

17/621.791

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de Fin d'Etude  
Pour l'obtention du Diplôme de Master Académique**

**Domaine : Sciences et Techniques  
Filière : Télécommunications  
Spécialité : Systèmes de Télécommunications**

---

**Réduction des interférences dans les systèmes radio-mobiles**

---

Présenté par :  
✚ BOUGHAZI SOUMIA  
✚ HAMROUNI CHAFIA

Sous la direction de :  
**Dr. REDADAA SALAH**

MAI 2013

# REMERCIEMENTS

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.*

13/2955

*En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur **DR.REDADAA SALAH**, son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail.*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.*

*Je tiens à remercier aussi tout le personnel du département de génie électrique pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploie de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.*

*Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de Ce travail.*

# DEDICACES

*A mes chers parents symbole de sacrifice, de tendresse et d'amour.*

*A mon père « **boughazi mohamed** » école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.*

*A ma mère « **Tarchoune Nabila** » qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite.*

*A mes adorables sœurs « **Houda, Mouna, Rania** ».*

*A mon neveu « **Amir** ».*

*A toutes mes tantes « **Fauzia ,Farida ,Samira** », et à tous mes oncles.*

*A chaque cousin et cousine surtout chère cousine « **Mina** ».*

*A tous mes amis et mes collègues de la promotion de télécommunication « **Cherifa, Meriem, Dafri, Lotfi, Sami, Sami2, Amine** » En témoignage de l'amitié qui nous uni et des souvenirs de tous les moments que nous avons passé ensemble, je leur souhaite une vie pleine de santé et de bonheur.*

*A tous ceux qui m'ont aidé durant ma vie universitaire.*

*Soumia*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*Au tout puissant qui m'a donné la force et le courage d'étudier  
A tout ce qui, de près ou de loin m'ont soutenu sur le chemin du succès*

*Ames chers parents **Abed Rahmen Hamrouni et Ziboudi  
Masouda***

*A mes sœurs **Faiza, Razika, Merieme, Nessrine***

*A mes amis*

*A toute la promotion **de télécommunication***

*A tous qui m'ont aidé durant mes études universitaires*

**Chafia**

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE 1

INTRODUCTION AUX COMMUNICATION MOBILE

**Introduction** ..... 4

**I.1. Généralités sur les réseaux mobiles de télécommunications**.....4

    I. 1 .1.Les réseaux 1G.....4

        I. 1.1.1. Le réseau AMPS.....4

        I. 1 .1.2.Le réseau NM.....5

        I. 1.1.3. Le réseau TACS.....5

    I. 1.2. Les réseaux 2G.....6

        I. 1.2.1. Le réseau GSM .....6

    I. 1.3. Les réseaux 2.5G.....7

        I .1.3.2. Le réseau EDGE.....7

    I 1.4. Les réseaux 3G.....7

        I .1.4.1.Le réseau UMTS.....7

        I.1.5. Les réseaux 4G.....8

        I. 1.5.1. Normes 4G.....9

**I.2. le concept cellulaire**.....10

**I.3.transmission Numérique du signal**.....12

    I. 3.1. l'émetteur..... 13

        I.3.1.1. Codage canal.....13

        I.3.1.2. Codage binaire à symbole.....13

        I.3.1.3. Forme d'onde et filtre démission.....15

        I.3.1.4. Transposition de fréquence et amplification.....16

    I.3. 2.Le Canal radio.....18

        I.3.2.1.Les canaux ondes.....18

    I.3.3.Le récepteur.....21

        I.3.3.1. La démodulation.....21

        I.3.3.2. Filtre de réception.....21

    II. 3.3.2. Filtre de réception.....22

    I.3.3.3. Seuil de décision et décodage canal.....23

# SOMMAIRE

<b>I. 4. Transmission sur l'interface radio</b> .....	24
<b>I.5. Partage des ressources radio</b> .....	24
I.5.1. partage en Fréquence (FDMA).....	24
I.5.2. Partage en temps (TDMA).....	25
I.5. 3. CDMA (code division multiple Access).....	26
<b>Conclusion</b> .....	27

## CHAPITRE 2

### TRAITEMENT DES INTERFERENCES DANS RAI-MOBILES

<b>Introduction</b> .....	29
<b>II .1. Caractéristique du signal dans un environnement radio-mobile</b> .....	29
II .1. Mécanisme de propagation.....	29
II .1.2. Evanouissement et trajet multiples.....	32
II .1.2.1. Types d'évanouissements.....	32
II .1.2.2. Trajets multiples (multipath).....	32
II .1.3. Interférences.....	36
II .1.3.1. Les interférences entre symbole (IES).....	36
II .1.3.2. Interférences Co-canal.....	36
II .1.4. Interférences, critère de Nyquist.....	37
II .1.4.1. interférences entre symbole.....	37
II .1.4.1. interférences entre symbole.....	37
II .1.4.2 .Critère de Nyquist pour une transmission en de bande de base sans IES ....	40
II .1.5. Introduction à legalization.....	43
II .1.5.1. Égalisation linéaire.....	44

## SOMMAIRE

II .1.1.6. Alogorithme de Viterbi.....	49
II. 1.6.2. Les codes convolutifs (ou récurrents).....	49
II. 1.6.2.1. principe du codage convolutif.....	49
II.1.6.2.2. Représentation des codes convolutifs.....	51
II. 1.6.2.2.1. Diagramme en arbre.....	51
II. 1.6.2.2.2. Diagramme en treillis.....	52
II. 1.6.2.2.3. Diagramme d'états.....	53
II. 1.6.2.3. Décodage de code convolutionnel par Viterbi.....	54
II .1.6.4.Applications d'algorithme de viterbi .....	58
<b>Conclusion.....</b>	<b>59</b>

### CHAPITRE 3

#### PLANIFICATION ET OPIMASATION

<b>Introduction.....</b>	<b>61</b>
<b>III. 1. Planification.....</b>	<b>61</b>
III. 1.1. objectifs.....	61
III.1.2.Problématique de la planification.....	62
III. 1.3. processus de planification.....	62
III .1.4.Présentation de logiciel Atoll, outil de planification.....	63
III .1.4.1. Données géographique.....	67
III .1.4.2.Création d'une BTS GSM 900.....	67
III. 1.4.3. Les différences études de prédiction.....	69
III.1.4.3.1.Couverture de la zone par qualité du signal.....	70

## SOMMAIRE

III. 1.4.3.2 .Couverture des zones brouillées.....	71
III. 1.4.3.3. Exemple de couverture par interférence: (cas de wilaya d' Annaba)....	73
III. 1.5. Optimisation du réseau mobile .....	74
III . 1.5.1.Drive test.....	74
III . 1.5.2 . L'interface du logiciel Drive Test.....	75
III.1.5.3. La fenêtre du canal courant (Current Channel).....	75
III. 1.5.3.1.Définition.....	75
III. 1.5.4. La fenêtre de paramètre radio.....	76
III. 1.5.5. Problèmes de qualité.....	77
III.1.5.6. Quelques essais réalisés par Mobilis.....	78
III. 1.5.7.Processus d'analyse.....	80
<b>Conclusion.....</b>	<b>82</b>
CHAPITRE 4	
SIMULATION	
<b>Introduction.....</b>	<b>84</b>
<b>IV.1. Résultat de simulation.....</b>	<b>84</b>
IV .1.1. La chaîne de communication numérique.....	85
IV. 1.2.Diagramme de l'oeil.....	87
IV. 1.3.Egaliseur zéro forcing.....	90
IV .1.4.Egalisation linéaire d'un canal de communication.....	91
<b>Conclusion.....</b>	<b>92</b>
<b>CNOCLUSION GENERALE.....</b>	<b>94</b>

# **INTRODUCTION GENERAL**

### INTRODUCTION GENERAL

L'environnement radio-mobile représente le maillon faible de la chaîne de communication. En effet, la présence de nombreux obstacles, construits ou naturels, engendre une propagation par trajets multiples, qui se traduit par la réception de multiples copies du signal émis différemment retardées et atténuées. Ce phénomène entraîne sur le signal reçu l'apparition de l'interférence entre symboles (IES), les trajets multiples engendrent d'autre part des évanouissements de la puissance reçue, variant en fonction du déplacement du terminal mobile ou des objets dans son environnement. aux difficultés apportées par le canal de transmission s'ajoute l'interférence générée par les signaux des autres utilisateurs du système.

Pour améliorer la liaison, le récepteur peut mettre en œuvre des techniques de traitement du signal comme l'égalisation ou utiliser des antennes multiples, afin de s'affranchir des fluctuations de la puissance instantanée du signal. Un lien radio en présence d'évanouissement peut être caractérisé par la probabilité d'erreur symbole qui permet de décrire sa qualité moyenne.

C'est le critère le plus pertinent, et donc le plus largement étudié, pour l'analyse des performances sur ce type de canal. L'effet de masque ou "shadowing" est responsable des variations à long terme de la puissance moyenne au récepteur. Il est dû à la présence d'obstacles importants entre l'émetteur et le récepteur (immeubles ou forêts). Parce que la vitesse de déplacement des mobiles est limitée, la variation de puissance liée à ces obstacles est considérée comme lente par rapport à la durée symbole. D'autre part, parce que seule une approche statistique permet de modéliser de façon générale un tel environnement, le shadowing est souvent décrit sous la forme d'une variable aléatoire, de type log-normale. Les variations de puissance dues au shadowing engendrent une variation de la qualité du lien radio

au court du temps. Il devient alors caduque de chercher à caractériser un tel lien par une probabilité d'erreur moyenne qui traduit assez mal la réalité de la communication radio.

Ce mémoire est réparti en quatre chapitres. Le premier chapitre est une introduction générale aux communications mobiles. Il donne les notions de base relatives à la transmission numérique du signal ainsi une généralité sur les réseaux mobiles de télécommunications, et le principe de concept cellulaire. Le deuxième chapitre traite les caractéristiques de la propagation dans l'environnement radio-mobile, les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile. Aussi les conséquences d'un canal de transmission imparfait qui entraîne l'apparition d'interférences entre symboles. Le troisième chapitre est consacré à aux outils de simulation pour vérifier la faisabilité d'un réseau radio-mobile à l'aide plusieurs logiciels de planification et d'optimisation telque logiciel ATOLL et le drive test TEMS. Le dernier chapitre concerne la partie simulation pour évaluer les performances d'une chaîne de transmission numérique. Nous avons comparé les performances d'un égaliseur Zéro-Forcing aux performances obtenues avec l'égalisation de Wiener.

# Chapitre 1

## *INTRODUCTION AUX COMMUNICATIONS MOBILES*

## Introduction

Dans les systèmes de télécommunications cellulaires, la qualité d'une communication radio est étroitement liée au canal de propagation. Les évanouissements rapides, dus aux trajets multiples dans l'environnement de propagation, engendrent des fluctuations de la puissance instantanée au récepteur, affectant directement la qualité de la transmission et la capacité du lien avec les taux d'erreurs binaires les moins fiables [1].

Après avoir fait un aperçu sur les générations des systèmes mobiles, et le concept cellulaire nous allons voir les notions de base relatives à la transmission numérique du signal en exposant les principaux modules qui la constituent (émetteur, canal, récepteur), et la définition du canal idéal. Ensuite, les différents paramètres (l'amplitude, la phase, la fréquence) du signal (l'onde) qui peuvent être modulés sont étudiés.

### I.1. Généralités sur les réseaux mobiles de télécommunications

#### I. 1.1.les réseaux 1G

Les systèmes mobiles de première génération, qui font appel à la transmission analogique des communications vocales, ont été lancées au début des années 80. L'architecture d'un réseau pour la première génération (1G) s'inspire de celle des systèmes de radiodiffusion, c'est-à-dire d'un système de communication point-multipoint, un point focal est la station de base elle diffuse vers un vaste territoire Dans lequel des terminaux mobiles se déplacent.

Le prix des terminaux, celui des communications et la capacité de ses standards faisaient de ces mobiles des produits limités aux utilisations professionnelles : sa principale limite était due à l'utilisateur par rapport aux systèmes à modulation numérique, le produit connu 1G en France était le radiocom 2000, d'autres standards équivalents dans le monde étaient AMPS (Advanced mobile phone service), le TACS (Total access communication système) et le NMT (Nordic mobile téléphone).

##### I. 1.1.1. le réseau AMPS

Le service téléphonique mobile avancé (AMPS, Advanced mobile phone service) a vu le jour en 1983 à Chicago. utilisé principalement outre-Atlantique, en Russie et en Asie ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques, une faible capacité d'appel, un spectre limité, une communication de données inadéquate [2]. les caractéristiques essentielles de la norme sont résumées dans le tableau (1.1).

Fréquence (MHz)	Mode d'accès	Duplexage	modulation	Largeur des canaux	Nombre de canaux
Rx : 869-894 Tx : 824-849	FDMA	FDD	FM	30	832

**Tableau 1.1 caractéristiques de la norme AMPS**

### I. 1 .1.2.Le réseau NMT

Le système téléphonique mobile nordique (NMT, Nordic mobile téléphone) a été conçu par des opérateurs de télécommunications (y compris l'administration des télécommunications) et des équipements principalement des pays nordiques. la participation des autres pays dans la conception de NMT se sont révélés ultérieurement bénéfique pour les équipementiers Nokia et Ericsson, qui comptent parmi les premiers fabricants mondiaux d'appareils mobiles. Le système NMT a été mis en service en 1981, fonctionnant au début dans la bande des 450 MHz puis aussi dans la bande des 900MHz par suite de contraintes en matière de capacité [2].

Les caractéristiques essentielles de la norme NMT sont résumées dans le tableau (1.2).

Fréquence(MHz)	Mode d'accès	duplexage	Modulation	Largeur des canaux(KHz)	Nombre de canaux
MT 400 Rx :463-468 Tx :453-458	FDMA	FDD	FM	NMT 400 :25	NMT
NMT 900 Rx :935-960 Tx :890-915				900 :12,5	400 :200 NMT 900 :1999

**Tableau 1.2. Caractéristiques de la norme NMT**

### I. 1.1.3. Le réseau TACS

TACS (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz, ce système fut notamment largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon). Le système 1G présente beaucoup

de point faibles, mais on en a surmonté certaines par des ajouts technologiques au niveau réseau, leur plus grande faiblesse demeure leur capacité limitées, qui a rendu opportune l'introduction d'une technologie de deuxième génération (2G).

## I.1.2. les réseaux 2G

Les standards de seconde génération ont permis aux communications mobiles de connaître un essor considérable sans aucune comparaison avec le faible intérêt des standards analogique 1G.L'innovation apportée par ses standards et l'utilisation des technologies numériques qui ont permis d'améliorer la qualité de la voix et d'augmenter considérablement le nombre d'utilisateurs. L'autre aspect important de cette innovation est la création de la technique handover: on parle ainsi de téléphone cellulaire [3].

Autre facteur positif, la transmission numérique permet d'acheminer non seulement la voix mais aussi des données à travers le spectre des fréquences radioélectrique, prégnant en charge des applications telles que le service de mini messagerie (SMS, short message Service) et le courrier électronique [2].

### I. 1.2.1.le réseau GSM

Il s'agit du standard européen de téléphonie cellulaire de seconde génération, apparu en 1992.cette norme est la première norme européenne utilisant des modulations numériques [3].Les caractéristiques essentielles de la norme sont résumées dans le tableau (1.3):

Fréquence (MHz)	Mode d'accès	duplexage	Modulation	Codage de parole	Debit binaire brut	filtre	Largeur des canaux	Nombre des canaux avec 8 utilisateurs par canal
935-960	TDMA	FDD	GMSK	13Kbit/	270.833	Gaussian	200	124
890-915	FDMA		1bit/symbol	Symbol	Kbit/sym	BT=0.3		

**Tableau .1.3: Caractéristiques de la norme GSM**

GSM mérite bien son qualificatif de système global. En effet, la norme spécifié un système et ne se limite pas à l'interface radio comme la plupart des autres normes radio mobiles (R2000, CT2/CAI, DECT, IS95, etc...). Cette spécification d'ensemble rend possible l'interconnexion des différents réseaux GSM, condition indispensable à un offre de service global sur l'Europe, voir le monde. Les recommandations GSM encore en pleine évolution.de nouveaux services sont en cours de spécifications. Avec GPRS, le réseau évolue vers la commutation des paquets enfin, EDGE permettre de disposer de débits utilisateurs de plus de

motif, classiquement composés de 4,7 ou 12 cellules. la figure (1.2) montre comment la répétition de motifs à 7 cellules permet d'obtenir le pavage d'une zone de taille quelconque.

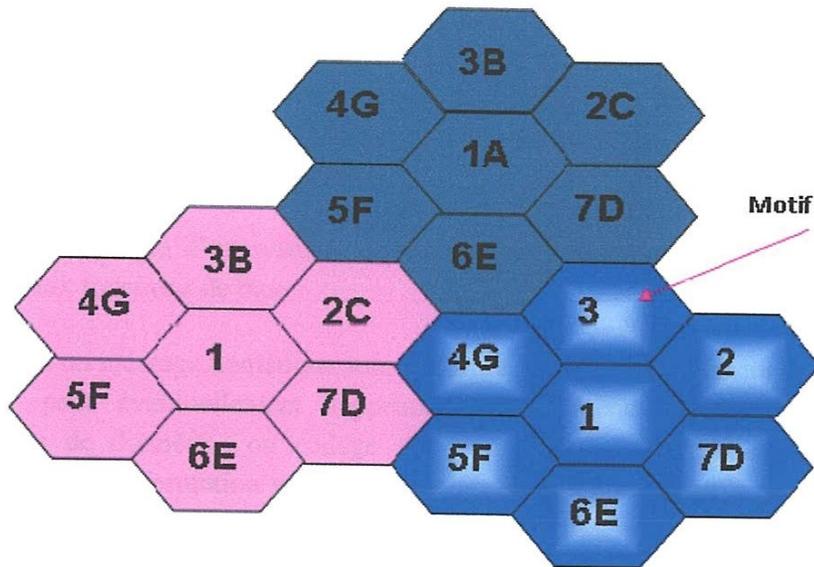


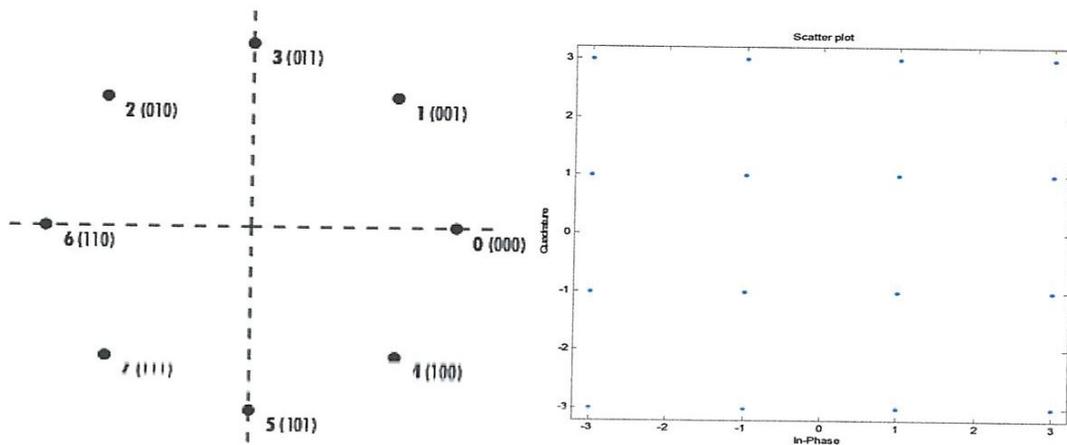
Figure 1.2 : exemple d'un réseau de motifs à 7 cellules

Deux motifs contigus ont leurs centres séparés de la distance de réutilisation. il est clair que diminuer la distance de réutilisation revient à diminuer la taille des cellules et donc à augmenter le nombre de fréquence (canaux) par unité de surface. Réduire la distance de réutilisation équivaut donc à augmenter la capacité du réseau. Un réseau réel, correctement planifié, comporte différentes distances de réutilisation, et parfois différents tailles de motifs, de manière à s'adapter au trafic à écouler dans le réseau (le trafic est directement lié la densité d'utilisateurs) [4].

En résumé, une cellule correspond à la zone couverte par la BTS : c'est à dire la zone où le champ radioélectrique émis a un niveau suffisant pour maintenir une qualité de communication acceptable.

- **Cellule omnidirectionnelle:** cellule équipée d'une BTS à antennes omnidirectionnelle.
- **Cellule sectorielle:** cellule équipée d'une BTS à antennes directionnelles.
- **Site:** emplacement géographique d'installation des équipements et des antennes des BTS.
- **Site trisectorielle:** un site comprenant les équipements nécessaires à trois cellules sectorielles.

Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, appelée constellation, dont chaque point correspond à un symbole  $u_c(t)$ , à côté duquel on indique éventuellement la donnée numérique que le symbole code. Par exemple les constellations des codages MDP8 et MAQ16 peuvent être représentés de la forme suivante, dans le cadre d'un codage de Gray :



a) les constellations des codages MDP8      b) les constellations des codages MAQ16

Figure 1.4: Exemples de constellations (a.b)

### I. 3.1.3. Forme d'onde et filtre émission

Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles  $C_k$  il faut obtenir un signal continu par interpolation. Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence,  $F_s = 1/T_s$  où  $T_s$  est la durée d'un symbole, et une forme d'onde  $h(t)$  permet d'interpoler le signal discret.  $h(t)$  est une fonction non nulle sur et  $[0, T_s]$  comme son nom l'indique donne la forme au signal continu :

$$U_e(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k h(t - kT_s) \tag{1.5}$$

Une forme d'onde classique est tout simplement le rectangle de durée  $T_s$  :

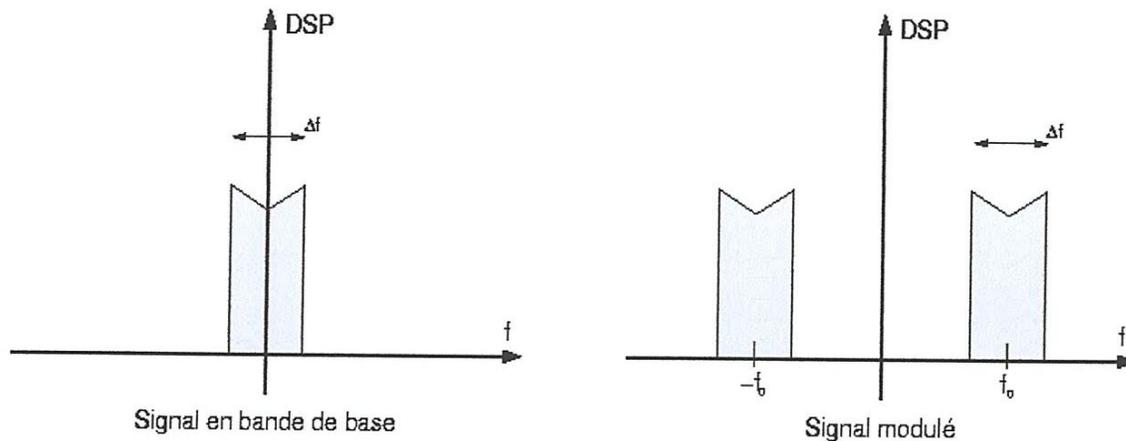
$$h(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{1.6}$$

Le signal ainsi généré a un spectre infini. En pratique il est impossible d'utiliser tout le spectre dans un canal réel, et il est alors nécessaire d'ajouter après cette forme d'onde un filtre

bas fréquence, qui servira à limiter la bande passante du signal émis. Ce filtre est appelé filtre d'émission, et on notera  $g_e(t)$  sa réponse impulsionnelle. Il est placé après la forme d'onde, et souvent dans un souci de simplification on appelle "filtre d'émission" l'ensemble forme d'onde filtre d'émission, qui a donc pour réponse impulsionnelle  $(h * g_e)(t)$ .

### I. 3.1.4. Transposition de fréquence et amplification

La transposition de fréquence est nécessaire dans le cas d'une transmission radio. En effet un canal radio est caractérisé par une bande de fréquences précise, et afin de ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio, il faut s'assurer que la transmission n'utilise que cette bande de fréquence. La largeur de cette bande  $\Delta f$  est souvent faible devant sa fréquence centrale  $f_0$ , et ainsi le signal qui y est propagé est dit à bande étroite. Le signal provenant du filtre d'émission est quand à lui un signal basse fréquence, dit signal en bande de base. La modulation, ou transposition de fréquence, consiste donc à décaler la fréquence centrale du signal pour respecter les caractéristiques imposées par le canal. La figure (1.5) montre la forme des densités spectrales de puissance (DSP) du signal avant et après transposition de fréquence.



**Figure 1.5 : Spectres de signaux avant et après transposition de fréquence**

Parmi les opérations classiques de transposition à la fréquence  $f_0$ , la modulation d'amplitude est la plus simple. Pour cela le signal à moduler est multiplié par un signal sinusoïdal appelé porteuse. Le signal obtenu est le signal d'origine dont le spectre est décalé autour de la fréquence de la porteuse, et a pour largeur de bande celle du signal en bande de base. Si on appelle  $a(t)$  le signal à moduler et  $f_0$  la fréquence de la porteuse, le signal modulé  $u(t)$  est :

$$u(t) = a(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.7)$$

Il est possible de créer deux porteuses orthogonales à la même fréquence en les déphasant de  $\frac{\pi}{2}$ . Cette méthode s'appelle modulation en quadrature, et permet alors de moduler deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  avec chacune de ces porteuses et ainsi doubler la quantité d'information transmise dans la même bande de fréquence. Comme on va le voir dans la section suivante, l'orthogonalité des porteuses assure que les deux signaux seront séparables à la réception :

$$u(t) = u_c(t) \cos(2\pi f_0 t) - u_s(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.8)$$

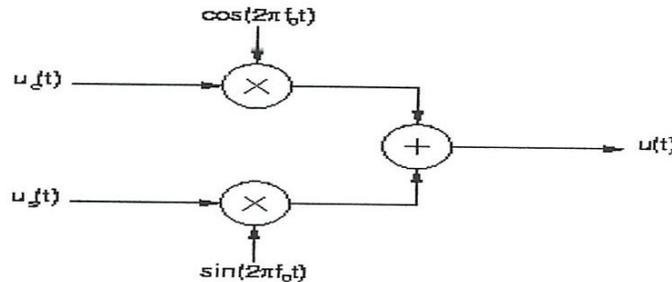


Figure 1.6 : Schéma de réalisation d'un modulateur en quadrature

Pour simplifier les notations, les deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  peuvent être regroupés en un seul, appelé enveloppe complexe :

$$u_e(t) = u_c(t) + i u_s(t) \quad (1.9)$$

Dans ce cas la modulation peut s'écrire :

$$u(t) = \Re(u_e(t) e^{2i\pi f_0 t}) \quad (1.10)$$

Si l'on regroupe le filtre d'émission et la transposition de fréquence, on peut exprimer le signal modulé sous la forme:

$$u(t) = \Re(e^{2i\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{\infty} c_k (h * g_e)(t - kTs)) \quad (1.11)$$

Un amplificateur est enfin nécessaire pour augmenter la puissance du signal afin que son niveau soit suffisant au niveau du récepteur, compensant ainsi les pertes en espace libre. Dans le cas d'un canal radio l'amplificateur est relié à une antenne qui rayonne et crée ainsi le signal radio. Dans le cas d'un canal filaire l'amplificateur est relié au câble.

