

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DES PERFORMANCES DES SYSTÈMES DE
COMMUNICATIONS PERSONNELLES (SCP) TERRESTRES UTILISANT
L' ACCÈS MULTIPLE PAR RÉPARTITION DE CODES (AMRC)

par

JEAN-ÉMILE NGUÉPI
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)
SEPTEMBRE 1997



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

**395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

**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.

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 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.

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.

0-612-33165-2

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ANALYSE DES PERFORMANCES DES SYSTÈMES DE
COMMUNICATIONS PERSONNELLES (SCP) TERRESTRES UTILISANT
L'ACCÈS MULTIPLE PAR RÉPARTITION DE CODES (AMRC)

présenté par: NGUÉPI Jean-Émile

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. GHANNOUCHI Fadhel M., Ph.D., président

M. HACCOUN David, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BELZILE Jean, Ph.D., membre

DÉDICACE

J'aimerais dédier ce mémoire à mon père, Joseph Nguépi, qui a su me faire confiance et qui ne s'est jamais lassé de m'encourager dans mes études et dans toutes mes initiatives. Je lui suis très reconnaissant pour tous ses sages conseils, pour m'avoir guidé vers la droiture, et pour l'immense amour dont il n'a jamais cessé de témoigner à mon égard.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon directeur de recherche Dr. David Haccoun pour sa confiance, la qualité de sa supervision, ses encouragements, et ses précieux conseils.

Un grand merci à tous mes proches, et à tous mes amis pour leur soutien moral et leurs nombreux conseils. Je pense en particulier à mon frère Alban, à ma soeur Florence, et à mes amis Arnold, Patrick, Eddie, et Coulibaly.

J'aimerais remercier mes collègues de laboratoire qui ont su créer une ambiance amicale et de détente propice à un travail efficace et productif. Merci à Véronique, Mélita, Naoufel, Pierre, et Afif

Je tiens enfin à remercier tous ceux que j'aurais oubliés et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

RÉSUMÉ

Ce travail porte sur l'analyse des performances des Systèmes de Communications Personnelles (SCP) terrestres utilisant l'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC). L'analyse est faite en considérant la liaison montante, c'est à dire du mobile à la station de base.

Il a été montré que les systèmes AMRC permettent d'obtenir une grande capacité. Cependant, les systèmes AMRC sont limités en interférence puisque l'interférence totale dans ces systèmes est directement liée au nombre d'utilisateurs actifs dans le réseau. De plus, ces systèmes sont assez sensibles à une erreur de contrôle de puissance. Plusieurs recherches portant sur l'analyse des performances des systèmes AMRC ont été faites. Dans ces recherches, on pose certaines hypothèses qui simplifient l'analyse telles que: la supposition d'un modèle à cellule unique, un système de contrôle de puissance simple, etc.

Dans cet ouvrage nous élaborons un modèle de propagation dans le canal radiomobile qui se rapproche le plus possible de l'environnement cellulaire. Le canal radio ainsi considéré est défini par une combinaison d'évanouissements de Rayleigh et de Rice; le système de contrôle de puissance utilisé est en boucle ouverte et est modélisé par une variable aléatoire qui suit une loi log-normale.

Après avoir décrit le modèle du canal, nous évaluons les performances du système. Pour ce faire, nous procédons à l'étalement spectral. L'étalement spectral est une technique qui permet de réduire l'interférence et assure une bonne confidentialité. Étant donné la grande largeur de bande consentie aux systèmes AMRC, nous effectuons l'éta-

ment spectral en utilisant une combinaison des séquences pseudo-aléatoires et du codage convolutionnel de faibles taux de codage. La longueur de la séquence pseudo-aléatoire est fonction du taux de codage. Or, plus cette longueur est grande, plus le nombre de séquences pseudo-aléatoires disponibles est important, ce qui permet de réduire l'interférence entre les usagers. Disposant d'un catalogue de codes convolutionnels de faibles taux de codage, nous cherchons, pour une longueur de contrainte donnée, les taux de codage optimaux qui pour un étalement spectral total fixé, nous offrent la meilleure combinaison entre le codeur et la séquence pseudo-aléatoire qui maximise la capacité du système.

Nous évaluons d'abord les performances du système en considérant le modèle de la cellule unique. Ceci est réalisé en utilisant les codes convolutionnels à probabilité d'erreur minimale de longueurs de contrainte $7 \leq K \leq 10$ et de taux de codage $1/128 \leq R \leq 1/16$. On remarque que les codes qui offrent les meilleures performances sont ceux pour lesquels les longueurs de contrainte sont $K = 9$ et $K = 10$. Pour les codes dont la longueur de contrainte $K = 9$, celui qui offre les meilleures performances est celui dont le taux de codage est $R = 1/32$, tandis que pour les codes dont la longueur de contrainte est $K = 10$, le taux de codage optimal est $R = 1/64$.

