement	

Tableau 5.1: Fonctions de transfert $a = f(n)$.

5.5 Mise en œuvre des réseaux neuronaux

Nous allons suivre une démarche qui est composée de quatre étapes principales :

- **Etape 1 : Fixer le nombre de couches cachées**

Mis à part les couches d'entrée et de sortie, l'analyse doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation ; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue (Hornik.. 1991). Une seconde couche cachée prend en compte les discontinuités éventuelles.

- **Etape 2 : Déterminer le nombre de neurones par couche cachée**

Chaque neurone supplémentaire permet de prendre en compte des profils spécifiques des neurones d'entrée. Un nombre plus important permet donc de mieux coller aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Ici non plus il n'existe pas de règle générale mais des règles empiriques.

- **Etape 3 : Choisir la fonction d'activation**

Nous considérerons la fonction logistique pour le passage de la couche d'entrée à la couche cachée. Le passage de cette dernière à la couche de sortie sera soit linéaire, soit sigmoïde (logistique) selon nos types de variables.

- **Etape 4 : Choisir l'apprentissage**

L'apprentissage par retropropagation nécessite la détermination du paramètre d'ajustement des poids synaptiques à chaque itération.

5.6 Algorithme d'apprentissage 'Rétro propagation du gradient'

L'application de l'algorithme d'apprentissage BP (*back propagation*), qui est en fait une version généralisée du LMS appliqué à des structures non-linéaires [40], Cependant, son algorithme d'apprentissage basée sur l'algorithme de la descente du gradient (règle du «Least Mean Square»).

5.6.1 Le but de la rétropropagation

Comme a été révélé auparavant, l'apprentissage consiste à ajuster les coefficients synaptiques pour que les sorties du réseau soient les plus proches possibles des sorties de l'ensemble

d'entraînement. Donc il faut spécifier une règle d'apprentissage afin de l'utiliser pour l'adaptation de ces paramètres. Pour remédier à ce problème on utilise la méthode de la rétropropagation qui se divise en grosso- modo en deux étapes.

Une étape de propagation: qui consiste à présenter une configuration d'entrée au réseau, puis à propager cette entrée de proche en proche de la couche d'entrée à la couche de sortie en passant par les couches cachées.

Une étape de rétropropagation: qui consiste, après le processus de propagation, à minimiser l'erreur commise sur l'ensemble des exemples présentés, erreur considérée comme une fonction des poids synaptiques. Cette erreur représente la somme des différences au carré entre les réponses calculées et celles désirées pour tous les exemples contenus dans l'ensemble d'apprentissage. Simplement dit, la procédure de la rétropropagation repose sur l'idée de rétropropager vers les couches internes (cachées) l'erreur commise en sortie, d'où la méthode tire son nom.

Il est indispensable, avant d'entamer le principe de la rétropropagation, de définir une topologie du réseau, et les relations qui relient les entrées et les sorties d'une part, les entrées et les poids d'autres part.

5.6.2 Equations du réseau

Les états des différents neurones d'un réseau multicouches à L couches (couches cachées et couches de sorties) ayant n entrées et m sorties, sont donnés par les équations suivantes:

$$u_i^k(t) = f^k(p_i^k(t)) \quad (\text{Eq. 5.1})$$

$$p_i^k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} w_{ij}^k u_j^k(t) \quad (\text{Eq. 5.2})$$

où

$$i = 1, 2, \dots, N_k$$

$$k = 1, 2, \dots, L$$

N_k : Nombre de neurones dans la k^{eme} couche.

L : Nombre totale de couches.

$u_i^k(t)$: La sortie du neurone i de la k^{eme} couche.

$p_i^k(t)$: Potentiel somatique du neurone i de la k^{eme} couche.

w_{ij}^k : Coefficient synaptique (poids) de la j^{eme} entrée du neurone i de la couche k .

$$u_0^k(t) = 1 ; k = 1, 2, \dots, L \quad (\text{Eq. 5.3})$$

$$u_i^k(t) = x_i(t) ; i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{Eq. 5.4})$$

$$u_0^k(t) = y_i(t) ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{Eq. 5.5})$$

où

$x_i(t)$: Les entrées du réseau.

$y_i(t)$: Les sorties du réseau.

$f(x)$: La fonction d'activation.

5.6.3 Principe de la rétropropagation

La rétropropagation est basée sur l'adaptation des coefficients synaptiques (coefficients de pondérations) afin de minimiser une fonction de coût (performance) donnée par :

$$j(w) = \sum_{p=1}^T j_p(w) \quad (\text{Eq. 5.6})$$

$$j_p(w) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n |y^d(t) - y(t)|^2 \quad (\text{Eq. 5.7})$$

où

$y^d(t)$: La sortie désirée du réseau.