### I. 3. 2. Le Canal radio

Les modèles de canaux sont utilisés pour introduire des phénomènes physiques (distorsion, bruit, retard...) liés au médium de transmission. suivant le phénomène physique considéré, le modèle du canal varie. il existe deux types fondamentaux de canaux:

- Les canaux d'ondes, qui ne prennent en compte que les phénomènes physiques ayant lieu entre le modulateur et le démodulateur et qui sont très utiles pour étudier les performances des modulateurs et des démodulateurs (typiquement le canal avec bruit blanc gaussien additive, ou AWGN pour additive white Gaussian Noise).
- Les canaux discrets, qui tiennent aussi compte du modulateur et démodulateur et qui sont utilisés pour étudier le codage du canal.

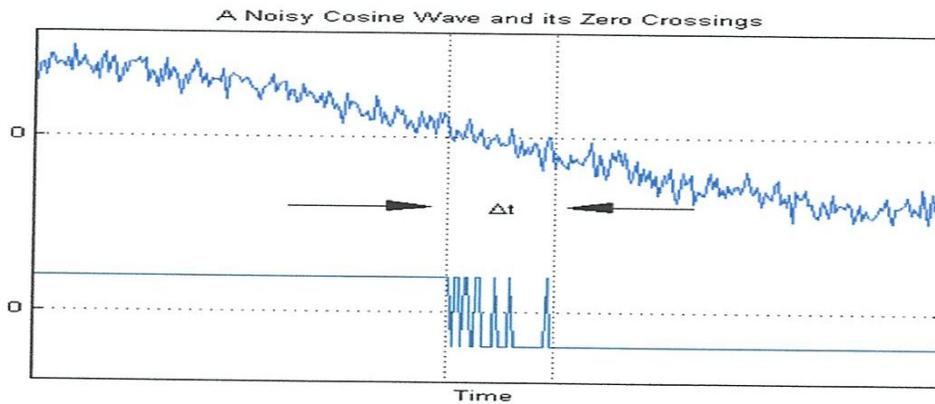
#### I. 3.2.1. Les canaux ondes

le bruit blanc gaussien additif (AWGN) est un modèle de canal, dans lequel la seule valeur de la communication est une addition linéaire de large bande ou un bruit blanc avec une constante de densité spectrale (exprimée en watts par hertz de largeur de bande), et une distribution gaussienne de l'amplitude.

Le canal gaussien est un bon modèle pour beaucoup de satellite et de profonds liens de communications spatiales. Ce n'est pas un bon modèle pour les liens les plus terrestres en raison des multiples, un terrain bloquant, interférences, etc. Toutefois, pour la modélisation du chemin terrestre, AWGN est couramment utilisé pour simuler le bruit de fond du canal à l'étude, en plus de trajets multiples, un terrain bloquant, ingérence, l'encombrement au sol et auto interférences que les systèmes radio modernes rencontrent dans l'opération terrestre.

#### ➤ Effets dans le domaine temporel

Dans les communications de données série, le modèle mathématique AWGN est utilisée pour modéliser l'erreur de synchronisation provoquée par hasard gigue (RJ). Le graphique de droite montre un exemple d'erreurs de synchronisation associée à AWGN.



**Figure 1.7 : un exemple d'erreur de synchronisation**

Le  $\Delta t$  variable représente l'incertitude dans le passage à zéro. Comme l'amplitude du bruit blanc gaussien additif est augmentée, le rapport signal-à-bruit diminue. Il en résulte une augmentation de l'incertitude  $\Delta t$ .

Sous l'effet de bruit blanc additif gaussien, le nombre moyen d'allers soit positif ou négatif allant passages par zéro par seconde à la sortie d'un filtre passe-bande étroit lorsque l'entrée est une onde sinusoïdale est:

$$\frac{\text{positive zero crossings}}{\text{second}} = \frac{\text{négative zero crossings}}{\text{second}}$$

$$= f_0 \sqrt{\frac{SNR + 1 + \frac{B^2}{12f_0^2}}{SNR + 1}} \quad (1.12)$$

Où

- $f = 0$  à la fréquence centrale du filtre
- $B$  = the filtre bandwidth  $B$  = la largeur de bande du filtre
- $SNR$  = the signal-to-noise power ratio in linear terms  $SNR$  = le rapport de puissance signal-sur-bruit en termes linéaires [5].

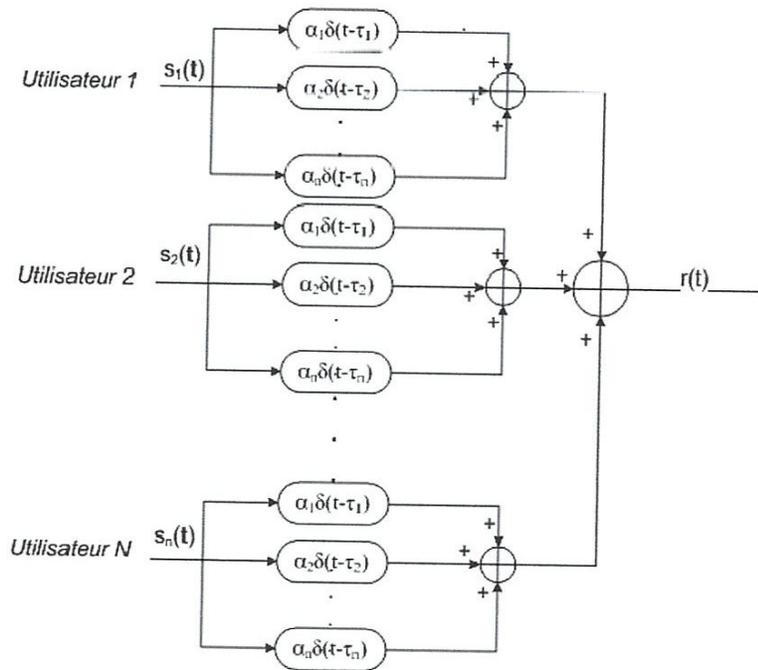
### ➤ **Modèle du canal multitrajets**

A l'inverse du canal AWGN, le canal multitrajets n'est pas stationnaire dans le temps ce qui rend sa modélisation particulièrement complexe. par contre le modèle de canal multitrajets

figure (1.6) permet d'une part, d'évaluer l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation, et d'autre part d'étudier les interférences des autres utilisateurs qui travaillent dans la même bande .pour un environnement comprenant  $i$  utilisateurs et  $n$  multitrajets, le modèle est:

$$R(t) = \sum_i \sum_n \alpha_n s_i(t - \tau_n) \quad (1.13)$$

Où  $\alpha_n$  et  $\tau_n$  sont respectivement l'atténuation et le retard du trajet  $n$ ,  $S_i(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $i$ .



**Figure 1.8: Représentation du canal multi trajets**

Si  $(t)$  étant fixé par le nombre d'utilisateurs désires, il existe deux manière pour définir les paramètres du modèle ( $\alpha_n$  et  $\tau_n$ ): statistique ou réelle.

La première consiste à définir les deux paramètres comme des variables aléatoires ayant une fonction de répartition la plus proche de la réalité .cette méthode donne lieu à des modèles de canaux statistiques et permettent d'évaluer les performances théoriques dans certains cas bien précis .le modèle le plus répandue est le canal à évanouissement ou la sommes des trajets au niveau du récepteur à un instant  $t$ :

$$R(t) = R \cos[\omega_0 + \theta m(t) + \varphi] \quad (1.14)$$

Où  $\theta m(t)$  représente la modulation, et ou  $R$  et sont des variables aléatoires représentant l'effet de la somme de tous les trajets sur l'onde reçue (appelé évanouissement). dans ce type de canal, suit une distribution uniforme entre 0 et  $2\pi$  alors que  $R$  suivra une distribution de Rayleigh dans le cas du canal Rayleigh ou une distribution de Rice dans le cas du canal de Rice. Le premier est plus souvent utilisé si on considère le cas où tous les trajets ont des puissances approximativement égales, alors que le canal de Rice est plus utile quand on considère un trajet direct auquel s'ajoutent plusieurs trajets diffuse de même puissance [6].

### I. 3.3. Le récepteur

Le récepteur qui a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu, comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence, de démodulation (pour les transmissions sur onde porteuse), de filtrage puis échantillonnage et de prise de décision. Le changement de fréquence et le démodulateur permettent de ramener le signal modulé en bande de base. Le signal en bande de base est ensuite filtré puis échantillonné à des instants caractéristiques. Finalement un circuit de décision identifie la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons reçus.

#### I. 3.3.1. La démodulation:

Si l'on connaît la fréquence de la porteuse  $f_0$ , une démodulation que l'on appelle cohérente permet de retrouver le signal d'origine. Pour cela le signal reçu  $u(t)$  est à nouveau multiplié par une sinusoïde à la fréquence porteuse  $f_0$  et le signal obtenu  $s(t)$  est alors la somme de deux signaux : le signal en bande de base qui contient l'information, et un second signal modulé à la fréquence  $2f_0$ . En réalisant un filtrage passe-bas le signal en bande de base  $A(t)$  peut être isolé :

$$s(t) = u(t) \sin(2\pi f_0 t) = A(t) \sin^2(2\pi f_0 t) = \frac{A(t)}{2} - A(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2} \quad (1.15)$$

Cette démodulation s'applique dans le cas d'une modulation classique, c'est à dire avec une seule porteuse. Dans le cas d'une modulation en quadrature, les deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  peuvent être retrouvés au niveau du récepteur en réalisant deux démodulations, avec deux porteuses déphasées également de  $\frac{\pi}{2}$  :

$$\begin{aligned} s_c(t) &= u(t) \cos(2\pi f_0 t) = u_c(t) \cos^2(2\pi f_0 t) - u_s(t) \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \\ s_c(t) &= \frac{u_c(t)}{2} + u_c(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2} - u_s(t) \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2} \\ s_s(t) &= -u(t) \sin(2\pi f_0 t) = -u_c(t) \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t) + u_s(t) \sin^2(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (1.16)$$

Au moyen d'un filtre passe-bas les deux signaux en bande de base sont isolés

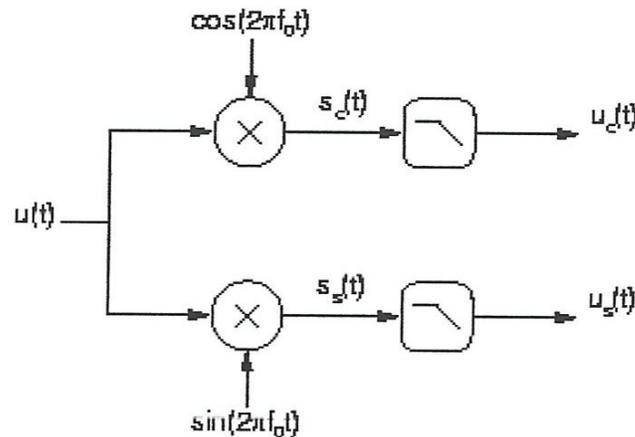


Figure 1.9: Schéma de réalisation d'un démodulateur en quadrature

### I. 3.3.2. Filtre de réception

Le signal démodulé est un signal continu, mais le récepteur va devoir réaliser un échantillonnage afin de déterminer les éléments binaires transmis. Cependant avant l'échantillonnage, on montre qu'il faut réaliser un filtrage adapté à l'émetteur pour une réception optimale des symboles transmis. Dans le cas où aucun filtre d'émission n'est employé (c'est à dire qu'on utilise simplement une forme d'onde, et qu'est  $g_e(t)$  un Dirac), le filtre de réception adapté à la forme d'onde  $h(t)$  a pour réponse impulsionnelle:

$$g_r(t) = h(t_0 - t) \quad (1.17)$$

Où  $t_0$  est l'instant d'échantillonnage. Le système de réception est très simple dans ce cas, car le signal reçu à un instant donné après ce filtrage correspond directement à un unique symbole, et celui-ci peut alors être décodé. Par contre lorsqu'un filtre d'émission est utilisé la réponse de ce filtre est généralement plus longue que  $T_s$ , et le signal reçu à un instant  $t$  ne dépend plus d'un seul symbole émis, mais également des autres symboles. Ce phénomène est appelé interférence entre symboles (IES). Pour annuler cette interférence, il faut qu'à l'instant d'échantillonnage on ne prélève que le symbole émis, et annuler l'influence due aux autres symboles. C'est-à-dire qu'il faut que la réponse impulsionnelle  $r(t)$  de la chaîne de transmission complète ( $r = h * g_e * g_r$ ) vérifie :

$$r(t_0 + kTs) = \rho_0 \delta_{0k} \quad \forall k \quad (1.18)$$

Où  $\rho_0$  est un réel,  $t_0$  et  $Ts$  sont respectivement l'instant et la période d'échantillonnage et  $\delta_{0k}$  est le symbole de Kronecker<sup>1</sup>. On dit dans ce cas que  $r(t)$  vérifie le critère de Nyquist. Le critère de Nyquist permet de déterminer l'expression du filtre de réception pour qu'il soit adapté au filtre d'émission et à la forme d'onde. De plus on peut montrer qu'il existe une répartition optimale entre les deux filtres d'émission et de réception, que l'on nomme demi-Nyquist, ou racine de Nyquist.

### I. 3.3.3. Seuil de décision et décodage canal

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu  $d_k$  après le filtre de réception. Ce symbole peut être différent du symbole qui avait été envoyé  $C_k$  à cause de perturbations introduites par le canal. La détection par maximum de vraisemblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité. Pour cela on sélectionne le point de la constellation le plus proche (au sens de la distance euclidienne) du symbole reçu, et les bits qui sont associés à ce point de la constellation sont les bits qui ont été émis avec la plus grande vraisemblance. Le plan complexe est ainsi partitionné en zones de décision, chacune correspondant à un symbole de la constellation, et donc à un ensemble de bits particulier. Sur une constellation particulière, on peut représenter les limites de ces zones par des traits pointillés (on suppose que tous les symboles sont équiprobables):

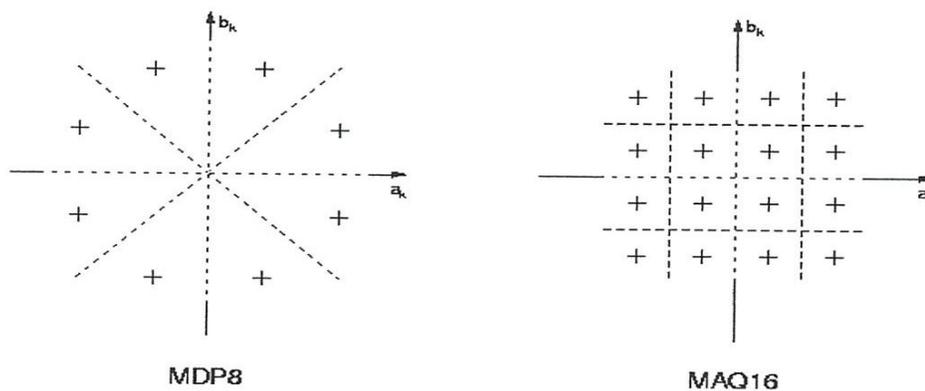


Figure 1.10: Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16

Le signal décidé (au sens du critère de maximum de vraisemblance), sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur correspond au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger.

Dans le cas d'un système FEC (Forward error correction) les erreurs sont corrigées directement par le décodeur, et dans le cas d'un système ARQ (Automatic Repeat reQuest) les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de transmettre à nouveau les informations.

#### **I. 4.transmission sur l'interface radio**

L'intérêt d'un réseau radio-mobile est explicite dans son appellation même: la mobilité. L'utilisation d'une liaison radio permet de couper ce cordon ombilical qui relié un téléphone, un micro-ordinateur, un télécopieur aux réseaux fixes et les autorise à avoir une totale liberté de mouvement. Comme toute autonomie, cette indépendance ne va pas sans contreparties. L'interface radio est une des parties les plus sophistiquées du système. Pour un système de communication mobile, des terminaux doivent pouvoir ne pas être physiquement reliés au réseau. C'est ainsi que la mobilité est assurée à travers l'interface radio ou interface Air qui permet une connectivité sans fils des terminaux au réseau de couverture. Elle est constituée de mécanismes permettant l'émission et la réception des signaux radiofréquence de manière efficace et sûre, quelles que soient les conditions de propagation [7].

#### **I.5.partage des ressources radio**

Un système radio-mobile a besoin d'une partie du spectre radio pour fonctionner. Les concepteurs doivent donc demander une bande de fréquence auprès de l'instance officielle chargée de la gestion du spectre. Il sera nécessaire de définir les principes de communication à l'intérieur du médium pour que les utilisateurs puissent se partager le canal. Ces principes basés sur le partage de la ressource sont appelés techniques de méthode d'accès. Historiquement, ils existent trois possibilités de partage:

##### **I. 5.1. partage en Fréquence (FDMA)**

Le FDMA (ou AMRF: **Accès Multiple à Répartition dans les Fréquences**) est la technique la plus ancienne où les utilisateurs se partagent la bande passante du canal alors divisée. Chaque utilisateur se voit allouer une fréquence porteuse différente. La figure (1.11) illustre le principe de répartition en fréquence du FDMA.

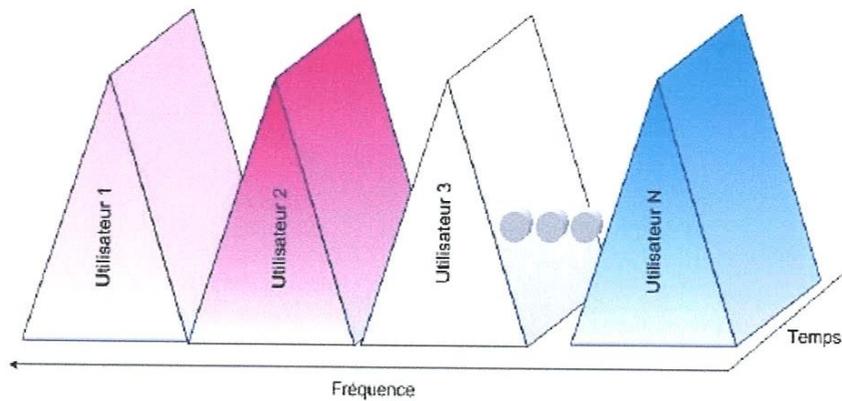


Figure.1.11.Représentation temps –fréquence du FDMA

Il peut alors émettre en continu dans sa bande de fréquence propre. La largeur de la bande étant plus réduite que la bande totale autorisée, elle permet à cette technique d'être moins sensible aux interférences. Son inconvénient majeur est le manque de souplesse pour la réalisation d'un débit variable. Le nombre d'utilisateurs est fixé par le nombre de synthétiseurs de fréquence implantés dans le système.

### I. 5.2.partage en temps ( TDMA)

Contrairement à la méthode précédente où chaque utilisateur travaille sur une porteuse différente, le TDMA (ou AMRT: *Accès Multiple à Répartition dans le Temps*), utilise ici une fréquence fixe, son émission est alors restreinte à des intervalles de temps prédéfinis. Le temps est ainsi découpé en intervalles de longueurs fixes ou « Slots ». Nous ne pouvons pas émettre en continu, mais seulement à certains instants définis de façon périodiques, la transmission se faisant en rafales, le débit est plus grand que pour le FDMA mais entraîne une sensibilité plus importante aux interférences (un retard peut dégrader l'intervalle de temps suivant). Son inconvénient principal est la nécessité d'une synchronisation entre tous les utilisateurs avec une horloge commune.

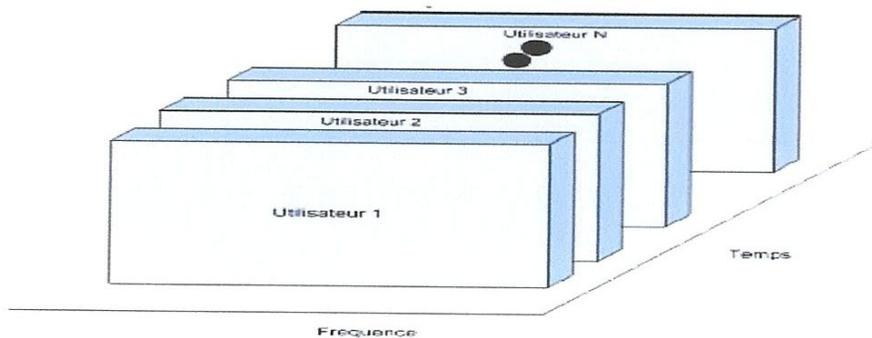


Figure.2.11: Représentation temps –fréquence du TDMA

### I. 5.3. CDMA (code division multiple Access)

La technique du CDMA (ou AMRC: *Accès Multiple à Répartition par les Codes*) repose sur l'accès du canal par tous les utilisateurs, qui pourront émettre en continu et sur toute la largeur de bande disponible. Ce principe est généralement identifié comme une technique d'étalement de spectre.

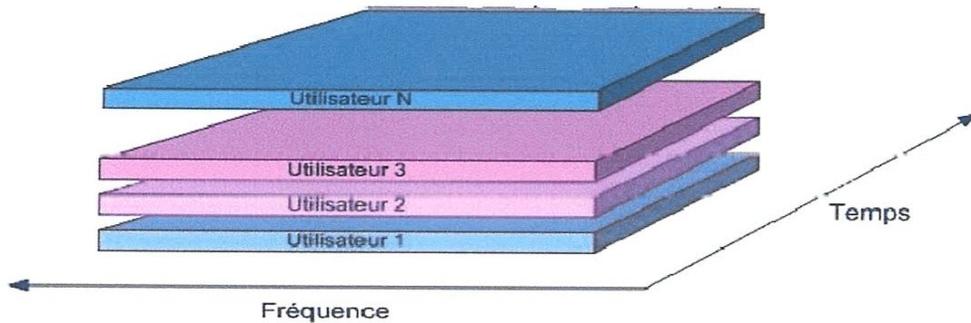


Figure.2.13.Représentation temps / fréquence du CDMA

Ici, chaque utilisateur est reconnu grâce à un code qui lui est propre. Ce code, qui a un débit plus élevé que la donnée, a la propriété d'étalement le spectre de la donnée transmise. La récupération de l'information se fait en réalisant l'opération inverse, c'est-à-dire en démodulant avec le code utilisateur identique. L'émission de chaque utilisateur est alors perçue par les autres utilisateurs comme un bruit. L'inconvénient de cette méthode est la diminution du débit réel dans la mesure où chaque bit de données sera codé par un mot de longueur inférieure et variable.

## Conclusion

En somme dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur la chaîne de communication numérique radiofréquence (émetteurs, canal, récepteur), dans les deux parties émetteurs et récepteur nous avons examiné un certain nombre de modulation qui sont aujourd'hui utilisée. nous avons aussi vu les deux canaux d'onde les plus utilisés à savoir le canal AWGN (canal à bruit blanc gaussien additif), qui permet d'évaluer les performances d'un système en terme de bruit, et le canal multitrajets qu'est plus utilisé pour évaluer les perturbations dues aux multitrajets et aux autres utilisateurs travaillent dans la bande considérée. Enfin, nous avons présenté quelques généralités sur les communications mobiles et le concept cellulaire en plus de quelques méthodes d'accès multiples.

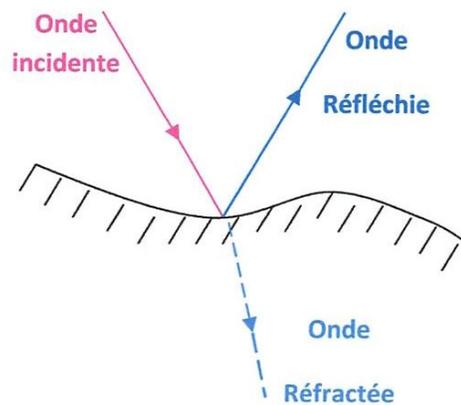
Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, qui ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différents, et qui arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation.

La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu d'un autre côté [6].

Nous considérons par défaut la liaison descendante .les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. Dans la plupart des cas réels, la propagation n'a pas lieu en espace libre car de nombreux obstacles naturels se trouvent sur le trajet des ondes (sol, végétation, bâtiments, mobilier...). Plusieurs mécanismes interviennent alors dans la propagation. Il s'agit principalement des suivants :

- **La réflexion :**

Elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde, comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.



**Figure. 2.1 : Principe de la réflexion**

- **La diffraction :**

Elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur .dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle.

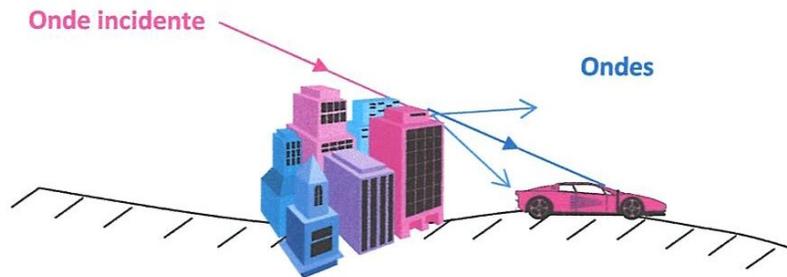


Figure .2.2 : Principe de la diffraction

• **La diffusion :**

Elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation .dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

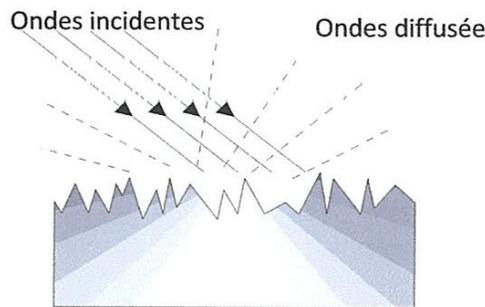


Figure.2.3 : Principe de la diffusion

La figure (2.4) reprend les différents obstacles que peut rencontrer le trajet direct lors du déplacement du véhicule.

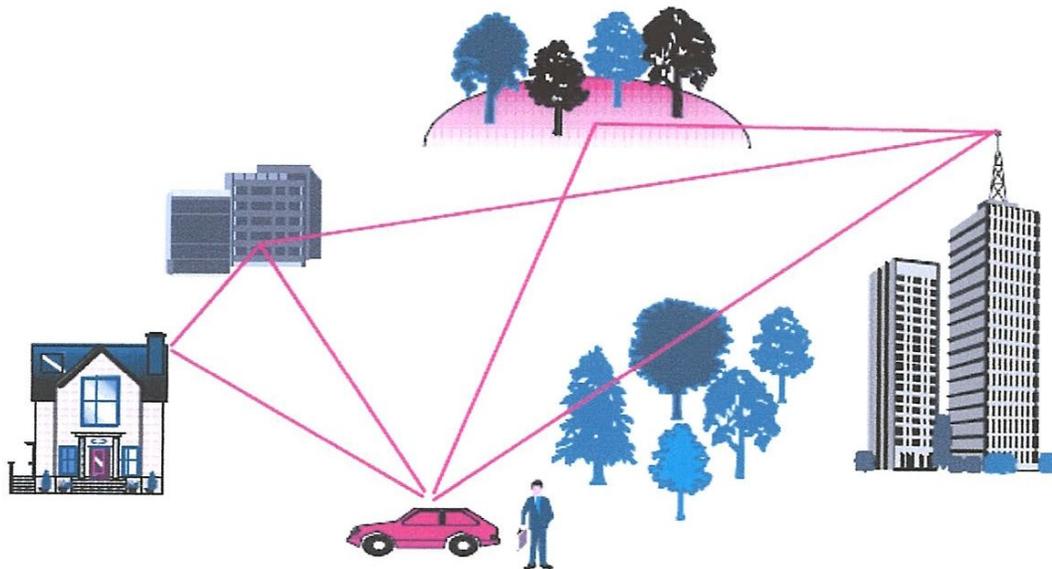


Figure .2.4 : Les distortions sur le signal

Le shadowing est donc une atténuation sur la puissance du signal reçu qui intervient de façon aléatoire, cette atténuation pouvant même aller jusqu'à l'extinction de la porteuse. La figure suivante représente les variations dues au shadowing de la puissance du signal reçu en fonction du temps pour un véhicule se déplaçant à 60 km/h.

