

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8 mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



# Mémoire

Présenté pour obtenir le Diplôme de Magister en Télécommunications

**OPTION: Télécommunications**

Par:

**SAIDANI Samir**

**Thème**

**Contribution à l'Evaluation des Performances  
des Systèmes de Communications Mobiles**

**Devant le Jury :**

<b>Président :</b>	Pr. BOUMAZA Mohamed Seghir	Université 8 mai 1945Guelma
<b>Rapporteur:</b>	Dr. REDADAA Salah	Université 8 mai 1945Guelma
<b>Examineurs:</b>	Dr. BOUALLEG Ahcene	Université 8 mai 1945Guelma
	Dr. HAMDI Rachid	Université 8 mai 1945Guelma

**SESSION 2012**

## **Remerciements**

*Avant tout, Merci à Dieu le tout puissant qui m'a donné le courage et la force pour réaliser ce modeste travail, et à qui j'adresse mes remerciements par sa grâce infinie pour moi.*

*Je tiens à remercier vivement mon Encadreur de Mémoire de Magister, Dr. **REDADAA Salah** qui m'a guidé avec confiance au cours de mon travail. Mes vifs remerciements pour l'intérêt qu'il porte au développement de la recherche et pour l'esprit d'équipe qu'il a su créer au sein du Laboratoire des Télécommunications (LT) à l'Université 8 mai 1945 Guelma.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Professeur **Med Seghir BOUMAZA** de l'Université 8 mai 1945 Guelma d'avoir accepté de présider le jury.*

*Je souhaite exprimer ma gratitude aux membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail, Dr. **Ahcene BOUALLEG** et Dr. **Rachid HAMDI** Maîtres de Conférences à l'Université 8 mai 1945 Guelma.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants qui ont participé à notre formation.*

*A mes très chers parents, que j'adore et je souhaite toujours les avoir à mes cotés. Je vous remercie infiniment de vos sacrifices. Que DIEU les protège et les garde pour moi.*

*Ames très cher frères et sœur.*

*A tous mes amis et collègues de la promotion 2012.*

*J'adresse également mes profondes considérations à tous ; qui de loin ou de près, ont aidé à la réussite de ce projet.*

## *Résumé*

---

Dans le contexte actuel où le nombre d'utilisateurs radio-mobiles augmente considérablement de jour en jour et qui sont de plus en plus demandeurs de communications fiables et de services multimédias tels que l'envoi de vidéo, l'utilisation d'internet en plus des services classiques qui sont celui de la téléphonie et celui des SMS (Short Message Service), mettre au point un système qui offre la possibilité d'améliorer la qualité des communications et la capacité aussi bien en terme de nombre d'utilisateurs que de débit est devenu d'une grande nécessité. C'est dans cette optique que l'on a introduit l'accès multiple à répartition par les codes (Code Division Multiple Access - CDMA) basé sur l'étalement de spectre à séquence directe. En DS-SS-SS, l'ensemble des utilisateurs du système transmet simultanément dans une même bande de fréquences.

L'étalement du spectre par séquence directe occupe une place prépondérante dans les systèmes de télécommunication mobile utilisant la technique d'accès multiples par répartition de code : se sont les systèmes dits de troisième génération (3G). En effet, ces systèmes permettent des trafics de données diverses à hauts débits (jusqu'à 14Mb/s) et l'accès simultané d'un grand nombre d'utilisateurs.

Notre travail concerne l'évaluation des performances des systèmes de communications mobiles de 3<sup>ème</sup> génération (3G), utilisant le DS-SS-SS comme technique d'accès. Ces performances sont évaluées en tenant compte des différents paramètres qui interviennent dans les limitations du système tels que le facteur d'étalement, le rapport signal sur bruit, le nombre d'utilisateurs, l'effet du canal. D'autre part les techniques de modulation multiporteuse de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a été présenté en vue d'une utilisation pour les réseaux mobiles de 4<sup>ème</sup> génération (4G).

## *Abstract*

---

In the current context where the number of radio mobile users increases considerably day by day and where these users wish to have reliable communications, multimedia services like sending videos, the use of internet in addition to the classical services as the telephony and the SMS; bring into focus a system which can give the possibility to improve the quality of communications and the capacity in terms of number of users and the capacity in term of bit rate has become of a great importance. That's why, in sight of all of this, the CDMA (Code Division Multiple Access), was introduced in the radio mobile system. Indeed, DS-CDMA is a system which is based spreading of spectrum and allows using the same carrier frequency for several digital links.

Direct sequence / spread spectrum (DS/SS) is widely used in CDMA- based systems for third generation (3G) networks. Indeed, the 3G systems allow high data rates transmissions and the simultaneous access of a very large number of users.

This work concerns the performance evaluation of mobile communication systems for third generation (3G), using the DS-CDMA as the access technique. This performance is evaluated taking into account different parameters involved in the system limitations such as the spreading factor, the signal to noise ratio, the number of users, and the effect of the channel. On the other hand a multicarrier modulation technique like OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) was presented for use in mobile networks in the fourth generation (4G).

## ملخص

في السياق الحالي حيث أن عدد مستخدمي الهاتف المحمول يزيد بشكل كبير من يوم إلى يوم ، ويسعون بشكل متزايد للاتصالات الموثوقة والخدمات المتعددة مثل استخدام الفيديو عبر الإنترنت ، بالإضافة إلى الخدمة التي تقدمها الاتصالات الهاتفية التقليدية كالرسائل القصيرة SMS (خدمة الرسائل القصيرة)، أصبح هذا النظام موضع تركيز حيث جرى تطويره حتى يكون لديه القدرة، على تحسين نوعية الاتصالات والقدرات على حد سواء من حيث عدد المستخدمين الذي أصبح يسعى إلى سرعات كبيرة لإرسال المعلومات. تحقيقا لهذه الغاية قمنا بدراسة وتقييم طريقة الإستعمال المتعدد « CDMA » من نوع « DS-CDMA » التي تعتمد على تقنية الطيف الممتد عن طريق متتالية مباشرة، بحيث تسمح هذه التقنية لجميع مستخدمي النظام بالاتصال في آن واحد.

تقنية الطيف الممتد عن طريق متتالية مباشرة تستخدم إلى حد كبير في أجهزة الجيل الثالث للاتصالات الاسلكية. في الواقع هذا الجيل من الأجهزة يسمح باستخدام أعلى المعدلات لإرسال المعلومات، كما يسمح باستخدام الشبكة من طرف عدد كبير من الأشخاص في آن واحد.

الهدف من هذا العمل هو تقييم أداء أنظمة الاتصالات النقالة من الجيل الثالث، مع طريقة الإستعمال المتعدد « CDMA » من نوع « DS-CDMA ». يتم تقييم هذا الأداء مع الأخذ في الاعتبار المعايير المختلفة المشاركة في تقييم فعالية النظام، مثل معامل الانتشار ، نسبة الإشارة من الضوضاء، عدد المستخدمين ، وتأثير القناة. وبالإضافة إلى طريقة الاستعمال المتعدد « CDMA » قمنا بتقديم تقنية الاتصال ذات إشارات حاملة لترددات متعامدة أو ترميز تقسيم التردد المتعامد « OFDM » التي تستخدم في شبكات الهاتف المحمول من الجيل الرابع (4G).

# Table des matières

Liste des figures

Abréviations

INTRODUCTION GENERALE ----- 1

## Chapitre 1

### INTRODUCTION AUX COMMUNICATIONS MOBILES

**1.1 Introduction** ----- 4

**1.2 Les communications mobiles** ----- 4

    1.2.1 Historique ----- 4

    1.2.2 Le concept cellulaire ----- 5

**1.3 Transmission numérique du signal** ----- 8

    1.3.1 L'émetteur ----- 9

        1.3.1.1 Représentation des signaux passe-bande ----- 9

        1.3.1.2 Classification des modulations ----- 10

        1.3.1.3 Les principales modulations numériques ----- 11

    1.3.2 Le canal radio ----- 13

        1.3.2.1 Les canaux d'onde ----- 13

    1.3.3 Le récepteur ----- 16

        1.3.3.1 Démodulation par corrélation ----- 16

        1.3.3.2 Démodulation par filtrage adapté ----- 17

        1.3.3.3 La décision optimal ----- 18

    1.3.4 Performances des différentes modulations en milieu AWGN ----- 19

        1.3.4.1 Modulation PSK ----- 19

        1.3.4.2 Modulation PAM ----- 19

        1.3.4.3 Modulation QAM ----- 20

        1.3.4.4 Modulation FSK ----- 20

**1.4 Caractéristiques du signal dans un environnement radio-mobiles** ----- 21

    1.4.1 Mécanismes de Propagation ----- 21

    1.4.2 Evanouissement et trajets multiples ----- 23

        1.4.2.1 Types d'évanouissement ----- 23

        1.4.2.2 Trajets multiples (multipaths) ----- 24

    1.4.3 Interférences ----- 26

        1.4.3.1 interférences entre symboles (IES) ----- 26

        1.4.3.2 Interférences d'accès multiple (IAM) ----- 26

**1.5 Conclusion** ----- 27

## Chapitre 2

### TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLE ET ETALEMENT DE SPECTRE

<b>2.1 Introduction</b>	29
2.1.1 Critère de qualité	29
<b>2.2 Les techniques d'accès multiple</b>	29
2.2.1 Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)	30
2.2.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	31
2.2.3 Accès multiple par répartition de codes (CDMA)	31
<b>2.3 L'étalement de spectre</b>	32
2.3.1 Propriétés de l'étalement de spectre	33
2.3.2 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	34
2.3.2.1 Bits et chips	34
2.3.2.2 Bilan énergétique	35
2.3.2.3 Gain d'étalement	36
2.3.2.4 Récepteur en bande de base	37
2.3.2.5 Principe du récepteur Rake	39
2.3.3 Les codes d'étalement	40
2.3.3.1 Les séquences à longueur maximale	41
2.3.3.2 Les codes de Gold et de Kasami	42
2.3.3.3 Les codes OVSF	43
<b>2.4 Utilisation du CDMA en radio-mobiles</b>	44
2.4.1 Différenciation des stations de base	44
2.4.2 Principe de transmission sur la voie descendante	45
2.4.3 Principe de transmission sur la voie montante	46
<b>2.5 Conclusion</b>	47

## Chapitre 3

### PERFORMANCE DE LA TECHNIQUE DS-CDMA EN COMMUNICATION

#### RADIO-MOBILE 3G

<b>3.1 Introduction</b>	49
<b>3.2 Modélisation d'un système CDMA</b>	50
3.2.1 Système synchrone sur un canal Gaussien	50
3.2.2 Système asynchrone	51
3.2.2.1 Cas d'un canal gaussien	51
3.2.2.2 Cas d'un canal à trajets multiples	52
<b>3.3 Performance de la technique DS-CDMA</b>	53
3.3.1 Modèle de transmission de DS-CDMA	53
3.3.1.1 Émetteur de DS-CDMA	53

3.3.1.2 Récepteur de DS-CDMA	54
3.3.1.3 Récupération du signal de l'information	54
3.3.1.4 Récupération du signal avec l'interférence d'accès multiples	56
3.3.2 Performances	57
3.3.2.1 Performance d'un système asynchrone dans un canal gaussien	58
3.3.2.2 Performance d'un système synchrone dans un canal gaussien	62
<b>3.4 La détection conventionnelle et multi-utilisateurs</b>	<b>65</b>
3.4.1 La Détection conventionnelle	65
3.4.1.1 Détection conventionnelle sur canal gaussien	65
3.4.1.2 Le récepteur en râteau	67
3.4.2 La détection multi-utilisateurs	74
3.4.2.1 Classification des détecteurs multi-utilisateurs	74
3.4.2.2 Détection conjointe	76
3.4.2.3 Détection à suppression d'interférence	80
<b>3.5 Conclusion</b>	<b>80</b>

## Chapitre 4

### APPLICATION DE LA MODULATION MULTIPORTEUSES AU CANAL RADIO MOBILE

<b>4.1 Introduction</b>	<b>82</b>
<b>4.2 Problème des trajets-multiples</b>	<b>82</b>
4.2.1 Modèle mathématique du canal physique en mobilité	83
<b>4.3 Principes de la modulation OFDM</b>	<b>84</b>
4.3.1 Notions d'orthogonalité	84
4.3.1.1 Rappel mathématique	85
4.3.1.2 Application au procédé OFDM : L'orthogonalité temporelle	86
4.3.1.3 Application au procédé OFDM : L'orthogonalité fréquentielle	86
4.3.2 Principe de la modulation	87
4.3.3 Implémentation numérique du modulateur et démodulateur	89
4.3.4 Intervalle de garde	91
4.3.5 Codage de l'OFDM	93
<b>4.4 Simulation</b>	<b>95</b>
4.4.1 Partie 1 : Efficacité de la modulation multi-porteuse (OFDM)	95
4.4.1.1 Résultats	96
4.4.2 Partie 2 : BER d'un système OFDM	100
4.4.2.1 méthodes d'estimation basées sur l'insertion de symboles pilotes	102
<b>4.5 Conclusion</b>	<b>105</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>106</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>108</b>



# LISTE DES FIGURES

## Chapitre 1

<b>Fig.1.1</b>	Couverture idéale d'un réseau cellulaire -----	5
<b>Fig.1.2</b>	Couverture d'un réseau à cellules hexagonales-----	6
<b>Fig.1.3</b>	Exemple d'un réseau de motif à 7 cellules -----	6
<b>Fig.1.4</b>	Schéma d'un système de transmission numérique -----	8
<b>Fig.1.5</b>	Modèle du canal AWGN -----	13
<b>Fig.1.6</b>	Représentation du canal multi trajets -----	15
<b>Fig.1.7</b>	Démodulation par corrélation -----	17
<b>Fig.1.8</b>	Démodulation par filtrage adapté-----	18
<b>Fig.1.9</b>	Probabilité d'erreur d'une modulation PSK -----	19
<b>Fig.1.10</b>	Probabilité d'erreur d'une modulation PAM -----	19
<b>Fig.1.11</b>	Probabilité d'erreur d'une modulation QAM -----	20
<b>Fig.1.12</b>	Probabilité d'erreur d'une modulation FSK -----	20
<b>Fig.1.13</b>	Scénario typique de propagation radio-mobile -----	22
<b>Fig.1.14</b>	Propagation par trajets multiples -----	24
<b>Fig.1.15</b>	Effet du multitrajet-----	24
<b>Fig.1.16</b>	Fading de Rayleigh -----	25

## Chapitre 2

<b>Fig.2.1</b>	Schéma d'un multiplexage fréquentiel FDMA -----	30
<b>Fig.2.2</b>	Partage du temps entre utilisateurs dans une technique TDMA -----	31
<b>Fig.2.3</b>	Non-optimisation des capacités des réseaux -----	31
<b>Fig.2.4</b>	Le multiplexage par codes (CDMA) -----	32
<b>Fig.2.5</b>	Principe de l'étalement de spectre-----	32
<b>Fig.2.6</b>	Principe conceptuel de l'étalement de spectre -----	33
<b>Fig.2.7</b>	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe-----	35
<b>Fig.2.8</b>	Illustration de séparation de deux utilisateurs en DS-CDMA -----	36
<b>Fig.2.9</b>	Principe d'un récepteur avec un corrélateur -----	38
<b>Fig.2.10</b>	Modèle de canal multitrajets -----	39

<b>Fig.2.11</b>	Autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur maximum -----	41
<b>Fig.2.12</b>	Exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules -----	41
<b>Fig.2.13</b>	Génération du code de Gold-----	42
<b>Fig.2.14</b>	Arbre des codes d'étalement pour générer les codes OVSF-----	43
<b>Fig.2.15</b>	Principe d'affectation des séquences de Gold aux stations de base -----	45
<b>Fig.2.16</b>	Principe de transmission sur la voie descendante -----	46
<b>Fig.2.17</b>	Principe de transmission sur la voie montante-----	47

### Chapitre 3

<b>Fig.3.1</b>	Configuration des décalages dans un système asynchrone -----	51
<b>Fig.3.2</b>	Schéma fonctionnel d'un système asynchrone simple de DS-CDMA-----	53
<b>Fig.3.3</b>	BER d'un système asynchrone CDMA dans un canal gaussien, K=10, N:variable----	61
<b>Fig.3.4</b>	BER d'un système asynchrone CDMA dans un canal gaussien, N=64, K:variable----	61
<b>Fig.3.5</b>	BER d'un système synchrone CDMA dans un canal gaussien, K=10, N : variable ---	64
<b>Fig.3.6</b>	BER d'un système synchrone CDMA dans un canal gaussien, N=64, K : variable ---	64
<b>Fig.3.7</b>	Modèle d'un détecteur conventionnel pour système CDMA synchrone-----	66
<b>Fig.3.8</b>	Performance d'un détecteur conventionnel sur un canal gaussien (SF = 16) -----	67
<b>Fig.3.9</b>	Récepteur Rake sur un canal à trajets multiples -----	68
<b>Fig.3.10</b>	Modèle d'un système de transmission sur la liaison montante-----	70
<b>Fig.3.11</b>	Performance BER avec et sans récepteur Rake -----	72
<b>Fig.3.12</b>	Performance du récepteur Rake avec un nombre d'utilisateurs K variable -----	72
<b>Fig.3.13</b>	Performance du récepteur Rake avec nombre variable de facteur d'étalement-----	73
<b>Fig.3.14</b>	Classification des techniques de détection pour un système DS-CDMA-----	74
<b>Fig.3.15</b>	Détecteur décorrélateur -----	77
<b>Fig.3.16</b>	Détecteur décorrélateur multi-trajet -----	78
<b>Fig.3.17</b>	Comparaison des performances d'un système CDMA synchrone-----	79

### Chapitre 4

<b>Fig.4.1</b>	Interférences Inter Symbole (ISI)-----	83
<b>Fig.4.2</b>	Trajets multiples dans l'environnement du mobile en mouvement-----	84
<b>Fig.4.3</b>	Exemple d'une base orthogonale -----	85
<b>Fig.4.4</b>	Spectres des différentes porteuses -----	86
<b>Fig.4.5</b>	Principe de la modulation OFDM -----	88
<b>Fig.4.6</b>	Principe de la démodulation classique -----	88
<b>Fig.4.7</b>	Modulateur OFDM numérique -----	90
<b>Fig.4.8</b>	Démodulateur OFDM numérique -----	91
<b>Fig.4.9</b>	Intervalle de garde (Préfixe cyclique)-----	92

---

<b>Fig.4.10</b>	Intégration du signal avec intervalle de garde -----	92
<b>Fig.4.11</b>	Principe simplifié de l'effet du codage et de l'entrelacement -----	93
<b>Fig.4.12</b>	Performance d'un système OFDM dans un environnement de Rayleigh fading -----	94
<b>Fig.4.13</b>	Organigramme de simulation de l'OFDM -----	95
<b>Fig.4.14</b>	Distribution des symboles dans le domaine fréquentiel -----	95
<b>Fig.4.15</b>	données binaires à transmettre -----	96
<b>Fig.4.16</b>	Mise des données binaires en mutiporteuse -----	97
<b>Fig.4.17</b>	Signal produit par l'IFFT -----	97
<b>Fig.4.18</b>	La réponse de canal avec deux trajets multiples -----	98
<b>Fig.4.19</b>	Émission et réception des données pour la modulation QAM -----	98
<b>Fig.4.20</b>	Émission et réception des données pour l'OFDM -----	99
<b>Fig.4.21</b>	Récupération de sons pour l'OFDM et QAM -----	99
<b>Fig.4.22</b>	Organigramme de simulation pour calculer le BER d'un système OFDM -----	100
<b>Fig.4.23</b>	BER en fonction de $E_b/N_0$ d'un système OFDM avec 128 sous-porteuses -----	101
<b>Fig.4.24</b>	Format des trames avec les données pilote -----	102
<b>Fig.4.25</b>	Format de trame utilisé dans la simulation -----	103
<b>Fig.4.26</b>	BER d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses -----	103
<b>Fig.4.27</b>	BER d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses (CE + donnée) -----	104
<b>Fig.4.28</b>	PER d'un système OFDM avec 64 ondes sous-porteuses (CE + donnée) -----	104
<b>Fig.4.29</b>	BER d'un système OFDM avec 64 ondes sous-porteuses (CE + donnée) -----	105

## ACRONYMES ET ABBREVIATIONS

<b>ASK</b>	Amplitude Shift Keying
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>AMRC</b>	Accès Multiple à Répartition par Codes
<b>AMRF</b>	Accès Multiple à Répartition de Fréquences
<b>AMRT</b>	Accès Multiple à Répartition dans le Temps
<b>ACL</b>	Auto-correlation of a sequence
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>ADSL</b>	Asymmetric Digital Subscriber Line
<b>BBAG</b>	Bruit Blanc Additif Gaussien
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>Chip</b>	Chacune des unités d'information dont l'ensemble sert à coder un symbole après application de la technique d'étalement de spectre.
<b>CCL</b>	Cross-correlation, usually of two different sequences.
<b>CNA</b>	conversion numérique /Analogique
<b>DS-CDMA</b>	Direct Sequence CDMA
<b>DCS 1800</b>	Digital Cellular System à 1800 MHz
<b>DAB</b>	Digital Audio Broadcasting
<b>DVB</b>	Digital Vidéo Broadcasting
<b>DS</b>	Direct Sequence
<b>FSK</b>	Frequency-shift Keying
<b>DSP</b>	Digital Signal Processing
<b>EQM</b>	Erreur Quadratique Moyenne
<b>EQMM</b>	Erreur Quadratique Moyenne Minimum
<b><math>E_b/N_0</math></b>	rapport entre l'énergie binaire et la densité spectrale de puissance du bruit
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple Access

<b>FH-CDMA</b>	Frequency Hopping CDMA
<b>FDD</b>	Frequency Division Duplexing
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communication
<b>2G</b>	Réseaux mobiles de deuxième génération
<b>3G</b>	Third generation (Troisième génération)
<b>IAM</b>	Interférence d'Accès Multiple
<b>I-Q</b>	In phase–Quadrature phase
<b>ISI</b>	Inter–Symbol Interference
<b>IES</b>	Interférence Entre Symboles
<b>LM</b>	Longueur Maximale
<b>MAI</b>	Multiple Access Interference
<b>ML</b>	Maximum Likelihood
<b>MDP</b>	Modulation par Déplacement de Phase
<b>MSK</b>	minimum shift keying
<b>MMSE</b>	Minimum Mean Square Error
<b>MRC</b>	Maximum Ratio Combining
<b>MEQM</b>	Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne
<b>M-PSK</b>	M-ary Phase Shift-Keying
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplex
<b>OVSF</b>	Orthogonal Variable Spreading Factor
<b>PAM</b>	Pulse-amplitude modulation
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying
<b>PN</b>	Pseudo Noise
<b>PDF</b>	Probability Density Function
<b>PIC</b>	Parallel Interference Cancellation
<b>PN sequence</b>	Pseudo-noise sequence
<b>PAPR</b>	Peak to Average Power Ratio
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>16-QAM</b>	16-Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RNIS</b>	Réseau Numérique à Intégration de Services
<b>SGA</b>	Standard Gaussian Approximation
<b>SNR</b>	Signal–to–Noise Ratio
<b>SS</b>	Spread Spectrum

<b>SF</b>	spreading factor
<b>SIC</b>	Successive Interference Cancellation
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TEB</b>	Taux d'Erreur Binaire
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System
<b>W-CDMA</b>	Wideband CDMA
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications Systems
<b>VSF</b>	Variable Spreading Factor
<b>WH</b>	Walsh-Hadamard
<b>ZF</b>	Zero-Forcing.

# ***INTRODUCTION***

---

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects: le besoin croissant de débit, la mobilité et le contexte d'encombrement de la ressource spectrale. 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) et son corollaire la sélectivité en fréquence, qui peut compromettre gravement la détection du message transmis si aucune contre-mesure n'est apportée en réception. 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.

Les critères de mise en œuvre de tels systèmes incluent la capacité, la complexité et la qualité de service. Tous ces critères sont influencés par la méthode utilisée pour le partage de ressources. En effet deux techniques de partage de la ressource radio (techniques d'accès multiple) ont initialement été employées dans les systèmes radio-mobiles de 2<sup>ème</sup> génération (2G) : l'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (FDMA : Frequency Division Multiple Access en anglais) qui permettait à différents utilisateurs de transmettre sur des bandes de fréquences adjacentes, et l'Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA : Time Division Multiple Access en anglais), grâce à laquelle des utilisateurs transmettaient pendant des intervalles de temps différents. Cependant, ces deux techniques d'accès multiple conservent une certaine rigidité, qui peut nuire à la capacité en nombre d'utilisateurs du système.

C'est ainsi que les systèmes de 3<sup>ème</sup> génération (3G) ont adopté une technique d'accès, nouvelle pour les réseaux radio-mobiles, qui permet de satisfaire la demande croissante de services multimédia (Vidéo, internet, ...). Cette technique est l'accès multiple par répartition de code ou

CDMA (Code Division Multiple Access en anglais). Elle est basée sur l'étalement de spectre et offre une solution plus flexible aux problèmes posés par les deux techniques précédentes.

Les technologies apparaissant comme les plus représentées à travers le monde pour la 3G, le WCDMA et le cdma2000, sont toutes deux basées sur le CDMA utilisant l'étalement de spectre à séquence directe (DS-CDMA : Direct Sequence CDMA). En DS-CDMA, l'ensemble des utilisateurs du système transmet simultanément dans une même bande de fréquences, générant pour un utilisateur particulier une interférence dite d'accès multiple (IAM). En effet, chaque utilisateur supplémentaire augmente le niveau d'interférence global, dégradant ainsi la qualité de réception de l'ensemble des usagers.

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 que les caractéristiques de la propagation dans l'environnement radio-mobile. Le deuxième chapitre traite les concepts de base des communications mobiles. Les méthodes d'accès multiples les plus utilisées seront présentées, le principe d'étalement de spectre et le système CDMA en mettant en exergue la plus utilisée de ces versions, le DS-CDMA. Le troisième chapitre est consacré à l'étude des interférences et les performances de la technique DS-CDMA dans les systèmes radio-mobiles 3G. Le dernier chapitre concerne les principes de base de la modulation multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing en anglais) et ses applications au canal radio-mobile.



# ***CHAPITRE 1***

---

## ***INTRODUCTION AUX COMMUNICATIONS MOBILES***

## 1.1 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 (TEB) les moins fiables [1].

Après avoir fait un aperçu sur les générations des systèmes mobiles, 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), puis les caractéristiques du canal radio-mobile et pour finir ce chapitre nous allons voir les atténuations et perturbations que le signal devrait subir et que le CDMA peut s'affranchir souvent.

## 1.2 LES COMMUNICATIONS MOBILES

### 1.2.1 Historique

Les systèmes de télécommunications radio mobiles sont classifiés par génération. La première génération (1G) désigne les systèmes analogiques comme l'Advanced Mobile Phone System (AMPS) utilisé en Amérique du Nord, qui furent les premiers systèmes à proposer un accès au grand public du téléphone mobile. Ces systèmes ont la particularité d'utiliser la modulation en fréquence (qui est de type analogique) et uniquement la méthode d'accès multiple par répartition de fréquences. C'est le système américain, AMPS, introduit en 1983, qui est considéré comme l'exemple le plus représentatif de cette première génération. En termes de services, ces systèmes proposaient de la voix qui était transmise sous forme analogique, avec une efficacité spectrale assez médiocre.

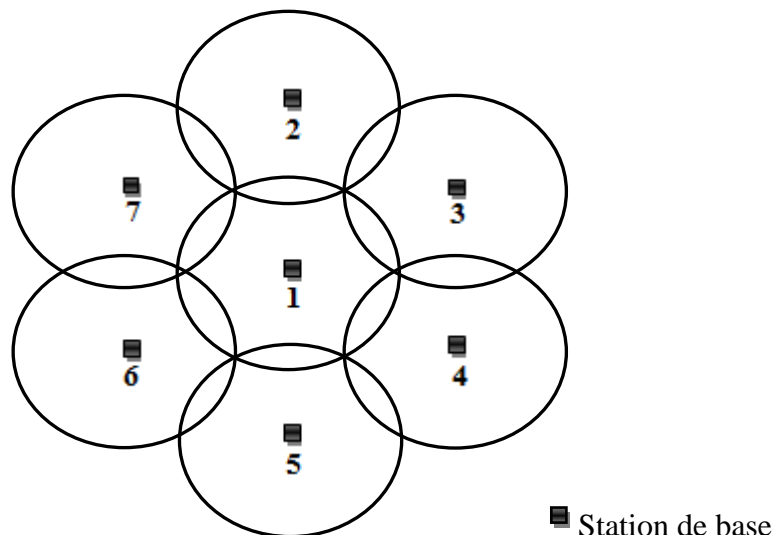
En 1988, la Cellular Telecommunication Industry Association (CTIA) spécifie plusieurs caractéristiques que les systèmes de seconde génération (2G) devront avoir, pour faire face au développement du marché avec une capacité dix fois supérieure à celle de la première génération. A la différence des systèmes de première génération, les systèmes de deuxième génération utilisent des techniques numériques de codage de la parole et la modulation est elle aussi numérique. De plus, ces systèmes ont été conçus pour proposer non seulement de la voix mais aussi d'autres services tels que l'envoi de messages (SMS, pour Short Messages Services), le fax et l'accès à des réseaux haut débit tels que l'Internet et le RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services).

La troisième génération (3G) est un ensemble de technologies développées dans le but de faire évoluer les systèmes cellulaires actuels de deuxième génération, tant en termes de capacité et de couverture, que de variété et de qualité de services. Les mobiles de troisième génération ne transporteront pas seulement de la voix, ils seront de véritables terminaux multimédias capables d'offrir simultanément des services de transmission de données, d'audio et de vidéo [2].

### 1.2.2 Le concept cellulaire

Un réseau cellulaire est composé de plusieurs sites dont les couvertures individuelles se recouvrent pour former un pavage continu de la zone à desservir. On désigne généralement par cellule la surface desservie par un site. Cependant, en radiomobile, il existe des interférences engendrées par des réflexions, sur le sol ou sur des obstacles proches, dues au fait que l'antenne de réception se trouve près du sol (l'ellipsoïde de Fresnel n'est jamais dégagé), de plus, en milieu urbain, l'onde directe est très souvent masquée par les constructions [3].

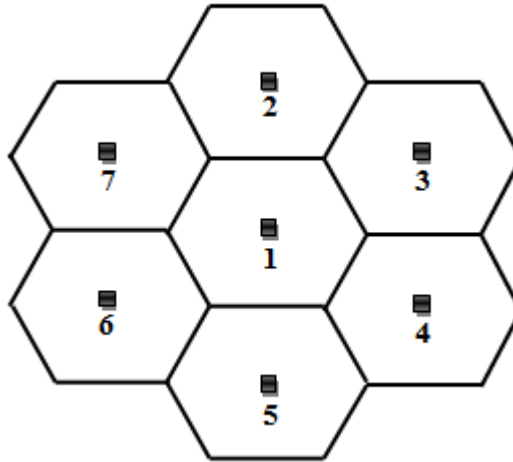
Comme la limite de la cellule est déterminée par le seuil de réception du mobile, il est clair que les lois de propagation conduisent à des cellules circulaires. Un réseau de cellules circulaires est représenté dans la figure 1.1. Notons que les cellules circulaires représentent le cas idéal, puisque dans la réalité, du fait de la répartition non uniforme des obstacles, les contours de cellules ne seront pas si réguliers.



**Figure 1.1 :** Couverture idéale d'un réseau cellulaire, les groupes de fréquences sont numérotés de 1 à 7

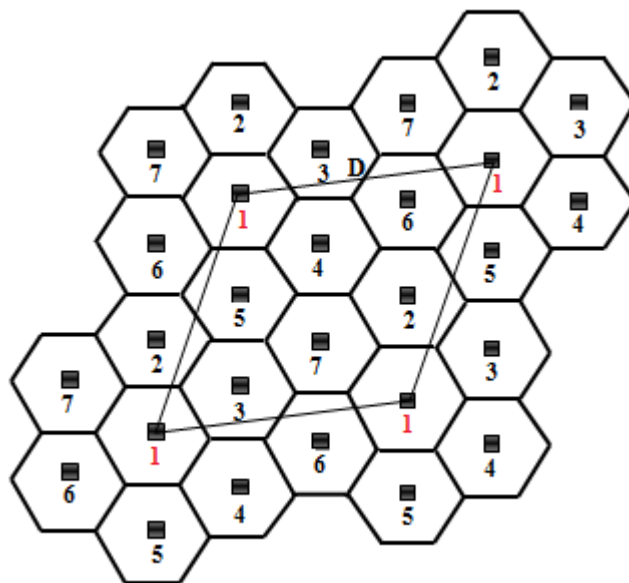
Un des axes d'optimisation du réseau étant la minimisation du nombre total de cellules, on cherchera donc à minimiser la zone de recouvrement entre cellules adjacentes.

Pour des raisons de planification et de modélisation du réseau, les cellules sont souvent représentées par des hexagones réguliers, cette forme géométrique réalise le pavage optimal de l'espace sans recouvrement entre cellules adjacentes (figure 1.2).



**Figure 1.2 :** Couverture d'un réseau à cellules hexagonales.

La réutilisation de fréquences est le principe de base du concept qui permet d'augmenter considérablement la capacité et la couverture d'un réseau radiomobile : un groupe particulier de fréquences est affecté à chaque cellule, et les groupes de fréquences sont réutilisés sur plusieurs cellules, ces dernières étant suffisamment espacées pour limiter l'interférence cocanal. La distance séparant deux cellules de même fréquence est appelée distance de réutilisation. Les cellules de groupes de fréquences différents, sont assemblées en motifs, classiquement composés de 4, 7 ou 12 cellules. La figure 1.3 montre comment la répétition de motifs à 7 cellules permet d'obtenir le pavage d'une zone de taille quelconque.



**Figure 1.3 :** 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 fréquences (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 différentes tailles de motifs, de manière à s'adapter au trafic à écouler dans le réseau (le trafic est directement lié à la densité d'utilisateurs).

Un des objectifs majeurs des systèmes mobiles de troisième génération comme l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est d'offrir, outre une excellente qualité de service, une très grande capacité. Cela conduit donc à définir de nouvelles structures de cellules s'adaptant mieux aux besoins, ce sont les microcellules, les picocellules ou encore les cellules cigares.

Les cellules cigares sont utilisées pour couvrir les routes et autoroutes et ont une forme longitudinale. Les microcellules sont utilisées en milieu urbain où la densité de trafic est importante (centre ville, centre d'affaires,...). Les picocellules sont utilisées à l'intérieur des bâtiments et couvrent d'une pièce à quelques étages. . Le tableau 1.1 recense les principaux types de cellules de l'UMTS en donnant leurs caractéristiques (couverture, puissance d'émission et hauteurs d'antenne) [3].

Type de cellule	Portée (m)	Puissance (W)	Hauteur d'antenne (m)
Macrocellule	> 1000	1-10	> 30
Microcellule	< 1000	0.1-1	< 10
Picocellule	5-30	0.01-0.1	Plafond
Cellule cigare	100-1000	< 1	< 10

**Tableau 1.1 :** *Caractéristiques des cellules en UMTS*

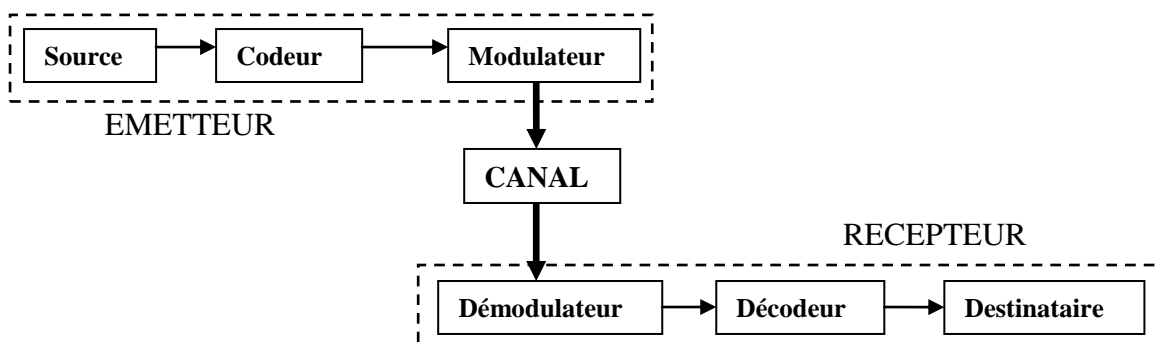
Comme dans le cas des microcellules, la propagation en milieu picocellulaire est fortement liée à l'environnement. Les cellules traditionnelles, jusqu'alors utilisées dans les réseaux de première et seconde générations, sont maintenant appelées des macrocellules, elles sont utilisées en milieu suburbain, rural ou encore en milieu urbain lorsque la densité de trafic est faible. On envisage également de couvrir des couches de microcellules par des couches de macrocellules, appelées cellules parapluies, afin d'optimiser l'utilisation de la ressource.

### 1.3 TRANSMISSION NUMERIQUE DU SIGNAL

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou, encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure 1.4, où l'on se limite aux fonctions de base :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal).
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.



**Figure 1.4 :** Schéma d'un système de transmission numérique

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

- La probabilité d'erreur  $P_e$  par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis.

- *L'occupation spectrale* du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- *La complexité du récepteur* dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission.

Cette section est consacrée à l'étude d'une chaîne de communication numérique en exposant les principaux modules qui la constituent (émetteur, canal, récepteur). Pour la partie émetteur et récepteur on limite cette étude à décrire les différents types de modulations numériques et en comparant leurs performances selon les techniques les plus répandues.

### 1.3.1 L'émetteur

Avant de décrire les différents types de modulations numériques, il est nécessaire d'exposer le formalisme utilisé pour la représentation des signaux passe-bande qui constituent la totalité des signaux numériques transmis sur une onde porteuse.

#### 1.3.1.1 Représentation des signaux passe-bande

Il existe trois types de représentations fondamentales. Cette diversité des représentations est due au fait qu'elles sont plus ou moins adaptées à la représentation d'un type de modulation. Par exemple la représentation enveloppe-phase décrit bien la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) alors que le formalisme utilisant les composantes en quadrature (I et Q) est plus descriptif de la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

Généralement, un signal passe-bande s'écrit :

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (1.1)$$

$$= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \quad (1.2)$$

$$= \operatorname{Re}[z(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (1.3)$$

Dans la première expression,  $a(t)$  est l'enveloppe et  $\theta(t)$  la phase de la partie réelle du signal.

Dans la deuxième expression,  $x(t)$  et  $y(t)$  sont les composantes en quadrature (*I/Q component*).

Enfin  $z(t)$ , dans la troisième expression, est appelé enveloppe complexe de  $s(t)$ .

Ces trois expressions sont équivalentes et il est assez facile de passer de l'une à l'autre :

$$z(t) = a(t) e^{j\theta(t)} \quad (1.4)$$

$$a(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (1.5)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (1.6)$$

Il est intéressant de noter que le formalisme par les composantes en quadrature est un cas particulier de la représentation vectorielle. En effet, tout signal peut être représenté par la somme pondérée de fonctions orthogonales (les séries de Fourier par exemple) :

$$s(t) = \sum_{k=1}^K s_k f_k(t) \quad (1.7)$$

Où  $s_k$  représente les pondérations et  $f_k(t)$  les fonctions orthogonales.  $K$  est la dimension du signal transmis. Ainsi, les signaux peuvent être représentés par un vecteur  $S_k = [s_1, s_2, \dots, s_k]$  où les fonctions orthogonales représentent les bases du repère.

La représentation I/Q est le cas particulier où le signal est représenté par deux fonctions orthogonales (sinus et cosinus) pondérées par les composantes en quadrature ( $x(t)$  et  $y(t)$ ). Le signal est alors bidimensionnel.

Cette représentation vectorielle est utilisée pour le tracé des diagrammes des constellations.

### 1.3.1.2 Classification des modulations

Le modulateur est l'interface qui associe l'information numérique à des signaux analogiques adaptés aux caractéristiques du canal. Généralement, il prend des blocs de  $k = \log_2(M)$  bits de la séquence à transmettre et les associe à l'une des  $M = 2^k$  formes d'ondes (appelés symboles) pour la transmission à travers le canal.  $M$  représente le nombre d'états de la modulation. Par exemple, la modulation BPSK qui associe  $k = 1$  bit à  $M = 2$  symboles possibles (suivant la valeur du bit) est dite modulation à deux états de phase (ou Biphase).