$y(t)$: La sortie du réseau.

T : Le nombre d'exemples ou la longueur de l'ensemble d'entraînement.

La méthode du gradient consiste à modifier d'une quantité proportionnelle les coefficients synaptiques, aux taux de changement de l'écart en fonction du changement de ce même coefficient [41].

On commence l'entraînement par un choix aléatoire des valeurs des poids, on présente l'entrée et la sortie désirée correspondante. A la sortie du réseau, l'erreur commise et le gradient de l'erreur par rapport à tous les poids sont calculés, ensuite les poids sont ajustés. Cette procédure est répétée jusqu'à ce que les sorties du réseau soient suffisamment proches (avec précision appropriée) des sorties désirées présentées. A ce niveau l'apprentissage est achevé, en donnant un réseau capable d'accomplir une tâche prévue.

5.6.4 Adaptation des poids

L'adaptation des poids (ajustement, mise à jour des coefficients synaptiques), se fait en se basant essentiellement sur la formule itérative suivante.

$$w_{ij}^k(n+1) = w_{ij}^k - \Delta w_{ij}^k \quad (\text{Eq. 5.8})$$

$$\Delta w_{ij}^k(n) = \mu \frac{\partial j(w)}{\partial w_{ij}^k(n)} \quad (\text{Eq. 5.9})$$

n : Le numéro d'itération.

μ : Le pas d'apprentissage.

NB: le pas d'apprentissage μ influe sur la vitesse de convergence $\frac{\partial j(w)}{\partial w_{ij}^k(n)}$

Sa valeur est généralement choisie en respectant un certain compromis entre a vitesse de convergence et la précision des résultats.

La dérivée partielle de la fonction coût par rapport aux poids w_{ij}^k , représente la vitesse de variation de l'erreur en fonction de la vitesse de variation des poids. Sur tout l'ensemble d'entrainement on a :

$$\Delta w_{ij}^k(n) = \mu \sum_{p=1}^T \frac{\partial j_p(w)}{\partial w_{ij}^k(n)} \quad (\text{Eq. 5.10})$$

Pour permettre d'implémenter l'algorithme, une expression pour la dérivée partielle de $j(w)$ par rapport à chaque poids du réseau pour un choix arbitraire d'une couche k est donnée par la relation (5.11).

$$\frac{\partial j_p(w)}{\partial w_{ij}^k} = \frac{\partial j_p(w)}{\partial u_j^k(t)} \frac{\partial u_j^k(t)}{\partial w_{ij}^k} \quad (\text{Eq. 5.11})$$

$\frac{\partial j_p(w)}{\partial u_j^k(t)}$: représente la sensibilité de $j_p(w)$ par rapport à $y(t)$.

Pour la couche de sortie la sensibilité est donnée par :

$$\frac{\partial j_p(w)}{\partial u_i^k(t)} = y_i^L(t) - y_i^d(t) \quad (\text{Eq. 5.12})$$

Cette expression est appelée erreur de sortie.

Pour les couches cachées :

$$\frac{\partial j_p(w)}{\partial u_i^k(t)} = \sum_{j=1}^{N_{k+1}} \frac{\partial j_p(w)}{\partial u_j^{k+1}(t)} \frac{\partial u_j^{k+1}(t)}{\partial u_i^k(t)} \quad (\text{Eq. 5.13})$$

Cette expression est appelée erreur de la couche cachée ou erreur équivalente.

L'expression $\frac{\partial u_j^i(t)}{\partial w_{ij}^k}$ est donnée comme suit :

$$\frac{\partial u_j^i(t)}{\partial w_{ij}^k} = f^k(p_j^k(t).u_i^{k-1}(t)) \quad (\text{Eq. 5.14})$$

De même l'expression (5.11) s'écrit sous la forme :

$$\frac{\partial j_p(w)}{\partial w_{ij}^k} = \frac{\partial j_p(w)}{\partial u_i^k(t)} f^k(p_j^k(t).u_j^{k-1}(t)) \quad (\text{Eq. 5.15})$$

Les poids du réseau doivent être ajustés après la présentation de tous les exemples, pour minimiser l'erreur totale sur l'ensemble d'entraînement. Cependant, tous les poids peuvent être ajustés après la représentation de chaque exemple, ceci vient du fait que les corrections sont aussi faibles et la minimisation de $j(w)$ est une bonne approximation de la minimisation de $j_p(w)$.