## **II .1.2.Evanouissement et trajet multiples**

Le canal radio-mobile est donc un canal fluctuant à trajet multiples. D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de la puissance du signal mesurée à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (« fading »).

L'évanouissement que connaît une communication sans-fils est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible dus à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré.cet évanouissement décrit la fluctuation rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. ce phénomène est causé par l'interférence d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel.la résultante peut grandement varier en amplitude et en phase tout dépendamment de multiples facteurs tels que l'intensité, le délai entre les ondes, etc.la performance du système peut donc être très dégradée par l'évanouissement [7].

### **II .1.2.1.Types d'évanouissement**

En générale les évanouissements sont subdivisés en deux grandes catégorie: «évanouissement à long temps» et « évanouissement à court terme ». L'évanouissement à long terme se manifeste lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques milliers de mètres).Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines, etc) ou à la forme du terrain .en pratique, cet évanouissement est modélisé d'après des équations qui déterminent « l'affaiblissement de parcours » L'évanouissement et à court terme se réfère à l'évolution spectaculaire de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Cette variation rapide est due aux trajets multiples générés par les divers réflecteurs et diffuseurs de liaison. Le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations d'amplitude de l'enveloppe du signal reçu. Statistiquement, ces fluctuations d'amplitude de l'enveloppe à court terme sont généralement caractérisé par un loi de Rayleigh ou de Rice.la première généralement au milieu urbain, quand il n'y a pas une ligne visuelle directe (NLOS : no line-of-sight), tandis que la seconde correspond au milieu rural, quand il y a une ligne visuelle direct (LOS) [7].

### **II .1.2.2.Trajets multiples (multipath)**

Propagation par trajets multiples est une réalité de la vie dans tout scénario de la radio terrestre. Alors que la ligne directe de chemin ou de visée est normalement le signal utile principale, un récepteur de radio de recevoir de nombreux signaux résultants à partir du signal de prendre un grand nombre de chemins différents.

### II .1.3. 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 importante (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 entre symboles et les interférences Co-canal.

#### II .1.3.1. Les interférences entre symbole (IES)

Dans un système numérique, particulièrement s'il fonctionne à un débit élevé, la dispersion des retards fait que chaque symbole (ou unité d'information) chevauche le précédent et les subséquents. d'où le phénomène d'interférence entre symbole (Inter symbole Interference, ISI), contrairement au bruit, l'IES possède une structure particulière qui permet de la combattre C'est le rôle d'égalisation, Il existe des solutions pour réduire les interférences inter-symboles par exemple l'algorithme de Viterbi, l'OFDM .

#### II .1.3.2. Interférences Co-canal

L'interférence Co-canal (*Co-channel interference*) se produit lorsque le même canal fréquentiel est utilisé dans des sites qui ne sont pas suffisamment éloignés. Ce phénomène se rencontre de façon important dans les systèmes à réutilisation de fréquences comme les systèmes cellulaires. La figure (2.9) illustre ce mécanisme d'interférence.

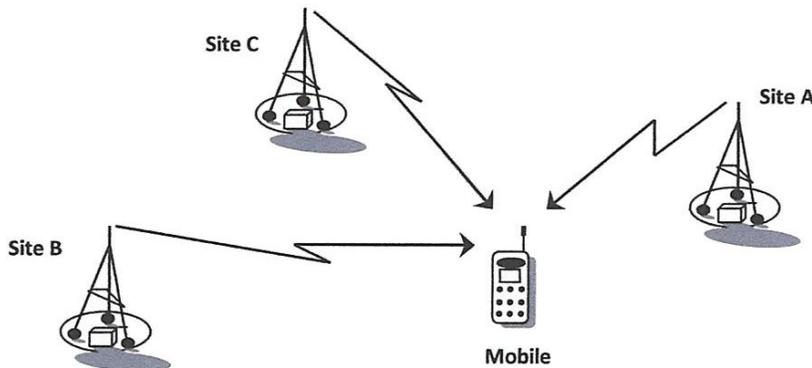


Figure 2.9 : Interférence Co-canal (A, B, C émettent sur le même canal).

## II. 1.4. Interférences, critère de Nyquist

La dispersion provoque le phénomène d'interférences entre symbole (IES), qui consiste en un chevauchement partiel de certains symboles adjacents. Ses effets sont rarement déterministes (excepté pour une ligne fixe), ils sont souvent aléatoires (pour une ligne téléphonique entre deux abonnés) et variables dans le temps (cas d'une communication mobile) [3].

### II.1.4.1. interférences entre symbole

Nous considérerons un système de transmission avec une modulation de type QAM (liaison modélisée en bande de base) ou PAM (pulse amplitude modulation) schématisé comme suit (figure 2- 10).

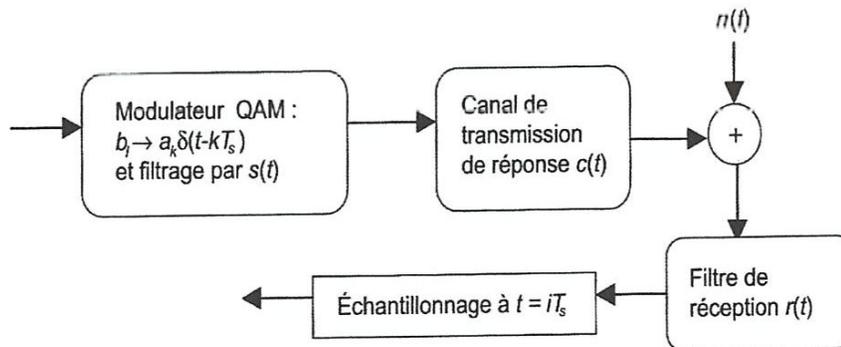


Figure .2.10 : transmission (bande de base) d'un signal modulé en QAM ou PAM

Le modulateur transforme la séquence binaire et produit le signal transmis :

$$X(f) = \sum_i a_i s(t - iT_s) \quad (2.3)$$

Le signal est ensuite modifié par le canal de propagation de réponse impulsionnelle. De plus ; le canal introduit un bruit additif au signal à l'entrée du récepteur celui ci reçoit donc le signal :  $z(t) = x(t) * c(t) + n(t)$ . Ce signal  $z(t)$  est alors passé dans un filtre de réception de réponse  $r(t)$ . La sortie  $y(t) = r(t) * z(t)$  est alors échantillonnée de façon synchrone avec l'émetteur. Finalement, un dispositif de décision reconstruit les données symboles de l'entrée à partir de cette sortie échantillonnée. En particulier il doit décider  $Y(t)$  du système émis à l'instant  $i$ , c'est-à-dire fournir  $\hat{a}_i$

$$Y(t) = \sum_i a_i \rho(t - Ts) + w(t) \quad (2.4)$$

Sans tenir compte d'un délai arbitraire  $t_0$ , que devrait être inclus dans l'argument de L'impulsion  $\rho(t - Ts)$ . Figure (2.11) déformations dues à la dispersion pour un signal BPSK avec une fréquence  $f_c \sim 100\text{Hz}$ . la réponse impulsionnelle globale du système de transmission (filtre d'émission, canal, de réception) s'écrit comme la convolution des trios réponse mises :

$$p(t) = s(t) * c(t) \times r(t) \tag{2.5}$$

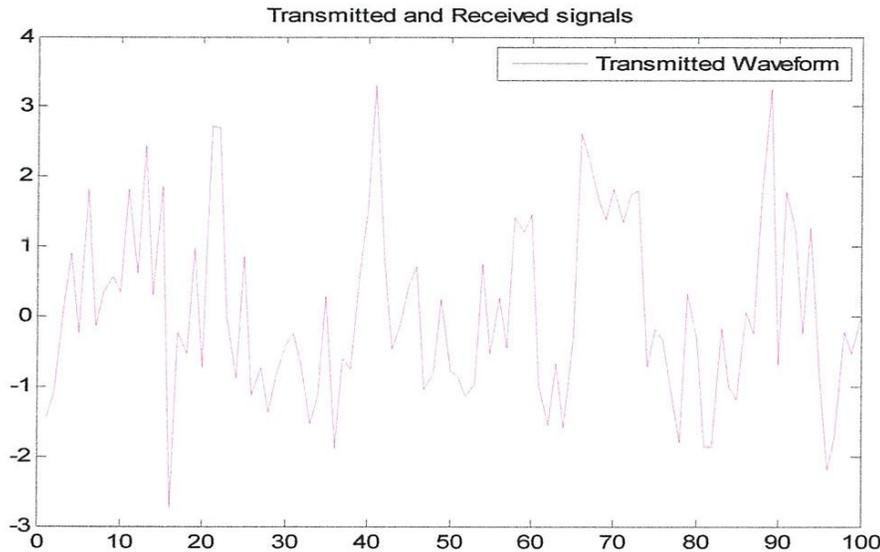


Figure.2.11: signal BPSK- Fc canal=100Hz

Dans le domaine fréquentiel, cette relation devient

$$P(f) = S(f)C(f)R(f) \tag{2.6}$$

le terme  $w(t)$  est le produit à la sortie du filtre de réception par le bruit additif d'entrée du récepteur  $n(t)$ . La sortie  $y(t)$  est échantillonnée aux instants :  $t_i = iT$ , ce qui donne :

$$Y(t) = p(0)a_i + \sum_{k \neq i}^{+\infty} a_k \rho((i - k)T) + w(t_i) \tag{2.7}$$

Dans cette expression :

- Le premier terme  $p(0)a_i$  représente la contribution du  $i^{\text{e}}$  symbole transmis ;
- Le second terme représente l'effet résiduel de tout le symbole transmis sur le décodage de l' $i^{\text{e}}$  symbole.
- Le dernier terme  $w(t_i)$  représente le bruit à l'instant  $t_i$ .

En l'absence de bruit et d'IES, on voit que :  $y(t) = p(0)a_i$  , est décodé correctement (si  $(P(t) \neq 0)$ ).

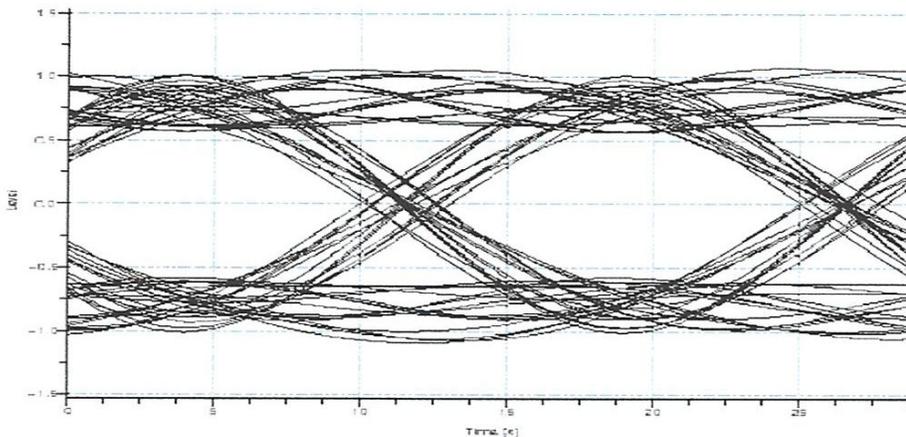
La présence inévitable d'IES et le bruit dans le système introduit des erreurs dans le dispositif de décision. Par conséquent, dans la conception des filtres de transmission et de réception, l'objectif est de minimiser le bruit et d'IES. Le rapport signal sur bruit est élevé, comme dans le cas du système téléphonique, le fonctionnement du système est beaucoup plus limité par l'IES que par le bruit ; en d'autre terme, il est possible, en premier approximation, de négliger le bruit  $n(t_i)$  .En particulier, nous chercherons à déterminer les caractéristiques de la réponse impulsionnelle  $p(t)$  ou de la réponse fréquentielle  $P(f)$  telle que l'IES soit totalement éliminée[3].

➤ **Diagramme de l'œil**

La quantité d'IES affectant une communication peut être visualisée en observant le faisceau de tracés du signal reçu sur un multiple de la durée symbole, c'est-à-dire la superposition de l'intervalle  $[y(iTs)y((i+k)Ts)]$ .

Le résultat visuel s'appelle *diagramme de l'œil*, en raison de sa ressemblance avec un œil, pour la transmission de symbole binaire.

La figure (2.12) donne le diagramme de l'œil pour un signal BPSK .



**Figure.2.12 : diagramme de l'œil pour un signal BPSK**

Ce diagramme de l'œil fournit des informations intéressantes sur les performances de la chaîne de transmission .La hauteur de l'œil (ouverture verticale) définit la marge dont on dispose en terme de bruit additif. En effet, la présence de bruit causera une erreur de décision, avec une probabilité d'autant plus grande que cette hauteur sera petite. L'instant d'échantillonnage idéal correspond à l'abscisse de plus grande ouverture. La largeur de l'œil (ouverture horizontale) donne la marge dont on dispose en écart de temps entre l'instant d'échantillonnage idéal et un autre instant. La pente de la fermeture (ou ouverture) de l'œil détermine la sensibilité à une erreur par rapport à cet instant optimal. Lorsque l'effet de l'IES est complètement fermé. Il faut alors trouver une technique pour corriger cet effet [3].

### II.1.4.2 .Critère de Nyquist pour une transmission en de bande de base sans IES

A Partir de l'équation, il est facile  $Y(t) = p(0)a_i + \sum_{k \neq 0}^{+\infty} a_k \rho((i-k)T) + w(t_i)$  de déterminer la condition sur  $p(t)$  pour laquelle il n'y aura pas d'IES. Cette condition est appelée *critère de Nyquist en temps* :

$$P((i-k)Ts) = \begin{cases} \rho(0) & \text{pour } i = k \\ 0 & \text{pour } i \neq k \end{cases} \quad (2.8)$$

Si cette condition est remplie : et il n'y a pas d'IES.

$$Y(t_i) = p(0)a_i \quad (2.9)$$

Le filtre  $p(t)$  qui représente le canal total est dit canal de Nyquist s'il vérifie cette condition C1. Nous pouvons réécrire cette condition de reconstruction parfaite en l'absence de bruit dans le domaine fréquentiel. Considérons le signal  $p_e(t)$  représentant la réponse impulsionnelle du canal  $p(t)$  échantillonnée tous les  $T_s$

$$P_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \rho(nTs) \delta(t - nTs) \quad (2.10)$$

La transformée de Fourier de ce signal  $p_e(t)$  s'écrit :

$$P_e(f) = \frac{1}{Ts \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \rho(f - \frac{k}{Ts})} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \rho(nTs) \delta(tnTs) \right) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.11)$$

La condition écrite précédemment implique

$$P_e(f) = \int \rho(0) \delta(t) e^{-j2\pi ft} dt = p(0) \quad (2.12)$$

Soit la nouvelle condition (2.13)

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} p(f - \frac{k}{Ts}) \quad (2.13)$$

La réponse fréquentiel  $P(f)$  élimine l'IES sur des échantillons pris à intervalles constants  $T_s$  si elle satisfait la condition C2. La réponse du canal correspondant à l'échantillonnage en temps au rythme symbole doit être constante.

**II. 1.4.3. filtres de Nyquist en cosinus surélevé (Raised cosine)**

Un ensemble de fonction de transfert vérifie le critère de Nyquist ; dans le cas où  $P(f) = 0$  pour  $|f| > \frac{1}{T_s}$ . Ce sont les fonctions dites en cosinus surélevé (RC). Elles sont définies par :

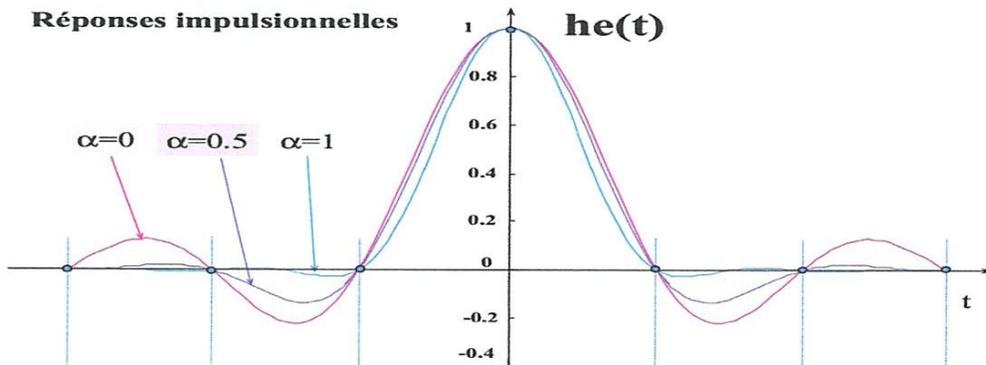
$$P_{RC}(f) = \begin{cases} p(0)T_s & \forall |f| < \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ \frac{p(0)T_s}{2} (1 + \cos(\pi \frac{T_s}{2} (f - \frac{1-\alpha}{2T_s}))) & \forall \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq f_{\max} \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & \forall |f| > f_{\max} \end{cases} \quad (2.14)$$

Le paramètre  $\alpha$  ; compris entre 0 et 1 ; est appelé coefficient d'arrondi ou coefficient d'excès de bande ou roll-off. Pour  $\alpha = 0$  ; on obtient le filtre rectangulaire vu précédemment. Pour  $\alpha = 1$  ;  $P_{RC}(f) = p(0) \frac{T}{2} (1 + \cos \pi f T_0)$ . la réponse du canal dans le domaine temporel vaut :

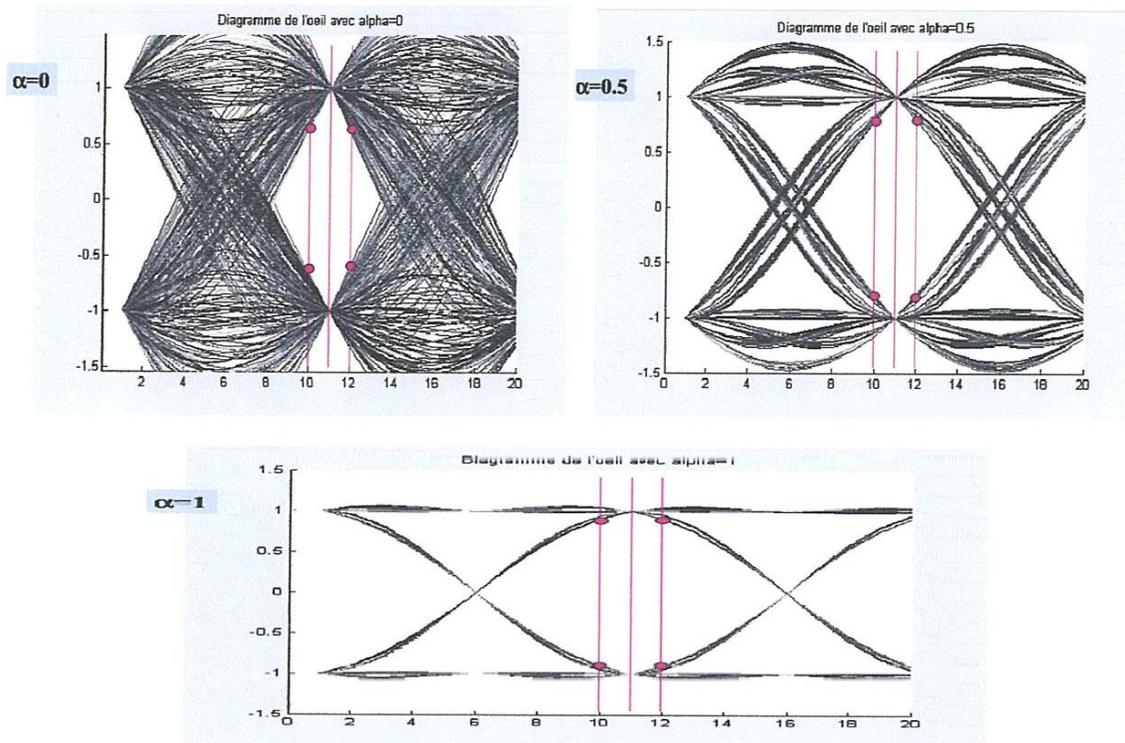
$$P(t) = \frac{p(0) \operatorname{sinc}(\frac{t}{T_s}) \cos(\frac{\pi \alpha t}{T_s})}{1 - (\frac{2 - \alpha t}{T_s})^2} \quad (2.15)$$

La figure (2.13) représente les courbes obtenues en fréquence et en temps pour  $\alpha = 0.5$  et 1. la courbe obtenue pour  $\alpha = 1$  montre une rapide décroissance (en  $1/t^2$ ) de  $p(t)$ , qui rend la réception du signal simplifiée, car moins sensible aux erreurs d'instant d'échantillonnage. Cette remarque est illustrée par la figure (2.14), qui donne le diagramme de l'œil pour un signal BPSK transmis sur un canal de Nyquist, avec  $\alpha = 1$ . Bien sur, cette amélioration se fait au détriment de la bande passante, qui est double de celle du canal de Nyquist idéal ( $\alpha = 0$ ).

➤ **Cas d'un canal idéal, filtres en racine de cosinus surélevé**



**Figure.2.13: Réponse fréquentielle et temporelle pour les filtres cosinus surélevé**



**Figure.2.14 : Diagramme de l'œil pour un signal BPSK transmis un canal de Nyquist**

Pour ne pas avoir d'IES et utiliser au mieux la largeur de bande  $B$  disponible, nous choisirons un rythme symbole tel que  $T_s = 1 + \frac{\alpha}{2B}$  avec  $0 < \alpha < 1$ , et des filtres de transmission et réception en racine de cosinus surélevé pour ce rythme symbole. Nous aurons  $0 < \alpha < 1$  donc :

$$|S(f)| = |R(f)| = \sqrt{P_{rc}(f)} \quad (2.16)$$

La réponse en cosinus surélevé, qui assure l'annulation de répartition entre les filtres d'émission et de réception. Cette répartition est judicieuse à tous points de vue puisque :

- Le couple filtre d'émission-filtre de réception est équivalent à un filtre de Nyquist (qui n'introduit pas d'IES).
- Le filtre de réception est adapté au filtre d'émission.
- Le filtre d'émission limite la bande passante du signal émis (pour ne pas empiéter sur les canaux adjacents) et celui de réception limite la bande du signal reçu (et supprime ainsi une partie des interférences dues aux autres canaux).

Ces filtres sont couramment mis en œuvre dans les systèmes de communication numérique, avec des valeurs de  $\alpha$  l'ordre de 0,2 à 0,5 [3].

## II. 1.5. Introduction à légalisation

Les performances d'un système de transmission numérique s'expriment en termes de fiabilité. Elle peut être assurée par :

→Le codage de canal, ou codage correcteur d'erreur (« Forward Error Correction » FEC) qui introduit de la redondance dans le message émis.

→L'égalisation qui permet d'exploiter au mieux la bande passante du canal en compensant en réception les distorsions introduites par le milieu de transmission, les équipements électroniques etc...

Il existe en fait deux approches :

→Une approche optimale (algorithme de Viterbi ) qui consiste à déterminer les données émises, par l'application du critère du Maximum de Vraisemblance (MV) c'est une méthode souvent lourde en complexité.

→Une approche sous optimale qu'on appelle égalisation :

- En l'absence de bruit, l'égaliseur est un simple filtre inverse dont le rôle est de rendre plate la réponse fréquentielle de l'ensemble (canal + égaliseur).
- En présence de bruit, le filtre inverse amplifie le bruit et un autre critère est utilisé afin d'effectuer un compromis entre réduction du bruit et des interférences (critère de l'erreur quadratique moyenne).

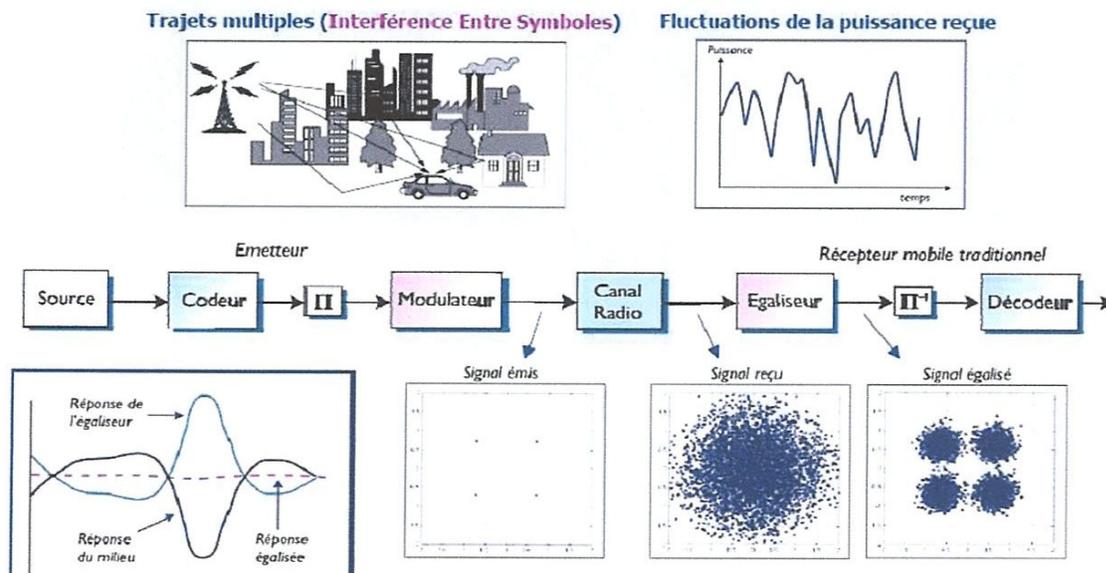


Figure.2.15: introduction à l'égalisation

**II. 1.5.1. Egalisation linéaire :**

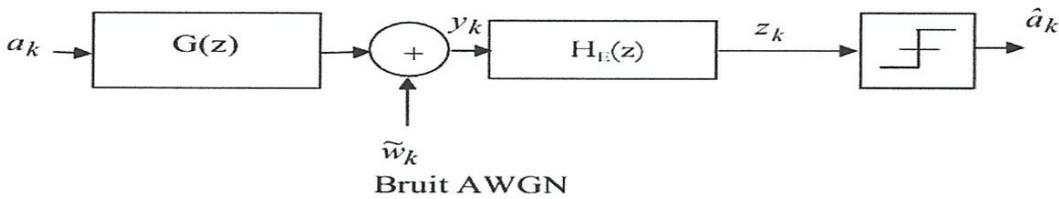
Les échantillons reçus s'écrivent :

$$Y_n = \sum_n a_n g_{k-n} + \tilde{w}_k = a_n g_0 + \sum_{n \neq k} a_n g_{k-n} + \tilde{w}_k \quad (2.17)$$

Ou  $\tilde{w}_k$  est un échantillon de bruit additif gaussien centré (AWGN) de variance

$$\sigma^2 = E([\tilde{w}_k]^2) \quad (2.18)$$

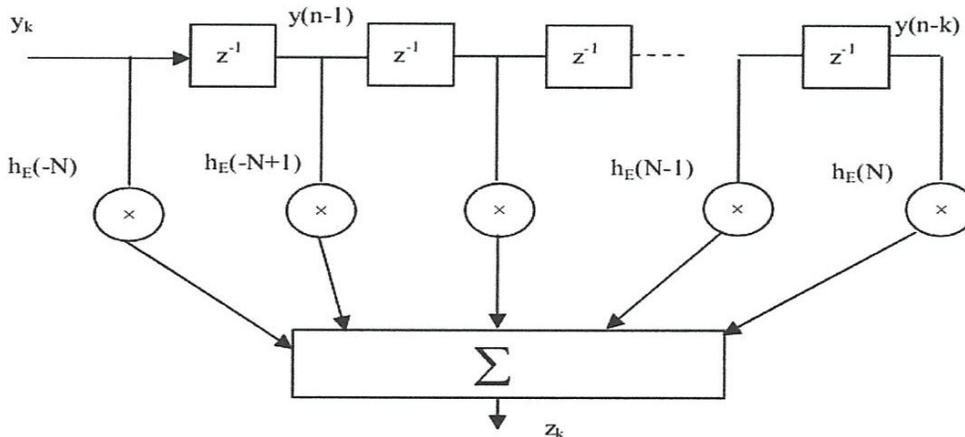
L'idée générale consiste à appliquer un filtre égaliseur  $H_E(z)$  aux échantillons  $Y_k$  pour compenser le canal équivalent  $G(z)$



**Figure.2.16 : le filtre égaliseur aux échantillons**

Considérons un filtre transverse à  $(2N+1)$  coefficients. Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. En effet, il s'agit simplement d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie pour lesquels les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues.

$$z(k) = \sum_{n=-N}^{+N} y(k-n)h_{E,n} \quad (2.19)$$



**Figure.2.17 : les égaliseurs transverses**

k représente le temps qui s'écoule de  $-2N$  à  $2N$  pour  $(2N+1)$  échantillons d'en On peut écrire la relation de convolution sous la forme matricielle:  $Z=Y.H_e$  Avec

$$z = \begin{bmatrix} z(-2N) \\ z(-2N+1) \\ \vdots \\ z(0) \\ z(2N) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Vecteur colonne de dimension  $(4N+1)$

$$H_e = \begin{bmatrix} h_{e,-N} \\ h_{e,-N+1} \\ \vdots \\ h_{e,0} \\ h_{e,N} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Vecteur colonne de dimension  $(2N+1)$

$$Y = \begin{bmatrix} y(-N) & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ y(-N+1) & y(-N) & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y(N) & y(N-1) & y(N-2) & \dots & \dots & y(-N+1) & y(-N) \\ 0 & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & y(N-1) \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & y(N) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Y est une matrice de dimension  $(4N+1) \times (2N+1)$ .