On distingue donc le débit binaire ( $R_b$ ) qui est le débit de la séquence à transmettre (nombre de bits par seconde) et le débit symbole ( $R_s$ ) qui est le nombre de blocs transmis. Le débit symbole est aussi appelé rapidité de modulation et il s'exprime en bauds, c'est le nombre de symboles transmis par unité de temps [4] :

$$R_b = \frac{1}{T_b} \text{ bit / s} \quad (1.8)$$

$$R_s = \frac{1}{kT_b} = \frac{1}{T} = \frac{R_b}{\log_2(M)} \text{ bauds} \quad (1.9)$$

Suivant la technique utilisée, il existe deux types principaux de modulation numérique : la modulation linéaire et non linéaire. Selon l'information transmise, ces deux types de modulation sont dites avec ou sans mémoire. Une modulation est linéaire si le principe de superposition est applicable lorsque l'information est associée au symbole. Dans le cas contraire, la modulation est dite non linéaire.



### 1.3.1.3 Les principales modulations numériques

Comme il a été mentionné précédemment, la modulation associe l'information binaire à l'une des formes d'onde du signal (symboles) émis. Plus précisément, suivant la technique utilisée, l'information est associée à l'enveloppe  $a(t)$  du signal, ou à sa phase  $\theta(t)$ , ou aux deux.

➤ **Modulation d'amplitude (MDA, en anglo-américain ASK, Amplitude Shift Keying)**

En modulation d'amplitude, les symboles transmis sont :

$$s_m(t) = \text{Re} \left[ A_m g(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (1.10)$$

$$= A_m g(t) \cos(2\pi f_c t), \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.11)$$

Où  $A_m$  représente les  $M$  différentes amplitudes que peut prendre le signal, codant ainsi les  $M=2^k$  possibles blocs de  $k$  bits de la séquence.

Pour chaque symbole, l'énergie diffère selon l'état de modulation :

$$E_m = \frac{1}{2} A_m^2 E_g \quad (1.12)$$

Où  $E_g$  est l'énergie de  $g(t)$ . Le signal étant unidimensionnel, sa représentation vectorielle est :

$$s_m(t) = s_m f_k(t) \quad (1.13)$$

$$s_m = A_m \sqrt{\frac{1}{2} E_g} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.14)$$

$$f(t) = \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.15)$$

➤ **Modulation de phase (MDP, en anglo-américain PSK, Phase Shift Keying)**

Pour la modulation de phase (PSK), les symboles transmis sont :

$$s_m(t) = \text{Re} \left[ g(t) e^{j2\pi(m-1)/M} e^{j2\pi f_c t} \right] \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.16)$$

$$= g(t) \cos \left[ 2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \quad (1.17)$$

$$= g(t) \cos 2\pi f_c t \cos \frac{2\pi}{M} (m-1) - g(t) \sin 2\pi f_c t \sin \frac{2\pi}{M} (m-1) \quad (1.18)$$

Où  $\frac{2\pi}{M} (m-1) = \theta_m \quad m = 1, 2, \dots, M$ , sont les  $M$  phases possibles du signal codant les blocs de  $k$

bits de la séquence transmise.

L'énergie de chaque symbole est la même :

$$E_m = \frac{1}{2} E_g \quad (1.19)$$

Ici, le signal transmis est une combinaison linéaire de deux fonctions orthogonales :

$$s_m(t) = s_{m1}f_1(t) + s_{m2}f_2(t) \quad (1.20)$$

$$S_m = [s_{m1} \ s_{m2}] = \left[ \sqrt{\frac{1}{2}E_g} \cos \frac{2}{\pi}(m-1) \ \sqrt{\frac{1}{2}E_g} \sin \frac{2}{\pi}(m-1) \right] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.21)$$

$$f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{E_g}}g(t)\cos(2\pi f_c t) \quad \text{et} \quad f_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{E_g}}g(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (1.22)$$

➤ **Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ, en anglo-américain QAM, Quadrature Amplitude Modulation)**

Cette modulation est une combinaison des deux précédentes où l'information est à la fois associée à la phase du signal mais aussi à l'amplitude. Les symboles transmis sont :

$$s_m(t) = \text{Re} \left[ (A_{mc} + jA_{ms})g(t)e^{j2\pi f_c t} \right] \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.23)$$

$$= A_{mc}g(t)\cos 2\pi f_c t - A_{ms}g(t)\sin 2\pi f_c t \quad (1.24)$$

Où  $A_{ms}$  et  $A_{mc}$  sont les amplitudes des composantes en quadrature.

La représentation vectorielle des symboles est la suivante :

$$s_m(t) = s_{m1}f_1(t) + s_{m2}f_2(t) \quad (1.25)$$

$$S_m = [s_{m1} \ s_{m2}] = \left[ \sqrt{\frac{1}{2}E_g} A_{mc} \ \sqrt{\frac{1}{2}E_g} A_{ms} \right] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.26)$$

$$f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{E_g}}g(t)\cos(2\pi f_c t) \quad \text{et} \quad f_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{E_g}}g(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (1.27)$$

➤ **Modulation de fréquence (MDF, en anglo-américain FSK, Frequency Shift Keying)**

Cette modulation est aussi appelée orthogonale multidimensionnelle car elle génère autant de symboles orthogonaux que d'états de modulation ( $M$ ). Le signal transmis est à énergie constante ( $E$ ) et se compose des différents symboles :

$$s_m(t) = \text{Re} \left[ s_{1m}(t)e^{j2\pi f_c t} \right] \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.28)$$

$$= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t) \quad (1.29)$$

Où  $s_{1m}$  est le signal équivalent en bande de base défini de la manière suivante :

$$s_{1m}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j2\pi m \Delta f t}, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.30)$$

### 1.3.2 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 :

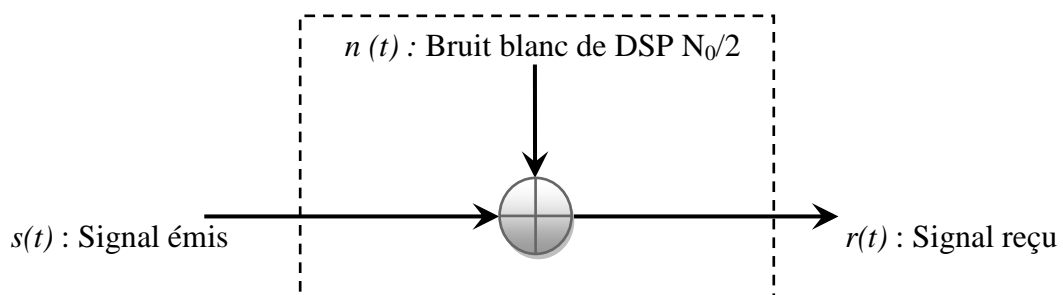
- Les canaux d'ondes, qui ne prennent en compte que les phénomènes physiques ayant lieu entre le modulateur et le démodulateur et qui sont très utiles pour étudier les performances des modulateurs et des démodulateurs (typiquement le canal avec bruit blanc gaussien additif, ou AWGN pour Additive White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

#### 1.3.2.1 Les canaux d'onde

Le canal AWGN (canal à bruit blanc gaussien additif) et le canal multitrajets sont les deux canaux d'ondes les plus utilisés. Le premier permet d'évaluer les performances d'un système en termes de bruit alors que le second est plus utilisé pour évaluer les perturbations dues aux multitrajets et aux autres utilisateurs travaillant dans la bande considérée. Il existe d'autres canaux d'onde (typiquement les canaux rendant compte de l'affaiblissement dû à l'effet Doppler, effet couramment rencontré dans les communications mobiles).

Le modèle statistique du canal AWGN est, selon le principe de la Figure 1.5, un processus stochastique suivant une loi Gaussienne ( $n(t)$ ), appelé bruit blanc, ajouté à l'onde modulée ( $s(t)$ ).

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.31)$$



**Figure 1.5 :** *Modèle du canal AWGN.*

Ce modèle ne prend en compte que le bruit rajouté par le milieu de propagation. La spécificité du bruit blanc réside dans la constance de sa densité spectrale de puissance ( $N_0$ ) sur toute la bande des fréquences. Ce bruit est appelé bruit blanc Gaussien passe-bande ( $n(t)$ ), et il s'exprime à partir

de ses composantes en quadrature  $n_{bI}(t)$  et  $n_{bQ}(t)$  qui sont deux bruits blancs Gaussiens passe-bas indépendants.

$$n(t) = n_{bI}(t) \cos(w_0 t) - n_{bQ}(t) \sin(w_0 t) \quad (1.32)$$

$n_{bI}(t)$  et  $n_{bQ}(t)$  ont la même densité spectrale. Dans la littérature, on trouve deux types de représentation fréquentielle possibles :

$$\text{Unilatérale } S_{nbX} = \begin{cases} N_0 & f \leq B \\ 0 & f > B \end{cases} \quad \text{Bilatérale } S_{nbX} = \begin{cases} \frac{N_0}{2} & |f| \leq B \\ 0 & f > B \end{cases}$$

La puissance du bruit est alors égale à la variance au carré du *process* et reste la même quelque soit la représentation  $N = \sigma_{N_b}^2 = N_0 \cdot B$  (1.33)

On définit la capacité du canal comme étant le nombre de symboles par unité de temps transmissible par le médium (symbole/s). En supposant un filtrage optimal (filtrage de Nyquist), la capacité d'un canal idéal (non bruité) de largeur  $W$  est  $C=W$ . Dans le cas du canal AWGN, la capacité est d'après Shannon :

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.34)$$

Où  $S$  est la puissance du signal reçu,  $N$  la puissance du bruit dans la bande.

Le rapport  $S/N$  est appelé rapport signal sur bruit et permet de quantifier le niveau de bruit par rapport au signal. Ce rapport est mesurable et il permet d'évaluer les performances d'un système dans un milieu bruité (AWGN). Toutefois, on préfère exprimer les performances d'un système en termes d'énergie du bit transmis ( $E_b$ ) par rapport au bruit ( $N_0$ ). Ce rapport est difficilement accessible par la mesure. Il convient alors de passer du rapport  $S/N$  au rapport  $E_b/N_0$  de la manière suivante :

$$S = \frac{E_m}{T} \quad \text{et} \quad E_m = \log_2(M) E_b \quad (1.35)$$

Où  $E_m$  est l'énergie du symbole émis. Alors pour un canal de largeur  $B_N$ :

$$\frac{S}{N} = \frac{E_m}{N_0 B_N T} = \frac{\log_2(M) E_b}{N_0 B_N T} \quad (1.36)$$

Dans le cas du filtrage optimal, on a  $B_N=1/T$  et le rapport  $S/N$  devient :

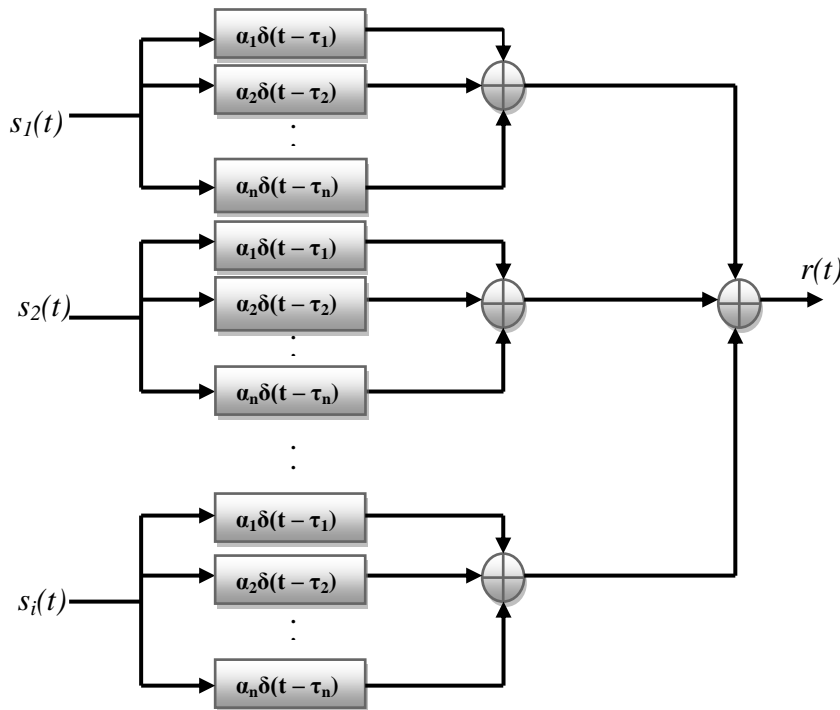
$$\frac{S}{N} = \frac{E_m}{N_0} = \log_2(M) \frac{E_b}{N_0} \quad (1.37)$$

➤ **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 [5]. 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 :

$$r(t) = \sum_i \sum_n \alpha_n s_i(t - \tau_n) \quad (1.38)$$

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 1.6 :** Représentation du canal multi trajets.

$s_i(t)$  étant fixé par le nombre d'utilisateurs désirés, il existe deux manières 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 répandu est le canal à évanouissement où l'on considère la somme des trajets au niveau du récepteur à un instant  $t$  :

$$r(t) = R \cos[w_0 t + \theta_m(t) + \Phi] \quad (1.39)$$

Où  $\theta_m(t)$  représente la modulation, et où  $R$  et  $\Phi$  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,  $\Phi$  suit une distribution uniforme entre 0 et  $2\pi$  alors que  $R$  suivra une distribution de Rayleigh dans le cas du canal de 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 diffus de même puissance.

### 1.3.3 Le récepteur

En plus des fonctions propres à la méthode d'accès (par exemple la corrélation dans le cas du CDMA), le récepteur comprend deux fonctions principales : la démodulation et la décision.

Le rôle de la démodulation est de générer à partir du signal reçu, un vecteur  $R_k = [r_1, r_2, \dots, r_K]$  appelé vecteur de décision, de même dimension que le signal émis. Pour une modulation bi-orthogonale (QPSK, BPSK), ce vecteur correspond aux composantes en quadrature du signal.

Le rôle de la décision est d'évaluer à partir du vecteur de décision, quelle information (ou symbole) a été transmise.

Dans cette section, nous exposerons les deux types de démodulateurs fondamentaux, par corrélation et par filtrage adapté, puis le principe de la détection optimale appelée détection de la distance minimale. Enfin, les performances des différentes modulations seront présentées dans la section 1.3.4 à partir du critère de décision optimale pour un canal AWGN.

#### 1.3.3.1 Démodulation par corrélation

Dans un démodulateur par corrélation, le signal  $r(t)$  passe à travers un banc de  $K$  corrélateurs en parallèle qui assurent la projection de  $r(t)$  sur chacune des  $K$  fonctions de base constituant le signal, comme indiqué dans la Figure 1.7. La corrélation doit être accomplie sur un symbole ( $0 < t \leq T$ ), un échantillonnage à  $t = T$  en sortie du corrélateur donnera la valeur exacte de  $r_k$ . On obtient :

$$r_k = \int_0^T r(t) f_k(t) dt = \int_0^T [s_m(t) + n(t)] f_k(t) dt \quad (1.40)$$

$$r_k = s_{m_k} + n_k \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1.41)$$

Où  $n_k$  représente la composante du bruit projeté sur la  $k^{ieme}$  fonction de base du signal. On récupère ainsi l'image de l'onde transmise, et par là-même, l'information.

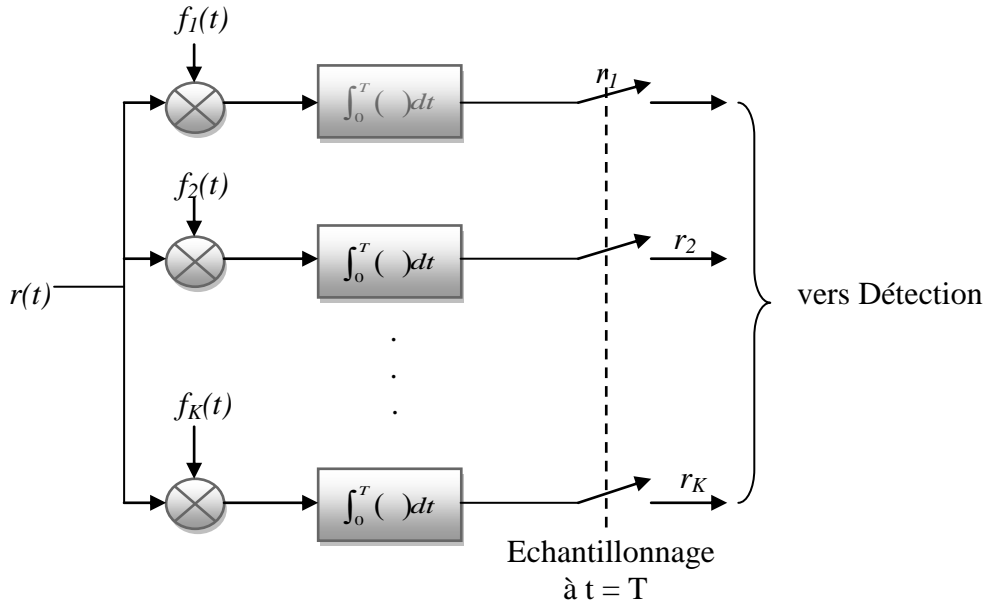


Figure 1.7 : Démodulation par corrélation.

### 1.3.3.2 Démodulation par filtrage adapté

Comme schématisé dans la Figure 1.8, la démodulation par filtrage adapté consiste à faire passer le signal  $r(t)$  dans un banc de  $K$  filtres dont la réponse impulsionnelle est égale à l'inverse des fonctions de base du signal émis :

$$h_k(t) = \begin{cases} f_k(T-t) & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Le signal en sortie des filtres est :

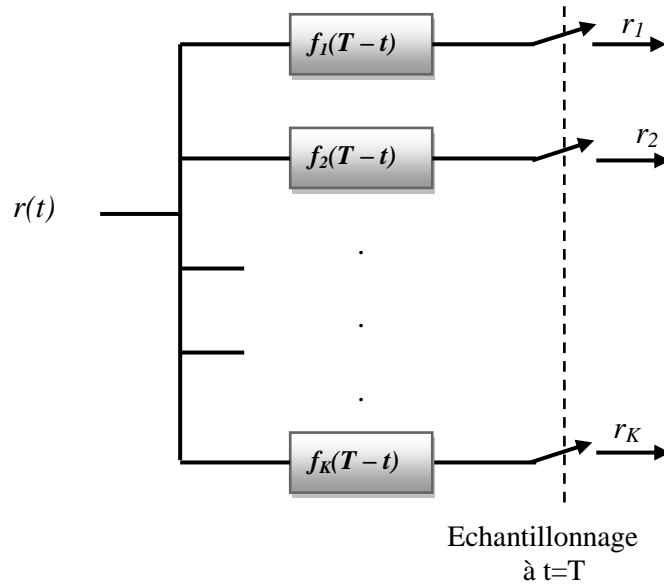
$$y_k(t) = \int_0^t r(\tau) h_k(t-\tau) d\tau \quad (1.42)$$

$$= \int_0^t r(\tau) f_k(T-t+\tau) d\tau, \quad k=1,2,\dots,K \quad (1.43)$$

Une fois échantillonné à l'instant  $T$ , on obtient les différentes valeurs du vecteur  $r_k$  :

$$r_k = y_k(T) = \int_0^T r(\tau) h_k(\tau) d\tau, \quad k=1,2,\dots,K \quad (1.44)$$

L'avantage de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait qu'elle optimise le rapport signal sur bruit en sortie du démodulateur (par exemple le  $S/N$  dépend de l'énergie de l'onde  $s(t)$  mais pas de ses autres caractéristiques). En contre partie, il n'est pas toujours aisé de reproduire l'inverse d'une fonction de transfert souhaitée.



**Figure 1.8 :** *Démodulation par filtrage adapté*

### 1.3.3.3 La décision optimale

Le bruit dans le canal étant blanc et la variable étant équiprobable ( $p(s_m)=1/M$ ), la probabilité conjointe d'avoir  $r_k$  quand  $s_m$  est transmis, pour les deux types de démodulateur est :

$$p(r|s_m) = \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[ -\sum_{k=1}^K \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right] \quad (1.45)$$

La règle de décision optimale, basé sur la probabilité postérieure de  $s_m$  (probabilité que le signal  $s_m$  a été transmis quand  $r$  est reçu), revient à trouver le signal  $s_m$  qui maximise  $p(r/s_m)$ .

Ce critère s'appelle critère de maximum de vraisemblance (en anglais : Maximum Likelihood). Trouver le signal qui remplit ce critère revient à trouver le signal qui minimise la distance euclidienne entre  $r_k$  et  $s_m$  :

$$D(r, s_m) = \sum_{k=1}^K (r_k - s_{mk})^2 \quad (1.46)$$

Ou encore qui maximise la distance métrique, ce dernier est très intéressant car il peut être généré avec un démodulateur par corrélation. Ce démodulateur corrèle le signal reçu avec chacun des symboles possibles et ajuste les corrélations dans le cas où les symboles transmis sont d'énergies différentes. Puis il choisit le symbole qui maximise cette opération. Cela revient mathématiquement à projeter le signal reçu sur chacune des bases du signal et de choisir la projection ayant le plus grand module (pondéré par l'énergie du signal émis).



### 1.3.4 Performances des différentes modulations en milieu AWGN

Les performances du démodulateur sont données par la probabilité d'erreur sur les bits, appelée aussi TEB (taux d'erreur sur le bit).

#### 1.3.4.1 Modulation PSK

Le taux d'erreur sur le bit pour une démodulation PSK est représenté par la Figure 1.9.

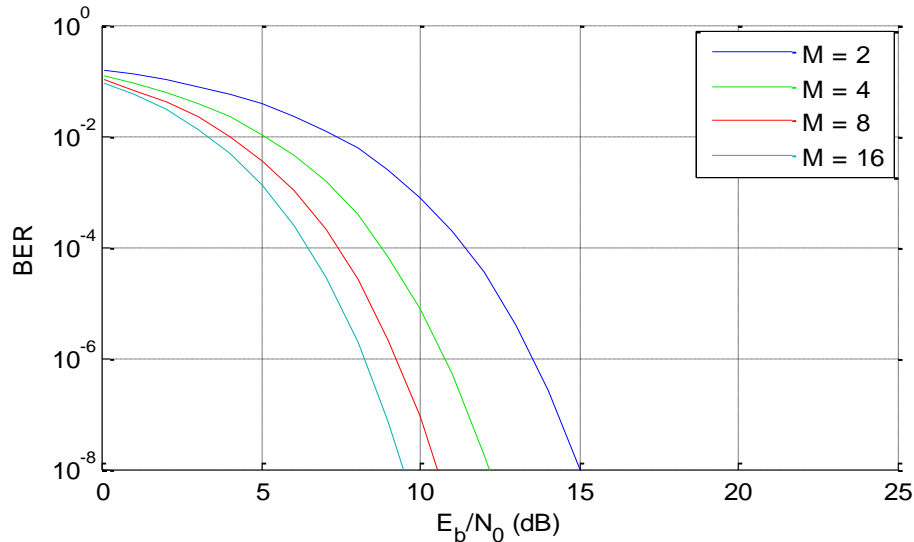


Figure 1.9 : Probabilité d'erreur d'une modulation PSK.

#### 1.3.4.2 Modulation PAM (Pulse-Amplitude Modulation)

Le taux d'erreur sur le bit pour une démodulation PAM est représenté sur la Figure 1.10

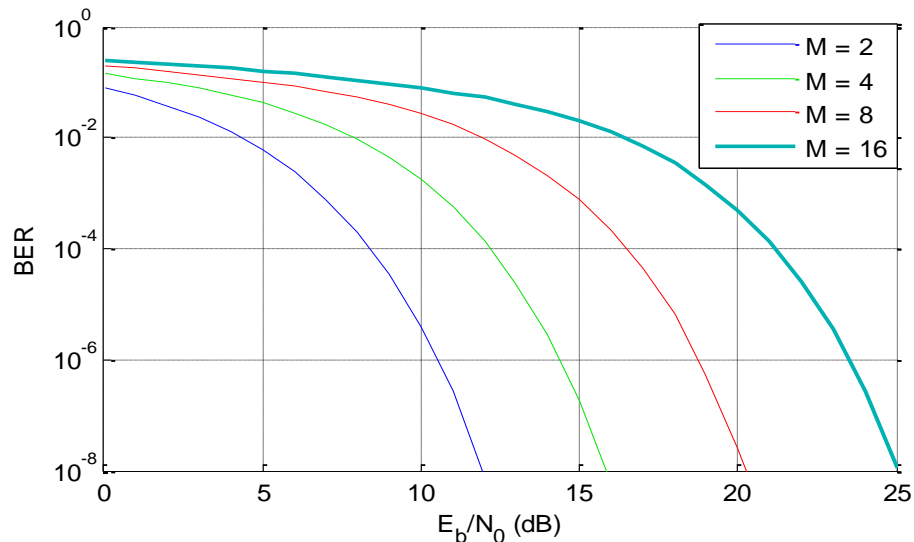


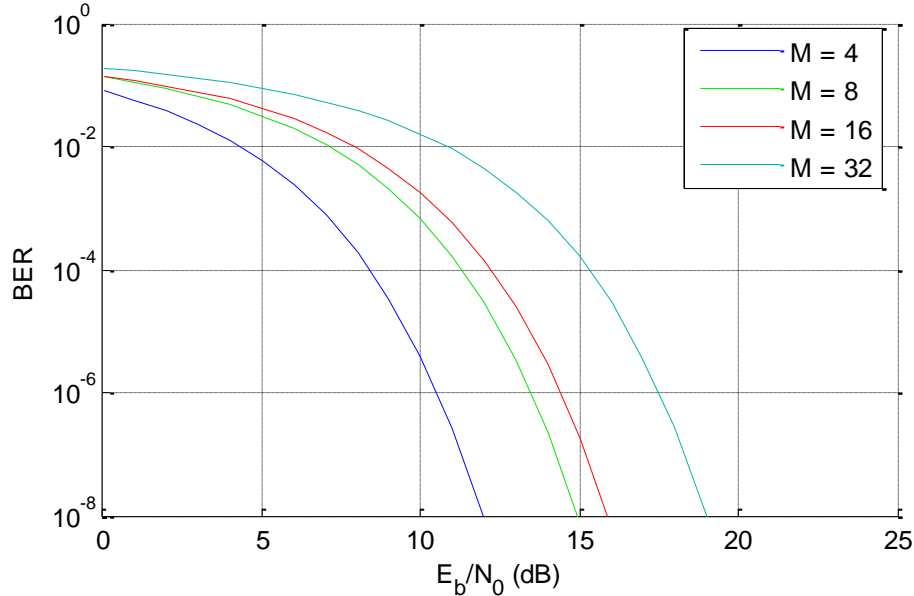
Figure 1.10 : Probabilité d'erreur d'une modulation PAM.

Notons qu'à chaque fois que le nombre d'état est multiplié par deux, il faut augmenter de 4dB le rapport  $E_b/N_0$  pour maintenir les mêmes performances. Ceci constitue un sérieux désavantage comparativement aux autres modulations. De plus, cette modulation, du fait de la variation de son enveloppe (donc de son énergie) sera très sensible aux non-linéarités des circuits qui la réaliseront.

Enfin, cette modulation est considérée comme très sensible aux multitrajets. Ces trois inconvénients majeurs en font une modulation peu répandue.

### 1.3.4.3 Modulation QAM

Le taux d'erreur sur le bit pour une démodulation QAM est représenté sur la Figure 1.11 :



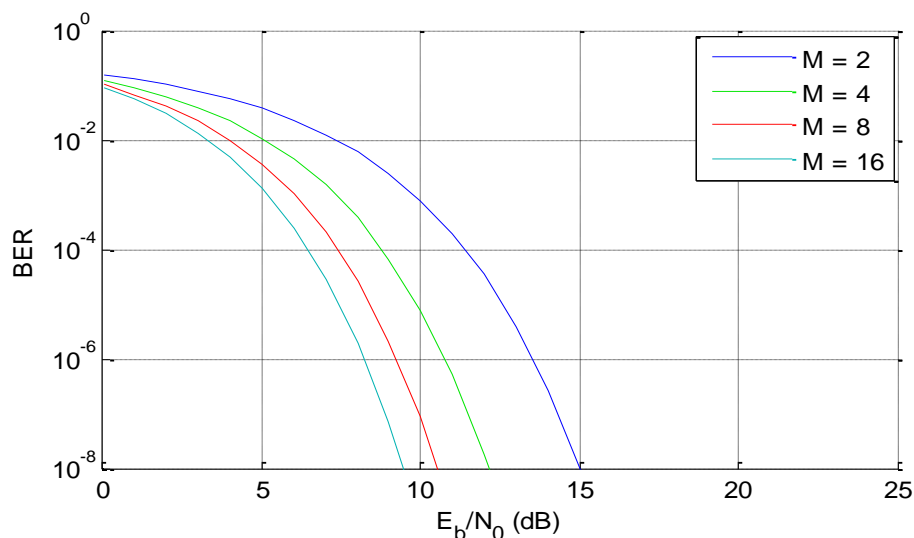
**Figure 1.11 :** Probabilité d'erreur d'une modulation QAM.

Cette modulation est la plus intéressante en terme d'efficacité spectrale (donc en terme de débit) puisque les signaux sont répartis dans tous l'espace et non sur un cercle.

En outre, il apparaît que pour un nombre d'états supérieur à 16, le TEB est considérablement dégradé et les domaines d'application sont restreints par le bruit (nécessité de travailler dans un environnement faiblement bruité).

### 1.3.4.4 Modulation FSK

Le TEB pour différents états de modulation est représenté sur la Figure 1.12.



**Figure 1.12 :** Probabilité d'erreur d'une modulation FSK.

Le principal défaut de la modulation FSK réside dans l'occupation spectrale du signal modulé qui dépend de l'écart entre les fréquences utilisées. En effet, si le signal modulé sur une porteuse occupe  $W$  hertz, alors la totalité du spectre sera  $W+(f_{max}-f_{min})$  hertz, où  $f_{max}$  est la fréquence porteuse maximale et  $f_{min}$  la fréquence porteuse minimale.

Pour pallier à cet inconvénient, la modulation MSK (*minimum shift keying*) a été développée. Dans ce cas, l'écart minimal est défini en fonction de l'occupation spectrale du signal transmis et de sa détection optimale. Cette technique est très utilisée en téléphonie portable (GSM, DCS 1800).

## 1.4 CARACTÉRISTIQUES DU SIGNAL DANS UN ENVIRONNEMENT RADIO-MOBILE

La transmission de l'information sur la voie radio dans les systèmes mobiles s'effectue soit depuis une station de base vers un mobile (liaison descendante ou "downlink"), soit depuis un mobile vers la station de base (liaison montante ou "uplink").

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

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

### 1.4.1 Mécanismes de Propagation

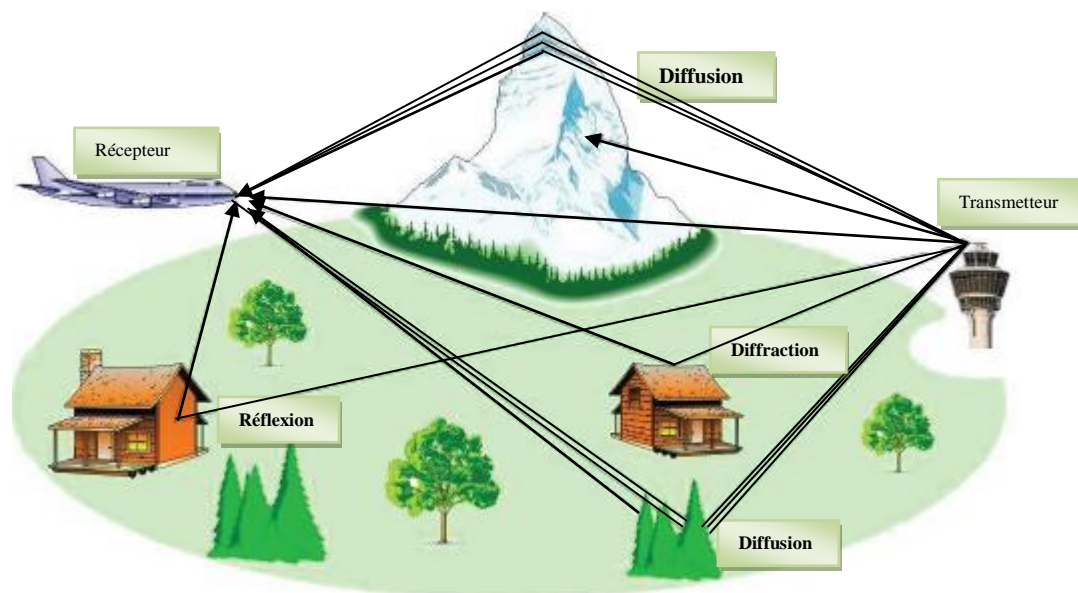
Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et un élément de l'environnement.

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. La figure 1.13 représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication sans fils, sont :

- **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.
- **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.
- **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 1.13** : Scénario typique de propagation radio-mobile.

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours et aux évanouissements suscités par

l'existence de trajets multiples. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages, les décalages Doppler et les retards diffèrent.

### 1.4.2 Evanouissement et trajets 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-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible due à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré. Cet évanouissement décrit les fluctuations 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.

#### 1.4.2.1 Types d'évanouissement

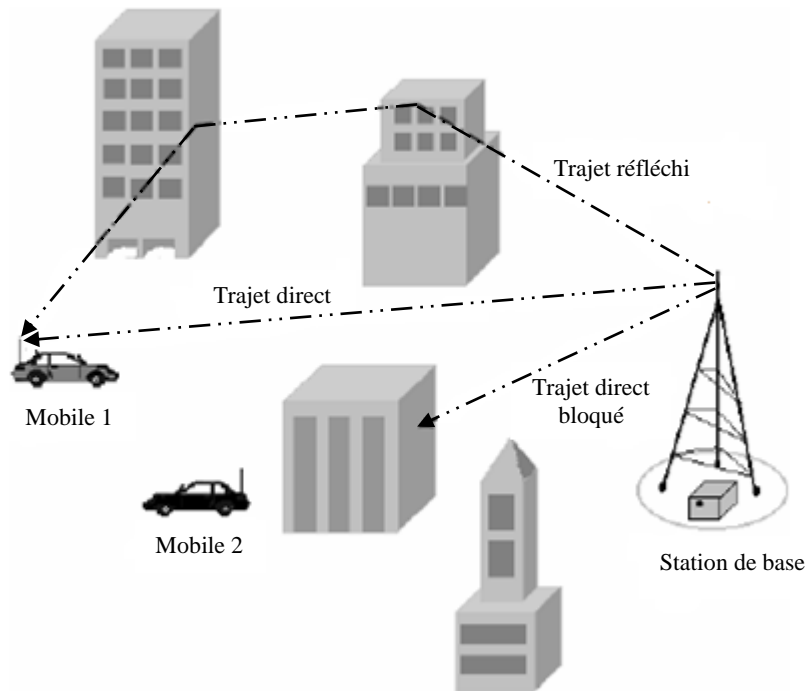
En général les évanouissements sont subdivisés en deux grandes catégories : « évanouissement à long terme » et « évanouissement à court terme ».

L'évanouissement à long terme se manifeste lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à 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 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 la liaison. Le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations d'amplitude de l'enveloppe du signal reçu. Statistiquement, ces fluctuations d'enveloppe à court terme sont généralement caractérisées par une loi de Rayleigh ou de Rice. La première correspond 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 directe (LOS).

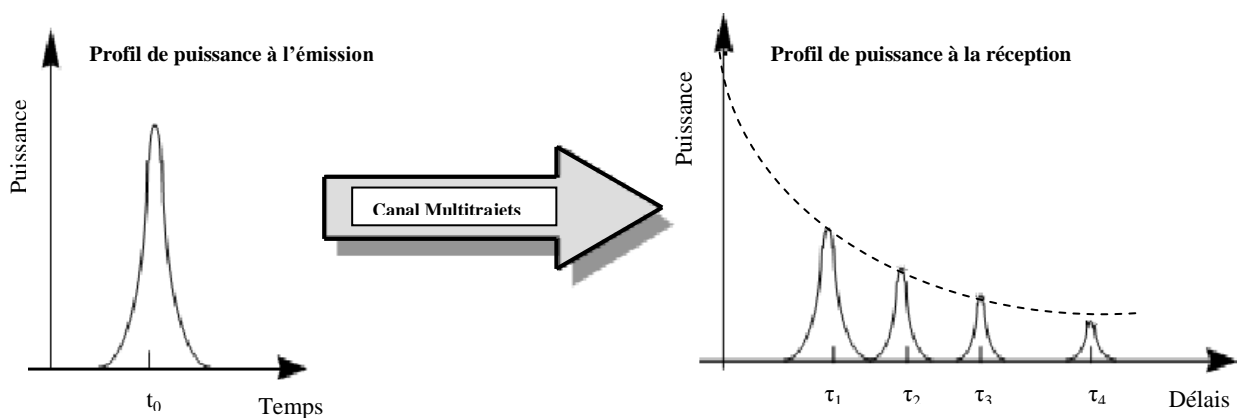
### 1.4.2.2 Trajets multiples (multipaths)

Comme schématisé par la figure 1.14, une onde radio se propage dans tout l'espace, elle va être réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale car le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut en effet se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère etc....



**Figure 1.14 :** Propagation par trajets multiples

La réflexion sur un bâtiment dépend de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets de l'onde radio. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres, presque toute l'énergie radio est réfléchiée et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait). La figure 1.15 représente l'effet du canal multitrajet sur la puissance en réception [2].



**Figure 1.15 :** Effet du multitrajet

En outre, les trajets multiples affectent les deux paramètres de la façon suivante:

- **La fréquence par l'effet Doppler** : Il s'applique à toute forme d'onde transmise ou reçue par un mobile en déplacement. Si  $f$  est la fréquence de l'onde transmise, l'effet Doppler déplace cette fréquence, à la réception d'une quantité :

$$\text{Doppler Spread} = F_d = f \frac{v}{c} \cos \theta \quad (1.47)$$

Avec  $v$  : est la vitesse du mobile.

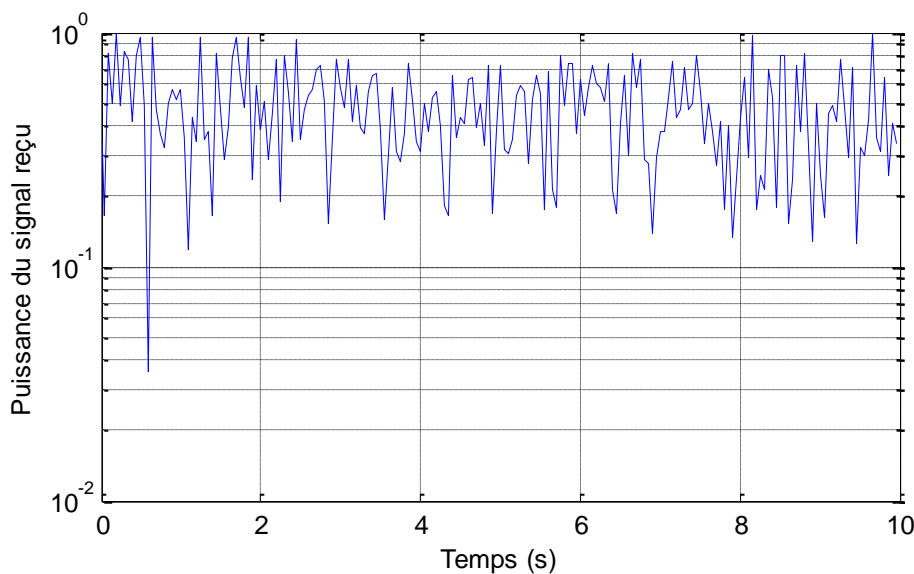
$c$ : est la vitesse de la lumière.

$\theta$  : est l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise.

La valeur absolue de la fréquence Doppler est donc maximale lorsque  $\theta$  prend les valeurs  $0$  ou  $\pi$ , modulo  $2\pi$ . Dans ce cas, on note :

$$f_{d_{\max}} = |f_d|_{\theta=0,\pi} = f_c \cdot \frac{v}{c} \cos \theta \quad (1.48)$$

- **L'amplitude par le fading de Rayleigh** : Ce phénomène survient lorsque le signal utilise plusieurs trajets entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Le signal n'est pas reçu directement de l'antenne d'émission mais d'un bon nombre d'autres directions correspondant à des rebonds sur les bâtiments, etc. Il n'existe pas de trajet en visibilité directe entre les antennes, les signaux atteignant la station mobile après de multiples réflexions sur les bâtiments de grande taille. La figure 1.16 montre un exemple typique de fading de Rayleigh. La courbe représente la puissance reçue en fonction du temps avec 200 trajets, la fréquence porteuse est de 900MHz, et un mobile se déplaçant à 100 km/h.