La variation des poids $\Delta w_{ij}^k(n)$ peut alors s'écrire ainsi :

$$\Delta w_{ij}^k(n) = \mu \frac{\partial j_p(w)}{\partial w_{ij}^k(n)} \quad (\text{Eq. 5.16})$$

5.6.5 Résumé de l'algorithme de la rétropropagation

Cet algorithme se résume en neuf étapes:

Etape 1 : initialise les poids w_{ij}^k et les seuils interne des neurones à de petites valeurs aléatoires.

Etape 2 : présente le vecteur d'entrée et de sortie désirée correspondante.

Etape 3 : calcule la sortie du réseau en utilisant les expressions (5.1) et (5.2).

Etape 4 : calcule l'erreur commise à la sortie en utilisant l'expression (5.12).

Etape 5 : réinjecter l'erreur de sortie dans le réseau et calculer l'erreur dans les couches cachées en utilisant l'expression (5.13).

Etape 6 : calcule le gradient de l'erreur par rapport aux poids utilisant l'expression (5.12).

Etape 7 : ajuster les paramètres (poids) selon les lois itératives (5.8), (5.9) et (5.10).

Etape 8 : si la condition sur l'erreur ou sur le nombre d'itération est atteinte, aller à l'étape 9, si non recommencer avec un autre vecteur d'entrée et aller à l'étape 3.

Etape 9 : fin.

Bien que l'algorithme de retropropagation soit l'algorithme le plus utilisé pour l'apprentissage supervisé des réseaux statiques multicouches, son implantation se heurte à plusieurs difficultés techniques. Car on ne trouve aucune méthode permettant d'éclairer certaines ambiguïtés telles que:

Trouver une architecture appropriée (nombre de couches, nombre de neurones). Choisir une taille et une qualité adéquate des exemples d'entraînement. Choisir des valeurs initiales satisfaisantes pour les poids, et des valeurs convenables pour les paramètres d'apprentissage permettant d'accélérer la vitesse de convergence. Problème de la convergence vers un minimum local, (qui empêche la convergence et cause l'oscillation de l'erreur).

Pour éviter le problème d'oscillations, des chercheurs ont proposé une modification de la loi d'apprentissage donnée par l'expression (5.8), à laquelle ils proposent d'ajouter un terme appelé moment [41], donc la loi d'adaptation devient:

$$w_{ij}^k(n+1) = w_{ij}^k(n) - \mu \frac{\partial j_p(w)}{\partial w_{ij}^k(n)} + \alpha [w_{ij}^k(n) - w_{ij}^k(n-1)] \quad (\text{Eq. 5.17})$$

Avec : $0 \leq \alpha < 1$

5.7 Applications des réseaux de neurones sur l'égalisation du canal

5.7.1 Architecture du réseau

L'architecture représentée sur la figure (5.6) est celle d'une égalisation du canal en utilisant le réseau de neurones de façon à minimiser le critère d'apprentissage *MSE* le plus possible pour voir récupérer le signal d'information original. L'apprentissage consiste à ajuster les coefficients synaptiques pour que les sorties du réseau soient les plus proches possibles de l'ensemble des entrées d'entraînement. Pour ce faire on utilise la méthode de la retropropagation qui se divise d'une étape : propagation et une étape de retropropagation.

Nous avons utilisé la même base de données appliquée aux autres algorithmes d'égalisation classiques présentés au (chapitre 4), avec un canal de communication modélisable par une même fonction de transfert. Notre objectif donc est de construire un réseau neuronal par leur capacité à reconstituer de manière beaucoup plus précise la réponse impulsionnelle inverse du canal, de telle sorte que sa sortie nous donne une bonne estimation de l'information d'entrée, avec l'erreur résiduelle à la convergence nettement inférieure.