Le but de l'égalisation est de détermine les coefficients  $\{H_{e,n}\}$ , pour minimiser la probabilité d'erreur sur les prises de décisions en sortie. Cette probabilité d'erreur est une fonction non linéaire des coefficients. On définit différents critères pour minimiser  $P_e$ . Le premier critère est le critère dit du « Zéro -Forcing » (ZF). Critère du Zéro - Forcing (ZF) Le moyen le plus simple d'enlever l'IES est de choisir la fonction de transfert du circuit égaliseur  $H_e(z)$  de telle sorte que la sortie de l'égaliseur donne :

$$\hat{a}_k = a_k \quad (2.23)$$

pour tout  $k$  et en l'absence de bruit. Cela peut se réaliser en choisissant d'inverser le canal discret équivalent :

$$H_E(z) = \frac{1}{G(z)} \quad (2.24)$$

Cette méthode est appelée « égalisation par zéro – forcing » puisque les termes d'IES en sortie d'égaliseur sont forcés à zéro.

### ➤ Enoncé du critère ZF

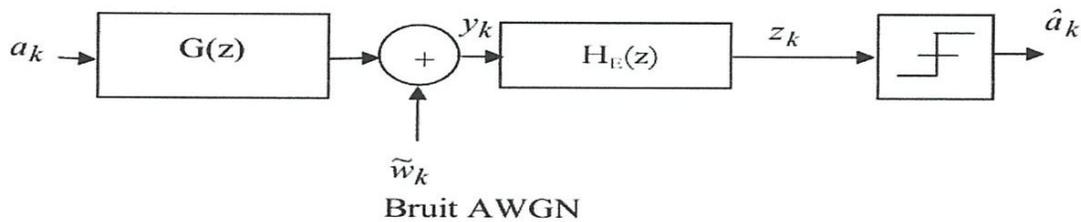


Figure.2.18 : Le critère zéro forcing

Considérons un seul bloc équivalent au canal discret et à l'égaliseur. Il est Représenté par sa réponse impulsionnelle  $\{q(k)\}$  telle que :

$$q(t) = g(t) * h_E(t) \quad (2.25)$$

C'est-à-dire :

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_{E,j} \cdot g_{n-j} \quad (2.26)$$

A la sortie de l'égaliseur on peut donc écrire :

$$z_k = q_0 a_k + \sum_{n \neq k} a_n q_{n-k} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_{E,n} \cdot \tilde{w}_{k-n} \quad (2.27)$$

On retrouve trois termes : le signal utile, le terme d'IES et le terme de bruit en sortie du filtre égaliseur. La distorsion maximum est la valeur maximale du terme d'IES, soit :

$$\sum_{n=-\infty, n \neq 0}^{+\infty} |q_n| = \sum_{n \neq 0} \left| \sum_j h_{E,j} \cdot g_{n-j} \right| \quad (2.28)$$

La valeur de la distorsion dépend des coefficients de l'égaliseur pour un canal donné. Donc, s'il est possible de choisir les  $\{h_{E,j}\}$  de telle sorte que ce terme de distorsion soit nul, on aura éliminé l'IES. Cette condition recherchée :

$$(q_n = 0, \quad \forall n \neq 0)$$

S'écrit :

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_{E,j} \cdot g_{n-j} = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad \text{C'est le critère de ZF} \quad (2.29)$$

On peut remarquer que le bruit est négligé dans le développement du critère ZF. En pratique, le bruit est cependant toujours présent et bien que les termes d'IES soient éliminés, il y a des chances que le filtre égaliseur amplifie l'effet du bruit et donc dégrade les performances.

Pour examiner cet effet, on peut déterminer le rapport signal à bruit en sortie de l'égaliseur lorsque le filtre d'émission est fixé et le filtre de réception est le filtre adapté.

➤ **Rapport signal à bruit**

On se place dans le cas :

$$H_r(f) = H_t^*(f) \cdot H_c^*(f) \quad (2.30)$$

Donc, le filtre  $H(z)$  correspondant au regroupement des filtres E/R et du canal, est donné à partir de :

$$H(e^{2j\pi fT}) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| H_t(f - \frac{n}{T}) H_c(f - \frac{n}{T}) \right|^2 \quad (2.31)$$

La densité de puissance du bruit coloré dont les échantillons sont  $W_k$  est alors donnée par :

$$\gamma_w(f) = \frac{N_0}{2T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| H_t(f - \frac{n}{T}) H_c(f - \frac{n}{T}) \right|^2 \quad (2.32)$$

On peut choisir un filtre blanchissant  $H_w(z)$  tel que :

$$H_w(e^{2j\pi fT}) = \frac{1}{\sqrt{H(e^{2j\pi fT})}} \quad (2.33)$$

Et la densité de puissance du bruit devient simplement

$$G(e^{2j\pi fT}) = H(e^{2j\pi fT}) \cdot H_w(e^{2j\pi fT}) = \sqrt{H e^{2j\pi fT}} \quad (2.34)$$

Pour le filtre égaliseur basé sur le critère ZF on choisit donc :

$$H_E(e^{2j\pi fT}) = \frac{1}{G(e^{2j\pi fT})} = \frac{1}{\sqrt{H(e^{2j\pi fT})}} \quad (2.35)$$

Le rapport signal à bruit en sortie de l'égaliseur s'écrit dans ce cas :

$$SNR = \frac{\left( \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} E(a_n^2) df \right)^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |H_E(f)|^2 df} = \frac{\frac{1}{T^2}}{\frac{N_0}{2} \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| H_r(f - \frac{n}{T}) H_c(f - \frac{n}{T}) \right|^2 \right]^{-1} df} \quad (2.36)$$

Le SNR dépend du spectre du signal transmis et reçu à l'entrée du récepteur. On voit que s'il existe des évanouissements par exemple dans ce signal, le SNR en sortie de l'égaliseur devient très faible. Il y a donc possibilité d'amplification du bruit. C'est un des inconvénients majeurs du critère ZF.

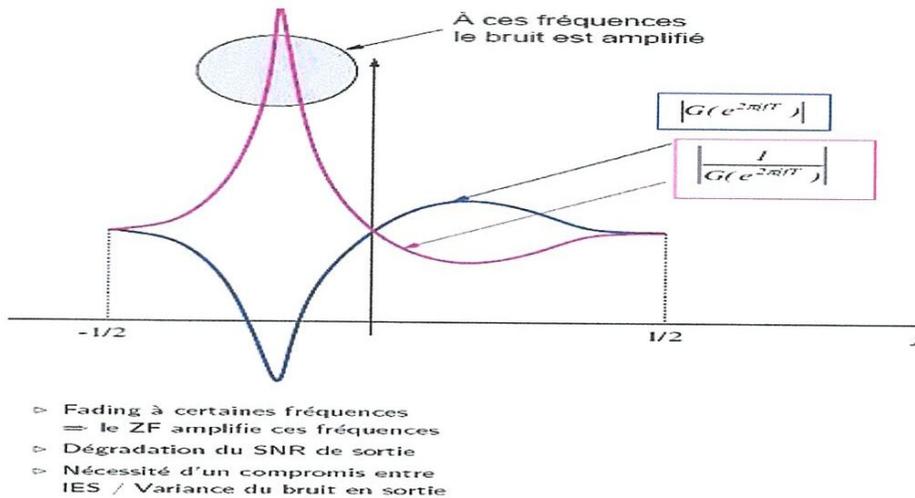


Figure .2.19 : L'annulation de l'IES par le critère du ZF

L'annulation de l'IES par le critère du ZF se fait généralement au prix d'une augmentation sensible du niveau de bruit. Donc, en dehors du cas où on est assuré d'un faible niveau de bruit dans le canal (œil parfaitement ouvert), cette solution n'est pas à retenir.

### II.1.6. Algorithme de Viterbi

L'algorithme de Viterbi (VA) trouve ses origines dans un article paru en 1967 par Andrew J. Viterbi [9]. Celui-ci proposait alors une solution optimale pour le décodage de code convolucional. Depuis ce temps, les applications de cet algorithme n'ont cessées de se développer. En témoigne aujourd'hui l'utilisation importante de cet algorithme dans le domaine des télécommunications. L'algorithme de Viterbi est une solution optimale au sens du maximum de vraisemblance pour l'estimation d'une séquence d'états d'un processus de Markov à temps discrets et nombres d'états finis observés dans un bruit sans mémoire.

Le codage canal est effectué le plus souvent à l'aide d'un codeur de type convolucional. Il permet d'ajouter de la redondance au signal afin de pouvoir, au moment du décodage, annuler ou, tout du moins, réduire les erreurs introduites lors de la transmission.

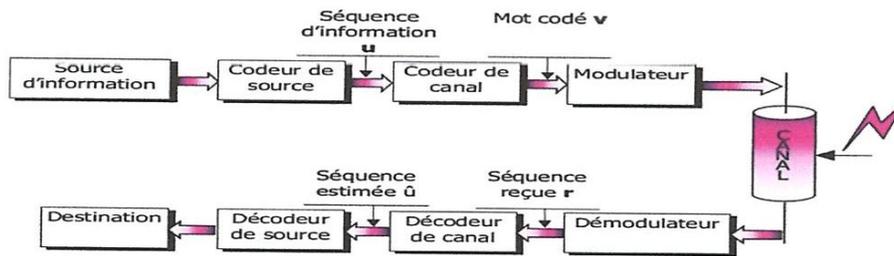


Figure.2.20: le schéma d'une chaîne de transmission numérique

## II. 1.6.2. Les codes convolutifs (ou récurrents)

### II. 1.6.2.1. principe du codage convolutif

Les codes convolutifs ou récurrents constituent une seconde famille de codes correcteurs d'erreurs au moins aussi importante que les codes en blocs cycliques. Pour les codes convolutifs, chaque bloc de  $n$  éléments binaires en sortie du codeur dépend non seulement du bloc  $k$  éléments binaires présent à son entrée mais aussi des blocs présents précédemment. Les codes convolutifs introduisent par conséquent un effet de mémoire d'ordre  $m$ . La quantité  $(m+1)$  s'appelle la longueur de contrainte du code. Le principe du codage convolutif est illustré par le schéma de la figure (2.21).

Un codeur est constitué d'un registre à  $(m+1)k$  étage qui mémorise les  $(m+1)$  blocs de  $k$  éléments binaires d'information, d'une logique combinatoire qui calcule les blocs de  $n$  éléments binaires fournis par le codeur et d'un convertisseur parallèle série. La quantité  $R = k/n$  est appelée, comme pour les codes en blocs, le rendement du code.

si les  $k$  éléments binaires d'information présents à l'entrée du codeur sont effectivement émis, c'est-à-dire se retrouvent explicitement dans le bloc de  $n$  éléments binaires en sortie du codeur le code est dit systématique [9] .

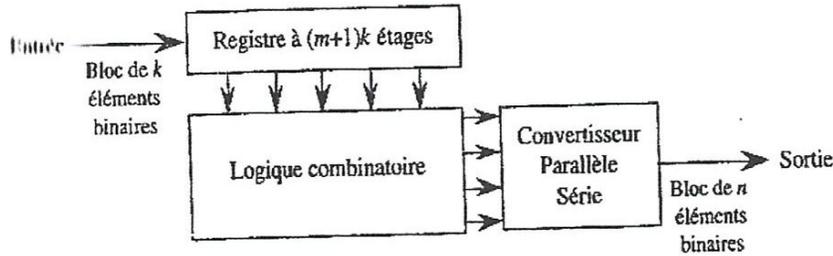
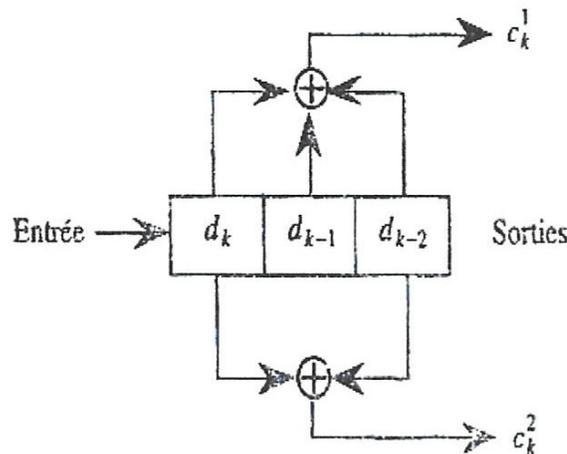


Figure.2.21: principe d'un codeur convolutif

Pour illustrer cette nouvelle famille de codes, nous avons représenté sur la figure (2.23) un exemple de codeur convolutif de rendement  $R = 1/2$  et de longueur de contrainte  $(m+1) = 3$  .son entrée est constituée par des blocs de  $K=1$  élément binaires et sa sortie par des blocs de



$n = 2$  éléments binaires.

Figure.2.22 : exemple de codeur convolutif non systématique

Le qualificatif « convolutif » appliqué à ces codes provient du fait que chaque sortie du codeur est égale au produit de convolution entre la suite binaire présente à l'entrée du codeur et la réponse du codeur, définie par ses séquences génératrices.

Pour le codeur de la figure (2.23), les sorties  $c_k^i = \sum_{j=0}^2 g_{ij} d_{k-j}$   $g_{ij} \in \{0,1\}$   $c_k^i; i = 1, 2$ , étant égales à :

$$c_k^i = \sum_{j=0}^2 g_{ij} d_{k-j} \quad g_{ij} \in \{0,1\} \quad (2.37)$$

Les deux séquences génératrice sont  $g_i = [g_{i0}, g_{i1}, g_{i2}] ; i = 1, 2$  .en générale on exprime les séquences génératrice en octal et ainsi pour le codeur de la figure (2.22) nous avons :

$$g_1 = [1, 1, 1] = 7_{(octal)} \text{ et } g_2 = [1, 0, 1] = 5_{(octal)}$$

Notons que ,les sorties du codeur étant égales à une combinaison linéaire des éléments binaires d'information, le code est linéaire.

Les codes convolutifs sont aussi définis à partir de leur polynômes générateurs exprimés en fonction de la variable  $D$   $G_2(D) = 1 + D^2$  (delay) équivalente à la variable  $Z^{-1}$  de la transformé en  $z$ .

En considérant toujours l'exemple de la figure (2.21), les polynômes générateurs de ce code ont pour expression :  $g_1 \rightarrow G_1(D) = g_{10} + g_{11}D + g_{12}D^2$

$$g_2 \rightarrow G_2(D) = g_{20} + g_{21}D + g_{22}D^2$$

soit encore :  $G_1(D) = 1 + D + D^2$

$$G_2(D) = 1 + D^2$$

## II. 1.6.2.2. Représentation du codes convolutifs

L'introduction d'un effet de mémoire complique notablement la représentation des codes convolutifs à partie d'une matrice génératrice ou de polynômes générateurs.

La présentation la plus usuelle et aussi la mieux adaptée pour l'élaboration d'algorithme de décodage est incontestablement la représentation graphique sous formes d'un arbres, d'un treillis ou encore d'un diagramme d'état. Pour introduire ces différentes représentations,nous allons utiliser le codeur convolutif non systématique représenté sur la figure (2.21).

### II.1.6.2.2.1. Diagramme en arbre

Le diagramme en arbre associé aux codeurs convolutif de la figure (2.21) est représenté sur la figure (2.23) .sur ce diagramme nous avons adopté les conventions suivantes :

-Le temps s'écoule de la gauche vers la droite.

-Lorsque l'élément binaire à l'entrée du codeur est égale à 0 (respectivement à 1), le couple binaire en sortie du codeur (noté entre parenthèses) est porté par une branche montante (respectivement descendante) du diagramme en arbre.les branches montantes et descendantes se séparent en un point appelé nœud. Plus généralement, en considérant des blocs de  $k$  éléments binaires d'information à l'entrée du codeur, chaque donne naissance à  $2^k$  branches.

Pour séquences binaires donnée à l'entrée du codeur, la séquence correspondante en sortie du codeur par un chemin dans l'arbre, constitué par une suite de branches.

Chaque blocs de  $n = 2$  éléments binaires en sortie du codeur dépends du bloc de  $k = 1$  élément de élément binaire présent à son sortie mais aussi des  $m = 2$  blocs de éléments binaires contenus dans sa mémoire .ces  $mk = 2$  élément binaires définissent l'état du codeur du codeur .nous noterons les quartes état possibles de ce codeur de la façon suivantes :

$$a = 00; \quad b = 01; \quad c = 10; \quad d = 11$$

Quel que soit l'état initial du codeur, après  $(m+1) = 3$  décalages à l'entrée du codeur, tous les états peuvent être atteints dans l'arbre.

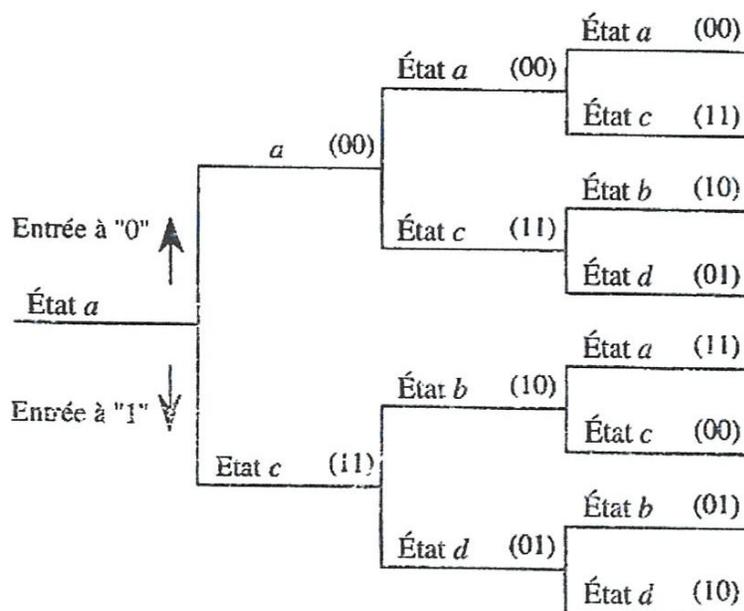


Figure .2.23 : Diagramme en arbre du codeur convolutif

#### II.1 .6.2.2.2.Diagramme en treillis

La sortie du codeur dépendant uniquement de son entrée et de son état.il est donc possible d'utiliser une représentation plus concise que l'arbre, appelé diagramme en treillis. Dans ce diagramme sont pris en compte les états différents du codeur et la façon ils communiquent en fonction du temps.sur la figure (2.24), nous avons représenté le treillis associé au codeur convolutif de la figure (2 .21) en faisant l'hypothèse que l'état initial du codeur était  $a = 00$  .

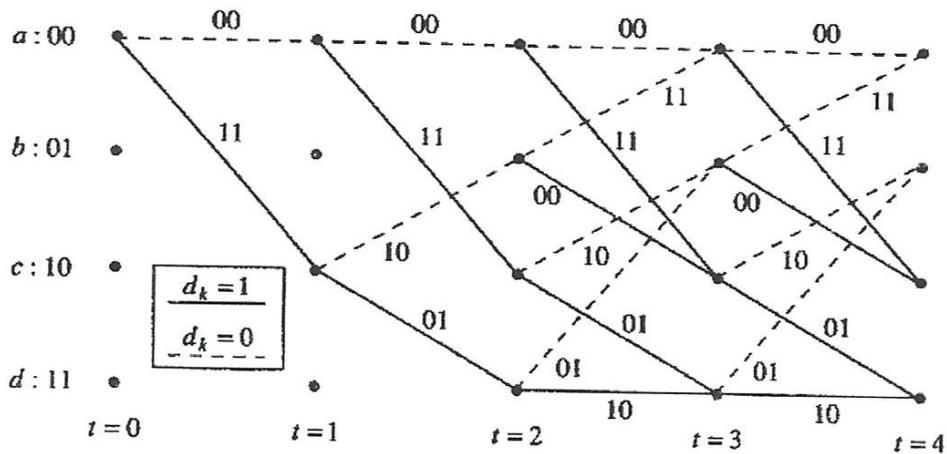


Figure.2.24 : Diagramme en treillis du codeur convolutif

Les branches en traits pointillés correspondent à la présence binaire d'information égale à 0 à l'entrée du codeur et les branches en trait plein, à un élément binaire égale à 1. A chaque branche nous avons associé la valeur en couple binaires disponible en sortie du codeur.

Après  $(m + 1)$  décalage, quel que soit l'état initial du codeur, le motif du treillis se répète, de chaque nœud partent  $2^K$  branches (ici 2), et en chaque nœud convergent  $2^K$  branches.

Partant de l'état  $a = 00$  à l'instant  $t = 0$  par exemple, nous avoyons qu'il existe quatre chemins qui permettent d'atteindre l'état  $a = 00$  à l'instant  $t = 4$  :

00 00 00 00 → chemin 1

11 10 11 00 → chemin 2

11 01 01 11 → chemin 3

00 11 10 11 → chemin 4

### II.1.6.2.2.3. Diagramme d'états

Le diagramme d'état est une autre représentation du fonctionnement d'un codeur convolutif, ne faisant pas apparaître explicitement le temps. ce diagramme, qui peut se déduire du treillis, ne retient que les différents états du codeur et la façon dont il communiquent. sur la figure (2.24), nous avons associé au codeur convolutifs de la figure (2.21). Le diagramme d'état permet d'évaluer la fonction de transfert du codeur qui sera utilisée pour le calcul des performances du codes [9].

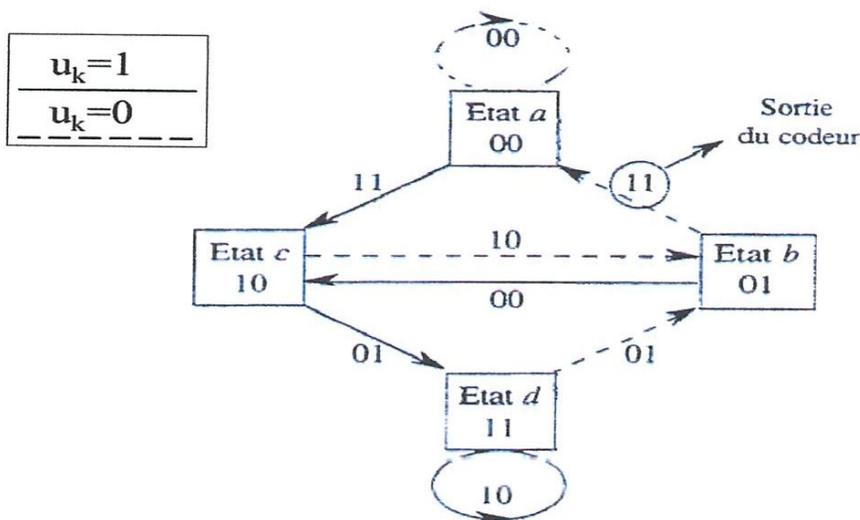


Figure.2.25 : Diagramme d'état

La représentation par diagramme d'état est utilisée pour calculer la fonction de transfert d'un code convolutif, fonction qui intervient dans le calcul des probabilités d'erreur.

### II. 1.6.2.3. Décodage de code convolutif par Viterbi

Comme énoncé auparavant, l'algorithme de viterbi correspond à une recherche séquentielle à travers un treille visant déterminer la séquence ayant le maximum de vraisemblance.

Exemple, en reprenant le codeur présent précédent on suppose que l'on a :

Entrée du codeur	1 0 0 1
Sortie de codeur	11 10 11 11
Entée du décodeur	11 00 11 11 (erreur en position 3)

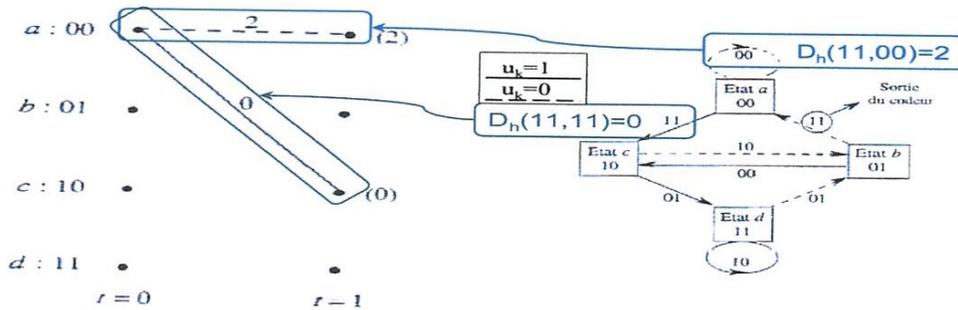
Par la suite on va étudier comment malgré l'erreur reçue, le VA nous permet de retrouver la séquences émise.

On va utiliser la distance dite Hamming qui correspond aux nombre de composantes (dans notre exemple ce sont les bits qui différent entre deux mots code).

Voila le déroulement de l'algorithme de Viterbi sur les figures (2.26 (a ,b,c,d)).

