UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DU MC-DS-CDMA DANS UN RÉSEAU CELLULAIRE DE TROISIÈME GÉNÉRATION

GUILLAUME BOILLET
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
DÉCEMBRE 1999

© Guillaume BOILLET, 1999.

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-48837-3

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ANALYSE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DU MC-DS-CDMA
DANS UN RÉSEAU CELLULAIRE DE TROISIÈME GÉNÉRATION

Présenté par : BOILLET Guillaume
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées (M. Sc. A.)
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. Samuel PIERRE, Ph.D., président,
M. David HACCOUN, Ph.D., membre et directeur de recherche,
M. Jean BELZILE, membre.

REMERCIEMENTS

Je remercie mon directeur de recherche, Dr David HACCOUN, pour la qualité de sa supervision et pour son aide financière.

Je remercie l'École Supérieure d'Électricité sans qui ce mémorable séjour à Montréal n'aurait jamais été possible.

Je souhaite également mentionner mes collègues de laboratoire avec qui j'ai partagé points de vue et moments agréables. Je pense tout particulièrement à Afif, Brice, Lionel, Pierre-Frédéric et Steve qui m'ont été d'une aide précieuse notamment lors de la relecture de ce mémoire.

Enfin, un grand merci à Loy, à mes amis et à ma famille en France pour leurs encouragements et leur dévotion.

RÉSUMÉ

En quelques années, la présence des téléphones cellulaires s'est rapidement affirmée dans notre société. Les utilisateurs sont devenus de plus en plus exigeants et en veulent toujours plus en termes de débits, de fiabilité et de sécurité. C'est pour cela que depuis maintenant plus de dix ans, de nombreuses recherches ont été menées afin de trouver une technologie qui permettra de satisfaire les besoins en service de type multimédia de la clientèle. Ces efforts de recherches ont été dirigés par plusieurs organismes de normalisation de par le monde dans le but d'aboutir à des standards et des principes qui permettront aux télécommunications mobiles de « troisième génération » de fournir des services large-bande similaires à ceux des réseaux fixes.

L'interface radio, et plus particulièrement l'accès multiple, constituent assurément l'un des points les plus sensibles de la chaîne de transmission. Le canal radiomobile est un milieu de transmission particulièrement hostile : on y retrouve des phénomènes multichemins, du bruit et des interférences qui rendent les transmissions à hauts débits particulièrement difficiles.

Dans l'objectif de minimiser ces défauts, on analyse dans ce mémoire une solution hybride à mi-chemin entre l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et le CDMA (Code Division Multiple Access). Ce système appelé MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA) est en fait une technique de signalisation sur plusieurs porteuses appliquée à un système DS-CDMA. Cela consiste à moduler plusieurs porteuses, au lieu d'une seule, par une séquence de donnée multipliée par une séquence d'étalement. Ce type de signalisation a la propriété de réduire l'interférence entre les symboles et présente une bonne résistance aux évanouissements. Cette technique ne requiert ni l'usage de récepteurs de Rake ni de filtres réducteurs d'interférence. De plus, l'efficacité spectrale d'un tel système est doublée par rapport à celle du DS-CDMA classique à cause des spectres des sous-canaux qui se chevauchent.

On analyse dans ce mémoire les performances en termes de taux d'erreur par bit d'une structure MC-DS-CDMA générale dans laquelle le flot de données peut-être soit divisé soit répété sur différentes porteuses. On peut inclure dans ce système un codage de canal et les caractéristiques du canal radiomobile sont conformes à celles du CDMA2000 dans lequel on a recours à un contrôle de puissance rapide et à des récepteurs de Rake.

La capacité est comparée à celles des systèmes monoporteuse ou multiporteuses classiques qui sont préconisés dans la norme CDMA2000.

ABSTRACT

In the past few years, cellular phones have been penetrating into our society at an explosive growth rate. Consumers have become more and more demanding in terms of data rates, error performance and security. For more than a decade, research has been constantly conducted to find a technology allowing the introduction of multimedia capabilities into mobile communications. Several organizations have aligned these research efforts in order to determine standards and recommendations which ensure that « third generation » mobile communications will give access to wideband services similar to those of fixed networks.

One of the most critical aspects in the transmission line is the radio interface and more particularly, the multiple access procedure. The channel for mobile communications is a particularly hostile transmission environment, simultaneously containing multipaths, noise and interference that make the transmission of high bit-rates difficult.

To overcome these shortcomings, a hybrid technique between OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) and CDMA (Code Division Multiple Access) is suggested in this paper. The system is called MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA) and it consists of a multicarrier signaling technique applied to a direct-sequence CDMA system, wherein a data sequence multiplied by a spreading sequence modulates multiple carriers, rather than a single carrier. This type of signaling has the desirable properties of exhibiting an inter-symbol interference suppression effect, along with robustness to fading. It does not require the use of neither an explicit Rake structure nor an interference suppression filter. Moreover, the spectral efficiency is doubled compared to the one of the DS-CDMA techniques thanks to the overlapping carrier spectra.

The system performance in terms of bit error rate of a general MC-DS-CDMA structure is analyzed in this paper. In this kind of structure the information flow can be either serial to parallel converted or simply repeated on different carriers. The device

may include channel coding or not and the channel characteristics are in accordance with the ones of the CDMA2000 with fast power control and Rake receivers.

The overall capacity is compared with that of a single-carrier Rake system and that of a classical multicarrier system as it has been suggested in the CDMA2000 project.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS iv
ABSTRACT vii
TABLE DES MATIERES ix
LISTE DES TABLEAUX xv
LISTE DES FIGURES xvi
LISTE DES TERMES ET ABRÉVIATIONS xx

1 INTRODUCTION 1

1.1 Motivations 1
1.2 Liste des contributions 2
1.3 Contenu du mémoire 2

2 L'ÉVOLUTION DES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS MOBILES 4

2.1 Le projet européen 7
2.1.1 Organisation des recherches 7
2.1.2 UMTS 9
2.1.2.1 Les acteurs du projet UMTS 9
2.1.2.2 Le concept cellulaire 9
2.1.2.3 L'interface radiomobile 10
2.1.2.4 L'aspect réseau 11
2.2 Le projet américain 11
2.2.1 La position de Qualcomm® 12

3 RAPPEL SUR LES TECHNIQUES EMPLOYÉES 14

3.1 Les techniques d'accès multiple 15
3.1.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (FDMA) 15
3.1.1.1 Principe de fonctionnement 15
3.1.1.2 Inconvénients et avantages 16
3.1.2 Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA) 17
3.1.2.1 Principe de fonctionnement 17
3.1.2.2 Avantages et inconvénients 19
3.1.3 Accès Multiple par Répartition de Code (CDMA) 19
3.1.3.1 CDMA à séquence directe (DS-CDMA) 20
3.1.3.2 Séquences pseudo-aléatoires 22
3.1.3.3 CDMA par sauts de fréquence (FH-CDMA) 24
3.1.3.4 Avantages et inconvénients 25
3.2 Le CDMA large-bande 25
3.2.1 L'étalement par séquence directe 25
3.2.2 L'étalement par multiporteuses classique 26
3.2.2.1 Le système multiporteuses à fréquence de chip faible :26
3.2.2.2 Le système MT-CDMA (Multitone CDMA) : 27
3.2.3 L'étalement par fréquences orthogonales 28
3.2.3.1 Système MC-CDMA (Multicarrier CDMA) : 29
3.2.3.2 Système MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA) : 30
3.2.3.3 Utilisation de la transformation de Fourier numérique.. 31
3.2.3.4 Le rapport de puissance de crête sur puissance moyenne 33
3.3 Modulation 34
3.3.1 Modulation numérique 34
3.3.2 Le choix de la technique 34
3.3.3 Représentation géométrique des signaux 35
3.3.4 Modulation BPSK 36
3.3.5 Modulation QPSK 38
3.4 Le codage 40
3.4.1 Codage convolutionnel 41

3.4.1.1 Le diagramme d'état 43
3.4.1.2 L'arbre d'encodage 43
3.4.1.3 Le treillis d'encodage 44
3.4.1.4 Décodage des codes convolutionnels 45
3.4.1.5 Borne supérieure sur la probabilité d'erreur 45
3.4.2 Turbocodage 46

4 LE CANAL RADIOMOBILE ET SES CORRECTIONS 48

4.1 La modélisation du canal radiomobile 48
4.1.1 Les variations à grande échelle 49
4.1.2 Les variations à moyenne échelle 50
4.1.3 Les variations à petite échelle 51
4.1.3.1 Effet Doppler 51
4.1.3.2 Aspect multichemins 53
4.1.3.3 Distribution de Rayleigh 55
4.1.3.4 Simulateur de canal à temps discret 56
4.1.4 Le bruit 57
4.2 Les corrections apportées au signal radiomobile 58
4.2.1 Le récepteur de Rake 58
4.2.2 Le contrôle de puissance 60
4.2.2.1 Contrôle de puissance en boucle fermée 60
4.2.2.2 Contrôle de puissance en boucle ouverte 61

5 LE CANAL RADIOMOBILE CDMA2000 62

5.1 Modélisation du signal radiomobile 62
5.1.1 Simplifications apportées au modèle 62
5.1.2 Création d'un signal de Rayleigh 63
5.2 Contrôle de puissance 63
5.3 Récepteur de Rake 65
5.4 Combinaison des deux méthodes 66
5.5 Optimisation du pas du contrôle de puissance 67

5.5.1 Cas d'un signal de Rayleigh 68
5.5.2 Cas d'un signal « chi-carré » 69
5.6 Conclusion 70

6 ÉTUDE DE LA CAPACITÉ, APPROCHE PARAMÉTRIQUE 71

6.1 Notion d'efficacité spectrale 71
6.2 Calcul du rapport signal à bruit (SNR) 72
6.3 Calcul de l'interférence due aux autres usagers (MAI) 72
6.3.1 Correction de puissance imparfaite 73
6.3.2 Interférence due aux cellules adjacentes 74
6.3.3 Facteur d'utilisation de la voix 75
6.4 Conclusion 76

7 LE SYSTÈME MULTIPORTEUSES MC-DS-CDMA 77

7.1 Introduction 77
7.2 Le système multiporteuses étudié 78
7.2.1 L'émetteur 78
7.2.2 Le gain spectral 80
7.2.3 Le récepteur 81
7.3 Le modèle de canal 82
7.3.1.1 Le signal émis 82
7.3.2 Les caractéristiques du canal 83
7.3.3 Profil des échos 84
7.4 L'analyse des interférences 85
7.4.1 Interférence I_1 (même usager, même porteuse) 86
7.4.2 Interférence I_2 (même usager, autres porteuses) 90
7.4.3 Interférence I_3 (autres usagers, même porteuse) 91
7.4.4 Interférence I_4 (autres usagers, autres porteuses) 93
7.5 Analyse de la probabilité d'erreur 93
7.6 Analyse de la probabilité d'erreur avec codage 96
7.7 Calcul du rapport signal sur bruit 97

7.8 Conclusion 98

8 ANALYSE DES PERFORMANCES DU MC-DS-CDMA 99

8.1 Comportements du modèle 100
8.1.1 SNR/SNIR 100
8.1.2 Influence du profil des échos 101
8.1.3 Influence du contrôle de puissance 103
8.1.4 Influence du nombre d'usagers 106
8.1.5 Comparaison MC-DS-CDMA avec ou sans Rake 109
8.2 Performances comparées du MC-DS-CDMA 111
8.2.1 Répartition de l'information suivant les porteuses 111
8.2.2 Nombre de porteuses variable 112
8.2.3 Cas du canal codé 117
8.2.4 Les dispositifs CDMA2000 119
8.2.4.1 Système DS-CDMA sur une seule bande avec récepteur de Rake 119
8.2.4.2 Système multiporteuses classique 120
8.2.4.3 Résultats 120
8.3 Conclusion 122

9 CONCLUSION 124

10 BIBLIOGRAPHIE 126

ANNEXE A. UN APERÇU DE LA NORME CDMA2000 132

A.1 Caractéristiques techniques principales 132
A.2 L'étalement large-bande 133
A.2.1 Étalement pour N=1 133

A.2.2 Par multiporteuses sur la liaison base-mobile 134
A.2.3 Par séquence directe 136
A.2.3.1 Sur la liaison descendante 136
A.2.3.2 Sur la liaison montante : 137
A.3 Les différents canaux 138
A.3.1 Les canaux de gestion et de messagerie 139
A.3.2 Les canaux de données 140
A.3.2.1 Le canal fondamental 140
A.3.2.1.1 Liaison base-mobile 140
A.3.2.1.2 Liaison mobile-base 141
A.3.2.2 Le canal supplémentaire 142
A.4 Le contrôle de puissance 143

ANNEXE B. CARACTÉRISTIQUES STATISTIQUES DES SÉQUENCES PSEUDO-ALÉATOIRES 145

B.1 Termes de corrélation 145
B.2 Variance des interférences 146

ANNEXE C. CARACTÉRISTIQUES DES CODES UTILISÉS 148

C.1 Code convolutionnel R=1/2, K=9 148
C.2 Code convolutionnel R=1/3, K=9 149
C.3 Code convolutionnel R=1/4, K=9 149

ANNEXE D. MÉTHODE D'ANALYSE DES PERFORMANCES DU MC-DS-CDMA 151

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2-1. Les systèmes cellulaires analogiques de 1ère génération 5
Tableau 2-2. Les systèmes cellulaires de 2ème génération 6
Tableau 2-3. Les systèmes cellulaires de 3ème génération 7
Tableau 4-1. Les différentes sources de bruit hertzien 57
Tableau 6-1. Écart-type de l'erreur dans un canal de type CDMA2000 73

Tabl. A-1. Paramètres de codage correcteur d'erreur dans le canal fondamental descendant 141
Tabl. C-1. Générateurs et spectre de code convolutionnel (R=1/2, K=9) 148
Tabl. C-2. Générateurs et spectre de code convolutionnel (R=1/3, K=9) 149
Tabl. C-3. Générateurs et spectre de code convolutionnel (R=1/4, K=9) 149

LISTE DES FIGURES

Figure 2-1. L'évolution des systèmes de communication sans fil....4
Figure 2-2. Positionnement des réseaux UMTS, MBS et WLAN....8
Figure 2-3. Structure hiérarchique des cellules UMTS....10
Figure 3-1. Diagramme-bloc général d'un système de communication numérique....14
Figure 3-2. Représentation des usagers dans un système FDMA....16
Figure 3-3. Représentation des usagers dans un système TDMA....18
Figure 3-4. Représentation des usagers dans un système CDMA....20
Figure 3-5. Principe de fonctionnement d'un émetteur DS-CDMA....21
Figure 3-6. Illustration de l'étalement par une séquence PN....21
Figure 3-7. Effet de l'application de la séquence PN à la réception....22
Figure 3-8. Diagramme de génération des séquences PN....23
Figure 3-9. Allure de l'autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire....23
Figure 3-10. Principe de génération des codes de Walsh....24
Figure 3-12. Spectre de puissance multiporteuses classique....26
Figure 3-14. Spectre de puissance MT-CDMA....27
Figure 3-16. Émetteur MC-CDMA....29
Figure 3-18. Spectre de puissance MC-CDMA....29
Figure 3-19. Émetteur de type MC-DS-CDMA....31
Figure 3-21. Spectre de puissance MC-DS-CDMA....31
Figure 3-23. Illustration du phénomène PAPR....33
Figure 3-25. Diagramme de constellation BPSK....36
Figure 3-26. Allure de la densité spectrale de puissance BPSK....38
Figure 3-28. Deux types de constellation QPSK....39
Figure 3-30. Allure de la densité spectrale de puissance QPSK....40
Figure 3-32. Schéma de principe du codage en bloc et convolutionnel....41
Figure 3-34. Diagramme bloc d'un codeur convolutionnel....42
Figure 3-36. Exemple de codeur convolutionnel K=3, k=1, n=3, R_c=1/3....42

Figure 3-38. Diagramme d'état du code 4, 5, 7 43
Figure 3-40. Représentation en arbre du code 4, 5, 7 44
Figure 3-42. Représentation en treillis du code 4, 5, 7 44
Figure 3-44. Schéma de principe d'un encodeur turbo 46
Figure 3-46. Schéma de principe d'un décodeur turbo 47
Figure 4-1. Les variations du canal radiomobile 49
Figure 4-2. Fonction de répartition lognormale (m=0 dB, σ=1 dB) 50
Figure 4-3. Modèle géométrique de l'étude de l'effet Doppler 51
Figure 4-4. Spectre Doppler classique 53
Figure 4-5. Allure du profil des échos 54
Figure 4-6. Distribution de Rayleigh 56
Figure 4-7. Génération d'un signal de Rayleigh 57
Figure 4-8. Schéma de principe d'un récepteur de Rake 59
Figure 4-9. Contrôle de puissance en boucle fermée 60
Figure 4-10. Contrôle de puissance en boucle ouverte 61
Figure 5-1. Caractéristique statistique et temporelle d'un signal de Rayleigh (120 km/h) 63
Figure 5-2. Allure du signal de Rayleigh corrigé (120 km/h), pas de 1 dB 64
Figure 5-3. Allure des trois échos choisis pour la simulationLes trois échos 65
Figure 5-4. Allure de la sortie d'un récepteur de Rake à 3 « fingers » 66
Figure 5-5. Effet combiné d'un contrôle de puissance et d'un récepteur de Rake 67
Figure 5-6. Influence du temps d'observation sur les statistiques du signal corrigé 68
Figure 5-7. Qualité du signal corrigé en fonction du pas de correction 69
Figure 5-8. Qualité du signal « chi-carré » corrigé en fonction du pas de correction 70
Figure 6-1. Capacité en fonction du SNR pour différents types de canaux. 74
Figure 6-2. Modèle de réseau cellulaire en nid d'abeille 75
Figure 6-3. Capacité en fonction de tous les paramètres 76
Figure 7-1. Allure de l'espacement des échos par rapport au chip 78
Figure 7-2. Émetteur multiporteuses (M=4, S=3) 79
Figure 7-3. Spectre schématique du signal émis 80
Figure 7-4. Gain spectral MC-DS-CDMA en fonction du nombre de porteuses 81
Figure 7-5. Schéma du récepteur MC-DS-CDMA 82

Figure 7-6. Numérotation des porteuses (M=4, S=3) 83
Figure 7-7. Schéma de combinaison des termes 88
Figure 7-9. Importance des différentes interférences 96
Figure 8-1. Probabilité d'erreur en fonction du SNR et du SNIR 101
Figure 8-2. Profil des échos 102
Figure 8-3. Influence du profil des échos (λ=L −1=3) 103
Figure 8-4. Influence du profil des échos (λ=L =4) 103
Figure 8-5. Influence de la correction de puissance (en fonction du SNR) 104
Figure 8-6. Influence de la correction de puissance (en fonction du SNIR) 105
Figure 8-7. Probabilité d'erreur en fonction du SN(I)R (canal de Rayleigh) 106
Figure 8-8. Probabilité d'erreur en fonction du SN(I)R (signal corrigé) 107
Figure 8-9. Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers (Rayleigh) 108
Figure 8-10. Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers (signal corrigé) 108
Figure 8-12. Influence du nombre de fingers (MS=12, canal de ..... Rayleigh) 110
Figure 8-14. Influence du nombre de fingers (MS=12, signal corrigé) 110
Figure 8-16. Performance en fonction des paramètres M et S (60 usagers) 112
Figure 8-18. Nombre d'échos décelables en fonction du nombre de porteuses 113
Figure 8-20. Impact du nombre de porteuses sur la performance (Rayleigh) 114
Figure 8-22. Impact du nombre de porteuses sur la performance (signal corrigé) 115
Figure 8-24. Impact du nombre de porteuses sur la performance (signal parfait) 116
Figure 8-26. Impact du nombre de porteuses sur la performance 116
Figure 8-28. Influence de la précision de calcul de la borne union 117
Figure 8-30. Influence du taux de codage 118
Figure 8-21. Allure du spectre d'émission multiporteuses 120
Figure 8-33. Comparaison des performances (canal de Rayleigh) 121
Figure 8-35. Comparaison des performances (canal corrigé) 122

Fig. A-1. Allocation phase/quadrature et modulation Walsh (N=1) 134
Fig. A-2. Étalement par séquence PN, filtrage et modulation de fréquence 134
Fig. A-3. Exemple d'allocation en « couches » de multiporteuses sur 5 et 10 MHz 135
Fig. A-4. Structure multiporteuses sur la liaison descendante 136

Fig. A-5. Allocation phase/quadrature et modulation Walsh (N>1) 137
Fig. A-6. Structure d'étalement et modulation sur la liaison montante 137
Fig. A-7. Structure des canaux physiques dédiés..... 138
Fig. A-8. Structure des canaux physiques communs..... 139
Fig. A-9. Les canaux de gestion et de messagerie descendants (N=1)..... 140
Fig. A-10. Encodage correcteur d'erreur du canal fondamental base-mobile pour RS1 et N=1 141
Fig. A-12. Encodage correcteur d'erreur du canal fondamental mobile-base pour RS1 142
Fig. A-14. Structure du canal supplémentaire (liaison montante) 142
Fig. A-16. Structure d'encodage haut débit du canal supplémentaire montant (N=12)143
Fig. A-14. Protocole de contrôle de puissance 144
Fig. B-1. Décalage des séquences aléatoires 145
Fig. D-1. Procédure de simulation des performances du MC-DS-CDMA..... 151

LISTE DES TERMES ET ABRÉVIATIONS

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes (voir CDMA)
AMRF	Accès Multiple par Répartition de Fréquences (voir FDMA)
AMRT	Accès Multiple par Répartition de Temps (voir TDMA)
ATM	Asynchronous Transfer Mode
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access (voir AMRC)
Chip	Entité élémentaire des séquences pseudo-aléatoires
DAB	Digital Audio Broadcasting
DCS	Digital Cellular Service
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DEMUX	Démultiplexeur
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
DSP	Digital Signal Processor
ETACS	Extended Total Access Communication System
ETSI	European Technical Standards Institute
FDMA	Frequency Division Multiple Access (voir AMRF)
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
GSM	Global System for Mobile Communications
ICI	Interférence entre les chips (Inter-chip Interference)
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
ISI	Interférence entre les symboles (Inter-symbol Interference)
IS-95	Intermediate Standard 95
LAN	Local Area Network
MC-CDMA	Multicarrier CDMA

MC-DS-CDMA	Multicarrier Direct Sequence CDMA
MT-CDMA	Multitone CDMA
NMT	Nordic Mobile Telephone
NTT	Nippon Telegraph and Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PCM	Pulse Code Modulation
PCS	Personal Communications System
PDC	Pacific Digital Cellular
PHS	Personal Handyphone System
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RTMS	Radio Telephone Mobile System
RS1	Rate Set 1 (1500, 2700, 4800, 9600 bps)
RS2	Rate Set 2 (1800, 3600, 7200, 14400 bps)
SNIR	Signal to Noise plus Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
TACS	Total Access Communications Systems
TDMA	Time Division Multiple Access (voir AMRT)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Systems
VLSI	Very Large Scale Integration
W-CDMA	Wide-band CDMA

1 INTRODUCTION

1.1 Motivations

Les services de télécommunication sans fil se sont énormément développés depuis leur introduction dans le milieu des années 80. À l'aube du XXIème siècle, les efforts des compagnies se portent sur deux domaines parallèles qui sont la couverture globale par l'intermédiaire de satellites et l'offre de services terrestres « hauts débits » permettant de transférer des données de type multimédia. C'est à ce deuxième type de service que l'on s'intéresse dans ce travail de recherche.

En vue de satisfaire ces nouveaux besoins en termes de débit et de qualité de service, de nombreux projets de norme ont été proposés. Parmi ces dispositifs dits de « troisième génération », on compte le projet américain CDMA2000 qui se base sur la technologie CDMA [(*)] (Code Division Multiple Access) déjà en place dans le standard IS-95 et le projet commun aux Européens et aux Japonais qui utilisent une solution similaire.

Afin d'atteindre des débits de l'ordre du mégabit par seconde, ils ont tous recours à des techniques d'accès multiple CDMA large-bande. L'utilisation de techniques d'étalement par « multiporteuses orthogonales » semble être une alternative intéressante aux méthodes d'étalement par séquence directe ou par multiporteuses prévues dans la norme américaine. Cette méthode est en fait une solution hybride entre l'OFDM (Orthogonal Frequency Multiple Access) et le CDMA et peut être appelée par le nom générique MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA). Elle présente, entre autres, une efficacité spectrale accrue et permet de lutter efficacement contre les interférences qui interviennent entre les chips sans nécessiter néanmoins l'utilisation de banques de filtres ni de récepteurs de Rake puissants.

[(*)] Dans tout le texte, on a choisi d'adopter majoritairement la notation anglophone par souci de cohérence avec le vocabulaire utilisé par les professionnels.

L'objectif de cette recherche est précisément de faire une analyse comparative des performances d'un système MC-DS-CDMA général et du CDMA2000. La simulation se base sur une modélisation réaliste du canal radiomobile et sur une étude complète des différentes interférences qui entrent en jeu.

1.2 Liste des contributions

- Tour d'horizon complet des projets de systèmes de télécommunications sans fil de troisième génération avec étude détaillée de la norme américaine CDMA2000,
- Analyse des améliorations apportées au signal radiomobile par le biais d'un récepteur de Rake et d'un contrôle de puissance du type CDMA2000,
- Vérification du bon dimensionnement du système CDMA2000 grâce à l'approche paramétrique du calcul de la capacité,
- Étude des performances d'un système large-bande basé sur un schéma MC-DS-CDMA général. Décomposition détaillée des interférences dues aux différents usagers et aux différentes porteuses d'une même cellule,
- Calcul de la probabilité d'erreur du système MC-DS-CDMA en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) ou en fonction du rapport signal sur bruit et interférence (SNIR),
- Étude de l'influence de divers paramètres tels que le profil des échos, le nombre d'usagers, la répartition de l'information suivant les porteuses, la complexité du récepteur de Rake. Prise en compte de l'amélioration du signal radiomobile grâce à la correction de puissance,
- Incorporation d'un codage de canal dans le dispositif et analyse des performances,
- Comparaison des performances du système multiporteuses CDMA2000, système MC-DS-CDMA avec Rake, système monoporteuse, système MC-DS-CDMA à grand nombre de porteuses sans Rake.

1.3 Contenu du mémoire

Ce mémoire se compose comme suit :

- Le chapitre 2 est une entrée en matière où l'on trouvera un bref état des lieux de ce qui se passe actuellement dans le domaine des télécommunications cellulaires,
- Dans le chapitre 3, on procède à un inventaire des éléments constitutifs de la chaîne de transmission et de réception qui entrent en jeu dans les modélisations qui suivent. On y parle entre autres de codage de canal, de modulation et bien sûr de techniques d'accès multiple puisque cet aspect constitue l'objet principal de ce travail de recherche,
- Le chapitre 4 traite du canal radiomobile et des corrections qu'on y apporte dans le cas des transmissions à spectre étalé. On y retrouve les notions d'égalisation par récepteur de Rake et de contrôle de puissance,
- Le chapitre 5 présente les résultats obtenus lors de la simulation d'un canal équivalent à celui d'un réseau cellulaire de type CDMA2000, lui-même présenté en Annexe A,
- Dans le chapitre 5, on revient sur le calcul de la capacité par approche paramétrique déjà utilisée dans les précédentes recherches du laboratoire de télécommunications de l'École Polytechnique. On y vérifiera le bon dimensionnement du système,
- Au chapitre 6, on présente en détails une méthode d'accès multiple large-bande basée sur un système CDMA (Code Division Multiple Access) à porteuses orthogonales (MC-DS-CDMA) qui permet de réduire astucieusement l'interférence et la complexité. On y explique aussi la méthode d'évaluation de ce système en fonction des divers paramètres qui entrent en jeu,
- Dans le chapitre 7, on analyse les performances du système MC-DS-CDMA et on le compare à la norme CDMA2000 (monoporteuse ou multiporteuses),
- La conclusion tient lieu de synthèse des résultats obtenus et on y présente également des suggestions de recherche,
- Les Annexes A, B et C présentent respectivement, un résumé de la norme CDMA2000, les caractéristiques statistiques des séquences pseudo-aléatoires et enfin les codes convolutionnels de taux 1/2, 1/3 et 1/4 utilisés.

2 L'ÉVOLUTION DES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS MOBILES

Les services de télécommunication sans fil se sont énormément développés depuis leur introduction dans le milieu des années 80. A l'origine, les systèmes terrestres n'étaient offerts que dans les grandes métropoles pour devenir progressivement de plus en plus courants. On les retrouve maintenant aussi bien dans les grandes et petites villes, que dans les villages et certains corridors ruraux (typiquement entre les grandes villes). Hormis ces considérations géographiques, les types de service n'ont eu de cesse d'évoluer ces dernières années comme le montre bien le schéma classique de la Figure 2-1 [Lei99].

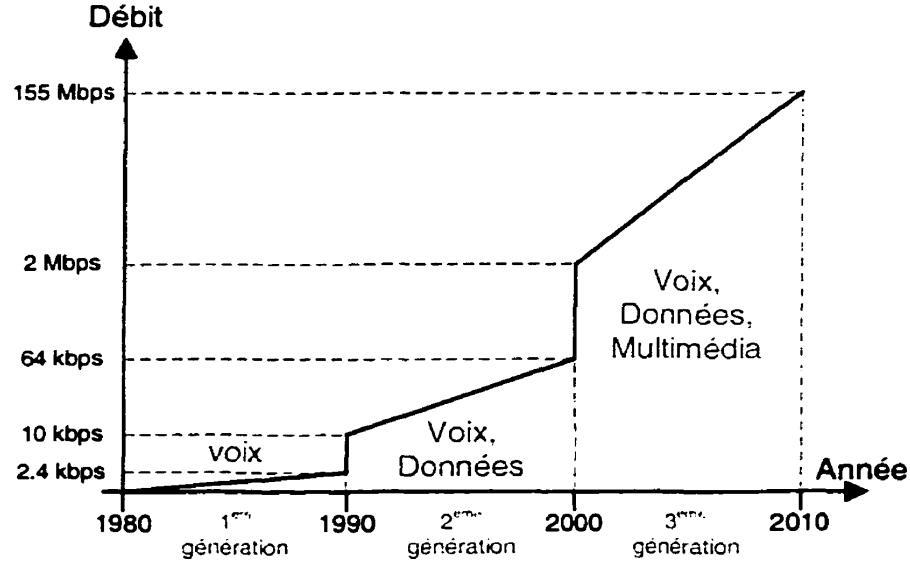


Figure 2-1. L'évolution des systèmes de communication sans fil

Le développement de ces télécommunications a toujours été caractérisé par une prolifération de normes [Zen99]. Déjà à l'origine, lorsque les systèmes étaient encore analogiques (cf. Tableau 2-1 [Lei99]), les solutions adoptées à travers le monde

étaient nombreuses et pas nécessairement compatibles même si la plupart d'entre elles utilisent la technique d'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF, FDMA en anglais pour Frequency Division Multiple Access, cf. 3.1.1), et le FSK (Frequency Shift Keying) comme méthode de modulation. Il est intéressant de noter que le système allemand C-450 avait pour particularité de décider le « handoff » (changement de cellule) à partir d'une mesure sur le délai de retour de l'information et non pas sur la puissance reçue.

Parmi les différents systèmes de 1ère génération, c'est l'AMPS (Advanced Mobile Phone System) qui a été le plus populaire.

Tableau 2-1. Les systèmes cellulaires analogiques de 1ère génération

Norme	Frq Mobile (MHz)	Frq Base (MHz)	Espacement Entre porteuses (kHz)	Nombre de canaux	Région
AMPS	824-849	869-894	30	832	Amérique, Australie, Asie du Sud-Est, Afrique
TACS	890-915	935-960	25	1000	Europe
ETACS	872-905	917-950	25	1240	Royaume Uni
NMT 450	453-457.5	463-467.5	25	180	Europe
NMT 900	890-915	935-960	12.5	1999	Europe
C-450	450-455.74	460-465.74	10	573	Allemagne, Portugal
RTMS	450-455	460-465	25	200	Italie
Radiocom 2000	192.5-199.5 215.5-233.5 165.2-168.4 414.8-418	200.5-207.5 207.5-215.5 169.8-173 424.8-428	12.5 12.5 12.5 12.5	560 640 256 256	France
NTT	925-940 915-918.5 922-925	870-885 860-863.5 867-870	25/6.25 6.25 6.25	600/2400 560 480	Japon
JTACS	915-925	860-870	25/12.5	400/800	Japon
NTACS	898-901 918.5-922	843-846 863.5-867	25/12.5 12.5	120/240 280	Japon

Dans les années 90, le monde est témoin de la concurrence acharnée qui anime les géants des télécommunications alors que la technologie analogique est remplacée par la technologie numérique.

La norme GSM (Global System for Mobile Communications) a pris le dessus en Europe et affirme aussi sa présence en Asie et aussi aux États-Unis. Ces services sont offerts dans plus de 100 pays par près de 200 réseaux avec environ 40 millions d'utilisateurs. Les services offerts sont complets et de très bonne qualité et le système

bénéficie d'une certaine souplesse grâce, entre autres, à l'utilisation de la carte d'abonnement qui identifie l'usager. Néanmoins AMPS reste très utilisé, en particulier en Amérique du Nord et du Sud. La technologie AMRC (Accès Multiple par Répartition de Codes, CDMA en anglais pour Code Division Multiple Access), quant à elle, est apparue sur le marché en 1996 grâce aux efforts de Qualcomm® (cf. Tableau 2-2 [Lei99]). On pourrait aussi nommer des systèmes tels que le PHS (Personal Handyphone System) qui comptait 7 millions de partisans au Japon en avril 1997. Ce système est en fait un téléphone sans cordon (cordless phone) qui peut-être utilisé comme un téléphone cellulaire, permettant une liaison directe entre deux appareils sans passer par une station de base.

Tableau 2-2. Les systèmes cellulaires de 2ème génération

Norme	Modulation	Méthode d'accès	Frq Mobile (MHz)	Frq Base (MHz)	Espacement Entre porteuses (kHz)	Canaux par porteuse	Région
IS-95	QPSK	CDMA	824-849 1850-1910	869-894 1930-1990	1250	Capacité variable	Monde
GSM	GMSK	FDMA TDMA	890-915 1710-1785 1850-1910	935-960 1805-1885 1930-1990	200	8	Monde
IS-136 IS-54	$\pi/4$-DQPSK	FDMA TDMA	824-849	869-894	30	3	Monde
PDC	$\pi/4$-DQPSK	FDMA TDMA	810-826 1477-1489 1501-1513	940-956 1429-1441 1453-1465	25	3	Japon
PHS	$\pi/4$-DQPSK	TDMA	1895-1906	1907-1918	300		Japon

Actuellement les efforts des compagnies se portent sur deux domaines parallèles qui sont la couverture globale par l'intermédiaire de satellites et l'offre de services terrestres « haut débit » permettant de transférer des données [Cor97]. Les infrastructures déployées sont, encore une fois, impressionnantes et parfois difficiles à rentabiliser. On pourra noter, à ce sujet, les difficultés financières qu'éprouve actuellement le système IRIDIUM de couverture globale par satellites qui a coûté pas moins de 3.5 milliards de dollars.

Dans le Tableau 2-3 [Lei99], sont répertoriés les différents projets de systèmes cellulaires de troisième génération. Parmi cette multitude de normes, se dégagent deux

gros candidats qui sont, d'un côté, le projet nippon-européen de CDMA large-bande, et de l'autre, le projet américain CDMA2000 (en grisé dans le Tableau 2-3). Les deux parties n'ont en effet pas réussi à s'entendre, les intérêts économiques étant trop importants.

Tableau 2-3. Les systèmes cellulaires de 3ème génération

Candidat	Description	Environnement			Source
		Intérieur	Piéton	Véhicule	
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	X	X		ETSI
UWC-136	Universal Wireless Communications (Évolution de IS-136)	X	X	X	USA
WIMS W-CDMA	Wireless Multimedia and Messaging Services Wideband CDMA	X	X	X	USA
TD-SCDMA	Time Division Synchronous CDMA	X	X	X	Chine
W-CDMA ARIB	W-CDMA	X	X	X	Japon
W-CDMA UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	X	X	X	ETSI
CDMA II	Asynchronous DS-CDMA	X	X	X	Corée du Sud
NA W-CDMA	North American Wideband CDMA	X	X	X	USA
CDMA2000	Wideband CDMA Compatible avec IS-95	X	X	X	USA
CDMA I	Multi-band synchronous DS-CDMA	X	X	X	Corée du Sud

2.1 Le projet européen

2.1.1 Organisation des recherches

Le programme européen de télécommunications mobiles de troisième génération a pour but d'offrir de nouveaux services multimédia tout en intégrant les services déjà existants dans les systèmes de deuxième génération. D'énormes sommes d'argent ont en effet déjà été investies dans les réseaux de type GSM, DCS1800 (Digital Cellular Service à 1800 MHz) en Europe et PCS1900 (Personal Communications System) en Amérique du Nord.

Afin de coordonner les efforts de recherche en matière de choix de plate-forme, de technologie et d'applications, le programme ACTS R&D (Research and Development into Advanced Communications Technologies and Services) a été lancé en 1995 par la Communauté Européenne. Ce programme est le prolongement du précédent programme RACE de 1988 (Research in Advanced Communications in Europe) qui avait pour objet l'étude et la validation des concepts de base des futures normes de télécommunications mobiles et personnelles. L'intégration des multiples spécifications préconisées s'avère être le principal défi du programme ACTS R&D.

En ce moment, trois plates-formes complémentaires font l'objet de recherches intensives. Il s'agit de :

- UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems),
- MBS (Mobile Broadband Systems),
- WLAN (Wireless Local Area Networks).

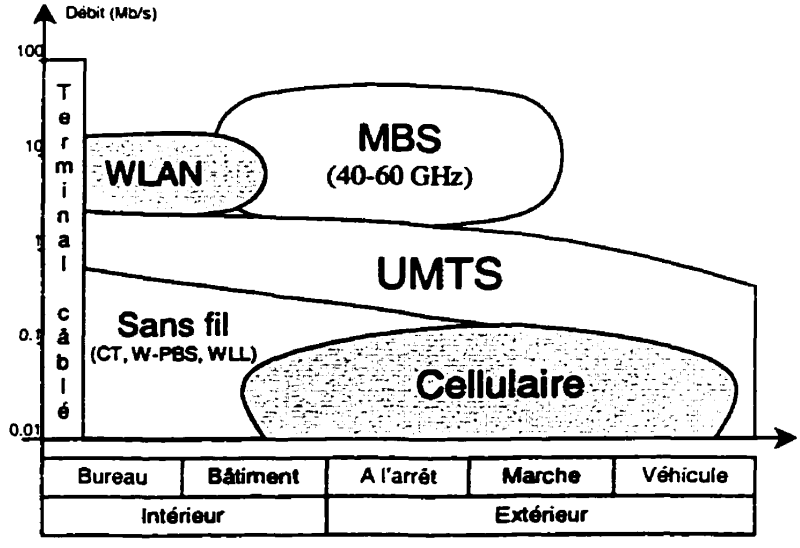


Figure 2-2. Positionnement des réseaux UMTS, MBS et WLAN

La Figure 2-2 [Das97] permet de situer les caractéristiques de fonctionnement de ces différents projets, en terme de débit et de mode d'utilisation.

C'est sur le projet UMTS que l'on s'attardera puisqu'il s'agit de téléphonie mobile à haut débit.

2.1.2 UMTS

2.1.2.1 Les acteurs du projet UMTS

L'introduction massive d'appareils UMTS sur le marché est prévue pour 2005 avec une durée de vie envisagée d'environ 20 ans. Les caractéristiques devront donc être spécifiées dès le début de l'an 2000 pour pouvoir satisfaire les contraintes temporelles. Pour atteindre cet objectif, le projet s'est doté d'une cellule spécialisée appelée « UMTS Task Force ».

Cette entité permet d'harmoniser les efforts de recherche sous l'égide de la Commission Européenne. Le forum UMTS est le moyen de donner au gouvernement européen les directives à suivre pour mener à bien le projet.

Le projet global est divisé en différents sous-projets dont les sujets très précis peuvent avoir pour objet la gestion de la sûreté du réseau comme le choix des paramètres radio. C'est d'ailleurs le projet FRAMES (Future Radio wideband Multiple Access Systems) qui s'occupe de cette tâche cruciale [Dah98], l'objectif étant de définir et d'évaluer une technique d'accès multiple efficace qui permettrait de remplir le cahier des charges imposé par IMT2000 (International Mobile Telecommunications – 2000) et UMTS bien sûr.

2.1.2.2 Le concept cellulaire

Contrairement aux systèmes de deuxième génération, la norme UMTS prévoit une structure hiérarchique des cellules. Ceci permet de fournir un éventail de types de services multimédia. La Figure 2-3 présente les différentes tailles de cellules envisageables [Das97].

On dénombre :

- Les picocellules (moins de 50 m de rayon) pour intérieur ou extérieur,
- Les microcellules (jusqu'à 1 km) pour intérieur ou extérieur,
- Les macrocellules (de 1 à 35 km) pour extérieur,
- Les mégacellules (plus de 35 km) pour extérieur.

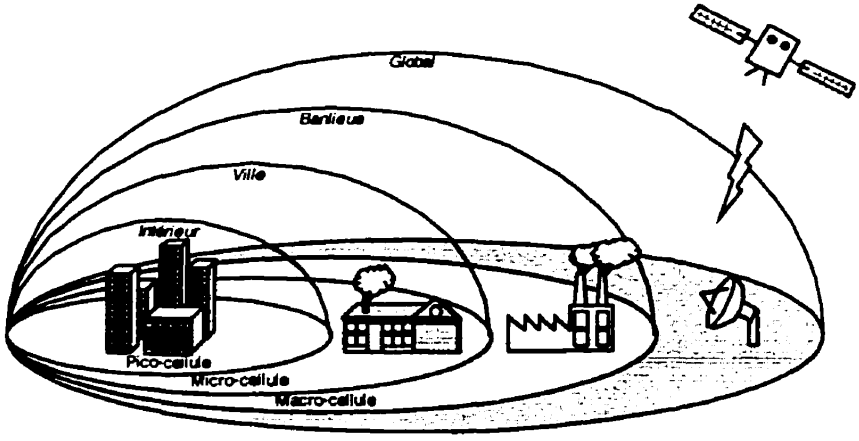


Figure 2-3. Structure hiérarchique des cellules UMTS

Hormis la taille, les caractéristiques de canal et de propagation varient énormément d'un type de cellule à une autre : Ainsi, dans une pico-cellule, comme le mobile bouge peu et que les délais sont courts, il est possible d'atteindre des débits nettement supérieurs à ceux que l'on peut envisager dans les macro-cellules. De plus, les contraintes supplémentaires rencontrées dans les grandes cellules obligent à utiliser des techniques de transmission plus robustes afin de vaincre les délais et les effets de la mobilité du mobile.

Les cellules globales, quant à elles, ont recours aux satellites et sont utilisées lorsque la mise en place de macro-cellules s'avère trop onéreuse.

2.1.2.3 L'interface radiomobile

Le choix des paramètres correspondant à un type d'accès multiple particulier constitue le facteur critique lorsque l'on cherche à optimiser l'efficacité spectrale, c'est à dire le débit d'information véhiculé dans une unité de largeur de bande.

De nombreuses recherches ont d'ailleurs été entreprises afin de trouver le meilleur compromis possible entre l'Accès Multiple par Répartition de Temps (AMRT), de Fréquences (AMRF) et de Codes (AMRC). On pourra se référer à la section 3.1 pour la définition de ces techniques. Parmi ces recherches, on compte FRAMES dont l'objectif est de définir une solution hybride d'accès multiple basée sur les concepts précédemment développés dans le programme RACE. On parle ici de ATDMA (Advanced TDMA) et de CODIT (Code Division Testbeds) [Oja98].

Une solution envisageable serait d'utiliser une technique hybride entre les trois méthodes d'accès multiple intégrant les avantages de chaque technique. Néanmoins la conception d'un appareil utilisant ce procédé constituerait un réel défi technologique en raison de sa complexité.

2.1.2.4 L'aspect réseau

Le projet européen a pour objectif d'intégrer des services qui étaient auparavant réservés aux réseaux fixes. Lorsque les produits de type UMTS feront leur entrée sur le marché, le protocole ATM (Asynchronous Transfer Mode) sera arrivé à maturité. C'est pourquoi le projet doit absolument être compatible avec l'ATM, permettant ainsi le transfert à débit et priorité variables et assurant la compatibilité avec les autres types de réseau.

Les problèmes de confidentialité, de facturation et de sécurité de réseau constituent eux-aussi des grands défis pour les systèmes de troisième génération. Ce sont les projets ACTS appelés RAINBOW, COBUCO, ONTHEMOVE et EXODUS qui s'occupent de ces différents aspects [Das97].

2.2 Le projet américain

La norme de transmission CDMA2000 est une interface radio qui utilise la technologie CDMA large bande en vue d'atteindre les contraintes de la prochaine génération de systèmes de communication sans fil [Cdm98]. Cette technologie remplit totalement le cahier des charges spécifié par l'ITU (International Telecommunications Union) que ce soit en intérieur ou en extérieur et même à bord d'un véhicule.

De manière simplifiée, le CDMA2000 présente les caractéristiques suivantes :

- Fonctionnement dans une gamme étendue d'environnements (intérieur, extérieur, déplacement lent ou rapide jusqu'à 500 km/h) ;
- Grande gamme de performance (de débits faibles comme pour la voix aux services à très hauts débits jusqu'à 2 Mbps) ;
- Flexibilité dans les types de service (voix et/ou données) ;
- Possibilité de gestion sophistiquée de la qualité de service ;
- Compatibilité descendante avec la norme existante TIA/EIA-95-B.

L'emploi du CDMA large-bande permet d'accroître de manière significative la performance et la capacité. La gamme de largeur de bande sur laquelle fonctionne cette technologie est 1.25 MHz, 3.75 MHz, 7.5 MHz, 11.25 MHz et 15 MHz, ce qui permet des débits variant de 1.2 kbps jusqu'à plus de 2 Mbps.

2.2.1 La position de Qualcomm®

Dans cette course à la normalisation, les grands groupes prêchent pour leur paroisse. Qualcomm, qui est à l'origine du projet CDMA2000, ne fait pas exception à la règle et affronte le projet européen W-CDMA qui est lui aussi basé sur le principe CDMA. Qualcomm défend son projet sur cinq points-clés [Qua98] :

- 1er principe : Utilisation de la largeur de bande,

Qualcomm recommande l'usage d'une fréquence de chip de 3.6864 Mcps dans la largeur de bande de 5 MHz actuellement allouée en Amérique du Nord (On suppose ici que le même type de répartition de la bande sera adopté par l'organisme de normalisation international). Les avantages recensés sont la bande de garde suffisante et la compatibilité avec le système IS-95 déjà en place.