**Figure 1.16** : Fading de Rayleigh

Nous remarquons que la puissance du signal reçue peut chuter considérablement sur l'intervalle de (0 à 2s), car les ondes se trouvent en opposition de phase sur certains trajets. Notons également que les variations de signaux dus au fading arrivent nettement plus fréquemment que celles dues à la modification des profils de retard résultant des trajets multiples.

### 1.4.3 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 d'accès multiple.

#### 1.4.3.1 Interférences entre symboles (IES)

Dans un système numérique, particulièrement s'il fonctionne à un débit binaire élevé, la dispersion des retards (delay spread) fait que chaque symbole (ou unité d'information) chevauche le précédent et les subséquents, d'où le phénomène d'interférence entre symboles (Intersymbole Interference, ISI).

Contrairement au bruit, l'IES possède une structure particulière qui permet de la combattre, c'est le rôle de l'égalisation.

#### 1.4.3.2 Interférences d'accès multiple (IAM)

Dans le cas où plusieurs utilisateurs partagent simultanément la même bande de fréquences, la détection du message d'un utilisateur donné est généralement affectée par l'interférence dite *d'accès multiple* (IAM), générée par la contribution des autres utilisateurs du système. C'est notamment le cas des systèmes basés sur *l'accès multiple à répartition par les codes* (CDMA). En effet, chaque utilisateur supplémentaire augmente le niveau d'interférence globale, ce qui dégrade la qualité de réception de l'ensemble des usagers. En CDMA, le traitement de l'IAM trouve sa solution optimale dans la détection multiutilisateur [7].



## 1.5 CONCLUSION

En somme dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur la chaîne de communication numérique radiofréquence (émetteur, canal, récepteur), dans les deux parties émetteur et récepteur nous avons examiné un certain nombre de modulations qui sont aujourd'hui utilisées. Il s'avère que le choix d'un type de modulation est toujours déterminé par les contraintes de l'application (le choix se fait en termes d'efficacité spectrale, de robustesse au bruit, de coût, mais aussi en termes de résistance aux non-linéarités et de résistances aux distorsions des canaux radiofréquences, telles que le fading et l'effet Doppler).

Et nous avons vu les deux canaux d'onde les plus utilisés, 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 travaillant dans la bande considérée.

Nous avons aussi présenté quelques généralités sur les phénomènes de base en propagation radio-mobile où 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.

# ***CHAPITRE 2***

---

## ***TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLES ET ÉTALEMENT DE SPECTRE***

## 2.1 INTRODUCTION

Le canal radio est fondamentalement un moyen de diffusion. C'est pourquoi un signal transmis par un utilisateur peut potentiellement être reçu par tous les autres utilisateurs situés dans la zone couverte par l'émetteur. Bien que cette possibilité soit très intéressante pour certaines applications, comme la radiodiffusion ou la télédiffusion, elle requiert un contrôle des accès rigoureux en communications mobiles.

Les futures générations des réseaux d'accès se doivent d'y apporter des solutions innovantes afin de répondre au besoin croissant d'échanges de données entre les utilisateurs. En effet, à la voix s'ajoutent aujourd'hui de nouveaux services multimédia tels que la vidéo haute définition, l'Internet haut débit ..., dont les transferts d'information doivent s'effectuer, dans la plupart des cas, de manière simultanée.

L'objectif des communications mobiles est de fournir des canaux de communications à la demande entre un terminal mobile et une station de base qui connecte l'utilisateur à l'infrastructure du réseau fixe. Les critères de conception de tels systèmes incluent la capacité, la complexité et la qualité de service. Tous ces critères sont influencés par la méthode utilisée pour fournir l'accès multiple [6].

### 2.1.1 Critère de qualité

Le critère de qualité d'une méthode d'accès multiple correspond à sa capacité à assurer un débit maximum pour une ressource spectrale minimum. Il s'agit donc du même critère d'évaluation que celui d'une modulation, ce qui est logique, puisqu'il s'agit en définitive du service rendu à l'utilisateur. Cette efficacité est dépendante du niveau d'utilisateur du canal : débit associé à la largeur de spectre de la modulation employée, niveau de bruit dans le canal. Les caractéristiques du canal, l'organisation du réseau auront aussi des répercussions sur l'efficacité globale du système de communications.

## 2.2 LES TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLE

Les systèmes d'accès multiple les plus intuitifs sont ceux qui permettent aux différents utilisateurs de transmettre :

- Sur des bandes de fréquence disjointes : Accès Multiple à Répartition en fréquences (AMRF) ou plus communément, Frequency Division Multiple Access (FDMA).
- Pendant des laps de temps différents : Accès Multiple à Répartition en Temps (AMRT) ou plus communément, Time Division Multiple Access (TDMA).

- Par l'utilisation des codes orthogonaux : Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC) ou plus communément, Code Division Multiple Access (CDMA).

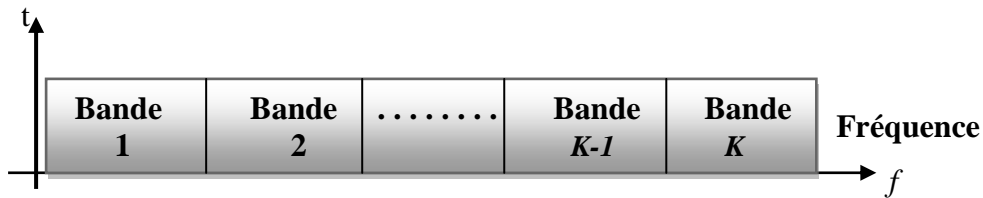
### 2.2.1 Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

Dans la technique d'accès multiple par répartition en fréquence, la ressource globale, c'est-à-dire la bande de fréquence, est partagée entre tous les utilisateurs. Les utilisateurs n'ont pas besoin d'être synchronisée entre eux. Cette méthode est illustrée dans la figure 2.1.

Il faut donc translater les différents utilisateurs sur ces bandes de fréquences. Supposons que la bande de fréquence occupée par un utilisateur seul soit  $[0, F]$ . On peut pour simplifier considérer un signal du type  $S_i = A_i \cos(2\pi f_i t)$ , avec  $f_i < F$ . Si on le multiplie par  $2 \cos(2\pi \nu_i t)$ , on obtient alors un signal :

$$S_i = A_i \cos[2\pi(f_i + \nu_i)t] + A_i \cos[2\pi(f_i - \nu_i)t] \quad (2.1)$$

qui (en éliminant le deuxième terme par filtrage) est le signal  $S_i$  translaté sur la fréquence  $\nu_i$ . Donc, répétant cette opération pour chaque utilisateur  $i$ , avec la loi  $\nu_i = i.F$ , on réalise le multiplexage désiré [8].



**Figure 2.1 :** Schéma d'un multiplexage fréquentiel FDMA

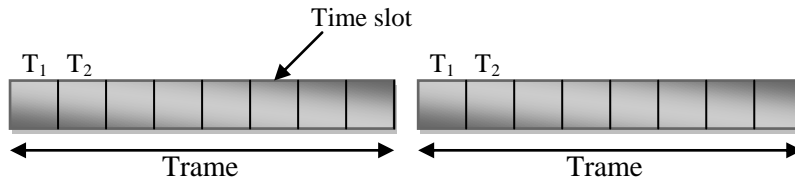
Si la ressource fréquentielle  $W$  est partagée entre  $K$  utilisateurs, chacun d'eux émette avec une puissance moyenne  $P$  dans une bande  $W/K$ , la capacité  $C_K$  disponible vue par chacun des utilisateurs est alors [9] :

$$\frac{C_K}{W} = \frac{1}{K} \log_2 \left( 1 + K \frac{C_K}{W} \frac{E_b}{N_0} \right) \quad (2.2)$$

En considérant que la capacité globale du canal est égale à la somme des capacités de chaque utilisateur, on peut dire que la capacité de chaque utilisateur diminue avec le nombre d'utilisateurs. La formule donnant  $C_K$  suppose qu'il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs et qu'il n'y a pas de ressource perdue, ce qui bien sûr ne sera pas le cas dans la réalité.

### 2.2.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Dans l'accès multiple à répartition en temps, le canal est séparé en intervalles de temps (slots temporels). Pour  $K$  slots, chaque utilisateur, émet pendant  $1/K$  du temps disponible, avec une puissance moyenne  $KP$  dans une largeur de bande  $W$ . Cette méthode est illustrée dans la figure 2.2.

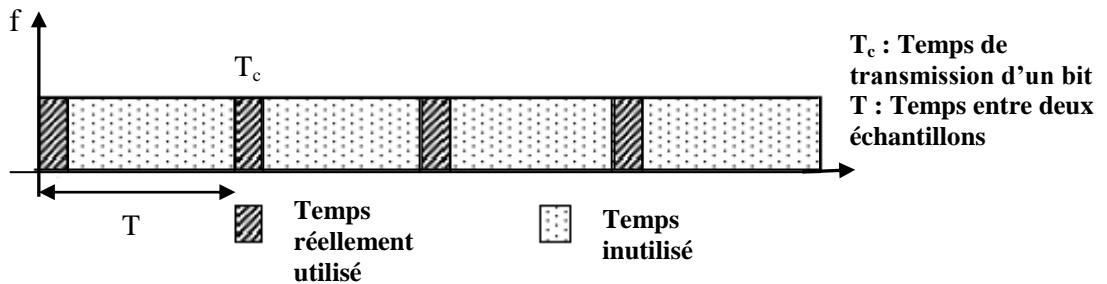


**Figure 2.2 :** Partage du temps entre utilisateurs dans une technique TDMA

La capacité du canal dans le cas du TDMA a donc la même expression que dans le cas du FDMA :

$$\frac{C_K}{W} = \frac{1}{K} \log_2 \left( 1 + \frac{C_K}{W} \frac{KE_b}{N_0} \right) \quad (2.3)$$

Là encore, la capacité vue par chacun des utilisateurs décroît quand le nombre d'utilisateurs augmente [9].



**Figure 2.3 :** Non-optimisation des capacités des réseaux

Le TDMA utilise le fait que la fréquence d'envoi des bits d'information est plus faible que la capacité du réseau (figure 2.3). On peut donc profiter des « temps morts » pour transmettre une deuxième communication [8].

### 2.2.3 Accès multiple par répartition de codes (CDMA)

Dans le cas de l'accès multiple avec répartition par code, toutes les ressources en temps et en fréquences sont allouées à tous les utilisateurs simultanément (figure 2.4). L'émission de chaque utilisateur est vue par les autres utilisateurs comme un pseudo-bruit large bande.

Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs, donne de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la

bande de fréquence et des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

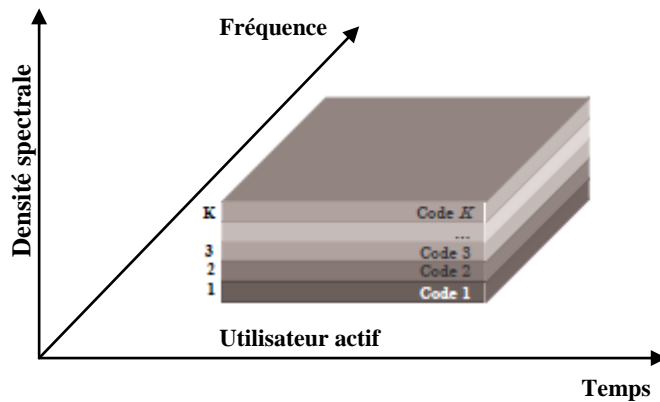


Figure 2.4 : Le multiplexage par codes (CDMA)

### 2.3 L'ETALEMNT DE SPECTRE

L'étalement de spectre (en anglais Spread Spectrum) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence.

Le principe de l'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale  $C$  du canal perturbée par un bruit additif gaussien:

$$C = B \cdot \log \left( 1 + \frac{P_S}{P_B} \right) \tag{2.4}$$

Où  $C$  : est la capacité maximale du canal en bit/s

$B$  : la bande occupée par le signal émis en Hertz (Hz)

$P_S$ : la puissance du signal émis en Watt (W) et  $P_B$ : la puissance du bruit en Watt.

Le principe de l'étalement de spectre est illustré dans la figure 2.5.

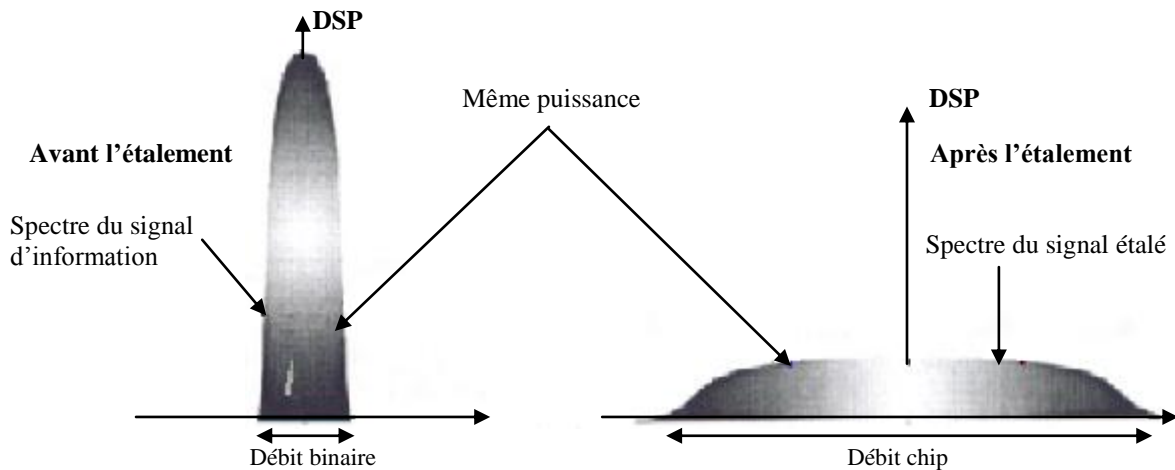


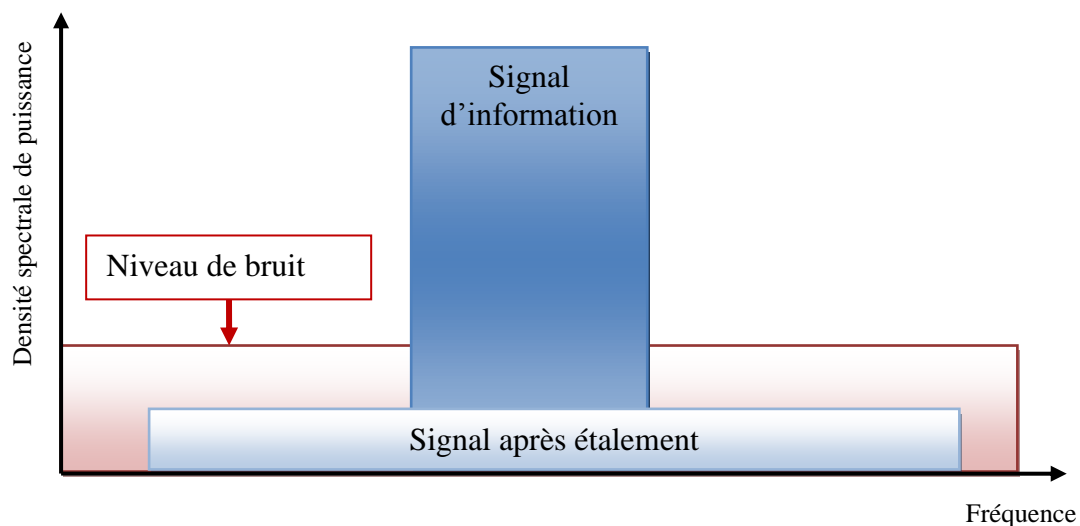
Figure 2.5 : Principe de l'étalement de spectre

La relation (2.4) nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information  $C$  donnée, il est possible d'utiliser soit une bande  $B$  étroite et un fort rapport  $P_S/P_B$ , soit un large bande  $B$  et un faible rapport  $P_S/P_B$ . L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande largement supérieure à celle du signal utile [6]. Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation.

Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est «étaillé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétailler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information [10].

### 2.3.1 Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure 2.6, on voit qu'un signal de bruit est présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence et le bruit thermique. On observe sur la même figure que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information qu'on convoie.



**Figure 2.6 :** *Principe conceptuel de l'étalement de spectre*

Qui plus est, le signal étalé résiste fort bien aux interférences qui occupent une largeur spectrale beaucoup plus étroite. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite. Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence, seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée [11].

De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.

Pour réaliser l'opération d'étalement de spectre, il existe deux principales techniques [12] :

- la séquence directe, appelée aussi codage direct est bien connue dans la littérature sous le sigle DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum), est réalisée en utilisant un signal ou une séquence pseudo-aléatoire, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Cette technique, sera plus amplement détaillée par la suite.
- le saut de fréquence qui, comme son nom l'indique, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo-aléatoires.

### 2.3.2 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons dans ce chapitre à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe.

#### 2.3.2.1 Bits et chips

Considérons une suite de données transmise en bande de base à un débit  $R_b$  ( $R$  pour Rate). L'étalement de spectre consiste à multiplier la suite de données par une séquence prédéfinie  $PN(t)$  valant +1 ou -1 et variant à un rythme  $R_c = nR_b$ . Nous constatons que l'étalement revient à augmenter artificiellement le débit d'un facteur  $n$ . Le paramètre  $n$  est appelé facteur d'étalement.

Pour simplifier, nous utiliserons un exemple avec  $n = 20$  (figure 2.7), le paramètre  $n$  est généralement une puissance de 2 largement supérieure à 10, typiquement 64, 128, 256 ou 512. Après multiplication, le signal varie donc à un rythme bien supérieur au débit symbole. La partie élémentaire de la séquence s'appelle un chip.

Soit  $S(t)$  la suite de données à émettre. Le signal en bande de base après étalement  $S_{\text{etale}}(t)$  s'écrit :

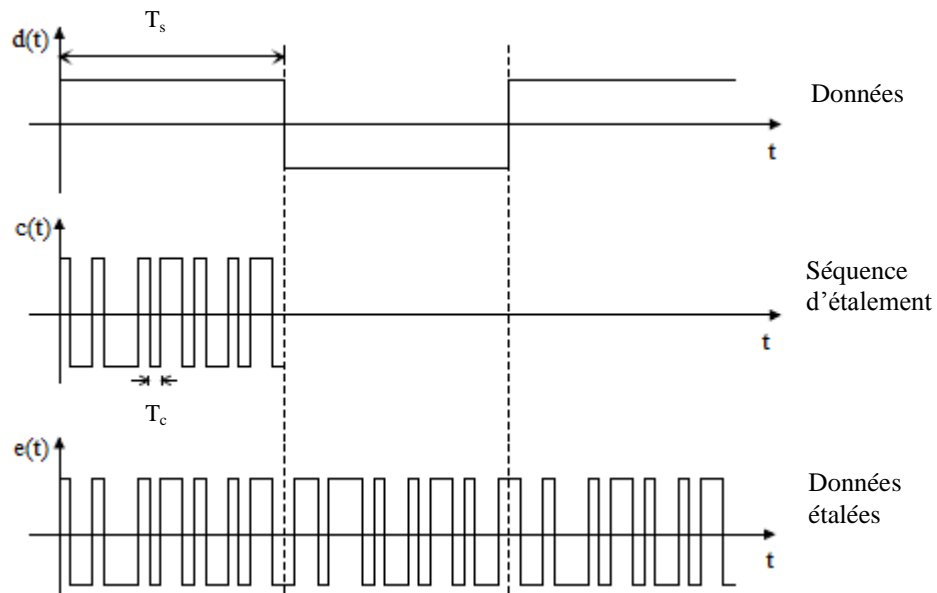
$$S_{\text{etale}}(t) = S(t).PN(t) \quad (2.5)$$

On donne un exemple de signal étalé dans la figure 2.7 avec  $n = 20$ . Notons que l'opération de multiplication revient à transmettre  $+PN(t)$  pendant  $T_b$  si on transmet un bit à 1, et  $-PN(t)$  si on transmet un bit à 0.

Dans le cas d'une liaison radio-mobile, on choisira intelligemment le facteur d'étalement pour que la bande du signal étalé soit supérieure à la bande de cohérence  $B_c$  du canal de transmission :  $W > B_c$ .



En réception, une opération de corrélation entre le signal reçu et une réplique synchrone du code d'étalement utilisé en émission, permet de restituer le message d'information (figure 2.7).



**Figure 2.7 :** Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

### 2.3.2.2 Bilan énergétique

La suite de données étant émise à un débit  $R_b$ , la durée d'un bit est  $T_b = 1/R_b$ . Le débit en chips par seconde du signal étalé est  $R_c = nR_b$ . La durée d'un chip est donc  $T_c = T_b/n$ .

Soit  $E_c$  l'énergie d'un chip. Comme la séquence PN(t) vaut +1 ou -1, la multiplication par PN(t) ne change pas la puissance du signal. La puissance du signal d'origine est égale à la puissance du signal étalé. On peut donc écrire :

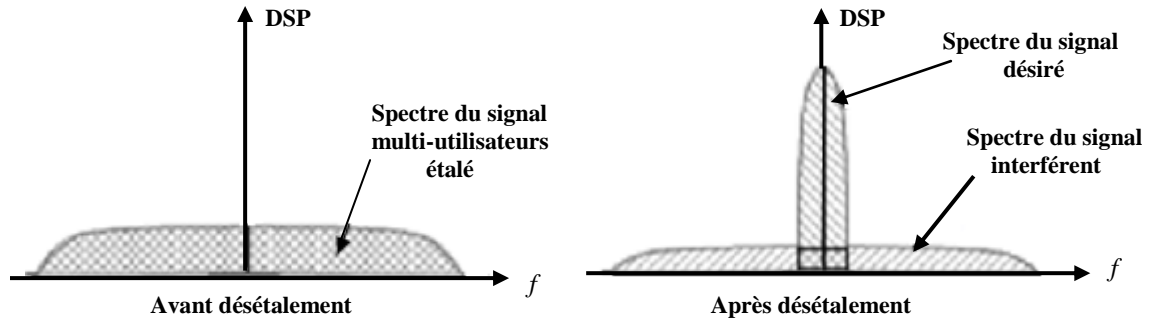
$$\frac{E_b}{T_b} = \frac{E_c}{T_c} \quad (2.6)$$

On en déduit aisément :  $E_b = nE_c$  (2.7)

L'équation (2.7) montre que l'énergie d'un bit est répartie sur l'ensemble des chips.

#### ➤ Spectre du signal étalé

D'un point de vue spectral, l'opération d'étalement a pour effet de remonter le niveau de l'énergie du signal désiré dans la bande du signal d'information, tout en maintenant la contribution d'éventuels signaux interférents à un niveau faible dans cette bande ( figure 2.8).



**Figure 2.8:** Illustration de séparation de deux utilisateurs en DS-CDMA

Les données transmises sont ensuite récupérées en intégrant le signal désétalement sur les intervalles de temps correspondants. La multiplication par le code suivi d'une intégration revient en outre à corrélérer le signal reçu par le code de l'utilisateur désiré, ou, de manière équivalente, à effectuer un filtrage adapté au code, la sortie du filtre adapté étant échantillonnée convenablement. Le filtre adapté au code de l'utilisateur désiré, ou *corrélateur*, constitue ainsi le récepteur de base du DS-CDMA.

### 2.3.2.3 Gain d'étalement

Nous considérons une transmission d'un signal QPSK ou BPSK sur un canal AWGN, c'est-à-dire ajoutant un bruit gaussien au signal transmis. La probabilité d'erreur sur un bit (lorsqu'on utilise un filtre adapté), est donnée par la formule suivante, que nous admettons [1] :

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.8)$$

Où  $E_b$  désigne l'énergie d'un bit,  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit et  $Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$ . Par exemple, un rapport  $E_b/N_0$  de 6 dB conduit à un taux d'erreur bit de  $10^{-3}$ .

Soit  $C$  la puissance du signal émis. Dans une transmission sans étalement, la largeur de bande du signal est  $W = 1/T_b$  (en considérant la bande de Nyquist), La puissance du signal est donc  $C = E_b / T_b$ . Si, à la réception, on filtre le signal sur la bande  $W$ , la puissance du bruit est  $WN_0$ .

Le rapport signal à bruit en puissance est donc :

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \quad (2.9)$$

Sans étalement de spectre, il faut donc un rapport  $C/N$  de 6 dB pour obtenir un taux d'erreur bit de  $10^{-3}$ . Nous admettons également que la formule (2.8) est inchangée par l'étalement de spectre.

La puissance du signal reste la même mais la largeur de bande est augmentée  $W_c = 1/T_c$ . On a donc  $C/N = (E_b/T_b)/(N_0W_c)$ . On peut donc établir :

$$C/N = \frac{1}{n} E_b/N_0 \quad (2.10)$$

En échelle logarithmique, on obtient :  $(C/N)_{dB} = (E_b/N_0)_{dB} - 10\log_{10} n$  (2.11)

Considérons un système avec un facteur d'étalement  $n = 128$ . Pour avoir un taux d'erreur bit de  $10^{-3}$ , il est toujours nécessaire d'avoir un  $E_b/N_0$  de 6 dB mais celui-ci est obtenu avec un signal sur bruit de  $6 - 10\log_{10}(128) = -13dB$ . Or -13dB correspond à un rapport 200 en puissance. Cela signifie qu'on tolère une puissance de bruit égale à 200 fois la puissance du signal, Grâce à l'étalement, on peut avoir un faible taux d'erreur, même lorsque le signal étalé reçu est complètement « noyé » dans le bruit. On peut exprimer la formule (2.10) sous une autre forme en fonction de la bande  $W$  (égale à  $1/T_c$ ) et du débit utilisateur  $R_b$  (égal à  $1/T_b$ ). On obtient :

$$E_b/N_0 = \frac{W}{R_b} \frac{C}{N} \quad (2.12)$$

### 2.3.2.4 Récepteur en bande de base

#### ➤ Récepteur simple sur un canal parfait

Considérons une transmission sans aucun bruit, ni aucune interférence. Le canal a pour seul effet de retarder le signal d'une durée  $\tau_0$ . Soit  $S_{reçu}$  le signal reçu. On a  $S_{reçu}(t) = S_{étalé}(t - \tau_0)$  soit :

$$S_{reçu}(t) = S(t - \tau_0).PN(t - \tau_0) \quad (2.13)$$

On vérifie aisément que pour tout  $t$ ,  $PN(t).PN^*(t) = 1$ , où  $PN(t)$  désigne le conjugué du complexe  $PN^*(t)$  (si l'étalement est réel,  $PN(t) = PN^*(t)$ ). Pour retrouver le signal d'origine, il faut donc multiplier le signal reçu par  $PN^*(t - \tau_0)$ . En effet :

$$S_{reçu}(t).PN^*(t - \tau_0) = S(t - \tau_0).PN(t - \tau_0).PN^*(t - \tau_0) \quad (2.14)$$

On a donc :

$$S_{reçu}(t).PN^*(t - \tau_0) = S(t - \tau_0) \quad (2.15)$$

On note qu'il est nécessaire pour la réception d'estimer la valeur de  $\tau_0$ . Cela signifie qu'il y a une synchronisation à faire en réception. Dans la pratique, le canal va perturber le signal émis et introduire, par exemple des erreurs sur quelques chips. Il n'est alors pas possible d'utiliser un système si simple car il n'y a pas de critère de décision pour déterminer le bit émis à l'origine. Pour permettre une détection simple, on va utiliser un intégrateur.

➤ **Récepteur simple sur un canal avec bruit additif**

On considère maintenant un canal qui introduit un bruit gaussien (canal AWGN), le signal reçu s'écrit donc par rapport au signal émis :

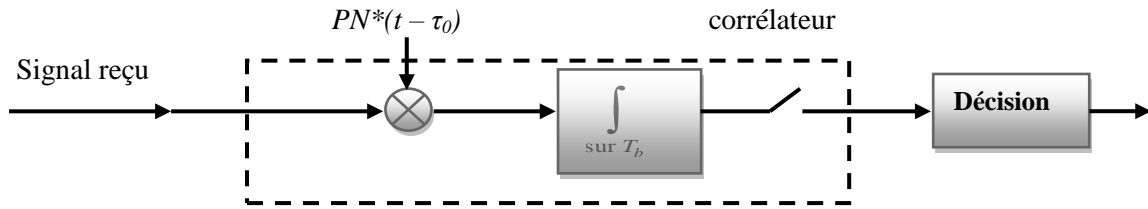
$$S_{reçu}(t) = S_{émité}(t - \tau_0) + n(t) \quad (2.16)$$

Où  $n(t)$  est représenté le bruit aléatoire gaussien.

On rajoute au récepteur simple présenté au paragraphe précédant (Récepteur simple sur un canal parfait), un intégrateur qui agit sur une durée bit  $T_b$ . Cela a pour effet de réaliser une corrélation entre le signal reçu et la séquence  $PN(t)$  décalé de  $\tau_0$  :

$$Y_k = \int_{t=kT_b - T_b/2 + \tau_0}^{kT_b + T_b/2 + \tau_0} S_{reçu}(t) PN^*(t - \tau_0) dt \quad (2.17)$$

Le schéma bloc d'un récepteur simple est présenté dans la figure 2.9. A la sortie du corrélateur, on échantillonne le signal toutes les durées bits  $T_b$ .



**Figure 2.9 :** Principe d'un récepteur avec un corrélateur

La détection consiste à regarder le signe du signal reçu. On peut également mettre une détection à seuil : pour considérer qu'on a un bit 0 ou un bit 1, il faut que le niveau soit en valeur absolue supérieur à un seuil donné. Dans le cas contraire, on est dans le cas d'un effacement (on sait qu'un bit est reçu mais sa valeur est considérée comme inconnue). Grâce à l'intégration sur l'ensemble des chips constituant le bit, la réception du bit est correcte. Nous voyons de manière plus intuitive l'intérêt de l'étalement de spectre, présenté au paragraphe 2.3.2.3. Cet effet peut s'exprimer mathématiquement en combinant les équations 2.5, 2.16, 2.17 :

$$Y_k = \int_{kT_b - T_b/2 + \tau_0}^{kT_b + T_b/2 + \tau_0} [S(t - \tau_0) PN(t - \tau_0) + n(t)] PN^*(t - \tau_0) dt \quad (2.18)$$

On en déduit :

$$Y_k = \int_{kT_b - T_b/2 + \tau_0}^{kT_b + T_b/2 + \tau_0} S(t - \tau_0) dt + \int_{kT_b - T_b/2 + \tau_0}^{kT_b + T_b/2 + \tau_0} n(t) PN^*(t - \tau_0) dt \quad (2.19)$$

Soit :

$$Y_k = b_k \sqrt{2E_b T_b} + \int_{kT_b - T_b/2 + \tau_0}^{kT_b + T_b/2 + \tau_0} n(t) PN^*(t - \tau_0) dt \quad (2.20)$$

A la sortie du corrélateur, le bit est affecté d'un certain bruit représenté par le terme de droite de l'équation (2.20). Le bruit et la séquence  $PN(t)$  sont décorrélés. Par conséquent, le terme de droite est proche de 0. Avec une analyse plus poussée basé sur l'énergie, on peut ainsi justifier que l'équation 2.8 reste valide pour un signal étalé.

Le corrélateur a pour effet de « désétaler » le signal alors qu'il ne « désétale » pas le bruit. Notons que le fonctionnement du récepteur suppose qu'on est capable d'estimer la valeur du délai de propagation  $\tau_0$ .

### 2.3.2.5 Principe du récepteur Rake

Dans un canal à multitrajets, un récepteur avec un simple filtre adapté ne peut suffire. On reçoit plusieurs échos décalés dans le temps du même signal : par rapport au trajet principal, les échos vont engendrer de l'interférence, ce qui va augmenter le risque d'erreur. On utilise dans ce cas un récepteur à râteau ou récepteur Rake [13]. Le fonctionnement d'un tel récepteur suppose qu'on est capable d'estimer la réponse impulsionnelle du canal.

Les récepteurs Rake (ou râteau) sont basés sur une équation d'estimation de Rayleigh telle que :

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N_p-1} A_i e^{j\Phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.21)$$

Où  $A_i$  est une variable aléatoire de Rayleigh dont la moyenne est donnée par le modèle,  $\Phi_i$  étant une variable aléatoire uniformément distribuée entre 0 et  $2\pi$ .

En effet, pour les récepteurs RAKE utilisés en UMTS, on suppose que la réponse impulsionnelle du canal est estimable, ce qui suppose qu'on connait exactement les paramètres  $A_i$  et  $\Phi_i$  [14].

Un récepteur Rake est donc composé d'une batterie de corrélateurs, chaque corrélateur étant accordé à un trajet. La figure 2.10 montre ces différents trajets pour un cas précis.

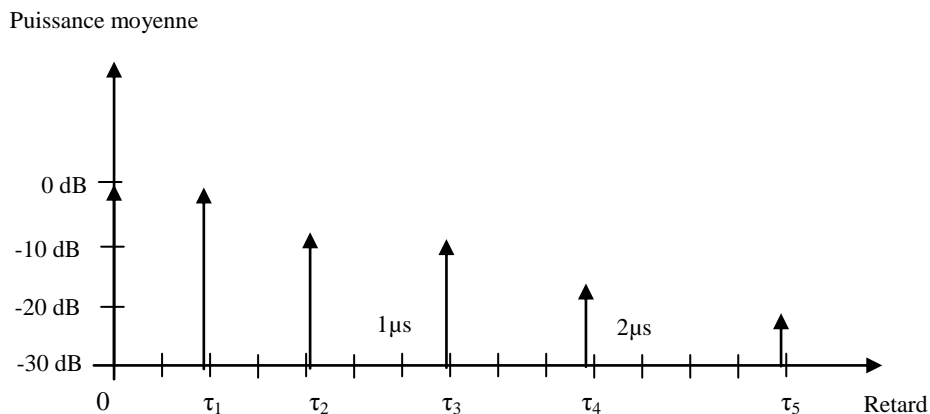


Figure 2.10 : Modèle de canal multitrajets.

La corrélation est faite entre le signal reçu et la séquence d'étalement affectée d'un retard particulier. Pour une bonne réception, le retard utilisé doit correspondre au retard provoqué par un des trajets du canal. Chaque corrélateur correspond à une branche du râteau.

### 2.3.3 Les codes d'étalement

Le choix des codes d'étalement à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les propriétés de corrélation de ces codes. L'autocorrélation est définie comme la mesure de ressemblance entre un signal  $f(t)$  et une copie de ce même signal décalé.

La fonction d'autocorrélation  $R$  pour un décalage de  $\tau$  est :

$$R(\tau) = \int_0^t f(t)f(t-\tau)dt \quad (2.22)$$

La fonction d'autocorrélation est habituellement tracée pour tous les décalages  $\tau$  par rapport au signal de référence  $f(t)$ . Dans le cas de la corrélation entre codes  $PN$  où les chips sont des éléments discrets, on peut remplacer l'intégrale continue par une sommation.

On a donc la fonction d'autocorrélation suivante sur une période du code  $PN$  pour un décalage  $\tau$  par rapport au code de référence :

$$R_\tau = \sum_{i=1}^L C_i C_{i-\tau} \quad (2.23)$$

Il existe des codes dits *orthogonaux*, qui permettent d'éliminer l'IAM de manière déterministe lorsque les signaux des utilisateurs sont synchrones au niveau du récepteur, Deux codes  $C_1(t)$  et  $C_2(t)$  seront dits orthogonaux s'ils vérifient la relation :

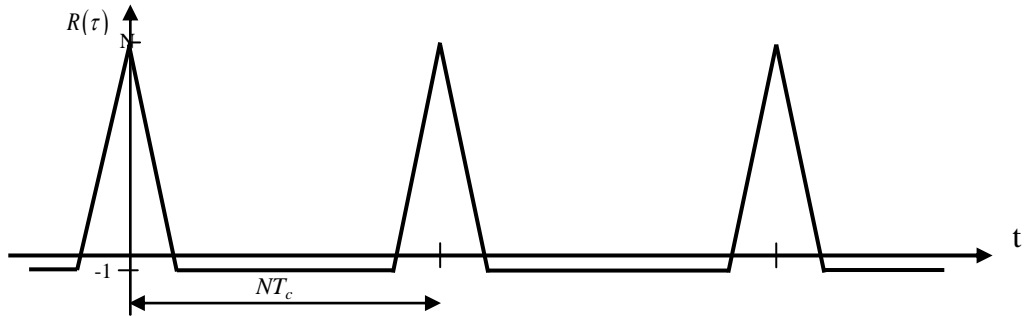
$$\int_{-\infty}^{+\infty} C_1(t).C_2^*(t)dt = 0 \quad (2.24)$$

Par extension, des signaux étalés par des codes orthogonaux seront également dits orthogonaux entre eux. Afin de maintenir un niveau d'interférence aussi faible que possible, les codes d'étalement doivent donc posséder des bonnes propriétés d'autocorrélation (*robustesse face aux trajets multiples*) et d'intercorrélations (*résistance à l'interférence d'accès multiple*).

Pour les transmissions en CDMA les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélations des codes jouent un rôle très important. En situation idéale les codes ont une :

- intercorrélations minimales
- autocorrélations maximales en  $\delta(t - kNT_c)$  pour  $k = 1, 2, \dots$ , et minimales ailleurs [15].

Pour satisfaire la première condition, on essaye de trouver des codes orthogonaux, pour que les interférences entre différents utilisateurs soient minimales. Afin de séparer différents trajets d'un même utilisateur, la fonction d'autocorrélation du code doit être maximale lorsque les codes sont synchrones (alignés) et minimale ailleurs. Alors les trajets multiples apparaissent comme des pics d'autocorrélation sur l'axe temporel (figure 2.11).



**Figure 2.11:** Autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur maximum

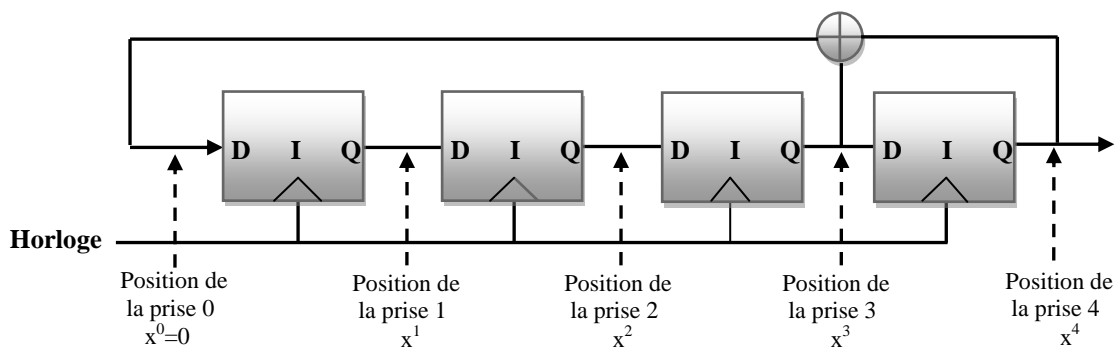
Les séquences pseudo-aléatoires les plus simples à générer sont les séquences de longueur maximum que l'on obtient en sortie d'un registre à décalage rebouclé sur lui-même [15], [16].

### 2.3.3.1 Les séquences à longueur maximale

Une séquence maximale est une séquence périodique pour laquelle la longueur  $L$  de la période est maximale pour le nombre  $n$  de bascules du registre à décalage et vaut  $L = 2^n - 1$ .

La longueur  $L$  représente le nombre de chips dans une période.

La génération de codes PN peut se faire grâce à des registres à décalage (*shift registers*) composés de bascules  $D$ . La Figure 2.12 illustre un exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules  $D$  et de 2 prises ou branchements (*taps*) sans compter la prise de rétroaction (position 0). Ces 2 prises sont combinées en un OU exclusif, symbolisé par le symbole  $\oplus$ , ce qui permet de générer des séquences différentes des valeurs initiales placées dans les bascules. À chaque front d'horloge, les valeurs contenues dans les bascules sont décalées vers la droite. La séquence obtenue d'un registre à décalage se trouve à la sortie de la dernière bascule.