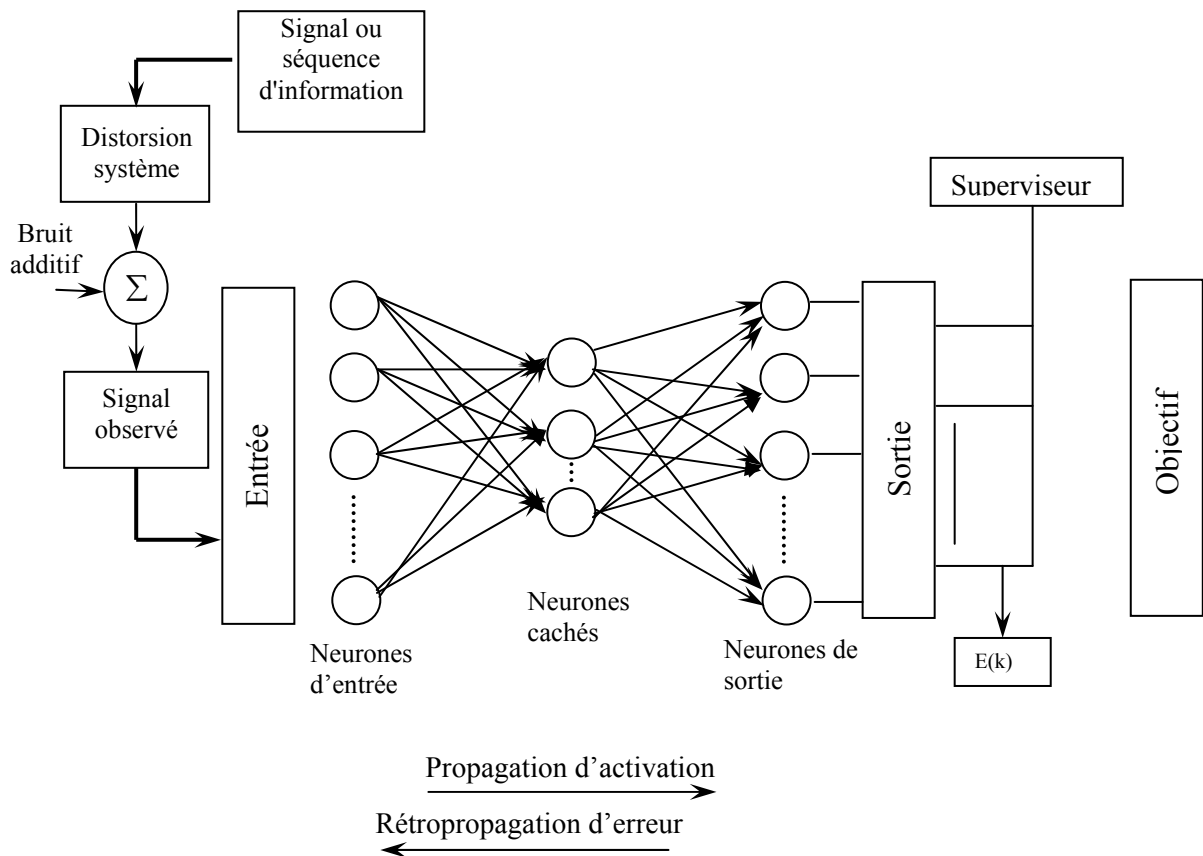


Figure 5.6 : Schéma général d'un système d'égalisation neuronal.

5.7.2 Critère d'apprentissage

Pour pouvoir vérifier la validité des résultats obtenus par le réseau, et nous permettre de comparer le signal obtenu par le réseau avec le signal observé, nous avons opté dans notre travail d'utiliser l'erreur quadratique moyenne (*MSE*).

5.7.3 Apprentissage du réseau de neurones

Une fois l'architecture d'un réseau de neurones choisie, il est nécessaire d'effectuer un apprentissage pour déterminer les valeurs des poids permettant à la sortie du réseau de neurones d'être aussi proche que possible de l'objectif fixé.

Cet apprentissage s'effectue grâce à la minimisation d'une fonction, appelée fonction de coût, calculée à partir des exemples de la base d'apprentissage et de la sortie du réseau de neurones ; cette fonction détermine l'objectif à atteindre.

5.7.4 Présentation des simulations effectuées

Nous cherchons à estimer les performances générales du réseau, les tests couvrent la plupart des grands nombres de choix qui s'imposent à celui qui voudrait entraîner un réseau entre autres, on cite :

- Les nombres des neurones dans les trois couches (entrée, cachée, sortie) et le nombre d'itérations optimales.
- Comment déterminer les valeurs w, μ, m .
- Calculer l'erreur quadratique moyenne.

Nous avons procédé selon la démarche suivante :

Première étape :

La première étape consiste à déterminer l'architecture optimale du réseau de neurone. Les valeurs de ces paramètres dépendent généralement des données du problème et sont difficiles à estimer a priori. On ne fait varier qu'une des constantes du réseau à la fois, par exemple le nombre de neurones dans la couche cachée ou le nombre d'itération pour l'apprentissage, la valeur du taux de l'apprentissage, et le momentum. Ainsi on obtient assez de statistiques pour estimer quelles sont les valeurs optimales des constantes d'apprentissage.