- 2ème principe : Compatibilité avec IS-95 et GSM,

Qualcomm accepte les contraintes de compatibilité avec les systèmes existants, prévoit l'emploi de téléphone avec ou sans carte (Référence de l'usager sur la carte ou sur le téléphone) et conçoit son système autour des protocoles Internet qui seront majoritairement utilisés.

- 3ème principe : Emploi d'un canal pilote et synchronisation,

Qualcomm encourage l'emploi d'un canal pilote similaire à celui qui était employé dans IS-95 et prône l'utilisation du GPS comme référence temporelle pour les différentes bases afin de faciliter le « handoff » alors que le projet W-CDMA utiliserait un système asynchrone. Par contre l'emploi de cellules de taille variable est un principe commun aux deux projets.

- 4ème principe : Un taux de codage de la voix variable,

Dans les trames de longueur optimale 20 ms, Qualcomm prévoit l'emploi de vocodeur à débits faibles et variables allant jusqu'à 1/8 du débit non compressé PCM (Pulse Code Modulation) soit 64 kbps/8=8kbps. Cette flexibilité dans le codage de la

voix permet d'ajuster les débits afin de permettre au système CDMA d'exploiter l'activité vocale de manière optimale.

- 5ème principe : Réduction de la pollution électromagnétique,

Qualcomm compte mettre l'accent sur la réduction de la puissance émise par les téléphones mobiles en diminuant la taille des cellules par exemple.

Dans le chapitre suivant, on présente l'ensemble des éléments constitutifs de la chaîne de transmission, ce qui permettra ensuite d'analyser les performances des systèmes.

3 RAPPEL SUR LES TECHNIQUES EMPLOYÉES

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté de manière générale les différents projets de systèmes de télécommunications cellulaires de troisième génération.

Dans ce chapitre on définit l'ensemble des blocs fonctionnels entrant en jeu dans la chaîne de transmission de tels systèmes. La Figure 3-1 représente le diagramme-bloc général d'un système de communication numérique. Il est constitué de 18 éléments qui peuvent être groupés par paires. Toutes ces fonctionnalités ne sont pas toujours indispensables mais elles ont toutes pour objectif d'améliorer la qualité de la transmission, c'est à dire reproduire en sortie de manière la plus fidèle possible, l'information appliquée en entrée.

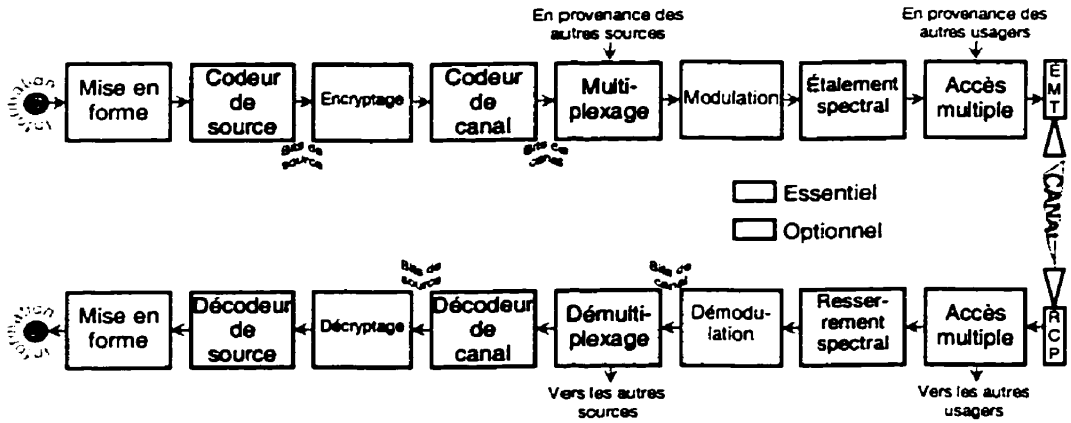


Figure 3-1. Diagramme-bloc général d'un système de communication numérique

Dans les prochaines sections, les points suivants seront présentés :

- Les différentes techniques d'accès multiple,
- Quelques techniques de modulation utilisées dans ce mémoire,
- Quelques rappels sur le codage de canal.

3.1 Les techniques d'accès multiple

L'accès multiple est la technique de gestion de la ressource fréquentielle (la largeur de bande) et temporelle qui permet à différents usagers d'interconnecter simultanément leurs circuits de voix téléphonique, de données et autres.

La méthode d'accès multiple la plus répandue est le FDMA (Frequency Division Multiple Access ; AMRF en français pour Accès Multiple par Répartition de Fréquences) ; elle consiste en une répartition des fréquences selon les divers usagers. D'autres méthodes, adaptées à une information sous forme numérique, sont possibles. On compte parmi celles-ci le TDMA (Time Division Multiple Access ; AMRT en français pour Accès Multiple par Répartition de Temps) qui est basée sur le partage des ressources selon un critère temporel et le CDMA (Code Division Multiple Access ; AMRC en français pour Accès Multiple par Répartition de Codes) qui permet à tous les usagers de pouvoir utiliser le canal sans restriction temporelle ni fréquentielle.

Ces différentes méthodes possèdent toutes leurs avantages et leurs inconvénients et un système d'accès multiple idéal devrait optimiser les paramètres suivants : capacité, interconnexion, adaptation aux variations de trafic et de réseau, puissance irradiée et largeur de bande allouée.

3.1.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (FDMA)

3.1.1.1 Principe de fonctionnement

Dans le procédé de multiplexage par répartition en fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing), les signaux occupant des bandes de fréquence disjointes sont additionnés et un signal spécifique peut être reconstitué par démodulation et filtrage. Le FDMA est une technique d'accès multiple qui reprend ce principe en associant chaque bande de fréquence à un usager.

Le système FDMA fut le premier système à être utilisé. La largeur de bande disponible est partagée entre les différentes largeurs de bande b_i nécessaires à chacune des liaisons. Si toutes les liaisons occupent une même largeur de bande b (cas des communications téléphoniques), on peut établir un nombre $n=B/b$ de liaisons indépendantes. « L'adresse » de chaque liaison i parmi les n est définie par la place de la bande b_i dans B. Cette place est généralement affectée de manière définitive ou tout

au moins pour toute la durée de la communication. La Figure 3-2 [Meh96] illustre comment sont répartis les usagers dans la bande de fréquence du système.

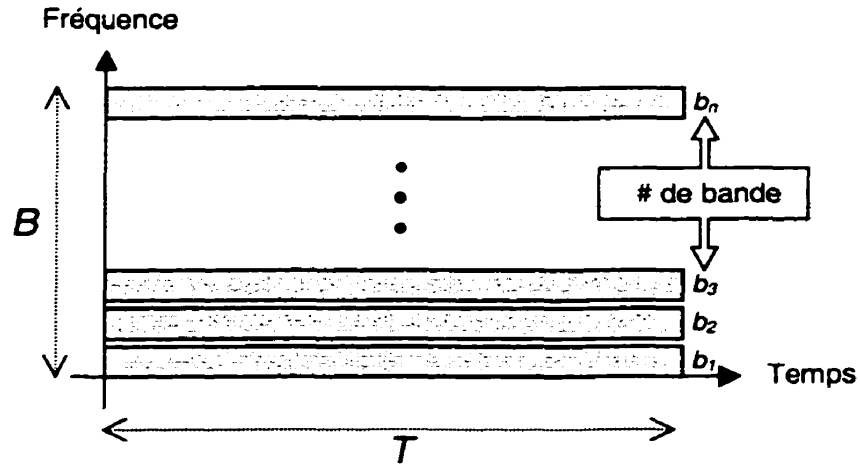


Figure 3-2. Représentation des usagers dans un système FDMA

Dans tout système d'accès multiple, en plus de spécifier le type de multiplexage, on spécifie le procédé de modulation. En général, le principe de modulation choisi pour le FDMA est la modulation de fréquence, d'où la dénomination FDMA/FM mais en principe, les porteuses peuvent être modulées par des procédés différents.

Lorsque l'on veut mettre en contact N usagers entre eux, Il est bon de remarquer qu'il est possible de moduler une même porteuse avec tous les messages émis par une même station de base. Ceci permet de limiter le nombre de porteuses (N au lieu de $N*(N-1)$ pour interconnecter toutes les stations entre elles). Il est même possible d'assigner plusieurs porteuses à une même station (2 ou 3 porteuses) pour faciliter l'extraction aux stations réceptrices.

3.1.1.2 Inconvénients et avantages

Un des gros inconvénients de la technique FDMA est l'existence de produits d'intermodulation qui font chuter la capacité du système. L'émetteur-récepteur reçoit et réémet en effet plusieurs porteuses de fréquences différentes. Elles resteraient parfaitement séparées à la sortie si la caractéristique entrée/sortie des appareils était parfaitement linéaire, ce qui n'est pas réellement le cas. Ces produits d'intermodulation consomment une partie de l'énergie et augmentent avec le nombre de porteuses. De

plus, et surtout, ceux qui sont impairs (d'ordre 3 par exemple) brouillent les signaux utiles.

On a donc recours à une réduction de la largeur de bande utile en insérant ce que l'on appelle des bandes de garde pour éviter le problème de l'intermodulation et celui du recouvrement spectral inévitable et incorrigible efficacement par filtrage. Le pourcentage de largeur de bande utile (nb/B) décroît avec le nombre d'accès.

En conséquence, on peut dire le système FDMA présente de nombreux inconvénients mais son avantage essentiel est qu'il utilise des techniques et des équipements qui sont bien rodés. La technique de multiplexage des signaux analogiques est aussi assez facile à mettre en œuvre. Le FDMA fut à ce titre la première technique utilisée dans les systèmes de téléphonie mobile de première génération.

3.1.2 Accès Multiple par Répartition de Temps (TDMA)

3.1.2.1 Principe de fonctionnement

Dans le TDMA, l'information de base se présente sous forme d'impulsions analogiques ou numériques. Les mobiles transmettent à tour de rôle, dans toute la bande du système, pendant un petit intervalle de temps t_i. Lorsqu'un mobile transmet, tous les autres restent silencieux. De l'autre côté, les stations de bases émettent continuellement mais aux différents usagers en fonction du temps. Cela permet donc à tous les appareils d'émettre un paquet de données sans risque de chevauchement. L'intervalle de temps qui sépare deux émissions successives d'une station pour le même usager est la durée T de la trame.

De cette façon, les limitations de puissance imposées par l'amplification simultanée de plusieurs porteuses sont évitées. Ainsi, la bande totale de fréquence B est commune à toutes les liaisons. Si la période de transmission t est la même pour tout le monde, il est possible d'établir $n=T/t$ liaisons simultanées en supposant les canaux indépendants. « L'adresse » de chaque liaison est définie par la place de l'intervalle t_i dans T comme le montre la Figure 3-3. En fait il faut aussi prévoir des temps de garde entre chaque usager qui permettrent d'éviter que les usagers interfèrent entre eux.

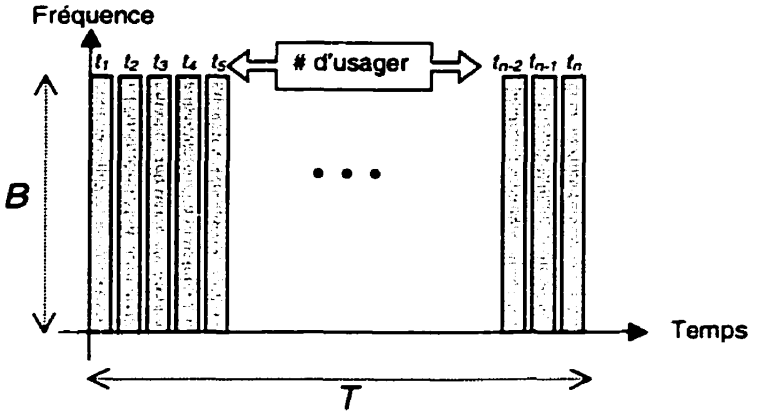


Figure 3-3. Représentation des usagers dans un système TDMA

Un tel système implique souvent une transmission d'impulsions numériques. Dans ce cas, on utilise généralement la modulation par impulsions et codage ou PCM (Pulse Code Modulation) dans laquelle chaque voix téléphonique est échantillonnée à un rythme de 8000 échantillons par seconde (échantillonnage à $2 \times f_{max}$ selon le principe de Shannon) et chaque échantillon est codé à l'aide d'un octet. Dans ce cas, on peut avantageusement choisir la durée T de la trame comme étant égale à la période d'échantillonnage soit 125 microsecondes ou un multiple entier.

La procédure de modulation est celle du PSK (Phase Shift Keying) ou DPSK (Differential Phase Shift Keying) lorsque l'on veut éviter les problèmes de démodulation cohérente (cf. section 3.3).

Comme pour le FDMA, à l'intérieur d'une même trame, on peut stocker l'information pour différents destinataires. Pour cela, il faut bien sûr un « préambule » pour spécifier la station à laquelle est destinée l'information.

Il est à noter que les salves issues des émetteurs doivent se présenter au niveau du récepteur à des instants précis pour qu'elles ne chevauchent pas celles des autres usagers. Une synchronisation au niveau des mobiles est donc indispensable même si elle n'est pas toujours facile à atteindre à cause des distances inégales entre la station et les usagers, mais aussi à cause de leur mobilité.

La synchronisation du réseau est assurée par l'attribution, pour chaque usager, de l'instant d'émission par rapport à des impulsions de référence (généralement situées au début de la trame et émise par une station du réseau).

3.1.2.2 Avantages et inconvénients

Le procédé TDMA présente de nombreux avantages par rapport au FDMA. Le principal avantage est de n'avoir qu'une seule porteuse qui traverse l'émetteur, ce qui élimine les produits d'intermodulation et par conséquent les pertes en puissance de sortie puisqu'il permet d'utiliser l'émetteur de manière optimale.

De plus le TDMA présente un plan de fréquence simplifié et permet aux systèmes de communications, grâce à sa plus grande flexibilité, de profiter des progrès au niveau des technologies numériques, principalement dans le domaine du codage et de la modulation.

Les principaux inconvénients de ce système sont la nécessité d'employer un dispositif de synchronisation du réseau et une légère perte de capacité due à l'indispensable présence des temps de garde, des préambules et des informations de services. Ces caractéristiques se traduisent aussi par une plus grande complexité des équipements. Enfin l'interférence inter-symbole (ISI) représente un autre grand désavantage pour le TDMA. Par contre, avec l'arrivée de nouvelles techniques de filtrage et d'égalisation, il est maintenant possible de réduire de façon significative cette interférence.

3.1.3 Accès Multiple par Répartition de Code (CDMA)

Le CDMA a longtemps été utilisé dans les applications militaires à cause de sa robustesse face au brouillage. Il constitue maintenant une alternative aux autres techniques d'accès multiple dans le domaine des systèmes de communications mobiles terrestres et par satellites [Vas97].

Dans l'accès multiple par répartition de codes, toutes les transmissions se font simultanément et sur la même largeur de bande. Comme on le verra plus loin, les signaux sont protégés par un code particulier qui les différencie au récepteur. Les transmissions sont de nature numérique, et une liaison peut être définie de manière schématique par une bande de fréquence b_i et un intervalle de temps t_j alloués pendant chaque trame de durée T selon un arrangement fixé par le code. Chaque couple (t_i, b_j) définit une case C_{ij} qui constitue « l'adresse » d'une liaison pendant la durée de chaque trame (voir Figure 3-4). Le fait que la largeur de bande totale sur laquelle est transmise

l'information soit beaucoup plus large que ce qui est nécessaire, on parle de technique d'accès multiple à spectre étalé.

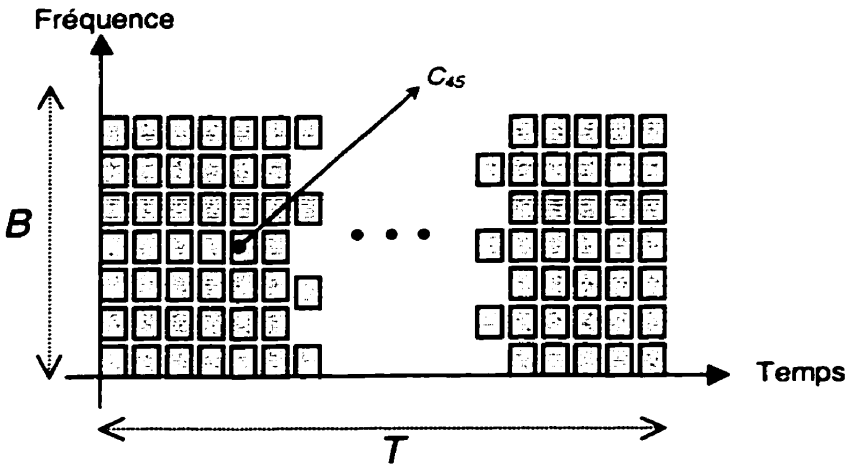


Figure 3-4. Représentation des usagers dans un système CDMA

Il reste à savoir comment les cases C_{ij} sont affectées à chaque liaison. Pour cela, il existe de nombreuses méthodes parmi lesquelles on compte :

- Le CDMA à séquence directe (DS-CDMA pour Direct Sequence CDMA),
- Le CDMA par sauts de fréquences (FH-CDMA pour Frequency Hopping CDMA).

3.1.3.1 CDMA à séquence directe (DS-CDMA)

C'est une technique qui utilise pour chaque liaison toutes les cellules de l'espace temps-fréquence en même temps. Chaque usager occupe toute la bande passante possible. Il y a donc brouillage intrinsèque. Un système DS-CDMA peut-être modélisé par la chaîne de transmission représentée à la Figure 3-5.

Les bits d'information de la Figure 3-5 sont étalés sur toute la bande passante par un code particulier $c_i(t)$ unique à chaque usager. Ce code est une séquence pseudo-aléatoire (PN pour pseudo-noise) pour un système CDMA asynchrone. L'étalement se fait par simple multiplication de la séquence d'information par une séquence pseudo-aléatoire de fréquence plus élevée (cf. Figure 3-6 où la fréquence de

chip est 32 fois plus rapide que le débit). Le signal étalé est ensuite modulé en phase (PSK) pour être transmis dans le canal.

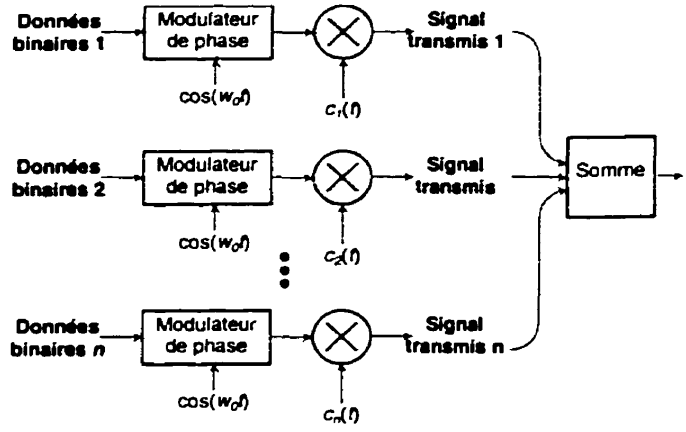


Figure 3-5. Principe de fonctionnement d'un émetteur DS-CDMA

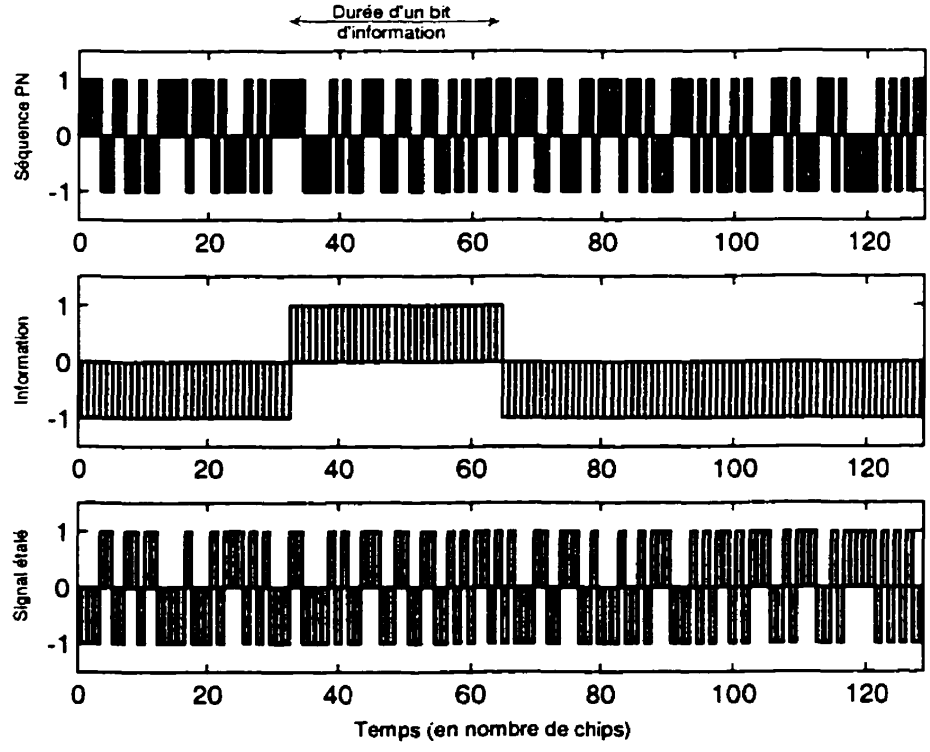


Figure 3-6. Illustration de l'étalement par une séquence PN

Au récepteur l'information utile est extraite après démodulation en multipliant le signal reçu par la même séquence de code pseudo-aléatoire. En principe, le récepteur reçoit le signal utile avec l'interférence due à tous les autres usagers mais en multipliant au récepteur par la même séquence, le signal utile est intact alors que les signaux parasites présents à l'entrée seront étalés à la suite de cette opération (cf. Figure 3-7).

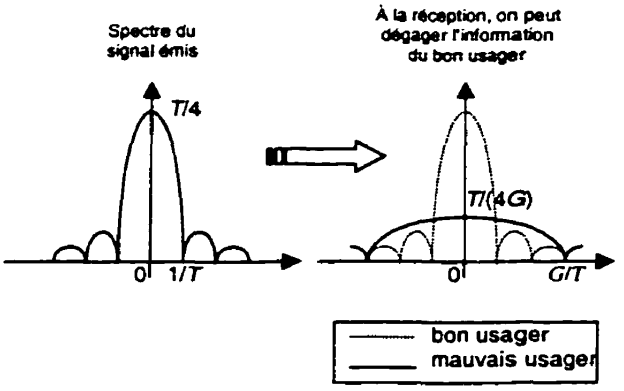


Figure 3-7. Effet de l'application de la séquence PN à la réception

A la réception, chaque station doit utiliser un corrélateur capable de se verrouiller sur n'importe quelle porteuse PN tout en rejetant toutes les autres et doit être dotée des mêmes générateurs PN que les stations émettrices.

3.1.3.2 Séquences pseudo-aléatoires

Les séquences pseudo-aléatoires (PN) sont une suite binaire dont l'autocorrélation sur une période peut être comparée à celle d'une séquence aléatoire. En effet, bien que cette séquence soit déterministe, elle présente des caractéristiques similaires aux séquences aléatoires [Rap96] :

- On y compte autant de zéros que de uns,
- Très faible corrélation entre deux séquences décalées,
- Très faible corrélation entre deux séquences différentes.

Les séquences PN sont généralement générées suivant le principe présenté à la Figure 3-8.

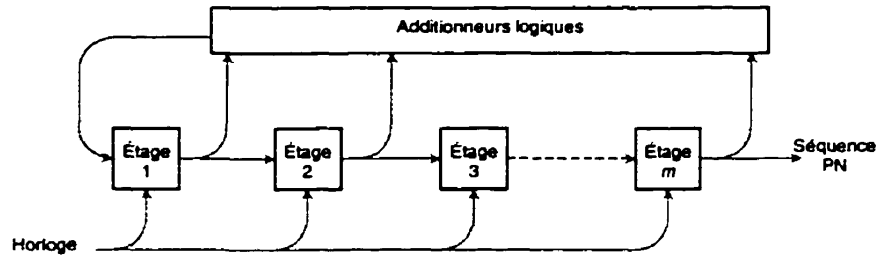


Figure 3-8. Diagramme de génération des séquences PN

Le générateur consiste en une cascade de *m* registres interconnectés à des additionneurs logiques dont le résultat est ensuite réinjecté en entrée de la cascade.

Le contenu des différents registres au départ constitue l'état initial du générateur. Si tous les registres sont à zéro et que la logique d'interconnexion est linéaire (constituée exclusivement d'additionneurs), alors la séquence générée sera inlassablement des zéros. Il existe en fait 2^{m-1} états possibles non nuls. Une séquence qui a une période de 2^{m-1} bits (ou chips) est appelée séquence de longueur maximale. Elles présentent des caractéristiques idéales en ce qui concerne l'autocorrélation (cf.Figure 3-9) mais l'intercorrélation de deux séquences différentes peut être élevée.

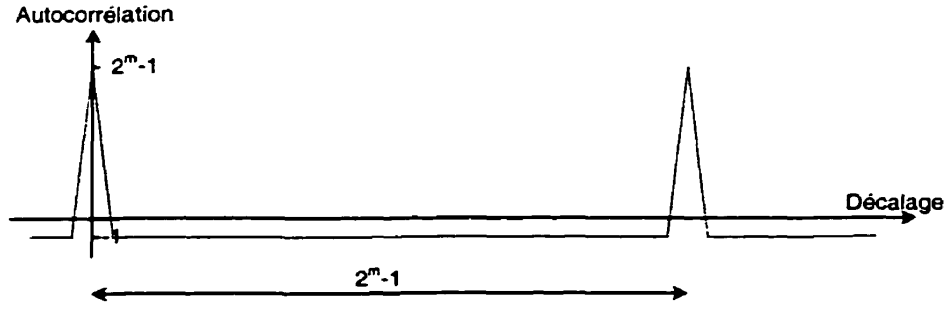


Figure 3-9. Allure de l'autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire

Pour obtenir des caractéristiques d'intercorrélation plus intéressantes, on a recours à des séquences telles que les séquences de Gold. Elles sont obtenues en additionnant les sorties des deux meilleures séquences de longueur maximale de même longueur [Din98]. Elles sont utilisées dans des systèmes asynchrones (typiquement sur la liaison montante base-mobile).

On peut aussi mentionner que d'autres séquences, qui ne sont pas aléatoires cette fois-ci, peuvent être utilisées pour l'étalement lorsque le système est synchrone (typiquement liaison descendante base-mobile). On parle alors de codes de Walsh (ou Walsh Hadamard) qui présentent une intercorrélation strictement nulle (cf. Figure 3-10). Le principe de génération de ces codes est récursif : la matrice H_{2N} s'obtient par répétition de la matrice H_N suivant un schéma bien précis. Les différentes lignes de la matrice obtenue sont orthogonales et servent de séquence d'étalement.

Principe de récurrence

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \text{ avec } H_1 = 0 \left(H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right)$$

Exemple pour N=4

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

4 codes orthogonaux

Figure 3-10. Principe de génération des codes de Walsh

3.1.3.3 CDMA par sauts de fréquence (FH-CDMA)

Dans un tel système, la largeur de bande disponible est segmentée en plusieurs sous-canaux adjacents. L'étalement par sauts de fréquence peut se faire de deux manières différentes : sauts lents et sauts rapides. Dans l'étalement par sauts rapides, les changements de fréquence sont plus rapides que le débit de bits d'information, alors que pour un système à sauts lents, plusieurs bits d'information sont transmis dans le même sous-canal. Encore une fois, la sélection des sous-canaux se fait par séquence PN qui commande un synthétiseur de fréquence.

La modulation utilisée est soit du FSK (Frequency Shift Keying), soit du PSK (Phase Shift Keying) pour un système à sauts de fréquence rapides et n'importe quel type de modulation pour le système à sauts de fréquence lents.

3.1.3.4 Avantages et inconvénients

Le principal avantage du CDMA est qu'il présente une protection excellente contre le bruit, les interférences et le piratage, ce qui l'a rendu particulièrement attrayant pour les applications militaires et les systèmes de localisation par satellites tels que GPS où l'immunité à l'interférence et la sécurité sont des préoccupations majeures.

De plus le CDMA offre une flexibilité plus importante que les deux autres techniques. En effet, en situation d'utilisation intensive, un usager supplémentaire ne serait pas nécessairement bloqué. Mais bien sûr, son acceptation affectera la qualité de transmission des autres usagers.

Du point de vue des réseaux cellulaires, la puissance des interférences peut être réduite en diminuant le taux de transmission de l'information vocale durant les périodes de silence. Cette particularité n'est pas exploitée avec les autres techniques.

D'un autre côté le principal inconvénient du CDMA est qu'il requiert un contrôle de puissance très strict pour qu'un usager qui serait plus proche de la base n'interfère pas outrageusement avec les autres. Idéalement la puissance reçue doit être la même pour tous les usagers.

Finalement, les partisans du CDMA affirment qu'il est possible d'obtenir une capacité supérieure avec ce procédé qu'avec le TDMA [Qua98].

3.2 Le CDMA large-bande

Lorsque les objectifs en terme de capacité et/ou de débit sont importants, on a recours à un élargissement de la largeur de bande. On parle alors de dizaines de MHz alors que la norme IS-95, par exemple, est basée sur une bande de 1.25 MHz.

Pour élargir l'étalement, de nombreuses techniques sont envisageables. La solution qui vient tout d'abord à l'esprit est d'utiliser un chip de fréquence supérieure (cf. 3.2.1). Comme on le verra, cette technique n'a pas que des avantages, c'est pourquoi on a envisagé un étalement par multiporteuses (cf. 3.2.2 et 3.2.3).

3.2.1 L'étalement par séquence directe

Dans cette technique, le signal est étalé grâce à des séquences pseudo-aléatoires ayant une fréquence de chip très rapide, avoisinant la dizaine de MHz

[Ada98]. On comprend alors facilement qu'il peut devenir très difficile de synchroniser les séquences, c'est pourquoi on subit une interférence inter-chip (ICI) lorsque l'on utilise cette technique. De plus, le signal étalé occupe une largeur de bande très grande et est donc sujet à des évanouissements sélectifs en fréquence (cf. 4.1.3.2).

En contrepartie, on verra plus tard (cf. 4.1.3.2) que le signal radiomobile arrive au récepteur selon différents échos issus de différents chemins de propagation qui peuvent être mis à profit. En effet, les propriétés d'orthogonalité des séquences PN (cf. 3.1.3.2) ont permis la mise au point de récepteurs de Rake (cf. 4.2.1) qui exploitent les différents échos en recombinant l'information qu'ils transitent. Ces récepteurs sont en fait d'autant plus efficaces que la fréquence de chip est grande. Cet aspect constitue donc un avantage notable.

3.2.2 L'étalement par multiporteuses classique

Lorsque le canal radiomobile s'avère être très hostile en terme d'évanouissements et de dispersion (cf. section 4.1), l'étalement par multiporteuses semble être la solution [Bin90]. Il consiste à répartir les données sur différents sous-canaux de petites tailles qui se comportent comme des systèmes CDMA autonomes. Chaque canal est alloué sur une porteuse différente, d'où le nom de la technique.

Deux cas de figure peuvent se présenter :

- Le système multiporteuses à fréquence de chip faible,
- Le système MT-CDMA (Multitone CDMA).

3.2.2.1 Le système multiporteuses à fréquence de chip faible :

C'est cette technique qui a été adoptée dans le cadre du projet CDMA2000 présenté dans ce mémoire (cf. ANNEXE A). Elle consiste à transmettre plusieurs canaux de largeur raisonnable sur des porteuses différentes. On essaye ici d'éviter tout recouvrement spectral comme le montre le cas limite de la Figure 3-11.

Figure 3-11. Spectre de puissance multiporteuses classique

Cette technique présente plusieurs avantages par rapport à la technique d'étalement large-bande par séquence PN :

- On peut en effet exploiter les différentes porteuses en utilisant plusieurs antennes au niveau de la base,
- Le traitement en parallèle plutôt qu'en séries comme dans l'étalement par séquence directe permet de réduire la vitesse de traitement et donc la consommation des appareils,
- Comme on le verra plus tard, les canaux de largeur raisonnable permettent de limiter l'interférence inter-symbole (ISI) et même inter-chip (ICI).

Néanmoins, cette technique a pour inconvénients :

- Nécessité de traitement numérique en parallèle sur chaque porteuse,
- Nécessité d'employer une banque de filtre à la réception,
- L'efficacité spectrale est moyenne,
- Il est plus difficile de synchroniser les sous-porteuses,
- Sensibilité accrue à l'effet Doppler.

3.2.2.2 Le système MT-CDMA (Multitone CDMA) :

Afin d'améliorer l'efficacité spectrale du système multiporteuses, Une technique d'étalement large-bande a été suggérée mais reste peu employée pour des raisons de mise en œuvre coûteuse [Van93].

Ce procédé consiste à exploiter le grand nombre de séquences PN disponibles en émettant sur chaque porteuse, des signaux de largeur de bande très grande. Pour différencier les différentes porteuses, ce sont les séquences PN qui seront utilisées à la réception. Le spectre du signal émis a l'allure présentée à la Figure 3-12

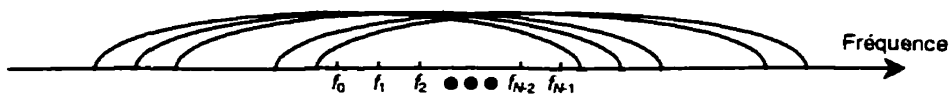


Figure 3-12. Spectre de puissance MT-CDMA

L'emploi de séquences PN plus longues qu'avec le multiporteuses classique permet de diminuer l'interférence inter-usagers puisque les séquences aléatoires seront plus efficaces. Néanmoins, ce système souffre d'une interférence entre les porteuses et

il est pratiquement indispensable d'employer une technique d'égalisation par récepteur de Rake (cf. section 4.2.1) sur chaque porteuse, ce qui complique de manière considérable le dispositif.

3.2.3 L'étalement par fréquences orthogonales

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique qui, comme beaucoup d'autres, est d'origine militaire. Elle a vu le jour dans les années 50-60 pour être mise en œuvre dans des systèmes de radio HF militaires tels que Kineplex ou Kathryn [Bel65][Zim67] et a été brevetée aux États-Unis en 1970.

Plus tard, dans le milieu des années 80, ce procédé a été repris en Europe pour la diffusion numérique de la télévision, mais aussi dans les LAN sans fil. Plus récemment, deux nouvelles applications ont été mises au point autour du procédé OFDM : Ce sont le DAB (Digital Audio Broadcasting) et l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line).

L'idée novatrice de l'OFDM par rapport au multiporteuses classique est que les différentes porteuses sont orthogonales les unes par rapport aux autres. On entend par ceci qu'à la réception l'intégration sur une période de chip exclut, dans le cas idéal de synchronisation, toute interférence entre les porteuses.

$$\int_0^{T_c} \cos(\omega_i t + \phi_i).\cos(\omega_j t + \phi_j)dt = 0, \quad i \neq j \qquad [3\text{-}1]$$

Cette propriété peut être exploitée de manière astucieuse afin de réduire la complexité des émetteurs et récepteurs multiporteuses. Comme on le verra à la section 3.2.3.3, l'utilisation de la transformée de Fourier discrète peut remplacer avantageusement les banques de filtres.

Afin de bénéficier en plus des avantages des techniques d'étalement spectral, il est possible de mettre au point des méthodes hybrides OFDM-CDMA. Les performances des dispositifs à fréquences orthogonales semblent convaincantes : Fazel, Kaiser et Schnell ont montré par simulation, lors de leurs recherches au sein du projet européen RACE CODIT, que les méthodes hybrides OFDM-CDMA seraient plus efficace que le DS-CDMA [Faz93a][Faz93b].

On peut distinguer deux grandes familles d'étalement à porteuses orthogonales [Har97][Mor97] :

- Système de type MC-CDMA (Multicarrier CDMA),
- Système MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA).

3.2.3.1 Système MC-CDMA (Multicarrier CDMA) :

Dans cette technique introduite en 1993 [Yee93][Faz93][Cho93], les différentes porteuses sont orthogonales et la séquence PN qui permet de différencier les différents usagers est de longueur égale au nombre de porteuses. En effet chaque chip de la séquence PN est appliqué à une porteuse comme le montre la Figure 3-13. Les différentes porteuses véhiculent la même séquence d'information.

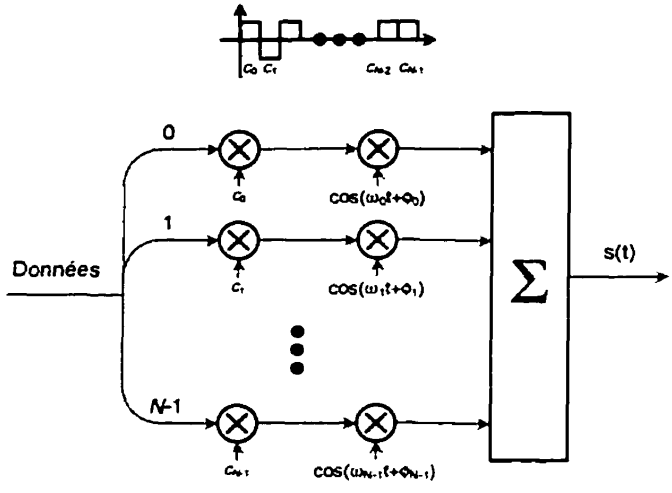


Figure 3-13. Émetteur MC-CDMA

Avec cette méthode, le signal est, en quelque sorte, combiné dans le domaine fréquentiel et il est aussi possible d'utiliser un convertisseur série/parallèle (démultiplexeur) avant ce dispositif si le débit est très grand afin d'éliminer l'interférence inter-symbole et même inter-chip.

Figure 3-14. Spectre de puissance MC-CDMA

La Figure 3-14 présente l'allure générale du spectre de puissance du système MC-CDMA qui se caractérise par un nombre conséquent de porteuses très rapprochées.

À côté des avantages tels que l'efficacité spectrale améliorée et l'élimination de l'interférence inter-chip grâce à des largeurs de bande très petites, ce procédé pose de grosses difficultés lorsque l'on souhaite mettre au point un système capable de diffuser différentes qualités de services [Lin99].

3.2.3.2 Système MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA) :

Enfin la technique MC-DS-CDMA est assurément la plus utilisée parce qu'elle combine bon nombre d'avantages [Das93]. L'étalement sur les différentes porteuses orthogonales est réalisée de manière classique, par multiplication par une séquence pseudo-aléatoire de fréquence de chip élevée qui vérifie la relation suivante :

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{G}{N.T_b} \qquad [3\text{-}2]$$

où Δf représente l'écart entre les porteuses ;. T_c, la période de chip ; N, le nombre de porteuses ; G, la longueur des séquences PN et T_b est la durée d'un bit en entrée du système.

En effet, contrairement à la technique précédente, l'information n'est pas nécessairement dupliquée sur toutes les porteuses et on peut utiliser un convertisseur série/parallèle en début de chaîne comme le montre la Figure 3-15. L'allure du spectre de puissance, quant à elle est donnée à la Figure 3-16.

Le fonctionnement du récepteur MC-DS-CDMA sera étudié plus en détail dans la section 7.2 sur un exemple général et complet.

Cette technique permet de réduire, voire d'éliminer l'interférence inter-chip de manière efficace et l'utilisation de la transformée de Fourier permet d'accomplir l'étalement de manière numérique, sans avoir recours à des filtres analogiques.

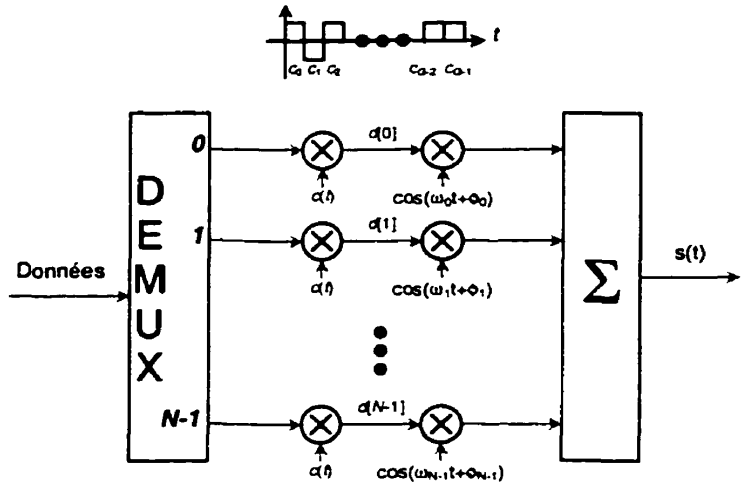


Figure 3-15. Émetteur de type MC-DS-CDMA

Figure 3-16. Spectre de puissance MC-DS-CDMA

3.2.3.3 Utilisation de la transformation de Fourier numérique

Afin de décrire le principe de fonctionnement de la transformation de Fourier discrète adaptée à l'OFDM, on se place dans le cas du MC-DS-CDMA qui sera étudié plus en détail ultérieurement.

En adoptant la notation complexe et en se plaçant en bande de base (méthode analogue à celle décrite dans [Cim99]), le signal émis prend la forme suivante (cf. Figure 3-15) :

$$s_{bb}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d[k] e^{-j2\pi k \Delta f t}, \quad 0 \le t \le T_c \qquad [3\text{-}3]$$

En échantillonnant tous les $t = \frac{T_c}{N} = \frac{T_b}{G}$, on obtient :

$$s_{bb}[n] = s_{bb}\left(n\frac{T_C}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} d[k] e^{\frac{-j2\pi k \Delta f n T_c}{N}} \qquad [3\text{-}4]$$

Or, on a vu à l'équation [3-2] que $\Delta f T_c = 1$, donc l'échantillon s'exprime comme la transformée de Fourier inverse des coefficients $d[k]$:

$$s_{bb}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} d[k] e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} = IDFT\{d[k]\} \qquad [3\text{-}5]$$

À la réception, l'idée est donc de prendre la transformée de Fourier des échantillons :

$$\begin{aligned} \tilde{d}[k] &= DFT\{s_{bb}[n]\} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} s_{bb}[n] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{N-1} d[m] e^{\frac{j2\pi n(m-k)}{N}} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} d[m] \sum_{m=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi n(m-k)}{N}} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1} d[m] N\delta[m-k] \end{aligned} \qquad [3\text{-}6]$$

où $\delta[l]$ est le symbole de Kronecker :

$$\delta[l] = \begin{cases} 1 & l = 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \qquad [3\text{-}7]$$

On obtient bien le résultat escompté :

$$\tilde{d}[k] = d[k] \qquad [3\text{-}8]$$

On effectue donc G transformées à chaque fois qu'un bit entre. Tout se passe comme si l'on avait utilisé des générateurs de fréquence à l'émission et des banques de filtres à la réception [Har96].

Dans le cas particulier d'une transmission à $1/T_b$=100 kbps avec $1/T_c$=1 Mcps et 16 porteuses, il faut effectuer 16 millions de transformées de Fourier (sur 16 points) à la seconde et on a 160 chips par symbole sur chaque branche. Ceci nécessite une puissance de calcul considérable ; On comprend donc pourquoi le principe de l'OFDM est resté « au fond des tiroirs » pendant si longtemps.

Néanmoins, on peut citer, à titre d'exemple, le Département d'Électronique de l'Université Macquarie en Australie qui a tout récemment réalisé un processeur de FFT sur 16 points dédié à l'OFDM qui fonctionne à 125 MHz. Il mesure 3.5 mm sur 3.5 mm, contient 110000 transistors, consomme 80 mW à 50 MHz sous alimentation de 2.45V. Tout devient donc maintenant possible.

On pourra noter que dans le cas du MC-CDMA traité à la section 3.2.3.1, N transformées de Fourier sont nécessaires à chaque bit entrant puisque les porteuses sont séparées de $1/T_b$ Hz.

3.2.3.4 Le rapport de puissance de crête sur puissance moyenne

L'un des gros inconvénients des techniques OFDM et dérivées est la présence de grandes variations dans la puissance émise puisque les coefficients issus de la transformation de Fourier discrète sont très variables.

La Figure 3-17 illustre ce phénomène par un exemple de transmission sur 16 porteuses. On voit en effet que le résultat de la transformée de Fourier discrète n'a pas une amplitude constante.

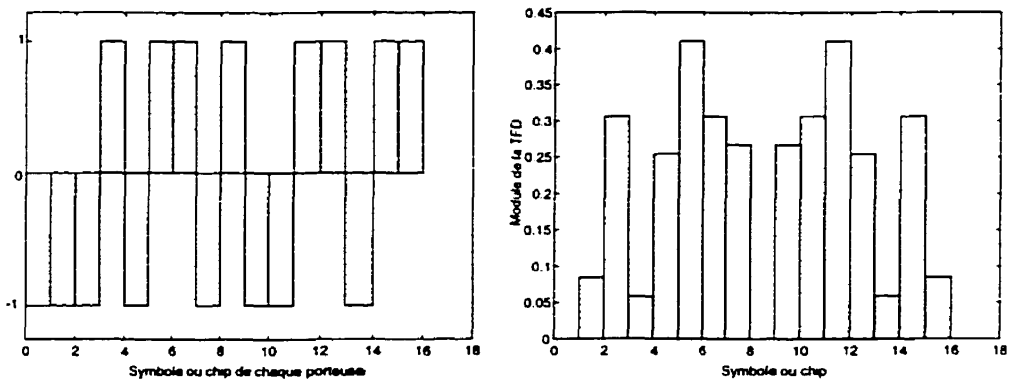


Figure 3-17. Illustration du phénomène PAPR

Le rapport de puissance de crête sur puissance moyenne (PAPR pour Peak to Average Power ratio) est calculé de la manière suivante (en reprenant les notations de l'équation [3-5]) :

$$\xi = \frac{\max_{n \in 1,\ldots,N} |s_{bb}[n]|}{\sqrt{E\left((s_{bb}[n])^2\right)}} \qquad [3\text{-}9]$$

Ces fluctuations dans le niveau de puissance exigent l'emploi d'amplificateurs linéaires beaucoup moins efficaces que ceux qui fonctionnent à saturation.

De nombreuses méthodes de réduction de ces « pics » ont été envisagées. Parmi celles-ci, on compte le découpage de crête qui est réalisé en appliquant une

transformation de phase, le codage en bloc qui permet de n'émettre que des mots qui présentent que de faibles pics ou même l'émission de codes cycliques [Cim99].

Ces méthodes ont malheureusement l'effet indésirable de diminuer l'efficacité spectrale.