➤ **Symbole en entrée du décodeur : 11**

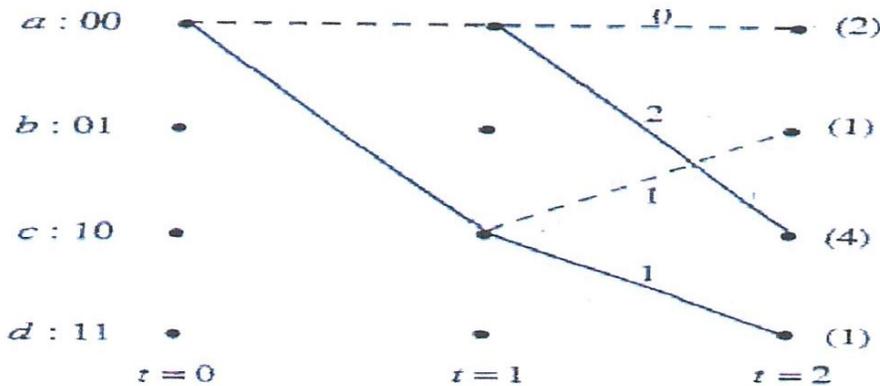
a) :



A l'instant  $t=0$  nous avons deux branches qui partent de l'état  $a=00$  et qui sont respectivement à la distance 2 et 0 du premier couple binaire reçue (11). reportons ces deux distances appelées métriques appelées métrique du branches sur la figure (2.26a).

➤ **Symbole en entrée du décodeur : 00**

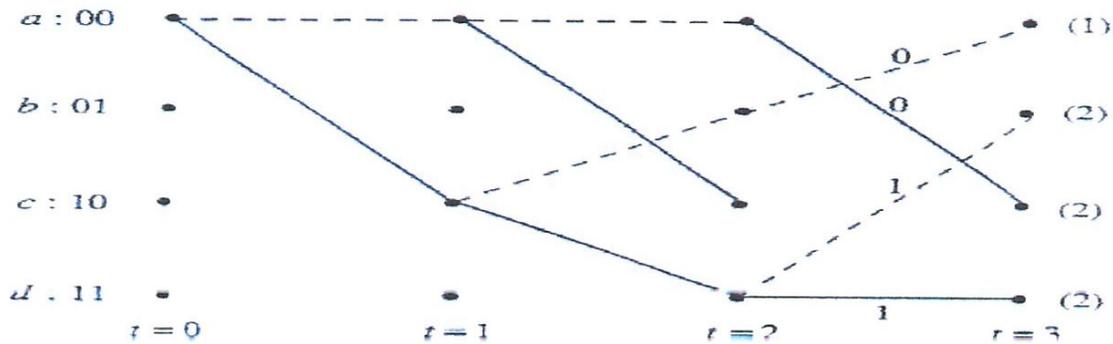
b) :



A l'instant  $t=1$  évaluons de nouveau la distance entre le deuxième couple reçue (00) et les quarts branches qui partent deux à deux des états  $a=00$  et  $c=10$  puis reportons ces quarts métriques de branche sur le graphe de la figure(2.26b) . nous avons désormais quatre chemins qui permettent d'accéder en  $t=2$  aux quatre états possible du codeur . en sommant les métriques de branche . ces métriques cumulées respectivement égales à 2,1,4 et 1 sont mesure de la vraisemblance ces quarts chemin .

➤ Symbole en entrée du décodeur : 11

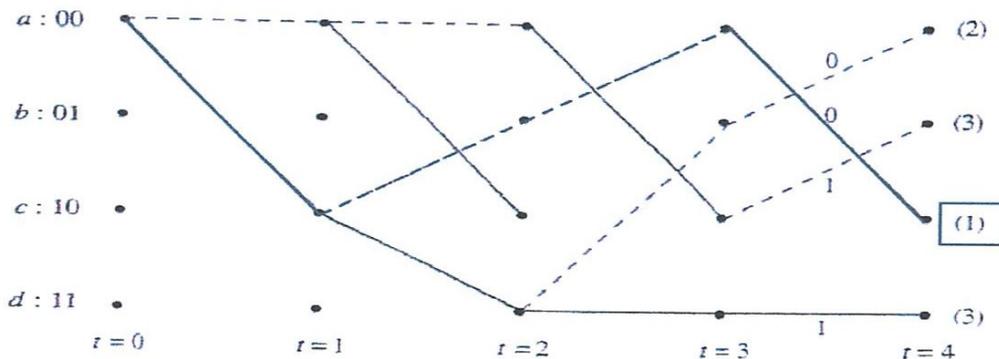
c) :



L'algorithme de viterbi commence véritablement à l'instant  $t=2$ , puisqu'il existe désormais deux chemins qui convergent vers chaque nœud du treillis. L'algorithme se déroule en trois étapes : calcul des métriques de branche puis des métriques cumulées pour chaque chemin atteignant en  $t=3$  un nœuds donnée du treillis, la troisième étape de l'algorithme consiste à retenir en chaque nœuds le survivant, c'est-à-dire le chemin dont la métrique cumulée est la plus faible. Ainsi par exemple, le survivant en  $t=3$  qui permet d'accéder à l'état  $a = 00$  provient de l'état  $b = 01$  en  $t = 2$ , le chemin provenant de l'état  $a = 00$  est donc abandonné.

➤ Symbole en entrée du décodeur : 11

d) :



A l'instant  $t=4$ , on procède de la même façon, et finalement le chemin le plus vraisemblable est celui qui arrive à l'état  $c = 10$ , sa métrique cumulée étant de 1, il est donc à la distance 1 de la séquence reçue (11 00 11 11).

En remontant le treillis de la droite vers la gauche, on peut voir que la séquence la plus vraisemblable est celle qui part de l'état  $a = 00$  en  $t = 0$  et qui converge vers l'état  $c = 10$  en  $t = 4$ . elle correspond à une séquence à l'entrée du codeur égale à (1001). l'erreur en position 3 est donc corrigée.

Notons que les deux chemins qui convergent en  $t = 4$  vers l'état  $b = 01$  possèdent des métriques cumulée identiques, le survivant est alors choisi de façon arbitraire entre ces deux chemins. Cette situation se retrouve aussi en  $t = 4$  pour l'état  $d = 11$ .

Nous venons de présenter l'algorithme de viterbi en considérant un canal binaire symétrique, c'est-à-dire en supposant que l'entrée du décodeur était constituée par une suite d'éléments binaire (décision fermes). les codes convolutifs se prêtent bien au décodage pondéré en utilisant l'algorithme de viterbi .avec décodage pondéré ,l'entrée du décodeur est désormais constituée par une suite d'échantillons analogiques. En se plaçant dans l'hypothèse d'une transmission sur canal à bruit additif blanc gaussien, ces échantillons sont gaussiens et non corrélé conditionnellement aux éléments binaires émis par le codeur. Sous cette hypothèse, on peut montrer que la distance pertinente à utiliser pour mesurer la vraisemblance de chaque chemin du treillis, est la distance euclidienne. En appelant  $(y_k^1, y_k^2)$  le couple d'échantillons analogiques présent à l'entrée du décodeur à l'instant  $t = k$  et  $(a_k^1, a_k^2)$ .

Le couple binaire associé à une branche du treillis, le carré de la distance euclidienne entre ces deux couples (métrique de branche) est égale à :

$$d_k^2 = \sum_{i=1}^2 \left( y_k^i - a_k^i \right)^2 \tag{2.38}$$

L'utilisation de décision pondérées ne modifie pas le déroulement de l'algorithme de viterbi. il suffit simplement de remplacer les distances de Hamming par des distances euclidiennes dans le calcul des métriques de branche.

En remontant le meilleur chemin (i.e. celui avec la métrique cumulée la plus petite, en vert sur le schéma) on retrouve la séquence d'entrée :1001.

Le récepteur va recevoir le message codé qui été envoyé par l'émetteur. Cependant, il se peut que ce message comporte des erreurs. Le but de l'algorithme de Viterbi est de tenter de reconstituer le message original. Pour cela, le récepteur dispose du même automate que celui utilisé pour coder les données dans l'émetteur [9].

#### II .1.6.4.Applications d'algorithme de viterbi

- ✓ La reconnaissance vocale (ASR), ainsi que d'autres applications de classifications telle que la reconnaissance d'écriture.
- ✓ Le contrôle d'erreur par codage/décodage canal à l'aide de code convolutionnel
- ✓ L'égalisation de canal, utiliser par exemple dans le cas de la modulation GSM-EDGE
- ✓ La démodulation « FSK phase continue ».
- ✓ Interférence entre symbole (ISI).
- ✓ Le traitement du langage naturel [8].

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les phénomènes de base en propagation radio-mobile ou les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les atténuations et les évanouissements, qui affectent la puissance du signal ainsi que les différents types d'interférence.

Nous avons abordé aussi les conséquences d'un canal de transmission imparfait, qui entraîne l'apparition d'interférences entre symboles. Le critère de Nyquist spécifie les conditions sur la fonction de transfert globale pour pallier ce problème. Enfin nous avons présenté l'algorithme de viterbi comme une solution optimal pour le décodage de code convolutionnel.

# Chapitre 3

*Planification et optimisation*

## Introduction

La planification est pour le but de déterminer le nombre minimal de sites requis pour assurer la couverture d'une zone bien déterminée en fonction des services offerts et du nombre d'abonnés en tenant compte des contraintes de qualité de service. Donc il faudrait atteindre le maximum de couverture avec une capacité optimale tout en maintenant le coût de déploiement le plus faible possible.

Il existe plusieurs logiciels de planification et d'optimisation des réseaux cellulaires, nous avons pris comme cas le logiciel ATOLL et le drive test TEMS. Avec l'aide du département Mobils ATM de Guelma, nous avons testé cet outil de simulation pour vérifier la faisabilité d'un réseau radio-mobile. Pour le drive test TEMS, nous avons illustré quelques tests de ce logiciel suite aux contraintes rencontrées pour son installation, par rapport au logiciel ATOLL.

### III. 1.planification

#### III. 1.1.objectifs

La planification d'un réseau constitue l'une des tâches les plus complexes à la charge de l'opérateur. Le résultat de ce processus est primordial pour le bon fonctionnement du système au niveau "durée de vie" et "performance"(qualité de communication, taux de blocage, couverture.).Elle est la partie la plus importante avant l'implantation du système ,sans laquelle les réseaux risqué d'avoir une qualité de communication important et un taux de blocage élevé entraînant des couts supplémentaires et des manques à gagner pour l'opérateur. Elle comprend le déploiement, le paramétrage et l'optimisation du réseau. La couverture et la capacité sont deux éléments vitaux dans la planification d'un réseau cellulaire.

Avant de déployer le réseau, l'opérateur a besoins d'outils logiciel pour dimensionner et planifier le réseau afin d'optimiser son cout .la procédure de planification consiste à minimiser le cout du réseau sous plusieurs contrarintes telles que l'assurance d'une qualité de service acceptable et la satisfaction de la demande d'un plus grand nombre d'abonées. Pour ces raisons, la procédure de planification est réalisée à l'aide d'outils logiciels conçus spécialement pour ce besoins [10].

L'objectif de la planification dépend largement de la nature de la zone à planifier:

- En zone urbain ou surbaine, L'objectif est d'assurer une capacité en trafic suffisante.  
(c'est à dire qu'il s'agit dans ce cas de desservir un nombre d'abonée élevé).
- En zone rurale ou dans les zones à faible densité d'abonnés, L'objectif est d'assurer la couverture la plus complète possible (rayons des cellules de plusieurs dizaines de kilomètres typiquement) sans nécessité de capacité élevée.

### III .1.2.Poblematique de la planification

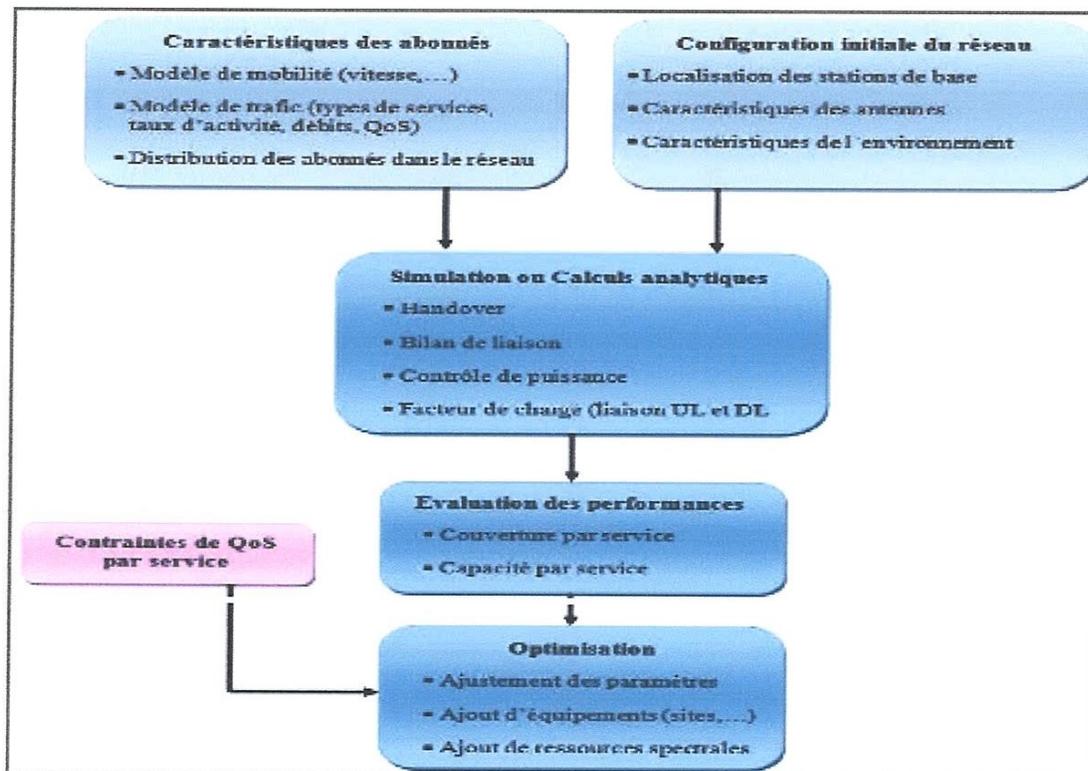
Il s'agit, étant données une densité et un comportement statistique d'utilisateurs, des caractéristiques géographiques et une bande de fréquences, de minimiser le coût de l'infrastructure radio et réseau en fonction de la couverture radio, de la taille des cellules et de la topologie du réseau, tout en respectant des contraintes de qualité de service [10].

### III. 1.3.processus de planification

Le processus de planification comporte :

La phase de planification ou phase d'initialisation (dimensionnement) : elle correspond à l'introduction des sites au niveau de la zone géographique considérée, l'ajustement des paramètres des sites, des secteurs et des cellules selon les contraintes déjà fixées (caractéristiques de l'environnement, des antennes et localisation des nodes B).

La phase post planification : elle correspond à l'étude de la qualité de service et de la capacité du réseau planifié afin de l'optimiser pour qu'il soit conforme aux exigences (les modèles de trafic, les modèles de mobilité et la distribution des abonnés dans le réseau).



### Figure.3.1: Processus de planification

Atoll est un outil pouvant réaliser les tâches de planification, pour un opérateur qui possède déjà un réseau 2G, Le premier choix de planification pour les emplacements est de mettre des sites 3G dans les mêmes locaux 2G tout en utilisant des antennes spécifiques à la 3G (Swap).

### III .1.4.Présentation de logiciel Atoll, outil de planification

Atoll est un logiciel de dimensionnement et de planification de réseaux cellulaires qui peut être utilisé sur tout le cycle de vie des réseaux: du design à l'expansion et l'optimisation.

Le logiciel exploite différents données en entrées:

- Nous avons utilisé différentes données géographiques définies par le modèle numérique de terrain:

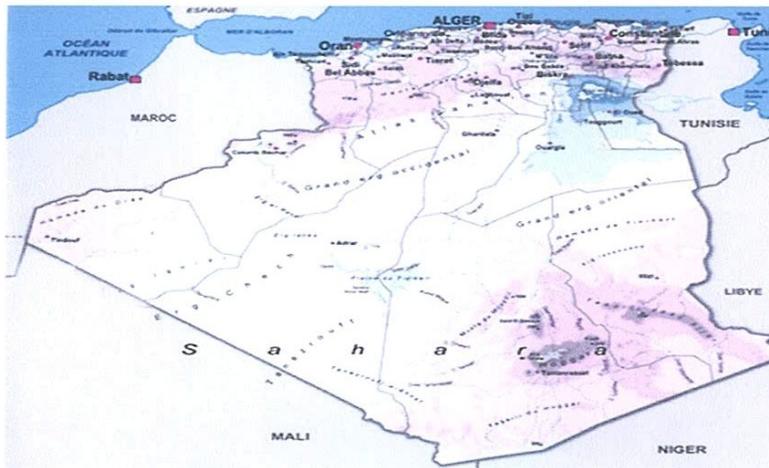
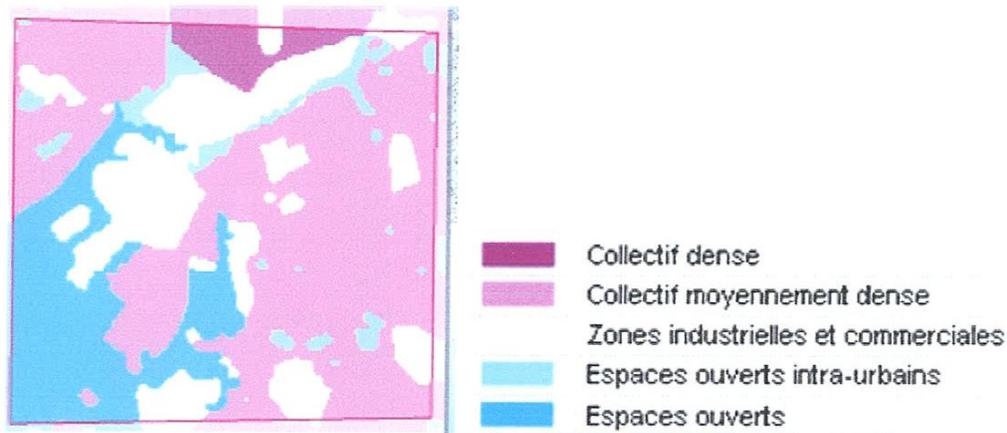


Figure.3.2: carte numérique de l'Algérie

- Une carte de sursol qui définit les différents types d'environnements:



**Figure.3.3: la carte sursol pour différents types d'environnements**

- Une carte de trafic que nous avons crée nous même.

Le logiciel permet aussi de choisir le type de projet à réaliser GSM 900, DCS 1800, ou alors UMTS qui paramètre différemment le logiciel en fonction de la technologie. On peut définir le model de propagation, le type d'antenne, les caractéristiques du site,...On peut définir le module de propagation, le type d'antenne, les caractéristiques du site...Enfin après avoir déployé un réseau, ATOLL permet de réaliser de multiples prédictions:

→Couverture par niveau de champs.

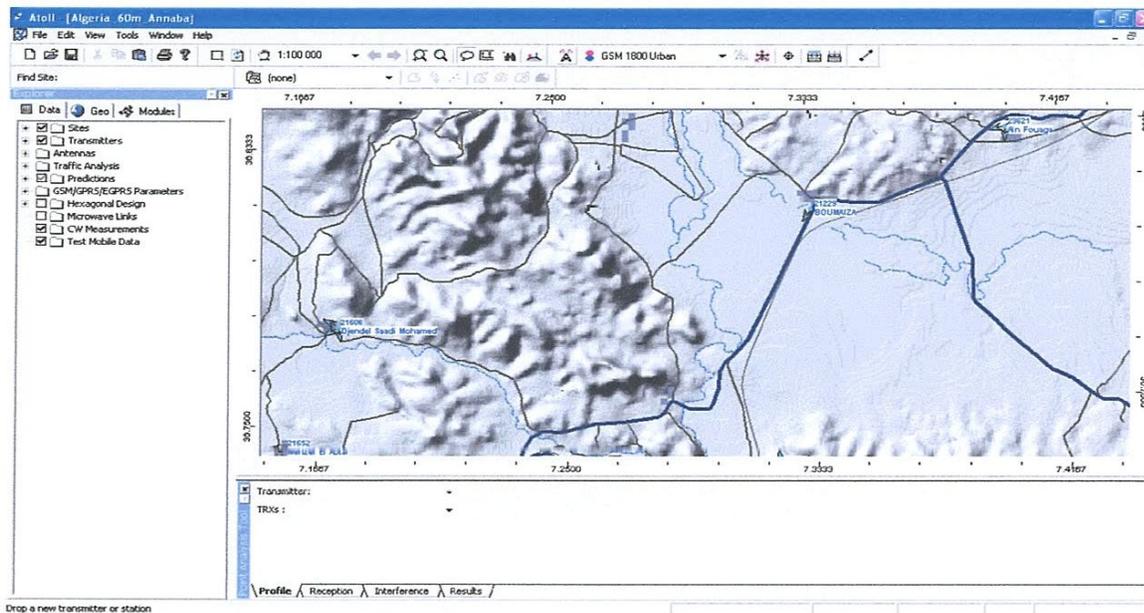
→Couverture par émetteur.

→Zone de recouvrement.

→Etude du trafic.

→Couverture par niveau de C/I.

La fenêtre principale de l'outil présente la zone de notre étude et ses différentes classes de clutters. Elle est. illustrée par la figure (3.4).



**Figure.3.4: La fenêtre principale de ATOLL**

Cette fenêtre renferme trois parties principales :

- La barre des menus contenant les menus usuels (fichier, édition, affichage, outils, fenêtre et aide).
- La barre d'outils qui renferme les différents outils pouvant être utilisés (barre d'outils standard (nouveau projet, ouvrir un projet, enregistrer,...), éditeur de vecteur, barre d'outils radio (création site, bouton de calcul,...) et la barre de recherche de site.
- Le menu principal qui permet de visualiser la carte de la zone à planifier, les résultats de planification et toutes les modifications apportées au projet.
- Le menu Explorer qui comporte trois onglets:
  - L'onglet Data regroupe les différentes données relatives au projet réalisé c'est-à-dire la liste des sites et des transmetteurs, la liste des antennes disponibles avec leurs différentes caractéristiques, les paramètres GSM/EGPRS, les prédictions qui peuvent être effectuées et le modèle de dimensionnement...

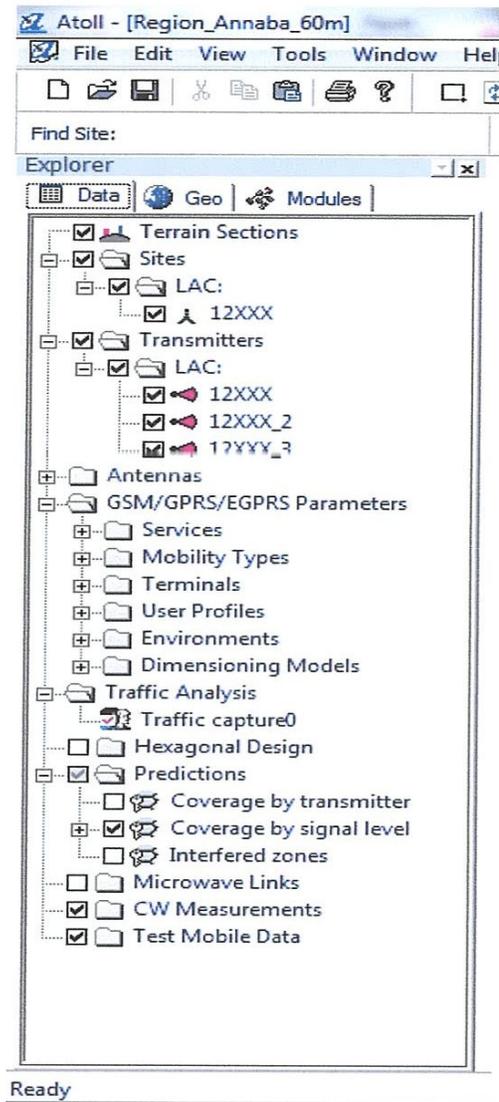


Figure .3.5. Présentation de l'onglet Data

- L'onglet Géo renferme les données relatives aux caractéristiques morphologiques et topographiques de la zone à planifier. On trouve également les données relatives au trafic GSM/EDGE.

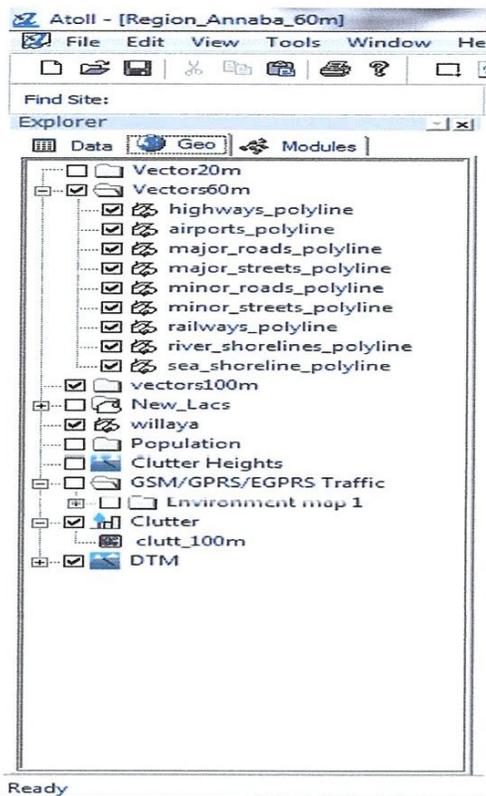


Figure .3.6: Présentation de l'onglet Géo

- L'onglet Modules qui affiche les différents modèles de propagation et d'allocation de fréquence qui peuvent être utilisés.

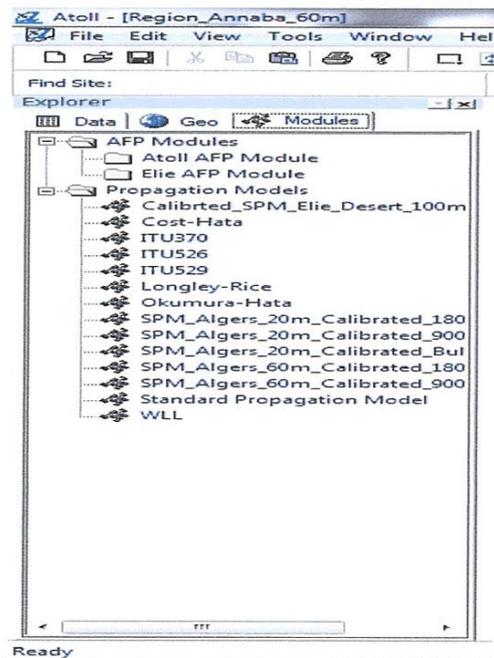


Figure .3.7: Présentation de l'onglet Modules

### III 1.4.1. Données géographique

- **Clutter class:**

La classe fouillis géo fichier de données décrit la couverture du sol ou de l'utilisation des terres. Les classes de fouillis sont prises en compte par le modèle de propagation DTM : le DTM décrit l'élévation du sol au-dessus du niveau des mers. Vous pouvez afficher le DTM de différentes manières: par valeur unique, des valeurs discrètes, ou par intervalles de valeurs (voir «Affichage des propriétés des objets").

- **Clutter Heights :**

Cartes de hauteur clutter décrivent l'altitude de l'encombrement sur le DTM avec une altitude définie par pixel. Cartes de hauteur clutter peut offrir des informations plus précises que de définir une altitude par classe fouillis parce que, dans un fichier de hauteur encombrement, il est possible d'avoir des hauteurs différentes dans un classe unique encombrement.

Lorsque l'altitude encombrement est définie à la fois dans les classes de l'encombrement et d'une carte de hauteur encombrement, l'altitude encombrement est tirée de la carte de hauteur encombrement.