Nous avons entraîné un MLP avec un nombre variable de neurones (2 à 14 neurones) dans la couche cachée, ainsi nous avons fait varier la valeur du taux d'apprentissage μ . Le meilleur choix du nombre de neurone repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre les sorties calculées et celles souhaitées avec un temps d'apprentissage qui serait acceptable.

Dans la deuxième étape : une fois l'apprentissage terminé ; le choix du nombre de neurones de la couche cachée nécessaire, ainsi le taux d'apprentissage. C'est-à-dire la meilleure architecture du réseau obtenu on passe pour construire un égaliseur neuronal permet d'avoir une erreur résiduelle à la convergence très inférieure.

5.7.5 Analyse des résultats

Après l'application du réseau de neurone MLP, le nombre de neurones de la couche d'entrée et sortie est ainsi fixé à 10. La courbe donnée sur la figure (5.7) illustre comment les nombres de neurones dans la couche cachée agissent sur la fonction de cout *MSE*.

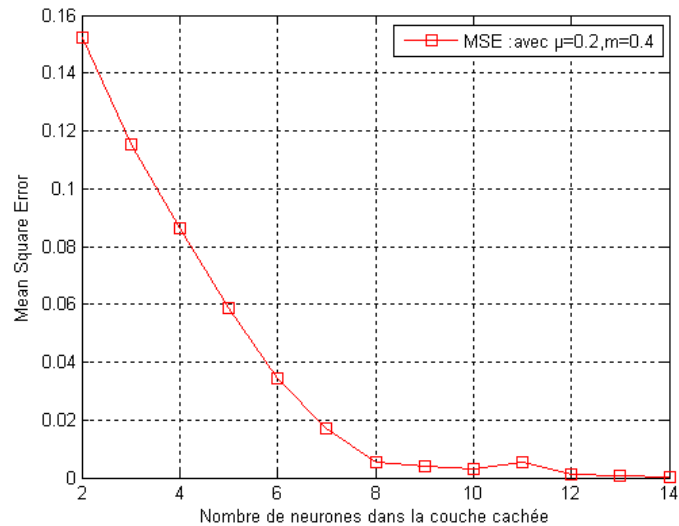


Figure 5.7 : Evaluation du critère d'erreur MSE en fonction du nombre de neurones dans la couche cachée.

Le réseau MLP converge avec un nombre de neurones 'L' dans la couche cachée égal à 14 vers une erreur minimale de l'ordre $4.0549e-004$.

La figure (5.8) montre l'influence de la valeur de pas d'apprentissage μ sur la convergence de l'erreur quadratique moyenne qui converge rapidement vers une valeur minimale ($2.0280e-005$) avec μ égal à 0.3.

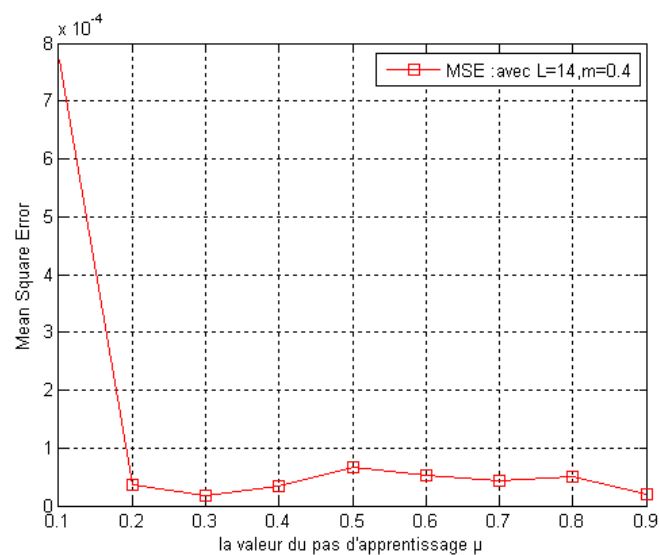


Figure 5.5 : Evaluation du critère d'erreur MSE en fonction du pas d'apprentissage μ .

5.7.6 Validation des résultats

Une fois l'apprentissage terminé, le choix du nombre de neurones de la couche cachée nécessaire, ainsi le taux d'apprentissage et le momentum fixés, l'application de ces

paramètres dans le réseau pour construire un égaliseur neuronal permet d'avoir une erreur résiduelle à la convergence très inférieure permettra d'extraire le signal d'information désiré. La figure (5.9) montre la convergence de l'erreur en fonction du nombre de poche ou itération.