3.3 Modulation

3.3.1 Modulation numérique

Les systèmes de communication modernes utilisent des techniques de modulation numériques. La mise en œuvre de ces dernières a été rendue possible par les progrès en intégration à très grande échelle (VLSI) et grâce aux processeurs dédiés au traitement des signaux (DSP).

La modulation numérique présente de nombreux avantages vis à vis de la modulation analogique. Parmi ceux-ci on compte :

- Meilleure immunité au bruit,
- Robustesse vis à vis des imperfections du canal,
- Multiplexage facilité des différents types de service (voix, données, vidéo),
- Sécurité renforcée,
- Intégration de codes correcteurs d'erreurs numériques...

Dans les systèmes de télécommunications numériques sans fil, le signal modulé, autrement dit le message, peut être représenté comme une succession de symboles où chaque symbole peut prendre M états finis. Chaque symbole représente n bits d'information avec $n = \log_2 M$ bits/symbole.

3.3.2 Le choix de la technique

De nombreuses méthodes de modulation numériques peuvent être adoptées et leurs différences sont parfois subtiles. Par exemple, le PSK (Phase Shift Keying) peut être détecté de manière cohérente ou incohérente et peut comporter 2, 4, 8 ou même plus de signaux possibles par symbole.

Il n'existe pas de méthode de modulation « passe-partout » applicable à tous les systèmes de communications. Le choix d'une technique de modulation par rapport à

une autre se fait souvent de manière empirique, en faisant des compromis entre l'efficacité spectrale et le niveau de puissance requis.

On retiendra seulement que l'efficacité spectrale, c'est à dire le débit transité dans une largeur de bande donnée, ne peut être supérieure à la borne C (bits/s/Hz) introduite par Shannon :

$$C = \frac{R_b}{W} \leq C_{Shannon} = \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad [3\text{-}10]$$

où C est l'efficacité spectrale, $C_{shannon}$ est la capacité, W est la largeur de bande, R_b est le débit et S/N est le rapport signal sur bruit.

3.3.3 Représentation géométrique des signaux

Afin de faciliter la visualisation de l'ensemble $S = \{s_1(t), s_2(t), ..., s_M(t)\}$ des M signaux de modulation, il est avantageux de considérer ces signaux comme des points dans un espace vectoriel. Cette représentation géométrique permet d'évaluer facilement les performances d'une technique de modulation.

Chaque signal de modulation est alors décrit par un jeu de coordonnées. À partir de cette représentation, on peut exprimer grâce à la « borne union », une limite supérieure de la probabilité d'erreur en fonction du bruit (considéré gaussien).

$$P_S(e|s_i) \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{M} Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_0}}\right) \qquad [3\text{-}11]$$

où d_{ij} est la distance euclidienne entre le $i^{ème}$ vecteur et le $j^{ème}$ vecteur et la fonction $Q(x)$ est définie de la manière suivante :

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \qquad [3\text{-}12]$$

La fonction $Q(.)$ peut être mise en relation avec la fonction d'erreur complémentaire (*erfc*) de la manière suivante :

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \qquad [3\text{-}13]$$

Si les M signaux de modulation sont équiprobables alors la probabilité moyenne d'erreur s'estime par :

$$P_S(e) = P_S(e|s_i) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} P_S(e|s_i) \qquad [3\text{-}14]$$

3.3.4 Modulation BPSK

Dans la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying), la phase d'une porteuse d'amplitude constante peut prendre deux valeurs différentes en fonction du bit d'information à transmettre. Généralement les deux phases sont séparées par un angle de 180°. Si la porteuse est une sinusoïde d'amplitude A_c, et que l'énergie par bit est $E_b = A_c^2 T_b/2$, alors le signal BPSK transmis est soit :

$$S_{BPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c + \theta_c) \quad 0 \le t \le T_b \quad (bit = 1) \qquad [3\text{-}15]$$

Soit :

$$\begin{aligned} S_{BPSK}(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c + \pi + \theta_c) \\ &= -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c + \theta_c) \end{aligned} \quad 0 \le t \le T_b \quad (bit = 0) \qquad [3\text{-}16]$$

Si on pose :

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(2\pi f_c t) \quad 0 \le t \le T_b \qquad [3\text{-}17]$$

Alors le jeu de signaux BPSK peut être exprimé par :

$$S_{BPSK} = \left\{\sqrt{E_b}\phi_1(t), -\sqrt{E_b}\phi_1(t)\right\} \qquad [3\text{-}18]$$

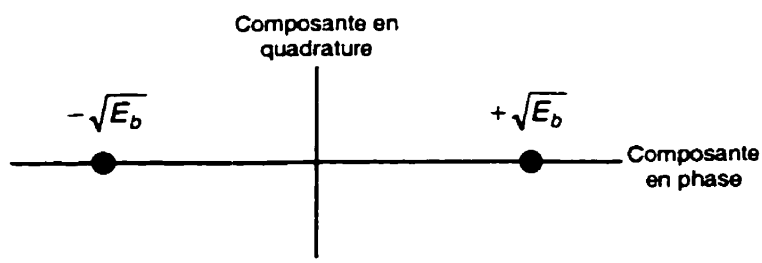


Figure 3-18. Diagramme de constellation BPSK

La Figure 3-18 représente géométriquement les deux signaux. Cette représentation est appelée diagramme de constellation. L'axe des abscisses

représente la composante en phase alors que l'axe des ordonnées représente la composante en quadrature.

Il est souvent pratique de modéliser l'information binaire selon un signal « carré » $m(t)$ qui peut prendre pour valeur −1 ou +1. Ainsi le signal BPSK peut être représenté par :

$$S_{BPSK}(t) = m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \theta_c) \qquad [3\text{-}19]$$

On peut alors décrire le signal BPSK de façon complexe :

$$S_{BPSK} = Re\{g_{BPSK}(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \qquad [3\text{-}20]$$

où $g_{BPSK}(t)$ est l'enveloppe complexe du signal donnée par :

$$g_{BPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}m(t)e^{j\theta_c} \qquad [3\text{-}21]$$

La densité spectrale de puissance (PSD) de l'enveloppe complexe vaut :

$$P_{g_{BPSK}}(f) = 2E_b\left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b}\right)^2 \qquad [3\text{-}22]$$

On peut alors montrer que la densité spectrale de puissance du signal BPSK est égale à [Rap96] :

$$P_{BPSK}(f) = \frac{E_b}{2}\left[\left(\frac{\sin(\pi(f-f_c)T_b)}{\pi(f-f_c)T_b}\right)^2 + \left(\frac{\sin(\pi(-f-f_c)T_b)}{\pi(-f-f_c)T_b}\right)^2\right] \qquad [3\text{-}23]$$

L'allure de la densité est donnée par la Figure 3-19. 90% de l'énergie du signal BPSK se trouve dans une largeur de bande de 1.6 R_b où R_b=1/T_b est le débit binaire.

Enfin on donne la probabilité d'erreur obtenue en employant la modulation BPSK :

$$P_{e,BPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \qquad [3\text{-}24]$$

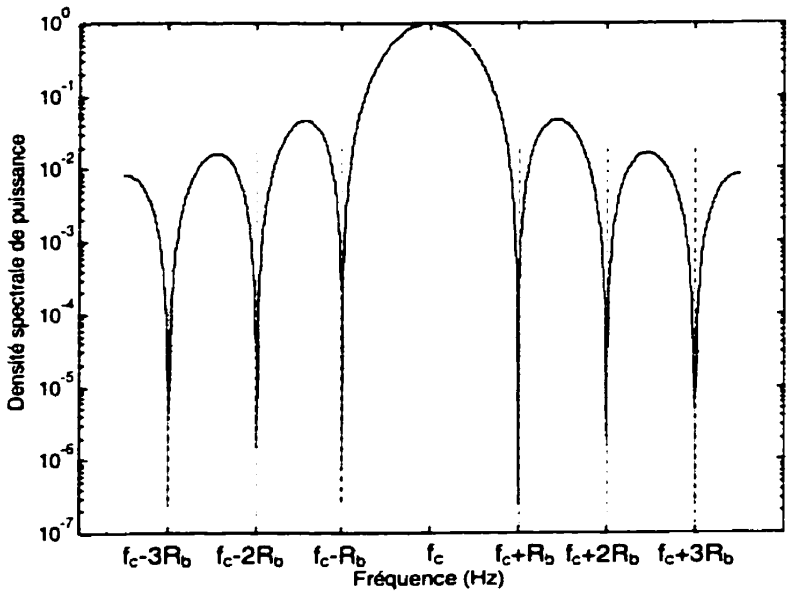


Figure 3-19. Allure de la densité spectrale de puissance BPSK

3.3.5 Modulation QPSK

La modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) a une efficacité spectrale double par rapport à celle du BPSK comme on le montrera plus tard. La phase de la porteuse peut prendre quatre valeurs différentes, par exemple, 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$, chacune d'entre elles correspondant à une paire unique de bits. Le signal QPSK se présente alors sous cette forme :

$$S_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos\left[2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}\right] \quad 0 \le t \le T_S \quad i = 1,2,3,4 \qquad [3\text{-}25]$$

où T_S est la durée d'un symbole, ce qui correspond à deux périodes de bit. En utilisant des identités trigonométriques, on peut réécrire l'équation [3-25] :

$$S_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\sin(2\pi f_c t) \qquad [3\text{-}26]$$

En introduisant les deux fonctions de base $\phi_1(t) = \sqrt{2/T_S}\cos(2\pi f_c t)$ et $\phi_2(t) = \sqrt{2/T_S}\sin(2\pi f_c t)$, le jeu de signaux QPSK s'exprime comme suit :

$$S_{QPSK} = \left\{\sqrt{E_S}\cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\phi_1(t) - \sqrt{E_S}\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\phi_2(t)\right\} \quad i = 1,2,3,4 \qquad [3\text{-}27]$$

À partir de cette décomposition, on peut représenter le jeu de signaux QPSK dans le même plan que pour le BPSK. Les diagrammes de constellation sont représentés à la Figure 3-20 pour deux répartitions des phases équivalentes (Figure (a) : 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$; Figure (b) : $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ et $7\pi/4$).

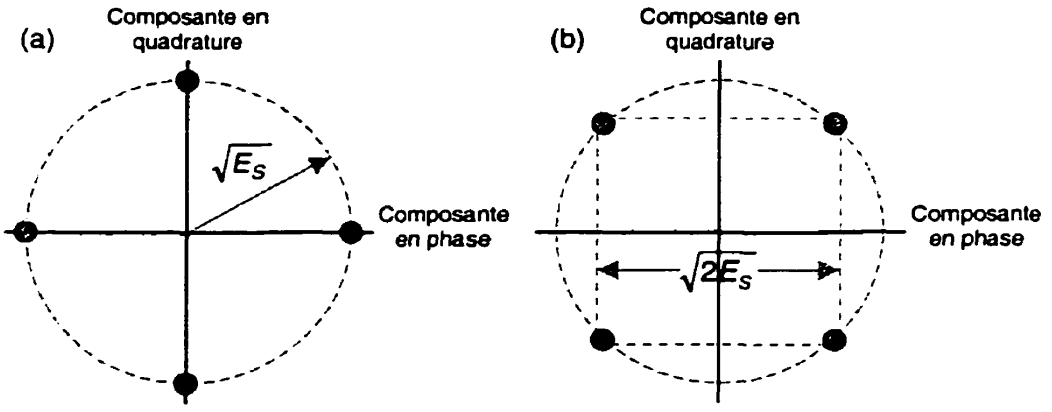


Figure 3-20. Deux types de constellation QPSK

La densité spectrale de puissance est obtenue de manière similaire à celle du BPSK en remplaçant la période de bit T_b par la période de symbole T_s [Rap96] :

$$\begin{aligned} P_{QPSK} &= \frac{E_s}{2}\left[\left(\frac{\sin(\pi(f-f_c)T_s)}{\pi(f-f_c)T_s}\right)^2 + \left(\frac{\sin(\pi(-f-f_c)T_s)}{\pi(-f-f_c)T_s}\right)^2\right] \\ &= E_b\left[\left(\frac{\sin(2\pi(f-f_c)T_b)}{2\pi(f-f_c)T_b}\right)^2 + \left(\frac{\sin(2\pi(-f-f_c)T_b)}{2\pi(-f-f_c)T_b}\right)^2\right] \end{aligned} \qquad [3\text{-}28]$$

L'allure de la densité spectrale est représentée à la Figure 3-21. 90% de l'énergie est comprise dans une largeur de bande moitié de celle du BPSK, soit 0.8 R_b.

À partir de la constellation, on peut déduire la probabilité d'erreur obtenue en employant le QPSK. La distance entre deux points adjacents est $\sqrt{2E_s}$. Chaque symbole correspond à deux bits donc $E_s = 2E_b$, et ainsi la distance entre deux points adjacents devient $2\sqrt{E_b}$. Grâce à l'équation [3-11], on obtient :

$$P_{e,QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \qquad [3\text{-}29]$$

On remarque que la probabilité d'erreur par bit est identique à celle obtenue avec le BPSK mais deux fois plus de données sont transférées dans la même largeur de bande.

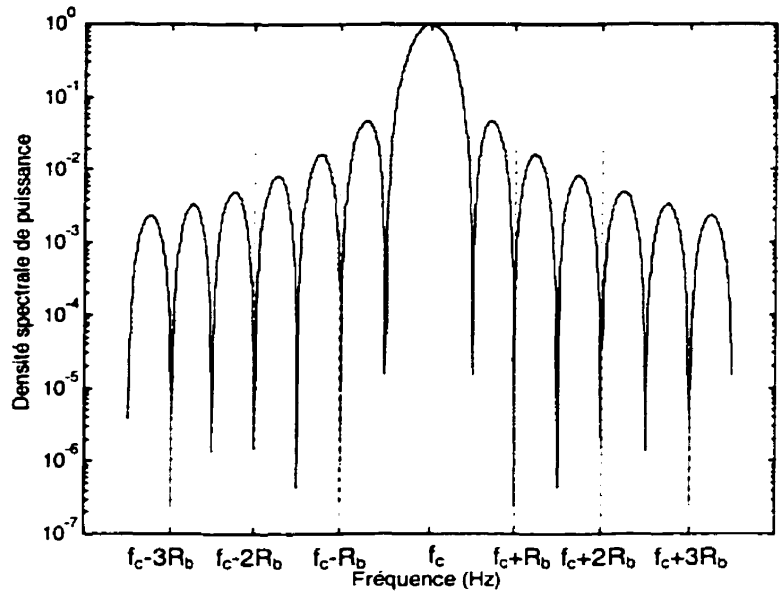


Figure 3-21. Allure de la densité spectrale de puissance QPSK

3.4 Le codage

Le codage a pour but premier de protéger l'information numérique en insérant de la redondance dans les messages transmis. Il existe deux classes de codes :

- Les codes détecteurs d'erreurs,
- Les codes correcteurs d'erreurs.

En 1948, Shannon a démontré qu'en encodant de manière adéquate l'information, il serait possible de diminuer indéfiniment le taux d'erreur quelque soit le niveau de bruit si toutefois le débit ne dépasse pas la capacité du canal donnée à l'équation [3-10] (chapitre modulation). Cette borne dépend évidemment du rapport signal sur bruit.

Les codes peuvent aussi être classés selon trois grandes familles (cf. Figure 3-22) :

- Les codes en bloc (Hamming, Hadamard, Golay, BCH, Reed-Solomon...),

- Les codes convolutionnels,
- Les codes concaténés avec décodage itératif (parmi lesquelles on compte les turbocodes) exploitant différents codes convolutionnels.

Ce sont ces deux derniers types de codes qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications étudiés dans ce mémoire et sont présentés dans les sections suivantes.

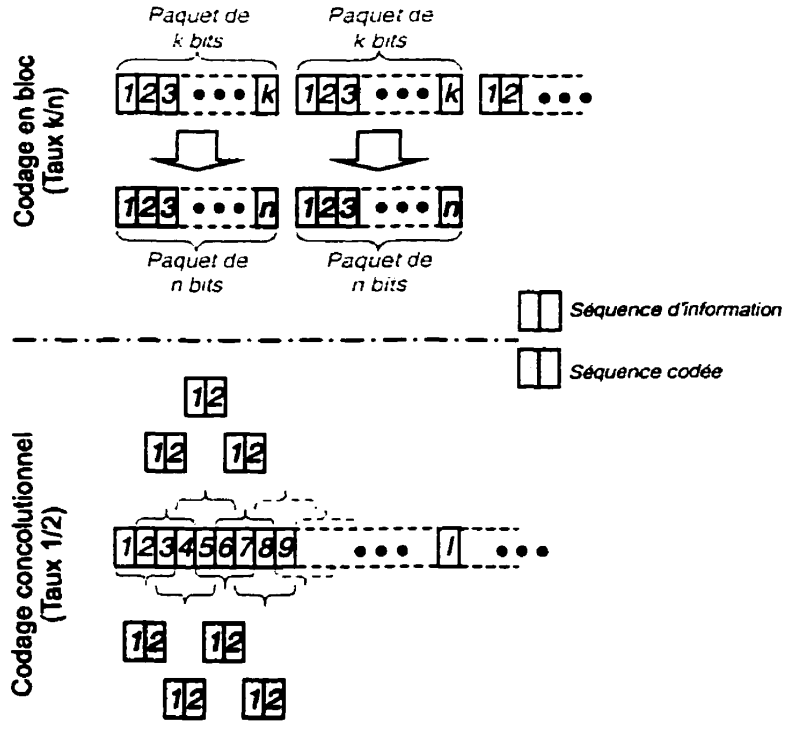


Figure 3-22. Schéma de principe du codage en bloc et convolutionnel

Comme le montre la Figure 3-22, les codes en blocs codent l'information par paquet indépendamment les uns des autres. Le codeur convolutionnel, d'un autre côté traite le flux de données de manière continue.

3.4.1 Codage convolutionnel

Les codes convolutionnels sont des codes correcteurs d'erreurs très puissants. La Figure 3-23 représente la structure générale d'un codeur de ce type. L'information à coder passe par un registre à décalage de K étages (K est appelé la longueur de contrainte). Chaque sous-registre contient quant à lui k bits. n additionneurs sont reliés

à ces cases mémoires selon un schéma bien précis. Les sorties de chacun des additionneurs sont les symboles codés.

Lorsque k nouveaux bits d'information sont prêts, le contenu des registres se décalent de k positions et on obtient à nouveau en sortie n bits codés. Le taux de codage, noté R_c, est donc de k/n (Rapport entre le nombre de bits entrant dans le codeur et le nombre de symboles codés qui en sort).

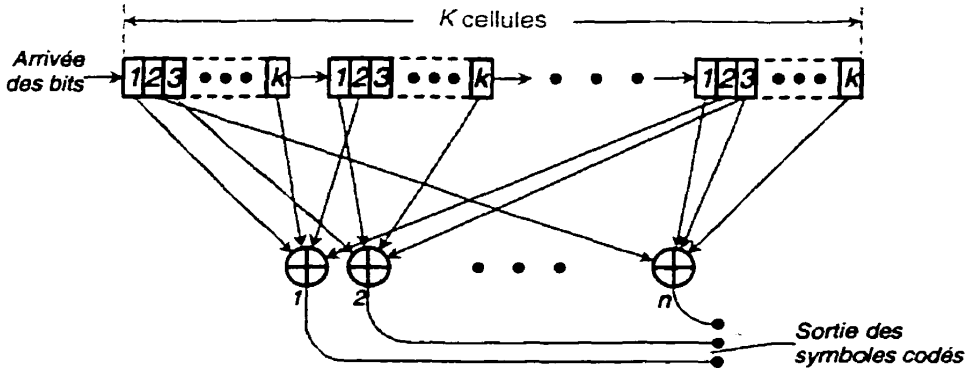


Figure 3-23. Diagramme bloc d'un codeur convolutionnel

Néanmoins, dans les applications les plus courantes, on utilise des codeurs convolutionnels plus simples du type de celui de la Figure 3-24. Il a la particularité d'utiliser des décalages de 1 bit au lieu de k comme dans le schéma général.

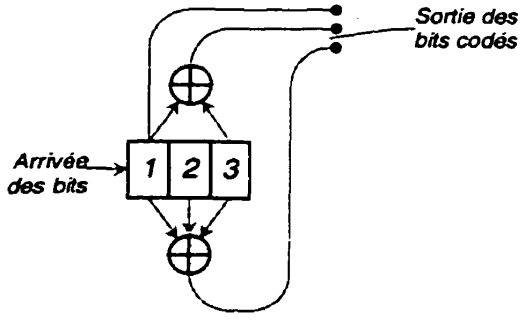


Figure 3-24. Exemple de codeur convolutionnel K=3, k=1, n=3, R_c=1/3

L'exemple de la Figure 3-24 a une longueur de contrainte K=3, et le taux de codage R_c est de 1/3. Il peut être complètement défini par un jeu de coefficient qui

traduit les connections des n additionneurs aux K cellules du registre à décalage. Ici un « 1 » correspond à une connexion alors qu'un « 0 » signifie que l'additionneur ne prend pas en compte la valeur de la cellule. Ici on obtiendrait 100, 101, 111 (4, 5, 7 en octale) comme description de ce codeur.

3.4.1.1 Le diagramme d'état

Le fait que les codeurs convolutionnels soient des machines linéaires à nombre d'états fini permet de représenter ces codes par ce que l'on appelle un diagramme d'état. La Figure 3-25 présente ce diagramme dans le cas particulier introduit précédemment.

Les différents états sont définis par les (K-1) bits les plus récemment entrés dans le registre à décalage (le premier bit de description de l'état correspond au dernier bit à être entré). Il existe donc 2^{K-1} états différents. Dans le schéma, les états sont représentés par des cercles alors que les transitions sont représentées par des flèches. La séquence binaire associée à une flèche est la séquence produite générée par le code. Par contre le bit d'entrée dans l'encodeur définit la flèche sortante empruntée.

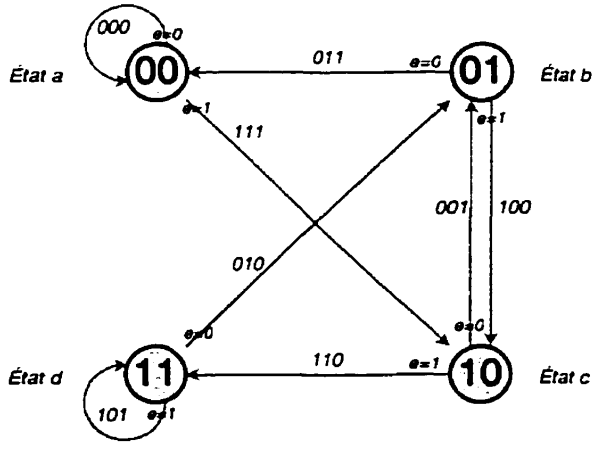


Figure 3-25. Diagramme d'état du code 4, 5, 7

3.4.1.2 L'arbre d'encodage

La représentation par arbre d'encodage est mieux adaptée au décodage que le diagramme d'état. En effet, le décodage consiste à trouver le chemin le plus probable à l'intérieur d'un arbre dont le nombre de branches croit de manière géométrique.

La Figure 3-26 représente cet arbre, une fois encore basé sur l'exemple de la Figure 3-24. On remarquera le chemin en gras qui correspond à la séquence d'entrée 100001 (Un bit à « 0 » correspond à une montée dans l'arbre alors qu'un bit à « 1 » correspond à une descente). Les séquences codées générées sont indiquées sur chaque branche.

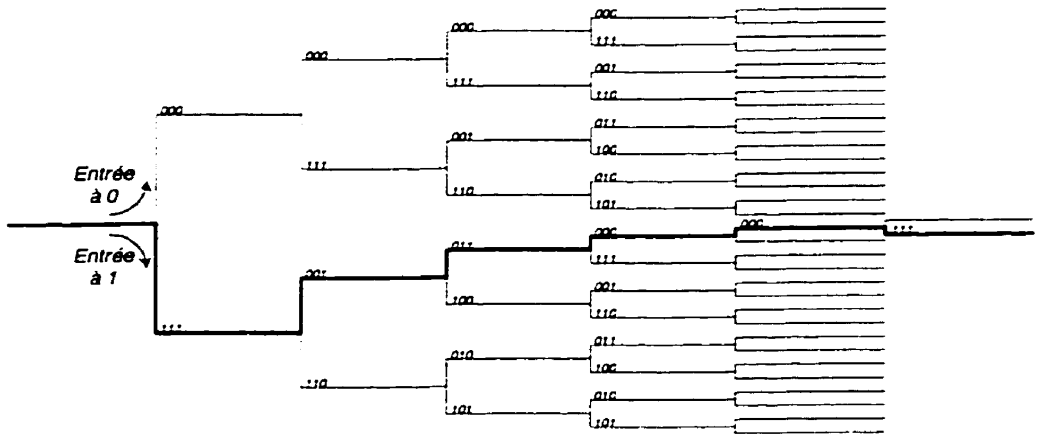


Figure 3-26. Représentation en arbre du code 4, 5, 7

Malheureusement comme on peut le voir, la représentation en arbre devient très vite fastidieuse du fait du nombre croissant de branches.

3.4.1.3 Le treillis d'encodage

Afin de combiner les avantages de la représentation en diagramme d'états et en arbre, on a recours à la représentation en treillis. Il tient compte à la fois des différents états et de la progression temporelle. La Figure 3-27 représente le treillis de notre exemple avec, encore une fois, le chemin de la séquence d'entrée 100001 en gras.

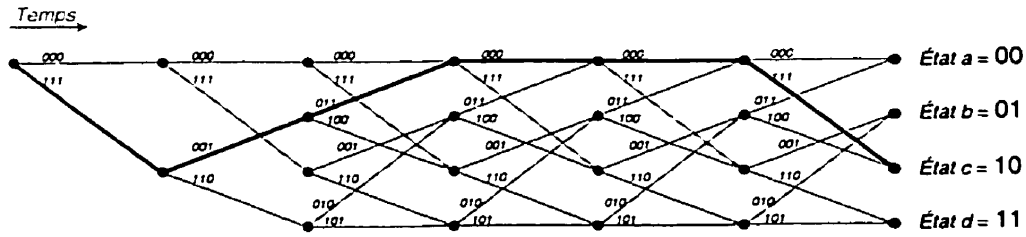


Figure 3-27. Représentation en treillis du code 4, 5, 7

3.4.1.4 Décodage des codes convolutionnels

Il existe une correspondance unique entre la séquence résultante du codage et la séquence d'information, cette séquence correspondant elle-même à un chemin dans le treillis du code.

L'objectif d'un décodeur est de maximiser la vraisemblance d'un chemin en fonction de la séquence codée. Pour ce faire, différents algorithmes ont été mis au point parmi lesquels on compte l'algorithme de Fano pour les codes longs mais surtout l'algorithme de Viterbi qui est optimal [Vit67][For78].

3.4.1.5 Borne supérieure sur la probabilité d'erreur

Afin d'évaluer de façon rapide les performances des codes convolutionnels, une borne supérieure sur la probabilité d'erreur a été introduite [Meh96][Bha85]. Elle découle d'une propriété triviale de la théorie des probabilités qui est appelée la « borne union » :

$$\Pr\left(\bigcup_m A_m\right) \leq \sum_m \Pr(A_m) \qquad [3\text{-}30]$$

En appliquant ce principe et en introduisant le principe de probabilité d'erreur par paire $P_2(d)$, on obtient pour expression de la probabilité d'erreur :

$$P[e] \leq \sum_{d=d_{free}}^{+\infty} C_d . P_2(d) \qquad [3\text{-}31]$$

où l'ensemble $\{C_d\}$ est appelé le spectre du code convolutionnel (cf. ANNEXE C).

Il reste à définir $P_2(d)$:

$$P_2(d) = Q\left(\sqrt{\frac{2dE_s}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2dRE_b}{N_0}}\right) \qquad [3\text{-}32]$$

où R est le taux de codage et E_s est l'énergie par symbole codé.

Dans le cas où l'argument de $Q(.)$ est grand, on peut faire l'approximation suivante :

$$\sum_{d=d_{free}}^{+\infty} C_d . P_2(d) \approx C_{d_{free}} . P_2(d_{free}) \qquad [3\text{-}33]$$

3.4.2 Turbocodage

C'est en 1993 qu'a émergé le principe « turbo » associé aux codeurs convolutionnels. Les turbocodes ont cette particularité de s'approcher de manière spectaculaire de la borne de Shannon introduite précédemment, supplantant de manière notable les performances des codes convolutionnels classiques [Bat97][Ber93].

Le schéma général de ce type d'encodeur est représenté à la Figure 3-28. Il est constitué de deux encodeurs convolutionnels systématiques (c'est à dire que les bits d'entrées sont retranscrits directement dans un des symboles codés comme c'est le cas dans l'exemple étudié dans la section 3.4.1) en parallèle. Le premier opère sur la séquence de bits originale alors que le deuxième code un flux de donnée qui a préalablement subi un entrelacement.

Il est aussi possible de faire varier le taux de codage en perforant la séquence de bits codé, c'est à dire en « omettant » de transmettre certains bits.

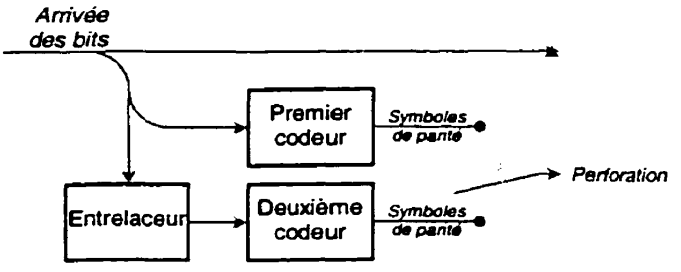


Figure 3-28. Schéma de principe d'un encodeur turbo

La véritable innovation des turbocodes est assurément le principe de décodage qui se fait de manière récursive en exploitant les résultats antérieurs du décodage. Les décisions des décodeurs sont transitées de manière « douce », ce qui signifie que la décision est accompagnée d'une meure de sa vraisemblance.

La Figure 3-29 présente le schéma de principe d'un tel décodeur. On remarque immédiatement cette boucle qui a donné cette dénomination « turbo » à ce principe de décodage. Il est possible de répéter le processus de décodage une infinité de fois, mais en pratique, on obtient un résultat satisfaisant après quelques itérations seulement.

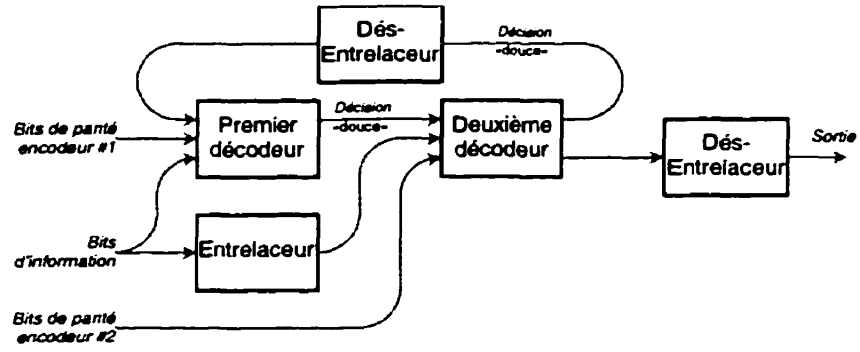


Figure 3-29. Schéma de principe d'un décodeur turbo

Malheureusement les turbocodes ont cet inconvénient majeur qu'ils nécessitent un temps considérable de calcul limitant ainsi les applications à des codes de taux 1/2 ou 1/3.

4 LE CANAL RADIOMOBILE ET SES CORRECTIONS

Après avoir passé en revue les élèments constitutifs principaux de la chaîne de transmission des systèmes de télécommunications mobiles, on s'intéresse maintenant au canal radiomobile ainsi qu'aux corrections que l'on peut lui appliquer.

4.1 La modélisation du canal radiomobile

Contrairement aux ondes radioélectriques de fréquence inférieure à 30 MHz qui se réfléchissent sur l'ionosphère, les ondes utilisées dans les systèmes de télécommunication cellulaire n'ont qu'une portée limitée permettant ainsi de réutiliser les fréquences d'une cellule à l'autre. La gamme de fréquence pour les radiocommunications mobiles est 150 MHz – 2 GHz.

Par opposition à une liaison fixe où l'on s'efforce à dégager la liaison, la liaison entre un émetteur-récepteur fixe et un récepteur-émetteur mobile est perturbée par la présence d'obstacles naturels (relief, arbres...) ou artificiels (bâtiments...).

L'effet des obstacles sur la propagation dépend de leur taille vis-à-vis de la longueur d'onde ($\lambda = 33$ cm pour 900 MHz). Les phénomènes de propagation rencontrés sont :

- Réflexion sur un obstacle plan (façades...),
- Diffraction par des écrans (relief, toits, coins des bâtiments...),
- Diffusion (végétation...),
- Pénétration (à travers les murs...).

Afin de modéliser le canal radiomobile, on peut avoir recours à une approche empirique et statistique (mesures en milieu réel) ou déterministe (calculs à partir de modèles géographiques).

Une combinaison de ces deux méthodes est généralement utilisée. On distingue trois échelles de variation. La Figure 4-1 représente l'allure de la puissance reçue par un mobile en mouvement en fonction du temps. On distingue tout d'abord les variations

à grand échelle dues à l'éloignement par rapport à la base. Viennent ensuite les altérations par effet de masque dues aux obstacles, et enfin les évanouissements rapides causés par le phénomène multichemins.

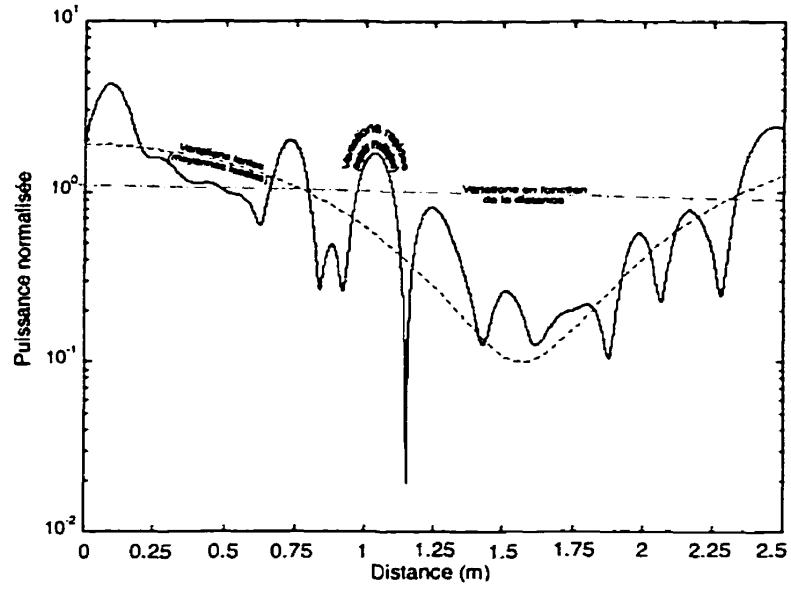


Figure 4-1. Les variations du canal radiomobile

Les prochaines sections détailleront ces différentes échelles de variations.

4.1.1 Les variations à grande échelle

Ces variations sont modélisées par des modèles basés sur des observations. Les modèles restent valides dans une gamme de fréquences (f), de distances (d) et de hauteurs d'antennes (de base et de mobile notées respectivement h_b et h_m) raisonnable. Les pertes exprimées en dB ont une expression de la forme :

$$Perte = 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + 10n\log_{10}\left(\frac{f}{f_0}\right) + f(h_m, h_b) + \alpha_o \qquad [4\text{-}1]$$

- Le paramètre γ caractérise l'atténuation en fonction de la distance. Il vaut 2 (20 dB/décade) en espace libre et vaut 4 (40 dB/décade) au-dessus de la terre plane pour une distance d grande devant $2\pi h_b h_m / \lambda$. En zone urbaine, ce facteur varie entre 30.5 et 43.1 dB/décade pour des macro-cellules.

- Le paramètre n caractérise l'atténuation en fonction de la fréquence. Il vaut entre 20 et 30 dB/décade pour des fréquences entre 30 MHz et 2 GHz et une distance entre le mobile et la base entre 2 et 30 km.
- L'atténuation qui est due à la hauteur de l'antenne de la base est de l'ordre de -20 dB/décade (h_b>10 m) alors que celle qui est due à l'antenne du mobile est de l'ordre de –10dB/décade (h_m<5 m).
- α_0 est un facteur d'ajustement.

Divers modèles empiriques ont été mis au point : On compte parmi ceux-ci, le modèle relativement simple d'Okumura-Hata [Hat90] basé sur des mesures effectuées à Tokyo et qui tient compte du niveau d'urbanisation du milieu ; le modèle plus sophistiqué de Walfish-Ikegami qui s'occupe du problème des microcellules en utilisant des données topographiques mais aussi ceux d'Egli, d'Edwards et Durkin, de Carey, de Blonquist et Ladel, de Lee, de Bertoni et Walfish [Wal88], d'Alsebrook et Parsons.

4.1.2 Les variations à moyenne échelle

Les variations dites « à moyenne échelle » sont celles qui sont dues à l'effet d'ombrage (« shadowing » en anglais) des objets présents dans l'environnement. Elles sont représentées par une loi lognormale, variation aléatoire des points mesurés autour d'une valeur médiane.

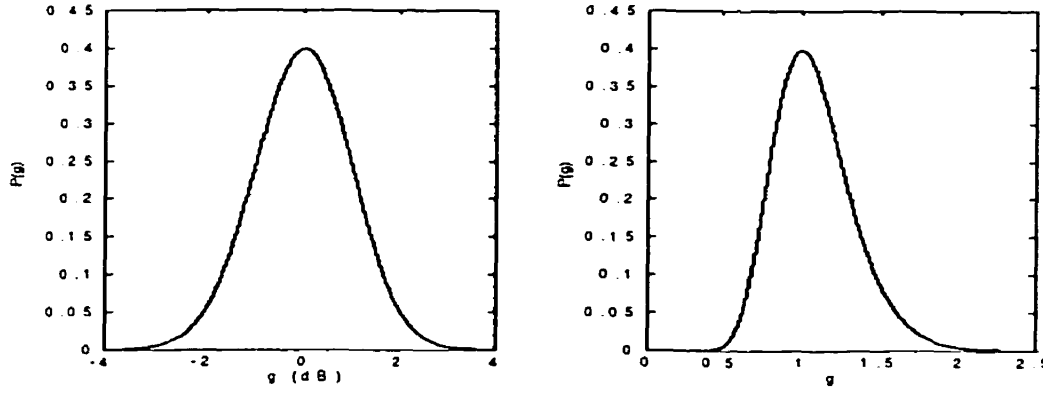


Figure 4-2. Fonction de répartition lognormale (m=0 dB, σ=1 dB)

Cette atténuation aléatoire, exprimée en dB, est une variable aléatoire gaussienne d'écart-type σ et de moyenne m dB (Figure 4-2) :

$$P(g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(g-m)^2}{2\sigma^2} \right) \qquad [4\text{-}2]$$

Selon les environnements considérés, l'écart-type peut varier de 2 à 12 dB.

4.1.3 Les variations à petite échelle

L'onde radioélectrique parvient au récepteur via différents trajets radioélectriques. Le trajet direct est emprunté lorsque le récepteur et l'émetteur sont en visibilité et à celui-ci s'ajoutent tous les échos issus de réflexions et de diffractions sur des structures diverses.

Le canal radiomobile est aussi caractérisé par sa nature fluctuante due au déplacement du mobile, aux modifications de l'environnement (déplacement d'obstacles...).

Ces deux phénomènes vont se traduire par des évanouissements en temps et en fréquence du signal reçu dus aux interférences entre les différents trajets.

4.1.3.1 Effet Doppler

Afin d'évaluer l'influence de l'effet Doppler lors du déplacement du mobile par rapport à la base, on considère le cas particulier où il n'y aurait qu'un seul trajet. La Figure 4-3 décrit une situation de transmission avec une base B en vue directe avec un mobile M qui se déplace à la vitesse $\vec{v}$.

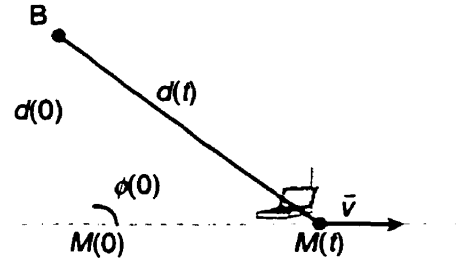


Figure 4-3. Modèle géométrique de l'étude de l'effet Doppler

La distance parcourue par l'onde entre la base et le mobile à l'instant t est donnée par :

$$\begin{aligned} d(t) &= \left|\vec{B} - \vec{M}(t)\right| \\ &= \left|\vec{B} - \vec{M}(0)\right| \sqrt{1 - 2\frac{\left\langle \vec{B} - \vec{M}(0) \middle| \vec{v}t \right\rangle}{\left|\vec{B} - \vec{M}(0)\right|^2} + \frac{\left|\vec{v}t\right|^2}{\left|\vec{B} - \vec{M}(0)\right|^2}} \end{aligned} \qquad [4\text{-}3]$$

Avec $\langle \cdot | \cdot \rangle$ qui représente le produit scalaire. L'équation [4-3] se réécrit alors :

$$d(t) = d(0)\sqrt{1 - \frac{2d(0)tv\cos(\phi(0))}{d(0)^2} + \frac{t^2v^2}{d(0)^2}} \qquad [4\text{-}4]$$

Si l'on considère un déplacement du mobile très petit par rapport à $d(0)$ (c'est à dire $tv << d(0)$), on peut faire l'approximation suivante :

$$d(t) = d(0) - vt\cos\phi(0) \qquad [4\text{-}5]$$

Si la fréquence de la porteuse est f_0, le signal reçu a la forme suivante :

$$\begin{aligned} r(t) &= \alpha(t)\cos\left(2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{d(t)}{c} + \varphi_0\right) \\ &= \alpha(t)\cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{f_0 v\cos\phi(0)}{c}\right)t - 2\pi f_0 \frac{d(0)}{c} + \varphi_0\right) \end{aligned} \qquad [4\text{-}6]$$

Tout se passe en fait comme si la fréquence d'émission n'était plus f_0 mais $f_0 + f_d\cos\phi(0)$ avec $f_d = f_0 v/c$.

Dans le cas plus réaliste où le récepteur reçoit plusieurs ondes issues d'un diffuseur, on peut montrer que le décalage fréquentiel se fait de manière continue sur toute une gamme de fréquences définie par le spectre Doppler de l'équation [4-7] [Rap96]. L'allure de ce spectre est donnée à la Figure 4-4 en fonction de la fréquence réduite f/f_d.

$$S_c(f) = \frac{\sigma^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} \qquad [4\text{-}7]$$

On peut aussi introduire le temps de cohérence T_c :

$$T_c = \frac{1}{f_d} \qquad [4\text{-}8]$$

Le temps de cohérence est en fait une mesure statistique de la durée sur laquelle le canal peut être considéré invariant. Deux cas de figure sont alors possibles en fonction de la durée des symboles T_s :

- $T_c < T_s$: On a affaire à un canal sélectif en temps,
- $T_s < T_c$: Le canal est dit à « évanouissements lents ».

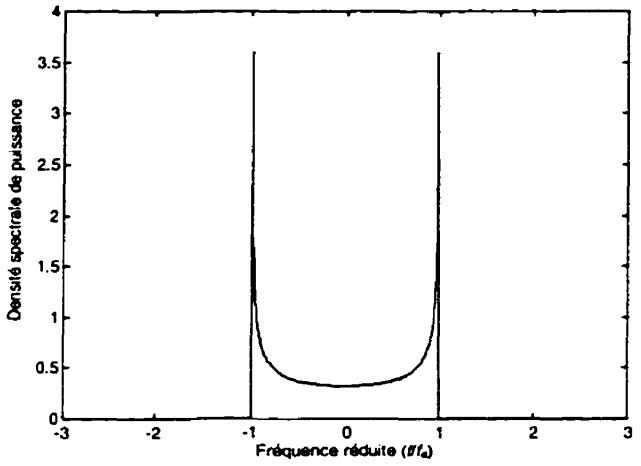


Figure 4-4. Spectre Doppler classique

4.1.3.2 Aspect multichemins

Le signal reçu résulte de la superposition des ondes qui interfèrent les unes avec les autres. Les effets de la propagation par trajets multiples sont linéaires et le canal peut être représenté par un filtre linéaire.

Par analogie à l'optique géométrique, les trajets sont apparentés à des rayons optiques rectilignes réfléchis ou diffractés sur des obstacles. Le signal reçu peut alors s'écrire sous la forme :

$$r(t) = \sum_{i=1}^{L} \alpha_i e(t - \tau_i) \qquad [4\text{-}9]$$

où $e(t)$ représente le signal émis, τ_i est le retard de l'$i^{ème}$ trajet et L est le nombre d'échos décelables. Le retard introduit est dû à la distance d_i parcourue par l'onde entre l'émetteur et le récepteur. α_i est l'atténuation sur cet $i^{ème}$ trajet (atténuation en fonction de l'éloignement et absorption d'énergie par les obstacles).

Pour une position donnée de l'émetteur et du récepteur, le canal est représenté par sa réponse impulsionnelle $h_c(\tau)$:

$$h_c(\tau) = \sum_{i=1}^{L} \alpha_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t)) \qquad [4\text{-}10]$$

Ce filtre n'est donc pas stationnaire puisque les paramètres dépendent de *t*.

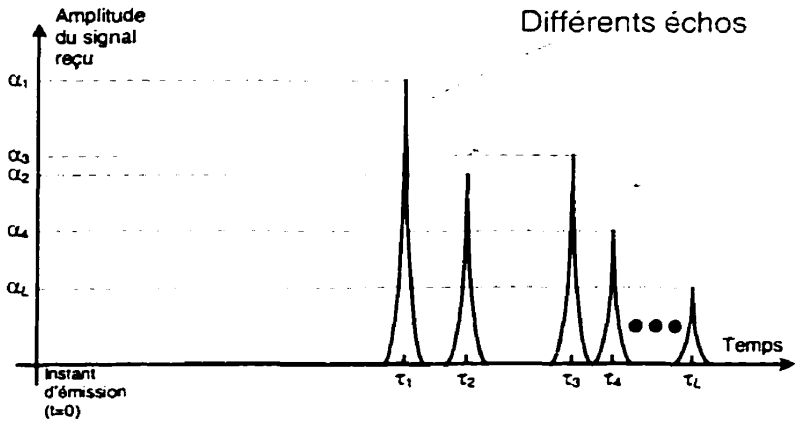


Figure 4-5. Allure du profil des échos

À un instant t, le délai moyen est le premier moment du profil des délais et est égal à [Rap96] :

$$Délai = \frac{\sum_{i=1}^{L} \alpha_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^{L} \alpha_i^2} \qquad [4\text{-}11]$$

On peut alors définir la dispersion T_m comme étant :

$$T_m = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L} \alpha_i^2 (\tau_i - Délai)^2}{\sum_{i=1}^{L} \alpha_i^2}} \qquad [4\text{-}12]$$

Et la bande de cohérence du canal :

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \qquad [4\text{-}13]$$

Cette bande de cohérence est en fait une mesure statistique de la plage de fréquences sur laquelle on peut considérer que le canal est « plat », c'est à dire qu'il ne déforme ni la phase ni l'amplitude du signal. En d'autres termes, on peut dire qu'il y a

corrélation d'amplitude et de phase entre deux composantes incluses dans cette même bande.