**Figure 2.12 :** Exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules.

Les séquences générées par un registre à décalage dépendent de la longueur, des prises de rétroaction et des valeurs initiales de ce registre. La séquence obtenue par la configuration de la figure 2.12 est périodique de période 15.

La position des prises permet d'identifier le polynôme caractéristique de cette séquence et de caractériser cette configuration, c'est-à-dire de lui donner un nom ou une notation.

Le polynôme caractéristique de la séquence générée par le registre à décalage de la figure 2.12 est  $f(x) = x^0 + x^3 + x^4 = 1 + x^3 + x^4$  [15], [17].

Pour caractériser une configuration de registre à décalage, il faut connaître le nombre de bascules et la position des prises de la droite vers la gauche en hexadécimal [17]. La séquence générée à partir de cette configuration dépend ensuite des valeurs initiales des bascules.

### 2.3.3.2 Les codes de Gold et de Kasami

Gold (1967) et Kasami (1968) ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement *codes Gold* et *codes Kasami*, qui ne sont pas maximaux et qui possèdent de plus faibles corrélations croisées que les séquences maximales. Les propriétés de corrélation de ces deux codes sont semblables. La plus grande différence entre ces deux familles de codes réside dans le nombre de codes pouvant être générés.

Les codes Gold sont générés à partir de deux séquences maximales obtenues à partir de  $n$  bascules, tel que montré à la figure 2.13. Quoique ces codes soient dérivés de séquences maximales.

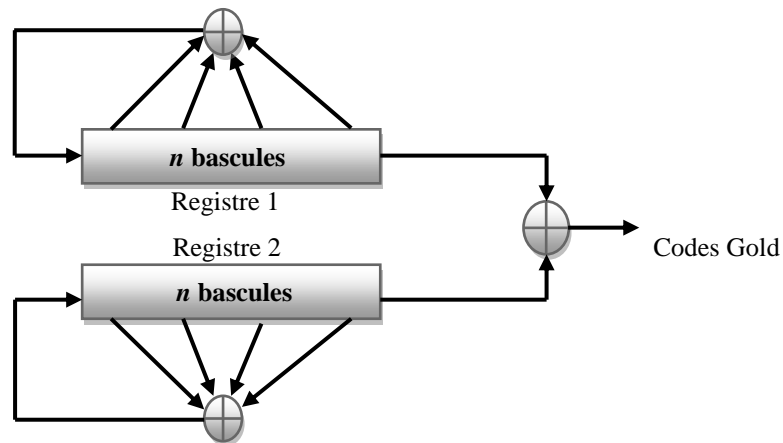


Figure 2.13 : Génération du code de Gold

Ils ont des corrélations croisées bornées contrairement à ces séquences et ces intercorrélations sont connues et uniformes. Elles ne peuvent prendre que 3 valeurs :

$$R_{jk} = \{-1, -t(n), t(n) - 2\}, j \neq k \quad (2.25)$$

$$\text{Où : } t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1, & n \text{ impair} \\ 2^{(n+2)/2} + 1, & n \text{ pair} \end{cases} \quad (2.26)$$



Ces séquences sont appelées séquences privilégiées et leur intercorrélacion est bornée par  $t(n)$ . Il serait donc intéressant, en vue d'une application multiutilisateur, de disposer d'un grand nombre de ces séquences. Or, il se trouve que Gold montre qu'à partir d'un couple de séquences privilégiées de longueur  $L$ , on peut obtenir  $L + 2$  séquences dont l'intercorrélacion est comprise dans  $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$ . Notons que, mises à part les deux séquences génératrices, aucun de ces nouveaux codes n'a de propriétés d'autocorrélacion remarquables.

### 2.3.3.3 Les codes OVFS

Sont des codes orthogonaux a facteur d'étalement variable (OVFS : Orthogonal Variable Spreading Factor). Ils sont utilisés pour séparer les différents canaux physiques d'un utilisateur. L'utilisation de ces codes OVFS permet de modifier le facteur d'étalement, même si ces derniers sont de longueurs différentes. Les codes OVFS ont les propriétés suivantes :

- Les séquences sont rigoureusement orthogonales (c'est-à-dire que l'intercorrélacion entre deux séquences de code est nulle),
- Les séquences ne sont pas toutes de même longueur, ce qui diffère gain de traitement, en fonction du débit des données à transmettre.

Les codes OVFS sont appelés codes de Walsh puisqu'ils sont générés en appliquant la transformée de Walsh-Hadamard définie par:

$$H_1 = (1) \quad H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad H_{2^n} = \begin{pmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Ces codes sont également obtenus à partir de « l'arbre des codes » qui est présente dans la figure 2.14. Dans cette figure, les codes OVFS sont notés par  $C_{SF, k}$  ou SF représente le facteur d'étalement (longueur du code) et k le numéro du code.

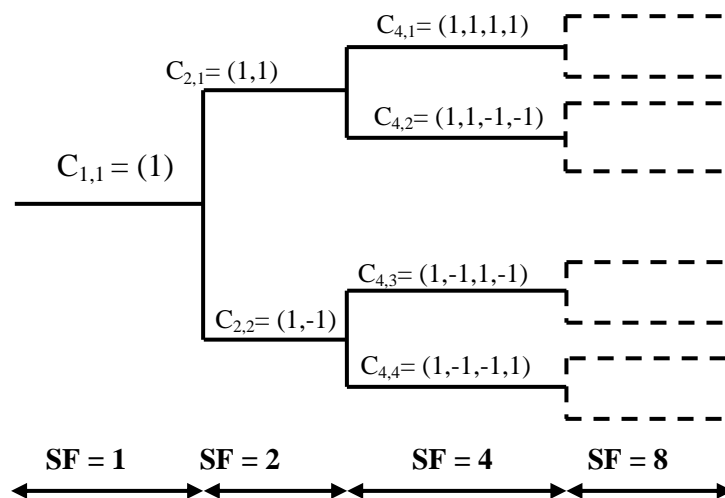


Figure 2.14 : Arbre des codes d'étalement pour générer les codes OVFS

Toutes les séquences de code situées à un même niveau hiérarchique de l'arbre sont de même longueur (par exemple,  $SF=4$  pour tous les codes  $C_{4,i}$ ). La structure en arbre fait ressortir les propriétés d'intercorrélation des codes OVFSF.

En revanche, deux codes situés sur une même branche de l'arbre, l'un étant, par exemple, le fils de l'autre, ne sont pas forcément orthogonaux. Il en résulte qu'un code  $C_{2n,i}$  de l'arbre ne peut être utilisé que si aucun autre code appartenant aux sous-branches générées à partir de  $C_{2n,i}$  n'est utilisé [18], [19].

## 2.4 UTILISATION DU CDMA EN RADIO-MOBILE

Un système radio-mobile est composé d'un ensemble de stations de base. Il faut que la station de base puisse transmettre vers plusieurs utilisateurs et que les différentes stations de base puissent transmettre sans se perturber l'une l'autre. Pour y parvenir, les systèmes cellulaires dits CDMA combinent le CDMA avec des codes orthogonaux et l'étalement de spectre avec des séquences pseudo-aléatoires.

### 2.4.1 Différenciation des stations de base

Considérons d'abord la voie descendante en supposant, temporairement, que chaque station de base n'émet que vers un mobile. Le mobile reçoit un signal utile de sa station de base et des interférences des stations de base voisines. Pour permettre au récepteur de fonctionner correctement, il est nécessaire que l'ensemble des interférences ait une caractéristique proche d'un bruit Gaussien. Le choix de la séquence  $PN(t)$  est particulièrement important pour garantir cette propriété.

#### ➤ Systèmes cellulaires synchrones

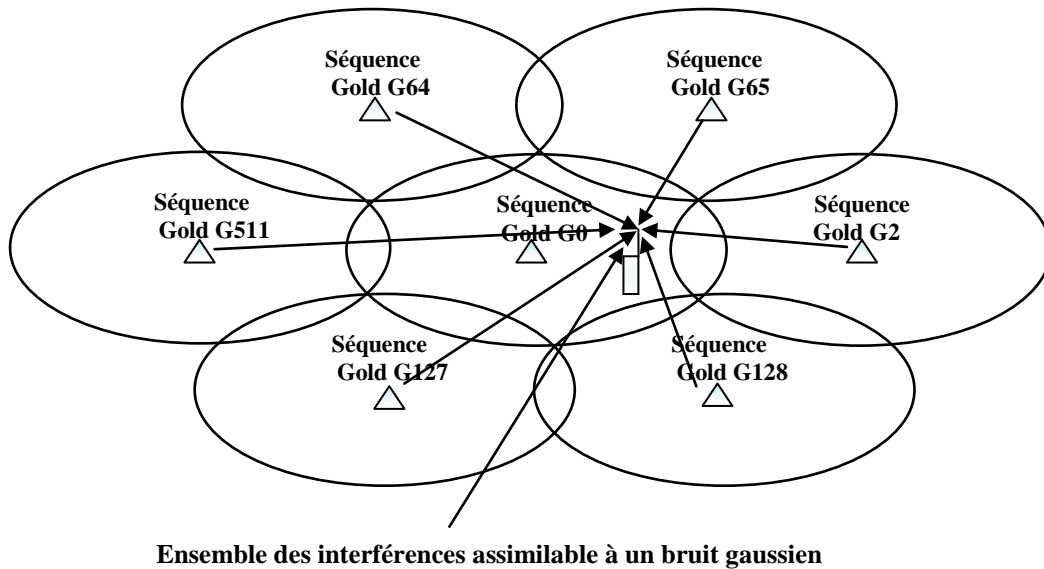
Dans un système basé sur une utilisation des m-séquences, on utilise la même séquence pour toutes les stations de base. Si deux stations de base transmettent avec la même séquence affectée d'une même phase, il est impossible à la réception de séparer les deux émissions (on néglige les délais de propagation).

Pour permettre dans tous les cas de différencier deux stations de base, on affecte à chaque station la même séquence mais avec un décalage particulier. Cela nécessite que toutes les stations de base soient synchronisées. On a alors un système synchrone. Entre un mobile et différentes stations de base, les délais de propagation ne sont pas identiques. Il faut donc que le décalage soit suffisamment important pour rester présent à la réception du mobile.

### ➤ Systèmes asynchrones

Si l'on considère deux émetteurs utilisant chacun une séquence d'étalement propre et transmettant chacun un signal sur le même canal radio, il faut pouvoir isoler chaque signal à la réception. Cela nécessite d'avoir une corrélation faible entre les séquences. Lorsqu'on fait l'intercorrélation de deux séquences  $PN$  différentes, il n'y a pas nécessairement de bonnes propriétés d'intercorrélation. Cependant il est possible de construire des séquences ayant une faible intercorrélation à partir des séquences  $PN$ . Ce sont les séquences de Gold [1].

Dans l'UMTS, on utilise des séquences de Gold obtenues à partir de 2 m-séquences de longueur  $2^{25} - 1$ . La longueur de séquence est donc de 33 millions de chips. On n'utilise qu'un extrait de 38400 chips, ce qui donne une période de répétition de 10 ms. Il y a 512 séquences différentes. Pour différencier deux stations de base, l'opérateur affecte à chaque station de base une séquence. Grâce aux propriétés des séquences d'intercorrélation de Gold, il n'y a pas besoin de synchronisation entre les stations de base. L'interférence créée par les stations de base voisines à la réception d'un mobile est assimilable à un bruit gaussien. On peut donc bénéficier du gain d'étalement. Il est possible d'utiliser la même fréquence sur l'ensemble des stations de base d'un réseau. La figure 2.15 montre un exemple d'affectation des séquences de Gold aux stations de base.



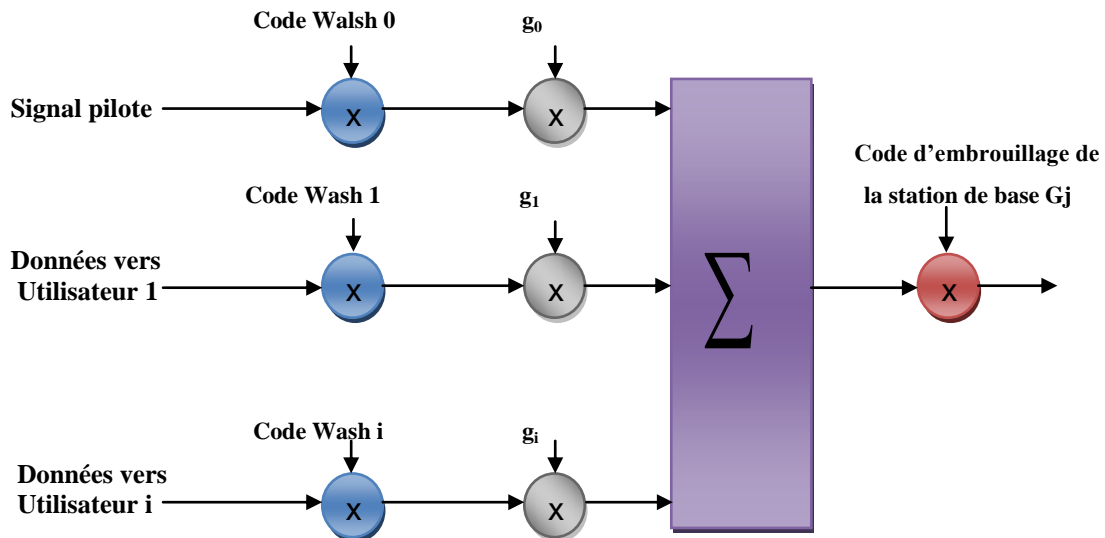
**Figure 2.15 :** Principe d'affectation des séquences de Gold aux stations de base.

#### 2.4.2 Principe de transmission sur la voie descendante

La transmission sur la voie descendante combine l'utilisation de codes orthogonaux (Walsh ou OVSF) pour permettre un multiplexage de plusieurs transmissions et de séquence  $PN$  pour permettre une réutilisation de la même fréquence sur différentes cellules. Le principe de

transmission est illustré à la figure 2.16. On applique à chaque canal (c'est-à-dire à chaque transmission vers un mobile particulier) une séquence de Walsh et une amplification particulière (gain  $g_i$ ). Les différents canaux sont additionnés et on applique à l'ensemble le code d'embrouillage spécifique à la station de base. Ce schéma général simplifié s'applique tant à IS-95 et au CDMA-2000 qu'à l'UMTS. La séquence pseudo-aléatoire appliquée à une station de base s'appelle le code d'embrouillage ou *scrambling code*.

Le nombre de codes de Walsh de longueur  $N$  est limité à  $N$ . pour permettre de transmettre plus de  $N$  flux simultanément, il est possible d'allouer des codes dits secondaires (c'est le cas pour l'UMTS). Cela revient à affecter un deuxième code d'embrouillage à la station de base. L'interférence intracellulaire est alors importante car il n'y a pas orthogonalité entre les codes primaires et les codes secondaires.



**Figure 2.16** : Principe de transmission sur la voie descendante.

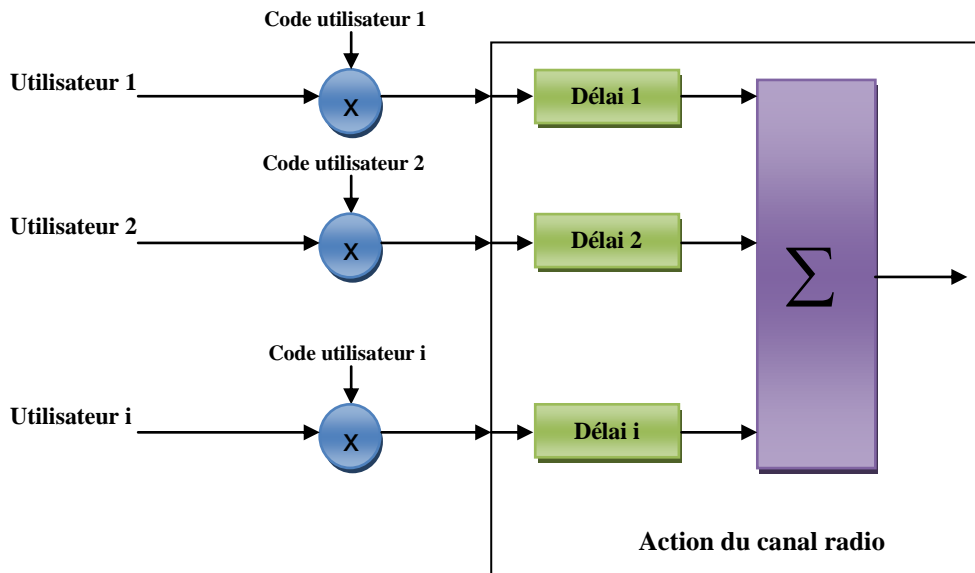
Le récepteur dans le mobile est de type Rake. Le fonctionnement du récepteur Rake nécessite d'estimer les différents trajets du canal de propagation. Cette estimation se fait sur une suite de chips prédéfinie qui ne transportent pas d'information. Cette suite peut être contenue dans chaque bloc de données émis par la station de base vers le mobiles, on parle alors de séquence pilote.

### 2.4.3 Principe de transmission sur la voie montante

Dans un système cellulaire CDMA, les différents mobiles transmettent sur la même fréquence, qu'ils soient dans la même cellule ou dans une cellule différente. Cela provoque, comme sur la voie descendante, une interférence sur la voie montante.

Les mobiles d'une même cellule sont à des distances différentes de la station de base. Si on utilisait des codes orthogonaux pour différencier les mobiles, il faudrait une synchronisation extrêmement précise pour compenser à la durée chip après le délai de propagation et faire en sorte que les signaux à la réception restent orthogonaux. Cela n'est pas possible dans la pratique. On utilise par conséquent des séquences pseudo-aléatoires pour différencier les mobiles entre eux.

Dans la plupart des cas (exception faite de l'UMTS TDD), la séquence pseudo-aléatoire est propre au mobile et elle ne dépend pas de la station de base à laquelle il est rattaché. Il n'y a donc jamais orthogonalité entre deux signaux transmis par des mobiles différents, qu'ils soient dans la même cellule ou dans des cellules différentes. Le principe de transmission est indiqué dans la figure 2.17.



**Figure 2.17:** Principe de transmission sur la voie montante.

Pour que la réception se passe correctement à la station de base, il est nécessaire que les différents mobiles soient reçus avec une puissance voisine. Le contrôle de puissance est vital sur la voie montante.

## 2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA, TDMA et CDMA. Le principe d'étalement du spectre à séquence directe est bien détaillé et nous avons ainsi présenté les principaux codes d'étalement. Le récepteur RAKE a été étudié dans le contexte des systèmes CDMA.

# ***CHAPITRE 3***

---

## ***PERFORMANCE DE LA TECHNIQUE DS-CDMA EN COMMUNICATION RADIO- MOBILE 3G***

### 3.1 INTRODUCTION

Lors de la planification d'un système CDMA (comme pour tous les systèmes cellulaires), l'accent doit se porter sur la lutte contre les interférences. Des techniques et outils sont donc mis en œuvre pour faire face à ces dernières. Par ailleurs on distingue deux types d'interférences : l'*interférence entre symboles* (IES) et l'*interférence d'accès multiple* (IAM)

L'interférence d'accès multiple (*MAI, Multiple Access Interference*) est un facteur important qui limite la capacité et la performance des systèmes DS-CDMA [20], [21]. En effet, la MAI est causée par l'interférence entre les séquences directes des utilisateurs. Cette interférence est le résultat du décalage aléatoire entre signaux; pour cette raison, il est pratiquement impossible d'avoir un code orthogonal capable de protéger les signaux contre ce type d'interférence. Généralement, la MAI causée par un seul utilisateur est très faible, mais si le nombre d'utilisateurs augmente, la puissance de l'interférence va augmenter, et la MAI va atteindre une valeur importante. Le détecteur classique ne tient pas compte de l'existence de la MAI, parce qu'il suit une stratégie de détection dans laquelle chaque utilisateur est détecté séparément, indépendamment d'autres utilisateurs.

Les recherches, orientées vers l'atténuation de l'effet de la MAI sur le détecteur conventionnel, se sont focalisées dans les directions suivantes :

- La conception du code : cette approche est orientée vers la conception du code d'étalement avec de bonnes propriétés d'intercorrélations. Idéalement, si les codes étaient tout orthogonaux, il n'y aurait pas de MAI dans le canal de la transmission. Mais dans la pratique, la plupart des canaux contiennent un certain degré d'asynchronisme, c'est-à-dire qu'il n'est pas possible de concevoir un code capable de maintenir l'orthogonalité entre tous les canaux avec tous les retards possibles.
- Le contrôle de puissance : nous utilisons le contrôle de puissance pour être sûrs que les signaux de tous les utilisateurs arrivent à peu près à la même puissance (avec la même amplitude) à la station de base, et donc qu'aucun utilisateur n'a l'avantage sur les autres. En fait, le contrôle de la puissance est toujours considéré comme indispensable dans les systèmes DS-CDMA.
- Les codes FEC : les codes correcteurs d'erreur (Forward Error Correction) sont utilisés dans tous les systèmes de communication. Ce type de code permet d'avoir un taux d'erreur acceptable dans les cas de faible interférence.
- Les réseaux d'antennes adaptatives : on utilise des antennes directives qui focalisent la réception sur un angle étroit. Par conséquent, le signal désiré et une certaine fraction de la MAI sont augmentés grâce au gain de l'antenne, c'est-à-dire que tous les signaux d'interférence

arrivant à des angles différents sont atténués. La direction de l'antenne peut être fixée ou ajustée dynamiquement. En fait, un traitement adaptatif des signaux est utilisé pour focaliser l'antenne dans la direction qui correspond à un utilisateur.

### 3.2 MODÉLISATION D'UN SYSTÈME CDMA

#### 3.2.1 Système synchrone sur un canal Gaussien

Considérons un système CDMA avec  $K$  utilisateur actif. Chaque utilisateur possède un code pseudo-aléatoire, la signature  $s_k(t)$  de durée  $T_s$ , où  $T_s$  est la durée d'un symbole transmis [22]. La signature peut être exprimée par :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{SF-1} s_{k,n} p(t - nT_c) \quad (3.1)$$

Où  $0 \leq t \leq T_s$ .  $(s_{k,n})_{n=0, \dots, SF-1}$  est une séquence pseudo-aléatoire formée par  $SF$  chips,  $p(t)$  est une forme d'onde supposée rectangulaire de durée  $T_c$ , où  $T_c$  est la durée d'un chip :  $T_c = T_s / SF$ .

On définit alors l'intercorrélacion entre deux signatures :

$$\rho_{kj} = \int_0^{T_s} s_k(t) s_j(t) dt = \sum_{n=0}^{SF-1} s_{k,n} s_{j,n} \quad (3.2)$$

Et dans un système possédant  $K$  utilisateurs, on peut écrire la matrice d'intercorrélacion  $R$  :

$$[R]_{kj} = \rho_{kj}, \quad 1 \leq k, j \leq K \quad (3.3)$$

On note  $(b_k^{(i)})_{i=0, \dots, N_s-1}$  la séquence d'information du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur ( $k = 1, \dots, K$ ). Où  $N_s$  désigne la longueur de la séquence. Chaque symbole d'information prend une valeur dans  $\{-1, +1\}$ . Après étalement, le signal en bande de base correspondant s'écrit alors :

$$e_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{N_s-1} b_k^{(i)} s_k(t - iT_s) \quad (3.4)$$

Où  $A_k$  est l'amplitude du signal reçu provenant du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur.

Le signal composite CDMA des  $K$  utilisateur ainsi construit, est la somme des signaux étalés de chaque utilisateur :

$$e(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N_s-1} A_k b_k^{(i)} s_k(t - iT_s) \quad (3.5)$$

Dans le cas d'une transmission sur un canal gaussien, le signal reçu est :

$$r(t) = e(t) + w(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N_s-1} A_k b_k^{(i)} s_k(t - iT_s) + w(t) \quad (3.6)$$

Où  $w(t)$  est un bruit blanc additif gaussien complexe de moyenne nulle et de variance égale à un.



Dans l'intervalle de temps  $[iT_s, (i+1)T_s[$ , le signal reçu s'écrit sous forme d'un vecteur  $\vec{r}^{(i)}$  :

$$\vec{r}^{(i)} = \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(i)} \vec{s}_k + \vec{w} \quad (3.7)$$

Où  $\vec{s}_k = [s_{k,0}, \dots, s_{k,n}, \dots, s_{k,(SF-1)}]^T$  est le vecteur représentant la signature du  $k^{i\text{ème}}$  utilisateur et  $\vec{w}$  est le vecteur contenant les  $SF$  échantillons de bruit  $w(t)$ .

### 3.2.2 Système asynchrone

Dans le cas de la liaison montante d'un système radio-mobile cellulaire (terminaux mobiles vers station de base), il est difficile de synchroniser les signaux transmis par les utilisateurs. Dans le cas d'une communication CDMA, il n'est pas nécessaire d'effectuer une synchronisation des symboles et les utilisateurs peuvent transmettre de façon complètement asynchrone. Cependant, il faut tenir compte de cet aspect dans la conception du récepteur qui doit assurer le traitement nécessaire pour compenser les retards entre symbole.

L'aspect asynchrone est lié, dans le cas d'un canal gaussien, au retard entre utilisateurs et dans le cas d'un canal à trajets multiples, au retard entre utilisateurs et entre trajet.

#### 3.2.2.1 Cas d'un canal gaussien

Les retards considérés entre utilisateurs sont définis par rapport à une origine arbitraire ( $\tau_1 = 0$  dans la figure 3.1). Ils sont supposés indépendants et multiples d'une durée *chip*  $T_c$ ,  $\tau_k \in \{0, 1, \dots, SF-1\}$ .

On suppose que le rythme  $1/T_s$  des données est identique pour tous les utilisateurs.

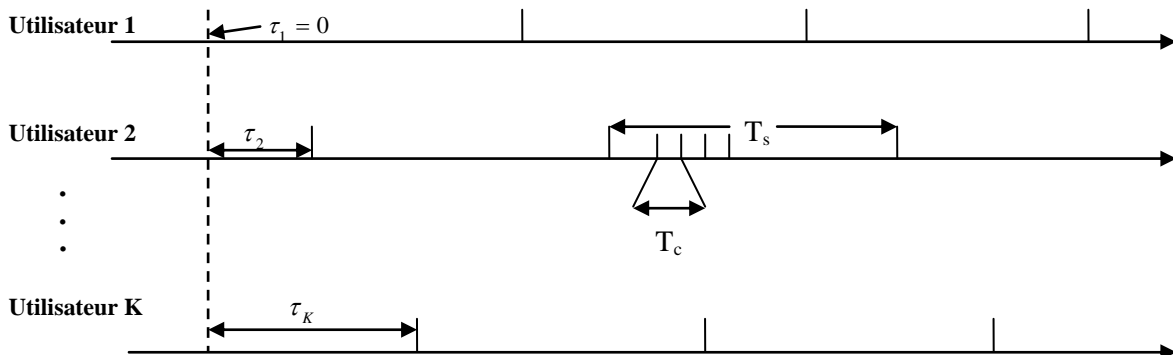


Figure 3.1 : Configuration des décalages dans un système asynchrone.

En généralisant (3.5) et en tenant compte des retards  $(\tau_k)_{k=1,\dots,K}$ , le signal émis par le  $k^{\text{ième}}$  utilisateur dans l'intervalle de temps  $t \in [0, N_s T_s[$  est :

$$e_k(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} A_k \left[ b_k^{(i-1)} \sum_{n=0}^{\tau_k-1} s_{k,(SF-\tau_k+n)} p(t-iT_s+nT_c) + b_k^{(i)} \sum_{n=\tau_k}^{SF-1} s_{k,(n-\tau_k)} p(t-iT_s+nT_c) \right] \quad (3.8)$$

Où  $b_k^{(-1)} = 0$  (le signal est nul pour  $t < \tau_k$ )

Pour une transmission sur un canal gaussien, le signal reçu est :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) + w(t) \quad (3.9)$$

Où  $w(t)$  est un bruit blanc additif gaussien complexe de moyenne nulle et de variance égale à un.

### 3.2.2.2 Cas d'un canal à trajets multiples

On suppose que le canal du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur se compose de  $L$  trajets et a une réponse impulsionnelle  $h_k^{(i)}(t)$  de la forme :

$$h_k^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^{(i)} \delta(t - \tau_{k,l}^{(i)}) \quad (3.10)$$

Les retards entre trajets  $\tau_{k,l}^{(i)} \in \{0, 1, \dots, SF-1\}$  sont multiples de la durée *chip*  $T_c$  et l'étalement temporel des canaux est supposé inférieur à  $T_s$ . Le coefficient  $\alpha_{k,l}^{(i)}$  est le gain complexe (vue du coté récepteur sinon c'est une atténuation du signal émis) du  $l^{\text{ième}}$  trajet du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur.

Ces coefficients sont indépendants entre eux. Le canal à trajet multiples est considéré constant durant la transmission d'un symbole d'information de durée  $T_s$ . La puissance moyenne des canaux est normalisée.

Le signal reçu est la convolution des signaux transmis et de la réponse impulsionnelle des canaux de propagation. Le signal reçu est bruité par un bruit complexe additif gaussien noté  $w(t)$ , supposé centré et blanc de densité spectrale de puissance  $\sigma^2$  :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{k=1}^K b_k^{(i)} A_k s_k(t-iT_s-\tau_k) * h_k^{(i)}(t) + w(t) \\ &= \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{k=1}^K b_k^{(i)} A_k \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^{(i)} s_k(t-iT_s-\tau_k-\tau_{k,l}) + w(t) \end{aligned} \quad (3.11)$$

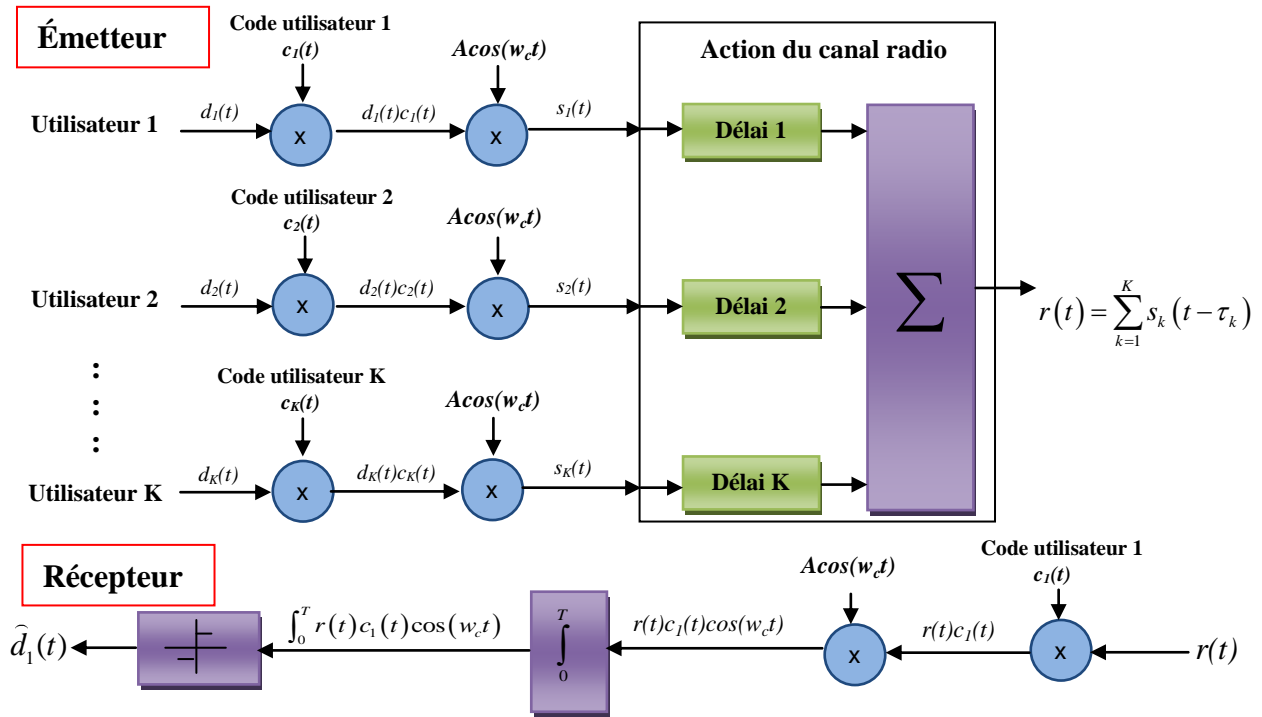
Le retard total du trajet  $(k, l)$  et noté :

$$t_{k,l} = \tau_k + \tau_{k,l} \in \{0, 1, \dots, 2 \times (SF-1)\} \quad (3.12)$$

### 3.3 PERFORMANCE DE LA TECHNIQUE DS-CDMA

#### 3.3.1 Modèle de transmission de DS-CDMA

Cette section explique le principe de fonctionnement de base d'un système DS-CDMA. Le schéma fonctionnel d'un système asynchrone simple de DS-CDMA est montré sur la figure 3.2. Ce système contient  $K$  utilisateurs. Les utilisateurs sont identifiés par  $k = 1, 2, \dots, K$ .



**Figure 3.2 :** Schéma fonctionnel d'un système asynchrone simple de DS-CDMA. Les signaux de tous les utilisateurs  $K$  arrivent au récepteur avec différents retards de propagation  $\tau_k$ . • Seulement le récepteur pour l'utilisateur 1 est montré.

La modulation utilisée est BPSK. Chaque signal de données d'utilisateur est dénoté par  $d_k(t)$ , et chaque utilisateur utilise un code pseudo-aléatoire unique connu sous le nom d'un code d'étalement dénoté par  $c_k(t)$ .

Généralement il y a deux classes des codes d'étalement (binaire et complexe), pour la simplicité, on considère seulement des codes binaires. Chaque code d'étalement se compose des impulsions  $N$ , généralement connues sous le nom de chips.

Dans cette discussion, le signal désiré et celle de l'utilisateur  $k$  et tous les autres signaux ( $K - 1$ ), sont considérés comme des interférences.

##### 3.3.1.1 Émetteur de DS-CDMA

À la transmission du l'utilisateur  $k$ , chaque bit d'informations de cette utilisateur est d'abord multiplié par un code d'étalement  $c_k(t)$ . Après, le signal est modulé sur son porteur avant qu'il soit transmis.

Le signal transmis est donné par :

$$s_k(t) = Ad_k(t)c_k(t)\cos(w_c t) \quad (3.13)$$

Où  $w_c$  est la fréquence de la porteuse en rad/sec et  $A$  est l'amplitude de la porteuse.

### 3.3.1.2 Récepteur de DS-CDMA

Au récepteur, le composant de tous les signaux de  $K$  utilisateurs est reçu, comprenant le signal transmis de l'utilisateur 1 et des autres signaux interfèrent ( $K - 1$ ). Ignorant le bruit, le signal reçu est donné par :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \quad (3.14)$$

Où  $\tau_k$  est le retard de propagation au récepteur de l'utilisateur  $k$ . Maintenant nous concentrons sur la récupération du signal de l'information.

### 3.3.1.3 Récupération du signal de l'information

D'abord considérons le cas le plus simple, où  $K = 1$ , le signal reçu est donné par :

$$\begin{aligned} r(t) &= s_1(t - \tau_1) \\ &= Ad_1(t - \tau_1)c_1(t - \tau_1)\cos(w_c t + \theta') \end{aligned} \quad (3.15)$$

Où la propagation retarder introduit un décalage au porteur par :  $\theta' = -w_c \tau_1$

Afin de récupérer l'information originale de l'utilisateur 1, le signal reçu est désétalé en multipliant le signal reçu avec une reproduction synchronisée du code d'étalement de l'utilisateur 1, comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{s}_1(t) &= r(t)c_1(t - \tau') \\ &= Ad_1(t - \tau_1)c_1(t - \tau_1)c_1(t - \tau')\cos(w_c t + \theta') \end{aligned} \quad (3.16)$$

Où  $\tau'$  est l'estimation de retard. Afin de démoduler le signal, il est alors multiplié par le porteur et passé par un corrélateur suivi d'un dispositif de seuillage, comme démontré sur le schéma 3.2. À la sortie de corrélateur, nous avons alors :

$$z_1 = \int_{t_1}^{t_1+T} \hat{s}_1(t)\cos(w_c t + \theta' + \varphi) dt \quad (3.17)$$

Où  $t_1$  est la période du commencement pour le bit d'informations,  $T$  est la période d'un bit d'informations et  $\varphi$  est l'erreur de synchronisation de phase. Si nous supposons que la reproduction du code d'étalement au récepteur est parfaitement synchronisée au code employé pour étalé le signal à l'émetteur, alors  $\tau_1 = \tau'$  et nous peut placer  $\tau_1 = 0$ .

On obtient :

$$\hat{s}_1(t) = Ad_1(t)c_1^2(t)\cos(w_c t) \quad (3.18)$$

Remplaçant l'équation 3.18 dans l'équation 3.17 et supposer qu'il n'y a aucune erreur de synchronisation de phase, c.-à-d  $\varphi = 0$ , nous avons alors :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_1}^{t_1+T} Ad_1(t)c_1^2(t)\cos^2(w_c t) \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} d_1(t)c_1^2(t)[\cos 2(w_c t) + 1] dt \end{aligned} \quad (3.19)$$

Le terme à haute fréquence  $\cos 2(w_c t)$  tend à zéro après le récepteur (corrélateur), on obtient :

$$z_1 = \frac{A}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} d_1(t)c_1^2(t) dt \quad (3.20)$$

Puisqu'on suppose qu'il n'y a aucune erreur de synchronisation,  $d_1(t)$  en BPSK démodulé, donnant

$$d_1(t) = \pm 1 \text{ et } \int_0^T c_1^2(t) dt = T, \text{ par conséquent nous avons : } z_1 = \pm \frac{AT}{2} \quad (3.21)$$

La dérivation au-dessus suppose qu'il n'y a aucune erreur de phase et de synchronisation. Si ce n'est pas le cas, alors nous arrivons à :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_1}^{t_1+T} Ad_1(t-\tau_1)c_1(t-\tau_1)c_1(t-\tau')\cos(w_c t + \theta')\cos(w_c t + \theta' + \varphi) dt \\ &= \int_{t_1}^{t_1+T} \frac{A}{2} d_1(t-\tau_1)c_1(t-\tau_1)c_1(t-\tau')\cos(\varphi) dt \end{aligned} \quad (3.22)$$

Où nous avons utilisé l'identité :  $\cos A \cos B = \frac{1}{2}[\cos(A+B) + \cos(A-B)]$  et nous avons exploité

encore que le terme à haute fréquence de  $\frac{1}{2}\cos[2(w_c t + \theta') + \varphi]$  tend à 0 après le corrélateur.

Depuis  $d_1(t-\tau_1) = \pm 1$ , on a alors :

$$\begin{aligned} z_1 &= \pm \frac{A}{2} \cos(\varphi) \int_{t_1}^{t_1+T} c_1(t-\tau_1)c_1(t-\tau') dt \\ &= \pm \frac{AT}{2} \cos(\varphi) R_{cc}(\tau_1 - \tau') \end{aligned} \quad (3.23)$$

Où  $R_{cc}(\tau_1 - \tau')$  est l'autocorrélation du code d'étalement  $c_1(t)$ , donné par :

$$R_{cc}(\tau_1 - \tau') = \int_0^T c_1(\tau_1)c_1(\tau') \quad (3.24)$$

Par conséquent  $|z_1|$  est maximum, quand  $(\tau_1 - \tau') = 0$  et  $\varphi = 0$

Les erreurs de synchronisation auront comme conséquence une valeur de  $|z_1|$  faible, conduit une dégradation de rapport signal/bruit (SNR) et par conséquent le BER augmente.