On analyse ensuite les performances du système en tenant compte d'un modèle multi-cellules réaliste. Ceci est fait en considérant les codes optimaux obtenus pour les longueurs de contrainte $K = 9$ et $K = 10$. On étudie le comportement du système par rapport à une imperfection du contrôle de puissance. Les résultats montrent que les performances du modèle multi-cellules sont inférieures à celle du modèle à cellule unique. Les résultats montrent aussi la sensibilité des systèmes AMRC à une erreur de contrôle de puissance. En effet, si on considère le code optimal de longueur de contrainte $K = 9$ et de taux de codage $R = 1/32$, et en supposant que le système ne peut dépasser une probabilité d'erreur par bit $P_b = 10^{-3}$, avec un rapport signal à bruit thermique avec

compensation $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$, un écart type de l'erreur due au contrôle de puissance, $\sigma_s = 2,3 \text{ dB}$ conduit à une chute de la capacité de 25% par rapport au cas où cette erreur est, $\sigma_s = 2 \text{ dB}$. On montre aussi qu'en considérant toujours $P_b = 10^{-3}$, à $\sigma_s = 2,6 \text{ dB}$, le système ne supporte aucun usager.

Dans le but d'améliorer les performances du système, on utilise deux paramètres de l'AMRC qui réduisent les interférences et donc augmentent la capacité. Ces paramètres sont l'activité vocale et la sectorisation d'antennes. Les résultats montrent qu'en se dotant d'un modèle qui exploite la combinaison de ces deux paramètres, il est possible pour les systèmes AMRC de pouvoir supporter une erreur de contrôle de puissance $\sigma_s = 4 \text{ dB}$. Ce qui représente une très nette amélioration des performances.

ABSTRACT

This work is focused on the Performance Evaluation of Terrestrial Personal Communication Systems (PCS) using Code Division Multiple Access (CDMA), for the reverse link, i.e, from mobile to base station.

It is well known that terrestrial CDMA mobile communication allows to achieve a great capacity. However, CDMA systems are interference limited, because the total interference is proportional to the number of active users in the network. Furthermore, those systems are very sensitive to the power control error. Several researchs have been caried out in order to evaluate the performance of CDMA systems. In those researchs, there are some assumptions which make the analysis simple such as: single-cell model, perfect power control, etc.

In this work, the channel is modeled in a manner that approximate the cellular environment. The channel model is described by a time share of shadowing, A , which is the fraction of the time that a user is shadowed. During a shadowed interval, the channel is modeled as frequency-nonselective Rayleigh fading. During the fraction $(1 - A)$, of unshadowed time, the channel is modeled as frequency-nonselective Rician fading. The Adaptative Power Control (APC) algorithm is an open-loop, and the Power Control Error (PCE) is modeled by a log-normal random variable.

The evaluation of system performances is accomplished by using spread spectrum technique. Spread spectrum is a technique that allow to reduce interference and assure a good privacy. Furthermore, according to the very large available bandwidth allowed in a CDMA systems, spread spectrum can be achieved by using a combination of

pseudo-noise sequences, and convolutional coding with a very low rate codes. The length of the pseudo-noise sequence depends on the rate of convolutional code used. But, greater is the length, greater is the number of available pseudo-noise sequences. This leads to reduce the total Multiple Access Interference (MAI) in the system. Using the catalogue of convolutional codes with low rate, for a given constraint length, we are going to look for the optimal coding rates which yield the maximum capacity combination of the encoder and the pseudo-noise sequence for a fixed spread spectrum.

In the first step, we evaluate the system performances with the assumption of a single-cell. This is achieved by using convolutional codes of constraint length $7 \leq K \leq 10$, and coding rates $1/128 \leq R \leq 1/16$. It can be seen that codes with a constraint lengths $K = 9$ and $K = 10$ offer the best performances. For codes with constraint length $K = 9$, the best code is the one that has a coding rate $R = 1/32$; and for those with constraint length $K = 10$, the optimal coding rate is $R = 1/64$.

The next step is to analyze the system performance with a multiple-cell model. This is done by using the optimal code with constraint length $K = 9$ and $K = 10$. We evaluate the performance of the system with the assumption of imperfect power control error. We show that, the performances obtained using this model is substantially smaller than the performances of the single-cell model. It is also proved that the system is rather sensitive to small power control errors. For example, for the optimal code of constraint length $K = 9$, with coding rate $R = 1/32$, assuming a bit error rate $P_b = 10^{-3}$, and signal noise ratio with compensation $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$, the capacity decrease to 25% if the PCE standard deviation is increased by 0.3 dB ($\sigma_s = 2 \text{ dB}$ to $\sigma_s = 2.3 \text{ dB}$). Also, if we assume a PCE standard deviation $\sigma_s = 2.6 \text{ dB}$, then no user can be handled at a bit error rate $P_b = 10^{-3}$.