Deux cas de figure s'offre alors à nous :

- Le cas où la bande utile du signal B_W est inférieure à la bande de cohérence B_c : Dans ce cas, on parle de canal « plat »,
- Le cas où $B_W > B_C$: On parle ici de canal sélectif en fréquence.

À cause des interférences entre les différents trajets qui peuvent être soit constructives soit destructives, des évanouissements du signal apparaissent. Typiquement, ces fluctuations se produisent à des intervalles de l'ordre de $\lambda/2$ où λ représente la longueur d'onde de la porteuse.

4.1.3.3 Distribution de Rayleigh

Lorsque le trajet direct n'est pas présent, le modèle de Rayleigh est celui qui est normalement adopté pour représenter les évanouissements subis par le signal (Remarque : si au contraire ce trajet avait été présent, comme c'est souvent le cas pour une liaison par satellite ou en milieu rural, on adopterait la modélisation de Rice).

Dans l'étude qui fait l'objet de ce mémoire, on s'intéresse à un système de communication en milieu urbain, ce qui représente le pire cas au niveau des caractéristiques du canal radiomobile. C'est pourquoi on adopte une modélisation de Rayleigh.

Si l'on revient à la Figure 4-1, les variations de Rayleigh correspondent aux variations rapides du signal. Les évanouissements profonds se produisent tous les 20 cm environ, ce qui correspond à une fréquence de porteuse de l'ordre de 750 MHz.

Dans ce modèle, on caractérise le signal reçu par sa densité de probabilité. On considère ici que les composantes en phase et en quadrature des différents échos répondent à une loi gaussienne de moyenne nulle du fait de leur grand nombre [Rem88].

La densité de probabilité de Rayleigh est donnée par l'expression suivante :

$$p(r) = \begin{cases} \dfrac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\dfrac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \le r < +\infty) \\ 0 & (-\infty < r \le 0) \end{cases} \qquad [4\text{-}14]$$

où σ^2 est la puissance moyenne reçue. L'allure de cette distribution est représentée à la Figure 4-6.

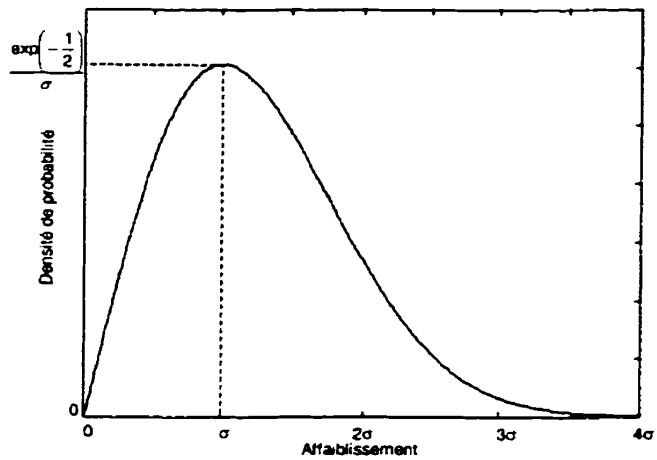


Figure 4-6. Distribution de Rayleigh

La valeur moyenne de la distribution r_{moy} est donnée par :

$$r_{moy} = E[r] = \int_0^{+\infty} p(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} \qquad [4\text{-}15]$$

et la variance de la distribution σ_r^2 vaut :

$$\sigma_r^2 = E\left[(r - E(r))^2\right] = \int_0^{+\infty} r^2 p(r)dr - \frac{\sigma^2\pi}{2} = \sigma^2\left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \qquad [4\text{-}16]$$

4.1.3.4 Simulateur de canal à temps discret

Il a été mentionné à la section précédente que le signal de Rayleigh se décompose selon 2 signaux gaussiens en quadrature. Il est possible d'améliorer cette approche en y ajoutant l'effet Doppler. Il suffit pour cela de filtrer le bruit gaussien par un filtre qui a pour fonction de transfert $H(f) = \sqrt{S_c(f)}$ (cf. équation [4-7]).

La Figure 4-7 schématise la méthode d'obtention du signal de Rayleigh. Le filtrage peut être obtenu par transformation de Fourier rapide avec une cadence d'échantillonnage supérieure à $2f_{max}$ où f_{max} est la fréquence maximale de $S_c(f)$.

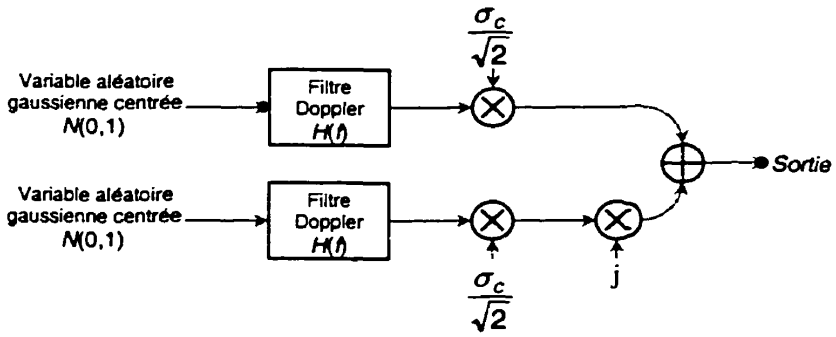


Figure 4-7. Génération d'un signal de Rayleigh

4.1.4 Le bruit

En plus de toutes ces altérations dans le niveau de puissance et dans les délais de réception s'ajoutent toutes les perturbations électromagnétiques hertziennes mais aussi celles causées par les appareils électroniques eux-mêmes.

On peut regrouper les sources de bruit hertzien en deux grandes familles comme le montre la Tableau 4-1 [Duf76].

Tableau 4-1. Les différentes sources de bruit hertzien

Origine						
Naturelles		Humaines				
Terrestres	Extraterrestres	Électronique de communication	Puissance électrique	Machines-outils	Systèmes d'allumage	Industrie et particuliers
• Atmosphérique • Précipitation	• Soleil • Cosmique • Étoiles	• Émission • Relais de communication • Navigation • Radar • Communication	• Génération • Conversion • Transmission • Distribution	• Outils de puissance • Appareils • Équipement Bureautique • Machines Industrielles • Transporteurs	• Engins • Véhicules • Outils	• Radiateur et Soudeur • Nettoyeur à Ultrasons • Appareils Médicaux • Appareils de Contrôle • Ordinateurs • Éclairage

Parmi les sources naturelles de bruit terrestres, ce sont les phénomènes atmosphériques tels que les orages qui dominent jusqu'à une fréquence de 100 MHz. Pour ce qui concerne les fréquences supérieures (jusqu'à 1GHz), c'est le bruit cosmique qui est dominant.

Mais cela reste tout de même le bruit d'origine humaine qui est le plus important, surtout dans les régions industrialisées. Les rayonnements parasites qui sont

la cause de cette pollution électromagnétique proviennent de tous les types d'appareils électriques et électroniques qu'ils soient personnels, industriels, scientifiques ou médicaux.

Pour ce qui est du bruit inhérent aux appareils de communications, il est dû à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs. Le spectre de ce bruit s'étale jusqu'à des fréquences pouvant aller jusqu'à quelques GHz et la puissance ici mise en jeu est de l'ordre :

$$P = kTB \qquad [4\text{-}17]$$

où k est la constante de Boltzmann, T est la température et B est la largeur de bande considérée.

4.2 Les corrections apportées au signal radiomobile

4.2.1 Le récepteur de Rake

Dans les systèmes à spectre étalé CDMA, la période de chip est généralement nettement plus petite que la dispersion du canal. Ceci signifie qu'entre deux échos d'un même signal, plusieurs périodes de chips se sont écoulées.

Cette propriété, ajoutée à celle de corrélation peu élevée des trames lorsque l'on se décale ne serait-ce que d'un chip, permet de dissocier 2 échos qui seraient séparés d'au moins une période de chip. Ainsi les différents délais de propagation dans le canal fournissent plusieurs versions du signal à la réception. C'est ce que l'on appelle la diversité temporelle.

L'idée est alors de combiner ces différents signaux afin d'améliorer le rapport signal sur bruit à la réception. Pour ce faire, Price et Green [Pri58] ont eu recours à ce qu'ils ont appelé un récepteur de Rake constitué d'un certain nombre de corrélateurs (corrélation entre l'entrée et les séquences PN décalées) qui tentent de s'aligner sur différents échos ou chemins. Le récepteur de Rake présenté à la Figure 4-8 comporte M « doigts », c'est à dire qu'il est capable de détecter au maximum M échos différents.

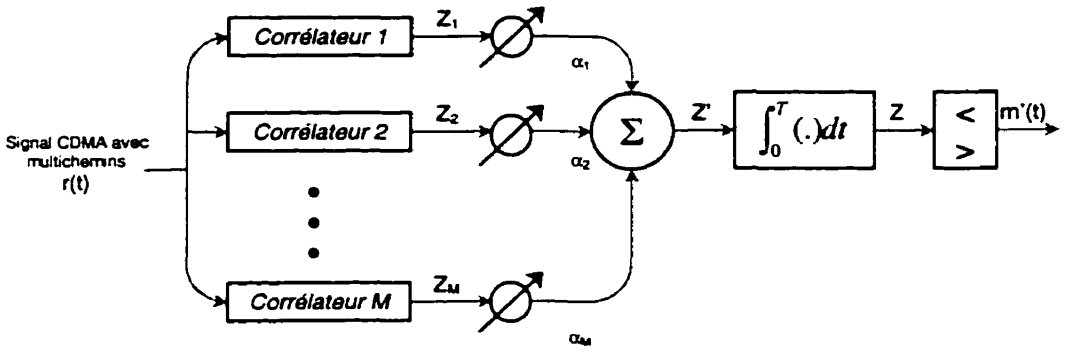


Figure 4-8. Schéma de principe d'un récepteur de Rake

Les M sorties des corrélateurs sont ensuite pondérées afin d'améliorer l'estimation. La démodulation ainsi que la décision finale est ainsi basée sur la somme pondérée des corrélateurs [Ada97].

Si à un instant donné, l'un des chemins est altéré par des évanouissements importants, il se peut qu'il n'en soit pas de même pour tous les échos. Grâce au système de pondération on pourra donc limiter l'influence de l'écho imparfait en privilégiant les chemins puissants.

Notons Z_1, Z_2,..., Z_M, les sorties des M corrélateurs. Elles sont pondérées par les coefficients α_1, α_2,..., α_M respectivement. Le signal global Z' s'exprime alors de la manière suivante :

$$Z' = \sum_{m=1}^{M} \alpha_m Z_m \qquad [4\text{-}18]$$

Les coefficients α_m sont normalisés de telle sorte que leur somme soit constante et unitaire comme le montre l'équation suivante :

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{l=1}^{M} Z_l^2} \qquad [4\text{-}19]$$

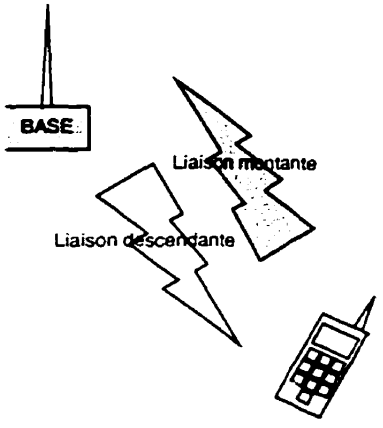
On peut prouver de manière rigoureuse que cette distribution des coefficients est optimale. À titre d'information on pourra noter que le signal obtenu en sortie du récepteur de Rake suit la loi « chi carré ».

4.2.2 Le contrôle de puissance

On a vu à la section 3.1.3.4 que le contrôle de puissance constitue un point-clé de la mise en oeuvre d'un système de télécommunications utilisant le CDMA. La puissance des différents usagers est en fait ajustée pour éviter que les usagers plus proches de la base n'interfèrent pas trop.

Plusieurs méthodes de contrôle de puissance sont possibles et sont présentés dans cette section.

4.2.2.1 Contrôle de puissance en boucle fermée



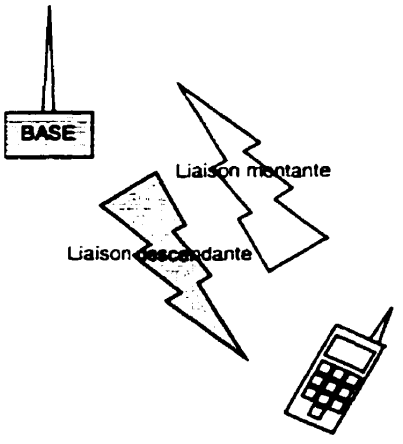
- Les informations sur l'état du canal sont acquises sur la liaison montante.
- Les variations rapides (évanouissements multi-chemins, fading) sont elles aussi corrigées
- Nécessite un trajet aller-retour de l'information entre le mobile et la base.

Figure 4-9. Contrôle de puissance en boucle fermée

Dans ce schéma, l'information qui circule sur la liaison montante (du mobile à la base) est traitée afin de détecter l'état du canal (variations de l'amplitude du signal). Le mobile reçoit ensuite l'information de la base lui permettant de modifier sa puissance transmise afin de compenser les dégradations du signal subies lors de la transmission vers la base. Si le délai du trajet aller-retour entre le mobile et la base ajouté au délai de traitement est moins grand que la période de corrélation du canal (temps pendant lequel la corrélation entre les atténuations est non nulle) alors le contrôle de puissance est en mesure de corriger les erreurs dues aux évanouissements rapides (fading) de l'amplitude du signal [Cha96]. Dans un système cellulaire terrestre, un tel mécanisme peut être réalisable, ce qui n'est pas le cas pour un système mobile par satellite où le

délai du trajet aller-retour (de l'ordre de la dizaine de ms) dépasse largement la période de corrélation du canal, et ce même pour les satellites à orbite basse.

4.2.2.2 Contrôle de puissance en boucle ouverte



- Les informations sur l'état du canal sont acquises sur la liaison descendante.
- Seules les variations lentes du signal peuvent être détectées (effet d'ombrage, shadowing).
- Les variations rapides (évanouissements multi-chemins, fading) sont juste « nivelées ».

Figure 4-10. Contrôle de puissance en boucle ouverte

Ce contrôle de puissance consiste à obtenir sur la liaison descendante (base-mobile) les informations nécessaires sur l'état du canal. Dans un système en boucle ouverte, le mobile enregistre les informations concernant l'état du canal pendant la liaison descendante afin d'estimer l'état du canal sur la liaison montante. Il est clair que dans ce cas, le contrôle de puissance ne peut détecter et corriger que les variations lentes ou à grande échelle (shadowing) du canal de transmission, car ces derniers demeurent identiques sur les deux liaisons. Quant aux variations rapides, le contrôle de puissance en boucle ouverte essaie de minimiser leurs effets en détectant la puissance moyenne créée par ce type d'évanouissement.

5 LE CANAL RADIOMOBILE CDMA2000

Nous avons décrit au chapitre précédent les caractéristiques du canal radiomobile ainsi que sa modélisation. Dans ce chapitre, on va étudier les performances des techniques employées afin d'améliorer les caractéristiques du signal radiomobile (cf. 4.2) dans le cas particulier de la norme CDMA2000 présentée dans l'ANNEXE A. On s'intéressera donc tout particulièrement aux effets de l'égalisation grâce à un récepteur de Rake ainsi qu'à ceux du contrôle de puissance.

On adoptera ici un contrôle de puissance effectué à la cadence de 800 Hz, c'est à dire que 800 fois par seconde, l'émetteur (que ce soit la base ou le mobile) reçoit systématiquement l'ordre de modifier sa puissance d'émission d'un pas fixe.

Pour ce qui est du récepteur de Rake, 3 échos sont traités, ce qui semble présenter un bon compromis complexité/performance et correspond à une fréquence de chip de 1.25 Mcps dans un canal où la dispersion est de l'ordre de $T_m = 3\,\mu s$ (cf. section 4.1).

Les performances seront exprimées en terme de facteur d'amélioration de l'écart-type de la puissance reçue. Cette valeur sera utilisée plus tard lors de l'analyse des performances du MC-DS-CDMA.

5.1 Modélisation du signal radiomobile

5.1.1 Simplifications apportées au modèle

Comme le signal observé subit un traitement de contrôle de puissance à grande vitesse (800 bps), il est justifié de ne considérer, dans les simulations suivantes, que les variations rapides du signal (fading). En effet, un tel dispositif est capable de supprimer les altérations de l'amplitude du signal dues à :

- La distance qui sépare l'émetteur du récepteur,
- Les variations à moyenne échelle ou effet d'ombrage.

(Se référer à la section 4.1 pour des informations complémentaires sur les variations du signal radiomobile).

5.1.2 Création d'un signal de Rayleigh

La méthode employée est celle qui a été présentée à la section 4.1.3.4. La simulation a été réalisée grâce au logiciel Matlab™. La Figure 5-2 représente la caractéristique statistique du signal de Rayleigh obtenu ainsi que l'allure d'un signal de Rayleigh observé sur 0.1 secondes. On se place ici dans le cas d'un canal très hostile où la vitesse du mobile est de 120 km/h, ce qui correspond à une fréquence Doppler de 100 Hz.

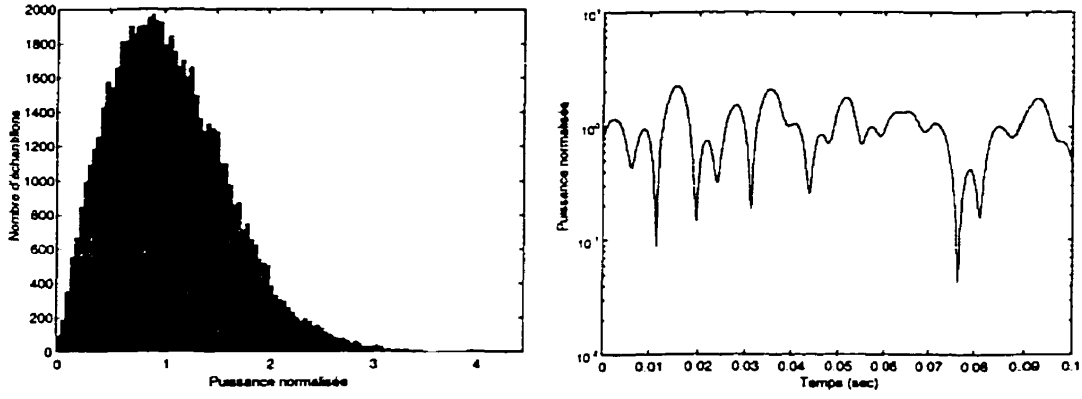


Figure 5-1. Caractéristique statistique et temporelle d'un signal de Rayleigh (120 km/h)

Dans cette étude, les vitesses de déplacement trop faibles ne seront pas considérées parce qu'en dessous d'une vitesse limite, ce n'est plus le déplacement du mobile qui est prépondérant mais les variations de l'environnement (déplacement d'objets essentiellement).

5.2 Contrôle de puissance

Comme on l'a présenté à la section 4.2.2, la puissance émise par un mobile est constamment mesurée à la base. On s'intéresse ici au cas d'une transmission où 4800 symboles sont transmis par seconde. Afin d'estimer convenablement la puissance reçue, la base effectue une moyenne sur 6 symboles.

Cette moyenne est ensuite comparée à un seuil et la base en déduit si la puissance du mobile doit être augmentée ou diminuée par un facteur fixe (de l'ordre de

1 dB). Cette consigne de correction de puissance est transitée via les données transférées de la base vers le mobile selon le schéma décrit à la Fig. A-14.

Le traitement ainsi que le transit de cette consigne implique un délai non négligeable dans la réaction du mobile. Compte tenu des faibles distances qui entrent en jeu lors d'une communication cellulaire terrestre (de l'ordre du km), il semble judicieux de ne prendre en compte que le délai de traitement.

Dans la littérature, le délai est couramment de l'ordre de la milliseconde [Cha96]. Dans notre simulation, il est de 0.75×1.25 ms soit 0.94 ms.

La Figure 5-2 représente l'allure d'un signal de Rayleigh après correction. Dans cet simulation, la vitesse du mobile est de 120 km/h, ce qui correspond à des évanouissements fréquents. On constate que malgré le délai de traitement, le signal corrigé est nettement amélioré lorsque les variations du signal sont lentes. Malheureusement, les évanouissements profonds persistent.

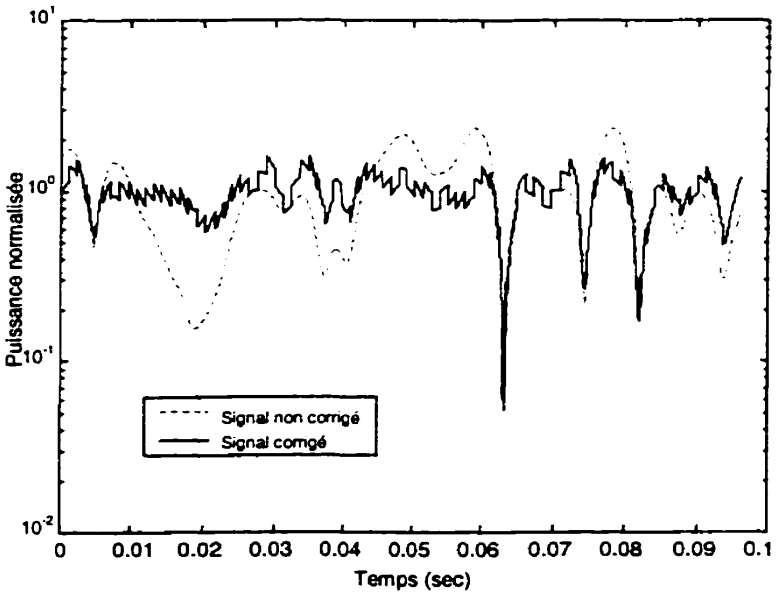


Figure 5-2. Allure du signal de Rayleigh corrigé (120 km/h), pas de 1 dB

La simulation sur 100 secondes, comme on le verra à la section 5.5, est suffisante pour émettre des conclusions sur l'amélioration du signal après la correction de type CDMA2000. L'écart-type de la puissance du signal d'origine est 0.571 et après correction, elle descend à 0.342, ce qui constitue une amélioration de 1.67 soit 2.23 dB.

5.3 Récepteur de Rake

Le principe de fonctionnement du récepteur de Rake a été présenté à la section 4.2.1. Dans notre simulation, on a utilisé un récepteur capable de détecter 3 échos (communément appelé récepteur de Rake à 3 « fingers »), ce qui est un bon compromis complexité/performance.

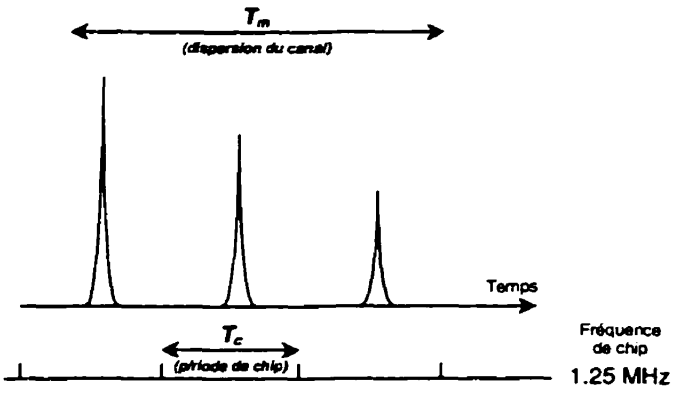


Figure 5-3. Allure des trois échos choisis pour la simulationLes trois échos

La Figure 5-4 montre le résultat en sortie d'un récepteur de Rake lorsque les 3 échos prépondérants ont une puissance moyenne quasi-équivalente (cf Figure 5-3 où le chemin le plus faible a une puissance moitié plus faible que le chemin prioritaire) et que le mobile se déplace à 120 km/h.

Ce dispositif améliore de manière intéressante les variations de la puissance reçue même dans ce cas où les évanouissements sont très fréquents.

La simulation sur 100 secondes permet d'émettre des conclusions sur l'amélioration du signal. L'écart-type des signaux de Rayleigh d'origine est 0.571 et après égalisation, elle descend à 0.369, ce qui constitue une amélioration de 1.55 soit 1.9 dB.

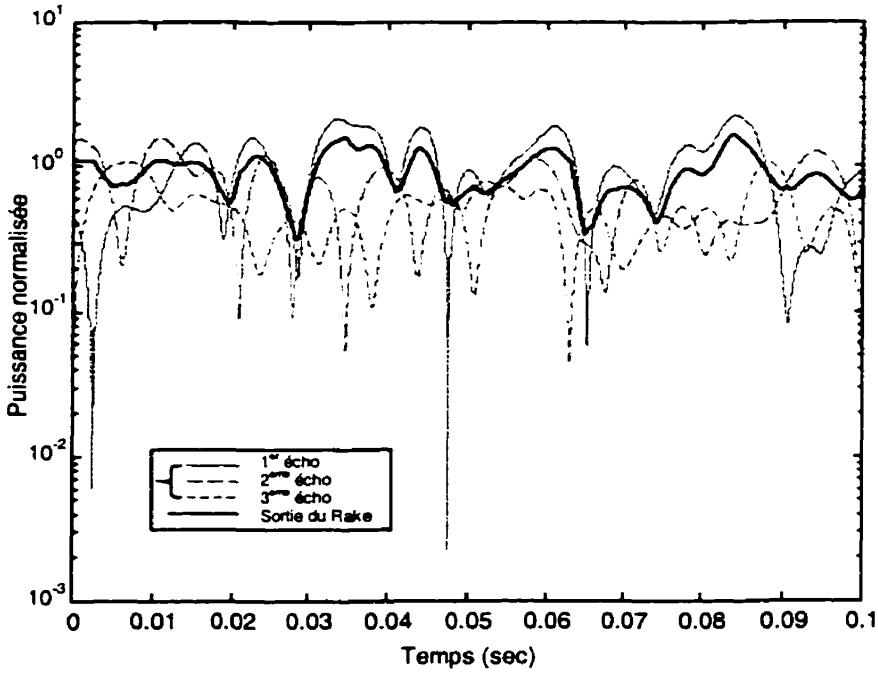


Figure 5-4. Allure de la sortie d'un récepteur de Rake à 3 « fingers »

5.4 Combinaison des deux méthodes

Dans la norme CDMA2000, il est prévu que le signal reçu par le mobile subisse à la fois une égalisation et un contrôle de puissance à 800 bps. Sur la Figure 5-5, on a représenté les trois échos de type « Rayleigh », la sortie du récepteur de Rake s'il n'y avait pas eu de correction et enfin le signal corrigé.

Les paramètres d'observation sont toujours les mêmes, c'est à dire une vitesse du mobile de 120 km/h et une puissance des échos répartie de la même manière qu'à la section précédente. Par contre, le pas du correcteur de puissance a été diminué puisque les fluctuations sont maintenant plus faibles : Il est ici de 0.6 dB (cf. section 5.5 pour de plus amples détails sur le choix du pas de contrôle).

Les deux méthodes s'avèrent tout à fait complémentaires et on constate que la puissance du signal est maintenant quasi-constante. Seuls les évanouissements simultanés sur au moins 2 des 3 échos prépondérants peuvent encore faire chuter la puissance reçue.

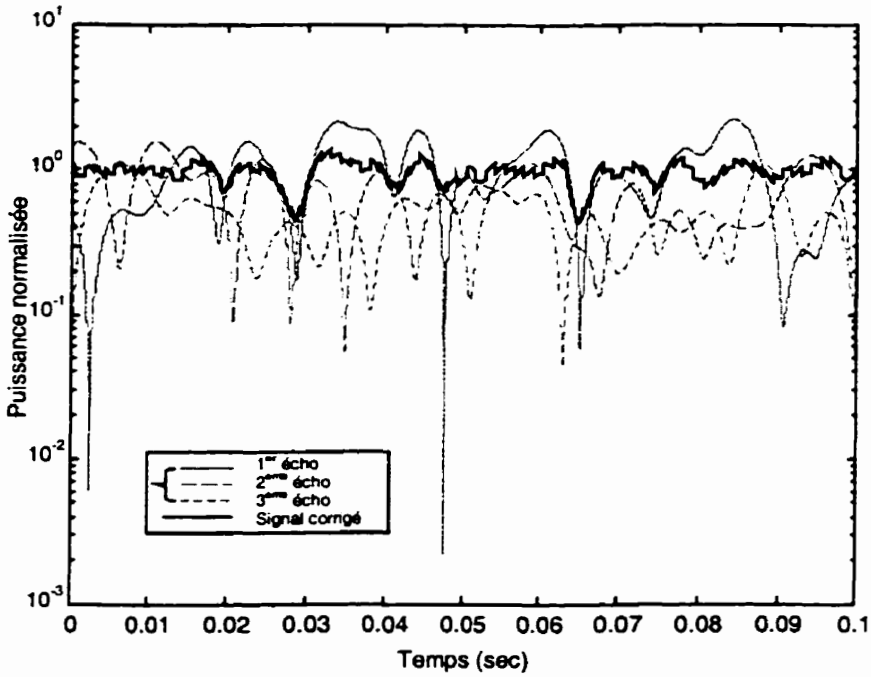


Figure 5-5. Effet combiné d'un contrôle de puissance et d'un récepteur de Rake

5.5 Optimisation du pas du contrôle de puissance

Dans les exemples précédents, le pas du contrôle de puissance n'a pas été fixé de manière totalement intuitive. Il est en effet possible d'ajuster ce paramètre de manière adéquate afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

Pour ce faire, les variations de l'écart-type du signal corrigé ont été étudiées en fonction du pas de contrôle. La Figure 5-6 met en évidence avec 3 signaux de Rayleigh différents qu'un temps d'observation de 100 secondes est amplement suffisant pour obtenir des résultats satisfaisants.

L'étude de l'influence du pas de contrôle a été effectuée dans le cas d'un signal de Rayleigh et dans le cas où l'on utilise un récepteur de Rake.

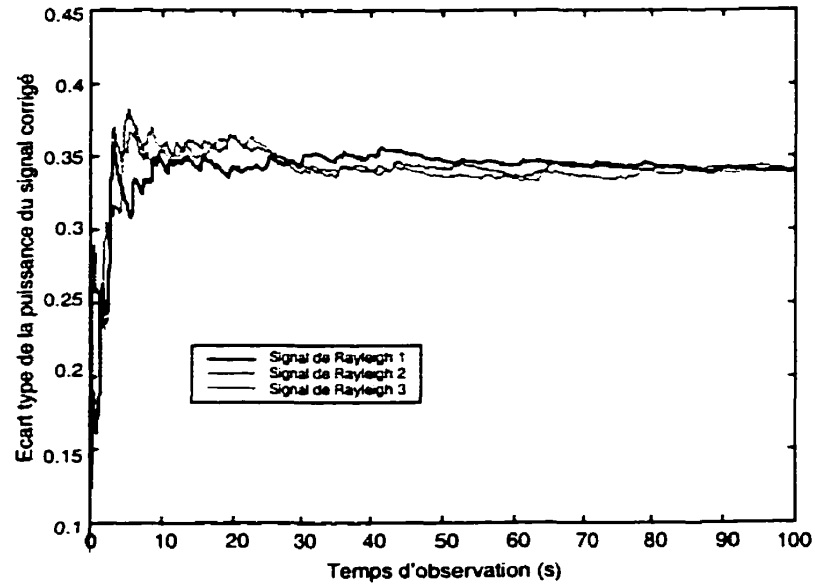


Figure 5-6. Influence du temps d'observation sur les statistiques du signal corrigé

5.5.1 Cas d'un signal de Rayleigh

Sur la Figure 5-7, on a représenté la variation de l'écart-type du signal corrigé en fonction du pas de correction pour trois vitesses de déplacement du mobile (30, 60, et 120 km/h). L'allure des courbes est en parfait accord avec le bon sens : si le pas est trop faible, le signal n'est pas corrigé et si le pas est trop grand, le signal obtenu ne peut pas être stabilisé autour de la valeur souhaitée à cause de la trop grande amplitude des créneaux de correction.

Il se dégage nettement de ces résultats qu'il existe un pas optimal qui se situe aux alentours de 1.2 dB. Pour cette valeur, l'amélioration de l'écart-type est du même ordre de grandeur que celui que nous avons introduit à la section 5.2 soit 2.2 dB.

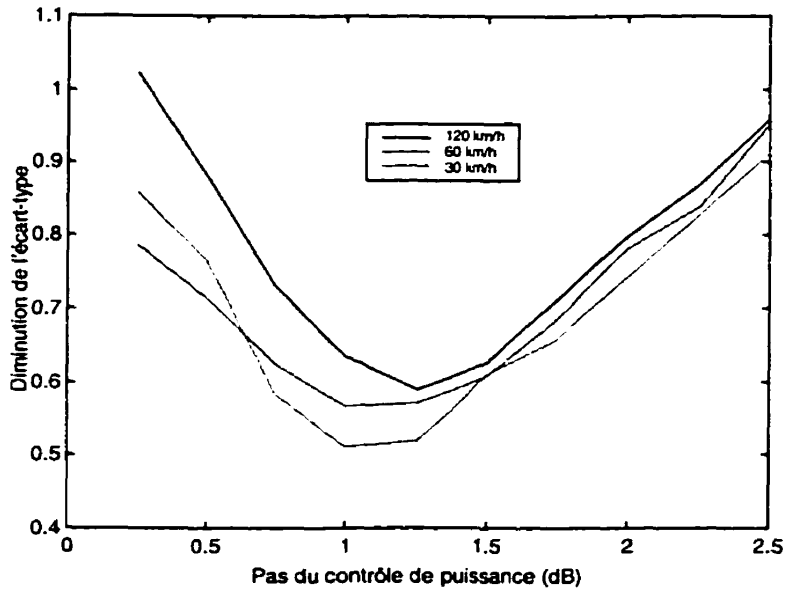


Figure 5-7. Qualité du signal corrigé en fonction du pas de correction

Si l'on considère l'influence de la vitesse du mobile, on s'aperçoit que l'amélioration du signal est fort logiquement meilleure lorsque la vitesse est faible et ceci dans des proportions non négligeables puisque l'on note une dégradation de 0.5 dB entre 30 et 120 km/h. Il est aussi intéressant de noter que le pas optimal n'est pas exactement le même pour toutes les vitesses. En effet, le pas optimal à 120 km/h est 0.15 dB plus grand qu'à 30 km/h ce qui n'est, encore une fois, pas dénué de sens puisque plus la vitesse de déplacement est grande, plus les variations sont rapides.

Pour conclure, on pourra noter que le pas de 1 dB utilisé dans les simulations précédentes pour corriger un signal Rayleigh était presque optimal.

5.5.2 Cas d'un signal « chi-carré »

Dans le cas du signal obtenu avec le récepteur de Rake, les tendances se confirment comme le montre la Figure 5-8. On peut toujours optimiser le pas et, cette fois-ci, la valeur idéale se situe aux alentours de 0.75 dB. Les effets combinés du récepteur de Rake et du contrôle de puissance permettent d'améliorer les caractéristiques du signal dans des proportions impressionnantes : si l'on considère le cas particulier de 120 km/h (cas des simulations des sections 5.2 et 5.3), on obtient une

amélioration de 4 dB, ce qui est cohérent avec les résultats précédents puisque $4 \approx 2.23 + 1.9$ dB.

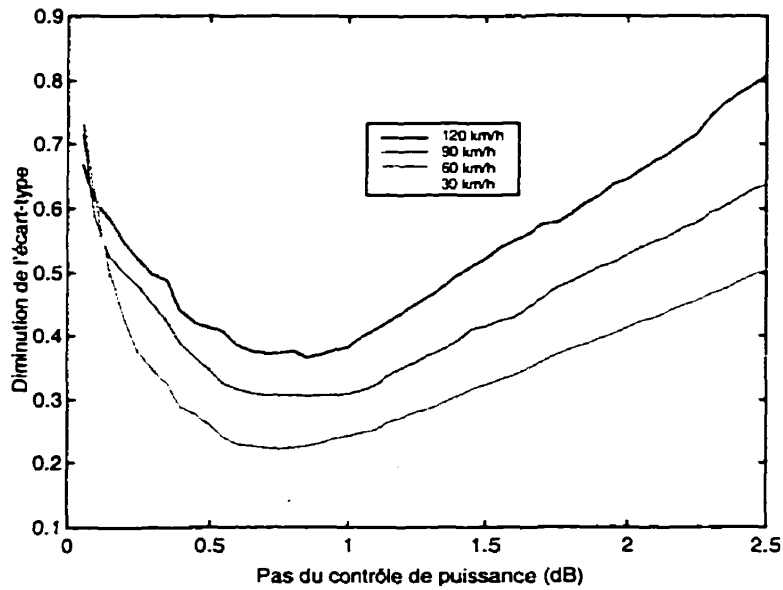


Figure 5-8. Qualité du signal « chi-carré » corrigé en fonction du pas de correction

Si l'on considère, encore une fois, l'influence de la vitesse du mobile, les mêmes remarques peuvent être faites. En effet, moins le mobile est rapide, plus l'amélioration du signal est grande et cette fois-ci les proportions sont impressionnantes (gain de 3.8 dB lorsque l'on passe de 120 à 30 km/h !). Aussi, le pas optimal varie légèrement en fonction de la vitesse (0.1 dB de variation entre 30 et 120 km/h).

Le pas de 0.6 dB adopté dans les simulations précédentes est donc tout à fait adéquat puisqu'il est très près du pas optimal.

5.6 Conclusion

Tout d'abord, à la vue des résultats obtenus, on peut valider le modèle qui consistait à ne considérer que les variations à petites échelles du signal radiomobile. La correction de puissance utilisée dans le CDMA2000 s'avère en effet très efficace et les caractéristiques du signal ainsi obtenu sont notablement différentes de celles du signal Rayleigh de base généralement adopté dans les modèles dans le but de simplifier les calculs.

6 ÉTUDE DE LA CAPACITÉ, APPROCHE PARAMÉTRIQUE

L'étude du canal radiomobile et de ses corrections dans le cas particulier du CDMA2000 va maintenant servir de base à une étude rapide de la capacité en terme d'efficacité spectrale (bits/sec/Hz) d'un système CDMA2000 de largeur de bande 1.25 MHz. Cette étude est faite suivant l'approche dite « paramétrique » mise en place dans les recherches précédentes du laboratoire de télécommunications du département de GEGI de l'École Polytechnique de Montréal sous la direction de David HACCOUN [Héb96], [Vas97].

Dans cette méthode, l'efficacité spectrale est calculée en fonction de l'interférence totale. En plus des termes d'interférences dus aux usagers présents dans la cellule-cible, il faut ajouter les facteurs de deuxième ordre qui sont le contrôle de puissance imparfait et l'interférence due aux usagers dans les cellules voisines. Il est aussi possible de prendre en compte le facteur d'activité vocale.

6.1 Notion d'efficacité spectrale

La capacité d'un système CDMA peut avantageusement être décrite par son efficacité spectrale, c'est à dire le taux d'information supporté dans une bande de fréquence normalisée à 1 Hertz par unité de temps [Mons95].

Ainsi, dans un système CDMA d'efficacité spectrale C (bits/sec/Hz), on pourra placer dans une largeur de bande W (Hz), K usagers opérant à un taux d'information R_b (bits/sec) tel que :

$$C = \frac{KR_b}{W} \qquad [6\text{-}1]$$

6.2 Calcul du rapport signal à bruit (SNR)

Le facteur limitant à l'intérieur d'un système de communication est le rapport signal sur bruit (SNR). Dans le cas d'un système CDMA à séquence directe, au bruit thermique et à la « pollution électromagnétique » s'ajoute l'interférence inter-usagers puisque tout le monde émet dans la même bande de fréquence.

Le rapport signal bruit prend donc la forme suivante :

$$\rho = \frac{E_b}{N_0 + I_u} \qquad [6\text{-}2]$$

où E_b représente l'énergie reçue par bit d'information, $N_0/2$ la densité spectrale du bruit blanc gaussien introduit par le canal de transmission et I_u l'interférence causée par les autres usagers (aussi notée MAI, Multiple Access Interference).

6.3 Calcul de l'interférence due aux autres usagers (MAI)

Dans un système CDMA asynchrone, tous les usagers occupent la même bande de fréquence. L'interférence inter-usagers est alors l'interférence causée par les autres usagers sur l'usager de référence. Il s'avère que ce facteur limitatif est le plus important dans l'étude des systèmes CDMA.

En s'inspirant des résultats énoncés dans [Vas97], [Héb96] et [Mon95], et en supposant que l'interférence est de nature gaussienne, on obtient l'expression de l'interférence suivante :

$$I_u = \frac{E_b R_b K}{W} c_p c_a u_v \qquad [6\text{-}3]$$

où c_p est le facteur dû à la correction de puissance imparfaite, c_a est le facteur multiplicatif d'interférence due aux cellules adjacentes et u_v est le facteur d'utilisation de la voix qui, contrairement aux autres facteurs, n'est pas néfaste.

Dans le cas particulier de notre étude, la capacité sera calculée sur les bases de la norme CDMA2000. C'est pourquoi les paramètres utilisés seront ceux qui ont été calculés au chapitre 5.

6.3.1 Correction de puissance imparfaite

Comme la correction de puissance ne permet pas d'effacer les évanouissements profonds du signal, l'interférence s'en trouve aggravée. Comme il a été démontré lors des précédentes recherches, cette augmentation de l'interférence dépend directement des caractéristiques statistiques du signal reçu. En effet, on peut montrer que [Héb96][Vas97] :

$$c_p = e^{2\sigma^2} \qquad [6\text{-}1]$$

où σ est l'écart-type du signal reçu.

On peut alors estimer le nombre de canaux de voix (6.4 kbps) envisageables sur une largeur de bande de1.25 MHz (largeur élémentaire choisie pour le CDMA2000, cf. ANNEXE A) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR, rapport de l'énergie par bit sur la densité spectrale de bruit). On suppose ici que le rapport signal sur bruit et interférence (SNIR) est constant et fixé par la qualité de service requise et le type de modulation adopté. Pour la transmission de la voix, il a été montré qu'un SNIR de 3 dB s'avère suffisant [Vas97].

Grâce aux résultats obtenus au chapitre 5 et référencés dans le Tableau 6-1, on peut fixer les paramètres selon le type de canal étudié.

Tableau 6-1. Écart-type de l'erreur dans un canal de type CDMA2000

Situation	*Écart-type de l'erreur*
Signal parfaitement corrigé	0
Correction rapide (800 Hz) – 30 km/h	0.28 (-5.5 dB)
Correction rapide (800 Hz) – 60 km/h	0.31 (-5 dB)
Correction rapide (800 Hz) – 120 km/h	0.34 (-4.68 dB)
Canal de Rayleigh	0.57 (-2.4 dB)

Le résultat des calculs est représenté à la Figure 6-1. La capacité en termes d'usagers varie du simple au double entre le canal de Rayleigh (50 personnes pour SNR=20 dB) et le canal parfaitement corrigé (96 personnes pour SNR=20 dB). Dans le cas d'une correction de puissance rapide à 800 Hz, la capacité varie entre 76 et 82 usagers à 20 dB selon la vitesse du mobile.

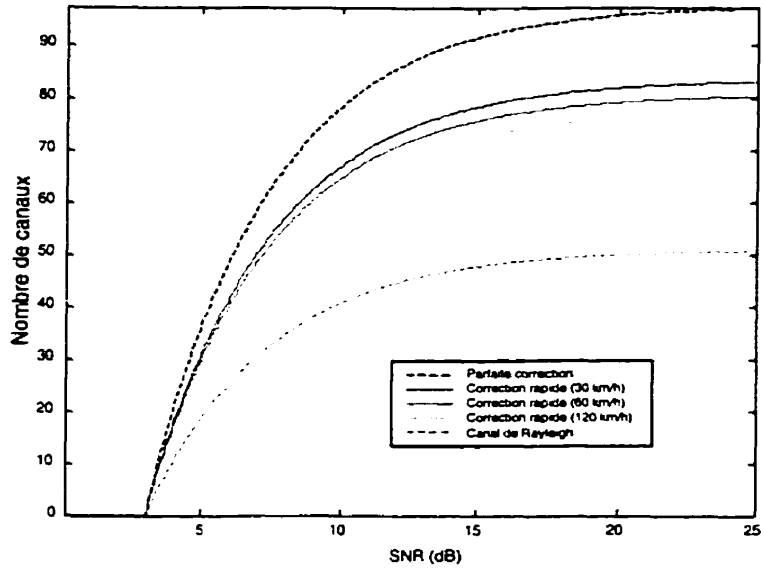


Figure 6-1. Capacité en fonction du SNR pour différents types de canaux.

6.3.2 Interférence due aux cellules adjacentes

Les cellules d'un réseau cellulaire ne sont jamais parfaitement isolées et ceci est d'autant plus vrai quand ce réseau est de type CDMA. En effet, il n'y a pas de répartition des fréquences comme on peut en avoir dans les autres réseaux. Dans le cas du CDMA2000, l'immunité est en fait obtenue grâce à un code pseudo-aléatoire spécifique à chaque base (cf. ANNEXE A).

En reprenant la méthodologie adoptée dans [Vas97], [Héb96] et [Mon95], on peut répartir les cellules voisines en classes en fonction de leur distance par rapport à la cellule-cible comme le montre la Figure 6-2.

Le facteur d'interférence intercellules peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$c_a = 1 + N_1 A_1 + N_2 A_2 + N_3 A_3 \qquad [6\text{-}2]$$

où N_i est le nombre de cellule d'ordre i et A_i est le facteur d'interférence d'une cellule d'ordre i. Fort logiquement, le terme A_1 domine et sera pris ici égal à -10 dB, ce qui conduit à un facteur d'interférence c_a de l'ordre de 1.6.

Il n'est pas nécessaire de tracer ici encore une fois les courbes, il suffit juste de constater que la capacité globale sera tout simplement diminuée d'un facteur 1.6

amenant la capacité d'un canal corrigé à 30 km/h (respectivement canal de Rayleigh) à 51 usagers (respectivement 31) pour SNR=20 dB. Cette valeur est tout à fait satisfaisante puisqu'il est prévu dans la norme CDMA2000 d'admettre 55 canaux de voix (64-7 canaux de messagerie-1 canal de synchronisation-1 canal pilote) sur chaque largeur de bande de 1.25 MHz et que l'on n'a pas encore pris compte du facteur d'utilisation de la voix.