- **Traffic Data Maps :**

Données de trafic cartes contiennent des informations sur la capacité et l'utilisation des services par zone géographique. Trafic de données des cartes sont utilisées pour les analyses de la capacité du réseau au cours des calculs.

### III 1.4.2. Création d'une BTS GSM 900

On doit créer un site hexagonal, de type omnidirectionnelle et de rayon (1 secteur) .et on sélectionne une antenne adéquate de modèle (73962) avec les propriétés de ce dernier (le gain et le type d'antenne), avec un EIRP= 51 dbm, et on règle le modèle de propagation par défaut, donc la couverture de la BTS sans tilt=0°et on obtient:

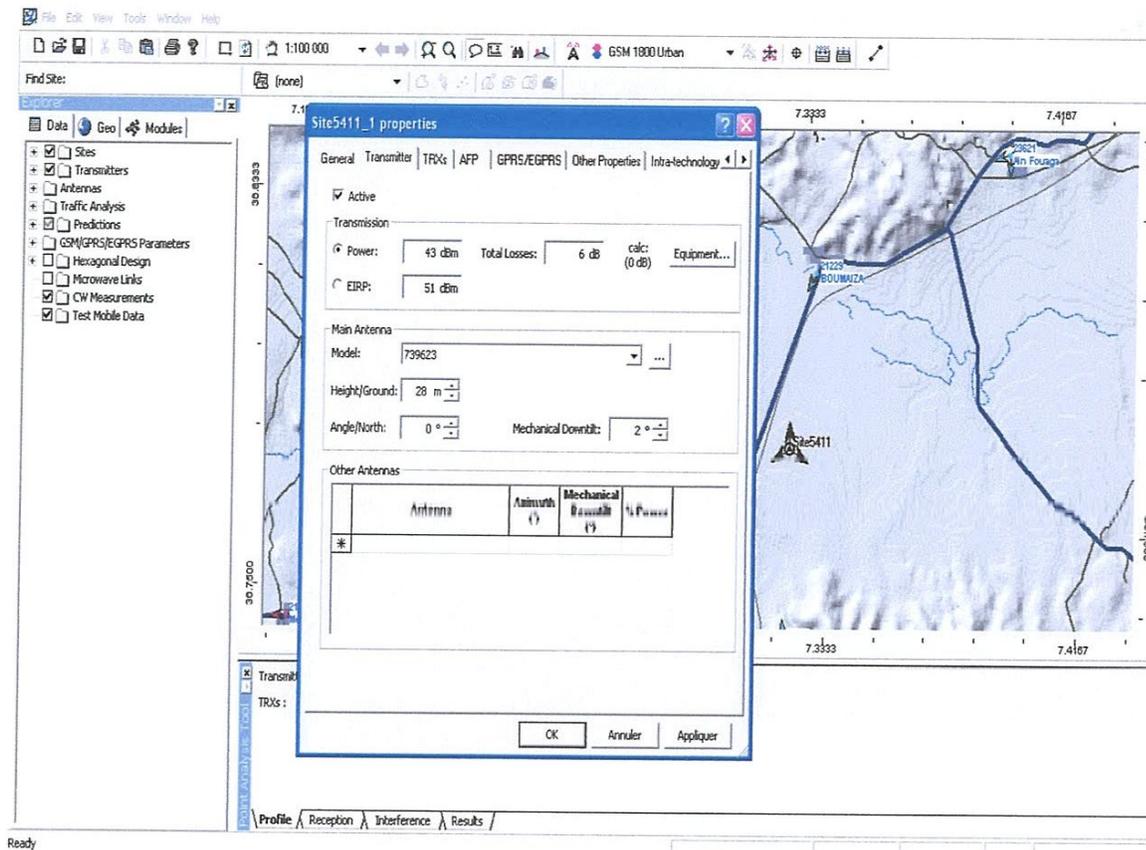


Figure.3.8 : configuration d'un nouveau secteur

Et après on règle le type de model de propagation dans l'icône des modules, les modèles de propagation implémenté dans logiciel :

- UIT-R 526 utilisant le profil de terrain pour calculer la propagation
- Okumura Hata, avec et sans diffraction sur le terrain
- Cost Hata, avec et sans diffraction sur le terrain
- modèle WLL destiné aux applications de boucle locale radio prenant en compte le profil de terrain et la hauteur du sursol
- Vienna 93

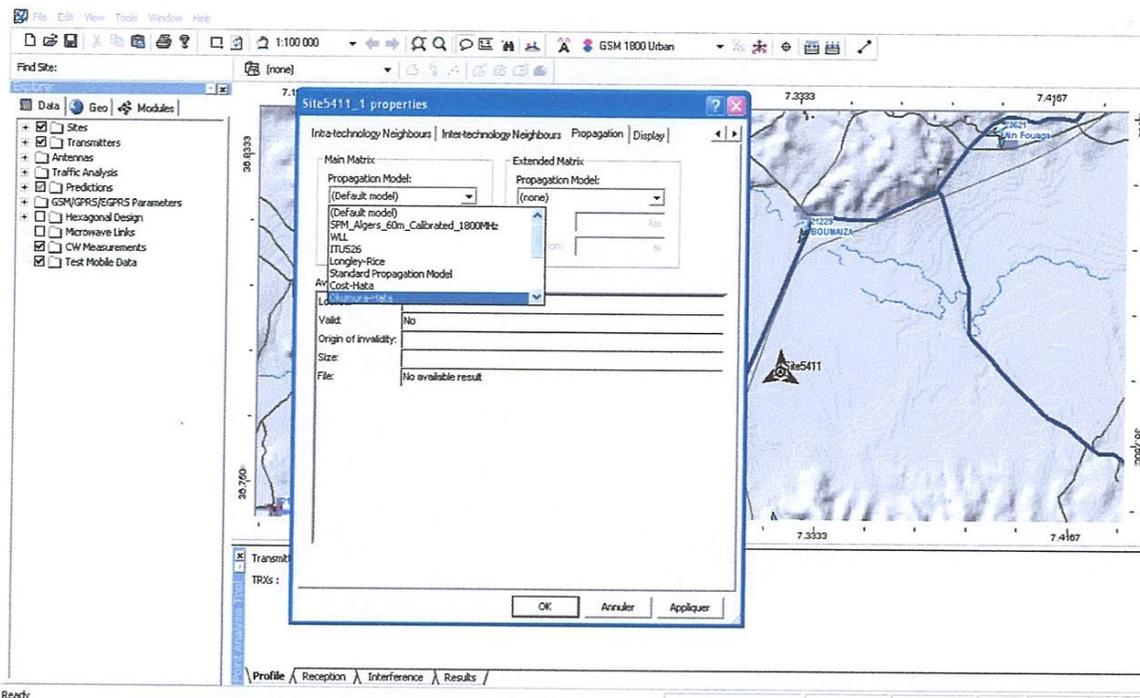


figure.3.9 :les différents types des modèles de propagation

Les modèles Okumura Hata et Cost Hata, modèles statistiques particulièrement adaptés aux mobiles, ils permettent d'avoir plusieurs formules de propagation applicables selon l'environnement géographique (petite ou moyenne vile, centre ville,...). Ces modèles sont liés aux fichiers d'occupation de sursol qui contiennent pour chaque classe la hauteur associée.

### III. 1.4.3.Les différentes études de prédiction

Atoll dispose de plusieurs types de prédiction comme l'illustre la figure (3.10):

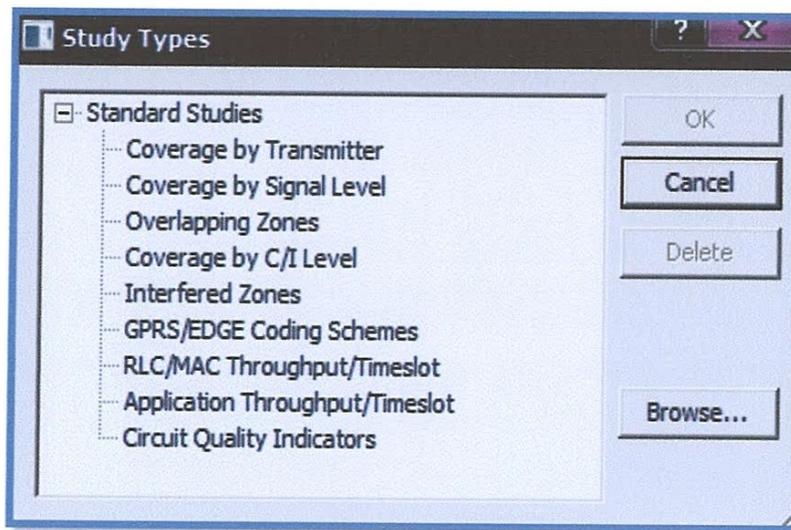


Figure.3.10: les différentes études de prédiction

### III.1.4.3.1. Couverture de la zone par qualité du signal

La qualité du signal électrique se dégrade au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la source émettrice et cela est aux pertes de propagation mis en exergues dans le bilan de liaison. Ainsi, pour assurer une couverture adéquate d'une surface donnée il est parfois utile de pouvoir connaître le niveau du signal à n'importe quel point de la surface. C'est pourquoi, pour les besoins de couverture, de la zonerons a prédit la qualité du signal avec l'outil de planification ATOLL.

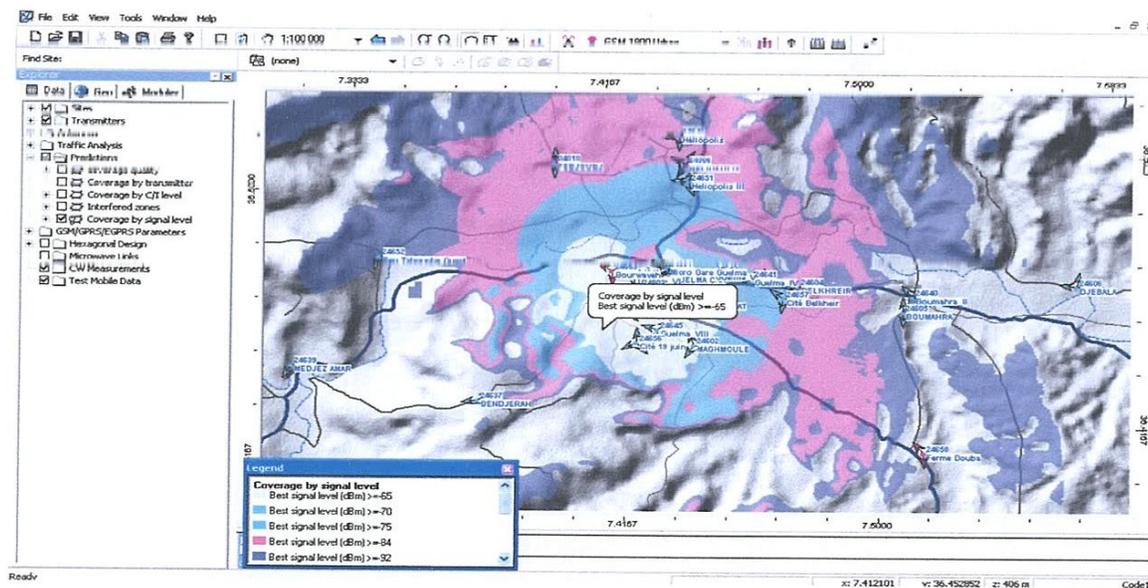


Figure.3.11 :couverture de la zone par qualité de signal

Nous avons trouvé que la qualité du signal diminue au fur à mesure que l'on s'éloigne de la source et ceci graduellement .ainsi on a trouvé pour la zone colorée en rose un niveau de signal supérieure ou égale a **-84dbm**. L'estimation de la qualité est souvent faite à travers le rapport à bruit et interférences (SIR,signla –to-interférence Ration) reçue. Pour cette estimation, on a donc besoin des modèles de propagation donnant la relation entre puissance émises et puissance reçues (gain de liaison) ainsi que des facteur d'orthogonalité.

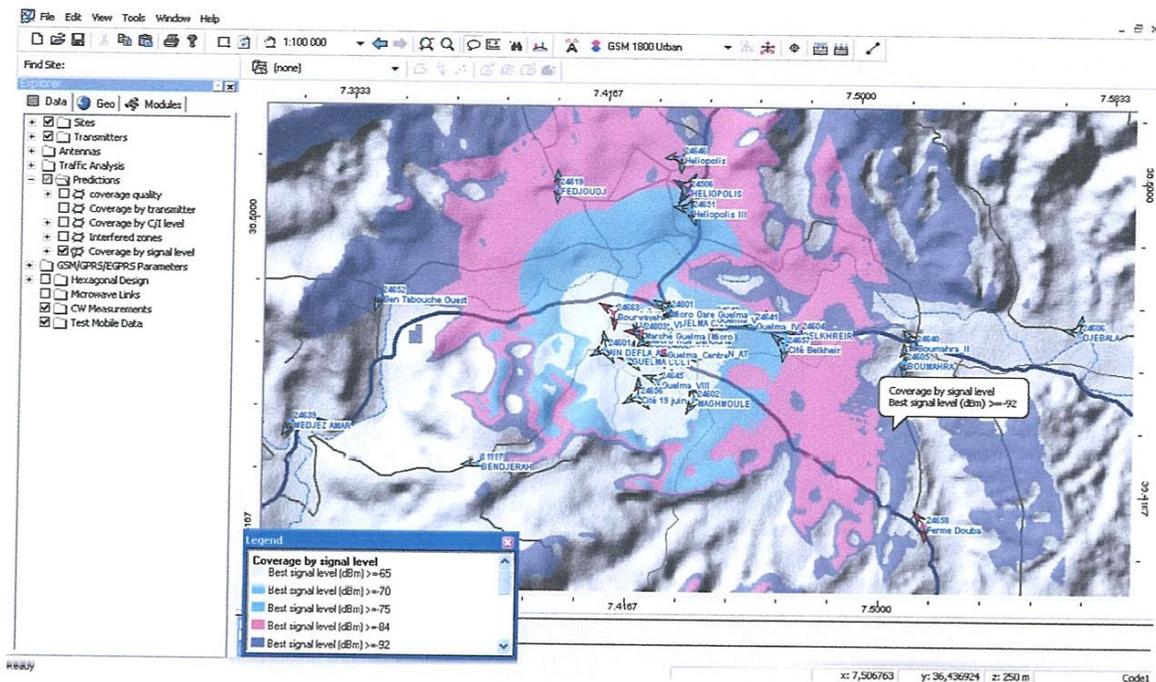


Figure.3.12 :couverture de la zone par qualité du signal

Par suite, nous avons relevé pour la zone colorée en violette un niveau de signal supérieur ou égal a **-92dbm** .avec quelques discontinuités du signal, mais cette zone reste toujours couverte par ce que le seuil de réception des mobiles est estimé à -121.

### III. 1.4.3.2.couverture des zones brouillées

Il s'agit des zones d'interférences pour chaque station qui correspondent à une comparaison par rapport à un niveau de seuil de rapport signal à bruit spécifié par l'utilisateur. La zone de brouillage représentée correspond aux points où le rapport signal à bruit est inférieur au seuil spécifié.

Pour les **faisceaux hertziens**, on peut afficher de façon dynamique en fonction d'un point sélectionné sur la carte de voir le niveau d'interférence en fonction des trois émetteurs les plus puissants.

Toujours pour les faisceaux hertziens, lorsqu'on affiche les paramètres de la liaison, on obtient une fenêtre où il est possible de modifié dynamique les hauteurs des émetteurs / récepteurs afin de trouver la valeur optimale pour dégager l'ellipsoïde de Fresnel à x%.comme les exemples suivants :

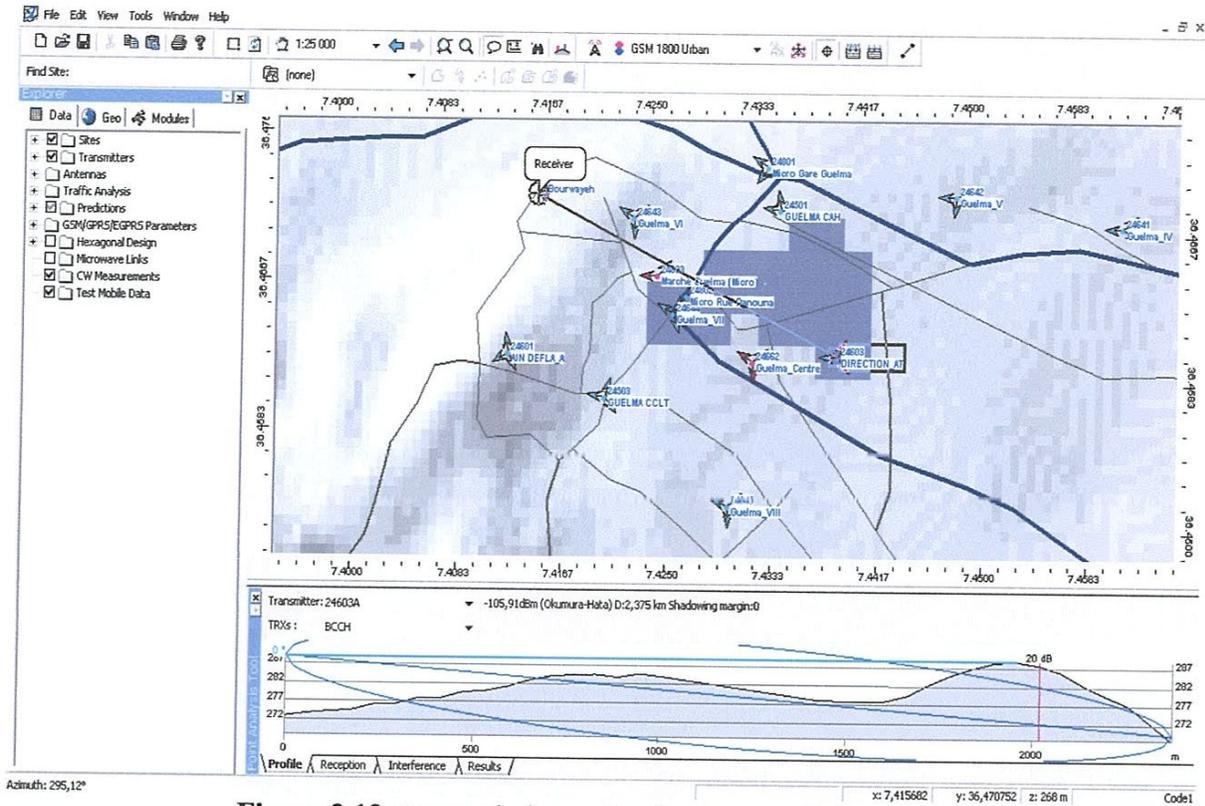


Figure.3.13 :transmission entre deux zones éloignées

Dans la figure (3.13) :Le niveau de signal devient plus en plus faible en fonction des longs distances, sur lesquels le champs de diffraction devient très faible. plus que en monte dans l'hauteur on reçoit mieux(en augmentant les hauteurs des pylônes) et on évite les zones d'ombres.

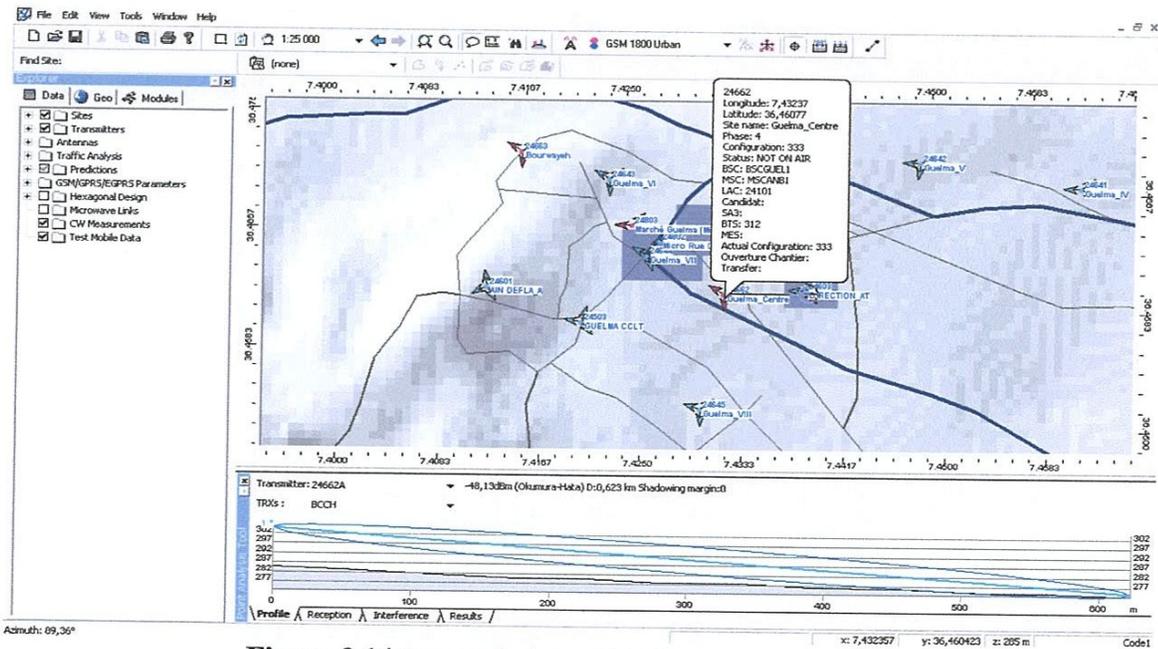


Figure.3.14:transmission entre deux zones proches

Dans la figure (3.14) : le cas le plus simple de propagation des brouillages est celui où l'on a un trajet en visibilité directe dans des conditions atmosphériques normales (c'est-à-dire une atmosphère bien mélangée).

Grâce à l'ellipsoïde de Fresnel (visibilité direct) on peut évaluer l'atténuation apportée par un obstacle (immeuble, colline...) à la propagation d'une onde mécanique ou électromagnétique... La méthode de l'ellipsoïde de Fresnel permet alors d'évaluer l'atténuation supplémentaire apportée par l'obstacle.

### III. 1.4.3.3. Exemple de couverture par interférence: (cas de wilaya d'Annaba)

La détermination des zones d'interférence est possible dès lors que les fréquences sont allouées aux transmetteurs. Cette étude, dépend de la distribution de C et de C/I, permet de prédire les zones où les émetteurs seront interférés par d'autres émetteurs soit partageant le même canal soit ayant un canal adjacent. Atoll permet de calculer l'interférence par deux méthodes qui sont l'étude de prédiction par niveau de C/I et le point d'analyse qu'on va présenter dans ce qui suit.

#### • Prédiction de couverture par niveau de C/I

Le but de cette prédiction est la détection des zones interférées. Atoll calcule au niveau de chaque point le niveau de C/I. Ces points seront affichés avec la couleur du transmetteur interférant. Le résultat du calcul de cette prédiction montre la des zones interférées sur notre zone d'étude.

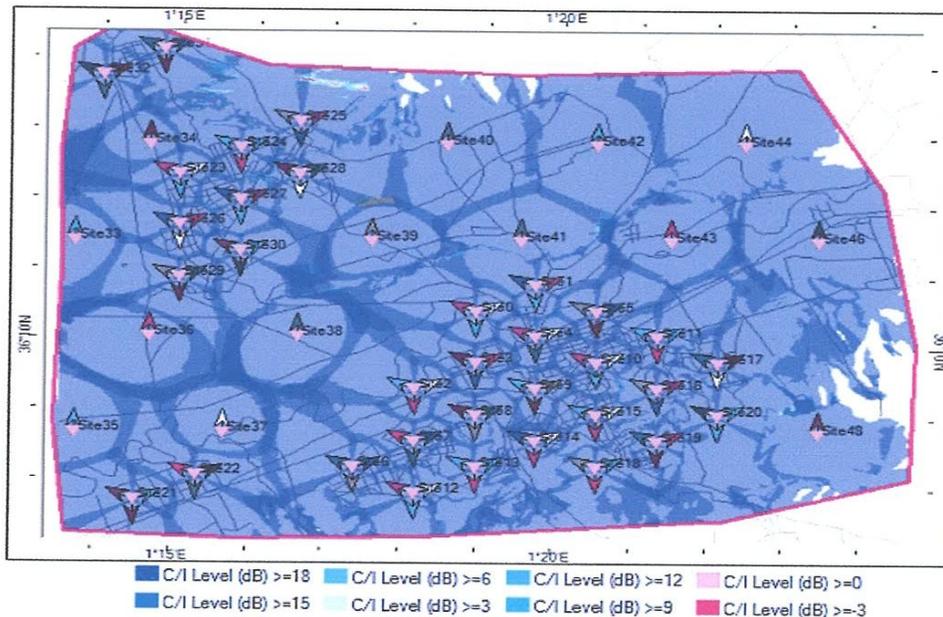


Figure 3.15: Couverture par niveau de C/I

Nous avons remarqué sur la carte qu'il y a des zones plus interférées c'est-à-dire que les zones où le niveau de C/I est inférieur à 9dB car d'après la norme le niveau C/I doit être supérieur au seuil de 9dB pour permettre une communication de qualité acceptable. Ces zones touchées par l'interférence, causée soit par la différence d'altitude qui cause une atténuation des signaux par les phénomènes de réflexions et réfractions et soit par les canaux adjacents ou Co-canaux. Ainsi on peut voir aussi que les niveaux de C/I sont dans la totalité supérieure à 18dB. Cela est illustré sur l'histogramme (3.16).

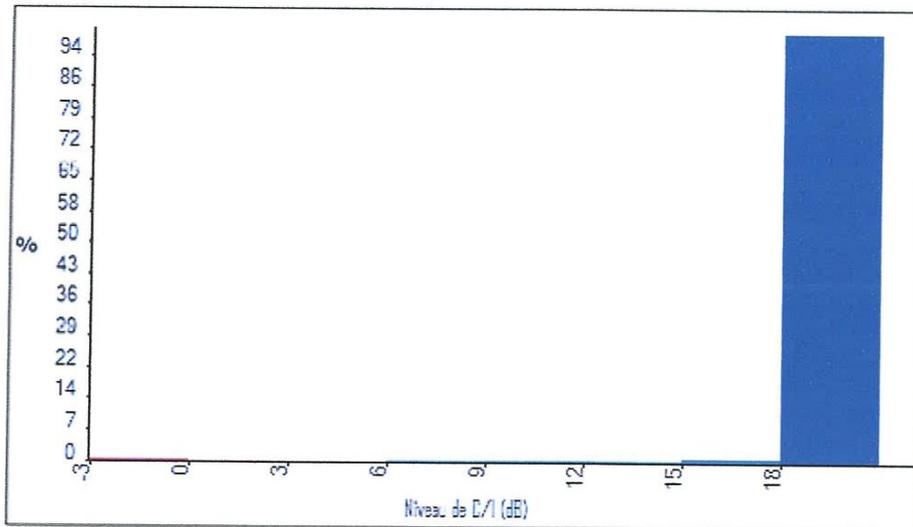


Figure.3.16: Histogramme du niveau de C/I

### III. 1.5. Optimisation du réseau mobile

#### III.1.5.1.Drive test

Drive Test est le logiciel le plus important pour l'optimisation. Drive testing est une méthode de mesure et d'évaluation de la couverture, la capacité et la qualité de service (QoS) d'un réseau de téléphonie mobile. Cette technique d'analyse permet la récupération d'une trace de mesure faite par le mobile à différents instants. Ceci est utile pour l'investigation de l'environnement radio.