### 3.3.1.4 Récupération du signal de l'information avec l'interférence d'accès multiple

Dans le cas où il y a plusieurs utilisateurs, c.-à-d  $K > 1$ , le signal reçu est donné par :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \quad (3.25)$$

Après la multiplication du signal reçu,  $r(t)$  avec le code d'étalement, le signal de l'information de l'utilisateur 1,  $d_1(t)$  est désétaillé dans sa largeur de bande originale. Cependant, les signaux de tous les autres utilisateurs ( $K-1$ ) reste étaillés, et  $c_1(t)$  est orthogonal aux autres codes d'étalement, donc on a le résultat :

$$\hat{s}_1(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) c_1(t - \tau'_1) \quad (3.26)$$

Le signal est démodulé et après passé par un corrélateur et un dispositif de seuillage. La sortie du corrélateur est formulée comme suit :

$$\begin{aligned} z_1(t) &= \int_{t_1}^{t_1+T} \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) c_1(t - \tau'_1) \cos(w_c t + \theta') dt \\ &= \int_{t_1}^{t_1+T} [s_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau'_1) + s_2(t - \tau_2) c_1(t - \tau'_1) + \dots + s_K(t - \tau_K) c_1(t - \tau'_1)] \cos(w_c t + \theta') dt \quad (3.27) \end{aligned}$$

Dans un système synchrone, le début de chaque bit d'informations d'un utilisateur et le même début des bits d'informations de tous les autres utilisateurs. Supposant qu'il n'y a aucune erreur de phase ou de synchronisation, c.-à-d.  $\tau_k = 0$  et  $\theta' = 0$ , nous avons :

$$\begin{aligned} z_1(t) &= \int_{t_1}^{t_1+T} \sum_{k=1}^K s_k(t) c_1(t) \cos(w_c t) dt \\ &= \int_{t_1}^{t_1+T} \sum_{k=1}^K A d_k(t) c_k(t) c_1(t) \cos^2(w_c t) dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} \sum_{k=1}^K d_k(t) c_k(t) c_1(t) dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} [d_1(t) c_1^2(t) + d_2(t) c_2(t) c_1(t) + \dots + d_K(t) c_K(t) c_1(t)] dt \quad (3.28) \end{aligned}$$

Si les séquences d'étalement sont conçus tels qu'ils constituent un ensemble orthogonal, où :

$$\int_0^T c_i(t)c_j(t)dt = \begin{cases} T & \text{for } i = j \\ 0 & \text{for } i \neq j \end{cases} \quad (3.29)$$

Alors tous les termes d'interférence intègrent à zéro, laissant seulement les bits d'informations de l'utilisateur voulu, à savoir l'utilisateur 1. Depuis  $d_1(t) = \pm 1$  et  $\int_0^T c_1^2(t)dt = T$ , nous avons :

$$z_1 = \pm \frac{AT}{2} \quad (3.30)$$

Dans la pratique, il est difficile de concevoir un grand ensemble de codes d'étalement qui sont parfaitement orthogonaux. Le résultat est généralement un compromis en rapprochant les conditions idéales, où les codes d'étalement ne sont pas parfaitement corrélés les uns avec les autres, mais les valeurs de corrélation croisée sont conservées petites que possible. Ces corrélations croisées ont comme conséquence le résultat de l'interférence d'accès multiple (IAM) qui dégrade la performance du système. Ces corrélations sont données par :

$$\int_0^T c_i(t)c_j(t)dt = \begin{cases} T & \text{for } i = j \\ TR_{ij} \neq 0 & \text{for } i \neq j \end{cases} \quad (3.31)$$

Considérant l'équation 3.28 encore en même temps que les contraintes de corrélation de l'équation 3.31, nous avons :

$$\begin{aligned} z_1(t) &= \frac{A}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} [d_1(t)c_1^2(t) + d_2(t)c_2(t)c_1(t) + \dots + d_K(t)c_K(t)c_1(t)] dt \\ &= \frac{A}{2} [\pm T \pm TR_{12} + \dots \pm TR_{1K}] \end{aligned} \quad (3.32)$$

Le premier terme est les données voulues et toutes les autres termes contribuent à l'IAM.

### 3.3.2 Performances

Dans cette section, un modèle pour un système de DS-CDMA utilise la modulation de BPSK est semblable au modèle représenté sur le schéma 3.2, la différence étant que le signal de bruit  $n(t)$  est maintenant ajouté au signal reçu. Dans ce modèle, une analyse de son performance est obtenue et une expression pour la performance du taux d'erreurs binaire (TEB) ou Bit Error Rate (BER) du système est dérivée.

Les conditions dans lesquelles ce modèle est présenté sont :

- La modulation employée pour le signal de l'information est BPSK. La porteuse a une fréquence  $\omega_c$  et d'amplitude  $A = \sqrt{P}$ , où  $P$  est la puissance moyenne du signal. Ceci donne une énergie par bit :  $E_b = A^2T = PT$

- La longueur du code d'étalement utilisé est  $N$ .
- Chaque bit de l'information a une période de  $T$  et chaque chips a une période de  $T_c$ , où :  
$$T = NT_c$$
- La forme d'impulsion est rectangulaire et a une amplitude de  $\pm 1$  pour le signal de l'information, et la forme d'impulsion pour chaque chip du code d'étalement est également rectangulaire, ayant une amplitude de  $\pm 1$ .
- Tout le nombre d'utilisateurs dans le système est représenté par  $K$  et chaque utilisateur est identifié par  $k$ .
- Tous les utilisateurs  $K$  transmettent au même débit binaire.
- Il y a un contrôle de puissance parfaite pour tous les utilisateurs  $K$ .

### 3.3.2.1 Performance d'un système asynchrone DS-CDMA dans un canal gaussien

Dans cette section une expression de BER est dérivée pour un canal gaussien, où on le suppose que pour chaque utilisateur, toutes les erreurs sont provoquées par le bruit blanc gaussien (AWGN) et l'interférence d'accès multiple (MAI) des autres utilisateurs ( $K - 1$ ).

L'utilisateur désiré est  $k = 1$  et tous les autres utilisateurs ( $K - 1$ ) sont des interférences.

Le signal reçu,  $r(t)$  est une somme des signaux transmis de tous les  $K$  utilisateurs, et il est corrompu par bruit gaussien. Le signal de chaque utilisateur arrive à un retard de propagation différent, donné par  $\tau_k$ . Le signal reçu est formulé comme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P} d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.33)$$

Ce signal est alors désétalé avec une reproduction du code d'étalement de l'utilisateur 1. Un récepteur basé par un corrélateur est utilisé pour obtenir la statistique associée de décision,  $z_1$ . Par conséquent, nous avons :

$$z_1 = \int_0^T r(t) c_1(t - \tau_1 - \tau') dt \quad (3.34)$$

Où  $\tau'$  est l'erreur de synchronisation de code. Si la synchronisation est parfaite pour l'utilisateur 1, alors nous pouvons placer  $\tau_1 = \tau' = 0$ . Remplaçant l'équation 3.33 dans l'équation 3.34 on obtient :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_0^T r(t) c_1(t) dt \\ &= \int_0^T \left[ \sqrt{P} d_1(t) c_1^2(t) + \sum_{k=2}^K \sqrt{P} d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_1(t) + n(t) c_1(t) \right] dt \\ &= D_1 + I + \eta \end{aligned} \quad (3.35)$$



Où  $D_1$  est le bit transmis par l'utilisateur 1 :

$$D_1 = \int_0^T \sqrt{P} d_1(t) c_1^2(t) dt \quad (3.36)$$

Et puisque  $\int_0^T c_1^2(t) dt = T$  et  $d_1(t) = \pm 1$ , nous avons :

$$D_1 = \pm \sqrt{PT} \quad (3.37)$$

Le terme  $\eta$  dans l'équation 3.35 est le composant dû au canal l'AWGN,

$$\eta = \int_0^T n(t) c_1(t) dt \quad (3.38)$$

Puisque  $n(t)$  ayant une variance de  $\frac{N_0}{2} = \sigma^2$ ,  $\eta$  est une variable gaussienne avec zéro moyens et variance  $\text{Var}[\eta]$  qui est dérivé comme :

$$\begin{aligned} \text{Var}[\eta] &= E[\eta^2] \\ &= E\left[ \int_0^T n(t) c_1(t) dt \int_0^T n(u) c_1(u) du \right] \\ &= \int_0^T \int_0^T E[n(t)n(u)] c_1(t) c_1(u) dt du \end{aligned} \quad (3.39)$$

Mais  $E[n(t)n(u)]$  est l'autocorrélation de  $n(t)$  d'où :

$$E[n(t)n(u)] = \frac{N_0}{2} \delta(t-u) \quad (3.40)$$

Par conséquent, la variance  $\text{Var}[\eta]$  devient :

$$\begin{aligned} \text{Var}[\eta] &= \frac{N_0}{2} \int_0^T \int_0^T \delta(t-u) c_1(t) c_1(u) dt du \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T c_1^2(u) du \end{aligned} \quad (3.41)$$

Puisque  $\int_0^T c_1^2(u) du = T$ , nous avons :

$$\text{Var}[\eta] = \frac{N_0 T}{2} \quad (3.42)$$

Le terme moyenne,  $I$ , dans l'équation 3.35 est le composant de l'AMI de tous les autres ( $K - 1$ ) utilisateurs, qui est donné par :

$$I = \sum_{k=2}^K \sqrt{P} \int_0^T d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt \quad (3.43)$$

En utilisant la méthode d'approximation gaussienne, et en supposant qu'il y a un contrôle de puissance parfaite, la variance de  $I$  est donnée par [23] :

$$\text{Var}[I] = \frac{NT_c^2}{3} \sum_{k=2}^K P = \frac{NT_c^2}{3} (K-1)P \quad (3.44)$$

Avec  $T = NT_c$ , nous avons :

$$\text{Var}[I] = \frac{T^2}{3N} (K-1)P \quad (3.45)$$

Par conséquent, le rapport signal sur bruit ou Signal to Noise Ratio (SNR) équivalent à la sortie du récepteur corrélateur est :

$$\text{SNR}_0 = \frac{D_1^2}{\text{Var}[\eta] + \text{Var}[I]} \quad (3.46)$$

Remplaçant les Equations 3.37, 3.42 et 3.45 dans l'équation 3.46 et avec l'expression  $E_b = PT$  on obtient :

$$\begin{aligned} \text{SNR}_0 &= \left[ \frac{PT^2}{\frac{N_0T}{2} + \frac{T^2}{3N}(K-1)P} \right] = \left[ \frac{\frac{N_0T}{2} + \frac{T^2}{3N}(K-1)P}{PT^2} \right]^{-1} \\ &= \left[ \frac{N_0}{2E_b} + \frac{K-1}{3N} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Le deuxième terme  $(K-1)/3N$  dans les parenthèses de l'équation 3.47 représente l'IAM, qui cause une dégradation de SNR ayant pour résultat une performance dégradée de SNR pour une valeur particulière de  $E_b/N_0$ .

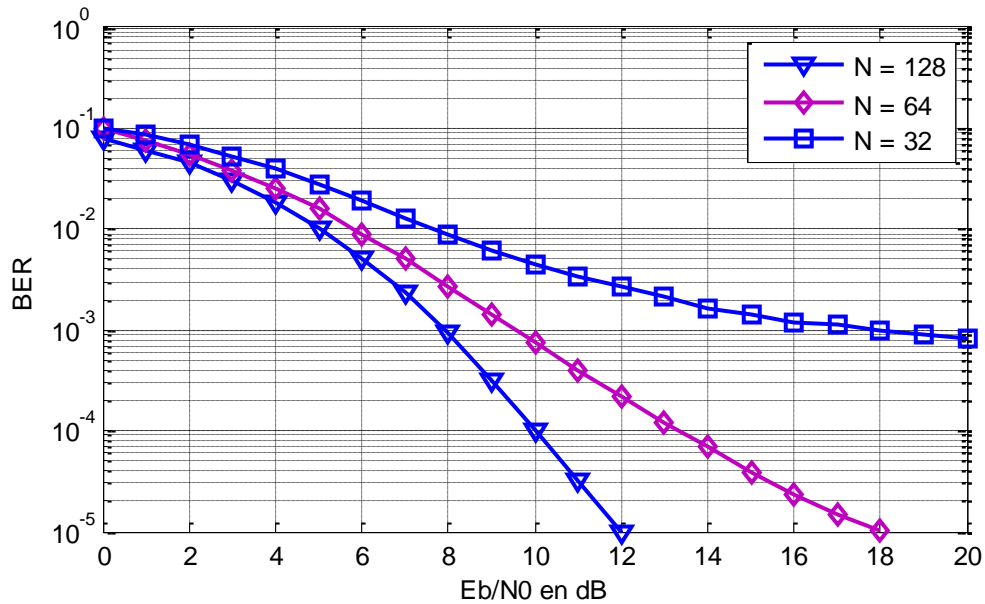
Il peut voir que cette dégradation dépend du nombre d'utilisateurs  $K$ , et la longueur de séquence  $N$ . Une augmentation en  $K$  ou une diminution de  $N$  dégraderait la performance parce qu'elle augmenterait la corrélation croisée (Cross-correlation : CCL) entre les signaux reçus de tous les utilisateurs.

En supposant que l'IAM a un PDF (Probability Density Function) gaussien, le BER d'un système BPSK-modulé dans un canal gaussien est donné par :

$$\begin{aligned} \text{BER} &= Q\left(\sqrt{\text{SNR}_0}\right) \\ &= Q\left(\left[\frac{N_0}{2E_b} + \frac{K-1}{3N}\right]^{-\frac{1}{2}}\right) \end{aligned} \quad (3.48)$$

Où  $Q(x)$  est un Q-fonction gaussienne [6].

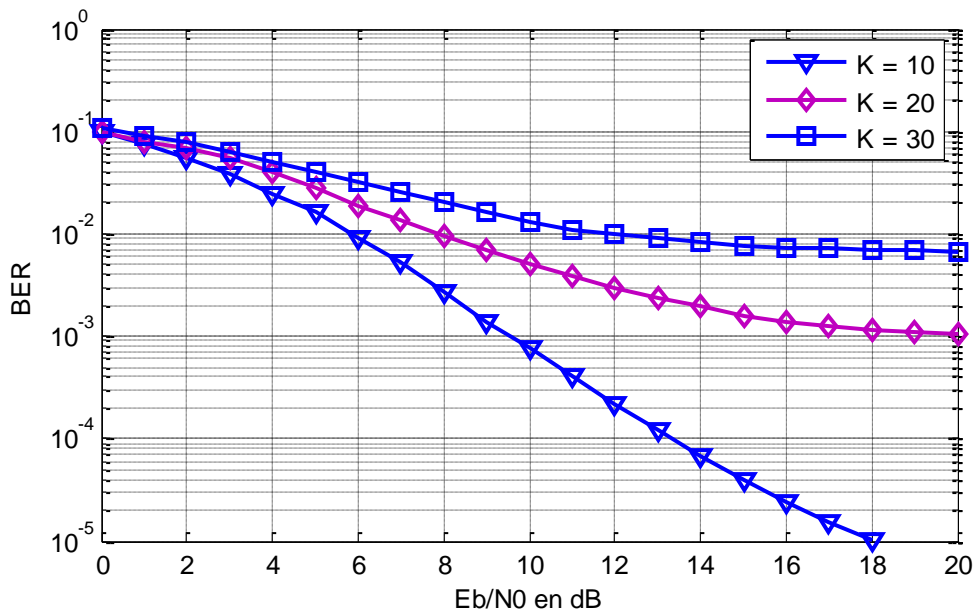
La figure 3.3 représente la variation du BER en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour un nombre d'utilisateurs  $K$  fixe et une longueur du code d'étalement  $N$  variable.



**Figure 3.3 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  pour un système asynchrone CDMA dans un canal gaussien. Le nombre d'utilisateurs est fixe à  $K = 10$ , mais avec des valeurs variables de  $N$ .

On constate une dégradation des performances du système lorsque la longueur de séquence diminue.

La figure 3.4 représente la variation du BER en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour une longueur du code d'étalement  $N$  fixe, et pour un nombre d'utilisateurs  $K$  variable.



**Figure 3.4 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  pour un système asynchrone CDMA dans un canal gaussien. La longueur de séquence est fixe à  $N = 64$  chips, mais avec un nombre d'utilisateurs  $K$  variables.

D'après la figure (3.4), on remarque que : quand le nombre d'utilisateurs augmente, les performances du BER dégradent. Cette dégradation est due à l'augmentation de l'IAM.

Selon l'équation 3.48, s'il y a seulement un utilisateur ( $K = 1$ ), l'équation simplifiée au  $BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$  qui est identique à la performance théorique de BER d'un système de modulation BPSK.

Après avoir caractérisé la performance du système CDMA pour  $K$  utilisateurs asynchrones dans un canal gaussien, nous considérons maintenant les utilisateurs synchrones.

### 3.3.2.2 Performance d'un système synchrone DS-CDMA dans un canal gaussien

Encore, la sortie de l'intégrateur sur le schéma 3.2 désigné souvent sous le nom de la statistique de décision,  $z_1$ , et son expression a été donnée dans l'équation 3.35 comme :

$$z_1 = D_1 + I + \eta$$

Où  $D_1$  est le composant représentant le bit original transmis par l'utilisateur 1. L'expression pour  $D_1$  a été donnée dans l'équation 3.37 comme :

$$D_1 = \pm\sqrt{PT}$$

La variance du composant de bruit  $\eta$  a été précédemment dérivé par :

$$\text{Var}[\eta] = \frac{N_0 T}{2} \quad (3.49)$$

Pour finir,  $I$  est le composant d'interférence contribué par tout les autres ( $K - 1$ ) utilisateurs, qui est donné par :

$$I = \int_0^T \sum_{k=2}^K \sqrt{P} d_k(t) c_k(t) c_1(t) dt \quad (3.50)$$

L'interférence,  $I_k$  de  $k^{\text{ème}}$  utilisateur est représentée comme :

$$\begin{aligned} I_k &= \int_0^T \sqrt{P} d_k(t) c_k(t) c_1(t) dt \\ &= \pm\sqrt{P} \int_0^T c_k(t) c_1(t) dt \end{aligned} \quad (3.51)$$

Le terme  $\int_0^T c_k(t) c_1(t) dt$  représente la corrélation croisée entre les codes d'étalement de l'utilisateur 1 et de l'utilisateur  $k$ , qui peuvent être réécrits comme :

$$\int_0^T c_k(t) c_1(t) dt = R_{k,1} T \quad (3.52)$$

Remplaçant dans l'équation 3.51, nous avons:

$$I_k = \pm\sqrt{P}R_{k,1}T \quad (3.53)$$

Si nous supposons que la puissance de  $I$ , représentée par  $S_I$ , est la somme des puissances de tous les  $(K - 1)$  utilisateurs, alors nous avons :

$$\begin{aligned} S_I &= \sum_{k=2}^K I_k^2 = \sum_{k=2}^K \left[ \pm\sqrt{P}R_{k,1}T \right]^2 \\ &= PT^2 \sum_{k=2}^K R_{k,1}^2 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Le rapport signal/bruit est donné par :

$$\begin{aligned} SNR_0 &= \frac{D_1^2}{\text{Var}[\eta] + S_I} = \frac{PT^2}{\frac{N_0T}{2} + PT^2 \sum_{k=2}^K R_{k,1}^2} \\ &= \left[ \frac{\frac{N_0T}{2}}{PT^2} + \frac{PT^2 \sum_{k=2}^K R_{k,1}^2}{PT^2} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (3.55)$$

Puisque l'amplitude du signal de chaque utilisateur est  $\sqrt{P}$ , l'énergie par bit est  $E_b = PT$  d'où :

$$SNR_0 = \left[ \frac{1}{\left( \frac{2E_b}{N_0} \right)} + \sum_{k=2}^K R_{k,1}^2 \right]^{-1} \quad (3.56)$$

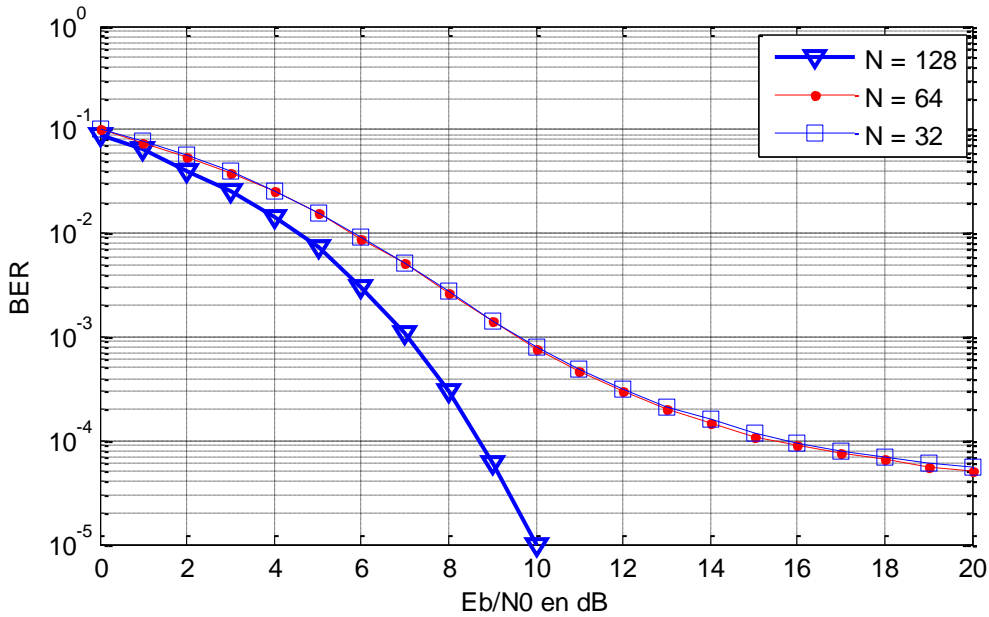
Le deuxième terme dans l'équation 3.56 représente la dégradation de SNR due à l'IAM. Ce terme dépend directement du CCL entre les codes d'étalement.

Supposant que les composants de bruit et d'interférence ont une distribution gaussienne, la performance de BER est donnée par :

$$\begin{aligned} BER &= Q\left(\sqrt{SNR_0}\right) \\ &= Q\left( \left[ \frac{1}{\left( \frac{2E_b}{N_0} \right)} + \sum_{k=2}^K R_{k,1}^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Où  $Q(x)$  est un Q-fonction gaussienne [6].

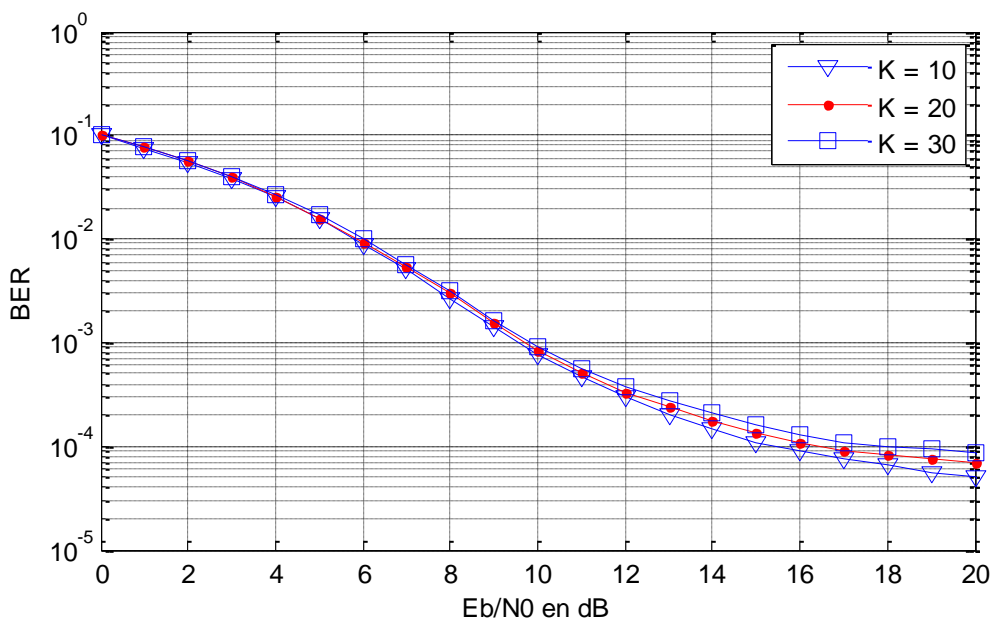
La figure 3.5 représente la variation du BER en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour un nombre d'utilisateur  $K$  fixe et pour une longueur du code d'étalement  $N$  variable.



**Figure 3.5 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  pour un système synchrone CDMA dans un canal gaussien. Séquences de Gold sont utilisés avec des longueurs variables  $N$  mais tout le nombre d'utilisateurs dans le système est fixe à  $K = 10$ .

On constate une dégradation des performances du système lorsque la longueur de séquence diminue. Cependant, il n'y a aucune différence entre les courbes pour  $N = 32$  et  $N = 64$ . C'est parce que le terme de l'IAM dans l'équation 3.56 a des valeurs très similaires pour ces deux longueurs de séquence.

La figure 3.6 représente la variation du BER en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour une longueur du code d'étalement  $N$  fixe et pour un nombre d'utilisateurs  $K$  variable.



**Figure 3.6 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  pour un système synchrone CDMA. La longueur de séquence de Gold est fixe à  $N = 64$  chips, mais avec un nombre d'utilisateurs  $K$  variables.

D'après la figure 3.6, on constate que la dégradation de la performance est petite par rapport à la dégradation de la performance représentée sur le schéma 3.5.

Dans un système synchrone, la performance de BER dépend directement des valeurs de la corrélation croisée entre les codes d'étalement, et qui dépend indirectement du nombre d'utilisateurs. Si les valeurs de CCL sont petites, alors l'augmentation de l'IAM est petite, menant à une petite dégradation dans les performances.

### 3.4 LA DÉTECTION CONVENTIONNELLE ET MULTI-UTILISATEURS

Du côté émetteur, plusieurs modules bien appropriés et mis en cascade optimisent au mieux la protection de cette information tels que le codage de source et codage de canal ainsi que le type de modulation. Dans le cas de l'existence de plusieurs émetteurs et d'un point récepteur commun (liaison montante d'un système radio mobile), la complexité s'accroît du côté récepteur pour discriminer les différents émetteurs et détecter au mieux l'information relative à chacun, d'autant plus que le débit et le nombre d'émetteurs souhaités augmentent.

Plusieurs méthodes de détection existent pour atteindre de bonnes performances en débit d'une complexité accrue associée à un temps de traitement qui peut déborder de l'intervalle de temps exigé par les caractéristiques du système et du type de l'information transmise.

Présentons maintenant la structure du récepteur qui exploitera de façon optimale la diversité apportée par la transmission large bande.

#### 3.4.1 La Détection conventionnelle

Le détecteur conventionnel désigne un simple filtre adapté au code de l'utilisateur désiré. Dans le cas d'un canal à trajets multiples, il prend la forme du récepteur en réseau, qui sera présenté à la section 3.4.1.2.

##### 3.4.1.1 Détection conventionnelle sur canal gaussien

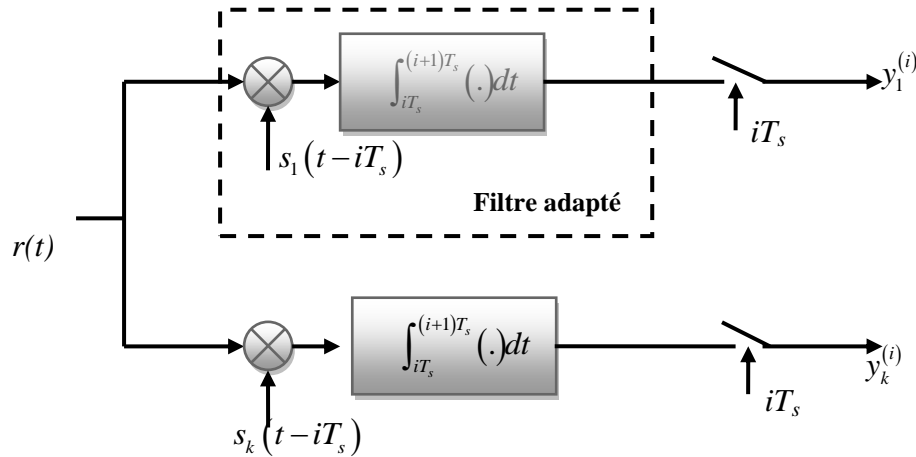
Pour le système CDMA synchrone, le détecteur le plus simple, appelé détecteur conventionnel, est celui qui fonctionne comme si chaque utilisateur était seul sur le canal. Il fait une détection symbole par symbole à la sortie d'un banc de filtres adaptés (FA) à chaque signature de chaque utilisateur (figure 3.7). Le détecteur conventionnel offre une complexité proportionnelle au nombre d'utilisateurs actifs  $K$ . La décision sur le symbole  $i$  de l'utilisateur  $k$  est obtenue à partir de la sortie du filtre adapté associé au  $k^{ième}$  utilisateur à l'instant  $iT_s$  :

$$y_k^{(i)} = \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} r(t) s_k(t - iT_s) dt \quad (3.58)$$

D'après (3.2) et (3.6), on peut exprimer la sortie du  $k^{\text{ième}}$  filtre adapté par :

$$\begin{aligned} y_k^{(i)} &= A_k b_k^{(i)} + \sum_{j \neq k} A_j b_j^{(i)} \rho_{jk} + \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} w(t) s_k(t - iT_s) dt \\ &= A_k b_k^{(i)} + IAM_k^{(i)} + w_k^{(i)} \end{aligned} \quad (3.59)$$

La corrélation du signal reçu avec la signature du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur donne un terme relatif au symbole  $b_k^{(i)}$  transmis, un terme de corrélation entre utilisateurs (Interférence d'accès Multiple ( $IAM_K$ )) est un terme  $w_k^{(i)}$  de bruit gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ .



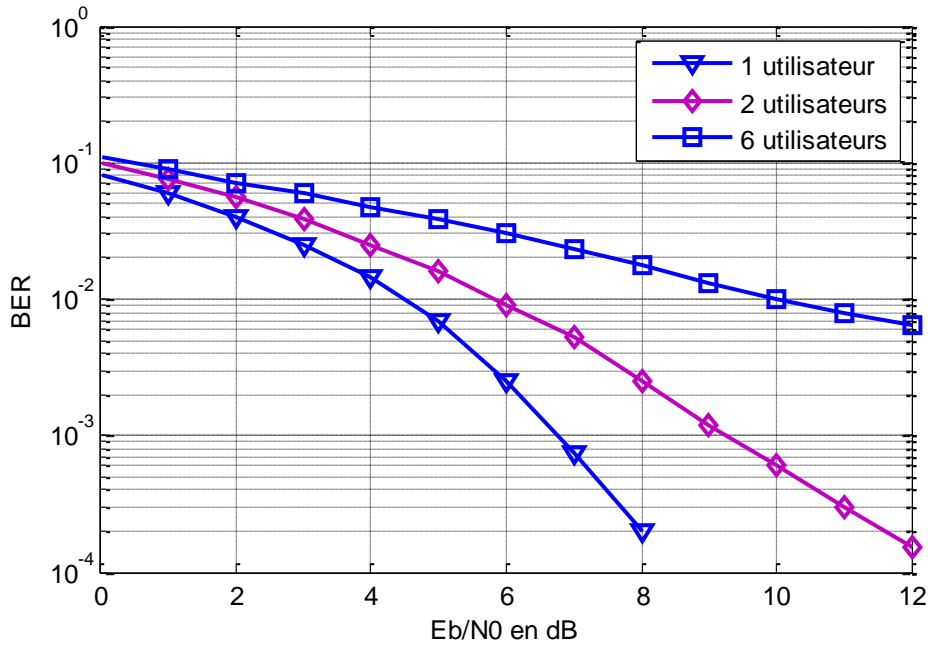
**Figure 3.7 :** Modèle d'un détecteur conventionnel pour système CDMA synchrone.

L'IAM dégrade les performances d'un système CDMA conventionnel car elle augmente avec le nombre d'utilisateurs actifs. D'autre part, la présence de signaux de forte amplitude provenant de certains utilisateurs (s'ils sont proches de la station de base) pénalise lourdement la réception de signaux de faible amplitude (utilisateurs distants de la station de base) : c'est le phénomène d'éblouissement (*Near far effect*).

L'éblouissement peut être réduit en contrôlant la puissance d'émission des mobiles, ou en utilisant des récepteurs plus robustes, tels que les détecteurs multi-utilisateurs.

La figure 3.8 illustre la dégradation des performances en fonction du nombre d'utilisateurs actifs dans un système CDMA. Les codes utilisés sont des codes non orthogonaux pour bien illustrer l'interférence d'accès multiple. Les performances sont données en taux d'erreur binaire (BER) moyen de tous les utilisateurs en fonction du rapport signal sur bruit exprimé en dB. Les utilisateurs actifs ont la même puissance.





**Figure 3.8 :** Performance d'un détecteur conventionnel sur un canal gaussien pour un facteur d'étalement  $SF = 16$

### 3.4.1.2 Le récepteur en râteau (RAKE)

Pour le cas d'une transmission CDMA asynchrone sur un canal à trajets multiples, le détecteur conventionnel se décline sous la forme du récepteur en râteau.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est une somme de plusieurs copies du signal émis avec différents atténuations et retards. Le récepteur peut alors les dissocier s'il connaît les retards. En effet, pour chaque trajet, les autres signaux multi-trajet peuvent être considérés comme des interférences. Mais, on peut exploiter la diversité temporelle du canal en combinant les différentes copies du signal transmis à l'aide d'un récepteur en râteau. Celui-ci est constitué d'un ensemble de branches en nombre des trajets constituant le canal de chaque utilisateur (figure 3.9).

Dans chaque branche le signal reçu est corrélé avec le code d'étalement aligné avec le retard du signal empruntant le trajet correspondant. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles appelés « doigts » (*RAKE fingers*). Ensuite, les signaux sont pondérés par les conjugués des atténuations relatives à chaque trajet (coefficients du canal) puis sommés.

En d'autres termes, le récepteur Rake réalise un filtre adapté au signal défini par la séquence d'étalement de l'utilisateur considéré convolué avec la réponse impulsionnelle du canal correspondant.

Pour le  $k^{\text{ième}}$  utilisateur, la réponse impulsionnelle est de la forme :

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (3.60)$$

Où  $\alpha_{k,l}$  définissent les coefficients du canal, et  $\tau_{k,l}$  les retards de propagation pour l'utilisateur  $k$  et le trajet  $l$ .

$L$  est le nombre de trajets multiple considéré.

Les contributions des trajets sont sommées par un MRC (Maximal Ratio Combining) qui donne l'estimation la plus probable du symbole transmise.

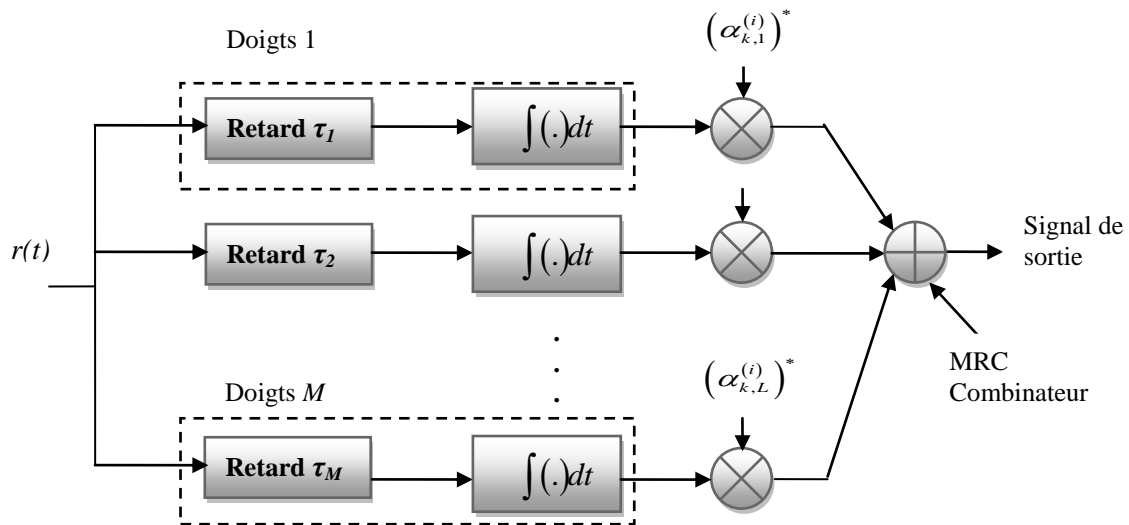


Figure 3.9 : Récepteur Rake sur un canal à trajets multiples

L'atténuation due aux trajets multiples présente une grande limitation pour les performances des systèmes CDMA sans fil car l'IAM augmente. L'effet d'éblouissement est aussi accentué car il provient à la fois de la différence des distances des émetteurs mobiles par rapport à la station de base et des différences d'atténuation sur chaque trajet [22].

Le récepteur en râteau, en raison de sa simplicité de mise en œuvre, constitue le récepteur standard des systèmes de communications mobiles DS-CDMA. Sa sensibilité à l'éblouissement requiert en revanche un contrôle de puissance strict.

#### 3.4.1.2.1 Doigts du récepteur RAKE

Un récepteur RAKE comporte un ensemble de doigts, et des moyens de combinaison des signaux issus de ces différents doigts. Chaque doigt permet de déséaler le signal reçu selon l'un des différents trajets pris en compte, les différents trajets pris en compte étant déterminés par le détecteur de trajets.

Le principal paramètre qui guide les performances et la complexité du récepteur RAKE est le nombre de doigts considérés. Dans chaque doigt, le signal reçu est corrélé avec le code d'étalement sur une période correspondante au facteur d'étalement.

Techniquement, le nombre de doigts dans le récepteur RAKE détermine le nombre de trajets multiples que nous pouvons traiter. Bien évidemment, plus le nombre de doigts est important, plus l'énergie du signal utile est récoltée et plus la capacité du système va augmenter [24]. Mais, en même temps, les ressources matérielles nécessaires pour ce traitement vont augmenter. Du point de vue de l'implantation, il est préférable d'utiliser un nombre minimal de doigts à la réception. On trouve habituellement de 3 à 6 doigts dans les récepteurs RAKE conventionnels.

#### 3.4.1.2.2 Combinaison à ratio maximal (MRC)

La combinaison linéaire des doigts du récepteur RAKE peut se faire de plusieurs manières. En général, il y a deux manières pour combiner les différents trajets : soit avant l'entrée des doigts (avant la corrélation) soit à la sortie des doigts (après la corrélation). Le récepteur RAKE classique utilise la combinaison à ratio maximal (*Maximal Ratio Combiner*, MRC) pour combiner les sorties des branches.

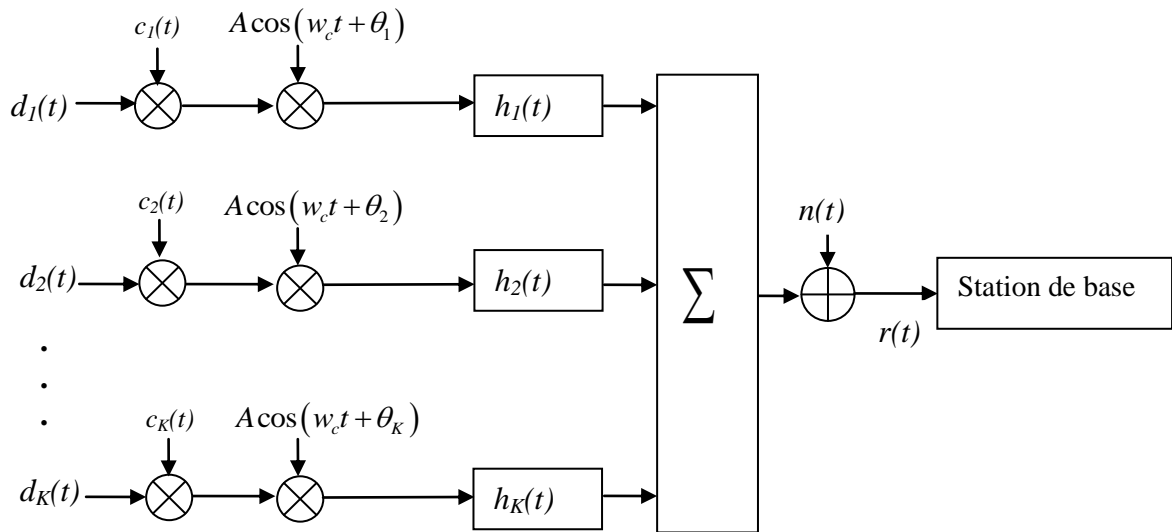
D'une part, il faut souligner que la combinaison à l'entrée du récepteur permet de maximiser le rapport de signal/bruit lorsque les éléments combinés ne sont pas corrélés. Par exemple, lorsque la seule source d'interférence présente dans le système est du bruit blanc gaussien, le rapport signal à bruit est maximisé et la combinaison est optimale. Cependant, certaines sources d'interférence entraînent une corrélation entre les doigts du RAKE, ce qui rend la combinaison à ratio maximal sous-optimale [24].