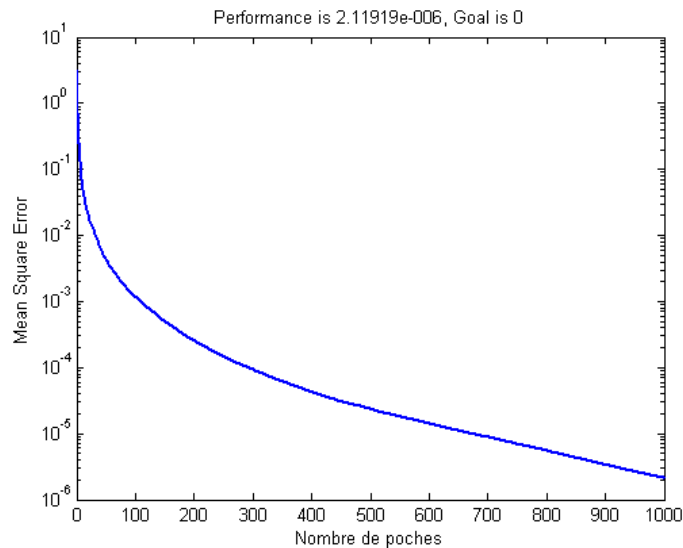


Figure 5.5 : Evaluation du critère d'erreur MSE .

Comme on peut le voir, la remarque pertinente pour ce type d'algorithme neuronal est la lenteur de convergence de l'erreur par rapport aux algorithmes d'égalisation classiques, mais l'erreur quadratique moyenne obtenue *MSE*, arrive jusqu'à 2.11919 e-006 qui est plus faible par rapport aux algorithmes *LMS*, *NLMS* et *RLS* standard.

5.8 Conclusion

Dans ce travail nous avons présenté une structure prédictive basée sur un réseau de neurone avec une stratégie d'apprentissage supervisée.

Malgré leur complexité supérieure aux égaliseurs transversaux conventionnels, les égaliseurs neuronaux se distinguent par leur capacité à reconstituer de manière beaucoup plus précise la réponse impulsionnelle inverse du canal.

L'algorithme d'apprentissage BP (*back propagation*) est en fait une version généralisée du LMS appliquée à des structures non-linéaires [40].

Pour l'égalisation du canal, l'algorithme neuronal présenté s'est montré plus performant que d'autres algorithmes d'égalisation adaptative. Il serait donc un outil extrêmement efficace face à des canaux fortement dispersifs ou non-linéaires. En revanche l'algorithme neuronal est plus lent à converger. Mais l'erreur résiduelle à la convergence est nettement inférieure (par comparaison avec des travaux [42], [43] sur des algorithmes non neuronaux).

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans le domaine du traitement du signal pour les communications numériques, un des enjeux actuels est de développer des systèmes de communication sans fils à forte efficacité spectrale pour des applications militaires et/ou commerciales. La solution adoptée par la troisième génération de téléphonie mobile (3G, UMTS) est basée sur l'accès multiple asynchrone. D'une part, la transmission s'effectue sans synchronisation des utilisateurs dans le cadre de la liaison montante, lors de la transmission des mobiles vers la station de base la plus proche, et d'autre part, les utilisateurs transmettent simultanément dans la même bande spectrale. Afin d'être capable de séparer les différentes communications à la station de base, on attribue à chaque mobile une séquence orthogonale à toutes les autres.

Lors de la transmission, l'onde électromagnétique subit diverses perturbations : interférence des autres utilisateurs, réflexions sur les bâtiments en milieu urbain, atténuation du signal proportionnelle à la distance qui sépare le mobile de la station de base, bruit au niveau des composants électronique, effet Doppler en cas de déplacement rapide du mobile (TGV). Ces perturbations sont d'autant plus importantes que le débit de transmission est élevé. En réception, il est alors nécessaire d'effectuer un traitement supplémentaire appelé « l'égalisation » afin de compenser ces perturbations.

Ces égaliseurs ont 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.

Ce travail a été consacré à l'étude des égaliseurs qui utilisent une séquence dite d'apprentissage connue à la fois de l'émetteur et du récepteur permettant d'estimer la transformation introduite par le canal de propagation.

Nous supposons que le canal de transmission peut être représenté par une fonction de transfert $C(Z)$, entaché d'un bruit additif gaussien,

Notre première contribution a porté sur l'utilisation des égaliseurs adaptatifs qui sont construits à partir de filtres transverses dont les coefficients sont généralement actualisés à partir d'un algorithme avec les différents paramètres et critères d'adaptation, selon le critère des moindres carrés récursifs. Cette dernière montre que les algorithmes LMS et NLMS sont

des algorithmes stables et optimisent un critère des moindres carrés moyens, mais convergent plus lentement que l'algorithme RLS.