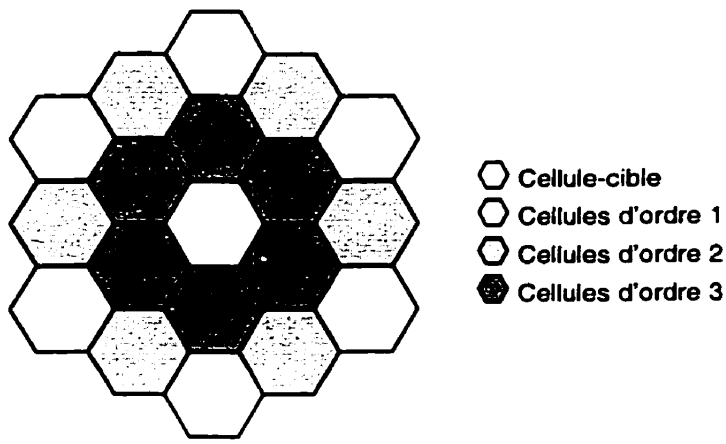


Figure 6-2. Modèle de réseau cellulaire en nid d'abeille

6.3.3 Facteur d'utilisation de la voix

Dans les systèmes CDMA, il est possible de diminuer la puissance des interférences en exploitant les périodes de silence dans les conversations. Pendant ces temps morts, on émet en fait à débit faible. L'interlocuteur, qui entend tout simplement du bruit, n'est donc pas gêné par de désagréables périodes de « blanc ».

Dans le facteur d'utilisation de la voix u_v, il est aussi possible de prendre compte des services où, par contre, il n'y a pas de temps morts comme c'est le cas pour les transferts de données [Mon95] :

$$u_v = f_v[v_a + (1 - v_a)r_f] + 1 - f_v \qquad [6\text{-}3]$$

où f_v représente la fraction des usagers utilisant le service vocal, v_a est la probabilité qu'un usager parle et r_f est le facteur de réduction du taux d'information.

Si l'on combine l'effet de l'interférence intercellules et le facteur d'utilisation de la voix dans le cas où $v_a = 0.35$, $f_v = 0.5$ ou 0.8 et enfin $r_f = 1/4$, on obtient les résultats de la Figure 6-3.

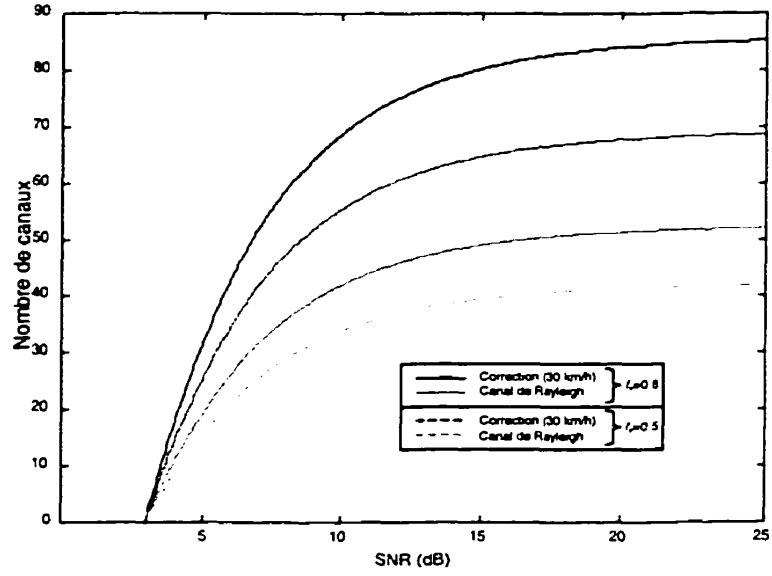


Figure 6-3. Capacité en fonction de tous les paramètres

6.4 Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre, lorsque comparés à ce qui est prévu dans la norme CDMA2000, permettent de vérifier le bon dimensionnement du système. Néanmoins, il ne faut pas perdre de vue que cette méthode est très grossière et qu'elle ne prend en compte ni le codage, ni les phénomènes d'évanouissements du canal radiomobile. On va maintenant introduire et étudier plus précisèment un système MC-DS-CDMA général qui aurait pu être choisi comme alternative au CDMA2000.

7 LE SYSTÈME MULTIPORTEUSES MC-DS-CDMA

Nous présentons dans ce chapitre un système MC-DS-CDMA (système hybride OFDM-CDMA, cf. section 3.2.3.2) qui aurait pu être choisi comme alternative au système multiporteuses du CDMA2000 afin d'améliorer le gain spectral (meilleure exploitation de la largeur de bande disponible).

Le développement mathématique, en particulier le calcul des interférences, est largement inspiré de l'article [Sou96]. Le modèle est adapté à un canal radiomobile de type CDMA2000 avec contrôle de puissance et on envisage aussi l'introduction d'un codage de canal.

L'étude a pour objectif de montrer qu'il est possible de compenser l'absence de récepteur de Rake (diversité temporelle) par un système multiporteuses (diversité fréquentielle). En effet dans un système multiporteuses, la période de chip qui est inférieure à celle que l'on aurait utilisée dans un système à étalement par séquence directe, peut ne plus permettre de distinguer les différents échos multichemins.

7.1 Introduction

Afin de remédier au problème d'interférence inter-chip (ICI) causé par les différents chemins, on a vu que l'on avait recours à un récepteur de Rake. Néanmoins, sa mise en œuvre nécessite l'emploi de microprocesseurs dédiés au traitement des signaux afin d'estimer de manière continue le délai relatif des différents échos.

De plus, lorsque les débits sont importants et que la dispersion du canal T_m (typiquement le délai entre les échos les plus éloignés, cf. section 4.1.3.2) est grande, on peut même rencontrer une interférence intersymboles (ISI). Dans ce cas, il est nécessaire de réduire le taux de symbole en utilisant une technique multiporteuses.

En milieu urbain, la dispersion T_m est de l'ordre de 3 µs ; on comprend donc pourquoi l'emploi d'un récepteur de Rake devient futile lorsque l'on étale sur plusieurs porteuses. En effet, sachant que le nombre d'échos décelables L est donné par :

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor \qquad [7\text{-}1]$$

où T_m est la dispersion et T_c est la période du chip, alors pour une largeur de bande de 1.25 MHz (cas du CDMA2000 multiporteuses), seuls environ L=3 à 4 échos pourraient être distingués.

La Figure 7-1 schématise l'allure des échos par rapport à la période de chip dans les cas particuliers de 1.25 MHz et aussi 3.75 MHz.

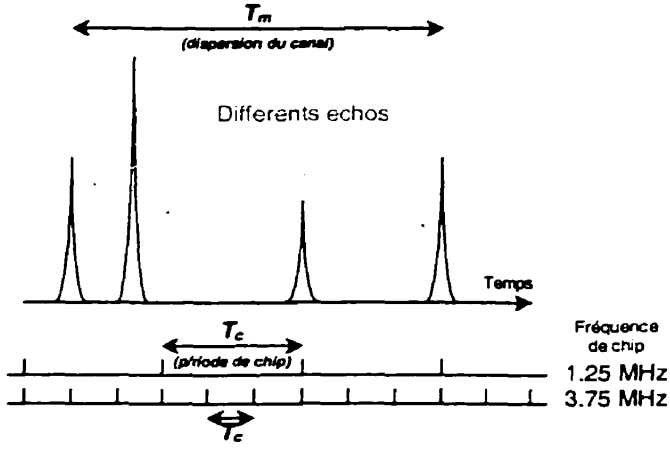


Figure 7-1. Allure de l'espacement des échos par rapport au chip

Le système étudié dans ce chapitre est un système MC-DS-CDMA qui présente un meilleur gain spectral que les systèmes multiporteuses classique. La fréquence de chip peut être de 1.2288 Mcps pour garder le dimensionnement de la précédente norme IS-95 ou même moins si l'on ne cherche pas à limiter le nombre de porteuses. Il est utilisé avec ou sans récepteur de Rake pour les raisons évoquées ci-dessus et sera comparé, à la section 8.2, au CDMA200 et à un système DS-CDMA combiné à un récepteur de Rake.

7.2 Le système multiporteuses étudié

7.2.1 L'émetteur

Le schéma de l'émetteur est présenté à la Figure 7-2. Le flot de données arrive avec une période de bit T_b (si on ajoute un codeur de canal , les symboles codés ont

une période $T_{code} = T_b.R$ où R est le taux de codage). Dans la suite de l'étude on considère un flot de données non codées ; le lecteur pourra remplacer T_b par T_{code} dans le cas d'un canal codé. L'information (codée ou non) est traitée par un convertisseur série/parallèle (DEMUX) qui répartit les données sur M branches différentes. La durée de chaque bit est maintenant :

$$T = MT_b \qquad [7\text{-}2]$$

L'information d'une même branche est ensuite répétée selon S sous-branches. Néanmoins elle est entrelacée de manière différente sur chacune des sous-branches afin d'ajouter de la diversité temporelle au dispositif (un même bit d'information n'est pas reçu au même instant sur chacune des porteuses à « bit identiques »). Les MS sous-branches sont ensuite modulées selon la méthode BPSK.

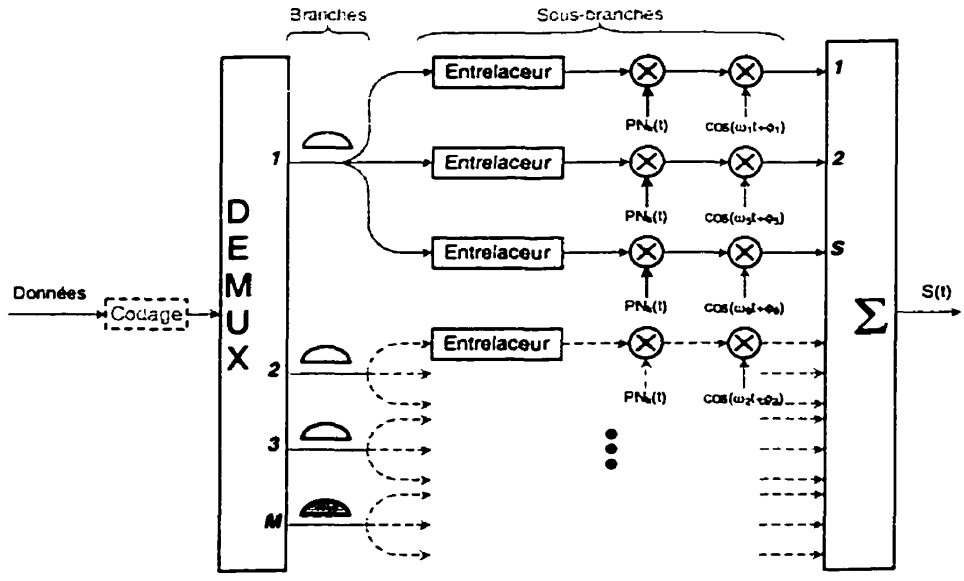


Figure 7-2. Émetteur multiporteuses (M=4, S=3)

Toutes les sous-branches subissent un étalement spectral par la même séquence aléatoire (PN_k pour l'usager k) de longueur N. La période de chip T_c vérifie alors la relation suivante :

$$T_c = \frac{T}{N} = \frac{MT_b}{N} \qquad [7\text{-}3]$$

Dans le cas d'un canal codé on note $T_v = T.R$ la durée d'un symbole codé sur chaque branche et $N_v = N.R$ la longueur de la séquence PN appliquée aux symboles codés.

Par contre les fréquences des porteuses sont distribuées de manière à séparer au maximum les sous-branches qui traitent la même séquence d'information comme le montre la Figure 7-3. Les lobes de même couleur véhiculent la même séquence d'information. Par exemple, dans le cas où M=4 et S=3, on voit que les groupes de fréquences des sous-porteuses à « bits identiques » sont (1,5,9) ; (2,6,10) ; (3,7,11) ; (4,8,12).

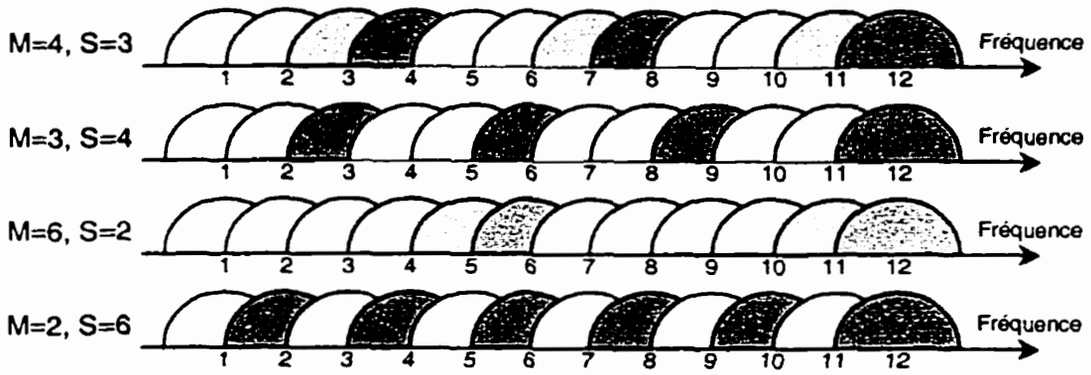


Figure 7-3. Spectre schématique du signal émis

7.2.2 Le gain spectral

Le chevauchement spectral est ici admis puisque dans un système OFDM, on s'arrange pour que les porteuses soient orthogonales entre elles. Cette orthogonalité est atteinte lorsque l'on a la relation :

$$\int_0^{T_c} \cos(\omega_i t + \phi_i).\cos(\omega_j t + \phi_j)dt = 0, \quad i \neq j \qquad [7\text{-}4]$$

On définit le gain spectral du système MC-DS-CDMA comme étant le rapport entre la largeur de bande utilisée par un système multiporteuses n'admettant pas de chevauchement (cas du CDMA2000) et le système MC-DS-CDMA équivalent admettant un chevauchement de 50%.

Il s'exprime de la manière suivante :

$$GS = \frac{MS.(2/T_c)}{(MS+1).(1/T_c)} = \frac{2MS}{MS+1} \leq 2 \qquad [7\text{-}5]$$

La Figure 7-4 illustre bien le fait que lorsque le nombre de porteuses est grand, l'efficacité spectrale est presque doublée par rapport au système multiporteuses classique. En gris plus foncé, on indique le gain spectral correspondant à un système où *MS*=12 (cas du système sur lequel est basé la majorité des simulations du chapitre 8).

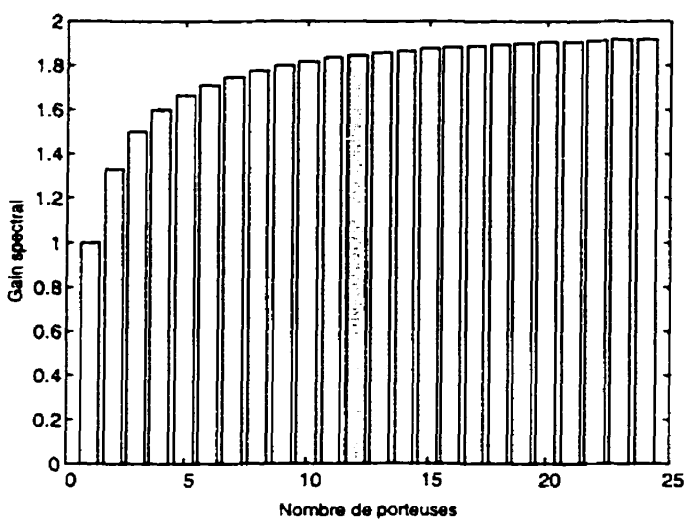


Figure 7-4. Gain spectral MC-DS-CDMA en fonction du nombre de porteuses

7.2.3 Le récepteur

Le récepteur schématisé à la Figure 7-5 comporte *MS* détecteurs de porteuse synchronisés sur chacune des fréquences utilisées. Les estimations des *S* branches à « bits identiques » sont désentrelacées et sont ensuite aditionnées. La valeur ainsi obtenue est alors comparée à un seuil de décision. Les bits d'informations (ou les symboles codés) estimés sont ensuite traités par un multiplexeur (convertisseur parallèle/série).

Il est aussi possible, dans le modèle étudié, d'ajouter un récepteur de Rake sur chaque branche.

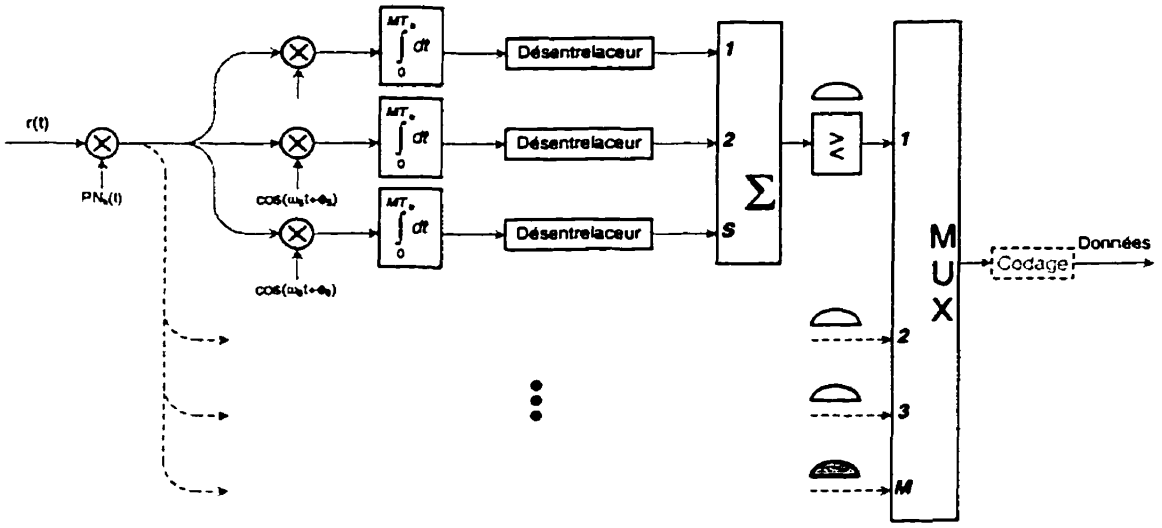


Figure 7-5. Schéma du récepteur MC-DS-CDMA

7.3 Le modèle de canal

7.3.1.1 Le signal émis

Pour cette modélisation, on suppose que K usagers sont présents dans la cellule étudiée et utilisent de manière identique les MS porteuses. Le signal transmis par l'usager k s'exprime alors de la manière suivante :

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{MS} \sqrt{2P}.b_{k,p}(t).a_k(t).\cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) \qquad [7\text{-}6]$$

- $p=1+[(m-1) \bmod M]$; ainsi $b_{k,p}(t)$ représente le flux de données sur chaque sous-branche à bits identiques qui proviennent de la $p^{ème}$ branche. Chaque bit a une durée T et l'ensemble des $\{b^i_{k,p}\}$ est indépendant pour tous i, k, p,
- P est la puissance transmise sur chaque porteuse,
- ω_m est la $m^{ème}$ pulsation,
- $\phi_{k,m}$ est une phase aléatoire sur chaque porteuse. Elle est uniformément répartie dans l'intervalle $[0,2\pi[$,
- $a_k(t)$ est la séquence pseudo-aléatoire de l'usager k.

On remarque que l'entrelacement est volontairement omis pour des raisons de simplicité sans que ceci n'influe sur la véracité du modèle. Le flux de données $b_{k,p}$ est donc le même sur toutes les sous-branches à « bits identiques ».

Les différentes fréquences sont définies de la manière suivante :

$$\omega_m = \omega_1 + (m-1)\frac{2\pi}{T_c}, \quad m \in [1, MS] \qquad [7\text{-}7]$$

Elles satisfont donc la condition d'orthogonalité énoncée à l'équation [7-4]. m est le numéro absolu de la porteuse dans le système. Si le numéro relatif de la porteuse de la $p^{\text{ème}}$ branche est $v \in [1, S]$, alors le numéro absolu m vaut :

$$m = p + M(v-1), \quad m \in [1, MS] \qquad [7\text{-}8]$$

La Figure 7-6 nous montre, par un exemple, le principe de numérotation.

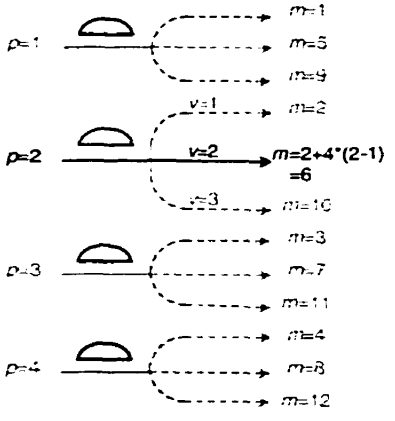


Figure 7-6. Numérotation des porteuses (M=4, S=3)

7.3.2 Les caractéristiques du canal

Le canal radiomobile est modélisé de manière classique en tenant compte de l'aspect « multichemins » (cf. 4.1.3.2). On suppose qu'il y a autant d'échos que d'échos décelables (cf. Équation [7-1]) et que le délai relatif à l'intérieur d'un chip est uniformément réparti dans [0, T_c[. On a en fait la réponse impulsionnelle complexe du canal qui prend la forme (cf. équation [4-10]) :

$$h_{k,m}(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_{k,m,l} . \delta(t - t_{k,l}), \quad \begin{cases} k \in [1, K] & \text{usager} \\ l \in [1, L] & \text{écho décelable} \\ m \in [1, MS] & \text{porteuse} \end{cases} \qquad [7\text{-}9]$$

où L est le nombre de chemins décelables, $\alpha_{k,m,l} = \beta_{k,m,l}.e^{j\gamma_{k,m,l}}$ est le facteur complexe d'atténuation de la puissance et $t_{k,l} = \{(l-1)T_c + \Delta_{k,l}\}$ est le délai du $l^{ème}$ chemin, supposé égal sur toutes les porteuses d'un même usager. Par contre l'ensemble $\{\Delta_{k,l}\}$ est indépendant pour différents usagers k et différents échos l.

Pour ce qui est des coefficients $\beta_{k,m,l}$, deux modèles peuvent être adoptés :

- Soit on considère qu'ils correspondent à des variables de Rayleigh,
- Soit on adopte un signal corrigé en puissance comme celui étudié à la section 5.2.

Cette deuxième méthode, comme on le montrera à la section 8.1.3, s'avère un peu trop optimiste lorsque la largeur de bande occupée par les différents sous-canaux est grande, puisqu'on ne peut plus vraiment dire que les signaux sont parfaitement corrélés d'une porteuse à une autre [Har95].

Les angles $\gamma_{k,m,l}$, quant à eux, sont supposés uniformément répartis dans $[0, 2\pi[$.

7.3.3 Profil des échos

L'autocovariance du canal se présente comme suit :

$$\mu_k(t) = \sum_{l=1}^{L} \sigma_l^2 . \delta(t - t_{k,l}) \qquad [7\text{-}10]$$

Avec, en plus, la contrainte que l'énergie du signal est répartie selon les différents échos :

$$\sum_{l=1}^{L} \sigma_l^2 = 1 \qquad [7\text{-}11]$$

Dans cette étude on peut supposer deux types de profil différents :

Un profil uniforme :

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{L} \qquad [7\text{-}12]$$

Un profil exponentiel :

$$\begin{cases} \sigma_1^2 = \dfrac{1 - e^{-1/L}}{1 - e^{-1}} \\ \sigma_l^2 = \sigma_1^2 . e^{-(l-1)/L} \end{cases} \qquad [7\text{-}13]$$

On notera que dans le cas où l'on aurait trop d'échos décelables (supérieur à 6), on modélise les échos de manière différente en supposant qu'il n'y a que 6 échos (ou même moins) qui ont eux-mêmes un profil exponentiel ou uniforme [Li99].

7.4 L'analyse des interférences

Dans un système CDMA asynchrone avec K usagers, le signal $r(t)$ reçu prend la forme suivante [Sou96] :

$$r(t) = \sqrt{2P}.\sum_{k=1}^{K}\sum_{m=1}^{MS}\sum_{l=1}^{L}\beta_{k,m,l}.b_{k,p}(t-t_{k,l}-\tau_k).a_k(t-t_{k,l}-\tau_k).\cos(\omega_m t+\varphi_{k,m,l})+\eta(t) \quad [7\text{-}14]$$

- $\eta(t)$ est le bruit gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale $N_0/2$,
- $\varphi_{k,m,l}=(\phi_{k,m}+\gamma_{k,m,l}-\omega_m t_{k,l}-\omega_m \tau_k)$ mod 2π (indépendants selon k,m et l),
- $\tau_k \in [0,T[$ est le délai de propagation de l'usager k (indépendants selon k),

Sans perte de généralité, on supposera que l'usager étudié est l'usager 1 et que $\tau_1=0$. La sortie du détecteur de la porteuse q du premier usager s'exprime comme suit :

$$Z_{q,n} = \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} r(t).a_1(t-t_{1,n}).\cos(\omega_q t+\varphi_{1,q,n}).dt \quad [7\text{-}15]$$

Dans notre modèle, on considère que les S sous-branches véhiculant le même bit d'information sont équipées d'un récepteur de Rake capable de détecter les λ échos les plus puissants ($1 \le \lambda \le L$ avec L défini à l'équation [7-1]). Si $\lambda=1$, on a affaire à un récepteur conventionnel sans Rake alors que si $\lambda=L$, le récepteur est un récepteur de Rake complet capable de détecter le maximum d'échos possibles. Par souci de simplification et sans perte de généralité, on suppose que les λ échos détectés sont les λ premiers. Pour un bit transmis dans le groupe $p \in [1,M]$, on considère que les statistiques des $S\lambda$ échos s'ajoutent comme le traduit l'équation suivante.

$$Z(p) = \sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n} = D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \eta, \quad q = p + M(v-1) \quad [7\text{-}16]$$

où v représente le numéro relatif de la porteuse dans le groupe p et q représente le numéro absolu (cf. Figure 7-6).

Dans l'équation [7-16] :

- D représente la sortie idéale du récepteur sans bruit ni interférence :

$$D = \sqrt{\frac{P}{2}}.T.b_{1,p}^{0}.\sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda}\beta_{1,q,n} \qquad [7\text{-}17]$$

- η est une variable gaussienne due au bruit blanc gaussien additif. Elle a une moyenne nulle et une variance de $N_0TS\lambda/4$ (lorsque l'on additionne les $S\lambda$ estimations des bits, les variances de bruit s'ajoutent),
- I_1 représente l'interférence due aux L-1 autres échos ($l \neq n$ si l'on s'interresse au n^{ème} écho) sur la même porteuse q par le même usager k=1,
- I_2 représente l'interférence due aux L-1 autres échos ($l \neq n$) sur les autres porteuses $\neq q$ par le même usager k=1,
- I_3 représente l'interférence due aux L échos sur la même porteuse q par les autres usagers,
- I_4 représente l'interférence due aux L échos sur les autres porteuses ($m \neq q$) par les autres usagers.

On fait ensuite une approximation très importante qui consiste à supposer que la superposition des signaux de tous les usagers en interférence est une variable aléatoire qui suit une loi gaussienne. Ceci est possible lorsque le nombre d'usagers est assez grand. La variance de la loi gaussienne est prise égale à celle de l'interférence totale.

7.4.1 Interférence I_1 (même usager, même porteuse)

L'interférence due aux L-1 autres chemins sur la même porteuse q de l'usager 1 est donnée par la relation suivante (toujours avec la relation [7-8] en remplaçant m par q) [Sou96] :

$$I_1^{(1)} = \sqrt{\frac{P}{2}}.\sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{\substack{l=1\\ \neq n}}^{L}\underbrace{\beta_{1,q,l}.\cos(\varphi_{1,q,l}-\varphi_{1,q,n}).\int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t-t_{1,l}).a_1(t-t_{1,l}).a_1(t-t_{1,n}).dt}_{terme I_1} \qquad [7\text{-}18]$$

Parce que :

$$\cos(\omega_q t+\varphi_{1,q,l})\cos(\omega_q t+\varphi_{1,q,n}) = \frac{1}{2}\left[\cos(2\omega_q t+\varphi_{1,q,l}+\varphi_{1,q,n})+\cos(\varphi_{1,q,l}-\varphi_{1,q,n})\right] \qquad [7\text{-}19]$$

et que l'intégrale sur la période T du premier terme peut être considérée comme nulle.

La somme sur l peut être divisée en 2 termes (les échos détectés et les échos non détectables) pour donner :

$$I_1^{(1)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^{S} \sum_{n=1}^{\lambda} \left[\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^{\lambda} termel_1 + \sum_{l=\lambda+1}^{L} termel_1 \right] = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^{S} \left(I_{1,q}^{(1)} + I_{1,q}^{(2)} \right) \qquad [7\text{-}20]$$

On remarquera que les termes $I_{1,q}^{(1)}$ et $I_{1,q}^{(2)}$ sont non corrélés selon q à cause de la nature aléatoire des angles de phase. Pour les mêmes raisons, les termes qui constituent $I_{1,q}^{(2)}$ sont eux-aussi non corrélés.

Par contre les termes de $I_{1,q}^{(1)}$ le sont (par exemple, pour l=1 et n=2, $\cos(\varphi_{1,q,1} - \varphi_{1,q,2}) = \cos(\varphi_{1,q,2} - \varphi_{1,q,1})$ pour l=2 et n=1). C'est pour cette raison que l'on appliquera une identité simplificatrice plus tard.

Occupons nous pour l'instant du terme $I_{1,q}^{(2)}$.

$$I_{1,q}^{(2)} = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=\lambda+1}^{L} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) . \beta_{1,q,l} \int_0^T b_{1,p}(t - t_{1,l} + t_{1,n}) a_1(t - t_{1,l} + t_{1,n}) a_1(t) dt \qquad [7\text{-}21]$$

En décomposant l'intégrale ($\int_0^T \ldots$) en deux ($\int_0^\tau \ldots + \int_\tau^T \ldots$ avec $\tau = t_{1,l} - t_{1,n}$), on peut alors exprimer $I_{1,q}^{(2)}$ à l'aide des fonctions d'autocorrélations $R_1(\tau)$ et $\bar{R}_1(\tau)$ introduites dans l'annexe 1 :

$$I_{1,q}^{(2)} = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=\lambda+1}^{L} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) . \beta_{1,q,l} . \left[b_{1,p}^{-1} . R_1(t_{1,l} - t_{1,n}) + b_{1,p}^{0} . \bar{R}_1(t_{1,l} - t_{1,n}) \right] \qquad [7\text{-}22]$$

En utilisant les relations [B-3] et [B-4] de l'ANNEXE B et en remarquant que $\Delta_{1,n} = 0$ lorsque le récepteur de Rake se centre sur le chemin n (et donc que $t_{1,l} - t_{1,n} = (l - n)T_c + \Delta_{1,l}$), l'équation [7-22] devient :

$$\begin{aligned} I_{1,q}^{(2)} = & \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=\lambda+1}^{L} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) . \beta_{1,q,l} . \\ & \left\{ b_{1,p}^{-1} . \left[C_1(l - n - N) T_c + (C_1(l - n + 1 - N) - C_1(l - n - N)) \Delta_{1,l} \right] \right. \\ & \left. + b_{1,p}^{0} . \left[C_1(l - n) T_c + (C_1(l - n + 1) - C_1(l - n)) \Delta_{1,l} \right] \right\} \end{aligned} \qquad [7\text{-}23]$$

Si l'on s'intéresse maintenant au deuxième moment de $I_{1,q}^{(2)}$, en utilisant les relations suivantes :

- $E\left[\left(\sum_{l}\sum_{n}\cos(\varphi_{1,q,l}-\varphi_{1,q,n}).f(l,n)\right)^2\right]=\frac{1}{2}\sum_{l}\sum_{n}E\left[(f(l,n))^2\right]$, puisque les arguments du cosinus sont non corrélés et uniformément répartis dans $[0,2\pi[$,
- $E\left[(\Delta_{1,l})^2\right]=\frac{T_c^2}{3}$.

On obtient :

$$E\left[\left(I_{1,q}^{(1,2)}\right)^2\right]=\frac{T_c^2}{3}.\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{l=\lambda+1}^{L}\sigma_l^2.\{C_1^2(l-n+1)+C_1^2(l-n)+C_1^2(l-n+1-N)+C_1^2(l-n-N)$$
$$+C_1(l-n+1).C_1(l-n)+C_1(l-n-N+1).C_1(l-n-N)\} \quad [7\text{-}24]$$

et Ainsi :

$$E\left[\left(I_{1,q}^{(2)}\right)^2\right]=\frac{T_c^2}{3}.\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{l=\lambda+1}^{L}\sigma_l^2.A_1(l-n) \quad [7\text{-}25]$$

où $A_1(f)=A_2(f)-A_2(f-n)$ et $A_2(f)=C_1^2(f+1)+C_1^2(f)+C_1(f+1).C_1(f)$.

Revenons maintenant au premier terme $I_{1,q}^{(1)}$. On a vu tout à l'heure que les termes de $I_{1,q}^{(1)}$ étaient corrélés, c'est pour cette raison que l'on exploite la relation exprimée par l'équation [7-26] selon le principe de couplage représenté à la Figure 7-7.

$$\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{\substack{l=1\\ l\neq n}}^{\lambda}f(n,l)=\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}[f(n,l)+f(l,n)] \quad [7\text{-}26]$$

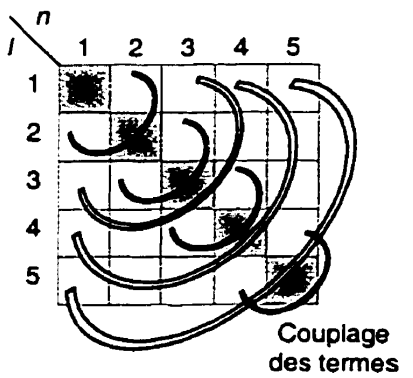


Figure 7-7. Schéma de combinaison des termes

$I_{1,q}^{(1)}$ s'exprime alors comme une somme de termes non corrélés selon q :

$$I_{1,q}^{(1)} = \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}).X_{l,n} \qquad [7\text{-}27]$$

avec
$$\begin{aligned} X_{l,n} = \; & \beta_{1,q,l}.\int_0^T b_{1,p}(t - t_{1,l} + t_{1,n}).a_1(t - t_{1,l} + t_{1,n}).a_1(t).dt \\ & + \beta_{1,q,n}.\int_0^T b_{1,p}(t + t_{1,l} - t_{1,n}).a_1(t + t_{1,l} - t_{1,n}).a_1(t).dt \end{aligned} \qquad [7\text{-}28]$$

En décomposant encore une fois chaque intégrale ($\int_0^T \ldots$) en deux ($\int_0^\tau \ldots + \int_\tau^T \ldots$ avec $\tau = t_{1,l} - t_{1,n}$), on peut alors exprimer $X_{l,n}$ à l'aide des fonctions d'autocorrélations $R_1(\tau)$ et $\hat{R}_1(\tau)$ introduites dans l'annexe 1 :

$$\begin{aligned} X_{l,n} = \; & \beta_{1,q,l} b_{1,p}^{-1} R_1(t_{1,l} - t_{1,n}) + \beta_{1,q,n} b_{1,p}^{+1} R_1(t_{1,l} - t_{1,n}) \\ & + (\beta_{1,q,l} + \beta_{1,q,n}) b_{1,p}^{0} \hat{R}_1(t_{1,l} - t_{1,n}) \end{aligned} \qquad [7\text{-}29]$$

En utilisant les relations [B-3] et [B-4] de l'ANNEXE B et en remarquant que $\Delta_{1,n} = 0$ lorsque le récepteur de Rake se centre sur le chemin n (et donc que $t_{1,l} - t_{1,n} = (l-n)T_c + \Delta_{1,l}$), l'équation [7-29] devient :

$$\begin{aligned} X_{l,n} = \; & \beta_{1,q,l}.b_{1,p}^{-1}.[C_1(l-n-N).T_c + (C_1(l-n+1-N) - C_1(l-n-N)).\Delta_{1,l}] \\ & + \beta_{1,q,n}.b_{1,p}^{+1}.[C_1(l-n-N).T_c + (C_1(l-n+1-N) - C_1(l-n-N)).\Delta_{1,l}] \\ & + (\beta_{1,q,l} + \beta_{1,q,n}).b_{1,p}^{0}.[C_1(l-n).T_c + (C_1(l-n+1) - C_1(l-n)).\Delta_{1,l}] \end{aligned} \qquad [7\text{-}30]$$

De la même manière que pour $I_{1,q}^{(2)}$, mais en tenant compte cette fois-ci de la corrélation, on obtient après quelques manipulations, le deuxième moment de $I_{1,q}^{(1)}$:

$$\begin{aligned} E\left[\left(I_{1,q}^{(1)}\right)^2\right] = \; & \frac{T_c^2}{3}.\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^{\lambda} \sigma_l^2.A_1(|l-n|) \\ & + \frac{\pi T_c^2}{6}.\sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l.\sigma_n.A_2(l-n) \end{aligned} \qquad [7\text{-}31]$$

Des équations [7-25] et [7-31] découle l'expression du deuxième moment :

$$E\left[\left(I_1^{(1)}\right)^2\right] = \frac{P.S.T_c^2}{6}.\left[\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^{L} \sigma_l^2.A_1(|l-n|) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l.\sigma_n.A_2(l-n)\right] \qquad [7\text{-}32]$$

Le premier terme de la somme représente la variance si tous les termes de $I_{1,q}^{(1)}$ étaient non-corrélés, alors que le second reflète justement l'effet de cette corrélation.

7.4.2 Interférence I_2 (même usager, autres porteuses)

S'il n'y avait pas d'effet multichemins, toutes les porteuses utilisées par le même usager seraient orthogonales et il n'y aurait pas d'interférence. Néanmoins, le récepteur qui s'aligne sur la porteuse q et l'écho n, souffrira de l'interférence due aux autres chemins $l \neq n$ sur les autres porteuses $m \neq q$.

A partir des équations [7-14] à [7-17], cette interférence est donnée en fixant $k=1$, $m \neq q$, $l \neq n$ pour obtenir :

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \cdot \sum_{v=1}^{S} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{MS} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^{L} \beta_{1,m,l} \cdot \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,g}(t-t_{1,l}) a_1(t-t_{1,l}) a_1(t-t_{1,n}) \cos[(\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,m,n}] dt \qquad [7\text{-}33]$$

où v et q ont été définis précédemment et $g = 1 + [(m-1) \bmod M]$ est le groupe qui contient la porteuse m, tel que $b_{1,g}(t)$ est la séquence d'information sur la porteuse m qui interfère avec la porteuse q.

Il est important de noter que si $l=n$, l'équation [7-33] est nulle du fait de l'orthogonalité des porteuses.

Afin d'évaluer l'intégrale dans l'équation précédente, on utilise l'identité suivante :

$$\int_0^T b(t-\tau^{\pm}) a_1(t-\tau^{\pm}) a_1(t) \cos(\omega t + \varphi) dt = \left\{ b^{\pm 1}[C_1(f+1-N) - C_1(f-N)] + b^0[C_1(f+1) - C_1(f)] \right\} \Delta Sinc\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \pm \varphi\right) \qquad [7\text{-}34]$$

où $\omega = \omega_m - \omega_q = 2\pi.(m-q)/T_c$, $Sinc(y) = \sin(y)/y$, $\varphi = \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,q,n}$ et $\tau^{\pm} = \tau_{1,l} - \tau_{1,n}$ (peut être négatif ou positif).

$f = \lfloor |\tau^{\pm}| / T_c \rfloor = |l-n|$ et $\Delta = |\tau^{\pm}| - f.T_c = [\Delta_{1,l} - \Delta_{1,n}] \bmod T_c$ est une variable aléatoire uniformément répartie dans l'intervalle $[0, T_c[$, indépendante selon l.

En appliquant l'identité [7-34] à l'équation [7-33], et en ajustant les bornes d'intégration, on montre encore une fois facilement que le terme I_2 a une moyenne nulle.

De manière similaire à l'interférence I_1, I_2 se décompose en deux termes : Le premier représentant l'interférence si tous les termes étaient non-corrélés et un deuxième traduisant justement cette corrélation.

On peut dire, par exemple, que la variance de 2 expressions corrélées est égale à la somme des variances des deux termes plus un terme qui serait le double de leur produit.

En utilisant la relation suivante,

$$E\left[\Delta^2.Sinc^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right).\cos^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\pm\varphi\right)\right]=\left[\frac{T_c}{2\pi(m-q)}\right]^2 \qquad [7\text{-}35]$$

On déduit facilement la valeur de la variance en considérant des termes non-corrélés. L'annexe de l'article [Sou96] traite, quant à elle, de l'influence des termes corrélés.

De ce raisonnement découle la variance totale donnée par :

$$\begin{aligned} E\left[(I_2)^2\right] = & \frac{P}{4\pi^2}T_c^2.\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{l=1}^{L}\sigma_l^2.A_3(|l-n|).\sum_{v=1}^{S}\sum_{\substack{m=1\\ \neq q}}^{MS}\frac{1}{(m-q)^2} \\ & -\frac{P}{8\pi}T_c^2.\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{\substack{l=n+1\\ \neq n}}^{\lambda}\sigma_l.\sigma_n.A_4(l-n).\sum_{v=1}^{S-1}\sum_{d=v+1}^{S}\frac{1}{M^2(d-v)^2} \end{aligned} \qquad [7\text{-}36]$$

où $A_3(f)=A_4(f)+A_4(f-N)$ et $A_4(f)=[C_1(f+1)-C_1(f)]^2$.

7.4.3 Interférence I_3 (autres usagers, même porteuse)

On s'intéresse maintenant à l'interférence classique des systèmes CDMA, celle qui est due aux autres usagers. Chacun des $S\lambda$ « doigts » de Rake de chaque usager interfèrent se cale sur les chemins les plus puissants. I_3 est obtenu en fixant $k>1$ et $m=q$ dans les expressions [7-14] à [7-17] :

$$I_3=\sqrt{\frac{P}{2}}.\sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda}I_{3,q,n} \qquad [7\text{-}37]$$

avec :

$$I_{3,q,n} = \sum_{k=2}^{K}\sum_{l=1}^{L}\beta_{k,q,l}.\cos(\varphi_{k,q,l}-\varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k,p}(t-\tau_k-t_{k,l})a_k(t-\tau_k-t_{k,l})a_1(t-t_{1,n})dt \qquad [7\text{-}38]$$

L'ensemble des $\{I_{3,q,n}\}$ a une valeur moyenne nulle quelque soit q et n. On montre aussi facilement que l'ensemble $\{(\tau_k+t_{k,l}-t_{1,n})\bmod T\}$ est identiquement indépendant selon k et uniformément réparti sur $[0,T[$. Comme les $\{(\tau_k+t_{k,l})\bmod T\}$ sont aussi uniformément répartis sur $[0,T[$, il n'y a pas de perte de généralité en fixant $t_{1,n}$=0, c'est à dire que le $n^{ème}$ écho du premier usager est pris comme référence temporelle par rapport aux autres usagers.

L'équation [7-38] peut alors être réécrite sous la forme :

$$I_{3,q,n} = \sum_{k=2}^{K}\sum_{l=1}^{L}\beta_{k,q,l}.\cos(\varphi_{k,q,l}-\varphi_{1,q,n})\left[b_{k,p}^{-1}.R_{k,1}(\tau_k+t_{k,l})+b_{k,p}^{0}.\hat{R}_{k,l}(\tau_k+t_{k,l})\right] \qquad [7\text{-}39]$$

où $R_{k,i}(\tau)$ et $\hat{R}_{k,i}(\tau)$ sont les produits de corrélation en temps continu définis dans l'ANNEXE B. On peut montrer que $(\tau_k+t_{k,l})\bmod T$ est une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0,T[$ et ne dépendant pas de $t_{k,l}$. Ainsi $t_{k,l}$ peut être absorbé dans le terme τ_k, ce qui revient à dire que chaque écho de l'usager k peut interférer avec le 1er usager avec tous les délais possibles modulo T de manière équiprobable.

Soit $(\tau_k+t_{k,l})\bmod T = n_k T_c+\varepsilon_k$, où n_k est une variable aléatoire discrète uniformément répartie sur $[0,N-1]$ et l'ensemble des $\{\varepsilon_k\}$ est indépendant de k et l, uniformément réparti sur $[0,T_c[$.

En s'intéressant au second moment, on obtient :

$$E\left[(I_{3,q,n})^2\right]=\frac{T_c^2}{3}\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}\sigma_l^2.E[A_{k,1}(n_k)] \qquad [7\text{-}40]$$

où $A_{k,1}(f)$ correspond à la définition de $A_1(f)$ en remplaçant $C_1(f)$ par $C_{k,1}(f)$. Ceci nous amène à :

$$E\left[(I_3)^2\right]=\frac{PT_c^2}{6N}\sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{k=2}^{K}r_{k,1}\sum_{l=1}^{L}\sigma_l^2=\frac{PS\lambda T_c^2}{6N}\sum_{k=2}^{K}r_{k,1} \qquad [7\text{-}41]$$

où $r_{k,1}$ est le paramètre d'interférence moyenne définie dans l'ANNEXE B.

7.4.4 Interférence I_4 (autres usagers, autres porteuses)

Pour évaluer cette interférence, on fixe k>1 et $m \neq q$ dans les équations [7-14] à [7-17].

$$I_4 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^{S} \sum_{n=1}^{\lambda} I_{4,q,n} \qquad [7\text{-}42]$$

où :

$$I_{4,q,n} = \sum_{k=2}^{K} \sum_{m=1}^{MS} \sum_{l=1}^{L} \beta_{k,m,l} \cdot \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k,p}(t-\tau_k-t_{k,l}) a_k(t-\tau_k-t_{k,l}) \\ a_1(t-t_{1,n}) \cos[(\omega_m-\omega_q)t+\varphi_{k,m,l}-\varphi_{1,q,n}]dt \qquad [7\text{-}43]$$

L'intégration peut alors être réécrite de la façon suivante :

$$\int_0^T b(t-\tau) a_k(t-\tau) a_1(t) \cos(\omega t+\varphi) dt = \\ \{b_{-1}[C_{k,1}(f+1-N)-C_{k,1}(f-N)]+b_0[C_{k,1}(f+1)-C_{k,1}(f)]\} \Delta Sinc\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}+\varphi\right) \qquad [7\text{-}44]$$

où $\tau = \tau_k + t_{k,l} - t_{1,n}$ et $f = \lfloor \tau / T_c \rfloor$ positif. L'ensemble des $\{\varphi = \varphi_{k,m,l} - \varphi_{1,q,n}\}$ est indépendant selon k, m, l. Comme pour le calcul de I_3, on fixe $t_{1,n} = 0$ afin d'absorber $t_{k,l}$ et τ_k. On obtient alors :

$$E[(I_4)^2] = \frac{P\lambda T_c^2}{2\pi^2 N} \sum_{k=2}^{K} (\mu_{k,1}(0)-\mu_{k,1}(1)) \sum_{v=1}^{S} \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{MS} \frac{1}{(m-q)^2} \sum_{l=1}^{L} \sigma_l^2 \\ = \frac{P\lambda T_c^2}{2\pi^2 N} \sum_{k=2}^{K} (\mu_{k,1}(0)-\mu_{k,1}(1)) \sum_{v=1}^{S} \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{MS} \frac{1}{(m-q)^2} \qquad [7\text{-}45]$$

où $\mu_{k,l}(n)$ est une nouvelle fois défini dans l'ANNEXE B.