### III.1.5.2 . L'interface du logiciel Drive Test

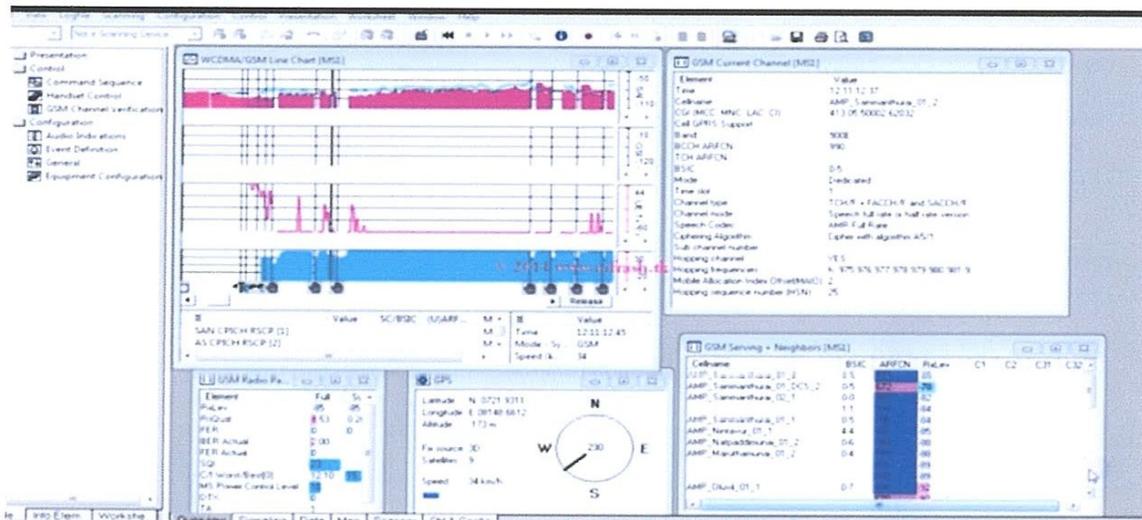


Figure.3.17: L'interface du logiciel Drive Test

### III. 1.5.3.La fenêtre du canal courant (Current Channel)

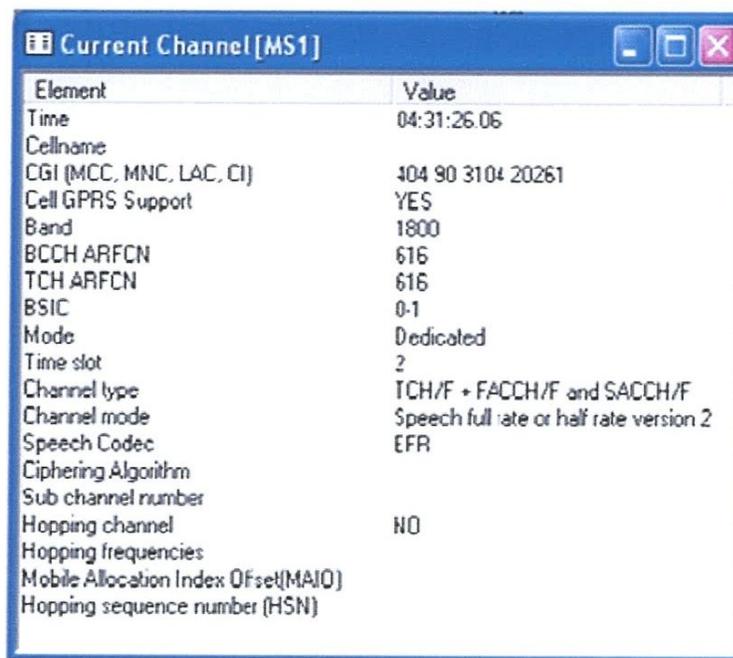


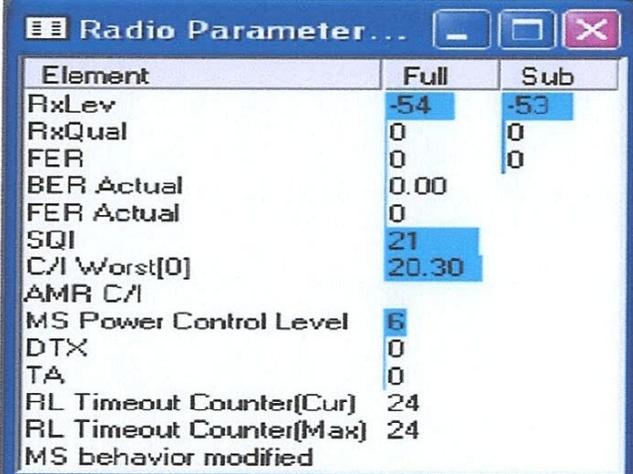
Figure.3.18: Fenêtre du canal courant

#### III. 1.5.3.1.Définition

- **Time** : affiche le temps de système d'ordinateur.
- **Cellname** : affiche le nom du secteur qui sert selon le dossier de cellules qui est chargé dans TEMS.

- **CGI** : il représente l'identité globale de la cellule qui est unique pour chaque secteur de site. Il se compose de MCC, MNC, LAC, CI.
  - MCC : code de pays mobile 0 – 999.
  - MNC : code mobile de réseau 0-99.
  - LAC: location Area code 0- 65535.
  - CI: cell identity 0-65535.
- **Cell GPRS Support** : indique le secteur est d'avoir GPRS ou non. Les valeurs sont oui ou NON.
- **Band** : indique dans quelle fréquence réunir le mobile par exemple GSM 900/1800.
- **BCCH ARFCN** : indique par quel BCCH est la station mobile pour se faire servir.
- **TCH ARFCN** : dont le trafic fréquence appel est en cours.
- **BSIC** : Base station identity code.
- **Mode** : montre dans quel état le mobile fonctionne, veille, dédiée et packet.
- **Channel Type** : le type de canal mobile devient maintenant comme : BCCH /TCH /F+FACCH /F+SACCH /F.
- **Channel Mode** : montre le mode de codage comme la voix plein débit ou demi-débit.
- **Ciphering algorithm** : utilisé par le système pour protéger les données de la vie privée.
- **Hopping channel** : Il montre que le secteur actuel est d'avoir fonctionnalité de saut ou non. Valeurs sont oui ou non.
- **Hopping frequencies** : saut de fréquence
- **Mobile allocation index offset (MAIO)**: c'est le nombre qui indique à partir de laquelle fréquence de la liste MA donnée pour le saut de secteur doit être démarré. Par exemple 0 secteur moyen va commencer à partir de la première fréquence à sauter.
- **Hopping sequence Number (HSN)** : Indique séquence dans laquelle les fréquences sont autorisés à monter à partir de la liste MA. 0-63. 0 pour Cyclique Hopping, 1-63 séquences de sauts aléatoires.

### III. 1.5.4.La fenêtre de paramètre radio



Element	Full	Sub
RxLev	-54	-53
RxQual	0	0
FER	0	0
BER Actual	0.00	
FER Actual	0	
SQI	21	
C/I Worst[0]	20.30	
AMR C/I		
MS Power Control Level	6	
DTX	0	
TA	0	
RL Timeout Counter(Cur)	24	
RL Timeout Counter(Max)	24	
MS behavior modified		

Figure.3.19:paramètres de Radio

- **FER (Frame Erasure Rate)** : il représente le pourcentage des trames étant chuté en raison du nombre élevé d'erreurs sur les bits non corrigés dans la trame. C'est une indication de la qualité vocale en réseau.
- **BER Actual** : Rapport entre le nombre de bits d'erreurs et le nombre total de bits transmis pendant un intervalle de temps donné. BER est une mesure pour la qualité de la voix dans le réseau.
- **SQI**: SQI est une mesure plus sophistiqué qui se consacre à refléter la qualité de l' discours (par opposition aux conditions d'environnement radio). Cela signifie que lors de l'optimisation de la qualité de la parole dans votre réseau, SQI est le meilleur critère à utiliser. SQI est mis à jour à intervalles de 0,5 s. Il est calculé sur la base de BER et FER. Pour EFR 30 FR, et HR -17 sont respectivement des valeurs idéales.
- **C/I** : Le rapport porteuse-sur-interférence est le rapport entre la puissance du signal de la cellule dessert courante et la puissance du signal indésirées (brouilleur). Il devrait être au moins > 9.
- **MS Power Control Level** : affiché l'intervalle de contrôle de puissance de 0 à 8 en fonction de la conception du réseau par exemple 0 signifie aucun contrôle de puissance, et 1 niveau moyen qui est défini par l'opérateur.
- **RL Timeout compteur (Cur)**: Ce paramètre définit la valeur maximale du compteur de liaison radio exprimée en blocs SACCH. Gamme de 4 - 64 en taille de pas de quatre. il montre la valeur actuelle du RLT. Diminution de 1, mais augmenter de 2. Quand elle atteint zéro, il résulte de la chute normale appel.
- **RL Timeout compteur (MAX)**: Ce paramètre définit la valeur maximale du compteur de liaison radio exprimée en blocs SACCH. Gamme de 4 - 64 en taille de pas de quatre. il montre la valeur actuelle du RLT.
- **MS Behavior Modified**: Cette fenêtre affiche les paramètres actuels de la station mobile, par exemple, si un handover est désactivé ou rapports multi-bande permis.

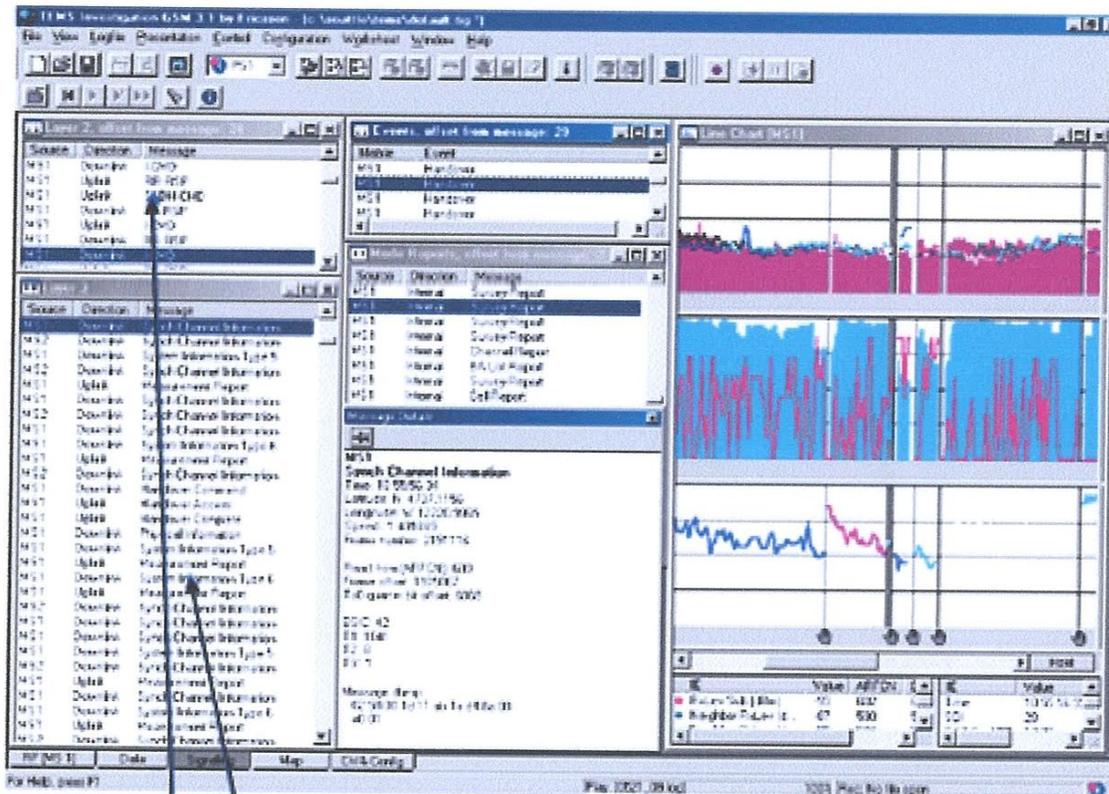
### III. 1.5.5.Problèmes de qualité :

Indicateurs collectés par le réseau qui donnent des informations sur la qualité de la parole sont:

- Des appels interrompus due à la mauvaise qualité.
- Rejets d'appels en raison de la mauvaise qualité.
- des échecs handover .
- handover, la qualité contrôlée.
- handover intra-cellule, la qualité Contrôlé.
- La distribution RXQUAL.
- mesures FER / distributions.



- Messages de handover en couche 3 (Figure 3.22)



Couche 2 et 3

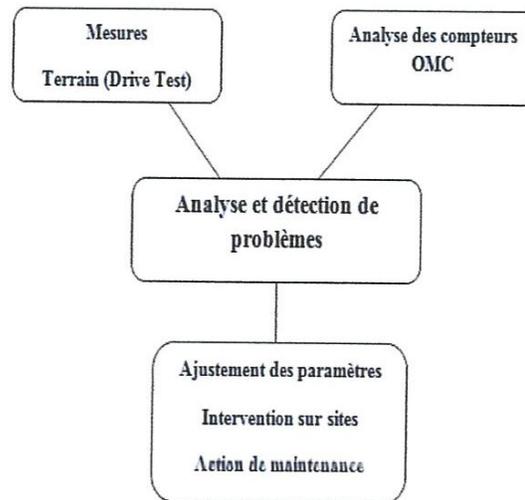
Messages lors de processus de handover

Figure .3 .22:Handover en couche 3 Message

Avant HO a lieu, le système doit décider le meilleur candidat abord il répète les mesures consécutifs pour classer les cellules selon l'algorithme HO. Veuillez noter que l'algorithme HO dans le système de fournisseurs différents ou même les opérateurs utilisant le même équipement pourrait être différent. Certains systèmes pourraient classer les cellules qui cherchent à la force du signal ou certain peuvent classer à la recherche de la perte de leur chemin ou peut à la fois .

### III. 1.5.7.Processus d'analyse

Après l'obtention des différents indicateurs, la phase d'analyse combinée entre ces indicateurs commence et le processus de détection des anomalies se déclenche. Cette étape consiste à la synthèse des différentes sources d'informations et la transmission de cette synthèse pour action vers le bon intervenant : maintenance, ingénierie et optimisation. Dans le schéma ci-dessous, on va présenter les étapes de ce processus.



**Figure 3.23: Processus d'analyse**

Dans la phase d'analyse de la performance du réseau et de la détection des anomalies, il y a une comparaison entre les indicateurs obtenus et les paramètres seuils (fixé par l'opérateur) qui présentent les seuils d'une qualité de service acceptable. Le tableau ci-dessous, présente quelques seuils de QoS.

Indicateurs	Paramètre seuil
Taux de coupures d'appels	2%
Taux de blocage	2%
Taux de congestion TCH	2%
Taux de handover sur niveau sens descendant	20%
Taux de handover sur niveau sens montant	20%
Taux de handover sur qualité sens descendant	25%
Taux de handover sur qualité sens montant	10%
Taux de handover sur interférence	1%
Taux de d'échec de handover	2%
Taux de handover sur distance	0.1%
RXLEV	77dBm
RXQUAL	4%

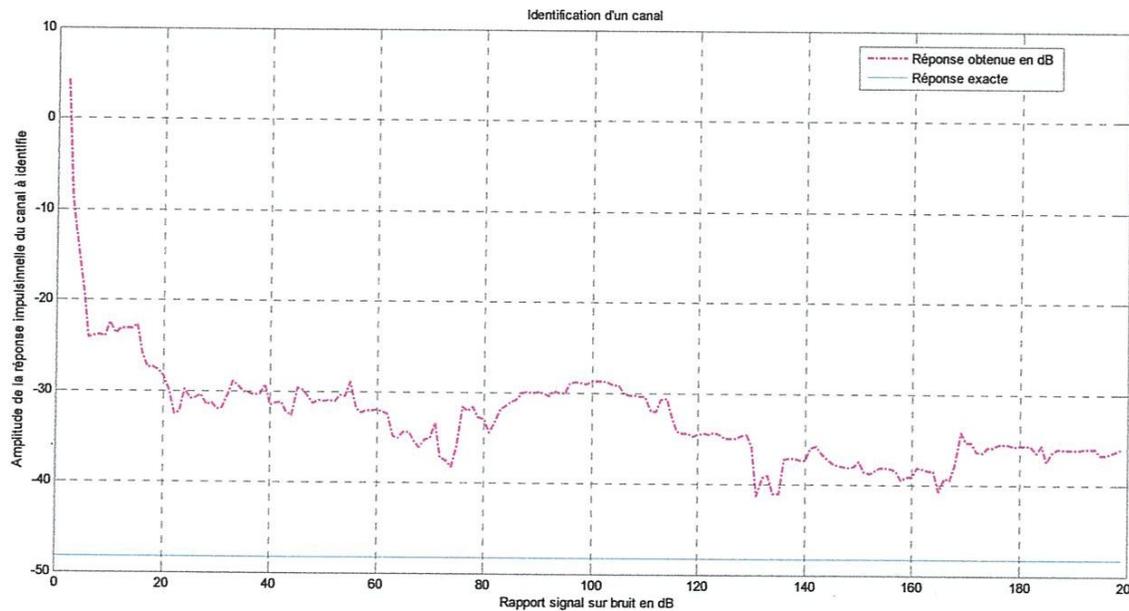
**Tableau.3.1 : quelques seuils de QoS.**

## Introduction

Dans ce chapitre, pour évaluer les performances d'un système de transmission numérique nécessite la connaissance de la valeur du rapport signal sur bruit (RSB). Cette valeur peut être calculée mathématiquement ou par simulation logiciel. Dans ce chapitre, pour évaluation les performances d'un système de transmission numérique, nous avons d'abord identifié un canal de transmission ensuite discuter de la qualité d'une transmission à l'aide d'un diagramme de l'œil et en fin donner le rôle d'un égaliseur.

### IV .1. Résultat de simulation

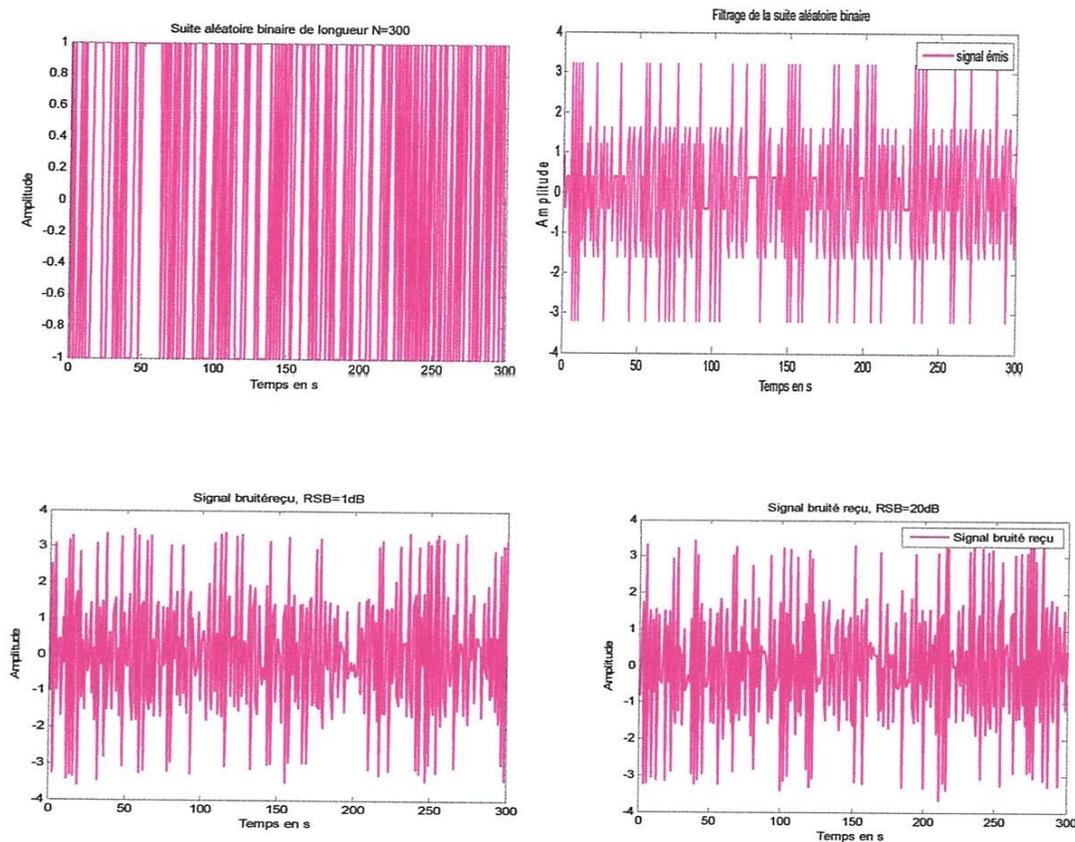
Dans la figure (4.1) nous avons représenté l'écart entre la réponse impulsionnelle exacte (droite en bleu) et la réponse impulsionnelle calculée en décibel (courbe en rouge) d'un canal de transmission. Nous constatons que les variations de la réponse impulsionnelle calculée en décibel ne sont pas linéaires. Cela nous permet de conclure que, en pratique, la réponse impulsionnelle d'un canal de transmission n'est jamais exacte.



**Figure 4.1 : Ecart entre la réponse exact et réponse obtenue en dB**

La figure( 4.2) représente les signaux en point d'une chaîne de communication. Nous avons générée suite aléatoire binaire de longueur  $N=300$  qui sera filtré pour donner un signal à émettre dans le canal de transmission.

## IV .1.1. La chaîne de communication numérique



**Figure 4.2 : signaux en différents points de la chaîne de communication**

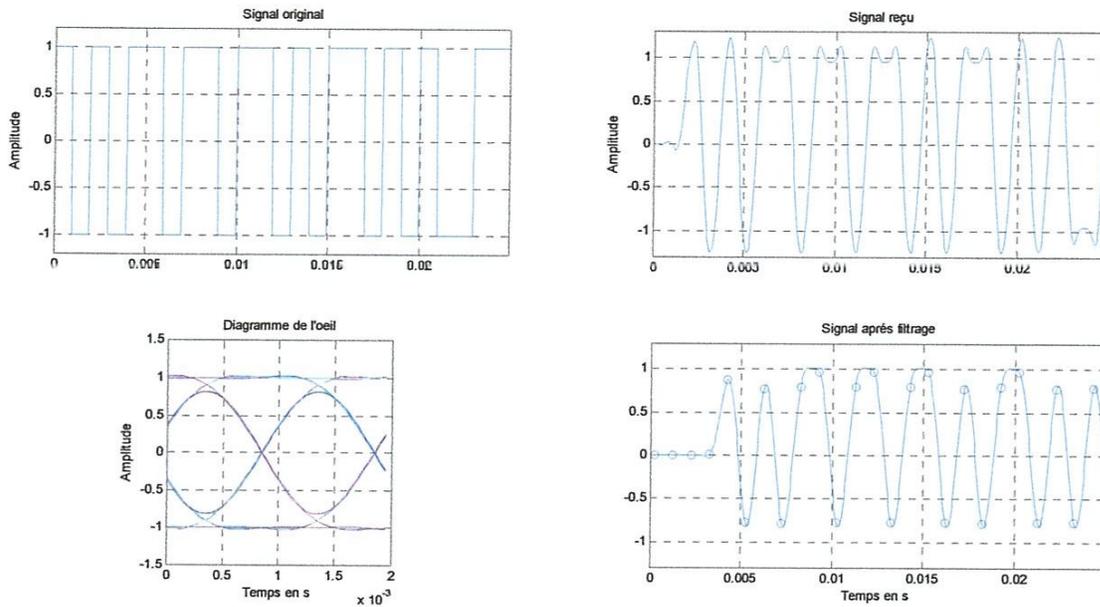
A la réception nous constatons, du point de vue amplitude, que pour un RSB=20 dB le signal reçu diffère un tout petit du signal émis. Cette légère différence est due à la contribution d'un bruit dans le signal émis.

Si on refait cette opération en prenant cette fois ci un RSB=1 dB, nous constatons que l'amplitude du signal reçu passe de  $\pm 4$  à  $\pm 8$  millimètres, ce qui veut dire le signal reçu est largement différent du signal émis autrement dit le bruit a dégradé la qualité du signal transmis. Dans ce cas nous pouvons conclure que la transmission est mauvaise

La figure (4.3) représente également les signaux en différent point d'une chaîne de communication. Mais cette fois ci la suite aléatoire binaire n'est plus de longueur 150.

Le diagramme de l'œil représenté sur la figure( 4.1) montre que le transmis n'est pas affecté par un bruit, ni par une interférence entre symbole. Nous avons porté sur la figure (4.3) la probabilité d'erreur correspondante à l'instant optimal d'échantillonnage. Cet instant optimal est choisi à l'endroit où l'œil est le plus verticalement possible. Si on décale un tout petit peu de quelque milliseconde l'instant d'échantillonnage, la probabilité d'erreur

augmente. Nous pouvons donc conclure que pour améliorer la qualité d'une transmission on doit choisir l'instant de décision à l'endroit où l'œil est le plus verticalement possible.



**Figure 4.3 : Signaux en différents points de la chaîne de communication**

Nous avons montré sur la figure (4.4) la différence entre un diagramme de l'œil pour un signal non bruité et un diagramme de l'œil pour un signal bruité. Nous avons constaté qu'en absence d'un bruit toutes les trajectoires du signal en sortie du filtre adapté concourent en un point unique aux instants d'échantillonnage et qu'en présence d'un bruit ces trajectoires ne sont plus concourantes en un point aux l'instant d'échantillonnage.