Récemment, les réseaux de neurones artificiels deviennent un outil de travail dans le domaine du traitement du signal. Des chercheurs commencent à l'exploiter dans le domaine de l'égalisation [44].

Notre deuxième contribution a porté sur l'utilisation des réseaux de neurones MLP, pour l'égalisation du canal. Cette dernière s'est montrée plus performante que d'autres algorithmes d'égalisation adaptative, la remarque pour ce type d'algorithme neuronal est la lenteur de convergence de l'erreur. En revanche, une faible erreur résiduelle (*MSE*) est obtenue.

Des travaux sont en cours pour utiliser des algorithmes aveugles (non-supervisés) pour entraîner des réseaux de neurones [45], [46].

Perspectives

- L'égaliseur neuronal est encore un sujet d'étude assez vif. En effet, comme continuité de ce travail, il serait intéressant d'améliorer et développer les performances de nouvelles stratégies pour accélérer sa convergence et aussi pour avoir une régulation de la fonction de coût, ce qui doit réduire la complexité de calcul due au nombre de neurones.
- Pour favoriser la convergence d'un égaliseur on utilise usuellement une séquence d'apprentissage c'est-à-dire, un préambule constitué de données connues du récepteur. Lorsque cela n'est pas possible, on est contraint d'utiliser des égaliseurs autodidactes (Auto adaptatifs); donc on parle alors d'égalisation aveugle 'blind equalisation', qui basent leur traitement sur la connaissance a priori des propriétés statistiques des signaux émis. Cette approche fera l'objet de la suite de nos travaux. Seront également considérés les deux problèmes essentiels en l'occurrence la vitesse de convergence qui doit être la plus rapide possible et l'obtention d'une faible erreur résiduelle en poursuite.

Bibliographie

Bibliographies

- [1] Smith C., Collins D., *3G Wireless Networks*, McGraw-Hill Professional, 2002.
- [2] Cédric Demoulin, Marc Van Droogenbroeck, *Principe de base du fonctionnement du réseau GSM*, Belgique, 2004.
- [3] Patrick Gueulle, *Téléphones portables et PC*, Paris, Lavoisier, 2000.
- [4] Buddendick H., Wolfle G., Burger S., Wertz P., *Simulator for performance analysis in UMTS FDD networks with HSDPA*, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on Volume 3, 2004, pp. 2251 - 2255.
- [5] Dornan A., *The Essential Guide to Wireless Communications Applications*, Prentice Hall, 2002.
- [6] René Parfait, *les réseaux de télécommunication*, Lavoisier, 2002.
- [7] 3GPP Technical Specification 22.004, *Technical Specification Group Services and System Aspects: General on supplementary services*, Release 1999, 2000.
- [8] 3GPP Technical Specification 25.107, *Technical Specification Group Services and System Aspects: Quality of Service (QoS) concept and architecture*, Release 1999, 2002.
- [9] Sanchez J., Thioune M., *UMTS, Services, Architectures et WCDMA* Lavoisier, 2001.
- [10] Mounia LOURDIANE, 'CDMA à séquence directe appliqué aux communications Optiques', Paris le 31 janvier 2005.
- [11] A.J.Viterbi, "CDMA, Principles of spread spectrum communication", Addison Wesley Longman Inc, Massachusetts, 1997.
- [12] Amel Aissaoui, 'Synchronisation Adaptative du code PN Dans les système de communication DS/SS ', juin 2008.
- [13] 3GPP-201, 'TS.25.201 UMTS; Physical layer-general description' 3GPP Technical Specification, Tech. Rep. March 2001, version 4.0.0.
- [14] IEEE 11.B, 'IEEE Standard 802.11b,' IEEE Standardization, Tech. Rep., 1999.
- [15] IEEE 15.1, 'IEEE Standard 802.15.1, Specification of the Bluetooth system, version 1.2, ' IEEE Standardization, Tech. Rep., November 2003.
- [16] IEEE 15.4, 'IEEE Standard 802.15.4,' IEEE Standardization, Tech. Rep., May 2003.
- [17] R.Gold, 'Optimal binary sequences for spread multiplexing,' IEEE Tran. on information theory, vol. 13, pp. 619-621, October 1967.