7.5 Analyse de la probabilité d'erreur

D'après les équations [7-16], [7-17], [7-32], [7-36], [7-41] et [7-45], et en supposant que c'est un « 1 » qui est transmis, la moyenne de $Z_1(p)$ est donnée par :

$$E[Z_1(p)] = \sqrt{\frac{P.T^2}{2}}.B \qquad [7\text{-}46]$$

Et sa variance est égale à :

$$Var[Z_1(p)] = \frac{N_0 TS\lambda}{4} + \frac{PST_c^2}{6}\chi_1 + \frac{PT_c^2}{4\pi^2}\chi_2 + \frac{PS\lambda T_c^2}{6N}r + \frac{P\lambda T_c^2}{2N\pi^2}\mu Q \qquad [7\text{-}47]$$

où :

- $B = \sum_{v=1}^{S}\sum_{n=1}^{\lambda}\beta_{1,q,n}$
- $Q = \sum_{v=1}^{S}\sum_{\substack{m=1 \\ \neq p+(v-1)M}}^{MS}\frac{1}{[m-(p+(v-1)M)]^2}$
- $\chi_1 = \sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^{L}\sigma_l^2.A_1(|l-n|) + \frac{\pi}{2}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}\sigma_l.\sigma_n.A_2(l-n)$
- $\chi_2 = Q\sum_{n=1}^{\lambda}\sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^{L}\sigma_l^2.A_3(|l-n|) - \frac{\pi}{2}\tilde{Q}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}\sigma_l.\sigma_n.A_4(l-n)$
- $\tilde{Q} = \frac{1}{M^2}\sum_{v=1}^{S-1}\sum_{d=v+1}^{S}\frac{1}{(d-v)^2}$
- $r = \sum_{k=2}^{K} r_{k,1}$
- $\mu = \sum_{k=2}^{K}(\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1))$

Si on considère que $Z_1(p)$ est une variable aléatoire gaussienne, on peut définir la probabilité d'erreur en fonction des variables B et Y (cas de la modulation BPSK).

$$P[e|p,B] = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + I}}\right) = Q\left(B\sqrt{2Y}\right) \qquad [7\text{-}48]$$

où Y est défini de la manière suivante :

$$Y^{-1} = \frac{N_0 S\lambda}{PT} + \frac{2S}{3N^2}\chi_1 + \frac{1}{\pi^2 N^2}\chi_2 + \frac{2S\lambda}{3N^3}r + \frac{2\lambda}{\pi^2 N^3}\mu Q \qquad [7\text{-}49]$$

La variable aléatoire B représente le jeu des $S\lambda$ signaux de Rayleigh ayant subi, ou non le contrôle de puissance. Pour la simulation, on considère que ces $S\lambda$ signaux sont répartis selon λ groupes. Dans chacun de ces groupes, les signaux ont

les mêmes paramètres σ_l^2 avec $l \in [1,\lambda]$ et sont corrélés alors que 2 signaux pris dans 2 groupes différents sont totalement indépendants.

On remarquera que l'interférence totale peut être exprimée en fonction de Y :

$$I_t = \frac{PT}{S\lambda Y} - N_0 \qquad [7\text{-}50]$$

En considérant qu'un bit d'information peut être alloué de manière équiprobable à l'une des M branches, la probabilité d'erreur finale s'exprime de la manière suivante :

$$P[e] = \frac{1}{M}\sum_{p=1}^{M}\int_0^{+\infty} Q\left(B\sqrt{2Y}\right)p(B)dB \qquad [7\text{-}51]$$

où $p(B)$ est la densité de probabilité de B.

D'après l'article [Sou96], on utilise pour la simulation, des suites aléatoires au lieu des séquences pseudo-aléatoires puisqu'il n'est pas toujours possible de trouver un code PN de longueur adéquate et aussi pour la simple et bonne raison que les résultats obtenus en appliquant cette simplification reste tout à fait satisfaisants, se situant à mi-chemin entre le pire et le meilleur code PN.

Ceci permet alors de développer l'expression des paramètres précédemment introduits en appliquant les résultats de [Bor79]. On obtient alors les résultats suivants :

- $r = 2(K-1)N^2$
- $\mu = (K-1)N^2$
- $\chi_1 = 2N\left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\right) + \frac{\pi}{2}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}(2N-2l+2n-1)\sigma_l.\sigma_n$
- $\chi_2 = 2NQ\left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\right) - \tilde{Q}\frac{\pi}{2}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}(2N-2l+2n-1)\sigma_l.\sigma_n$

Ce qui nous amène à la nouvelle expression de Y :

$$\begin{aligned} Y^{-1} = {} & \frac{N_0 S\lambda}{PT} + \frac{4S}{3N}\left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\right) + \frac{2\pi S}{3N}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}(2N-2l+2n-1)\sigma_l.\sigma_n + \frac{2Q}{\pi^2 N}\left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda}\sigma_n^2\right) \\ & - \frac{\tilde{Q}}{\pi N}\sum_{n=1}^{\lambda-1}\sum_{l=n+1}^{\lambda}(2N-2l+2n-1)\sigma_l.\sigma_n + \frac{4S\lambda}{3N}(K-1) + \frac{2\lambda}{\pi^2 N}(K-1)Q \end{aligned} \qquad [7\text{-}52]$$

On pourra remarquer que l'interférence due aux autres usagers (I_3 et I_4) est beaucoup plus importante que les termes de l'interférence propre (I_1 et I_2) lorsque le nombre des usagers est grand comme le montre la Figure 7-8.

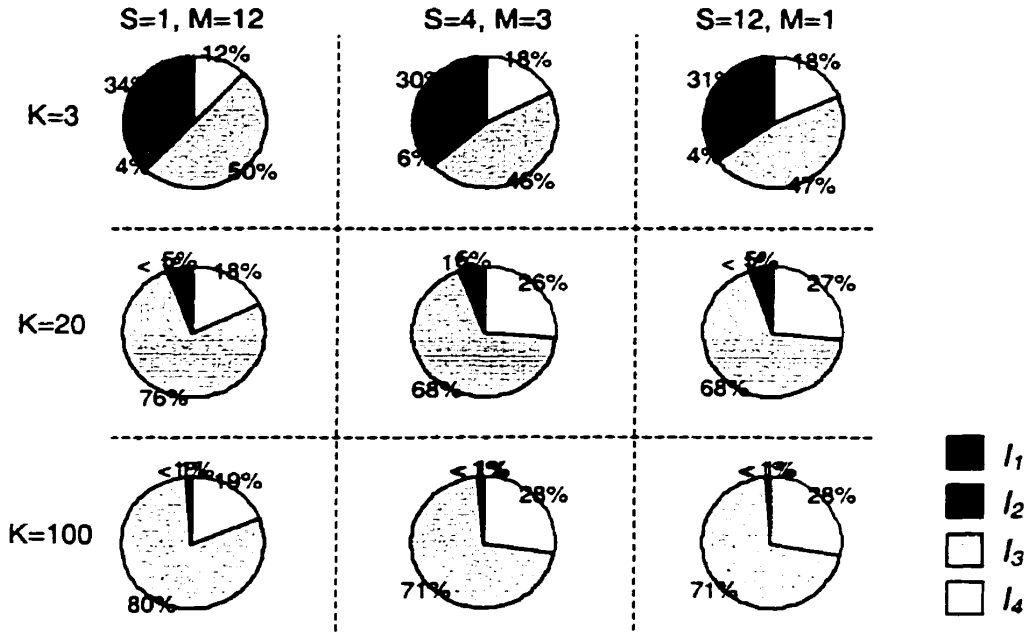


Figure 7-8. Importance des différentes interférences

Pour ce qui est du calcul de la probabilité d'erreur en elle-même, on utilise l'approximation de Riemann sur plusieurs dizaine de milliers d'échantillon pour obtenir une bonne convergence du terme B (surtout si on considère le cas où il n'y a pas de contrôle de puissance).

7.6 Analyse de la probabilité d'erreur avec codage

Si on inclut dans la chaîne de transmission, du codage de type convolutionnel (cf. Figure 7-2 et Figure 7-5), l'évaluation de la probabilité d'erreur se fait par majoration suivant la méthode introduite à la section 3.4.1.5.

On réutilise encore une fois de plus la simplification qui consiste à considérer que l'ensemble des interférence est équivalent à un bruit blanc gaussien lorsque le nombre d'usagers est assez grand.

L'équation [3-31] se réécrit alors :

$$P[e] \leq \sum_{d=d_{free}}^{+\infty} C_d . Q\left(\sqrt{\frac{2dE_s}{N_0 + I_{tc}}}\right) \qquad [7\text{-}53]$$

où $I_{tc} = \frac{PT_v}{S\lambda Y} - N_0$ est l'interférence totale qui brouille la démodulation d'un symbole codé. Il est important de noter ici que Y est obtenu en remplaçant T par T_v et N par N_v dans les formules précédentes.

Or $E_s = R.E_b$ et $E_b = PTB^2/S\lambda$, on obtient alors :

$$P[e] \leq \sum_{d=d_{free}}^{+\infty} C_d.Q\left(B\sqrt{2dY}\right) \qquad [7\text{-}54]$$

Dans le cas où l'on serait en présence d'un rapport signal sur bruit assez grand, cette formule peut être avantageusement approchée par :

$$\sum_{d=d_{free}}^{+\infty} C_d.Q\left(B\sqrt{2dY}\right) = C_{d_{free}}.Q\left(B\sqrt{2d_{free}Y}\right) \qquad [7\text{-}55]$$

Dans les simulations, ce sont des codes convolutionnels optimaux de taux 1/2, 1/3 et 1/4 et de longueur de contrainte K=9 qui ont été utilisés (cf. Annexe 2 pour obtenir les générateurs et les spectres de ces codes).

7.7 Calcul du rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit est égal à :

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} = \frac{PT}{N_0 S\lambda} E\left[B^2\right] \qquad [7\text{-}56]$$

Si on considère qu'il n'y a pas de correction de puissance qui pourrait améliorer la caractéristique des signaux de Rayleigh, on peut développer l'expression précédente en insérant le coefficient de corrélation des porteuses à bits identiques ρ.

$$SNR = \frac{2PT}{N_0\lambda}.\left\{\left[1 + \frac{\pi}{4}(S-1) + \frac{S-1}{S}\left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\rho\right]\sum_{i=1}^{\lambda}\sigma_i^2 + \frac{\pi S}{2}.\sum_{i=1}^{\lambda-1}\sum_{j=i+1}^{\lambda}\sigma_i.\sigma_j\right\} \qquad [7\text{-}57]$$

Si, au lieu de considérer le rapport signal sur bruit (SNR), on considère le rapport signal sur bruit et interférence (SNIR), on aboutit à l'expression suivante :

$$SNIR = \frac{E_b}{N_0 + I} = YE\left[B^2\right] \qquad [7\text{-}58]$$

Encore une fois, sans considérer le contrôle de puissance, on peut développer de la même manière cette expression :

$$SNIR = 2YS.\left\{\left[1+\frac{\pi}{4}(S-1)+\frac{S-1}{S}\left(2-\frac{\pi}{2}\right).\rho\right].\sum_{i=1}^{\lambda}\sigma_i^2+\frac{\pi S}{2}.\sum_{i=1}^{\lambda-1}\sum_{j=i+1}^{\lambda}\sigma_i.\sigma_j\right\} \qquad [7\text{-}59]$$

7.8 Conclusion

Le modèle d'analyse des performances basé sur le développement de Essam A. SOUROUR et Masao NAKAGAWA a été présenté. Ce modèle a été amélioré en prenant en compte les caractéristiques du canal radiomobile et en particulier le contrôle de puissance. Le concept de rapport signal sur bruit et interférence (SNIR) a été introduit en vue de dissocier l'influence du bruit de celle des interférences. Un codage de canal a aussi été ajouté afin de pouvoir évaluer de façon plus précise les performances du système MC-DS-CDMA.

Dans le chapitre suivant, l'influence des différents paramètres de simulation va être analysée afin de pouvoir comparer, en dernier lieu, les performances du MC-DS-CDMA à celles du CDMA2000 qu'il soit momultiporteuses ou non.

8 ANALYSE DES PERFORMANCES DU MC-DS-CDMA

Dans ce chapitre, on étudie dans un premier temps l'influence des différents paramètres de simulation du système MC-DS-CDMA non codé introduit au chapitre 6.3.2. Différents points seront abordés tour à tour en se basant sur un système occupant une largeur de bande de 8 MHz (équivalent à N=6 dans le CDMA2000) :

- Allure de la probabilité d'erreur (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) et en fonction du rapport signal sur bruit plus interférence (SNIR),
- Influence du profil des échos,
- Influence du contrôle de puissance,
- Influence du nombre d'usagers,
- Influence du récepteur de Rake.

On procède ensuite à une analyse comparée des performances du système étudié :

- Influence de la répartition de l'information suivant les porteuses (paramètres M et S),
- Analyse des comportements du système en fonction du nombre de porteuses,
- Prise en compte du codage de canal,
- Comparaison des performances du MC-DS-CDMA avec les systèmes DS-CDMA à porteuse unique,
- Comparaison avec le système multiporteuses simple CDMA2000.

On pourra noter que l'ensemble des simulations a été réalisé avec Matlab™. Le lecteur intéressé peut trouver la méthode d'évaluation des performances ainsi que les informations nécessaires pour se procurer les fichiers sources.

8.1 Comportements du modèle

8.1.1 SNR/SNIR

Afin d'évaluer les performances du système étudié, on a choisi de représenter la probabilité d'erreur sur les bits reçus que le système soit codé ou non. Il est important de noter que dans toute la section 8.1 ce sont les performances du système non codé qui ont été étudiées. Pour atteindre une probabilité d'erreur dans un canal codé qui soit compatible avec le transfert de données (de l'ordre de 10^{-6}), il faut que la probabilité d'erreur dans le canal non codé soit de l'ordre de 10^{-3} comme on le montrera plus tard.

À la Figure 8-1, on a représenté à titre d'exemple la probabilité d'erreur du système MC-DS-CDMA en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) et du rapport signal sur bruit plus interférence (SNIR). Les paramètres de simulations sont M=4, S=3 et K=45 usagers qui débitent 19200 bps. On s'est placé ici dans le cas où le canal radiomobile serait modélisé par un canal de Rayleigh sans correction de puissance.

On remarque que la probabilité d'erreur décroît asymptotiquement dans le cas où on l'a représentée en fonction du SNR alors que dans le cas du SNIR, on a affaire à une courbe plus classique qui décroît constamment.

Le fait que la probabilité d'erreur atteigne un seuil s'explique par la particularité des systèmes CDMA dans lesquels tous les usagers interfèrent entre eux. En effet, dans cette simulation, lorsque le SNR augmente, il augmente non seulement pour l'usager auquel on s'intéresse mais aussi pour les K-1 autres qui se trouvent dans la même cellule. On comprend alors pourquoi lorsque le SNR augmente, l'effet néfaste prépondérant n'est plus le bruit ambiant mais l'interférence qui varie linéairement avec la puissance des usagers. De la même manière on peut expliquer que les deux courbes s'éloignent progressivement lorsque la puissance reçue augmente. On aurait pu représenter la courbe pour des SNR faibles et on aurait constaté que les deux courbes sont confondues (avec une probabilité d'erreur proche de la borne $0.5=10^{-0.3}$) puisque ce serait ici le bruit ambiant qui est le facteur limitant.

Si l'on considère maintenant l'ordre de grandeur de ces rapports signal sur bruit, on peut dire qu'ils sont tout à fait raisonnables puisque le point de fonctionnement se situe aux alentours de SNR=15-20 dB et SNIR=2 dB. On parle ici, bien sûr de puissance reçue. Si l'on prend comme valeur typique, $N_0=10^{-12}$ W/Hz on peut quantifier

l'atténuation globale du signal émis par un mobile. Cette atténuation est de l'ordre de 60 dB dans le cas d'un mobile qui émettrait à une puissance de l'ordre de 0.5 W (la puissance émise moyenne est de 0.6 W dans le cas du GSM), ce qui est tout à fait satisfaisant.

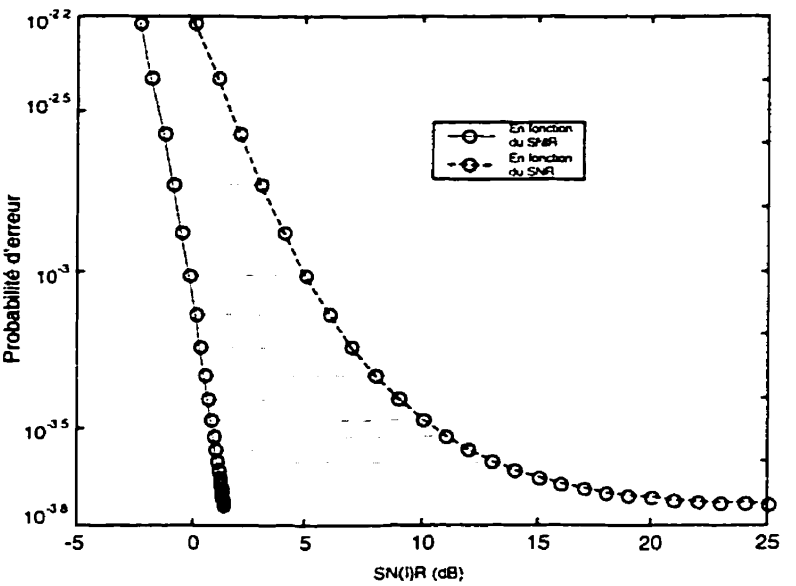


Figure 8-1. Probabilité d'erreur en fonction du SNR et du SNIR

8.1.2 Influence du profil des échos

Nous avons vu à la section 7.3 que dans ce modèle, on considère qu'il y a autant d'échos que d'échos décelables à condition que ce nombre d'échos décelables ne soit pas trop important (c'est le cas lorsque le nombre de porteuses n'est pas très grand alors que la largeur de bande est grande).

On a aussi vu que l'on pouvait choisir entre un profil de type uniforme où tous les échos ont la même puissance et un profil de type exponentiel (cf. Figure 8-2).

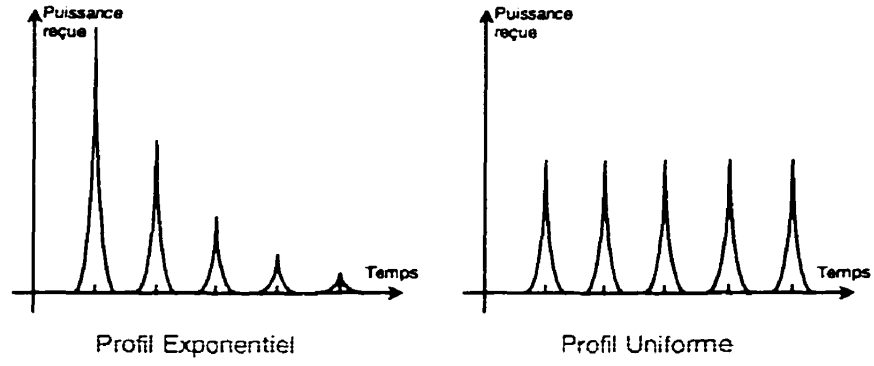


Figure 8-2. Profil des échos

Sur les Figure 8-3 et Figure 8-4, on peut comparer, par simulation, les performances du système MC-DS-CDMA avec M=4, S=3 et K=45 usagers pour un profil de type exponentiel ou uniforme.

Lorsque le récepteur de Rake n'est pas capable de détecter tous les échos comme c'est le cas à la Figure 8-3 (3 échos sont décelés alors que 4 sont présents), on peut logiquement conclure que la probabilité d'erreur au point de fonctionnement est meilleure dans le cas d'un profil exponentiel. Ceci est dû au fait que le dernier écho qui n'est pas traité a une puissance bien plus faible dans le cas du profil exponentiel.

Par contre à SNIR égal, les performances semblent s'inverser mais il faut se méfier, ceci est dû à la méthode de calcul de la puissance reçue à l'antenne. En effet, comme on peut le voir à l'équation [7-56] et [7-58], la puissance reçue est estimée à partir de la moyenne sur tous les échos reçus (λ échos) (et non pas décelables) et toutes les porteuses dites « à bits identiques » (S porteuses).

À la Figure 8-4, on s'est intéressé au cas où le récepteur de Rake est optimal (4 échos décelables et 4 échos détectés). Les performances sont bien entendu meilleures : on passe de 10^{-3} à $10^{-3.8}$ de probabilité d'erreur dans le cas d'un profil uniforme (à SNR=20 dB). D'un autre côté, si l'on compare les résultats obtenus en fonction du type de profil, on peut dire qu'ils sont identiques même si les performances avec un profil uniforme semblent sensiblement meilleures. Cette très légère amélioration est due à la meilleure répartition de l'énergie entre les échos que dans le cas plus réaliste du profil exponentiel.

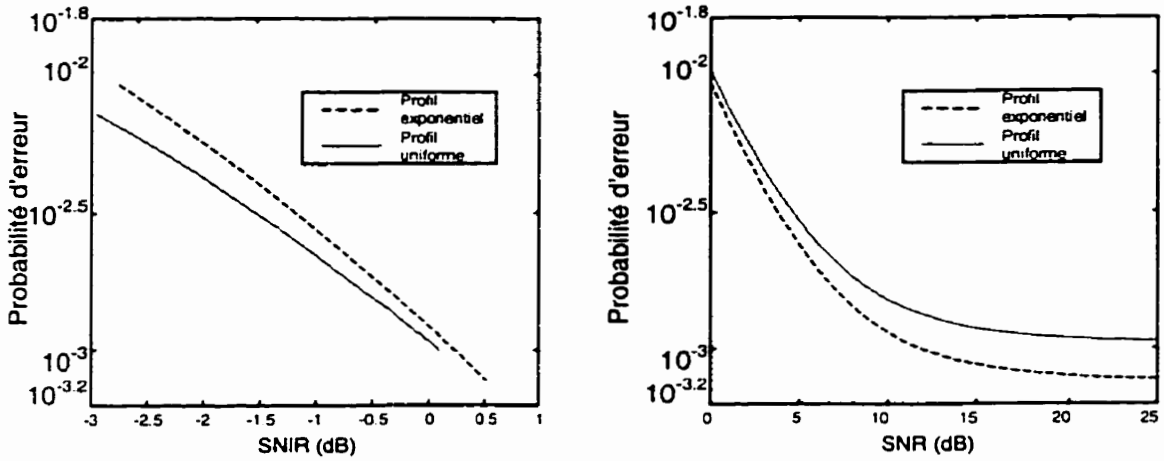


Figure 8-3. Influence du profil des échos (λ=L −1=3)

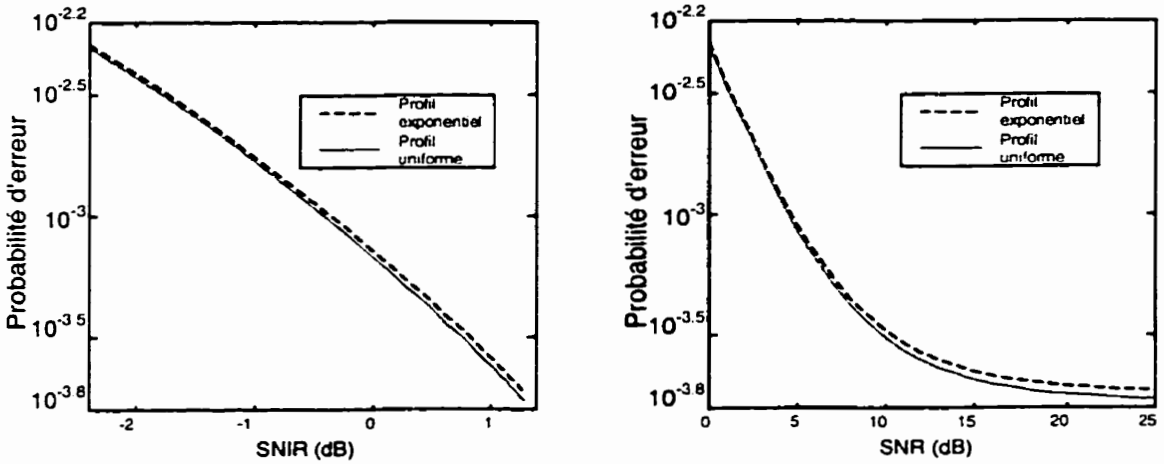


Figure 8-4. Influence du profil des échos (λ=L =4)

8.1.3 Influence du contrôle de puissance

On se penche cette fois-ci sur l'amélioration apportée par le contrôle de puissance sur les performances. On a vu à la section 7.3 de quelle manière on peut appliquer les résultats obtenus dans le cas d'un canal de type CDMA2000 (cf. chapitre 5). Le fait de tenir compte du contrôle de puissance dans le modèle implique deux modifications majeures :

- Modification de la puissance reçue pour l'usager que l'on souhaite « écouter »,
- Modification des propriétés statistiques du signal radiomobile dans l'analyse des interférences.

À la Figure 8-5, on retrouve les variations du BER en fonction du SNR dans le cas de signaux de Rayleigh, dans le cas de signaux corrigés par contrôle de puissance et enfin dans le cas de signaux parfaitement corrigés (c'est à dire que la puissance reçue à la base est la même pour tous les usagers). La simulation a encore une fois été faite pour M=4, S=3 et K=45, dans le cas d'un profil d'échos exponentiel.

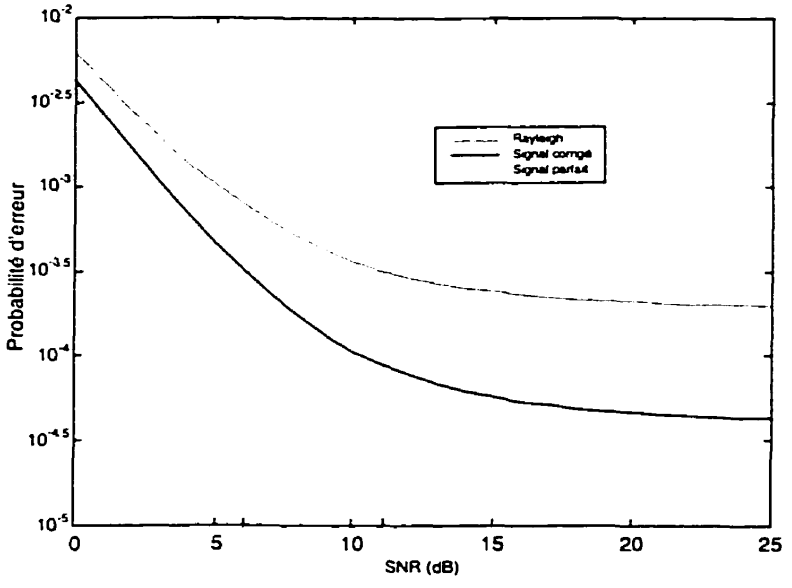


Figure 8-5. Influence de la correction de puissance (en fonction du SNR)

Il nous est alors possible d'émettre des conclusions tout à fait encourageante quant à l'amélioration des performances dans le cas d'un signal corrigé comme on avait pu le prédire à partir des résultats obtenus à la sections 5.2 et 5.4. En effet, grâce à la correction du signal, les performances du système non codées passent de $10^{-3.7}$ à $10^{-4.4}$ au point de fonctionnement. Si l'on exprime ce gain en terme de puissance, on peut comptabiliser un gain de 11-6=5 dB pour un BER de $10^{-3.5}$ (cf. Figure 8-5).

La comparaison de ces performances avec celles que l'on aurait eues si les signaux étaient complètement corrigés confirment la nette amélioration constatée. En

effet les résultats avec le signal corrigé sont mêmes plus proches de celles du signal parfait que du signal de Rayleigh.

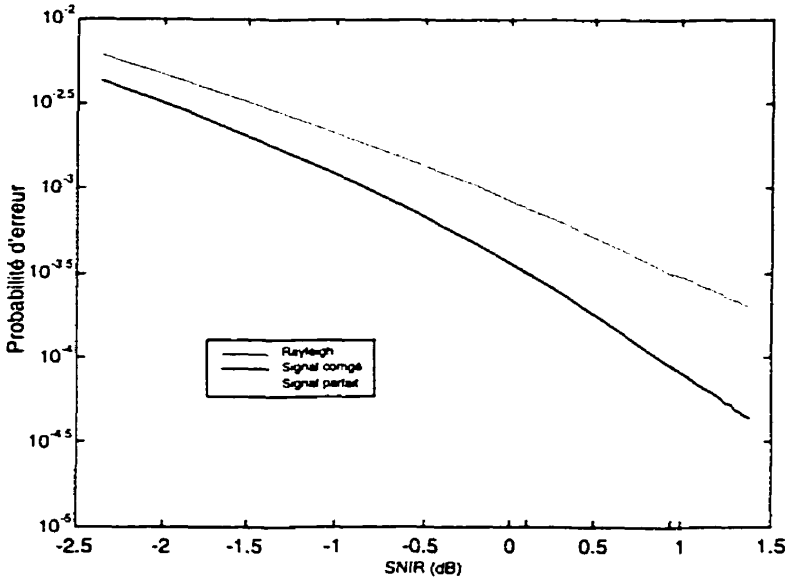


Figure 8-6. Influence de la correction de puissance (en fonction du SNIR)

Afin de pouvoir exprimer de manière plus juste le gain en terme de rapport signal sur bruit, on peut effectuer la même mesure que précédemment à partir de la Figure 8-6. Sur cette figure, c'est cette fois-ci en fonction du SNIR que les performances sont représentées. Le gain en puissance pour une probabilité d'erreur de $10^{-3.5}$ est de 0.95-0.1=0.85 dB.

Ces résultats visiblement spectaculaires sont tout de même à mitiger. La puissance est en effet la même sur chaque porteuse dans le modèle mis en place, c'est pourquoi les ordres de correction de puissance sont les mêmes sur chacun des « sous-canaux ». Il est vrai qu'il y a une corrélation entre les différents signaux de Rayleigh issus du même écho sur différentes porteuses mais on ne peut pas prétendre que les évanouissements ont lieu exactement aux mêmes instants (évanouissements sélectifs en fréquence, cf. 4.1.3.2). La valeur typique de largeur de bande pour laquelle on peut considérer que le « fading » n'est plus plat est de 1.5 MHz [Lin99]. On peut donc supposer que dans le cas où l'on émet sur plusieurs bandes de largeur non négligeable, le résultat est à mi-chemin entre ceux que l'on obtient avec le signal de

Rayleigh et ceux que l'on obtient avec le contrôle de puissance avec des porteuses parfaitement corrélées.

8.1.4 Influence du nombre d'usagers

Après ces considérations portant sur la nature du canal radiomobile, on s'intéresse au comportement du système en fonction du nombre d'usagers présents dans le système. On se place toujours dans le cas où l'on a 12 porteuses (M=4, S=3) qui émettent des signaux étalés de type IS-95 (CDMA2000 pour N=1, cf. chapitre 2 et ANNEXE A). On suppose aussi que les usagers ont tous un débit égal à 19200 bps.

Sur la Figure 8-7, on a représenté la probabilité d'erreur en fonction du SNR et du SNIR pour différentes charges du réseau. Bien sûr, moins les usagers sont nombreux, plus les performances sont bonnes puisque c'est le principe du CDMA mais ce qu'il faut retenir de ce graphique c'est que le système fonctionne de manière assez bonne pour fournir un service multimédia (typiquement BER>$10^{-2.5}$ ou 10^{-3} dans le cas d'un canal non codé) dans une gamme assez large de charges du système. On peut en effet admettre 75 usagers dans le système sans compromettre la qualité du transfert.

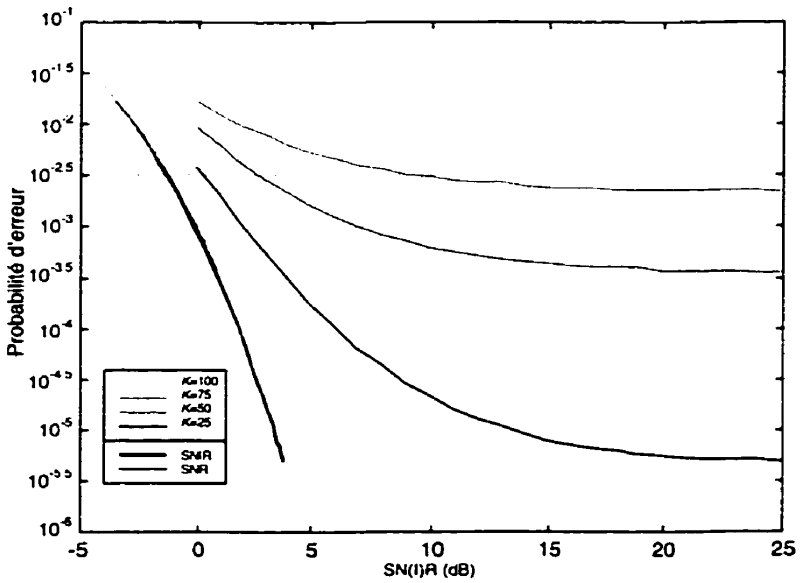


Figure 8-7. Probabilité d'erreur en fonction du SN(I)R (canal de Rayleigh)

On remarque, en ce qui concerne la performance en fonction du SNIR, qu'il n'y a pas de variation en fonction du nombre d'usagers à part, bien sûr, pour la valeur

minimale de la probabilité d'erreur qui peut être atteinte. Ceci s'explique par le fait que la performance dépend principalement de l'interférence et donc du SNIR. En effet, la probabilité d'erreur est la même si l'interférence est due à un grand nombre d'usagers émettant à faible puissance ou à peu d'usagers émettant à haute puissance.

Si l'on considère maintenant une correction de puissance, on obtient les performances représentées à la Figure 8-8. L'amélioration est d'autant plus nette que le nombre d'usagers est faible. Avec K=25 usagers, on passe de BER=$10^{-5.5}$ à $10^{-6.8}$ alors que pour K=100 usagers, on passe de BER=$10^{-2.2}$ à $10^{-2.4}$ (comparaison des résultats des Figure 8-7 et Figure 8-8).

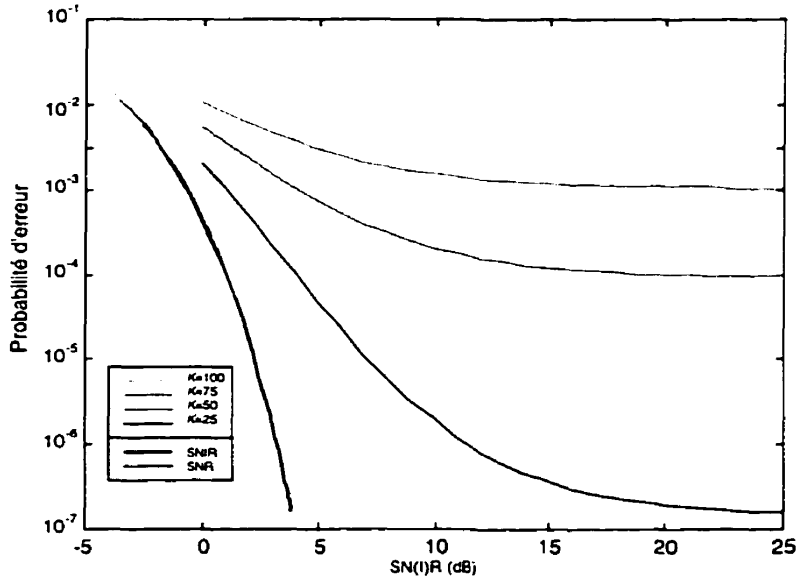


Figure 8-8. Probabilité d'erreur en fonction du SN(I)R (signal corrigé)

Il est maintenant intéressant d'étudier la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers dans le système pour différentes valeurs du SNR. C'est ce qui est représenté aux Figure 8-9 et Figure 8-10 selon que le canal soit de Rayleigh ou corrigé.

Il est important de noter que l'on ne peut pas choisir K trop petit sinon on n'a plus le droit de faire l'approximation gaussienne.

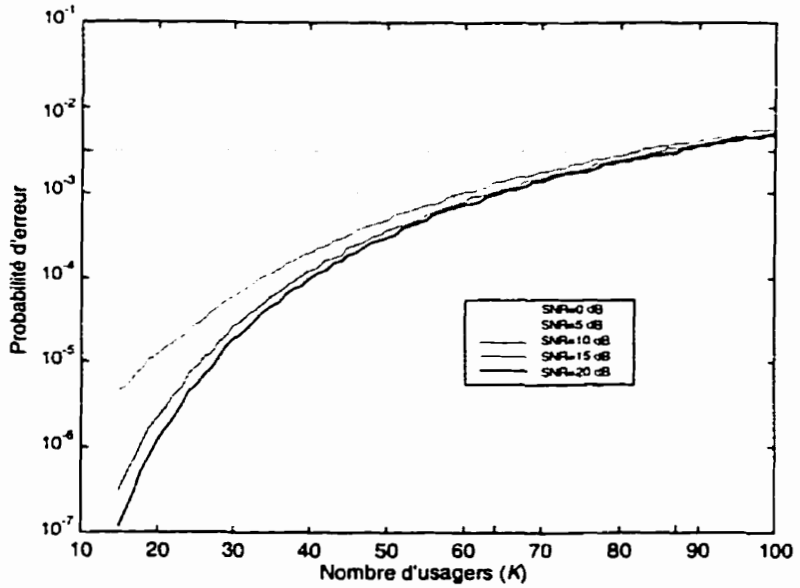


Figure 8-9. Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers (Rayleigh)

Toujours en se basant sur une probabilité d'erreur de $10^{-2.5}$ (respectivement 10^{-3}), on peut accepter K=87 (respectivement K=64) personnes lorsque le canal est de type Rayleigh et K=94 (respectivement K=70) usagers lorsque les signaux sont corrigés.

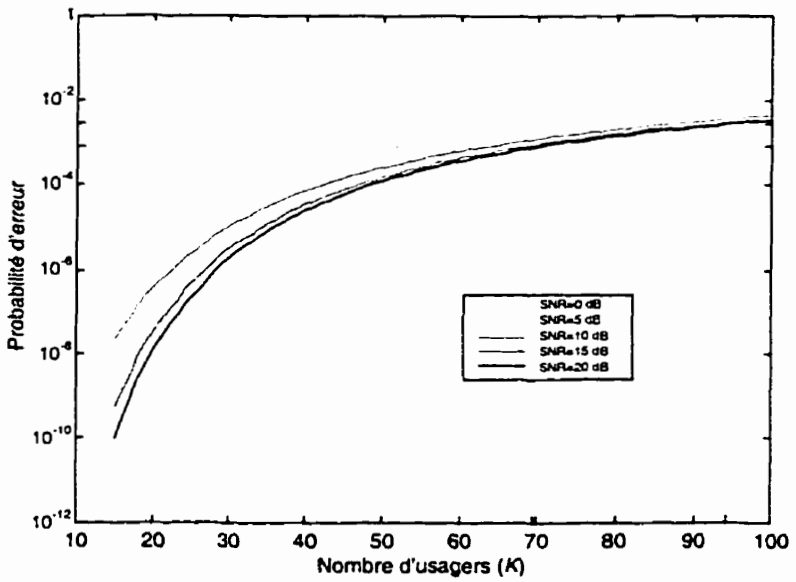


Figure 8-10. Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers (signal corrigé)

En restant très prudent sur la valeur de nos conclusions puisque l'on considère ici un canal non codé, on peut comparer la capacité du système à celle à laquelle on aurait pu s'attendre avec un système CDMA2000 sur la même largeur de bande (environ 8 MHz). Sur 1.25 MHz, environ 55 canaux de voix était possibles dans les systèmes CDMAOne (Norme IS-95), ce qui correspond à environ 280 kbps/MHz. D'après les résultats obtenus avec le système MC-DS-CDMA, on aurait une efficacité spectrale d'environ 190 kbps/MHz mais la qualité serait bien meilleure puisque l'on parle ici de BER=10^{-3} pour un canal non codé.

La comparaison des performances sera plus équitable lorsque l'on étudiera le système codé (cf. section 8.2.3).

8.1.5 Comparaison MC-DS-CDMA avec ou sans Rake

On s'intéresse maintenant aux effets du récepteur de Rake en fonction du nombre de « fingers ». On se place toujours dans le cas où MS=12 et cette fois-ci, on choisit K=50. On a alors 4 échos détectables que l'on peut modéliser selon un profil exponentiel ou uniforme.

Sur les Figure 8-11 et Figure 8-12, on a représenté les résultats de simulation en termes de probabilité d'erreur en fonction du SNR pour différents types d'échos, et pour des récepteurs de Rake de performances différentes (λ fingers).

Sur la Figure 8-5, ces performances sont observées dans un canal de Rayleigh. On peut juger de l'importance des récepteurs de Rake lorsque plusieurs échos sont présents : au point de fonctionnement, dans le cas d'un profil uniforme, la probabilité d'erreur est de $10^{-3.5}$ pour λ=4, $10^{-2.8}$ pour λ=3, $10^{-2.1}$ pour λ=2 et enfin $10^{-1.4}$ pour λ=1. On comprend donc pourquoi il est primordial d'implanter un récepteur de Rake efficace pour exploiter au maximum l'énergie qui se trouve dans les différentes versions du signal.

En ce qui concerne l'influence du profil des échos, on peut constater les mêmes tendances que celles qui avaient été précédemment dans la section 8.1.2.

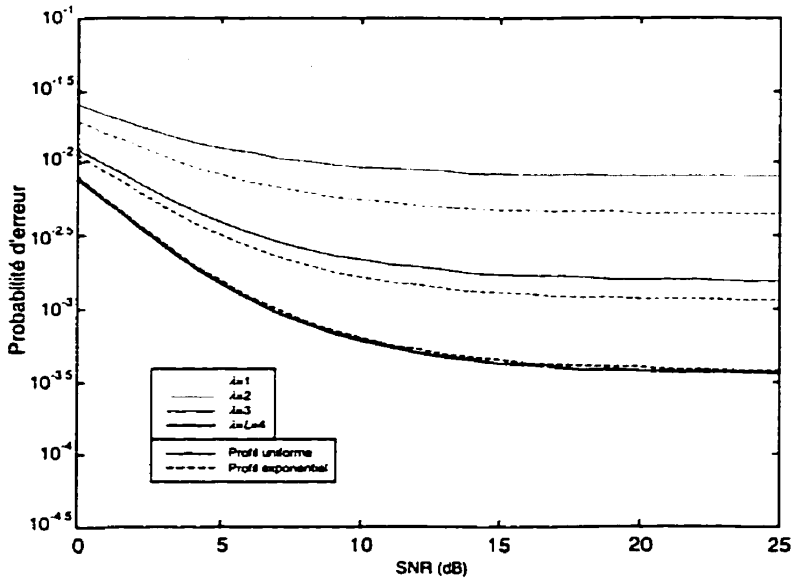


Figure 8-11. Influence du nombre de fingers (*MS*=12, canal de Rayleigh)

Si le canal radiomobile est corrigé, on obtient les performances de la Figure 8-12. Les tendances sont exactement les mêmes avec une amélioration en terme de probabilité d'erreur. On peut néanmoins remarquer que l'amélioration par rapport au canal non-corrigé est d'autant meilleure que le nombre de « fingers » est grand.

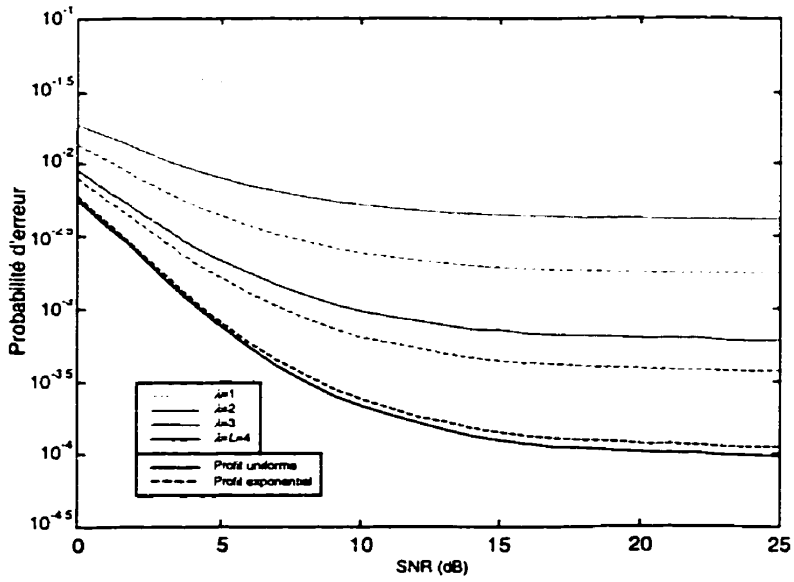


Figure 8-12. Influence du nombre de fingers (*MS*=12, signal corrigé)

Cette nette dépendance en la résolution du récepteur de Rake s'explique par le fait que l'énergie totale du signal reçue est répartie selon les différents échos décelables (équation [7-11]). Dans la réalité, le fait de détecter un écho supplémentaire améliore le rapport signal sur bruit.

Lorsque l'on augmentera le nombre de porteuses, l'utilisation du récepteur de Rake deviendra inutile puisque de moins en moins d'échos seront décelables. On va pouvoir juger, dans les prochaines sections, de la pertinence de cette méthode qui remplace la diversité temporelle en diversité fréquentielle.

8.2 Performances comparées du MC-DS-CDMA

Après avoir analysé le comportement du modèle en fonction des caractéristiques du canal radiomobile, de la charge du réseau et de l'égalisation, on s'intéresse aux caractéristiques structurales du système ; on entend par là la répartition et le nombre de porteuses et le codage de canal. Ceci nous permettra de comparer les performances du MC-DS-CDMA avec le CDMA2000 par exemple.