## IV. 1.2. Diagramme de l'oeil

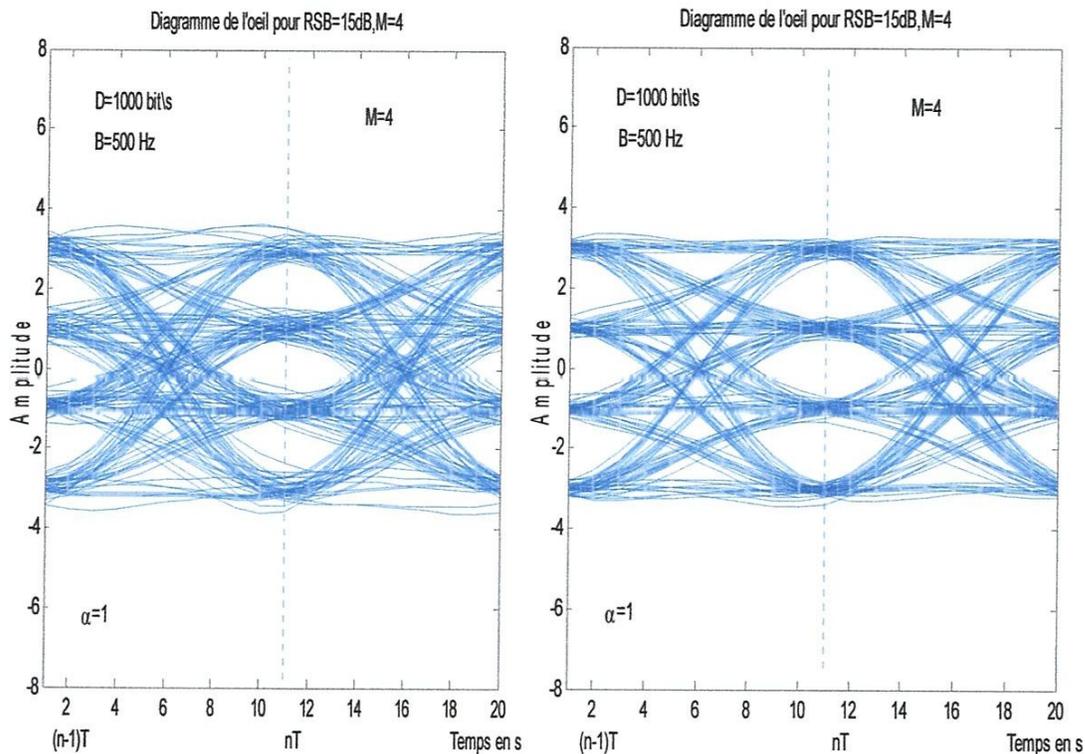


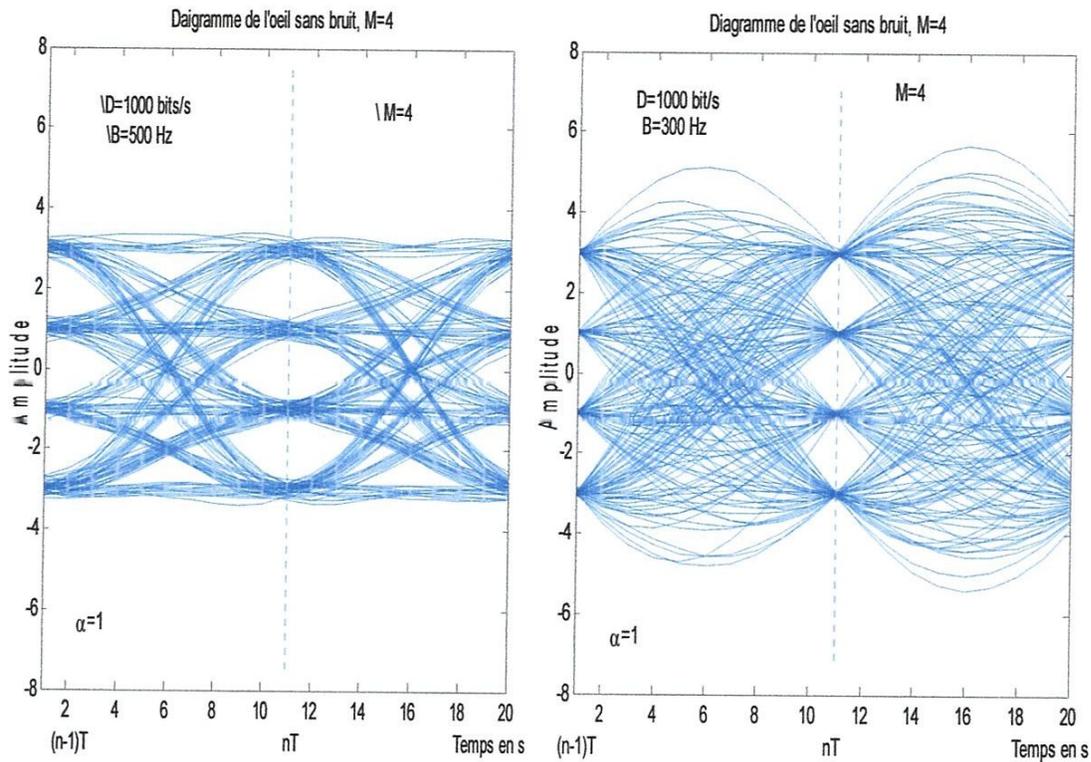
Figure 4.4 : Diagramme de l'œil pour un signal sans et avec bruit

La différence entre un diagramme de l'œil pour un bruité et un diagramme de l'œil pour un signal bruité étant précisée nous allons maintenant montrer le rapport entre la bande passante d'un canal et la probabilité d'erreur c'est-à-dire le lien entre l'arrondi alpha ( $\alpha = 2B / \mathcal{R} - 1$ ) et la qualité d'une transmission.

Considérons la figure (4.5) qui représente deux diagrammes de l'œil, l'un pour une bande occupée de 300Hz, soit  $\alpha = 0.2$  et l'autre pour une bande occupée de 500Hz, soit  $\alpha = 1$ . Les deux diagrammes de l'œil sont tracés pour un débit binaire de  $1000 \text{ bit.s}^{-1}$ ,  $M=4$ . Nous remarquons que l'ouverture verticale aux instants  $kT$  est la même pour les deux diagrammes de l'œil, ce qui veut dire que les performances en terme de probabilité d'erreur sont les mêmes. Dans ce cas nous pouvons donc dire que la variation d'une bande passante d'un canal n'influence pas la qualité d'une transmission.

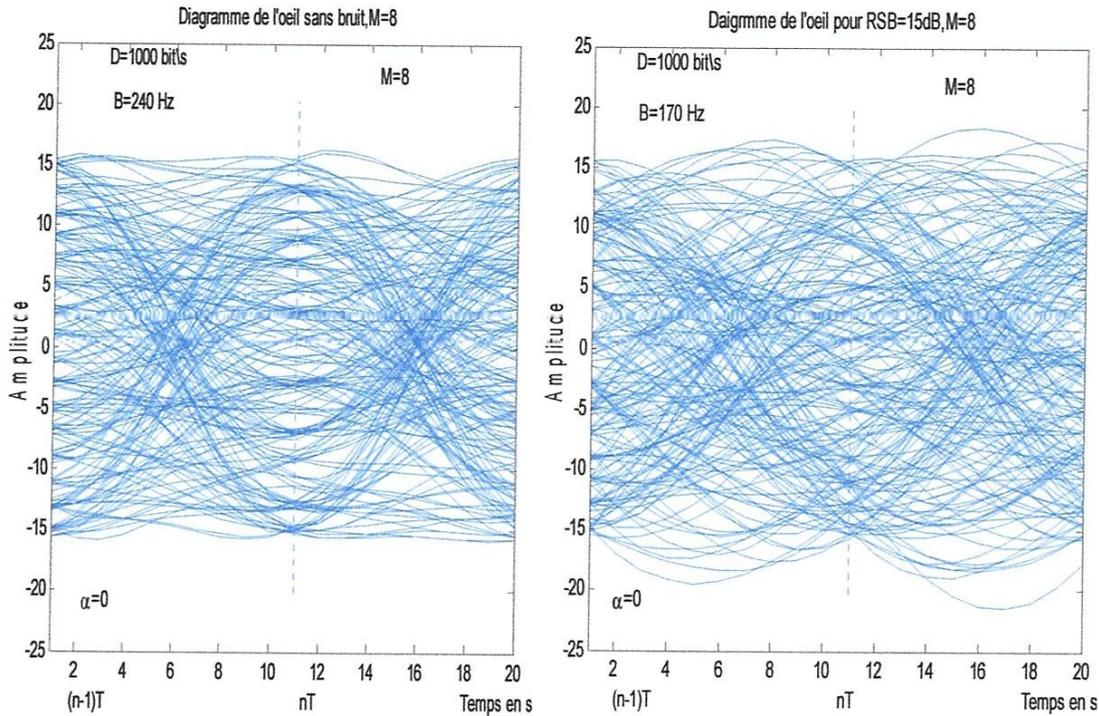
Si l'instant d'échantillonnage subit un léger glissement, l'ouverture verticale à cet instant là est plus grande pour la bande 500Hz. La probabilité d'erreur sera petite. Nous pouvons donc conclure que l'ouverture horizontale garantit une meilleure robustesse vis-à-vis d'une désynchronisation de l'échantillonneur.

En agissant sur un instant d'échantillonnage, nous avons remarqué que la probabilité d'erreur est d'autant plus grande que la bande choisie est petite.



**Figure 5.5 : diagramme de l'œil pour les bandes occupées 300Hz, 500Hz**

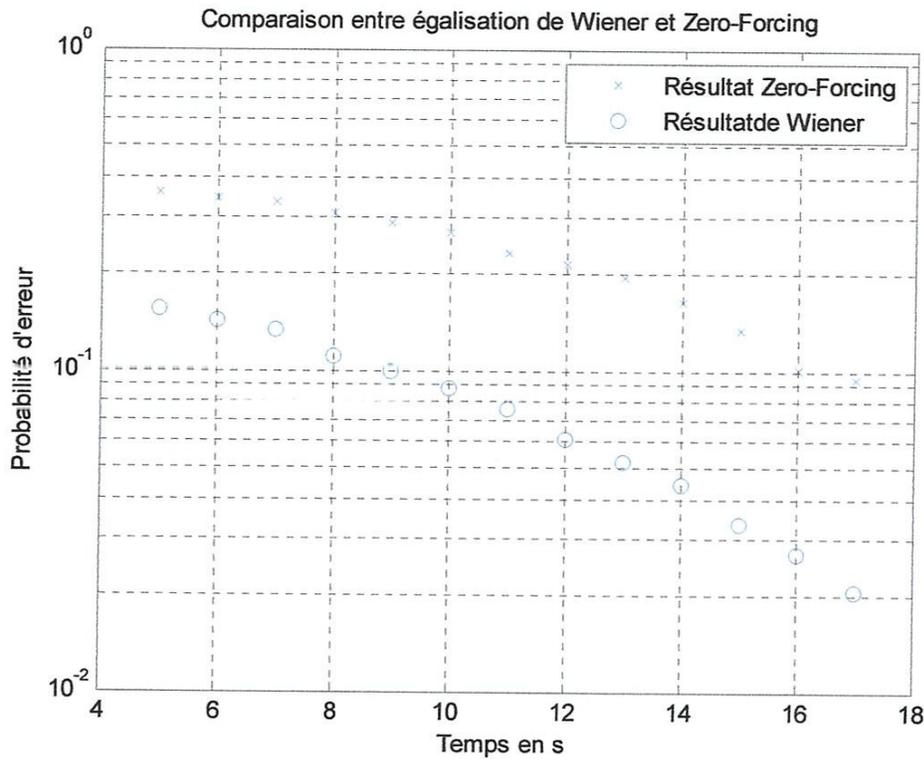
La figure (4.6) représente l'influence du paramètre  $M$  sur la qualité d'une transmission. Nous avons représenté sur la figure (4.6) deux diagrammes de l'œil pour  $M=8$ . Nous avons remarqué que dans ces diagrammes, l'œil a tendance à se refermer. Nous pouvons donc conclure que la qualité d'une transmission se dégrade lorsque le nombre de symbole  $M$  augmente.



**Figure 4.6 : Diagrammes de l'œil pour  $M=8$**

Nous avons sur la figure(4.7) comparé les performances en fonction de la probabilité d'erreur d'un égaliseur Zéro-Forcing avec les performances égaliseur de Wiener. Les croix indiquent les probabilités d'erreur obtenues pour les différentes valeurs du rapport signal sur bruit en dB. Nous avons remarqué, pour les deux égaliseurs, que la probabilité d'erreur décroît en fonction du rapport signal sur bruit et de plus nous avons constaté que les résultats sont sensiblement meilleurs avec le filtre de Wiener [11].

## IV. 1.3. Egaliseur zéro forcing



**Figure 4.7 : Egaliseur Wiener et égalisation Zéro-Forcing**

Dans figure (4.8) nous avons généré un signal bruité ( $RSB=20$ ). Ce signal est ensuite affecté par une interférence entre symbole. Après l'égalisation nous avons retrouvé le signal émis. Nous pouvons donc conclure que le rôle d'un égaliseur consiste à corriger l'éventuelle erreur que peut subir un signal dans une chaîne de transmission et qu'un égaliseur contribue à améliorer la qualité d'une transmission [11].

IV .1.4.Egalisation linéaire d'un canal de communication

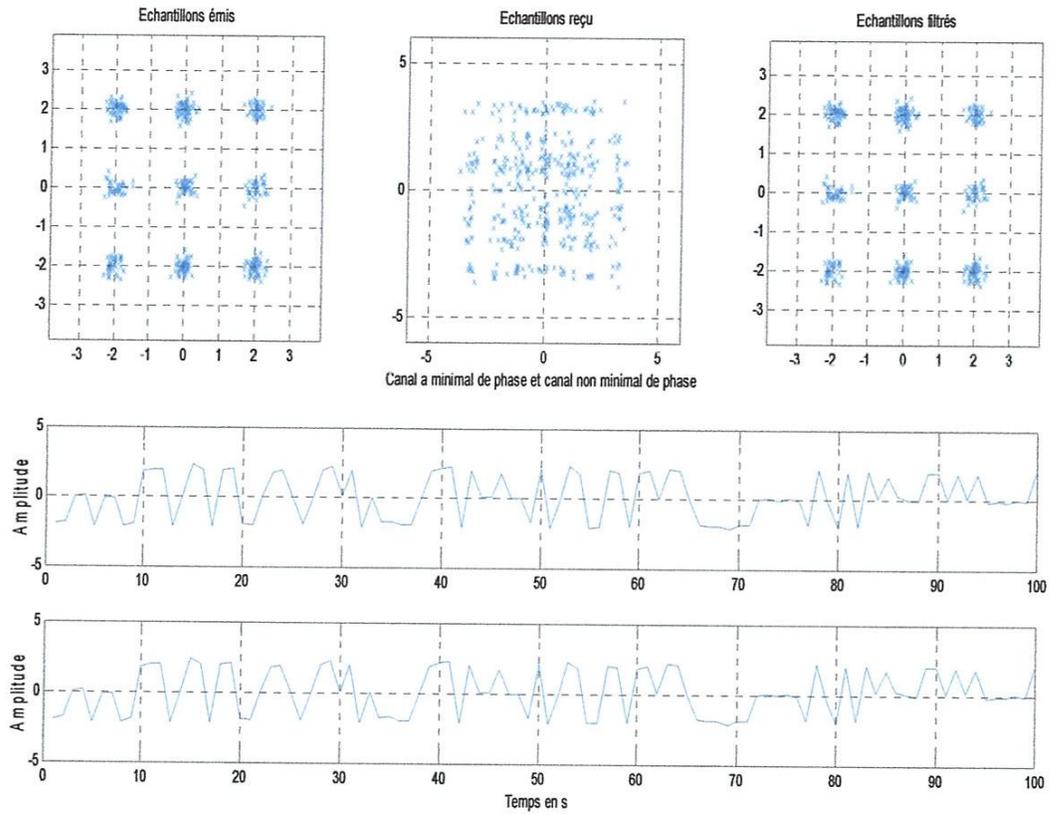


Figure 4.8 : Signal bruité, RSB=20dB ; signal contenant de l'IES ; signal après égalisation

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué les performances d'une chaîne de transmission numérique. Nous avons dans un premier temps évalué le diagramme de l'œil pour certains paramètres (l'instant d'échantillonnage, le valence du signal ( $M$ ) ainsi que le rapport signal sur bruit). Nous avons remarqué, en agissant sur l'instant d'échantillonnage, que la probabilité d'erreur est d'autant plus grande que la bande choisie est petite et qu'en présence d'un bruit plus l'œil est ouvert verticalement, plus la probabilité d'erreur est faible. Ensuite, nous avons comparé les performances d'un égaliseur Zéro-Forcing aux performances obtenues avec l'égalisation de Wiener : les résultats sont meilleurs en faveur d'un égaliseur de Wiener. Enfin, nous avons évalué une égalisation linéaire en corrigeant un signal soumis à une interférence entre symbole.

# **CONCLUSION GENERAL**

## CONCLUSION GENERALE

Ce modeste travail à été consacré à l'étude de réduction des interférences dans les systèmes de communications et notamment dans les réseaux mobiles. Il a été surtout question d'étudier ce problème d'interférence et les solutions possibles pour le réduire au minimum. En fait, il s'agit d'un problème très important dans les télécommunications ainsi le choix d'une technique de transmission adéquate est déterminé par les caractéristiques du canal de transmission. De Ce fait, l'étude du comportement d'un canal radio mobile est essentielle pour la modélisation d'un système de transmission. Pour un canal radio idéal, le signal reçu consiste en un seul signal issu du trajet direct. Dans ce cas, à la réception, le signal reçu est parfaitement reconstruit. Cependant, pour un canal réel, le signal est modifié durant la transmission à travers le canal. Le signal reçu est la somme de répliques atténuées réfléchies réfractées et diffractées du signal transmis. En plus, le canal ajoute du bruit au signal et peut causer un changement de la fréquence porteuse. Comprendre ces effets est important, car les performances d'une chaîne de transmission dépendent des caractéristiques du canal de transmission.

Dans un second plan, nous avons présenté quelques généralités sur la chaîne de communication numérique radiofréquence. Dans les deux parties émetteur et récepteur, nous avons examiné un certain nombre de modulation qui sont aujourd'hui utilisées ainsi les deux canaux d'onde les plus utilisés à savoir le canal AWGN (canal à bruit blanc gaussien additif), qui permet d'évaluer les performances d'un système en terme de bruit, et le canal multitrajets qu'est plus utilisé pour évaluer les perturbations dues aux multitrajets et aux autres utilisateurs travaillent dans la bande considérée.

Dans la suite de notre travail, nous avons décrit les notions essentielles permettant de comprendre et d'appréhender le comportement du canal radio-mobile. Nous avons abordé les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile, ainsi que les types des interférences dans le radio-mobile et l'utilisation de l'algorithme de Viterbi comme une solution optimale pour le décodage de code convolutif. Ensuite nous avons décrit les différentes phases qui interviennent dans le déploiement d'un réseau mobile. Pour mettre en pratique cette phase, un stage pratique est effectué au sein d'ATM Mobilis, en fait, nous avons côtoyé leur équipe de planification et optimisation du réseau, ce qui nous a permis d'acquérir une expérience pratique de ce qui constitue notre travail de fin d'étude. Dans ce cadre, après une familiarisation avec le logiciel de planification et d'optimisation ATOLL. Nous avons montré des différents paramètres tels que le rapport signal sur bruit (S/B), les interférences.... etc

Pour terminer nous avons fait une simulation sur les méthodes d'évaluation d'un système de transmission numérique. Dans un premier temps, nous avons examiné le diagramme de l'œil pour certains paramètres. Nous avons remarqué, en agissant sur l'instant d'échantillonnage, que la probabilité d'erreur est d'autant plus grande que la bande choisie est petite et qu'en présence d'un bruit plus l'œil est ouvert verticalement, plus la probabilité est faible, enfin nous avons évalué présenté les performances de quelques types d'égaliseurs permettant de compenser l'effet du canal.

# REFERENCES

[1] X.LAGRANGE, « **principe et évolution de GSM** » ; Hermès Lavoisier, 2005.

[2] M.KECHKOUCHE « **Etudes des services et applications offerts par l'UMTS** » ITO 2004.

[3]G.BAUDOIN « **Radiocommunications numériques/1 principe, modélisation et simulation** » dunod, Paris 2002.

[4]P.SEITE, « **capacité d'un réseau DS-CDMA microcellulaire et détection multiutilisateurs** », thèse de doctorat, université de METZ ,1995.

[5] MC claning « **Radio récepteur** » noble plushing corporation, Kevin Zraly.

[6]J.G.PROAKIS, « **digital communication** », Mc Graw Hill international Edition 1995

[7] SAIDANI SAMIR « **contribution à l'évaluation des performances des systèmes de communications Mobiles** », session 2012 pour obtenir le diplôme de Magister en télécommunication.

[8] LAURENT Despersin-Philips mobile phones « **algorithme de viterbi** »-cours polytech's Orleans.

[9]Michel Joindot, Alain Clavieux « **introductions aux communications numérique** »DUNOD 2007.

# Bibliographie

[10]Diouf Mbaye, Habimana Janvier Régis« **Étude, Planification des réseaux 3G : cas de l'UMTS** », session JUIN 2010 pour l'obtention du diplôme de Master académique en télécommunication.

[11]Gérard blanchet, Maurice charbit « **Signaux et images sous Matlab** », méthode, application et exercices corrigés, Paris ,2001.

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

Figure.1.1. Représentation des cellules.....10

Figure 1.2 : Exemple d'un réseau de motifs à 7 cellules.....11

Figure 1.3 : Synoptique d'une chaîne de transmission numérique.....12

Figure 1.4: Exemples de constellations (a,b) .....15

Figure 1.5 : Spectres de signaux avant et après transposition de fréquence. ....17

Figure 1.6 : Schéma de réalisation d'un modulateur en quadrature. ....17

Figure 1.7 : Un exemple d'erreur de synchronisation.....19

Figure 1.8: Représentation du canal multi trajets.....20

Figure 1.9: Schéma de réalisation d'un démodulateur en quadrature.....22

Figure 1.10: Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16.....24

Figure.1.11.Représentation temps –fréquence du FDMA.....25

Figure.1.12: Représentation temps –fréquence du TDMA.....26

Figure.1.13.Représentation temps / fréquence du CDMA. ....26

CHAPITRE 2

Figure. 2.1 : Principe de la réflexion. ....30

Figure .2.2 : Principe de la diffraction. ....31

Figure.2.3 : Principe de la diffusion. ....31

Figure .2.4 : Les distorsions sur le signal.....31

Figure .2.5 : Propagation à trajets multiples.....33

Figure.2.6 : Milieu de transmission avec deux obstacles.....33

Figure.2.7: Le spectre de puissance Doppler normalisé de Rayleigh.....34

Figure.2.8: Fading de Rayleigh.....35

Figure 2.9 : Interférence Co-canal (A, B, C émettent sur le même canal).....36

## Liste des figures

Figure .2.10 : Transmission (bande de base) d'un signal modulé en QAM ou PAM.....	37
Figure.2.11: signal BPSK-fc canal=100Hz.....	38
Figure.2.12 : Diagramme de l'œil pour un signal BPSK.....	39
Figure.2.13 : Réponse fréquentielles et temporelle pour les filtres cosinus surélevé.....	41
Figure.2.14 : Diagramme de l'œil pour un signal BPSK transmis un canal de Nyquist.....	42
Figure.2.15: Introduction à l'égalisation.....	43
Figure .2.16 : Le filtre égaliseur aux échantillons.....	44
Figure .2.17 : Les égaliseurs transverses.....	44
Figure.2.18 : Le critère zéro forcing.....	46
Figure .2.19 : L'annulation de l'IES par le critère du ZF.....	48
Figure.2.20: Le schéma d'une chaîne de transmission numérique.....	50
Figure.2.21: Principe d'un codeur convolutif.....	50
Figure.2.22 : Exemple de codeur convolutif non systématique.....	51
Figure .2.23 : Diagramme en arbre du codeur convolutif.....	53
Figure.2.24 : Diagramme en treillis du codeur convolutif.....	53
Figure.2.25 : Diagramme d'état.....	54
Figure.2.26 : Déroulement de l'algorithme de Viterbi.....	55,56,57
<b>CHAPITRE 3</b>	
Figure.3.1: Processus de planification.....	62
Figure.3.2: carte numérique de l'Algérie.....	63
Figure.3.3: la carte sursol pour différents types d'environnements.....	63
Figure.3.4: La fenêtre principale d'ATOII.....	64
Figure .3.5. Présentation de l'onglet Data.....	65
Figure .3.6: Présentation de l'onglet Géo.....	66
Figure .3.7: Présentation de l'onglet Modules.....	66

## Liste des figures

Figure.3.8: Configuration d'un nouveau secteur.....	68
Figure .3.9: Les différents types des modèles de propagation.....	69
Figure.3.10: Les différentes études de prédiction.....	69
Figure.3.11: Couverture de la zone par qualité de signal.....	70
Figure. 3.12: Couverture de la zone par qualité du signal .....	71
Figure.3.13 :Transmission entre deux zones éloignées.....	72
Figure.3.14:transmission entre deux zones proches.....	72
Figure .3.15: Couverture par niveau de C/I.....	73
Figure.3.16: Histogramme du niveau de C/I.....	74
Figure.3.17: L'interface du logiciel Drive Test.....	75
Figure.3.18: Fenêtre du canal courant.....	75
Figure.3.19:paramètres de Radio.....	76
Figure.2.20: Qualité mauvaise du signal.....	78
Figure .3.21: Mauvaise qualité due a la puissance du signal – FER est OK.....	79
Figure .3 .22:Handover en couche 3 Message.....	80
Figure 3.23:Processus d'analyse.....	81
<b>CHAPITRE 4</b>	
Figure 4.1 : Ecart entre la réponse exact et réponse obtenue en dB.....	84
Figure 4.2 : signaux en différents points de la chaine de communication.....	85
Figure 4.3 : Signaux en différents points de la chaine de communication.....	86
Figure 4.4 : Diagramme de l'œil pour un signal sans et avec bruit.....	87
Figure 5.5 : diagramme de l'œil pour les bandes occupées 300Hz, 500Hz.....	88
Figure 4.6 : Diagrammes de l'œil pour M=8.....	89
Figure 4.7 : Egaliseur Wiener et égalisation Zéro-Forcing.....	90
Figure 4.8 : Signal bruité, RSB=20dB ; signal contenant de l'IES ; signal après égalisation.....	91

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 caractéristiques de la norme AMPS.....5

Tableau 1.2. Caractéristiques de la norme NMT.....5

Tableau .1.3: Caractéristiques de la norme GSM.....6

Tableau.1.4.caractéristiques de la norme UMTS.....8

Tableau.3.11: quelques seuils de QoS.....81

<b>1G</b>	First Generation
<b>2G</b>	Second Generation
<b>3G</b>	Third Generation
<b>4G</b>	The Fourth Generation
<b>FM</b>	Frequency modulation
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communication
<b>GSMK</b>	Gaussian Minimum Switching Center
<b>DS-CDMA</b>	Direct Sequence CDMA
<b>DCS 1800</b>	Digital Cellular system à 1800MHZ
<b>UMTS</b>	Universal mobile Telecommunication system
<b>GPRS</b>	GENERAL PACKET RADIO SERVICE
<b>EDGE</b>	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>AMRC</b>	Accès multiple à Répartition par codes
<b>AMRF</b>	Accès Multiple à Répartition dans le temps
<b>AMPS</b>	Advanced Mobile phone système
<b>BTS</b>	Base Tranceiver Station
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>FDMA</b>	Frequency Division multiple Access
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>FDD</b>	Frequency Division Duplexing
<b>Eb/No</b>	rapport entre l'énergie binaire et la densité de puissance du bruit
<b>ISE</b>	Inter-symbol Interference
<b>IES</b>	Interférence Entre Symboles
<b>ZF</b>	Zero-Forcing
<b>RSB</b>	Rapport Signal sur Bruit
<b>MDP</b>	Modulation par Déplacement de phase
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplex

# GLOSSAIRE

<b>PAM</b>	Pulse-amplitude modulation
<b>ASK</b>	Amplitude Shift Keying
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>BPSK</b>	Binary phase Shift Keying
<b>16-QAM</b>	16-Quadrature Amplitude Modulation
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>BBAG</b>	Bruit Blanc Additif Gaussien
<b>UIT</b>	<b>l'union INTERNATIONAL DES TÉLÉCOMMUNICATIONS</b>
<b>IP</b>	Internet protocol
<b>WAP</b>	Wireless Application Protocol
<b>WIMAX</b>	signifie Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>3GPP</b>	3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT
<b>JPEG</b>	JOINT PHOTOGRAPHIC EXPERTS GROUP
<b>LTE</b>	LONG TERM EVOLUTION
<b>VoIP</b>	Voice-Over-Internet Protocol
<b>SFR</b>	société française de radiotéléphonie
<b>W-CDMA</b>	Wideband CDMA
<b>NMT</b>	Nordic Mobile Telephone
<b>TACS</b>	<b>TOTAL ACCESS COMMUNICATION SYSTEM</b>
<b>NLOS</b>	<b>NO LINE OF SIGHT</b>
<b>IS95</b>	Interim Standard 95
<b>RX</b>	Le récepteur (RX) de la radiocommande en modélisme naval