- [18] E. H. Dinan and B. Jabbari, 'Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular network,' IEEE Communication Magazine, pp. 1406-1409, July 1992.
- [19] B. M Popovic, 'Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties,' IEEE Train. On information theory, vol. 38, pp. 1406-1409, July 1992.
- [20] B. M Popovic, 'Spreading sequences for multicarrier cdma systems,' IEEE Trans. On communication, vol. 47, pp. 918-926, June 1999.
- [21] S. C lui and J. J. Kome, 'Non binary Kazami sequences over GF(p), ' IEEE Train. on information theory, vol. 38, pp. 1409-1410, July 1992.
- [22] Samuel C. Yang. 'CDMA RF System Engineering' Artech House Boston, London.
- [23] Sanchez J., Thioune M., UMTS, Services, Architectures et WCDMA Lavoisier, 2001.
- [24] Sarwate D. V., Pursley M. B., Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences, Proceedings of the IEEE Volume 68, Issue 5, 1980, pp. 593 - 619.
- [25] Amel Aissaoui, '*Synchronisation Adaptative du code PN Dans les système de communication DS/SS* ', juin 2008.
- [26] OMAR RACHID HADJAR, 'ANALYSE, IMPLÉMENTATION ET ÉVALUATION DE PERFORMANCE DE LA FUTURE MÉTHODE D'ACCÈS HSDPA' , thèse pour l'obtention du grade de maître ès sciences à l'université de LAVAL QUÉBEC. 2006.
- [27] L. Boithias, La propagation des ondes radioélectrique dans l'environnement terrestre, Edition Dunod, 2^{ème} édition, 1984.
- [28] [www.JPL's wireless communication reference website.com](http://www.JPL's%20wireless%20communication%20reference%20website.com)
- [29] B. Sklar, 'Rayleigh fading channels in mobile communication systems Part characterization,' IEEE Communication Magazine, pp.90-100, July 1997.
- [30] G. L Turin, 'Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio, ' Proceeding of the IEEE , vol. 68, pp.328-354, March 1980.
- [31] S. Faruque, Cellular mobile systems engineering, Artech house, Boston-London, 1996.
- [32] J. G. Proakis, Digital communication, Third edition, New York : Mc Graw-Hill USA, 1995.
- [33] G. L Turin, 'The effect of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA system,' IEEE Journal on Slected Areas in Communication, vol. SAC-2, pp.597-603, July 1984.

- [34] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, ‘ Theory of spread-spectrum communication-A tutorial, ‘ IEEE Trans. on communication, vol. com-30, pp. 855-884, May 1982.
- [35] R. G. Gallager, ‘ The use of information theory in wireless network,’ Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Personal Communication ’96, Paris, France, May 1996.
- [36] 3GPP-201, ‘TS.25.201 UMTS; Physical layer-general description’ 3GPP Technical Specification, Tech. Rep. March 2001, version 4.0.0.
- [37] Traitement du Signal /3TC, Département Télécommunications, INSA-Lyon.
- [38] B. Mulgrew, P. Grant, J. Thompson, "Digital Signal Processing, Concepts and Applications", MacMillan Press, 1999, 356p.
- [39] Gil, 95, 'Diagnostic des Défaillances', Hermès, Paris.
- [40] Marc Parizeau, ‘Réseaux de Neurones GIF-21140 et GIF-64326’’, université de Laval, 2006.
- [41] Hassad.M, Benslimane.S, ‘Reconnaissance automatique de la parole par réseaux de neurones’ thèse de fin d’étude, université de Batna. 1995
- [42] Paulo A. C. Lopes, Gonçalo Tavares and José B. Gerald “A NEW TYPE OF NORMALIZED LMS ALGORITHM BASED ON THE KALMAN FILTER” IST and INESC-ID, INESC-ID, Rua Alves Redol nº 9. 1000-029 Lisboa.
- [43] S. Nasser Eldin, M. Najim et H. Abdel Nour “Réduction du Bruit Impulsionnel par Filtrage de Kalman Rapide Non Linéaire” Equipe Signal et Image, ENSERB et GDR-ISIS, CNRS. BP.99, F33402 Talence Cedex, FRANCE
- [44] Chen, S., Gibson, G.J., Cowan, C.F.N., Grant, P.M., “Adaptive equalization of finite non-linear channels using multilayer perceptrons”, Signal Processing, Vol.20, pp.107-119, 1990.
- [45] You, C., Hong, D., “Nonlinear blind equalization schemes using complex-valued multi-layer feedforward neural networks”, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 9, no 6, pp.1442-1455, nov. 1998.
- [46] Mannerkoski, J., Taylor, D.P., “Blind equalization using least-squares lattice prediction”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 47, no 3, pp. 630-640, mars 1999.