8.2.1 Répartition de l'information suivant les porteuses

Pour l'instant, le système étudié a toujours comporté 12 porteuses avec M=4 et S=3. On s'intéresse maintenant à l'impact de cette répartition des porteuses. La décomposition série/parallèle (facteur M) permet en effet de prolonger la durée des symboles et donc de contrer l'effet néfaste dû aux évanouissements profonds alors que la répétition sur des porteuses dites à « bits identiques » (facteur S) ajoute de la diversité fréquentielle, exploitant ainsi le fait que les évanouissements sont sélectifs en fréquence.

À la Figure 8-13, on a représenté les performances d'un système à MS=12 porteuses avec K=60 usagers en fonction du SNR. Différentes courbes ont été tracées en fonction de la répartition des porteuses selon le principe de la Figure 7-3.

Il apparaît clairement que les performances sont meilleures en exploitant le plus possible le convertisseur série parallèle plutôt que la répétition sur les porteuses. Au point de fonctionnement, entre la configuration M=1, S=12 et la configuration M=12, S=1, on passe de BER=$10^{-3.1}$ à $10^{-3.3}$ à SNR=20 dB.

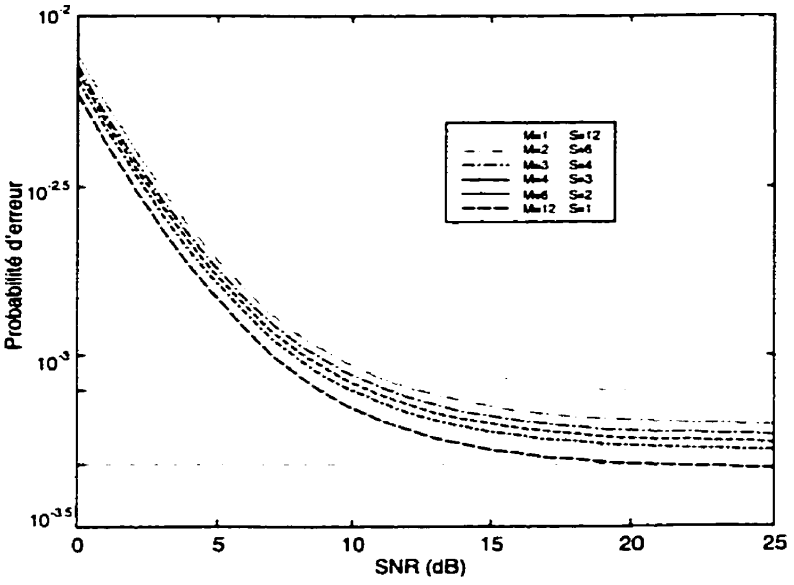


Figure 8-13. Performance en fonction des paramètres *M* et *S* (60 usagers)

Cette amélioration s'explique par le fait que la répétition n'apporte plus de diversité temporelle lorsque l'on a déjà un récepteur de Rake efficace comme c'est le cas ici avec un récepteur de Rake à 4 « fingers » (les canaux à « bits identiques » et les différents échos ont un impact similaire dans la modélisation).

8.2.2 Nombre de porteuses variable

Comme on l'a déjà rappelé plusieurs fois, le nombre d'échos décelables dépend de la dispersion du canal T_m, de la période de chip T_c et donc du nombre de porteuses puisque l'on garde la largeur de bande totale constante.

L'équation [7-1] permet de calculer le nombre d'échos décelables en fonction du nombre de porteuses (T_m est supposé égal à 3 µs). Le résultat de ce calcul simple est représenté à la Figure 8-14.

On retrouve bien L=4 chemins décelables lorsque MS=12. Si l'objectif est d'utiliser un système démuni de récepteur de Rake, il est préférable de se placer dans un domaine où L=1, ce qui signifie que toute la puissance contenue dans les différents échos sera exploitée (sans toutefois égaliser les différents délais). Il s'avère que cette condition est remplie lorsque MS>43 porteuses. Pour une application pratique, on choisirait MS=64 puisque la Transformée Fourier Rapide qui simplifie nettement la mise en place du système MC-DS-CDMA (cf. section 3.2.3.3) requiert que le nombre de

points soit une puissance de 2. Avec MS=64, on pourrait admettre une dispersion maximale d'environ 4.5 µs.

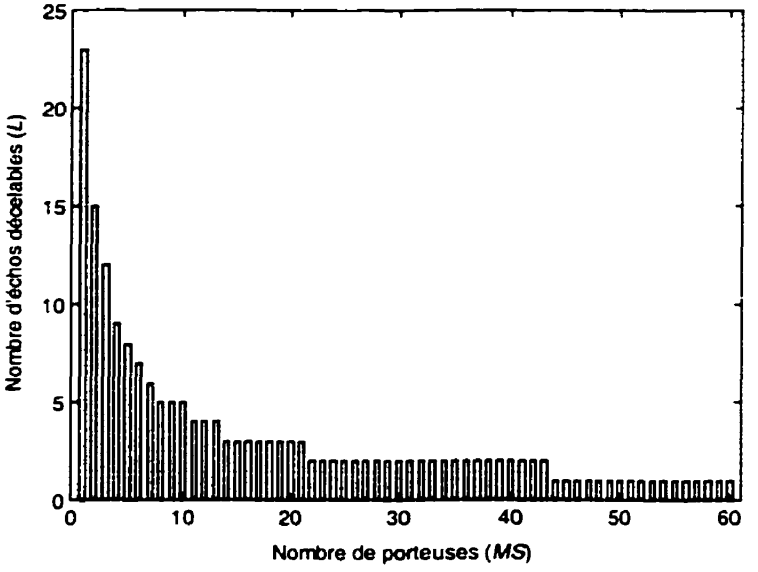


Figure 8-14. Nombre d'échos décelables en fonction du nombre de porteuses

À la Figure 8-15, on a représenté la probabilité d'erreur en fonction du nombre de porteuses dans les conditions suivantes : K=50 usagers, profil des échos exponentiel, débit de 19200 bps, SNR=20 dB et un canal de Rayleigh non corrigé. Les performances sont calculées dans le cas où l'on utilise un récepteur de Rake optimal (λ=L) et dans le cas où l'on n'utilise pas de récepteur de Rake (λ=1). On notera que c'est M qui varie dans les simulations et que S est gardé constant égal à 1.

La zone grisée correspond aux valeurs de MS trop faibles pour lesquelles le modèle n'est plus satisfaisant. En effet pour MS<7, on a L>6 échos détectables, ce qui devient plutôt invraisemblable si l'on se fie aux mesures de [Li99].

En dehors de cette zone, en ce qui concerne le cas où l'on n'utilise pas de récepteur de Rake, on constate, fort logiquement, que la probabilité d'erreur diminue avec le nombre de porteuses. En effet, moins il y a d'échos, plus la puissance de l'écho dominant est grande. Les changements abrupts sont dus aux transitions dans le nombre d'échos décelables conformément à la Figure 8-14. Les performances

s'améliorent avec MS pour atteindre BER=$10^{-2.75}$ pour les grandes valeurs de *MS* (on rappelle que le canal n'est toujours pas codé).

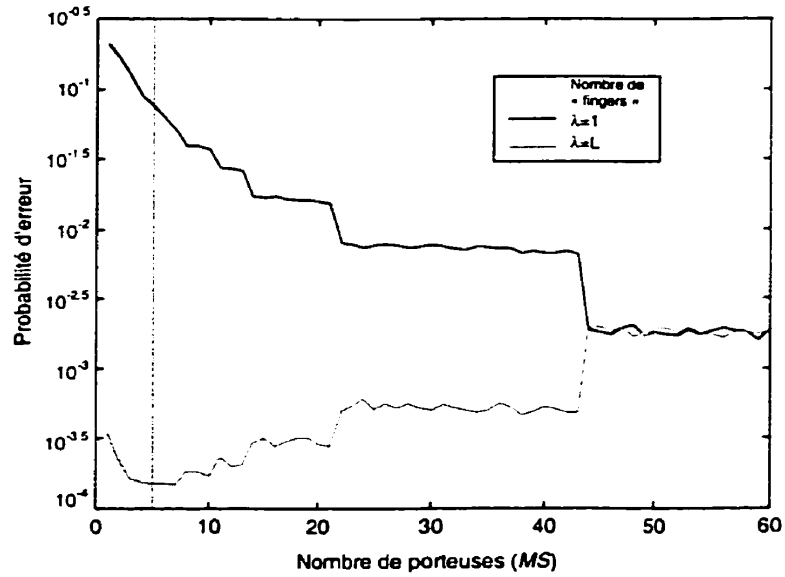


Figure 8-15. Impact du nombre de porteuses sur la performance (Rayleigh)

Si l'on s'intéresse maintenant à ce qui se passe lorsque l'on utilise un récepteur de Rake optimal, on constate que les performances, cette fois-ci, ne s'améliorent pas avec *MS*, au contraire. On constate même un phénomène surprenant de symétrie par rapport au cas où un seul écho est décelable. Lorsque *MS*=6, on a un taux d'erreur de $10^{-3.75}$ et cette bonne performance chute jusqu'aux performances du système sans récepteur de Rake (lorsque *MS*>43, les deux courbes se confondent puisque les deux systèmes sont équivalents : λ=*L*=1). Lorsque *MS*=12, on retrouve quasiment les performances évaluées à la section 8.1.5 (la différence est due au fait que *M*=4 et *S*=3 dans la section 8.1.5 alors que *M*=12 et *S*=1 dans cette section).

Dans le cas de la Figure 8-16, où l'on ajoute une correction de puissance, Les performances du système sans récepteur de Rake sont équivalentes à celles obtenues dans un canal de Rayleigh mais les performances sont globalement meilleures pour atteindre BER=10^{-4} pour *MS* grand.

Par contre, les performances du dispositifs avec un récepteur de Rake optimal ne souffrent pratiquement plus de l'augmentation du nombre de porteuses. La probabilité d'erreur avoisine BER=10^{-4} quelque soit le nombre de porteuses.

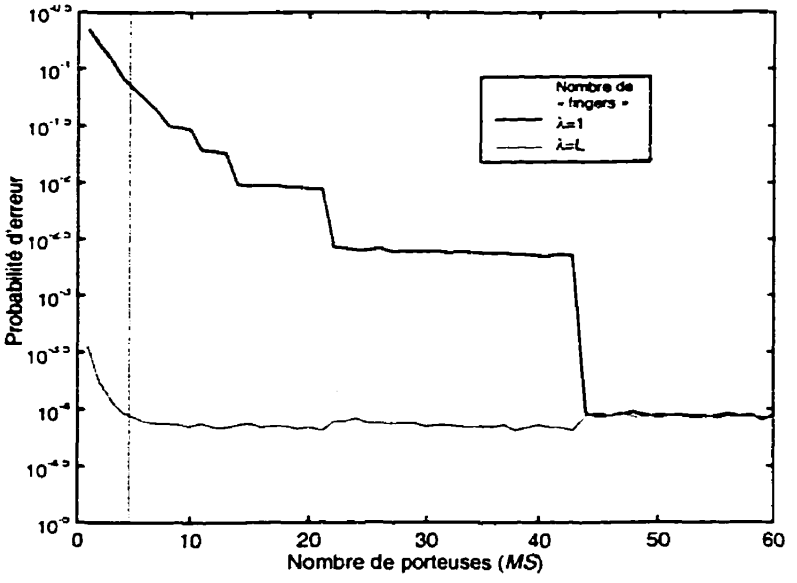


Figure 8-16. Impact du nombre de porteuses sur la performance (signal corrigé)

Dans le cas où les signaux sont corrigés (cas de figure un peu trop optimiste comme on l'a dit à la section 8.1.3), il est préférable d'utiliser un système sans récepteur de Rake avec *MS*>43 plutôt que d'utiliser un dispositif avec récepteur de Rake, a priori plus complexe et qui n'apporte pas d'amélioration.

Afin de confirmer cette tendance, on peut regarder ce qui se serait passé si on avait eu affaire à des signaux parfaitement corrigés. Les résultats sont présentés à la Figure 8-17.

La probabilité d'erreur a la même allure lorsque le dispositif est dépourvu de récepteur de Rake et atteint presque $10^{-4.75}$ pour les valeurs de *MS* élevées.

Lorsque le système dispose de récepteurs de Rake optimaux, les performances s'améliorent légèrement avec le nombre de porteuses.

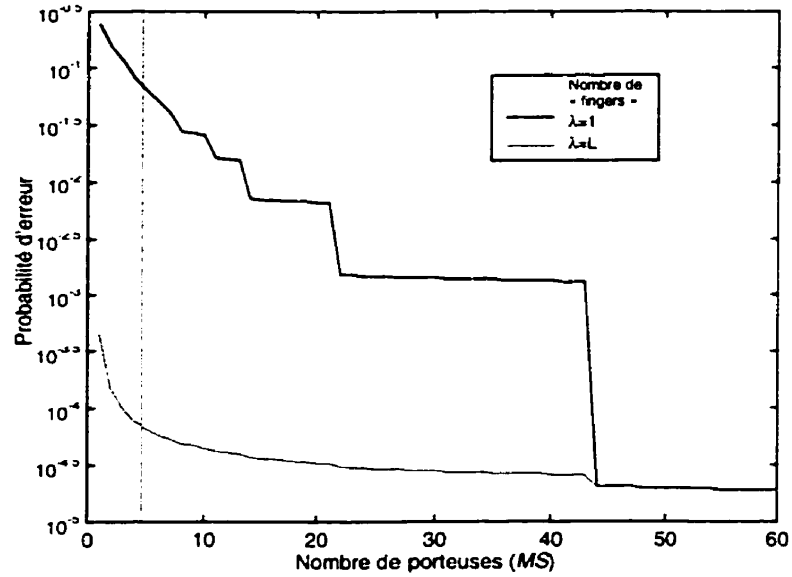


Figure 8-17. Impact du nombre de porteuses sur la performance (signal parfait)

Afin de pouvoir comparer directement les performances du système en fonction du canal radiomobile, on peut se référer à la Figure 8-18. Que le système soit doté d'un récepteur de Rake ou non, les performances avec correction de puissance sont toujours plus proches de celles que l'on aurait eu avec un signal parfaitement corrigé.

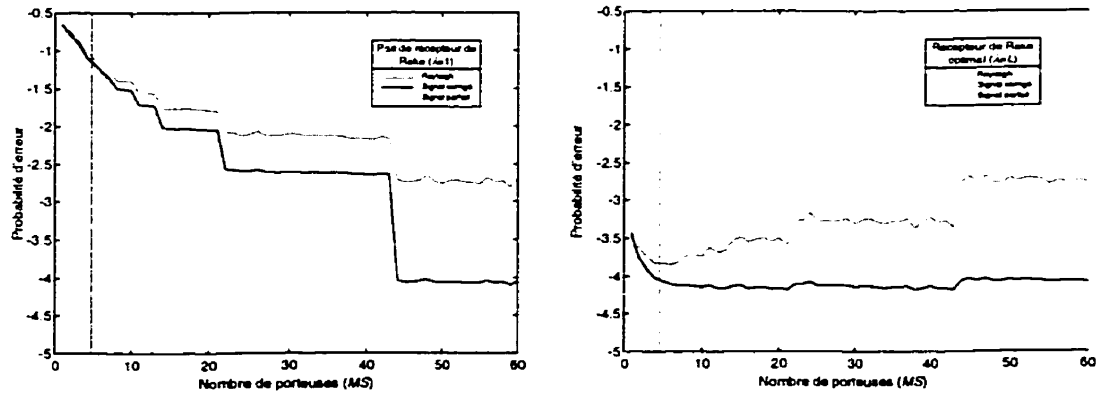


Figure 8-18. Impact du nombre de porteuses sur la performance

En mitigeant les effets de la correction de puissance, on peut tirer de ces résultats la conclusion suivante : il est quasi-équivalent d'utiliser un dispositif sans égalisation avec un nombre suffisant de porteuses pour que $T_c > T_m$ que d'utiliser un système avec des récepteurs de Rake optimaux sur chaque porteuse.

Il restera ensuite à comparer le dispositif sans récepteur de Rake avec un système DS-CDMA à une seule porteuse et au système multiporteuses classique prévu dans le CDMA2000 (cf. section 8.2.4).

8.2.3 Cas du canal codé

On considère maintenant un système doté d'un codage de canal de type convolutionnel fonctionnant à un taux R=1/2, 1/3 ou 1/4. Pour évaluer une borne supérieure sur la probabilité d'erreur, on utilise les expressions [3-31] et [3-33] et les statistiques des codes convolutionnels référencés en ANNEXE C.

À la Figure 8-19, la performance en termes de probabilité d'erreur est représentée pour différents degrés de précisions dans le calcul de la borne supérieure.

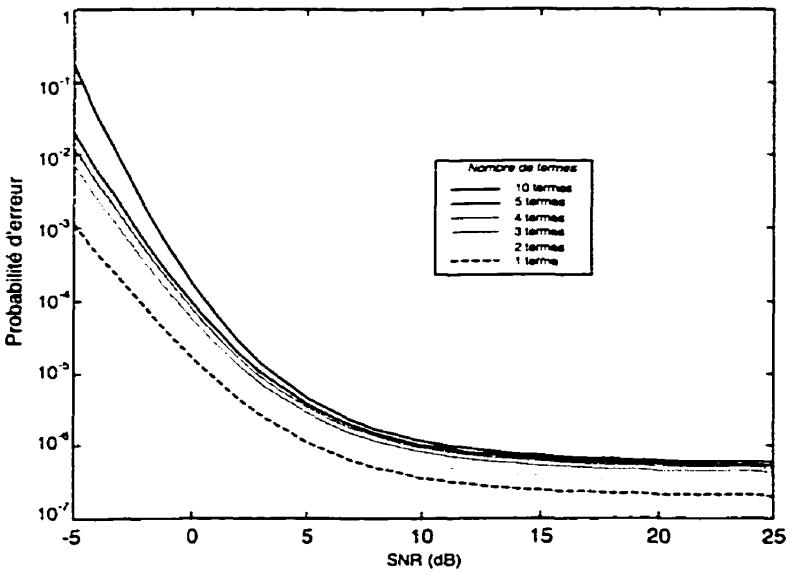


Figure 8-19. Influence de la précision de calcul de la borne union

Sur l'axe des abscisses, on retrouve le SNR qui représente toujours l'énergie par bit (et non pas par symbole codé) sur la densité spectrale de bruit. Les paramètres de la simulation sont les suivants : canal de Rayleigh, M=4, S=3, K=50, débit=19200 bps, R=1/3, profil des échos exponentiel, récepteur de Rake optimal à 4 « fingers », vitesse du mobile de 30 km/h. On constate que la borne converge fort logiquement lorsque le nombre de termes dans la sommation augmente. Néanmoins, il convient de ne pas considérer des SNR trop faibles, pour lesquels la borne est beaucoup trop large

et perd ainsi de sa valeur (on remarquera que le SNR varie de –5 à 25 dB contrairement aux graphiques précédents).

Lorsque l'on considère les performances au point de fonctionnement (SNR=20 dB), on obtient un probabilité d'erreur de $10^{-6.2}$ compatible avec un transfert de données. On rappelle qu'avec les mêmes paramètres de simulation, on avait obtenu une probabilité d'erreur de $10^{-3.4}$ en considérant un canal non codé.

Si l'on compare maintenant les performances obtenues en fonction du taux de codage, on obtient les résultats de la Figure 8-20.

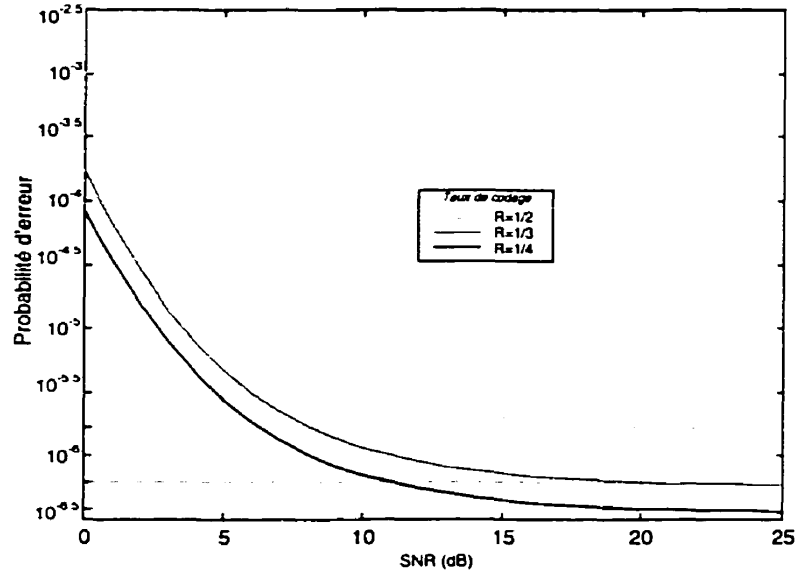


Figure 8-20. Influence du taux de codage

Les performances s'améliorent avec le taux de codage passant de BER=$10^{-5.75}$ pour R=1/2 à BER=$10^{-6.25}$ pour R=1/3 puis BER=$10^{-6.4}$ pour R=1/4 (on considère ici SNR=20 dB). On retrouve néanmoins la même tendance que celle qui avait été mise en évidence dans [Meh96] : en effet, on devine que les performances s'améliorent de moins en moins lorsque le taux de codage augmente. Il devient donc inutile d'utiliser un taux de codage trop faible puisque ceci ce fait au détriment de la longueur de la séquence aléatoire appliquée à chaque symbole et donc dégrade les caractéristiques statistiques de corrélation des séquences PN et ainsi augmente l'interférence entre les différents usagers et les différents échos.

À titre d'information, la longueur de la séquence PN appliquée à chaque symbole (cf. section 7.2.1) varie comme suit : N_v=118 pour R=1/2, N_v=78 pour R=1/3 et N_v=59 pour R=1/4. Ces longueurs correspondent tout à fait à ce qui est préconisé dans la norme CDMA2000 où l'on cherche toujours à avoir N_v=64 ou 128 lorsque c'est possible.

8.2.4 Les dispositifs CDMA2000

Dans cette section, on va comparer les performances du MC-DS-CDMA à celles du CDMA2000 qu'il soit sur une ou plusieurs porteuses.

Ahmad Jalali et Alberto Gutirrez [Jal98] se sont déjà intéressés à la comparaison des performances des systèmes CDMA2000 sur la liaison descendante (base-mobile) sur une largeur de bande de 3.6864 MHz (cas du DS-CDMA) ou 3*1.2288 MHz (cas du système multiporteuses classique) pour un débit de 9.6 kbps sans prendre compte néanmoins du contrôle de puissance rapide à 800 Hz. Ils ont conclu que les deux techniques étaient équivalentes avec de légères variations en fonction du profil des échos et de la vitesse du mobile : le système multiporteuses semble meilleur dans le cas d'une utilisation pédestre et la tendance s'inverse lorsque l'on considère une utilisation dans un véhicule.

On va pouvoir vérifier ces résultats en adaptant le modèle présenté au chapitre 6.3.2.

8.2.4.1 Système DS-CDMA sur une seule bande avec récepteur de Rake

Comme il a été mentionné à la section 8.2.2, pour simuler un système DS-CDMA avec une seule porteuse, il convient de retoucher la modélisation du profil des échos puisqu'on obtiendrait le total irréaliste de 23 échos (cf. Figure 8-14). On considère alors un profil exponentiel composé de seulement 4 échos. La résolution du récepteur de Rake est laissée à la libre appréciation du fournisseur de service, elle n'est pas spécifiée dans la norme CDMA2000. On choisit de considérer un récepteur de Rake capable de détecter au moins 4 échos, ce qui est raisonnable lorsque l'on a qu'une seule porteuse.

Les modifications du modèle s'opèrent au niveau de la modulation où l'on utilise la modulation QPSK (cf. section 3.3.5). On obtient les performances des Figure 8-22 et Figure 8-23.

8.2.4.2 Système multiporteuses classique

Dans le cas du multiporteuses CDMA2000, hormis la modulation qui est maintenant du QPSK, il faut tenir compte, bien sûr de l'organisation des porteuses. La modélisation adoptée est représentée à la Figure 8-21. Dans le cas du multiporteuses CDMA2000, l'écart entre les porteuses est pris égal à 1/Tc=1.2288 MHz et non pas 1.25 MHz pour des raisons de simplifications.

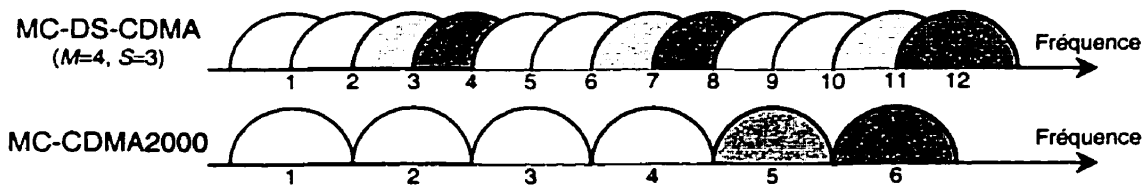


Figure 8-21. Allure du spectre d'émission multiporteuses

L'influence de cette répartition des porteuses se retrouve dans le calcul des interférences I_2 et I_4 (cf. équations [7-34], [7-35] et [7-44])

8.2.4.3 Résultats

Les résultats de simulation sont encore une fois donnés dans les conditions suivantes : canal non codé, K=50, débit=19200 bps, profil des échos exponentiel, vitesse du mobile de 30 km/h. Le canal est de Rayleigh à la Figure 8-22 alors qu'à la Figure 8-23, on considère que le signal est corrigé.

Dans le cas où le canal est un canal de type Rayleigh et que les rapports signal sur bruit sont conséquents, les performances du CDMA2000 ($10^{-3.4}$ pour le multiporteuses et $10^{-3.5}$ pour le monoporteuse au point de fonctionnement) sont légèrement inférieures à celle du MC-DS-CDMA à 12 porteuses et récepteurs de Rake optimaux (BER=$10^{-3.7}$). Les performances des deux techniques CDMA2000 sont tout à fait comparables et restent en accord avec les conclusions de Ahmad Jalali et Alberto Gutirrez [Jal98]. Par contre, comme on l'avait déjà vu précédemment (cf. Figure 8-15), le MC-DS-CDMA sur un grand nombre de porteuses et qui n'utilise pas de récepteur de Rake manque d'efficacité (BER=$10^{-2.75}$).

À la vue de ces résultats, on peut dire que le CDMA2000 présente des performances tout à fait satisfaisantes et que l'objectif d'utiliser un système sans récepteur de Rake est compromis dans le cas d'un canal de Rayleigh.

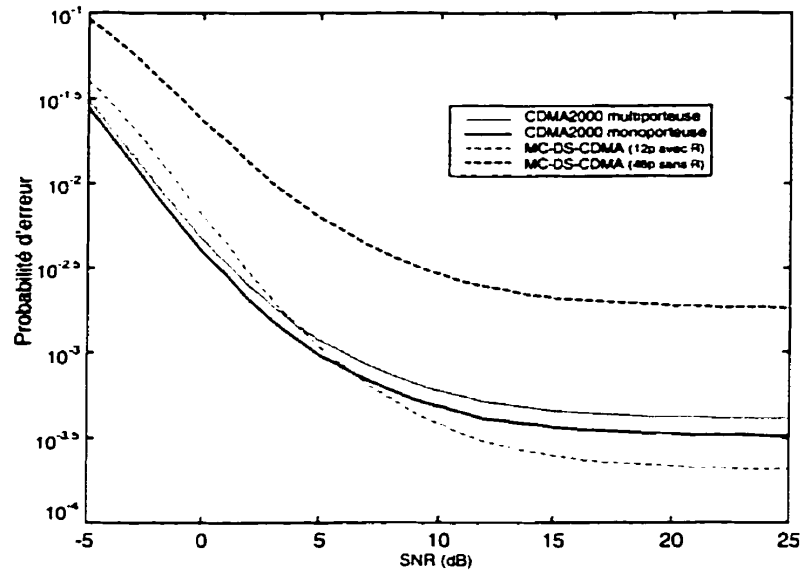


Figure 8-22. Comparaison des performances (canal de Rayleigh)

Dans le cas où l'on considère un canal corrigé, toujours avec les réserves exprimées précédemment à cause de la modélisation optimiste, on obtient les résultats de la Figure 8-23.

Les performances globales sont bien sûr améliorées et les deux méthodes CDMA2000 se valent (BER=10^{-4} pour le système monoporteuse et $10^{-3.8}$ pour le système à 6 porteuses).

Les changements se font surtout lorsque l'on compare ces deux méthodes au MC-DS-CDMA. La méthode MC-DS-CDMA sur 12 porteuses est toujours un peu meilleure que le CDMA2000 monoporteuse mais l'écart s'est nettement amoindri par rapport au canal de Rayleigh. De l'autre côté le système MC-DS-CDMA sans récepteur de Rake devient une alternative intéressante à 3 autres systèmes 2 systèmes CDMA2000 et le système MC-DS-CDMA à 12 porteuses) : en effet les performances deviennent équivalentes à celles du CDMA2000 avec un taux de probabilité d'erreur de 10^{-4}.

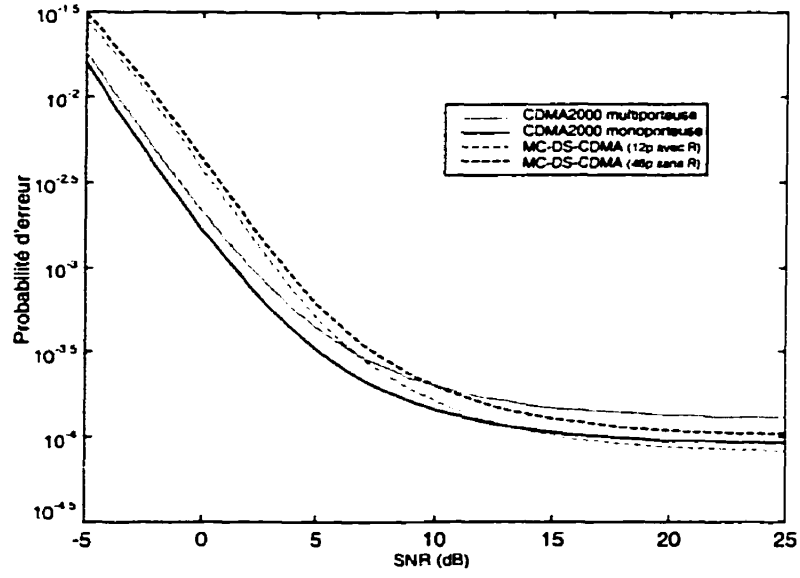


Figure 8-23. Comparaison des performances (canal corrigé)

Encore une fois, on rappelle que cette modélisation du contrôle de puissance peut s'avérer trop optimiste et on peut penser que dans la réalité, les performances se placeraient entre celles que l'on a obtenues avec les deux modélisation de canal. On peut donc dire que le MC-DS-CDMA présente des performances un peu moindre mais il faut aussi prendre en compte que les autres systèmes supposent un ou des récepteurs de Rake optimaux, ce qui peut aussi constituer une modélisation trop optimiste.

8.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a passé en revue la plupart des paramètres de simulation d'un système MC-DS-CDMA général. L'objectif était de trouver une alternative intéressante aux méthodes d'étalement large-bande adoptées dans la norme CDMA2000. On a voulu optimiser le nombre de porteuses et la complexité de l'égalisation. Le système MC-DS-CDMA qui ne comporte pas de récepteur de Rake semblait à ce titre très attrayant en raison de sa simplicité de mise en œuvre (pas de récepteur de Rake mais aussi emploi de la transformée de Fourier rapide). Malheureusement, même si le MC-DS-CDMA est plus performant que le CDMA2000 lorsqu'il utilise des récepteurs de Rake, le MC-DS-CDMA sans récepteur de Rake

présente des performances en deçà de ce que l'on aurait pu espérer. Dans l'article [Sou96], l'auteur présente en effet un système MC-DS-CDMA similaire qui donne de meilleurs résultats que son homologue monoporteuse. La largeur de bande totale du système est néanmoins beaucoup plus petite que celle que l'on a considérée dans cette étude. Cette méthode reste tout de même intéressante si l'on recherche à tout prix à simplifier le système.

9 Conclusion

Ce mémoire permet de juger de la pertinence de l'emploi d'un système CDMA large-bande basé sur une technique à « porteuses othogonales » tel que le MC-DS-CDMA. Cette technique d'accès multiple est basée sur l'OFDM qui intéresse à nouveau les chercheurs depuis que les calculateurs sont assez performants pour effectuer les transformées de Fourier à cadence élevée.

Le système étudié est général et de nombreux paramètres peuvent être ajustés comme le nombre de porteuses, la répartition de l'information suivant ces porteuses, la présence de récepteurs de Rake.

On s'est efforcé de se placer dans un canal radiomobile similaire à celui du CDMA2000. Le contrôle de puissance à 800 Hz est en effet pris en compte et le pas du contrôle de puissance a été optimisé.

Le dimensionnement du système a été vérifié grâce à une méthode paramètrique qui se base sur un modèle simple. L'efficacité spectrale a en effet été évaluée en fonction de l'interférence entre les usagers et des facteurs de deuxième ordre tels que le contrôle de puissance, l'interférence intercellules et le facteur d'utilisation de la voix.

L'évaluation des performances du MC-DS-CDMA repose sur le calcul de différents types d'interférence qui ont été classés suivant leur provenance (usager, porteuse, écho). Un codage de canal a été introduit afin de pouvoir comparer plus précisèment les performances du système aux exigences de fiabilité.

L'ensemble des paramètres de simulation a été passé en revue et on a pu étudier entre autres, l'influence du nombre d'usagers, du contrôle de puissance, du récepteur de Rake, de la répartition des porteuses et du profil des échos sur un système occupant une largeur de bande de 8 MHz et utilisant 12 porteuses. La probabilité d'erreur par bit a été calculée en fonction du rapport signal sur bruit ou du rapport signal sur bruit et interférence.

L'objectif étant de supprimer les récepteurs de Rake, on a étudié l'influence de l'augmentation du nombre de porteuses sur le comportement du système. Il s'est avéré que les performances du système MC-DS-CDMA sans récepteur de Rake sont en deça de celles du CDMA2000 et surtout du MC-DS-CDMA avec récepteur de Rake. Cette différence de performance s'atténue lorsque l'on considère un contrôle de puissance comme celui du CDMA2000 mais le fait que les évanouissements soient sélectifs en fréquence rend cette modélisation trop optimiste.

Le MC-DS-CDMA reste tout de même une solution de choix puisqu'à niveau de complexité égal, les performances sont légèrement meilleures que celles du CDMA2000. Mais, bien sûr, la compatibilité descendante avec la norme IS-95 n'est pas possible.

La recherche effectuée dans le cadre de ce mémoire est la première au sein du département de GEGI de l'École Polytechnique à considérer l'utilisation d'un récepteur de Rake et l'aspect multiporteuses y a été largement couvert.

On propose maintenant diverses avenues de recherche qui pourraient s'avérer très intéressantes :

- Afin d'améliorer le modèle proposé, il est envisageable de simuler des signaux de Rayleigh plus ou moins corrélés d'une porteuse à une autre afin de modéliser les évanouissements sélectifs en fréquence,
- L'interférence intercellules, même si elle n'est qu'un facteur de deuxième ordre, pourrait être évaluée dans le cas du MC-DS-CDMA,
- On pourrait faire une recherche optimale du nombre de porteuses en fonction des différents paramètres (dispersion, longueur des séquences pseudo-aléatoires...),
- On pourrait envisager un modèle qui intégrerait les phénomènes de synchronisation imparfaite,
- Le codage spatio-temporel par diversité d'antenne qui est adapté aux systèmes de transmissions par multiporteuses pourrait faire l'objet d'une étude à part entière,
- L'étude d'un contrôle de puissance à 1.6 kHz est envisageable,
- On pourrait s'intéresser à l'OFDM par ondelettes qui présente une meilleure efficacité spectrale que l'OFDM classique.

10 Bibliographie

[Ada97] ADACHI F., « Transmit Power Efficiency of Fast Transmit power Controlled DS CDMA Reverse Link », IEICE Transactions Fundamentals, vol. E80-A, n°12, décembre 1997.

[Ada98] ADACHI F., SAWAHASHI M., SUDA H., « Wideband DS-CDMA foir Next-Generation Mobile Communications systems », IEEE Communications Magazine pp. 56-69, septembre 1998.

[Bat97] BATTAIL G., « A Conceptual Framework for Understanding Turbo Codes », in Proceedings, Int. Symp. on Turbo Codes and Related Topics, (Brest, France), pp. 55-62., septembre 1997.

[Bel65] BELLO P. A., « Selective Fading Limitations of The Kathryn Modem and some System Design Considerations », IEEE Transactions on Communication Techniques, pp. 320-333, septembre 1965.

[Ber93] BERROU C., « Turbo Codes: General Principles and Applications », Proceedings of the 6th Tierrenia International Workshop of Digital Communications, Tierrenia, Italy, Septembre 1993.

[Bha85] BHARGAVA V., HACCOUN D., « Digital Communications by Satellite », New York, John Wiley, 1981.

[Bin90] BINGHAM J. A. C., « Multicarrier Modulation for data Transmission : An Idea Whose Time Has Come », IEEE Comm. Mag., pp.5-14, mai 1990.

[Bor79] BORTH D. E., PURSLEY M. B., « Analysis of Direct Sequence Spread Spectrum Multiple Access Communication over Rician Fading Channels », IEEE Transactions on Communications, vol. COMM-27, n°10, pp.1566-1577, octobre 1979.

[Cdm98] RADIOCOMMUNICATIONS STUDY GROUP, « Working Document towards Submission of RTT Candidate to ITU-R, IMT-2000 Process "The CDMA2000 RTT Candidate Submission" », International Telecommunication Union, juin 1998.

[Cha96] CHANG P-R., WANG B-C., « Adaptive Fuzzy Proportional Integral Power Control for a Cellular CDMA System with Time Delay », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.14, n°9, décembre 1996.

[Cho93] CHOULY A., BRAJAL A., JOURDAN S., « Orthogonal Multicarrier Techniques Applied to Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Systems », Proceedings of IEEE Globecom '93, Houston, USA, novembre 1993, pp. 1723-1728.

[Cim99] CIMINI L. J., LI Y., « Orthogonal Frequency Division Multiplexing For Wireless Channels », International Conference on Communications, Vancouver, BC, 1999.

[Cor97] CORREIA L. M., PRASAD R., « An Overview of Wireless Broadband Communications », IEEE Communications Magazine, janvier 1997.

[Cor98] CORAZZA G. E., De MIAO G., VATALARO F., « CDMA Cellular Systems Performance with fading, Shadowing, and Imperfect power Control », IEEE Transactions on Vehicular Technologies, vol. 47, n°2, mai 1998.

[Dah98] DAHLMAN E., GUDMUNDSON B., NILSSON M., SKÖLD J., « UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA », IEEE Communications Magazine pp. 70-81, september 1998.

[Das93] DASILVA V. M., SOUSA E. S., « Performance of Orthogonal CDMA Codes for Quasi-synchronous Communication Systems », Proceedings of IEEE ICUPC '93, Ottawa, Canada, oct. 1993, pp.995-999.

[Das97] DASILVA S., IKONOMOU D., ERBEN H., « European R&D Programs on Third-Generation Mobile Communications Systems », IEEE Personal Communications, février 1997.

[Din98] DINAN E. H., JABBARI B., « Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks », IEEE Communications Magazine pp.48-55, septembre 1998.

[Duf76] DUFF W. G., « Mobile Communications », Don White Consultants Inc., Germantown, Maryland, 1976.

[Faz93a] FAZEL K., PAPKE L., « On the Performance of a Convolutionnaly-Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication System », Proceedings of IEEE PIMRC '93, Yokohama, Japan, Sept. 1993, pp. 468-472.

[Faz93b] FAZEL K., « Performance of CDMA/OFDM for Mobile Communication System », Proceedings. of IEEE ICUPC'93, pp.975--979, Ottawa, Canada, Oct. 1993.

[For78] FORNEY G. D., « The Viterbi Algorithm », Proceedings of the IEEE, vol. 61, n°3, pp. 268-278, mars 1978.

[Har95] HARA S., LEE T.-H., PRASAD R., « BER Comparison of DS-CDMA and MC-CDMA for Frequency Selective Fading Channels », 7th International Thyrrhenian Workshop on Digital Communications, Viareggio (Italy), 1995, pp. 3-14.

[Har96] HARA S., MOURI M., OKADA M., MORINAGA N., « Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective fast rayleigh Fading Channel », Wireless Personal communications, pp. 335-356, 1996.

[Har97] HARA S., PRASAD R., « Overview of Multicarrier CDMA », IEEE Communications Magazine, pp. 126-133, décembre 1997.

[Hat90] HATA, MASAHARU, « Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services », IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-29, n°3, pp. 317-325, Août 1980.

[Héb96] HÉBERT M., « Analyse de la Capacité de Systèmes de Communications Personnelles par Satellites en Orbites Basses Utilisant l'AMRC », Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1996.

[Hon97] HONCHARENKO W., KRUYS J. P., LEE D. Y., SHAH N. J., « Broadband Wireless Access », IEEE Communications Magazine, janvier 1997.

[Jal98] JALALI A., GUTIERREZ A., « Performance Comparison of Direct Spread and multicarrier CDMA systems », IEEE Vehicular technology Conference, vol. 3, 1998, pp.2042-2046.

[Kon96] KONDO S., MILSTEIN L. B., « Performance of Multicarrier DS CDMA Systems », IEEE Transactions on Communications, vol.44, n°2, février 1996.

[Lee82] C. Y. LEE WILLIAM, « Mobile Communications Engineering », McGraw-Hill Book Company.

[Lef94] LEFRANÇOIS S., « Application des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC », Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1994.

[Lei99] LEIB Harry, Cours de l'Université Mc Gill de Montréal « data communication », référence 304-521B.

[Li99] LI Y., SESHADRI N., ARIYAVISITAKUL A., « Channel Estimation for OFDM Systesms with Transmitter diversity in Mobile Wireless Channels », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. n°17, n°3, mars 1999.

[Lin99] LINMARTZ Jean-Paul, Publications sur le MC-CDMA, http://diva.eecs.berkeley.edu/~linnartz/MCCDMA.html.

[Meh96] MEHN E., « Capacité des systèmes AMRC utilisant des codes convolutionnels de très faible taux »,», Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1996.

[Mons95] MONSEN P., « Multiple Access Capacity in Mobile User satellite Systems », IEEE Journal on selected aeras in communications, vol. 13, n°2, pp. 222-231, février 1995.

[Monk95] MONK M., MILSTEIN L. B., « Open-Loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite System », IEEE Journal on selected areas in communications, vol.13, n°2, pp.205-212, février 1995.

[Mor97] MORINAGA N., NAKAGAWA M., KOHNO R., « New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications Systems », IEEE Communications Magazine, janvier 1997.

[Nik96] NIKOLAI D., KAMMEYER K-D., « Noncoherent RAKE-Receiver with Optimum Weighted combining and improved Closed-Loop power Control », Bremem university, Department of Communications, 1996.

[Oja98] OJANPERÄ T., PRASAD R., « An Overview of Air Interface Mutiple Access for IMT-2000/UMTS », IEEE Communications Magazine pp. 82-95, septembre 1998.

[Pri58] PRICE R., GREEN P. E., « A Communication Technique for Multipath Channel », Proceedings of the IRE, pp. 555-570, mars 1958.

[Pro95] PROAKIS J. G., MANOLAKIS D. G., « Digital Signal Processing », Prentice Hall, décembre 1995.

[Pur77] PURSLEY M., « Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple Access Communications – Part I : System Analysis », IEEE Transactions on Communications, vol. 25, n°8, pp.795-799, Août 1977.

[Qua98] QUALCOMM, « The Technical Case For Convergence Of Third Generation. Wireless Systems Based On CDMA », 1998, www.qualcomm.com.

[Rap96] RAPPAPORT THEODORE. S., « Wireless Communications, Principles and Practice », IEEE Press.

[Rem88] REMY J. G., CUEUGNIET J., SIBEN C., « Systèmes de Radiocommunications avec les mobiles », Eyrolles et CENT-Enst, Paris, 1988.

[Reu94] REUVEN Meidan, « To Spread or Not to Spread », IEEE Press.

[Sar94] SARI H., KARAM G., JEANCLAUDE I., « An Analysis of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing for Mobile RadioApplications », Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1635-9, 1994.

[Sou96] SOUROUR E. A., NAKAWAGA M., « Performance of Orthogonal multicarrier CDMA in a Multipath fading Channel », IEEE Transactions on Communications, vol.44, n°3, mars 1996.

[Van93] VANDERDORPE L., « Multitone Direct Sequence CDMA System in an Indoor Wireless Environment" » Proceedings of IEEE first symposium of Communications and Vehicular Technology in the Benelux, Delft, The Netherlands, octobre 1993, pp. 3-14.

[Vas97] VASSOYAN P., « Analyse de la Capacité des systèmes AMRC Synchrone et Asynchrone dans les Réseaux de Communications Personnelles par Satellites », Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1997.

[Vit67] VITERBI A. J., « Error Bounds for Convolutionnal Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm », IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-13, pp. 260-269, avril 1967.

[Wal88] WALFISCH J., BERTONI H. L., « A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Microcells », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-36, pp. 1788-1796, octobre 1988.

[Wau97] WAUTIER Armelle, « Le Canal Radiomobile », Cours de l'École Supérieure d'Électrité, 1997

[Yee93] YEE N., LINNARTZ J.-P., FETTWEIS G., « Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks », Proceedings of IEEE PIMRC '93, Yokohama, Japan, Sept. 1993, pp. 109-113.

[Zen99] ZENG M., ANNAMALAI A., BHARGAVA K., « Recent Advances in Cellular Wireless Communications », IEEE Communications Magazine pp .2-12, septembre 1999.

[Zim67] ZIMMERMAN M. S., KIRSCH A. L., « The AN/GSC-10 (Kathryn) Variable Rate Data Modem for HF Radio », IEEE Trans. on Comm. Tech., pp. 197-205, avril 1967.

ANNEXE A. Un aperçu de la norme CDMA2000

La norme de transmission CDMA2000 est une interface radio qui utilise la technologie CDMA large bande en vue d'atteindre les contraintes de la prochaine génération de systèmes de communication sans fil. Cette technologie remplit totalement le cahier des charges spécifié par l'ITU (International Telecommunications Union) que ce soit en intérieur ou en extérieur et même à bord d'un véhicule.

De manière simplifiée, le CDMA2000 présente les caractéristiques suivantes :

- Fonctionnement dans une gamme étendue d'environnements (intérieur, extérieur, déplacement lent ou rapide jusqu'à 500 km/h) ;
- Grande gamme de performance (de débits faibles comme pour la voix jusqu'aux services à très hauts débits) ;
- Flexibilité dans les types de service (voix et/ou données) ;
- Possibilité de gestion sophistiquée de la qualité de service ;
- Compatibilité descendante avec la norme existante TIA/EIA-95-B.