D'autre part, la combinaison à ratio maximal à la sortie des doigts du récepteur RAKE est une méthode simple et intuitive. C'est une méthode intuitive parce que la combinaison consiste simplement à ajouter les ensembles de symboles, qui sont décorrélés et stockés, à la sortie des doigts. Mais il ne faut pas oublier que les phases des symboles doivent être alignées et leurs amplitudes jaugées avant d'être ajoutées. Ceci est fait en fonction des coefficients complexes acquis par l'estimateur complexe de canal.

#### 3.4.1.2.3 Performances du récepteur RAKE

Cette section décrit les performances du récepteur en râteau dans le contexte de la liaison montante de l'UMTS avec des cellules interférentes ( $C_i$ ), qui prend en charge  $K$  utilisateurs active.

Le modèle d'un système de transmission asynchrone DS-CDMA, pour la liaison montante (mobile à la station de base) est montré dans la figure 3.10.



**Figure 3.10 :** Modèle d'un système de transmission sur la liaison montante.

Chaque utilisateur transmettant un signal qui décrit comme :

$$s_k(t - \tau_k) = A d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(w_c t + \theta_k) \quad (3.61)$$

Où  $d_k(t)$  représente la séquence de données binaires,  $c_k(t)$  la séquence pseudo-aléatoire,  $A$  est l'amplitude du signal transmis,  $w_c$  est la fréquence angulaire de la porteuse,  $\tau_k$  est le retard de propagation, et  $\theta_k$  est l'angle de phase de la porteuse.

Les conditions dans lesquelles ce modèle est présenté sont :

- La modulation employée pour le signal de l'information est BPSK. La porteuse a une fréquence  $w_c$  et d'amplitude  $A = \sqrt{2P}$ , où  $P$  est la puissance du signal transmis.
- La longueur du code d'étalement utilisé est  $N$ .
- Chaque bit de l'information a une période de  $T$  et chaque chips a une période de  $T_c$ , où :  $T = NT_c$ .
- La forme d'impulsion est rectangulaire et a une amplitude de  $\pm 1$  pour le signal de l'information, la forme d'impulsion pour chaque chip du code d'étalement est également rectangulaire, ayant une amplitude de  $\pm 1$ .
- Tout le nombre d'utilisateurs dans le système est représenté par  $K$  et chaque utilisateur est identifié par  $k$ .
- Il y a un contrôle de puissance parfaite pour tous les utilisateurs  $K$ .

### ➤ Modèle de canal multitrajets

Nous supposons que le canal  $h_k(t)$  est un canal d'évanouissement sélectif de fréquence par trajets multiples de Rayleigh.

La différence de retard entre deux trajets différents quelconques sont plus grande que la durée de chips  $T_c$ . La réponse d'impulsion complexe du canal est donnée par :

$$h_k(t) = \sum_{l_k=1}^{L_k} A_{k,l_k} e^{j\phi_{k,l_k}} \delta(t - \tau_{k,l_k}) \quad (3.62)$$

Où  $\phi_{k,l_k}$  est la phase du composant de trajets multiples,  $\tau_{k,l_k}$  est le retard de trajet,  $A_{k,l_k}$  est la magnitude du  $l^{ème}$  trajets avec la distribution de Rayleigh.

Le signal reçu à l'entrée du récepteur est donné par :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l_k=1}^{L_k} \sqrt{2P} A_{k,l_k} d_k(t - \tau_{k,l_k}) \times c_k(t) \cos(t - \tau_{k,l_k}) \cos(w_c t + \phi_{k,l_k}) + n(t) \quad (3.63)$$

Où  $n(t)$  est un bruit blanc gaussien additif (AWGN), avec une densité spectrale de puissance de  $N_0 / 2$ . Où  $N_0$  est la densité spectrale de puissance de bruit mesurée en watts/hertz (Joules).

La probabilité d'erreur binaire pour ce système en utilisant l'Approximation Gaussienne Standard SGA (Standard Gaussian Approximation) est donnée par [25] :

$$BER = \frac{1}{2} - \frac{1}{2 \sqrt{1 + \frac{N_0}{2E_b} + \frac{2}{3N} \left[ \left(1 + \frac{C_i}{5}\right) LK - 1 \right]}} \quad (3.64)$$

Où  $C_i$  est le nombre de cellules interférents,  $L$  est le nombre de trajets par utilisateur,  $K$  est le nombre d'utilisateurs,  $N$  est le facteur d'étalement.

### ➤ Codage de canal

Le codage est une technique où la redondance est ajoutée à la séquence de bits pour augmenter la fiabilité de la communication. En cas de transmission non codée, la sortie de la source binaire peut être appliquée directement au modulateur, étalé et transmis sous forme d'onde au récepteur à travers le canal-radio. Pour le codage décodage de canal, on utilise un code convolutif et décodage de Viterbi, avec un taux de codage de  $R=1/2$ , et une longueur de contrainte  $K_c = 3$ .

### ➤ Performances

Les figures suivantes montrent les performances d'utilisation du récepteur Rake, avec une parfaite (sans bruit) estimations des coefficients de pondération prises de canal avec combinaison à rapport maximal dans un système ayant un nombre  $F$  de doigts (fingers). Ces performance est obtenues avec un nombre de trajets multiples  $L = 8$ , le nombre de doigts(fingers)  $F = 3$ , le nombre de cellules interférentes  $C_i = 4$ .

La Figure 3.11 montre les performances d'un système DS-CDMA asynchrone avec l'utilisation du récepteur Rake. Ces performances sont obtenues avec un nombre d'utilisateurs  $K = 3$  et un facteur d'étalement  $N = 32$

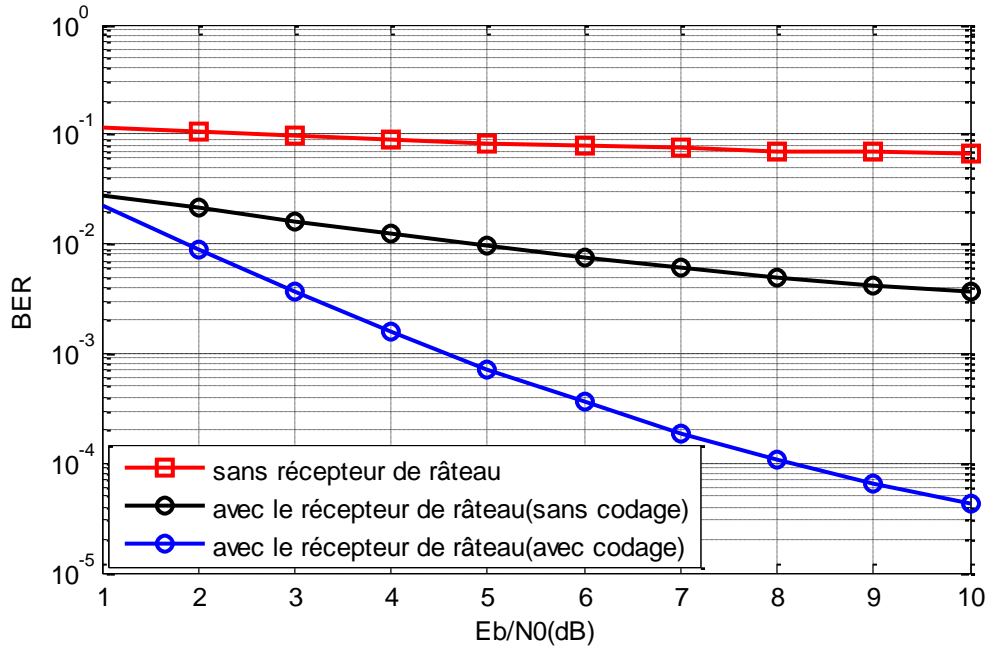


Figure 3.11 : Performances TEB avec et sans récepteur Rake.

Nous constatons que les performances de BER seront meilleures si nous utilisons le récepteur de râteau et le codage de canal.

La Figure 3.12 montre les performances du récepteur RAKE avec un nombre d'utilisateur  $K = 1, 2, 3, 4, 5$  et un facteur d'étalement  $N = 32$ .

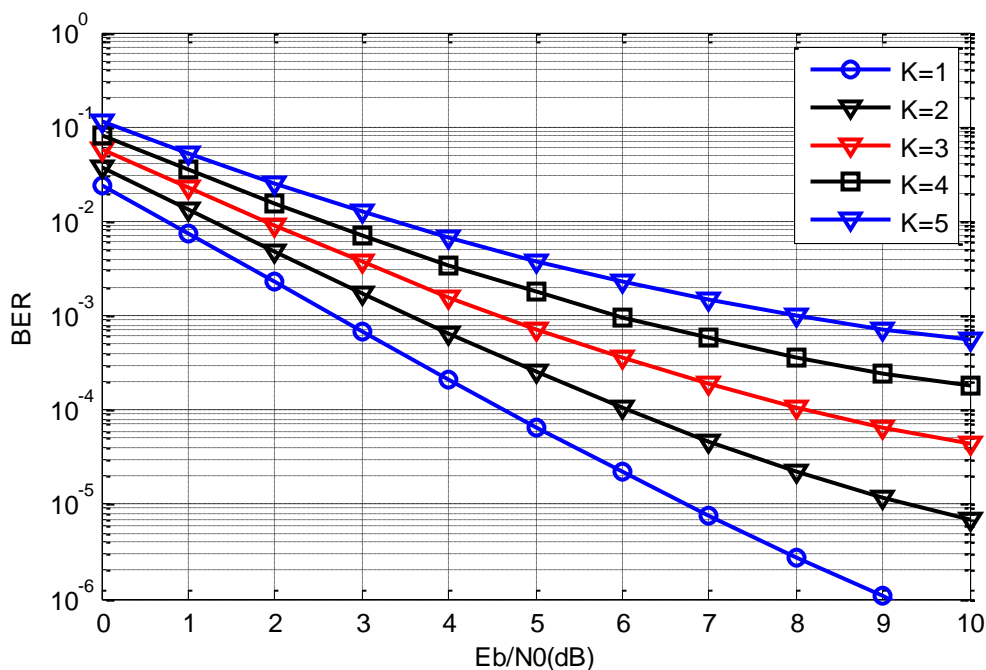
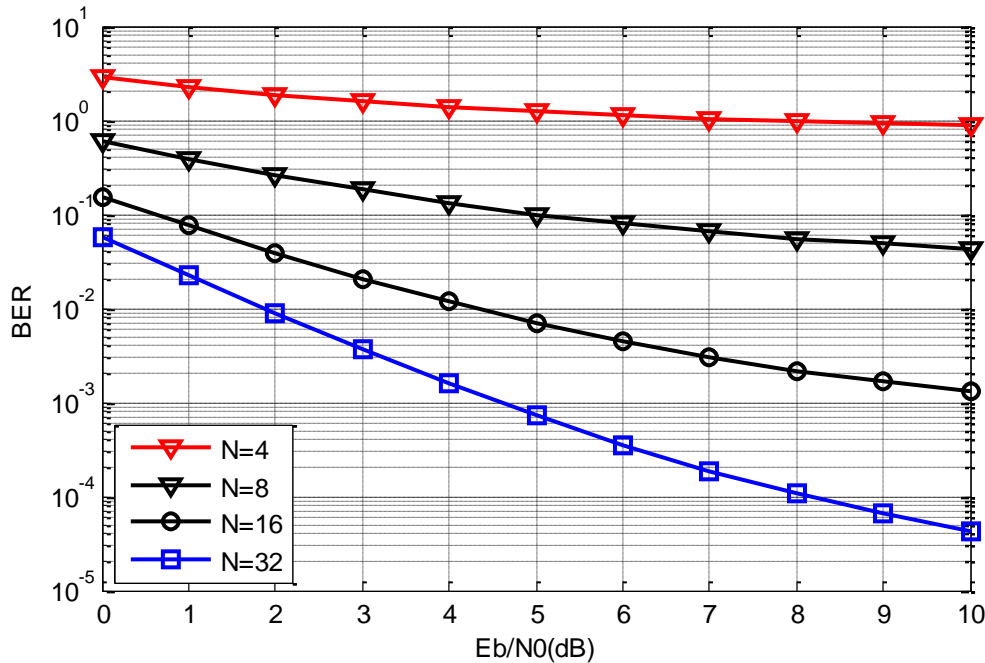


Figure 3.12 : Performances du récepteur Rake avec un nombre d'utilisateurs  $K$  variable.

On observe (d'après la figure 3.12) une dégradation de la performance de RAKE (augmentation de BER) lorsque le nombre d'utilisateur augmente. La performance du récepteur est meilleure dans le cas de mono-utilisateur ( $K=1$ ).

La Figure 3.13 montre les performances du récepteur RAKE avec un nombre de facteur d'étalement variable. Ces performances sont obtenues avec un nombre d'utilisateurs  $K = 3$  et un facteur d'étalement  $N = 4$  à 32.



**Figure 3.13 :** Performances du récepteur Rake avec nombre variable de facteur d'étalement.

D'après cette figure on constate que les performances du récepteur en réseau sont relativement bonnes pour les facteurs d'étalement  $SF \geq 8$ . Le BER subit une saturation à fort rapport signal à bruit pour le facteur d'étalement  $N = 4$ . Nous remarquons que le facteur d'étalement n'est alors plus suffisant pour assurer une protection efficace contre l'interférence entre trajets, ce qui limite les possibilités d'emploi du récepteur en réseau pour les petits facteurs d'étalement.

D'après les deux dernières simulations, on conclut que le récepteur RAKE a des meilleures performances lorsque :

- Le facteur d'étalement est suffisant pour assurer une protection contre les interférences entre trajets.
- Le nombre d'utilisateur doit être minimum ( $K=1$ ).

**Conclusion partielle :** Grâce à ces figures, nous pouvons affirmer que la performance de système est améliorée par:

- L'augmentation de facteur d'étalement ( $N$ ).
- La diminution de nombre d'utilisateur ( $K$ ).

### 3.4.2 La détection multiutilisateurs

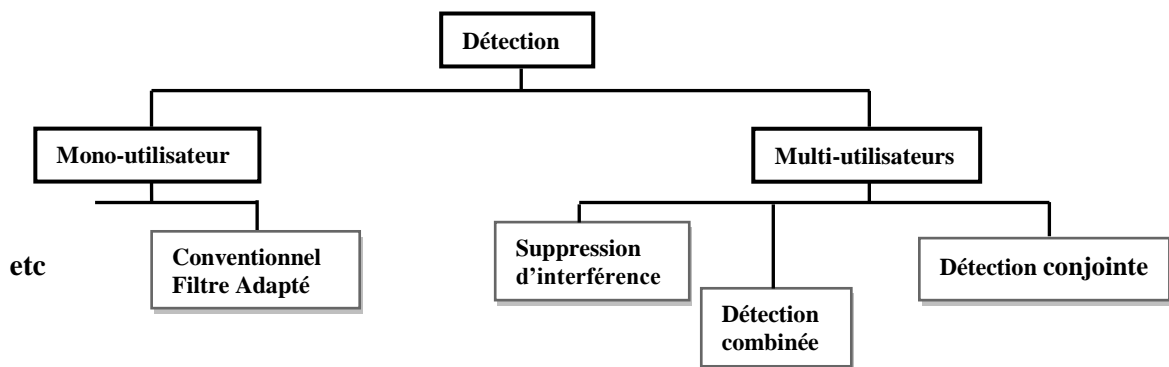
Nous avons vu que la détection conventionnelle est sensible à l'IAM. Or l'interférence est le facteur limitant de la capacité d'un système de communications. En effet, chaque utilisateur supplémentaire augmente le niveau d'interférence globale, dégradant la qualité de réception de l'ensemble des usagers. La garantie d'une qualité de réception donnée impose alors de limiter le nombre d'utilisateurs pouvant accéder au système. La robustesse des détecteurs à l'interférence influe donc directement sur le nombre d'utilisateurs pouvant être servis par le système.

Contrairement à la détection conventionnelle qui considère l'IAM comme du bruit blanc, la détection multi-utilisateurs prend en compte la présence des autres utilisateurs du système.

Nous avons vu que la contribution de l'IAM en sortie du détecteur conventionnel est structurée par les intercorrélations  $\rho_{ij}(n)$  entre les codes des utilisateurs. Par conséquent, les récepteurs multiutilisateurs sont par nature robustes à l'effet d'éblouissement, réduisant ainsi le besoin d'un contrôle de puissance.

#### 3.4.2.1 Classification des détecteurs multi-utilisateurs

La détection multi-utilisateurs est généralement divisée en deux catégories : la détection à suppression d'interférence et la détection conjointe ainsi qu'une sous-catégorie résultante de la combinaison de détecteurs de ces deux catégories. La figure 3.14 montre la classification des ces différentes technique que nous allons décrire par la suite.



**Figure 3.14 :** Classification des techniques de détection pour un système DS-CDMA

Certains récepteurs multi-utilisateurs sont ainsi souvent présentés comme un banc de filtres adaptés aux codes des différents utilisateurs, suivi d'un traitement conjoint des observations associés. Ce type de structure, dite *centralisée*, nécessite la détection conjointe des symboles de tous les utilisateurs et s'avère donc plutôt destiné à être implanté dans les stations de base. Certains récepteurs multi-utilisateurs, comme les récepteurs linéaires que nous verrons par la suite, peuvent



être réalisés de façon à ne détecter qu'un seul utilisateur. On parle alors de récepteurs multi-utilisateurs *décentralisés*.

En revanche, lorsque les utilisateurs sont émis de façon asynchrone ou en présence de trajets multiples, le récepteur doit observer les intervalles de temps que celui du symbole courant, ces derniers apportant une information supplémentaire sur les symboles interférents.

Afin de simplifier la présentation, nous nous placerons principalement dans le cas synchrone sur canal gaussien.

On considère un système de  $K$  utilisateurs émettant leurs signaux de façon synchrone. Chaque utilisateur dispose d'un seul code d'étalement, le facteur d'étalement  $SF$  étant supposé identique pour tous les utilisateurs afin de simplifier le modèle. Soient  $b_k^{(i)}$  les symboles complexes transmis par l'utilisateur  $k$  au rythme  $1/T_s$  et  $A_k$  leur amplitude. Les symboles de l'ensemble des utilisateurs sont supposés être indépendants. Définissons  $\bar{s}_k = [s_{k,0}, \dots, s_{k,n}, \dots, s_{k,(SF-1)}]^T$  le vecteur contenant les échantillons du code de l'utilisateur  $k$ , supposé identiques pour chaque symbole et de norme utile tel que :  $(\bar{s}_k)^H \bar{s}_k = 1 \quad \forall k$ , soit  $p(t)$  la forme d'onde d'émission de norme unité, et  $T_c$  la durée d'un chip, le signal émis s'écrit alors :

$$e_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{N_k-1} b_k^{(i)} s_k(t - iT_s) \quad (3.65)$$

Où  $s_k(t)$  est la signature à temps continu de l'utilisateur  $k$ , a été donnée dans l'équation 3.1 par :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{SF-1} s_{k,n} p(t - nT_c)$$

Le canal de transmission affecte le signal émis d'un bruit additif  $w(t)$  supposé blanc gaussien, centré et de densité spectrale de puissance  $2N_0$ . Le signal reçu s'écrit donc :

$$r(t) = e(t) * h(t) + w(t) \quad (3.66)$$

Où  $h(t)$  la réponse impulsionnelle du canal de transmission se réduit à  $h(t) = \delta(t)$  dans le cas gaussien. Définissons également un modèle matriciel du signal reçu.

Soient  $\bar{b}^{(i)} = [b_1^{(i)}, \dots, b_K^{(i)}]^T$  le vecteur des symboles transmis par les  $K$  utilisateurs,

$A = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K)$  la matrice des amplitudes des utilisateurs où  $\text{diag}(\cdot)$  la matrice diagonale

par bloc dont les blocs sont fournis en argument, et  $S$  la matrice  $SF \times K$  contenant les codes des  $K$

utilisateurs telle que  $S = [\bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_K]$  où  $\bar{s}_k$  est le vecteur contenant les échantillons de l'utilisateur

$k$ . Avec ces notations, le vecteur des échantillons au rythme chip du signal reçu pendant la  $i^{\text{ème}}$

durée symbole s'écrit :  $\bar{r}^{(i)} = SA\bar{b}^{(i)} + \bar{w}^{(i)}$ .

Où  $\bar{w}^{(i)}$  le vecteur contient les échantillons au rythme chip du bruit filtré.

Un modèle alternatif se révèle plus adapté dans le cas du récepteur EQMM (Erreur Quadratique Moyenne Minimum) décentralisé de la section 3.4.2.2. Il consiste à exprimer le vecteur du signal

$$\text{reçu comme : } \bar{r}^{(i)} = \sum_{k=0}^{K-1} A_k b_k^{(i)} \bar{s}_k + \bar{w}^{(i)} \quad (3.67)$$

### 3.4.2.2 Détection conjointe

Elle résulte de l'association d'un filtre linéaire (généralement un filtre adapté à la signature de chaque utilisateur  $k$ ) et un algorithme de décision commun à tous les utilisateurs.

Ce type de détection s'inspire de l'égalisation pour l'élimination de l'interférence entre symboles (Inter-Symbole Interference (ISI)).

Pour un récepteur conventionnel la sortie dépend de l'intercorrélacion entre les signatures des utilisateurs. Les récepteurs multi-utilisateurs linéaires tirent parti de cette structure en appliquant une transformation linéaire aux sorties  $\bar{y}^{(i)}$  des filtres adaptés aux signatures des utilisateurs du système.

Afin de faciliter la description des traitements, les observations en sortie des filtres adaptés correspondant au temps symbole ( $i$ ) sont rassemblées dans le vecteur  $\bar{y}^{(i)} = [y_1^{(i)}, \dots, y_k^{(i)}]^T$  définie

$$\begin{aligned} \text{par : } \bar{y}^{(i)} &= S^H \bar{r}^{(i)} \\ &= R A \bar{b}^{(i)} + S^H \bar{w}^{(i)} \end{aligned} \quad (3.68)$$

Où  $R = [S^H S]$  est la matrice  $K \times K$  d'intercorrélacion des codes.

Les récepteurs multi-utilisateurs linéaires ont la propriété de pouvoir être implantés de manière décentralisée, c'est à dire de façon à ne détecter qu'un seul utilisateur. L'estimé du symbole de l'utilisateur  $k$  peut alors s'écrire comme le produit d'un filtrage linéaire du signal reçu.

$$\hat{b}_k^{(i)} = \bar{P}^T \bar{r}^{(i)} \quad (3.69)$$

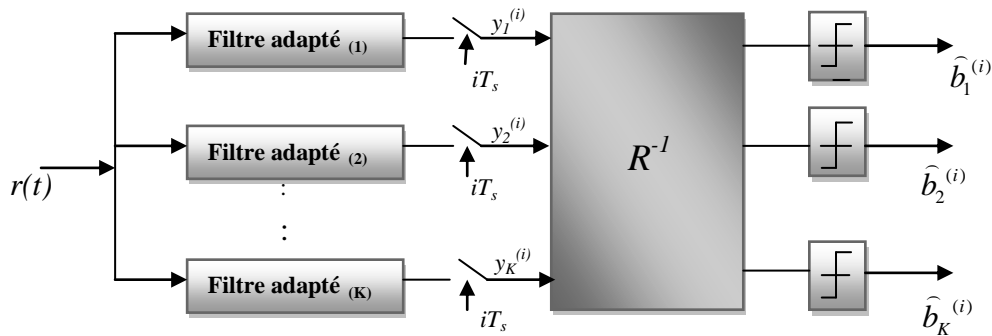
Où  $\bar{P}$  est un vecteur de longueur  $K$  qui contient les échantillons de la réponse impulsionnelle du filtre. Il est ainsi possible de trouver un filtre linéaire réalisant la détection d'un utilisateur particulier sans nécessairement disposer d'un banc de filtres adaptés aux signatures de l'ensemble des utilisateurs du système. Les récepteurs décentralisés apparaissent ainsi mieux adaptés aux terminaux mobiles, qui dans le cas général ne cherchent à détecter qu'un seul utilisateur.

Dans le cas asynchrone affecté de trajets multiples, les récepteurs linéaires doivent observer le signal reçu sur plusieurs durées symbole pour pouvoir prendre une décision sur un symbole donné, ce qui augmente la complexité du récepteur [26].

Parmi les algorithmes de détection conjointe, nous citons :

➤ **détecteur linéaire décorrélateur**

Le détecteur décorrélateur, proposé par Lupas et Verdù en 1989, multiplie le vecteur des sorties des filtres adaptés des différents utilisateurs  $\bar{y}^{(i)}$  par l'inverse de la matrice d'intercorrélacion des codes, puis un seuillage permet d'obtenir les symboles (figure 3.15).



**Figure 3.15 : Détecteur décorrélateur**

Tandis que la sortie du détecteur se développe comme suit :

$$\hat{\mathbf{b}}^{(i)} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{y}}^{(i)} = \mathbf{A} \bar{\mathbf{b}}^{(i)} + \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{S}^H \cdot \bar{\mathbf{w}}^{(i)} \quad (3.70)$$

Le symbole estimé de l'utilisateur  $k$  n'est pas affecté par les contributions des autres utilisateurs, c'est pourquoi on appelle ce détecteur le décorrélateur. Cette propriété offre des performances sous-optimales et une complexité proportionnelle au nombre d'utilisateur actif  $K$  ainsi qu'une insensibilité à l'effet d'éblouissement.

Cependant, la multiplication par l'inverse de la matrice d'intercorrélacion  $\mathbf{R}$  ne tient pas compte du bruit qui peut alors être amplifié. De plus, le calcul et l'inversion de la matrice d'intercorrélacion varient au cours du temps (nombre des utilisateurs et retards temporels variables, canaux non stationnaires,...) ce qui augmentent la complexité de ce détecteur.

Dans le cas des canaux à trajets multiples, le détecteur décorrélateur se présente sous deux configurations selon la façon de prendre en considération cette diversité.

- **Détecteur décorrélateur multi-trajet**

Les trajets multiples de chaque utilisateur peuvent être vus comme indépendants et traiter ainsi le cas des  $K$  utilisateurs à trajets comme  $K \times L$  sources distinctes. La figure 3.16 représente le principe de fonctionnement d'un Détecteur décorrélateur multi-trajet.

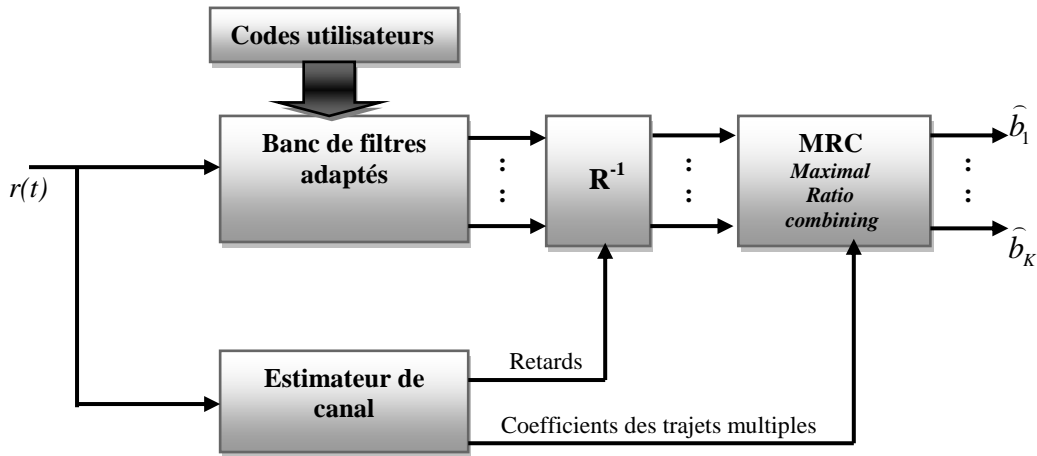


Figure 3.16 : Détecteur décorrélateur multi-trajet

- **Détecteur ZF-BLE (Zero Forcing Block Linear Equalizer):**

Les signaux des trajets multiples ne sont pas considérés comme sources indépendantes. Chaque source interférente est définie comme la convolution du signal transmis avec la réponse impulsionnelle du canal. Ce qui réduit le nombre de sources interférentes au nombre d'utilisateur  $K$ . Cette approche est plus complexe que celle du détecteur décorrélateur multi-trajets mais elle offre une performance meilleure.

➤ **Le détecteur linéaire EQMM (Erreur Quadratique Moyenne Minimum)**

Afin de réduire l'amplification du bruit lors de l'élimination d'interférence, on a recours au critère de EQMM (MMS ou Minimum Mean Square Error) qui permet un compromis entre la réduction de l'IAM et l'augmentation du bruit. Ce qui nous permet d'aboutir à des performances meilleures que le détecteur décorrélateur. Notons qu'il tend vers le décorrélateur lorsque la puissance du bruit tend vers zéro.

Le récepteur EQMM centralisé minimise l'EQM (Erreur Quadratique Moyenne) entre les données transmises par les  $K$  utilisateurs et les  $K$  sorties correspondantes :

$$\text{EQM} = E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{b}}^{(i)} - \bar{\mathbf{b}}^{(i)} \right\|^2 \right\} \quad (3.71)$$

Par rapport au détecteur décorrélateur, le détecteur linéaire EQMM demande la connaissance supplémentaire des amplitudes des signaux transmis et de la puissance du bruit ou plus exactement la connaissance de rapport signal sur bruit.

Notons que l'estimation explicite de ces paramètres peut être évitée par une approche adaptative, qui offre en outre la possibilité de réaliser le récepteur EQMM en ne disposant que de la connaissance du code de l'utilisateur d'intérêt.

Cette caractéristique s'avère particulièrement désirable en vue d'une réalisation sous forme décentralisée, puisque les terminaux mobiles n'ont généralement pas accès aux paramètres de transmission des autres utilisateurs.

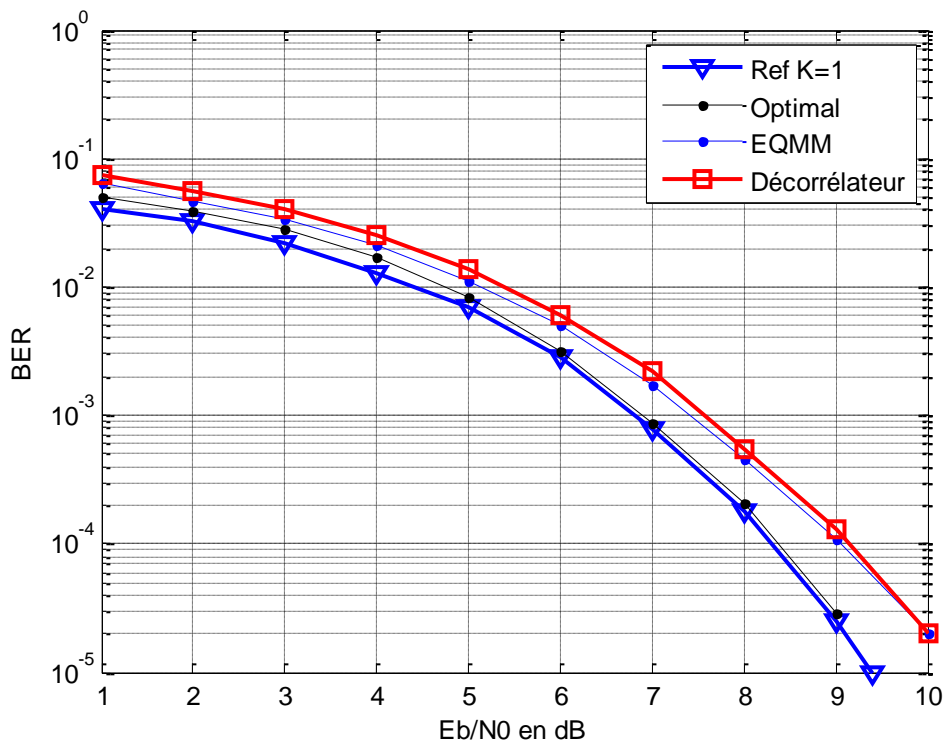
➤ **Le détecteur optimal au sens du Maximum de Vraisemblance**

Ce détecteur est défini comme le récepteur qui choisit la séquence la plus vraisemblable de symboles  $b_k^{(i)}$ , au niveau du signal  $r(t)$  reçu. En transmission synchrone, chaque utilisateur produit un seul symbole qui interfère avec le symbole de l'utilisateur en cours de traitement.

Le détecteur optimal au sens du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood ou ML) minimise la distance euclidienne entre le signal reçu  $r(t)$  et le signal total supposé émis.

Cette détection optimale a été proposée en 1986 pour un canal gaussien asynchrone. Elle a également été appliquée par la suite aux canaux à trajets multiples, le principe étant exactement le même mais les équations sont plus complexes. Malgré ses performances optimales, ce détecteur n'est pas pratique pour une implantation circuit avec un nombre significatif d'utilisateurs actif  $K$  car sa complexité en dépend exponentiellement. Il reste cependant, une référence de comparaison théorique.

Dans la figure 3.17, on considère un système CDMA synchrone à 4 utilisateurs de même puissance et un facteur d'étalement  $SF = 8$ .



**Figure 3.17 :** Comparaison des performances d'un système CDMA synchrone

Nous remarquons qu'à fort signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ), le BER des détecteurs décorrélateur et EQMM sont identiques et les performances du détecteur optimal tendent vers celles obtenues avec la transmission d'un seul utilisateur sur le canal. Par contre à faible ( $E_b/N_0$ ), les performances du détecteur EQMM sont toujours supérieures à celles du décorrélateur.

### 3.4.2.3 Détection à suppression d'interférence

L'estimation de l'interférence s'effectue en estimant les données transmises par les interféreurs à l'aide de l'un des détecteurs précédents, puis en régénérant leur contribution au signal reçu connaissant leurs codes et amplitudes, qui doivent donc être connus du récepteur. L'estimation de l'interférence peut s'effectuer de façon linéaire ou non-linéaire, le récepteur prenant alors des décisions intermédiaires (dures ou pondérées) au cours du processus. La suppression d'interférence peut en outre être effectuée utilisateur par utilisateur ce, qui conduit au détecteur à *suppression successive d'interférence ou successive interference cancellation (SIC)*.

L'interférence totale peut d'autre part être enlevée pour l'ensemble des utilisateurs en même temps avant d'effectuer la détection, on parle alors de *détecteur à suppression parallèle d'interférence (PIC)*. Bien que les détecteurs employés puissent en toute généralité être des récepteurs multiutilisateurs linéaires décorrélateur ou EQMM, éventuellement différents suivant les étages dans la suite par PIC et SIC des récepteurs s'appuyant uniquement sur des filtres adaptés aux codes. Ces structures sont en effet les meilleures candidates à une mise en œuvre pratique en raison de leur complexité limitée.

## 3.5 CONCLUSION

La capacité d'un système de communications dépend donc grandement de l'aptitude des récepteurs à garantir les taux d'erreur requis en présence d'un niveau d'IAM élevé, tout en luttant contre les perturbations apportées par le canal de transmission.

L'optimisation de la capacité des systèmes DS-CDMA requiert la mise en œuvre de technique de réductions d'interférences aux niveaux de récepteurs. L'égalisation au niveau chip utilise des techniques développées classiquement en CDMA, qui se caractérise par la protection contre l'interférence apportée par l'étalement, et l'élimination d'interférence par les corrélations entre les codes des différents utilisateurs, Il existe d'autre solution qui remplacent l'égalisation comme les antennes MIMO qui consiste à utiliser plusieurs antennes en émission et en réception.

# ***CHAPITRE 4***

---

## ***APPLICATION DE LA MODULATION MULTIPORTEUSES AU CANAL RADIO-MOBILE***

## 4.1 INTRODUCTION

De nos jours, les services multimédia et l'accès à Internet avec ou sans fils connaissent un essor croissant. Les réseaux sans fils doivent s'adapter pour supporter des débits toujours plus élevés. Or le canal de transmission radio, constitué de trajets multiples, est très contraignant. Un débit élevé en modulation monoporteuse provoque une durée symbole faible. L'étalement en temps du canal provoque des problèmes d'interférences entre symboles. De plus, lorsque le canal est sélectif en fréquence, le signal subit des atténuations qui varient avec la fréquence.

Pour contourner ces difficultés, les modulations multiporteuses ont été introduites. Il s'agit de techniques de multiplexage en fréquence qui modulent le signal sur un grand nombre de porteuses à la fois. Ces techniques sont intéressantes pour des transmissions haut débit sur un canal multitrajet et sélectif en fréquence [27].

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une modulation multiporteuse très utilisée, on peut citer les standards DAB (Digital Audio Broadcasting), DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) ou la norme ADSL (*Assymmetric Digital Subscriber Line*) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles.

Dans ce chapitre nous allons présenter les principes de base de la modulation multi porteuse OFDM. Ainsi, le principe d'orthogonalité sur le quel repose la technique OFDM. Nous allons étudier aussi l'efficacité de la modulation multi-porteuse (OFDM) comme technique de modulation pour des applications par radio sans fil.

## 4.2 PROBLÈMES DES TRAJETS-MULTIPLES

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, le canal-radio est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques (réflexion, diffraction, diffusion...). Tous ces phénomènes entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée.

Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible.

On va donc recevoir le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de répliques ou signaux atténués et retardés provenant des différents échos.

Au niveau du récepteur, le signal résultant consiste en la contribution de plusieurs répliques multitrajet retardées. Un symbole est par conséquent affecté par ses versions retardées et atténuées.



Supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis  $n$  comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole  $n$  (figure 4.1).

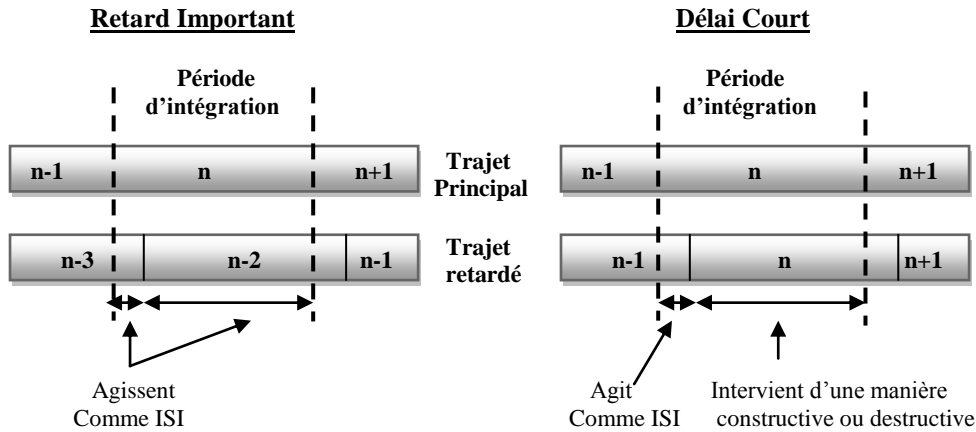


Figure 4.1 : Interférences Inter Symbole (ISI)

#### 4.2.1 Modèle mathématique du canal physique en mobilité

En raison des dispersions et des réflexions sur les obstacles du milieu de propagation, le signal reçu  $r(t)$  est composé par une superposition de versions retardées et atténuées du signal émis  $s(t)$ . Le signal reçu en bande de base (équivalent complexe) s'écrit donc :

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) s(t - \tau_l(t)) \quad (4.1)$$

Avec : -  $L$  est le nombre de trajets.

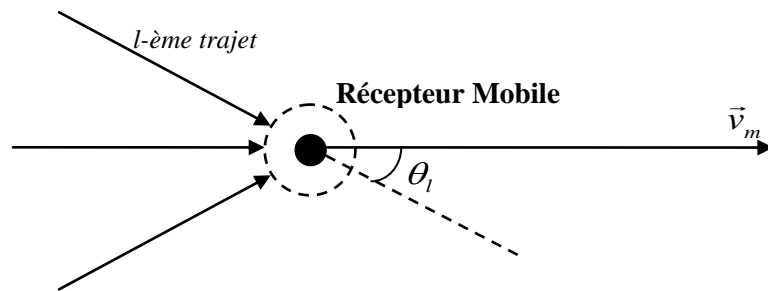
- $\tau_l(t)$  est le retard de propagation associé au  $l$ -ème trajet.
- $\alpha_l(t)$  est l'amplitude ou gain complexe associé au  $l$ -ème trajet.

On en déduit alors la forme de la réponse impulsionnelle du canal physique en bande de base :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (4.2)$$

Le modèle du canal est donc représenté comme un filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) évolutif au cours du temps. Notons que si le mobile (récepteur) est fixe, les paramètres du canal  $\{ \alpha_l(t), \tau_l(t) \}$  sont invariants dans le temps [28].