A.1 Caractéristiques techniques principales

L'emploi du CDMA large-bande permet d'accroître de manière significative la performance en termes de débit et de capacité comme on l'a vu à la section 3.2. La gamme de largeur de bande sur laquelle fonctionne cette technologie est 1.25 MHz (N=1), 3.75 MHz (N=3), 7.5 MHz (N=6), 11.25 MHz (N=9) et 15 MHz (N=12), ce qui permet des débits variant de 1.2 kbps jusqu'à plus de 2 Mbps.

On utilise sur la liaison montante (mobile vers base M-B) un canal pilote qui permet de démoduler de manière cohérente

L'information est envoyée de manière continue quel que soit le débit et évite ainsi les effets de « rafale ». L'interférence avec les appareils électroniques et les effets nocifs des émissions à haute puissance près du cerveau sont limités.

Le système bénéficie aussi d'un contrôle de puissance efficace (800 Hz voire 1600 Hz) que ce soit sur la liaison montante que sur la liaison descendante et utilise les turbocodes, toujours en vue d'augmenter la capacité.

La liaison full-duplex peut être atteinte soit par FDD (Frequency Division Duplex) soit par TDD (Time Division Duplex).

Pour ce qui est de l'étalement, il est atteint soit par séquence directe soit par multiporteuses (seulement sur la liaison descendante, et ceci avec diversité d'antennes).

Le système propose une gamme étendue de taille de cellule (mégacellules R>35 km, macrocellules 1<R<35 km, microcellules R<1 km, picocellules R<50 m).

A.2 L'étalement large-bande

Les deux liaisons supportent des fréquences de chip du type N*1.2288 Mcps (avec N=1, 3, 6, 9, 12). Pour N=1, l'étalement est similaire à celui employé dans la norme IS-95 à la différence près que l'on utilise une modulation QPSK (cf. 3.3).

Pour N>1, on a recours soit à un étalement par multiporteuses (seulement sur la liaison B-M), soit par un étalement par séquence directe.

A.2.1 Étalement pour N=1

La description du fonctionnement avec une fréquence de chip de 1.2288 Mcps est faite tout d'abord à partir de la liaison descendante. Le système N=1 peut très bien être implanté dans une bande de fréquence qui accueille déjà la norme TIA/EIA-95-B (dernière évolution de la norme IS-95) grâce aux propriétés d'orthogonalité.

L'étalement est présenté à Fig. A-1[(*)]. Les données de l'usager sont tout d'abord brouillées grâce au code long spécifique à l'usager (séquence PN de longueur 2^{41}-1. cf. section 3.1.3.2). Le flot de bits est ensuite divisé entre le chemin I (In-Phase) et le chemin Q (Quadrature) en préparation de la modulation QPSK complexe. Intervient ensuite le gain de canal et l'éventuelle perforation par les bits de contrôle de puissance (cf. section 4.2.2 et A.4). L'étalement proprement dit est rendu possible grâce à la

---

[(*)] Dans toute cette annexe, les différents éléments de la chaîne de transmission peuvent être connectés grâce aux références contenues dans les disques grisés.

modulation par séquence de Walsh de longueur variable, ceci en vue d'obtenir 1.2288 Mbps en sortie. La longueur de la séquence peut varier de 4 à 128 bits en fonction du débit de l'information à l'entrée A. Les différents taux de données seront décrits dans par la suite.

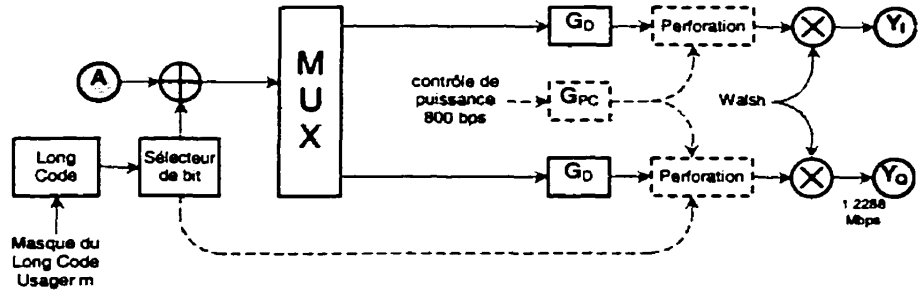


Fig. A-1. Allocation phase/quadrature et modulation Walsh (N=1)

Ensuite, les deux chemins I et Q subissent un étalement « complexe » par séquence PN (addition modulo 2 sans changement de fréquence), un filtrage dans la bande de base et enfin une modulation de fréquence, comme le montre la Fig. A-2.

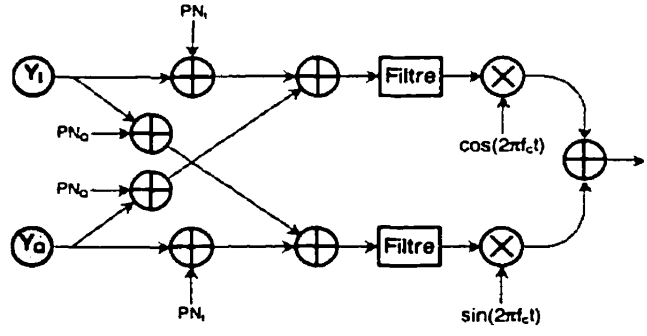


Fig. A-2. Étalement par séquence PN, filtrage et modulation de fréquence

L'étalement complexe n'était pas présent dans la norme IS-95, il a pour but de réduire le PAPR [Oja98].

A.2.2 Par multiporteuses sur la liaison base-mobile

Pour atteindre des fréquences de chip supérieure à N=1, on peut avoir recours à une approche multiporteuses qui permet une compatibilité avec les systèmes TIA/EIA-

95-B. Cette méthode d'étalement large-bande n'est envisagée que sur la liaison descendante et apporte de la flexibilité dans l'allocation des bandes de fréquence (cf. Fig. A-3) Une bande de 1.25 MHz peut en effet servir à différents types de service, c'est à dire peut à la fois s'insérer dans une structure multiporteuses N=1, 3, 6 ou plus selon la grandeur de la bande allouée à un même opérateur. De plus, les différentes porteuses peuvent être transmises par des antennes différentes, ajoutant ainsi une diversité spatiale.

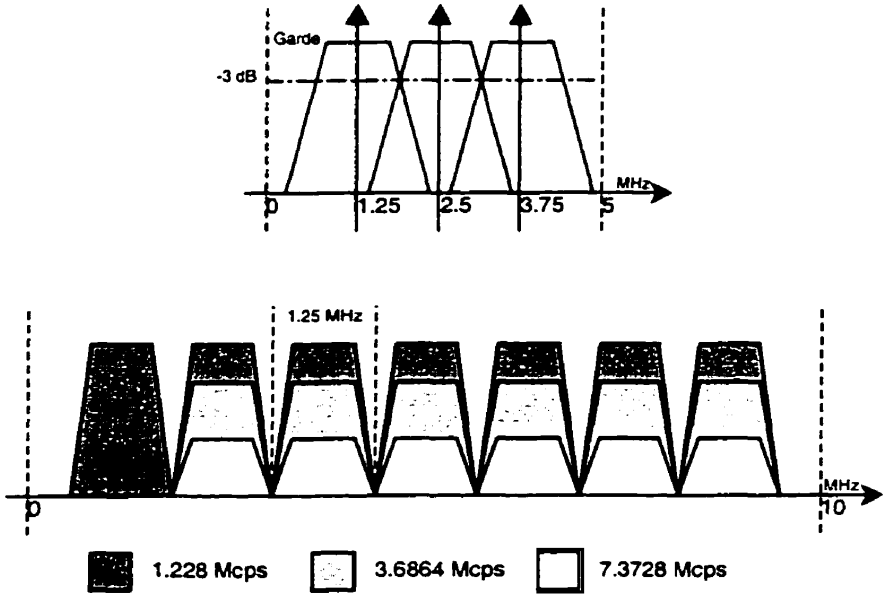


Fig. A-3. Exemple d'allocation en « couches » de multiporteuses sur 5 et 10 MHz

La structure globale de l'étalement est montrée à la Fig. A-4. Après le brouillage des données avec le code long spécifique à chaque utilisateur, les données sont démultiplexées sur N porteuses (avec N=3, 6, 9 ou 12). Sur chaque porteuse, les bits démultiplexés subissent les mêmes transformations que pour N=1. On retrouve ainsi un bloc d'allocation en phase et quadrature puis d'étalement Walsh, qui est le même que celui de la Fig. A-1. L'autre bloc s'occupe de l'étalement « complexe » , du filtrage passe-bas et de la modulation et est équivalent à la structure présentée à la Fig. A-2.

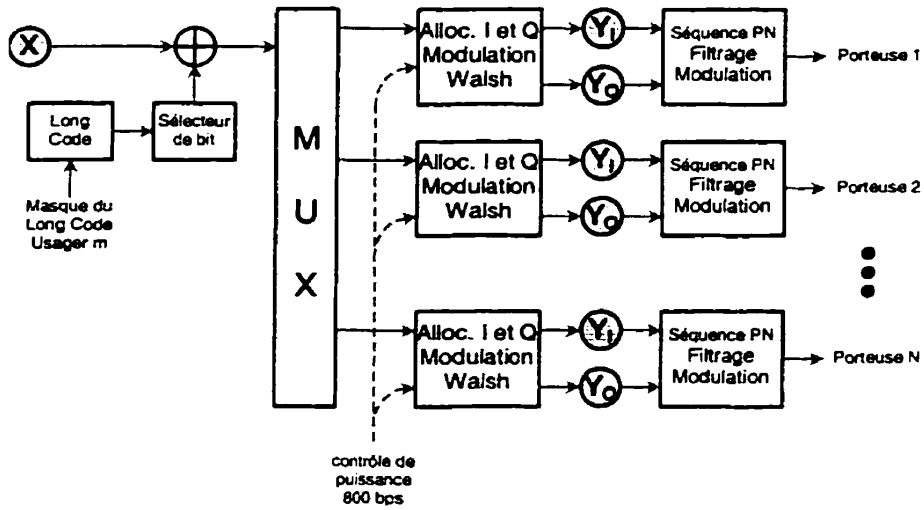


Fig. A-4. Structure multiporteuses sur la liaison descendante

Il est intéressant de noter que le code Walsh peut être différent sur chaque porteuse, c'est pourquoi on bénéficie d'une flexibilité dans l'allocation des bandes.

En fonction du débit, les caractéristiques de codage et d'étalement peuvent varier. On peut, par exemple, utiliser des codes convolutionnels ou des turbocodes avec des taux de codage variant de 1/2 à ¼ (en amont du disque X). Les séquences Walsh peuvent elles-aussi être plus ou moins efficaces (c'est à dire longues) en fonction du type de service souhaité.

A.2.3 Par séquence directe

L'étalement large-bande peut aussi être accompli par séquence directe sur les deux liaisons mais les structures de modulation sont différentes. De plus les fréquences de chip atteintes permettent maintenant l'implémentation d'un récepteur de Rake. En effet la période de chip étant divisée par 3, 6, 9 ou 12, il est alors possible de distinguer les différents échos.

A.2.3.1 Sur la liaison descendante

La Fig. A-5 présente le traitement du flot de données avant l'étalement « complexe » et la modulation (cf. Fig. A-2 avec des séquences PN de N=1.2288 Mcps).

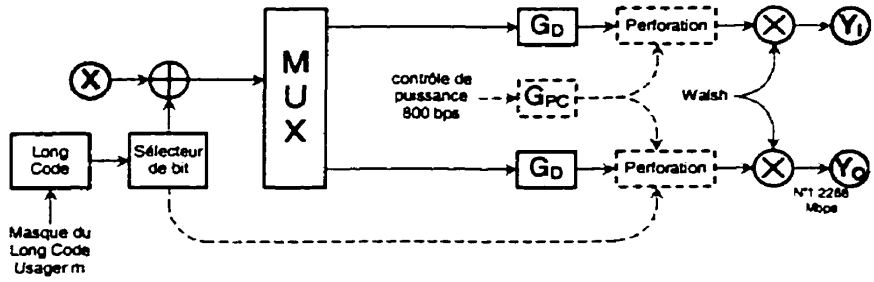


Fig. A-5. Allocation phase/quadrature et modulation Walsh (N>1)

Le processus d'étalement est similaire à celui employé pour N=1 à ceci près que les séquences de Walsh peuvent avoir une longueur variant de 4 à 1024 bits et permettent ainsi d'obtenir en sortie un débit de N*1.2288 Mcps.

A.2.3.2 Sur la liaison montante :

Les différents canaux de gestion (canal pilote, canal de contrôle) et de données sont associés de manière à ce qu'ils soient orthogonaux les uns par rapport aux autres. Le canal pilote permet de synchroniser les canaux et sert de référence pour la mesure de la puissance dans le cas d'une correction de puissance en boucle ouverte. La structure de l'étalement des canaux lors d'un transfert de données est présentée à la Fig. A-6.

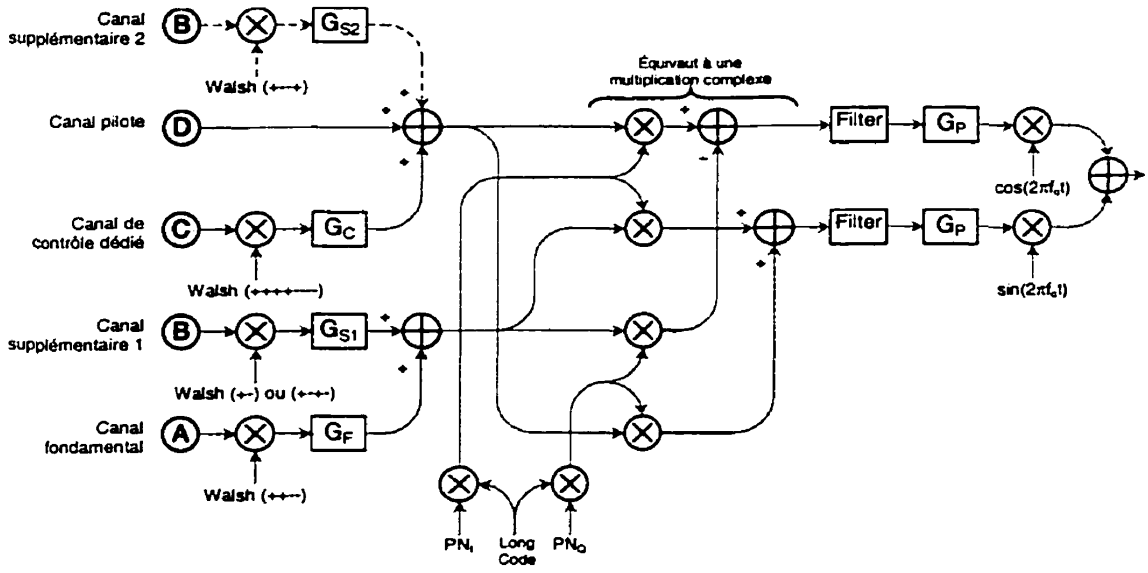


Fig. A-6. Structure d'étalement et modulation sur la liaison montante

On remarque que le canal pilote et le canal de contrôle dédié sont placés sur le chemin en phase et que les canaux de données (canal fondamental et premier canal supplémentaire) sont sur le chemin en quadrature.

Chaque canal est étalé par une séquence Walsh spécifique qui ne mesure que 2, 4 ou 8 bits de long. Dans le cas où il faudrait un deuxième canal supplémentaire, il serait allouer sur le chemin en phase et la séquence Walsh mesurerait 4 bits au lieu de 2, ce qui limiterait le débit en entrée *B*.

A.3 Les différents canaux

Le CDMA2000 s'occupe du codage et de la modulation des différents canaux. On compte parmi ceux-ci le canal pilote, le canal fondamental, le canal de synchronisation, le canal de contrôle, les canaux supplémentaires qui sont utilisés sur la liaison montante comme sur la liaison descendante. Plus spécifiquement, on retrouve sur la liaison base-mobile le canal d'accès et sur la liaison mobile-base, le canal de messagerie (paging).

Ces différents canaux peuvent être dédiés (cf. Fig. A-7) ou en commun (cf. Fig. A-8).

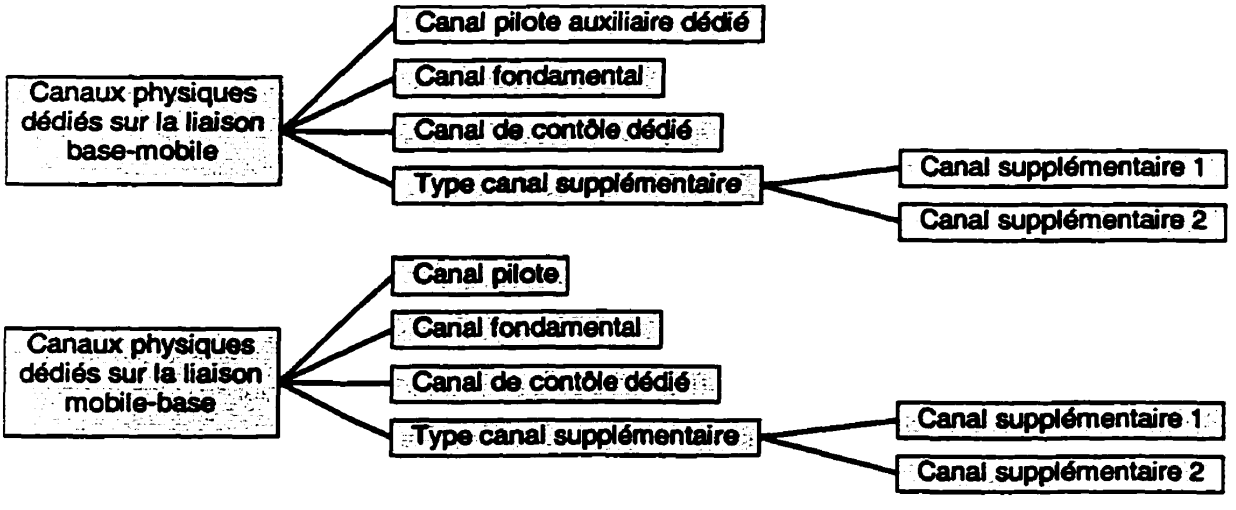


Fig. A-7. *Structure des canaux physiques dédiés*

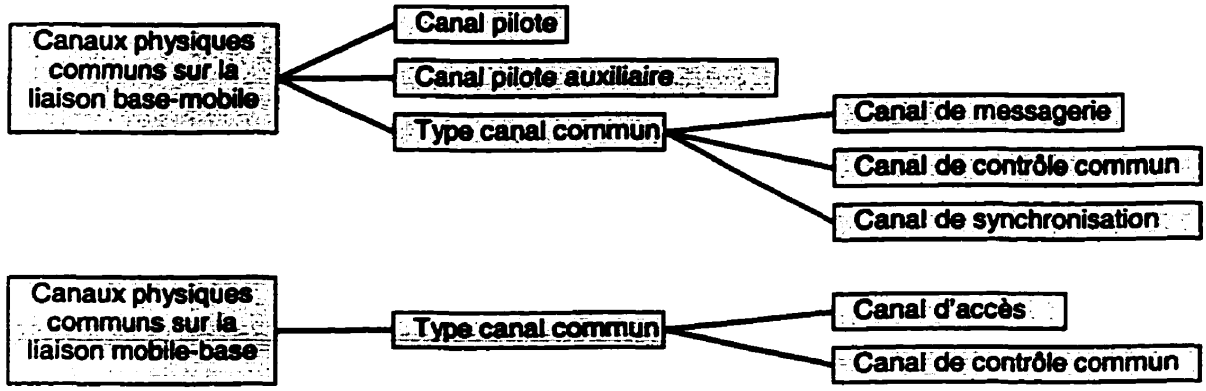


Fig. A-8. Structure des canaux physiques communs

A.3.1 Les canaux de gestion et de messagerie

La Fig. A-9 décrit le codage des canaux de gestion et de messagerie pour N=1. Parmi ceux-ci, on compte :

- Le canal pilote est transmis en permanence dans la cellule afin de donner une référence de phase aux différents mobiles. Il permet aussi l'acquisition rapide des multichemins et l'estimation de canal. Ce canal étale une séquence infinie de zéros avec la fonction Walsh 0,
- Les canaux pilotes auxiliaires sont utilisés lorsqu'une même base émet sur différentes antennes afin d'augmenter la capacité par sectorisation,
- Le canal de synchronisation est identique à celui qui était utilisé dans la norme IS-95. Il permet aux différents usagers de se « caler » sur une référence temporelle,
- Le canal de messagerie permet à tous les usagers d'avoir accès au service de téléavertisseur ou pagette.

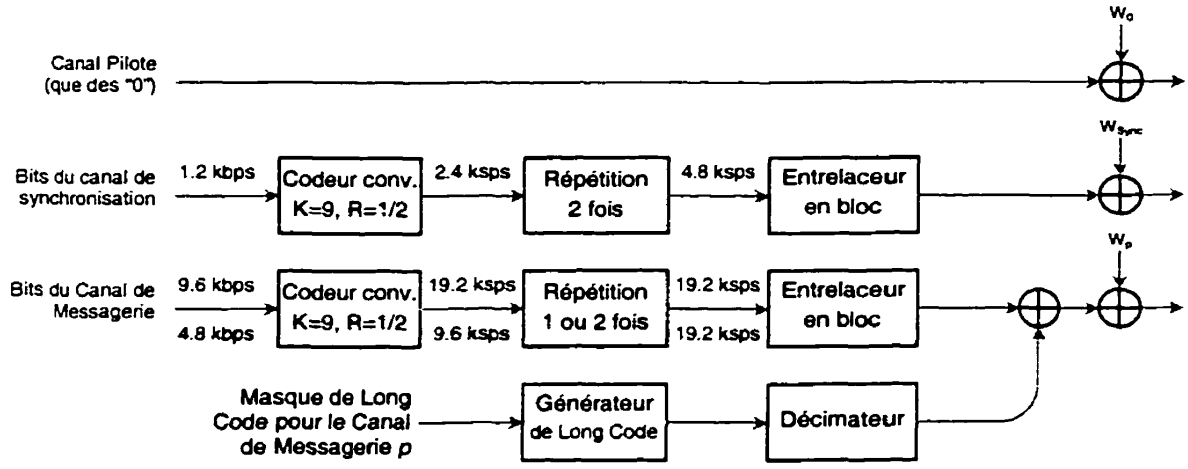


Fig. A-9. Les canaux de gestion et de messagerie descendants (N=1)

A.3.2 Les canaux de données

Typiquement, la voix transite par le canal fondamental et les éventuelles données empruntent généralement les canaux « supplémentaires ». Ces différents canaux sont indépendants et ont généralement des puissances de transmission différentes.

A.3.2.1 Le canal fondamental

Sur le canal fondamental, le débit n'est pas connu à la réception et le décodage se fait à l'aveugle. Lorsque la bande passante est de 1.25 MHz (N=1), les débits possibles sur le canal fondamental sont ceux correspondant au Rate Set 1 (9600, 4800, 2700, 1500 bps) et Rate Set 2 (14400, 7200, 3600, 1800 bps). Ces transferts de voix se font par trames de 20 ms comme pour la norme IS-95.

Néanmoins, il est aussi possible d'utiliser des trames de 5 ms, permettant d'écouler 4800 bps d'information avec un code protecteur d'erreur (CRC) plus efficace.

A.3.2.1.1 Liaison base-mobile

La Fig. A-10 présente le traitement des données sur le canal fondamental pour N=1 avant l'étalement et la modulation (cf. A.2).

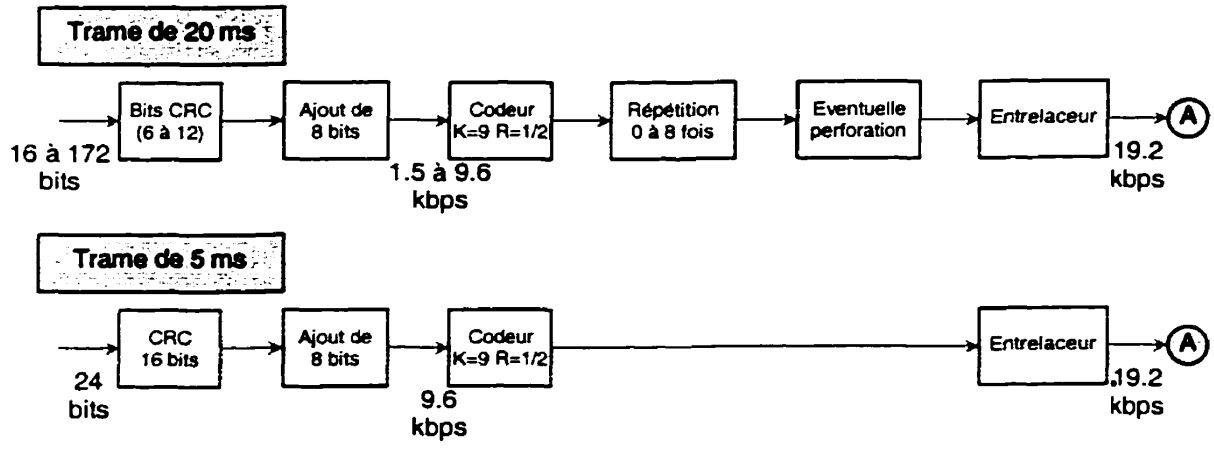


Fig. A-10. Encodage correcteur d'erreur du canal fondamental base-mobile pour RS1 et *N*=1

On peut trouver les différents paramètres de répétition, de codage et de perforation dans le Tabl. A-1.

Tabl. A-1. Paramètres de codage correcteur d'erreur dans le canal fondamental descendant

	RS1 (bps)				***RS2 (bps)***			
Paramètre	***9600***	***4800***	***2700***	***1500***	***14400***	***7200***	***3600***	***1800***
Taux de ***codage***								
N=1	1/2	1/2	1/2	1/2	1/3	1/3	1/3	1/3
N= 3, 6, 12	1/3	1/3	1/3	1/3	1/4 ou 1/2	1/4 ou 1/2	1/4 ou 1/2	1/4 ou 1/2
N=9	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3
Répétition de symboles	1	2	4	8	1	2	4	8
Perforation								
N=1	1	1	1/9	1/5	1/9	1/9	1/9	1/9
N=3, 6, 12	1	1	1/9	1/5	1	1	1	1
N=9	1/4	1/4	1/3	1/3	1	1	1	1

A.3.2.1.2 Liaison mobile-base

Les débits dérivés de RS1 et RS2 peuvent être véhiculés sur des largeurs de bande différentes en faisant varier la qualité de service. La Fig. A-11 présente l'encodage sur le canal fondamental montant pour les débits RS1.

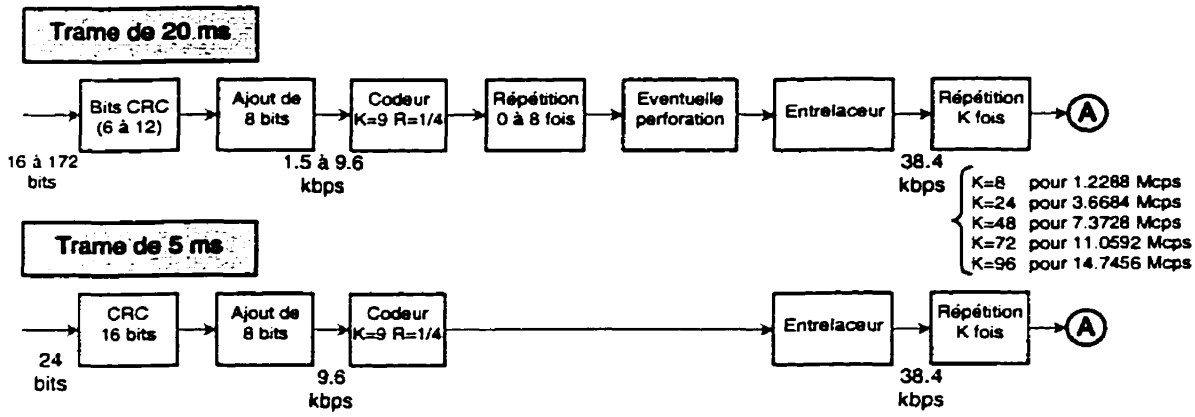


Fig. A-11. Encodage correcteur d'erreur du canal fondamental mobile-base pour RS1

A.3.2.2 Le canal supplémentaire

Le canal supplémentaire peut fonctionner dans deux modes différents en fonction du type de service comme le montre la Fig. A-12 :

Lorsque que le débit ne dépasse pas 14.4 kbs, le décodage se fait de la même manière que sur le canal fondamental.

Pour les débits supérieurs (jusqu'à 307.2 kbps), l'information sur la vitesse de transfert est explicitement transmise à la réception. De plus, au lieu d'utiliser des codes convolutionnels qui ont l'avantage d'être rapidement décodés, on peut se permettre d'utiliser des turbocodes pour obtenir de meilleures performances.

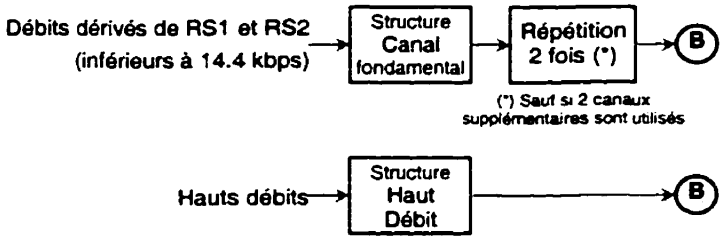


Fig. A-12. Structure du canal supplémentaire (liaison montante)

A titre d'exemple, la Fig. A-13présente la structure d'encodage avant étalement et modulation pour quelques débits.

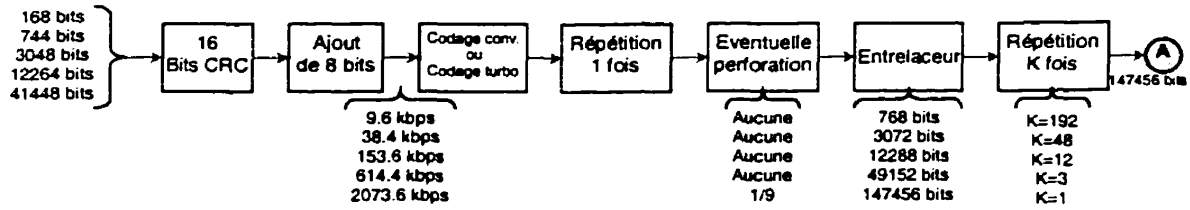


Fig. A-13. Structure d'encodage haut débit du canal supplémentaire montant (N=12)

A.4 Le contrôle de puissance

Dans la norme, il est prévu que le contrôle de puissance se fasse à la fois en boucle ouverte et en boucle fermée.

- Contrôle de puissance en boucle ouverte (cf. 4.2.2.2) : Lors de l'établissement de la communication, le mobile incrémente la puissance des « Sondes d'accès » jusqu'à ce que la base engage le processus de communication. La puissance initiale est estimé grâce au signal « Null » envoyé en permanence par la base,
- Contrôle en boucle fermée identique à celui de la norme IS-95 (1 bit de contrôle 800 fois par seconde). Un contrôle de puissance à 1.6 kHz comme pour le W-CDMA européen est à l'étude. La base compare le niveau de puissance du mobile à celui qu'elle avait estimé et corrige l'émission du mobile en demandant d'augmenter ou de diminuer son niveau de puissance
- Contrôle en boucle « externe » (variation du pas de contrôle en fonction des caractéristiques du canal. cf. 5.5)

La puissance émise par le mobile est néanmoins contrainte à une limitation matérielle maximum de 6.3 W (8 dBW).

Les ordres d'ajustement de la puissance se présentent sous la forme d'un bit qui est directement inséré dans le flux d'information. La Fig. A-14 montre le protocole de perforation de l'information. La position du bit de contrôle de puissance est en fait fixée par la valeur des 4 derniers bits de la trame précédente.

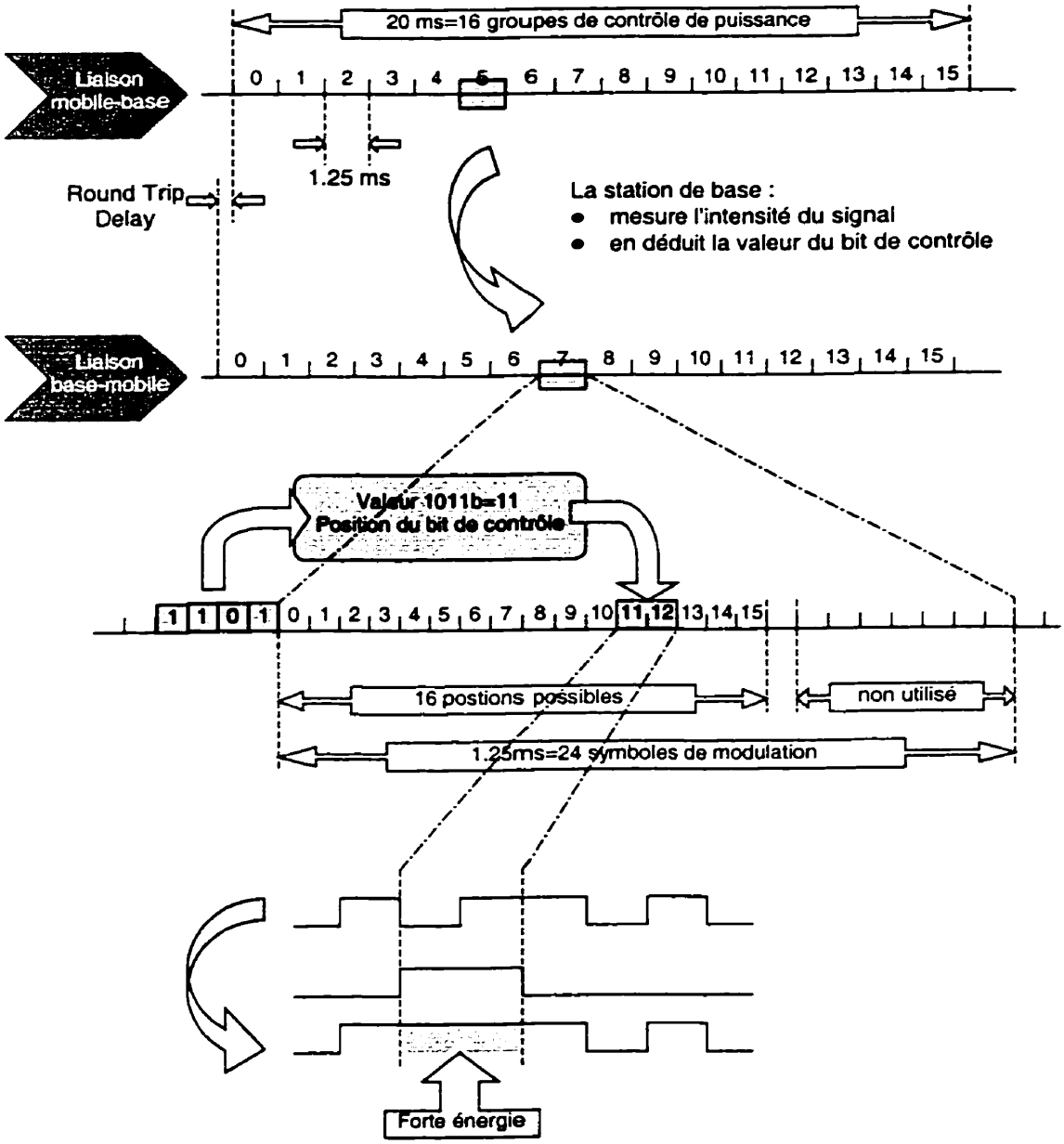


Fig. A-14. Protocole de contrôle de puissance

ANNEXE B. Caractéristiques statistiques des séquences pseudo-aléatoires

Les résultats énoncés dans cette annexe sont tirés de l'article [Pur77].

B.1 Termes de corrélation

Lorsque l'on s'intéresse à l'interférence dans les systèmes utilisant le CDMA, on est amené à calculé l'influence du décalage entre deux séquences aléatoires différentes (usager k et usager i) ou même de séquences identiques provenant du même usager (décalage du à différents échos). Il est donc intéressant de calculer les termes $R_{k,i}(\tau)$ et $\bar{R}_{k,i}(\tau)$ qui représente l'intercorrélation sur des intervalles ou le symbole est constant :

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t-\tau).a_i(t)dt \qquad \text{[B-1]}$$

$$\bar{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^{T} a_k(t-\tau).a_i(t)dt \qquad \text{[B-2]}$$

Si l'on considère que le décalage entre les deux séquences n'est pas supérieur à une durée de symbole, on peut écrire $0 \le lT_c \le \tau \le (l+1)T_c \le T$ (cf. Fig. B-1).

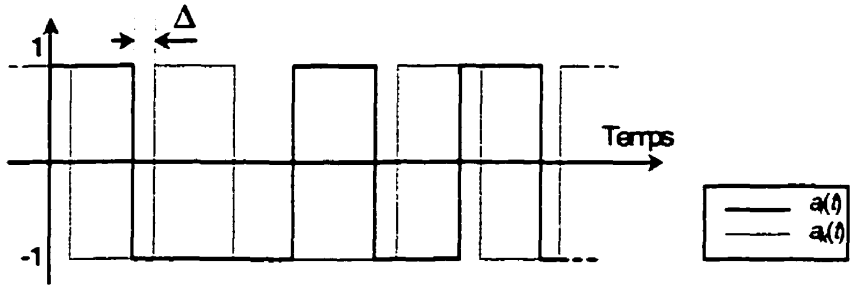


Fig. B-1. Décalage des séquences aléatoires

Il est alors possible de décomposer ces intégrales :

$$R_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l-N)T_c + \left(C_{k,i}(l+1-N) - C_{k,i}(l-N)\right)(\tau - lT_c) \qquad \text{[B-3]}$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l)T_c + \left(C_{k,i}(l+1) - C_{k,i}(l)\right)(\tau - lT_c) \qquad \text{[B-4]}$$

Avec les coefficients $C_{k,i}$ définis comme suit :

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_k^{(j)}.a_i^{(j+l)}, & 0 \le l \le N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_k^{(j-l)}.a_i^{(j)}, & 1-N \le l < 0 \\ 0, & |l| \ge N \end{cases} \qquad \text{[B-5]}$$

B.2 Variance des interférences

Si l'on s'intéresse maintenant à la variance des interférences, on est amené à calculer des expressions du type :

$$r_{k,i} = E\left[R_{k,i}^2 + \hat{R}_{k,i}^2\right] = N.E\left[A_{k,1}(n_k)\right] \qquad \text{[B-6]}$$

où $r_{k,i}$ représente l'interférence moyenne, $A_1(f) = A_2(f) - A_2(f-n)$ et $A_2(f) = C_1^2(f+1) + C_1^2(f) + C_1(f+1).C_1(f)$.

C'est à dire :

$$\begin{aligned} r_{k,i} = & \sum_{l=0}^{N-1} \{C_{k,i}^2(l-N) + C_{k,i}(l-N).C_{k,i}(l-N+1) + C_{k,i}^2(l-N+1) \\ & + C_{k,i}^2(l) + C_{k,i}(l).C_{k,i}(l+1) + C_{k,i}^2(l+1)\} \end{aligned} \qquad \text{[B-7]}$$

Cette dernière expression peut être définie en terme d'intercorrélation grâce au terme suivant :

$$\mu_{k,i}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l).C_{k,i}(l+n) \qquad \text{[B-8]}$$

On a en effet :

$$\mu_{k,i}(0) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}^2(l) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}^2(l-N).C_{k,i}^2(l) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}^2(l-N+1).C_{k,i}^2(l+1) \qquad \text{[B-9]}$$

puisque que $C_{k,i}(l) = 0$ si $|l| \ge N$. Et :

$$\mu_{k,i}(1) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l).C_{k,i}(l+1) = \sum_{l=0}^{N-1} C_{k,i}(l-N).C_{k,i}(l-N+1) + C_{k,i}(l).C_{k,i}(l+1) \qquad \text{[B-10]}$$

Ainsi :

$$r_{k,i} = 2.\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1) \qquad \text{[B-11]}$$

ANNEXE C. Caractéristiques des codes utilisés

Dans cette annexe sont présentés les codes convolutionnels employés dans les simulations. Dans les tableaux suivants, on a recensé les 10 premiers coefficients C_d, ainsi que les générateurs pour trois codes optimaux de taux 1/2, 1/3 et 1/4 et de longueur de contrainte K=9.

Dans les tableaux suivants d représente la distance de Hamming et C_d représente le nombre total de bits en erreur.

C.1 Code convolutionnel R=1/2, K=9

Le codeur convolutionnel décrit dans le Tabl. C-1 est celui qui est utilisé dans la norme CDMA200 sur la liaison montante pour les configurations suivantes :

- 307.2 kbps avec N=1,
- 1036.8 kbps avec N=3,
- 2073.6 kbps avec N=6.

Tabl. C-1. Générateurs et spectre de code convolutionnel (R=1/2, K=9)

R=1/2, K=9	
Générateurs :	
753	561
D	C_d
12	33
14	281
16	2179
18	15035
20	105166
22	692330
24	4580007
26	29692894
28	190453145
30	1208999091

C.2 Code convolutionnel *R*=1/3, *K*=9

Cette fois-ci encore, le code décrit au Tabl. C-2 correspond à celui qui est utilisé dans la norme CDMA2000 sur la liaison montante dans les configurations suivantes :

- 307.2 kbps pour N=3,
- 614.4 kbps pour N=6,
- 307.2 kbps, 614.4 kbps et 921.6 kbps pour N=9.

Tabl. C-2. Générateurs et spectre de code convolutionnel (*R*=1/3, *K*=9)

R=1/3, *K*=9		
Générateurs :		
557	663	711
D	C_d	
18	11	
20	32	
22	195	
24	564	
26	1473	
28	5129	
30	17434	
32	54092	
34	171117	
36	539486	

C.3 Code convolutionnel *R*=1/4, *K*=9

Tabl. C-3. Générateurs et spectre de code convolutionnel (*R*=1/4, *K*=9)

R=1/4, *K*=9			
Générateurs :			
463	535	733	745
D	C_d		
24	4		
26	22		
28	38		
30	103		
32	237		
34	587		
36	1251		
38	2765		
40	6666		
42	15909		

Le code convolutionnel présenté au Tabl. C-3 est optimal et est équivalent à celui qui est utilisé dans la norme CDMA2000 sur la liaison montante pour toutes les configurations qui n'ont pas été décrite précédemment. À titre d'information, les générateurs du code utilisé sont 765, 671, 513, 473.

ANNEXE D. Méthode d'analyse des performances du MC-DS-CDMA

Les simulations ont été effectuées grâce au logiciel Matlab™ qui est particulièrement adapté aux calculs sur des tableaux.

Les fichiers sources de ce travail peuvent être trouvés au laboratoire de télécommunications des étudiants qui sont sous la direction de David HACCOUN.

Le répertoire se trouve à l'emplacement suivant :

Station *alexandre* dans le domaine *comm.polymtl.ca*, dans le répertoire *boillet/boillet/Simulation.*

La procédure générale d'évaluation de la probabilité d'erreur par bit est schématisée à la Fig. D-1.

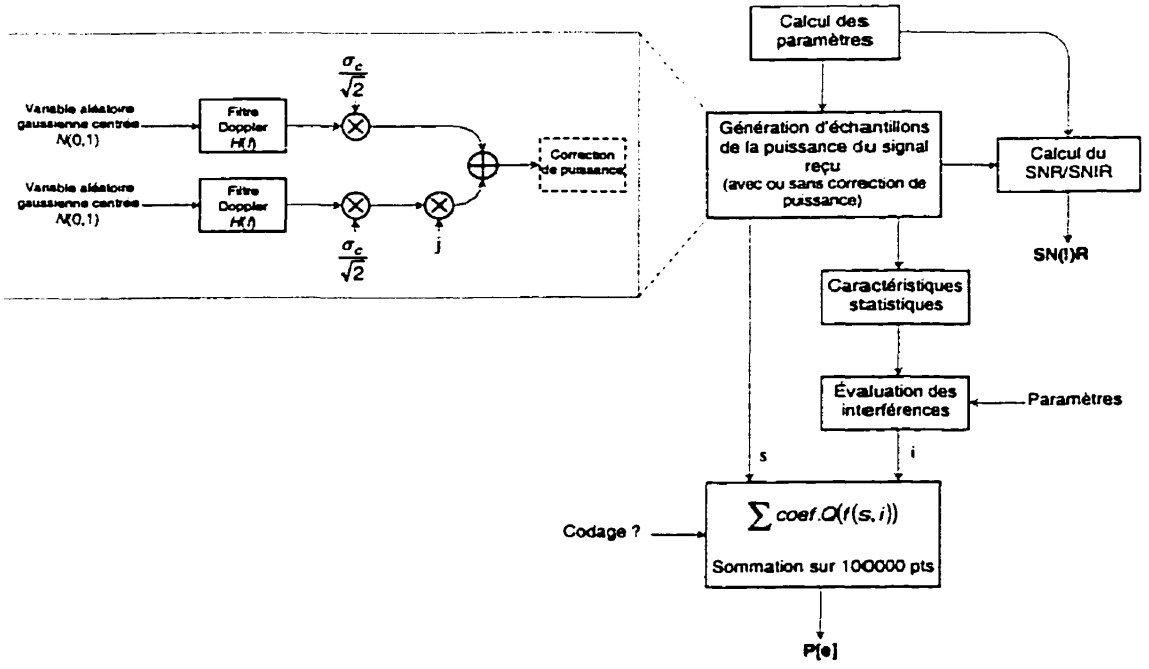


Fig. D-1. Procédure de simulation des performances du MC-DS-CDMA

Les échantillons du signal de Rayleigh sont obtenus grâce à la méthode introduite à la section 4.1.3.4. Le filtrage Doppler est obtenu par convolution avec la réponse impulsionnelle du filtre Doppler (résultat de la transformée de Fourier inverse du filtre Doppler).

Les signaux ainsi obtenus peuvent être corrigés ou non à la cadence de 800 Hz. Ces signaux serviront, d'un côté à pondérer le calcul de la probabilité d'erreur avec la fonction « Q », et de l'autre à estimer les interférence I_1, I_2, I_3 et I_4.

Le calcul de la probabilité d'erreur se fait en moyennant les résultats obtenus sur plus de 100000 échantillons (2^{17}=131072 pour être précis). Le résultat obtenu présente une précision de l'ordre de 2%.

En parralèle, on estime le SN(I)R en faisant la moyenne sur les différents échos et les différentes porteuses à « bits identiques » de l'énergie par bit reçue sur bruit ou bruit et interférence.