Pour évaluer l'évolution de ces paramètres, le plus naturel consiste à décrire le déplacement du mobile par un mouvement uniforme avec une vitesse  $v_m$  entre l'émetteur et le récepteur, et à introduire un angle d'arrivée  $\theta_l$  par rapport au vecteur vitesse de déplacement du mobile pour chaque trajet (voir figure 4.2). Ce modèle d'évolution déterministe ne décrit pas exactement la réalité d'une transmission en radio-mobile [28].



**Figure 4.2 :** Trajets multiples dans l'environnement du mobile en mouvement

A cause du déplacement uniforme, le retard de propagation relatif au trajet  $l$  varie linéairement en fonction du temps :

$$\tau_l(t) = \tau_l(0) + \frac{v_m}{c} \cos(\theta_l)t \quad (4.3)$$

Avec  $c$  la célérité de l'onde radioélectrique. La variation linéaire du retard entraîne une variation linéaire de la phase  $\phi_l(t)$  du gain complexe  $\alpha_l(t)$  :

$$\phi_l(t) = \phi_l(0) - 2\pi f_d \cos(\theta_l)t \quad (4.4)$$

Avec  $f_d = \frac{v_m}{c} \cdot f_0$  la fréquence Doppler et  $f_0$  la fréquence porteuse.

### 4.3 PRINCIPES DE LA MODULATION OFDM

Dans les systèmes de propagation, avec ou sans fil, le canal est souvent dispersif, entendons par là que le canal se comporte comme un filtre linéaire. Ainsi dans les communications sans fil, le signal émis arrive jusqu'au récepteur après avoir suivi plusieurs trajets. La réponse en fréquence dans un canal multitrajet présente des évanouissements sélectifs en fréquence. D'où l'idée de diviser la bande de fréquence utile en plusieurs sous-canaux, de telle sorte que chaque sous-canal soit suffisamment étroit pour que sa réponse en fréquence puisse être considérée comme « plate ». Cette idée se trouve à la base des modulations multi-porteuse.

L'avantage est que la tâche d'égalisation se trouve largement simplifiée : il suffit de multiplier chaque sous-bande par un coefficient égale à l'inverse de la valeur de la réponse du canal à la fréquence de la porteuse du sous-canal considéré et lutter ainsi contre les canaux à évanouissements sélectifs en fréquence.

Après avoir rappelé la notion d'orthogonalité fréquentielle, nous allons présenter les principes de base de la modulation multi porteuse.

### 4.3.1 Notions d'orthogonalité

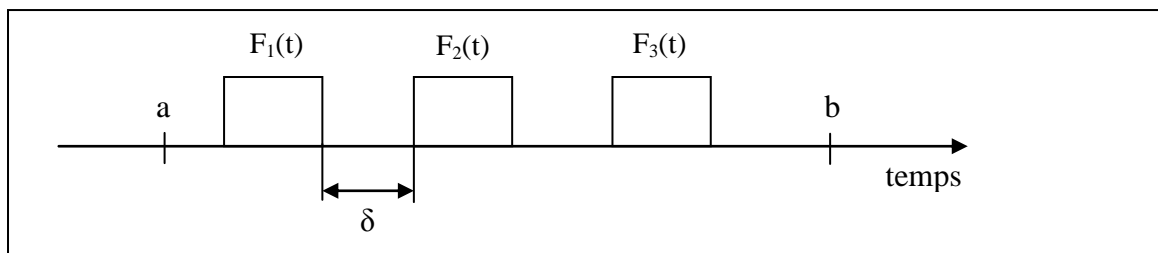
La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement ne soit pas néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

#### 4.3.1.1 Rappel mathématique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions  $f(t)$  et  $g(t)$  dans l'intervalle  $[a, b]$  par la relation suivante:

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad (4.5)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment  $[a, b]$ . Pour réaliser une base orthogonale à N dimensions, il suffit de trouver N fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la Figure 4.3, un ensemble de N fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle  $\delta$  sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.



**Figure 4.3 :** Exemple d'une base orthogonale

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

### 4.3.1.2 Application au procédé OFDM : L'orthogonalité temporelle

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de  $N$  sinusoides de fréquences respectives  $f_k$ , transmises durant une durée  $T_s$ ,  $k$  variant de 1 à  $N$ , et définie par :

$$f_k = \frac{k}{T_s} \quad (4.6)$$

Cette condition permettant, d'avoir un nombre entier de sinusoides sur chaque sous-porteuse durant  $T_s$ . Chaque sous-porteuse  $s_k(t)$  réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k}{T_s} t\right) & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour } k \in [1, N] \quad (4.7)$$

Ainsi deux sous-porteuses  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$ , de fréquences respectives  $f_i$  et  $f_j$ , définies par l'expression (4.7), sont orthogonales sur l'intervalle  $[0, T_s]$ , puisqu'elles vérifient l'équation (4.5).

### 4.3.1.3 Application au procédé OFDM : L'orthogonalité fréquentielle

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, chaque sous-porteuse  $s_k(t)$  modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , possède un spectre de fréquence en sinus cardinal (Figure 4.4), fonction qui s'annule tous les multiples  $1/T_s$  [29]. Les porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

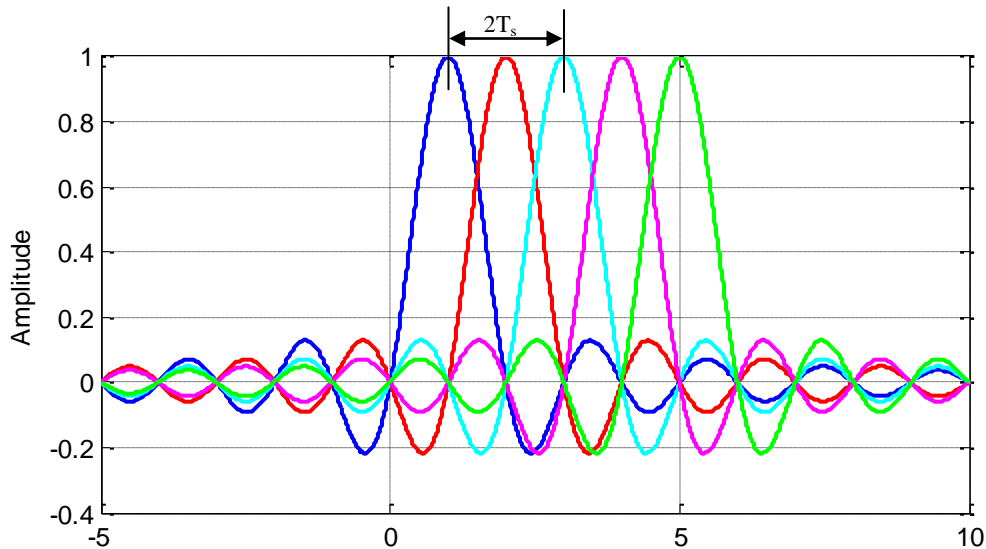


Figure 4.4 : Spectres des différentes porteuses

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses.

### 4.3.2 Principe de la modulation

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de  $N$ , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une sous-porteuse différente en même temps.

Pour répartir les données à transmettre sur les  $N$  sous-porteuses, on groupe les données  $D_k$  par paquets de  $N$ , moyennant le bloc S/P (Serial/Parallel).

Plus précisément les données numériques  $D_k$  sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QAM (*Quaternary Amplitude Modulation*) à 4, 16, ou  $2^q$  états ou QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*). On les appelle symboles numériques. La séquence de  $N$  symboles numériques  $D_1, D_2, \dots, D_N$  constitue un symbole OFDM [30].

Chaque sous-porteuse  $\hat{s}_k(t)$ , exprimée par (4.7), est modulée en M-QAM pendant une durée  $T_s$ , et va donc prendre une amplitude  $A_k$  et une phase  $\varphi_k$ .

Dans l'intervalle de temps  $[0, T_s]$ , la sous-porteuse  $\hat{s}_k(t)$  modulée s'écrit:

$$\hat{s}_k(t) = A_k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (4.8)$$

On peut aussi exprimer  $\hat{s}_k(t)$ , sous la forme :

$$\hat{s}_k(t) = c_k \cos(2\pi f_k t) - b_k \sin(2\pi f_k t) \quad (4.9)$$

Ou, si  $x$  désigne la notation complexe associée au signal réel  $\hat{x}$  :

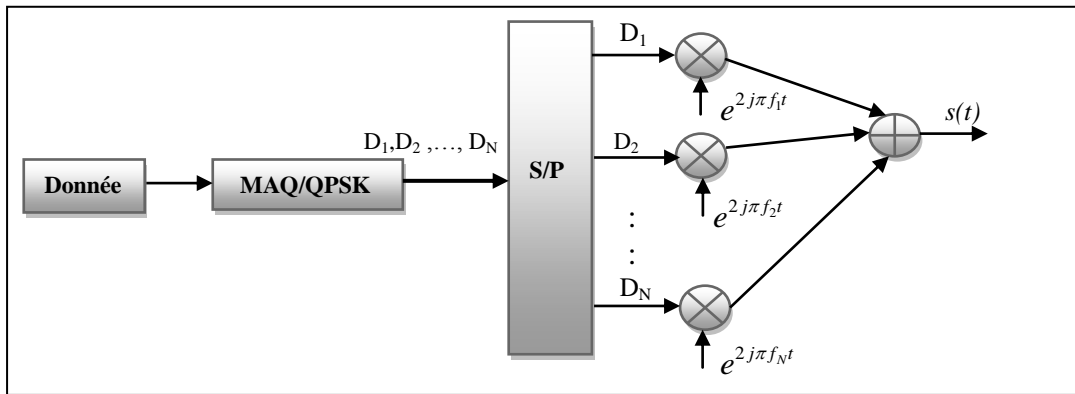
$$s_k(t) = D_k \cdot \exp(j2\pi f_k t) \quad (4.10)$$

Avec  $D_k = A_k \exp(j\varphi_k) = c_k + jb_k$

$D_k$  correspond donc au symbole associé à un point de la constellation M-QAM.

Comme illustré à la Figure 4.5, toutes les  $N$  sous-porteuses étant émises en parallèle, le signal OFDM complexe, noté  $s(t)$  peut s'écrire sur  $[0, T_s]$ :

$$s(t) = \sum_{k=1}^N D_k \exp(j2\pi f_k t) = \sum_{k=1}^N D_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T_s} t\right) \quad (4.11)$$



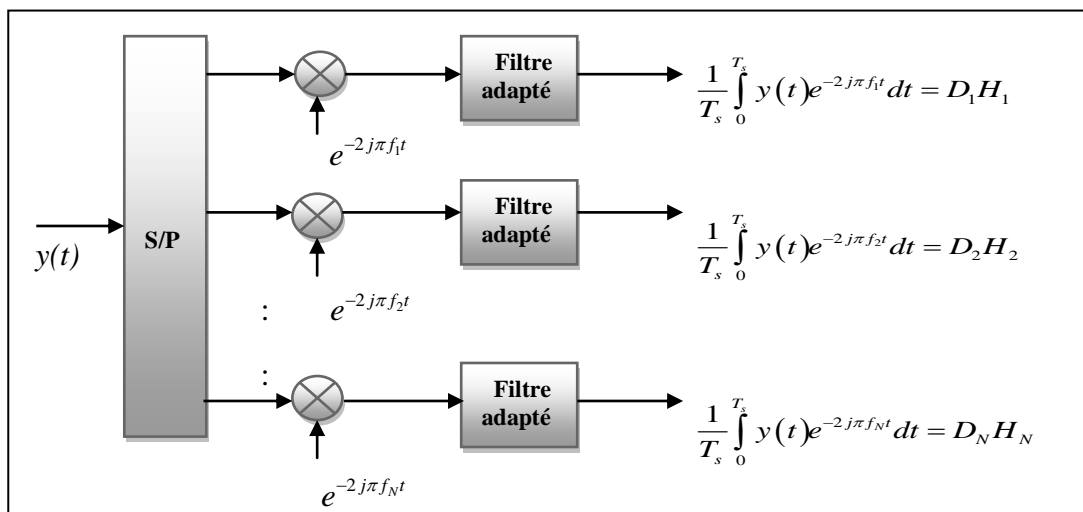
**Figure 4.5 :** Principe de la modulation OFDM

La réalisation suivant la figure (4.5) nécessiterait  $N$  modulateurs. Mais l'expression mathématique (4.11) montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques  $D_k$ .

Le signal parvenu au récepteur s'écrit, sur une durée symbole  $T_s$

$$y(t) = \sum_{k=1}^N D_k H_k(t) e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \tag{4.12}$$

Où  $H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  à l'instant  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$  [30]. La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses selon le schéma classique suivant :



**Figure 4.6 :** Principe de la démodulation classique.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=1}^N \int_0^{T_s} D_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = D_i H_i \quad (4.13)$$

Parce que  $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0$  si  $k \neq i$ , 1 si  $k = i$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

### 4.3.3 Implémentation numérique du modulateur et démodulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  en bande de base est sous la forme :

$$s(t) = \sum_{k=1}^N D_k \exp\left(2j\pi \frac{kt}{T_s}\right)$$

Envisageons maintenant un échantillonnage du signal avec une période  $T_e = T_s/N$ . A chaque instant  $t = nT_e$  avec  $n \in [1:N]$ , le signal échantillonné  $s(nT_e)$ , que l'on notera  $s(n)$  pour simplifier s'écrit :

$$s(n) = \sum_{k=1}^N D_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T_s} nT_e\right) \quad (4.14)$$

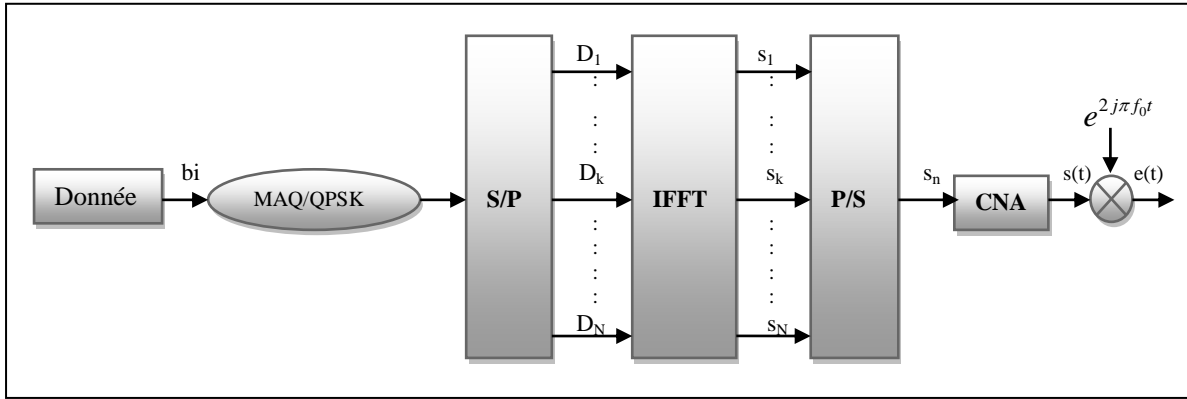
En tenant compte de la relation liant  $T_s$  et  $T_e$ , la relation précédente devient:

$$s(n) = \sum_{k=1}^N D_k \exp\left(j2\pi \frac{kn}{N}\right) \quad (4.15)$$

A ce stade de la démonstration, il est intéressant de rappeler la définition de la transformée inverse de Fourier discrète, qui associe aux symboles  $X_k$  pour  $k \in [1:N]$  les symboles  $y_n$  avec  $n \in [1:N]$  de la façon suivante:

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k \exp\left(j2\pi \frac{kn}{N}\right) \quad (4.16)$$

Au facteur  $N$  près, le signal  $s(n)$  de l'expression (4.15) apparaît comme la transformée de Fourier inverse et discrète (TFID) des symboles  $D_k$ , l'indice  $k$  faisant référence à la  $k^{\text{ième}}$  sous-porteuse. Si on introduit ainsi ces symboles  $D_k$ , associés à la modulation M-QAM, dans un module de TFID, on obtiendra en sortie, l'ensemble des symboles complexes  $s_n$  du signal en bande de base. La transformée de Fourier inverse peut se calculer par une simple IFFT, conduisant au schéma numérique suivant :



**Figure 4.7 : Modulateur OFDM numérique**

La transformée de Fourier inverse discrète des  $D_k$  conduit à :

$$s_n = \sum_{k=1}^N D_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{Avec } n=1,2,\dots,N \quad (4.17)$$

Après conversion numérique/analogique, le signal est multiplié par la porteuse  $RF$  (*Radio fréquence*) de fréquence  $f_0$ . Mathématiquement, ces opérations peuvent être résumées comme suit

$$\Rightarrow s_n = \sum_{k=1}^N D_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}$$

$$\Rightarrow \text{Après conversion numérique /Analogique} \rightarrow s(t) = \sum_{k=1}^N D_k e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (4.18)$$

$$\Rightarrow \text{Après multiplication par la porteuse principale } f_0, e(t) = s(t) \times e^{j2\pi f_0 t}$$

$$= \sum_{k=1}^N D_k e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \times e^{j2\pi f_0 t} \quad (4.19)$$

$$\Rightarrow e(t) = \sum_{k=1}^N D_k e^{j2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right) t} \quad (4.20)$$

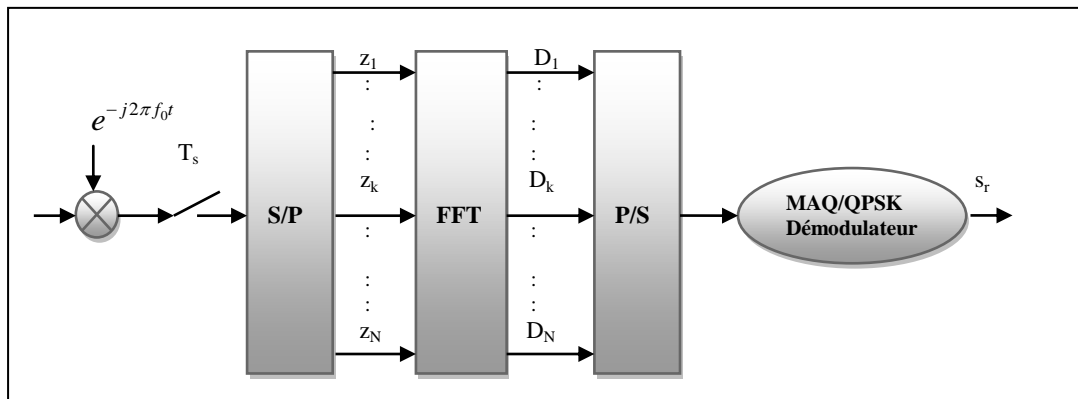
A la réception, il suffira d'effectuer la transformée de Fourier discrète directe (TFD) sur les symboles reçus pour restituer le message désiré. Dans la pratique, on utilisera pour ces calculs, les algorithmes de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) et de la FFT (*Fast Fourier Transform*) implémentés dans un DSP.

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme:

$$z\left(\frac{n}{N} T_s\right) = z_n = \sum_{k=1}^N D_k H_k \exp\left(2j\pi \frac{kn}{N}\right) \quad (4.21)$$



$z_n$  est la transformée de Fourier discrète inverse de  $D_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier direct discrète. On obtient alors le schéma suivant:



**Figure 4.8 :** Démodulateur OFDM numérique

#### 4.3.4 Intervalle de garde

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- L'interférence intra symbole: Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole: addition d'un symbole avec le suivant plus le précédant légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde.

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

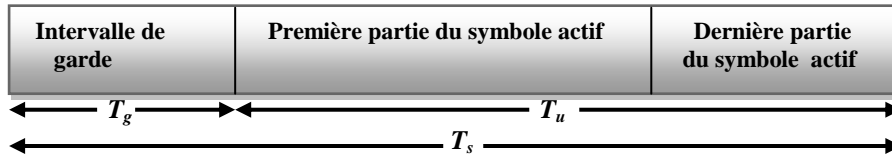
La durée pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" qui a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal).

La relation entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde est donnée par :

$$T_s = T_u + T_g \quad (4.22)$$

Le temps de garde peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien, ou plus généralement, une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter

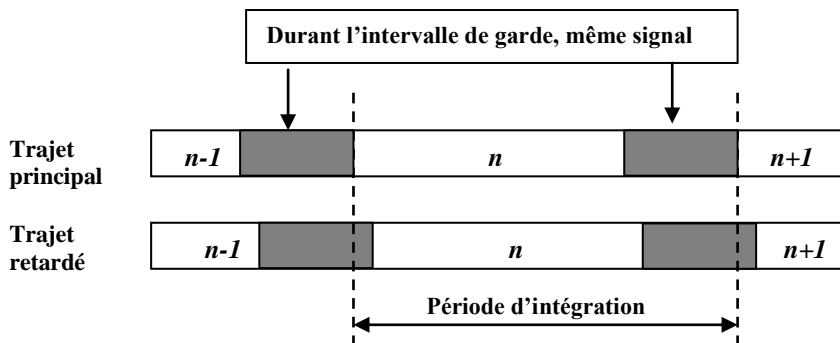
contre l'IES [31], elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.



**Figure 4.9 :** Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

La Figure 4.9 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration  $T_u$ . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de  $T_u$ , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole.

Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toute du même symbole (Figure 4.10).



**Figure 4.10 :** Intégration du signal avec intervalle de garde.

Le critère d'orthogonalité est ainsi satisfait. Les brouillages ICI (*Inter Code Interference*) et ISI (*Inter Symbol Interference*) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards  $T_m$  qui apparaissent dans le canal.

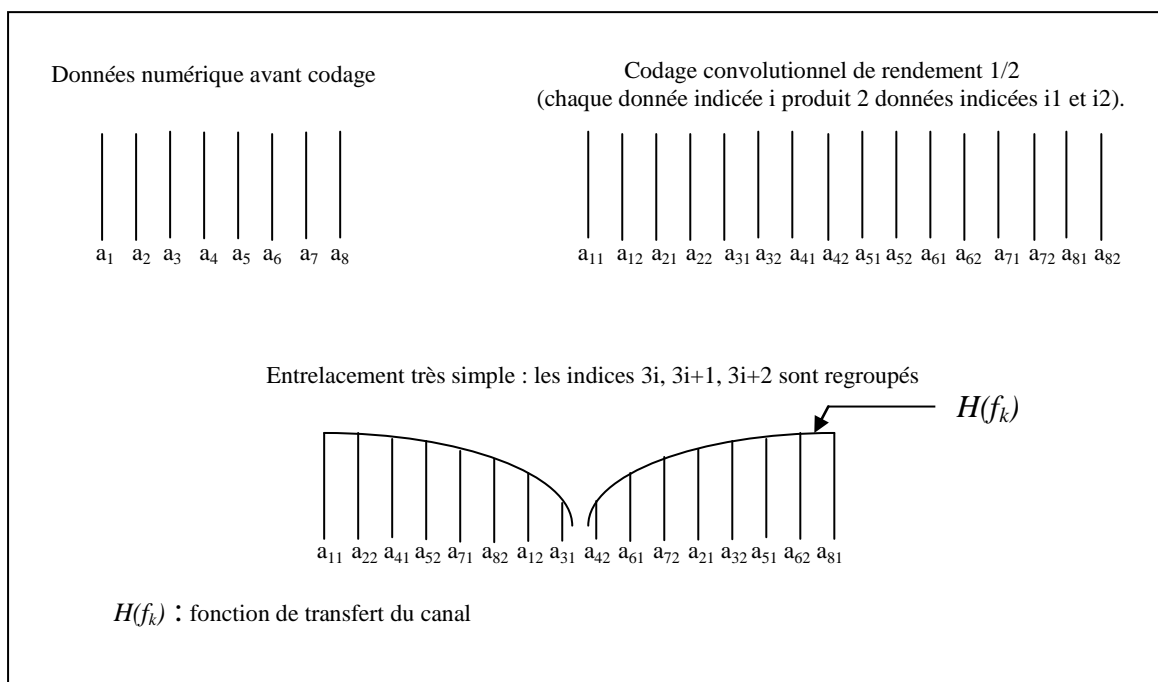
La longueur de l'intervalle est choisie en tenant compte des trajets multiples prévus. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de  $T_u$ , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral).

### 4.3.5 Codage de l'OFDM

Le principe de l'OFDM est d'utiliser une bande passante plus grande que la bande de cohérence  $B_c = 1/T_m$ . Mais chaque porteuse n'utilise qu'une partie de cette bande plus petite que  $1/T_m$ . Donc pour certaines fréquences, les données seront très atténuées et perdues dans le bruit.

Pour diminuer le nombre d'erreurs à la réception, les symboles numériques sont codés avec un codage convolutif. Mais cela ne suffit pas puisque pour des symboles proches, la fonction de transfert étant très faible, elle provoquera des erreurs sur plusieurs symboles successives liées par le codage convolutif. Pour éviter la perte de ces symboles, on effectue après le codage un entrelacement des symboles de telle façon qu'une donnée perdue soit récupérée grâce à d'autres symboles liés par le codage et modulant des fréquences d'atténuation plus faible voire même d'amplification.

Ce principe est illustré sur la figure suivante :



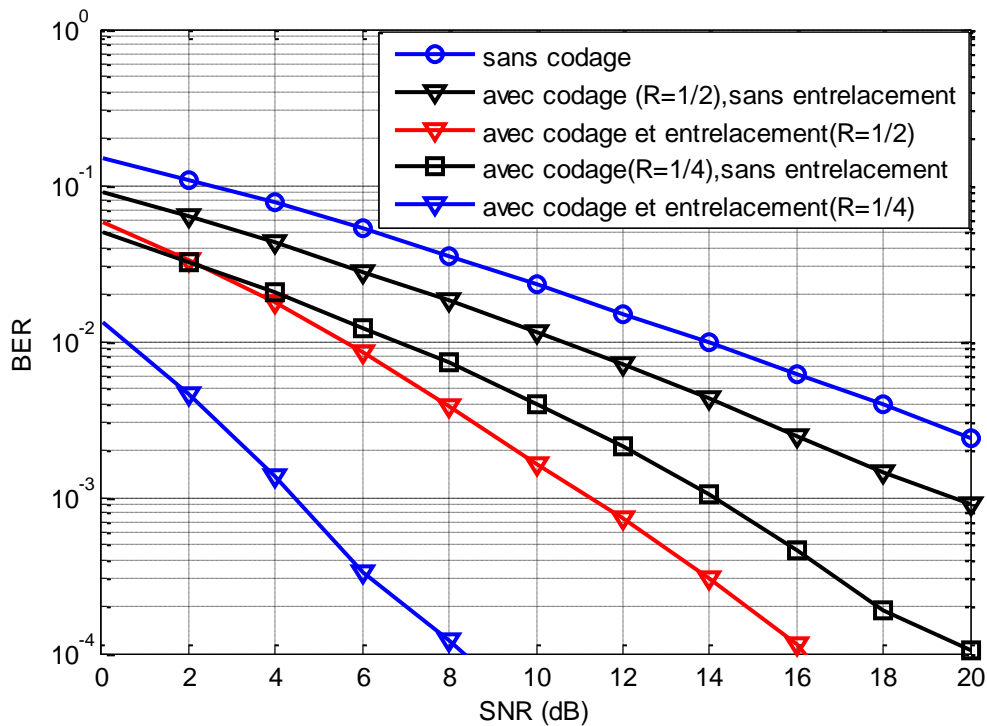
**Figure 4.11 :** Principe simplifié de l'effet du codage et de l'entrelacement.

Dans cet exemple,  $a_{31}$  et  $a_{42}$  sont très affaiblis, mais peuvent être retrouvés au décodage du code convolutif grâce à  $a_{32}$  et  $a_{41}$  qui sont dans une zone d'amplification.

En réalité, un entrelacement temporel c'est-à-dire entre les symboles OFDM est aussi effectué puisque la fonction de transfert varie au cours du temps.

Il faut noter aussi que pour retrouver les symboles initiaux, il suffit de diviser les symboles démodulés par la valeur de la fonction de transfert du canal en fonction de la fréquence. C'est encore un des avantages de l'OFDM : les symboles sont transformés lors du passage dans le canal par multiplication (transmission dans le domaine fréquentiel) alors que pour une transmission mono-porteuse, les symboles sont convolués par la fonction de transfert du canal, en réception, il suffit en multi-porteuse de diviser, alors qu'en monoporteuse, il faut inverser l'opération de convolution par une égalisation qui est plus compliquée à réaliser.

La figure (4.12) montre les performances d'un système OFDM avec 128 sous-porteuses dans un environnement Rayleigh fading, avec et sans codage.



**Figure 4.12 :** Performances d'un système OFDM avec 128 sous-porteuses dans un environnement Rayleigh fading.

D'après la figure (4.12), on constate que les performances de BER seront meilleures si nous utilisons le codage et l'entrelacement en même temps.

## 4.4 SIMULATION

### 4.4.1 Partie 1 : Efficacité de la modulation multi-porteuse (OFDM)

Cette partie étudie l'efficacité de la modulation multi-porteuse (OFDM) comme technique de modulation pour des applications par radio sans fil. Le but principal était d'accéder à la convenance d'OFDM comme technique de modulation pour un système de téléphone sans fil.

Pour étudier la performance d'un système OFDM, plusieurs des facteurs principaux ont été mesurés comprenant le retard de propagation par trajets multiples, le bruit de canal, la déformation du signal (coupure), et les conditions de synchronisation.

La figure 4.13 montre un organigramme simplifié de simulation de l'OFDM.

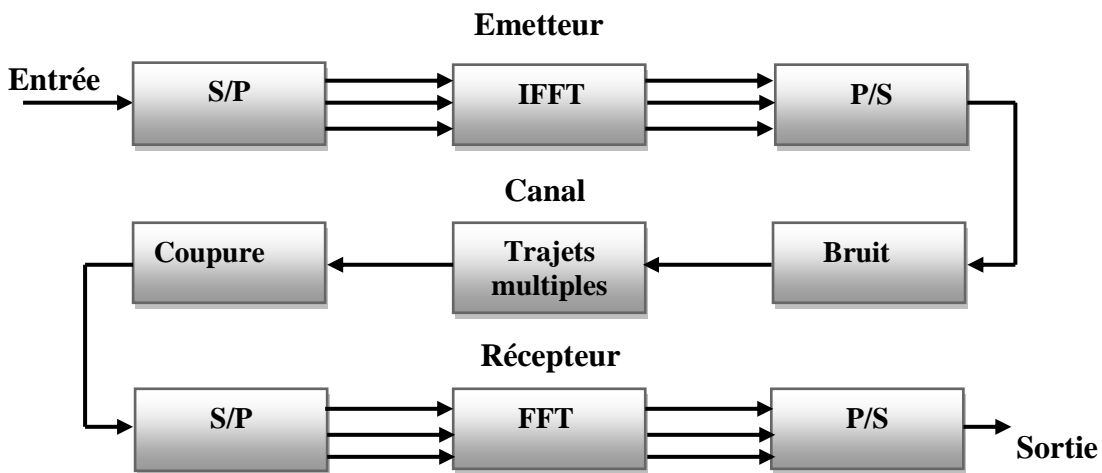


Figure 4.13 : Organigramme de simulation de l'OFDM

L'émission convertit d'abord les données d'entrée périodique en ensembles parallèles. Chaque ensemble de données contient un symbole  $S_i$  pour chaque sous-porteuse. Par exemple, un ensemble de quatre données serait  $[S_0 S_1 S_2 S_3]$ . Avant d'utiliser la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT), cet ensemble de données est arrangé sur l'axe horizontal dans le domaine de fréquence suivant les indications de la figure 4.14 [32].

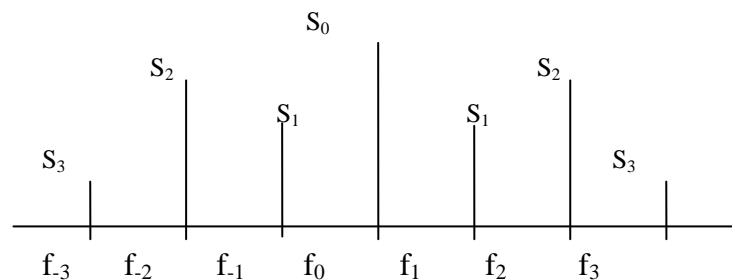


Figure 4.14 : Distribution des symboles dans le domaine fréquentiel

Une transformée de Fourier inverse convertit l'ensemble de données du domaine fréquentiel en échantillons de la représentation correspondante du domaine temporel.

Spécifiquement, l'IFFT est utile pour l'OFDM parce qu'il produit des échantillons d'une forme d'onde avec des composants de fréquence remplissant les conditions d'orthogonalité. Puis, le bloc Parallèle/Série (P/S) crée le signal OFDM en produisant séquentiellement les échantillons de domaine temporel.

La simulation de canal permet l'examen des caractéristiques sans fil communes de canal telles que le bruit, trajets multiples, et la coupure [33]. Le bruit simple est simulé en ajoutant des données aléatoires au signal transmis. La simulation par trajets multiples implique d'ajouter les copies atténuées et retardées du signal transmis à l'original. Ceci simule le problème dans la communication sans fil quand le signal propage sur beaucoup de chemins. Par exemple, un récepteur peut voir un signal par l'intermédiaire d'un chemin direct aussi bien qu'un chemin indirect. En fin, la coupure simule le problème de la saturation d'amplificateur. Ceci aborde un problème pratique dans la mise en œuvre de l'OFDM où le facteur de **crête** élevé, couramment appelé **PAPR** (Peak-to-Average Power Ratio).

Le récepteur fait fondamentalement l'opération inverse de l'émetteur.

#### 4.4.1.1 Résultats

- La première simulation, présente le processus de créer un symbole OFDM. Elle montre un exemple simple d'utiliser la transformée de Fourier pour envoyer des données binaires sur quatre fréquences.

Supposer que nous voulons transmettre les données binaires suivantes [0 1 1 0 1 0 1 1]. La figure 4.15 montre ces données binaires.

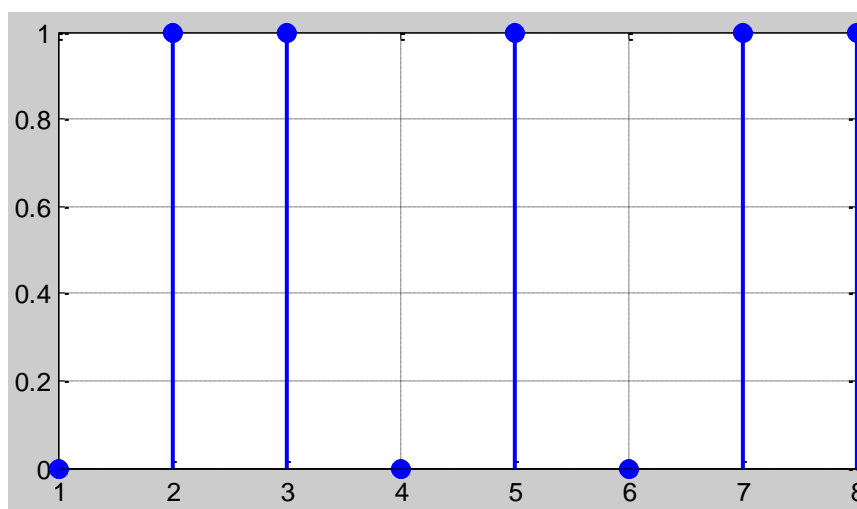
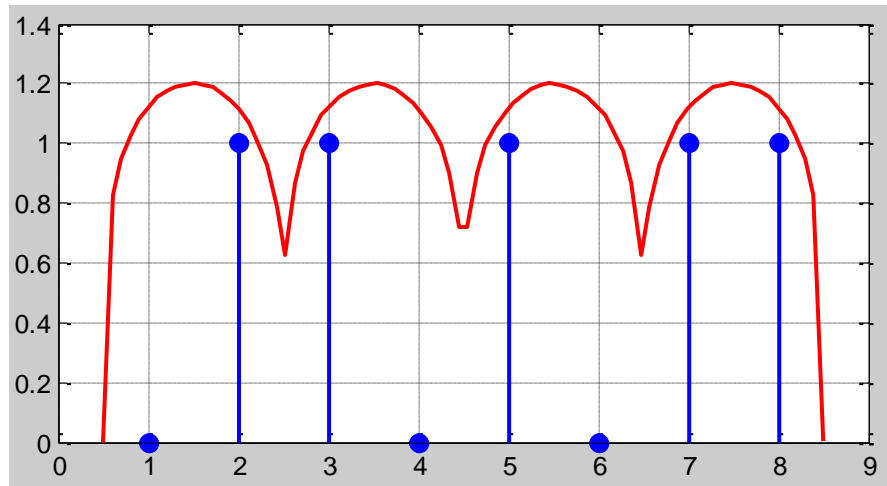


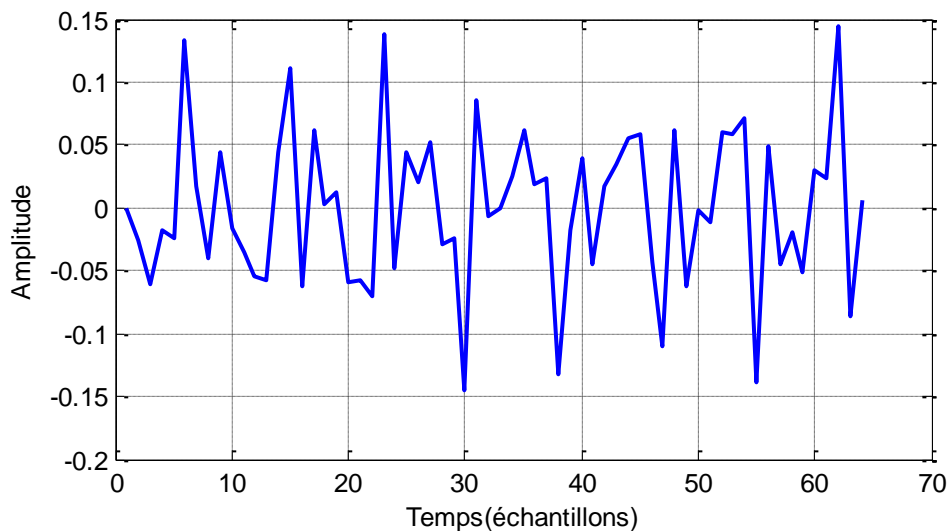
Figure 4.15 : Données binaires à transmettre

Dans l'OFDM un IFFT (transformée de Fourier rapide inverse) est utilisé pour mettre les données binaires sur différentes porteuses. En raison des maths impliquées dans l'opération d'IFFT, ces fréquences n'interfèrent pas entre eux (en termes de communication, ceci s'appelle « orthogonalité »). La figure 4.16 montre que chaque groupe de 2 points de repères bleus sous une bosse rouge sera mis sur une fréquence.



**Figure 4.16 :** Mise des données binaires en mutiporteuse

Les traitements d'IFFT sont maintenant complétés. Elles ont produit un signal OFDM qui correspond aux données binaires. La figure 4.17 montre le signal produit par l'IFFT (Taille 64).

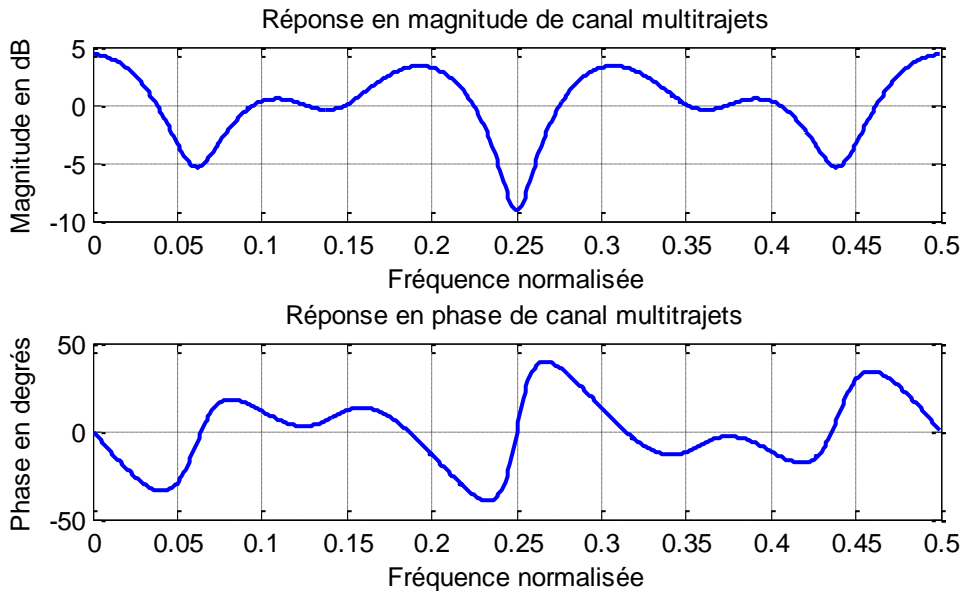


**Figure 4.17 :** Signal produit par l'IFFT.

Maintenant, ce signal peut être transmis par des médias et être puis reçu. Une fois que le signal est reçu, le processus renversé est fait pour récupérer les données binaires originales.

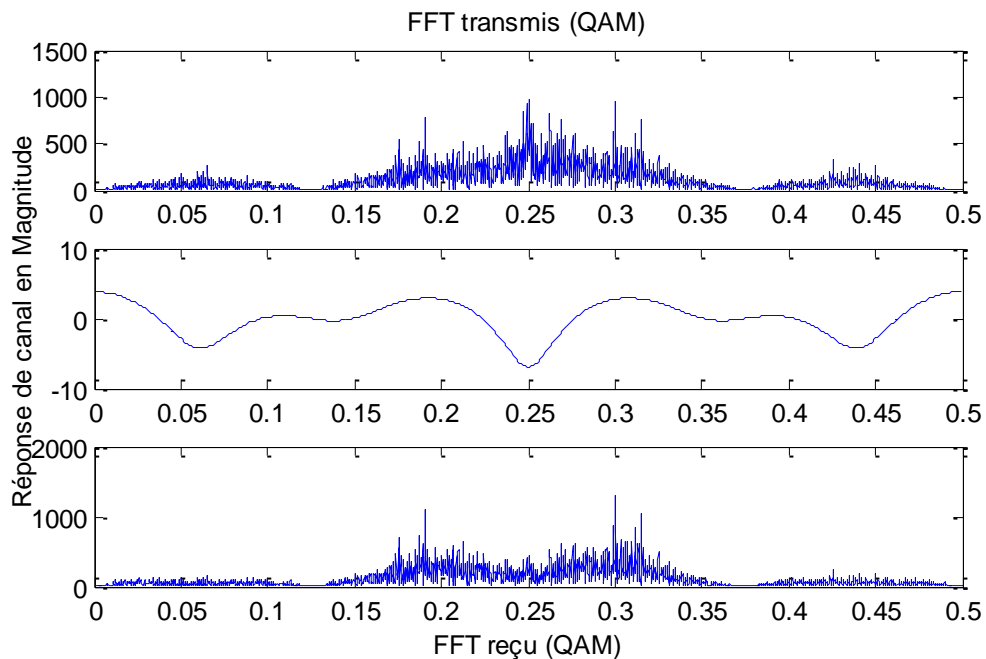
Enfin, un FFT (transformée de Fourier rapide) est utilisé pour récupérer les données binaires.

- La deuxième simulation, donne un exemple plus technique, Elle compare l'OFDM à 16-QAM dans un canal à trajets multiples. Ceci simule QAM et OFDM en utilisant un fichier son comme entrée pour démontrer les avantages d'employer OFDM avec un canal à trajets multiples. La figure 4.18 représente la réponse de canal en phase et en magnitude avec une propagation sur deux trajets.



**Figure 4.18 :** La réponse de canal avec deux trajets multiples.

Pour la transmission de QAM, la figure 4.19 représente en domaine de fréquence, la réponse de canal, la transmission et la réception de données.

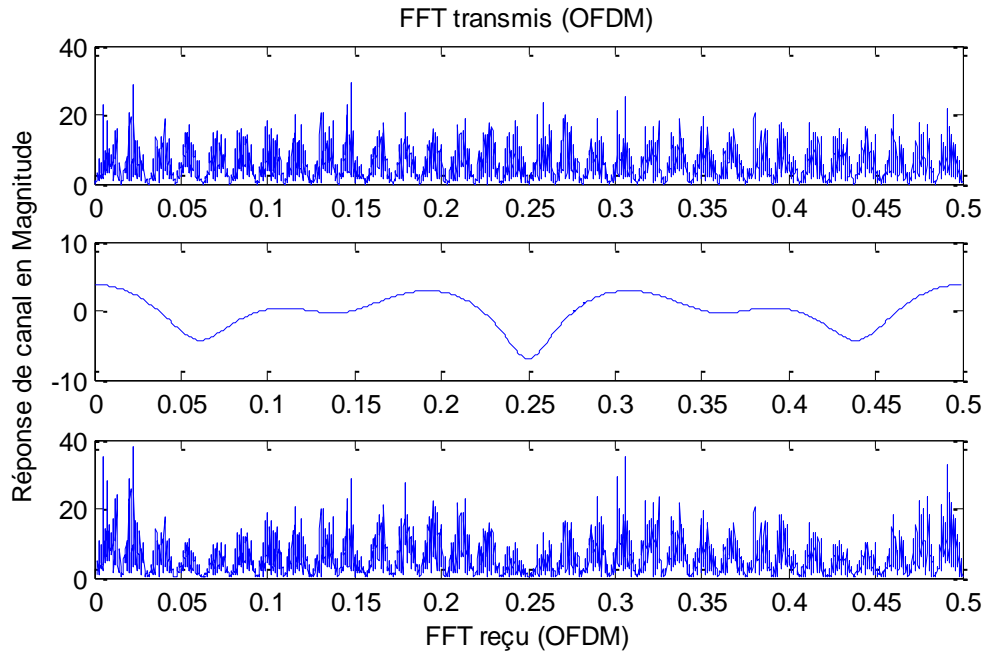


**Figure 4.19 :** Émission et réception des données pour la modulation QAM

En remarque que la réception de données est légèrement atténuée due au fading de canal provoqué

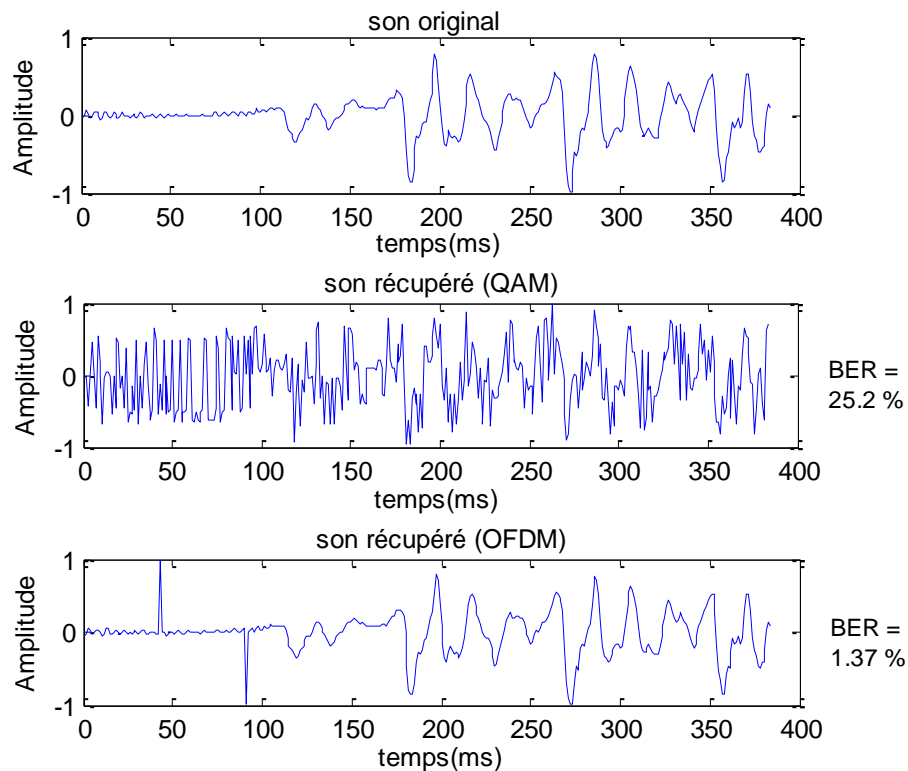


par les trajets multiples. Et pour la transmission de l'OFDM, la figure 4.20 représente en domaine de fréquence, la réponse de canal, la transmission et la réception de données. En remarque que la réception de données est moins atténuée.



**Figure 4.20 :** Émission et réception des données pour l'OFDM

La figure 4.21 représente la récupération de son avec taux d'erreurs binaire (BER) pour l'OFDM et QAM. Puisque l'OFDM manipule bien les trajets multiples, le bruit est moins.



**Figure 4.21 :** Récupération de son pour l'OFDM et QAM.

**Conclusion partielle :** Le résultat de simulation dans cette partie montre que l'OFDM est mieux adapté à un canal par trajets multiples qu'une technique simple de transmission.

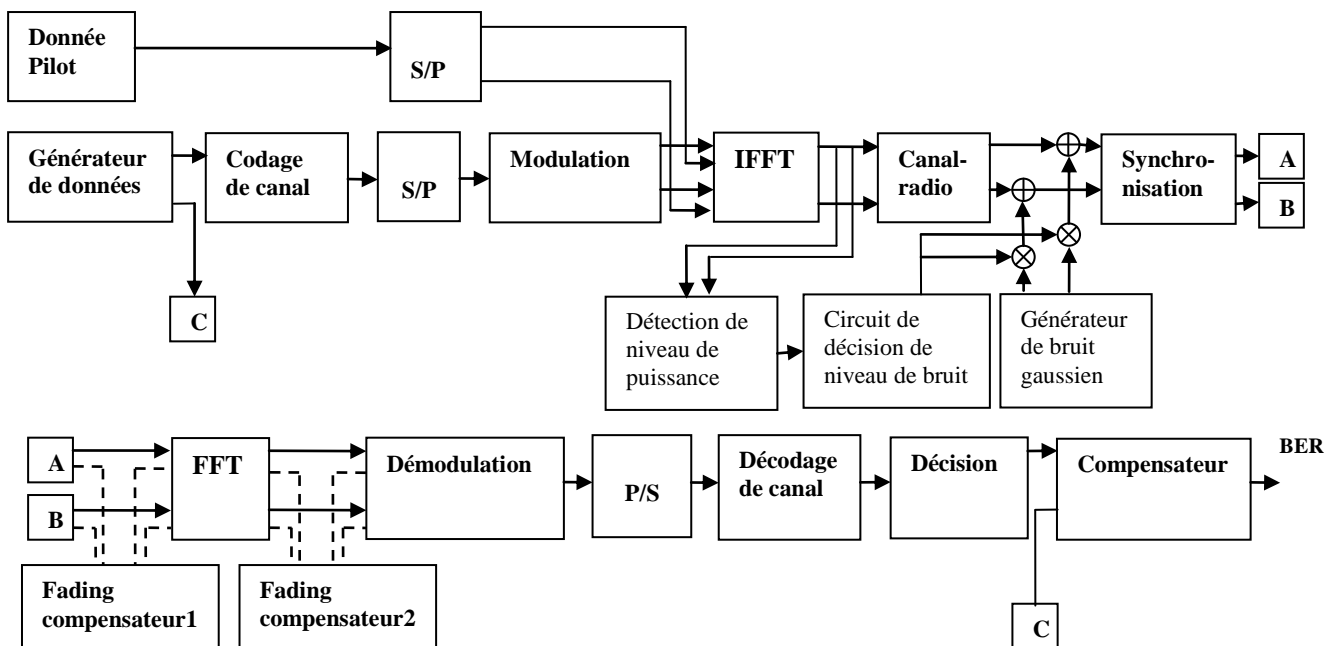
#### 4.4.2 Partie 2 : BER d'un système OFDM

Dans cette partie nous allons évaluer le BER d'un système OFDM. L'organigramme de la simulation est montré sur la figure 4.22.

Suivant les indications de la figure 4.22, nous avons simulé un système OFDM de 128 sous-porteuses, un temps de symbole de 4  $\mu$ s, et un intervalle de garde de 800 ns. La modulation utilisée pour le signal de l'information est QPSK.

D'abord, nous avons produit des données périodiques aléatoires de 0 et de 1 (d'après le bloc Générateur de données). Pour le codage et décodage de canal, on utilise un code convolutif et décodage de Viterbi, avec un taux de codage de  $R=1/2$ , et une longueur de contrainte  $K=7$ .

Afin de permettre la transmission en parallèle avec 128 sous-canaux, le bloc (S/P), converti les données périodiques en données parallèle, où chaque canal employait une modulation QPSK.



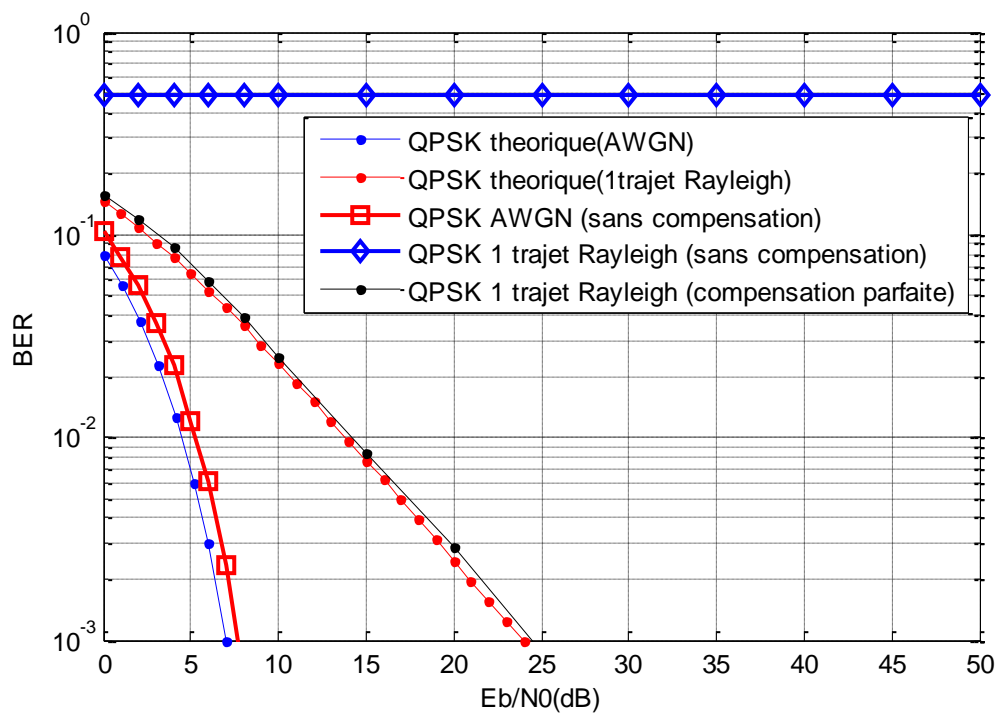
**Figure 4.22 :** Organigramme de simulation pour calculer le BER d'un système OFDM

Après la modulation, ces données parallèles sur l'axe de fréquence ont été introduites dans le circuit d'IFFT. Dans ce circuit, les données parallèles ont été converties en données périodiques

sur l'axe de temps en utilisant l'OFDM. Puis les intervalles de garde, ont été insérés pour éliminer l'interférence entre symboles (IES) provoqué par le fading de trajets multiples.

Après celui, le signal est transmis au récepteur à travers le canal-radio. Un modèle de canal est alors appliqué au signal transmis. En ajoutant dans la première fois le signal de bruit au signal transmis. Le récepteur fait fondamentalement l'opération inverse de l'émetteur.

Les performances du BER sont montrées sur la figure 4.23, où il est comparé à la valeur théorique. Le résultat de simulation présente un décalage  $\approx 0.9\text{dB}$  de la valeur théorique (pour un canal AWGN).



**Figure 4.23 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  d'un système OFDM avec 128 sous-porteuses.

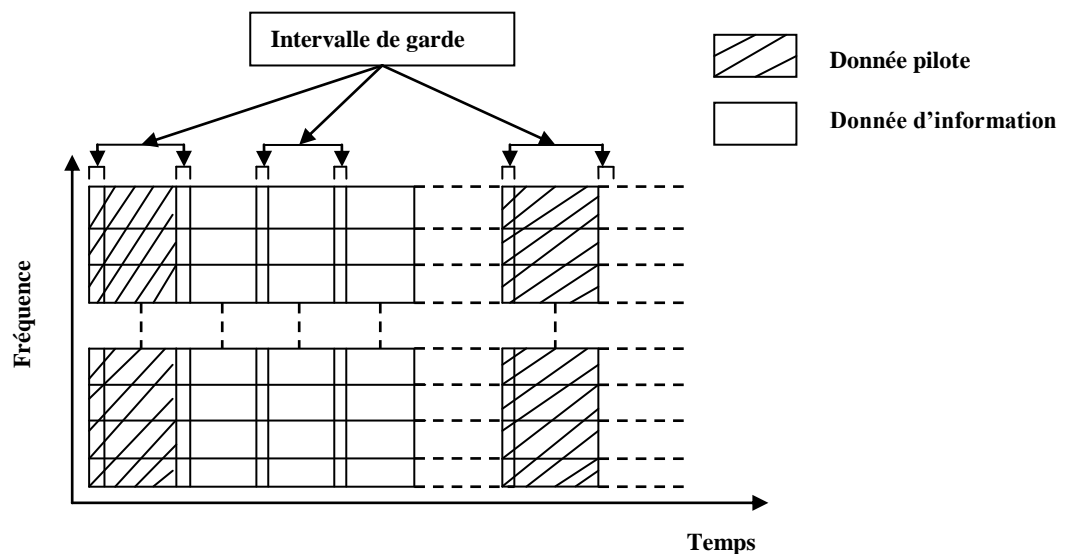
Si nous pouvons compenser la fluctuation d'amplitude et de phase provoquée par le fading de Rayleigh, nous pouvons obtenir un décalage  $\approx 0.9\text{dB}$  de la valeur théorique.

Cependant, si nous ne pouvons pas compenser les caractéristiques de fluctuation, nous ne pouvons pas récupérer les données. Il est important d'estimer les caractéristiques de propagation en temps réel.

#### 4.4.2.1 méthodes d'estimation basées sur l'insertion de symboles pilotes

Une des méthodes d'estimation, est basées sur l'insertion des données pilotes connus du récepteur, afin d'estimer ou d'interpoler les composantes de la réponse fréquentielle du canal.

Ces méthodes, dites PSAM (*Pilot Symbol Assisted Modulation*), se divisent en deux grandes classes suivant le type d'insertion qui est effectué: trames pilotes ou porteuses pilotes. Dans cette partie de simulation nous allons utiliser le type d'insertion « trames pilotes », son principe de base est illustré sur la Figure 4.24.



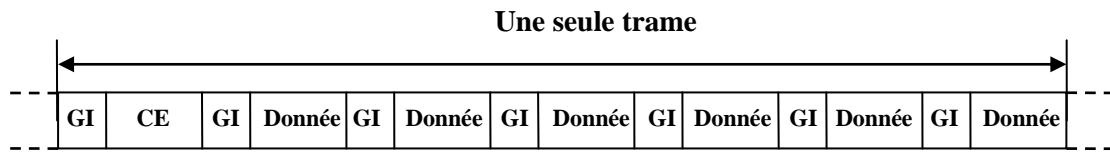
**Figure 4.24 :** *Format des trames avec les données pilote.*

Dans cette méthode, les symboles pilotes sont insérés dans l'émetteur à intervalles de temps fixes, comme le montre la figure 4.24. Au niveau du récepteur, on peut estimer les caractéristiques du canal pour chaque symbole et de récupérer les données transmises.

#### ➤ Performance avec l'utilisation du symbole pilote

Cette section montre les performances du BER, en utilisant un symbole pilote. Suivant les indications de la figure 4.22, nous avons simulé un système OFDM de 64 sous-porteuses, un temps de symbole de  $4 \mu s$ , et un intervalle de garde de  $800 ns$ . La modulation utilisée pour le signal de l'information est QPSK. Pour le codage/décodage de canal, on utilise un code convolutif et décodage de Viterbi, avec un taux de codage de  $R=1/2$ , et une longueur de contrainte  $K=7$ . Le canal de transmission utilisé est un canal gaussien (AWGN, Additive White Gaussian Noise) avec l'évanouissement de Rayleigh. En outre, nous avons utilisé une fréquence Doppler  $f_d=150 Hz$ .

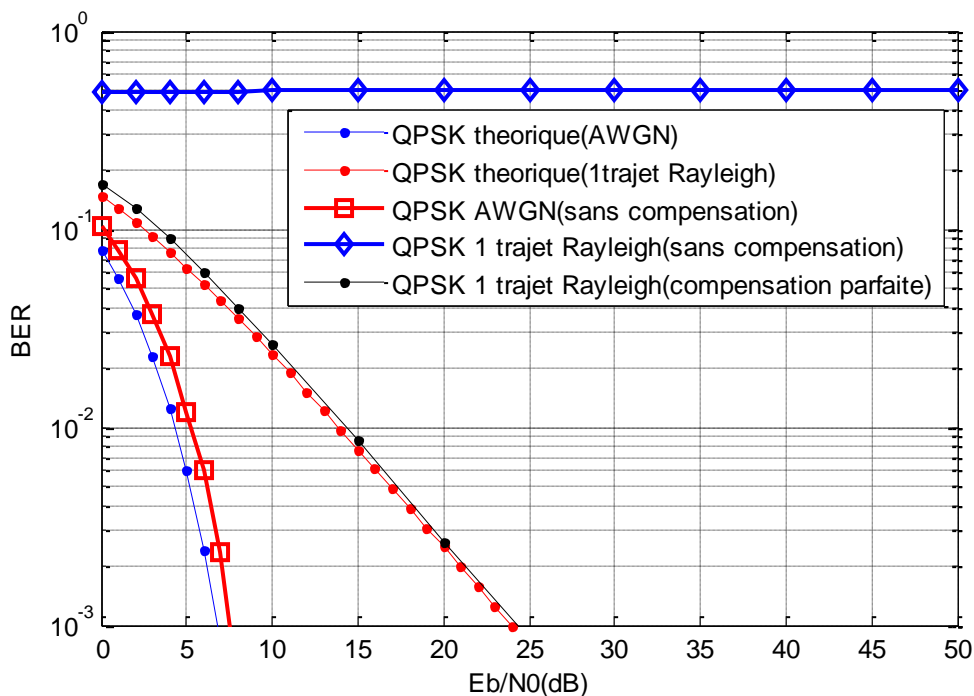
La figure 4.25 indique le format de trame utilisé dans la simulation. La trame est divisée en deux parties: un symbole CE (canal-estimation) et six symboles transmis des données.



**Figure 4.25 :** Format de trame utilisé dans la simulation.

Pour évaluer la performance du système, nous avons calculé le nombre d'erreurs par bit. En même temps, nous avons calculé le nombre d'erreurs par paquet (Un paquet est défini comme le nombre de bits de données transmis sur une seule trame). Dans ce cas, six symboles OFDM existent dans une trame.

Les performances du BER (sans l'utilisation de symbole pilote) sont montrées sur la figure 4.26, où il est comparé à la valeur théorique. Si nous pouvons compenser la fluctuation d'amplitude et de phase provoquée par le fading de Rayleigh, nous pouvons obtenir un décalage de 0.9 dB de la valeur théorique. Cependant, si nous ne pouvons pas compenser les caractéristiques de fluctuation, nous ne pouvons pas récupérer les données.



**Figure 4.26 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses. (sans l'utilisation de symbole pilote).

D'autre part, si nous utilisons un symbole pilote dans la transmission, nous pouvons obtenir un décalage de 1.9 dB (canal AWGN). C'était à cause que nous avons entré les données pilotes de 1/7 dans une unité de trame. La figure 4.27 montre les performances du BER avec l'utilisation de symbole pilote.

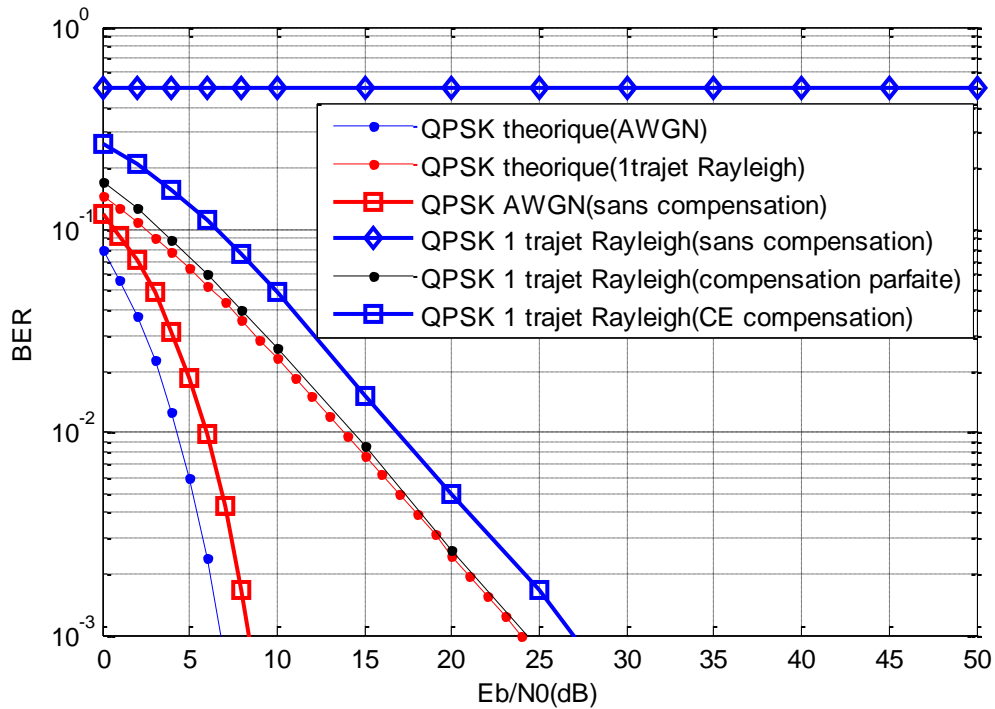


Figure 4.27 : BER en fonction de  $E_b/N_0$  d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses.

Les performances du PER (Packet Error Rate) sont montrées sur la figure 4.28

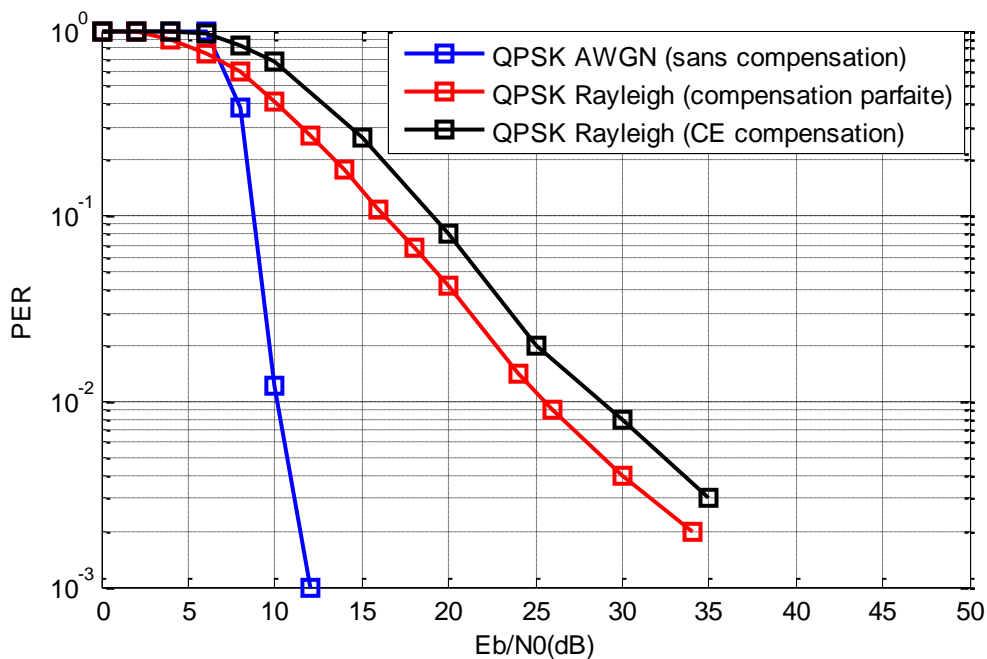
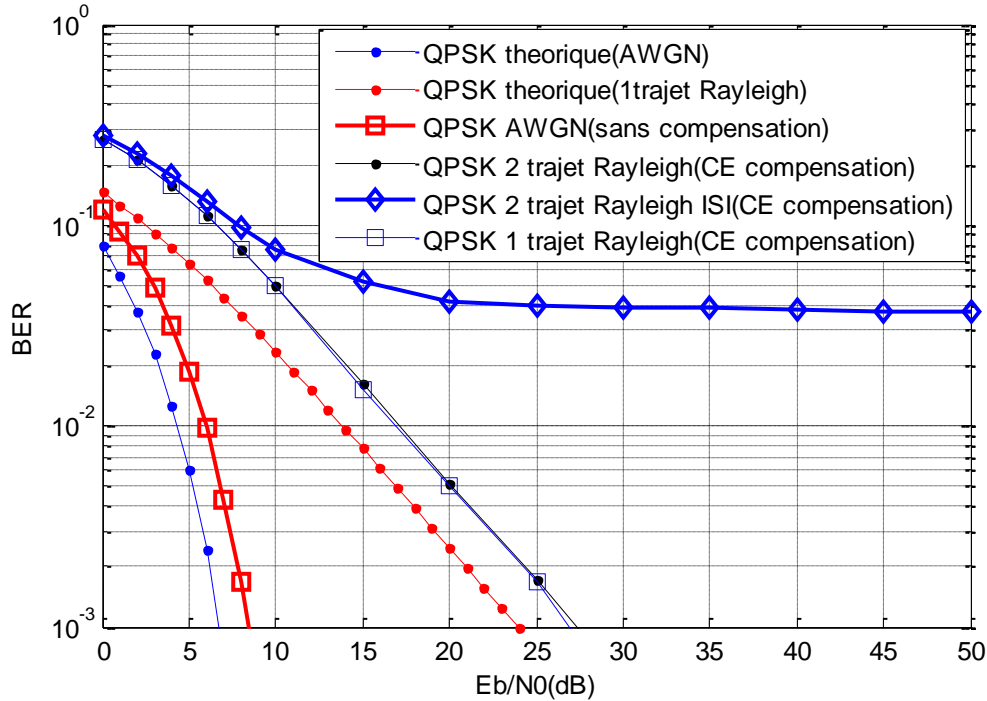


Figure 4.28 : PER en fonction de  $E_b/N_0$  d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses.

La figure 4.29 montre les performances du BER avec l'utilisation de symbole pilote dans un canal gaussien avec l'évanouissement de Rayleigh de 1 et 2 trajets multiples. Pour deux trajets multiples, le temps de retard de l'onde retardée est très important.



**Figure 4.29 :** BER en fonction de  $E_b/N_0$  d'un système OFDM avec 64 sous-porteuses.

Pour le cas de deux trajets à évanouissement de Rayleigh, les performances du BER avec symbole pilote dépend en partie de la position de l'onde retardée. Si le temps de retard de l'onde retardée est plus court que l'intervalle de garde, toutes les fluctuations de l'amplitude et de la phase peuvent être enlevées en employant des signaux pilotes, et les performances du BER est identique que celui de 1 trajet. Mais, si le temps de retard est plus long que l'intervalle de garde, l'interférence entre symbole (IES) contamine le symbole suivant, et les performances du BER sont dégradent.

#### 4.5 CONCLUSION

La multiplication des services offerts par la téléphonie mobile et la fusion entre les réseaux informatiques et les systèmes de télécommunication, ont permis un développement rapide des transmissions sans fil à haut débit comme l'accès à l'Internet et les applications multimédia. Un des inconvénients majeurs que rencontre la transmission à débit élevé est le problème des trajets multiples. L'OFDM apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, en divisant la bande de transmission en N sous-canaux orthogonaux.

Un préfixe cyclique (Intervalle de Garde) est ensuite rajouté au début du symbole. Ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. La longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieure à la valeur maximale de délai dû à l'effet des trajets multiples.

Ayant besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur, grâce à l'utilisation de la FFT et de l'IFFT, la technique OFDM présente une grande simplicité en termes d'implémentation numérique.



# **CONCLUSION**

---

Ce modeste travail a été consacré à l'étude et l'évaluation des performances des systèmes radio-mobiles utilisant le DS-CDMA comme technique d'accès. Dans un premier temps, nous avons présenté quelques généralités sur la chaîne de communication mobile (émetteur, canal radio, récepteur), dans les deux parties émetteur et récepteur nous avons examiné un certain nombre de modulations qui sont aujourd'hui utilisées, puis nous avons donné quelques notions de base relatives au canal ainsi que certaines problématiques inhérentes au phénomène de propagation du signal à savoir les trajets multiples et l'évanouissement. De plus, le signal se trouve altéré durant sa propagation par plusieurs phénomènes tels que les interférences, le bruit et les atténuations de parcours.

Dans un second plan, nous avons présenté les principales techniques d'accès multiple et en particulier la technique DS-CDMA sur lesquelles sont basées les normes de la téléphonie radio-mobile de la troisième génération (3G) (CDMA2000, UMTS, ...). Nous avons vu que l'étalement de spectre qui est à la base du CDMA, a pour principe d'envoyer un signal qui occupe une bande de fréquence beaucoup plus grande que la bande minimale qu'elle aurait pu occuper. Cela a pour effet d'augmenter sa capacité maximale. Aussi, on a présenté les principaux codes d'étalement (m-séquence, code Gold, code Kasami), utilisés dans les communications à spectre étalé. En effet, ces codes sont utilisés pour séparer les différents utilisateurs et aussi les stations de base. Les fonctions de corrélation aident à trouver le degré de différence entre les codes.

Nous avons étudié les interférences et les techniques qui permettant de réduire ses effets, de façon à améliorer l'efficacité des systèmes de communications cellulaires basés sur le DS-CDMA. Plusieurs résultats de simulations ont été effectués et commentés. Nous avons constaté que plus le facteur d'étalement est grand plus le taux d'erreur binaire diminue. Il faudrait donc favoriser les

séquences d'étalement avec un facteur d'étalement assez grand pour éviter d'avoir un grand taux d'erreur binaire. Nous avons aussi constaté que l'optimisation de la capacité des systèmes DS-CDMA requiert la mise en œuvre de technique de réductions d'interférences aux niveaux de récepteurs.

Or, bien qu'en CDMA l'interférence fasse naturellement partie du système, elle reste le facteur limitant de la capacité, en d'autres termes du débit total pouvant être écoulé, ou, de manière équivalente, du nombre de communications simultanées pouvant être assurées. En effet, chaque utilisateur supplémentaire augmente le niveau d'interférence global, dégradant ainsi la qualité de réception de l'ensemble des usagers.

Enfin nous avons introduit la modulation multiporteuse l'OFDM qui est à la base de la mise en œuvre des systèmes récents de communication sans fils (4G). Nous avons présenté les principes de base de la modulation multiporteuse OFDM ainsi que le principe d'orthogonalité sur le quel repose cette technique. Les résultats de simulation montrent que l'OFDM est mieux adapté à un canal par trajets multiples.

Comme perspectives, il sera intéressant d'étudier la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec la technique d'accès multiple du type DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Acces).

# ***REFERENCES***

---

- [1] X. LAGRANGE, « Principes et Evolution de l'UMTS », Hermès Lavoisier, 2005.
  - [2] P.B. BEYE et F.B. FAYE « Simulation d'un système CDMA », Mémoire de Master, Université de Guelma, 2011.
  - [3] P. SEITE, «Capacité d'un Réseau DS-CDMA Microcellulaire et Détection Multiutilisateurs », Thèse de Doctorat, Université de METZ, 1995.
  - [4] M.JOINDOT, A.GLAVIEUX, « Introduction aux Communications Numériques », Dunod 2007.
  - [5] H. HASHEMI, « The Indoor Radio Propagation Channel », Proceedings of IEEE, vol. 81, No.7, pp. 943-968, 1993.
  - [6] J.G. PROAKIS, « Digital Communication », Mc GrawHill International Edition, 1995.
  - [7] A. DUEL-HALLEN, J. HOLTZMAN and Z. ZVONAR, « Multiuser Detection for CDMA Systems », IEEE Personal Communications, vol. 2, pp.46-58, 1995.
  - [8] R. BEKHAKHECHA, « Détection Adaptative pour les Systèmes de Communication DS-CDMA », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.
  - [9] G. BAUDOIN et COLL « Radio communications numérique /1 : Principe, modélisation et simulation », DUNOD, 2007.
  - [10] A. AISSAOUI, « Synchronisation Adaptative du Code PN dans les Systèmes de Communication DS/SS », Thèse de Doctorat, Université MENTOURI Constantine, 2008.
-

- [11] R.L. PICKHOLTZ, D.L. SCHILLING and L.B. MILSTEIN, « Theory of Spread spectrum Communication », IEEE Transactions on Communications, vol.30, No.5, pp.855-884, 1982.
- [12] K.S. MARVIN and M.S. ALOUINI, « Digital Communication Over Fading Channels », Wiley Interscience, 2005.
- [13] G.E. BOTTOMLEY, T. OTTOSSON and Yi-Pin.E. WANG , « A Generalized RAKE Receiver for Interference Suppression », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 18, No. 8, pp.1536-1545, 2000.
- [14] J.R. HABIMANA et M. DIOUF « Etude, Planification et Optimisation des Réseaux 3G : Cas de l'UMTS», Mémoire de Master, Université de Guelma, 2010.
- [15] A. J. VITERBI, « CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication », Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [16] M.A. ABU-RGHEFF,« Introduction to CDMA Wireless Communications », ELSEVIER, 2007.
- [17] B. BOUCHEMAL, « Synchronisation du Code PN dans les Systèmes à Accès multiple MC-DS-CDMA Avec Modulation Multi porteuses », Mémoire de Magister, Université MENTOURI Constantine 2008.
- [18] H.HWA CHEN « The Next Generation CDMA Technologies » Wiley, 2007.
- [19] M.X. CHEN, R.H. HWANG, « Efficient OVVSF code assignment and reassignment strategies in UMTS », Computer Communications, Vol.29, pp 1538-1551, 2006.
- [20] J.H. LEE, H.M. KIM , « An efficient multiuser detector with low decision delay for multiple chip rate DS/CDMA mobile radio systems », Signal Processing, Vol. 81, pp 2523-2534, 2001.
- [21] T. AL-MESHHADANY, W. AJIB, « The impact of code allocation on the multiple access interference in WCDMA systems », Computer Communication, Vol. 31, pp 95–102, 2008.
- [22] E. HAMELIN, « Étude des Performances d'un Système CDMA à Taux Multiples », Mémoire pour l'obtention du grade de maître ès sciences (M.Sc.), Université Laval, 1997.
-

- [23] M. PURSLEY, « Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access communication - part 1 : System analysis », IEEE Transactions on Communications, vol.25, No.8, pp. 795–799, 1977.
- [24] M. YOUSSEF, « Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA », Thèse de Doctorat, Université Paul Verlaine-METZ, 2009.
- [25] J.CHENG and N.C.BEAULIEU, « Accurate DS-SS bit-error probability calculation in Rayleigh fading », IEEE on wireless Communications, Vol. 1, No.1 , pp. 3-15, 2002.
- [26] W. HAMOUDA and P. MCLANE, « Performance Analysis of Space-Time MMSE Multiuser Detection for Coded DS-SS Systems in Multipath Fading Channels », IEEE Transactions on Wireless Communication, vol. 5, No.4, pp.829-838, 2006.
- [27] C. LENGOUNBI , « Accès Multiple OFDMA pour les Systems Cellulaires Post 3G: allocation de ressources et ordonnancement », Thèse de Doctorat, École nationale supérieure des télécommunication de Paris, 2008.
- [28] H. HIJAZI, « Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM », Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, 2008.
- [29] LEONARD J. CIMINI, JR, « Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing », IEEE Transactions on Wireless Communication, vol. 33, No. 7, pp.665-1774, 1985.
- [30] L. HANZO, M.MUNSTER, B.J. CHOI and T. KELLER « OFDM and MC-SS for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting », Communications Society, Sponsor, WILEY, 2003.
- [31] H. HARADA et R.PRASAD, « simulation and software radio for mobile communication », Universal Personal Communication, Hardcover 2002.
- [32] E. MCCUNE « Practical Digital Wireless Signals », Cambridge University Press, 2010.
- [33] A.F. NAGUIB, N. SESHADRI and A. R. CALDERBANK, « Increasing Data Rate over Wireless Channels », IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, pp.76-92, 2000.
-