Finally, in order to increase the performances of the system, we exploit two CDMA parameters that allow us to reduce the multiple access interference. This leads

to increase the capacity of the system. Those parameters are: voice activity and sectorization. It is proved that a system that exploit a combination of those two parameters offers good performances with a PCE standard deviation of 4 dB. This is a great improvement of the system performances.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RESUMÉ	vi
ABSTRACT	ix
TABLE DES MATIÈRES	xii
LISTE DES TABLEAUX	xviii
LISTE DES FIGURES	xix
LISTE DES ANNEXES	xxii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1	
PROBLÉMATIQUE ET ÉVOLUTION DES SYSTÈMES DE	
COMMUNICATIONS CELLULAIRES	6
1.1 - Évolution des systèmes de communications cellulaires	6
1.1.1 - Systèmes de première génération	6
1.1.2 - Systèmes de deuxième génération	8
1.1.2.1 - Global System for Mobile Communication (GSM)	8
1.1.2.2 - Interim Standard 54 (IS-54)	11
1.1.2.3 - Interim Standard 95 (IS-95)	13

1.1.2.4 - Personal Digital Cellular (PDC)	14
1.1.2.5 - Systèmes téléphoniques sans cordon	15
1.1.3 - Systèmes de troisième génération: les SCP par satellites	18
1.1.3.1 - Objectifs et principes de fonctionnement	18
1.1.3.2 - Système GLOBALSTAR	19
1.1.3.3 - Système IRIDIUM	20
1.1.3.4 - Système ODYSSEY	20
1.2 - Problématique et revue des travaux antérieurs	22
1.2.1 - Problématique	22
1.2.2 - Revue des travaux antérieurs	23
 CHAPITRE 2	
CARACTÉRISTIQUES DE PROPAGATION DU SIGNAL DANS	
LE CANAL RADIOMOBILE	26
 2.1 - Variation à grande échelle	 27
2.1.1 - Propagation en espace libre	28
2.1.2 - Propagation au-dessus d'une Terre plane	28
2.1.3 - Propagation au-dessus d'une Terre lisse	29
2.2 - Variation à petite échelle	29
2.2.1 - Modélisation du phénomène multi-voies	30
2.2.2 - Caractéristiques de l'enveloppe du signal	33
2.2.2.1 - Taux de traversée de seuil	33
2.2.2.2 - Durée des évanouissements	34

2.2.3 - Modulation de fréquence parasite et distorsion de phase	35
2.2.4 - Bande de cohérence	36
2.2.5 - Effet Doppler et évanouissements sélectifs	36
2.3 - Sources de bruit	37
2.3.1 - Sources de bruit d'origine industrielle	38
2.3.2 - Bruit thermique	39
 CHAPITRE 3	
NOTIONS D'ACCÈS MULTIPLES	40
3.1 - Différentes techniques d'accès multiples	41
3.2 - Analyse comparative des techniques d'AMRC et AMRT	44
3.3 - Caractéristiques de la technique d'AMRC	47
3.3.1 - Technique asynchrone et aléatoire	47
3.3.2 - Activité vocale	47
3.3.3 - Facteur de réutilisation de fréquences	48
3.3.4 - Sectorisation d'antennes et transfert de cellules	48
3.3.5 - Faible rapport $E_b / (N_0 + I_0)$ requis	49
3.4 - Structure de la technique d'AMRC	50
3.4.1 - Étalement spectral	50
3.4.1.1 - Étalement par sauts de temps	50
3.4.1.2 - Étalement par sauts de fréquence	51
3.4.1.3 - Étalement par séquence directe	51

3.4.2 - Étalement spectral par les séquences pseudo-aléatoires	54
3.4.3 - Application des codes convolutionnels de faibles taux de codage dans les systèmes AMRC	55
CHAPITRE 4	
ÉTUDE DES INTERFÉRENCES	59
4.1 - Analyse des interférences du modèle à cellule unique dans les systèmes AMRC	59
4.1.1 - Définitions et hypothèses	59
4.1.2 - Modèle du système	60
4.1.3 - Analyse de l'interférence inter-usagers	62
4.2 - Analyse de l'interférence du modèle multi-cellules	67
4.2.1 - Modèle de propagation	67
4.2.2 - Étude de l'interférence inter-cellules	68
4.3 - Analyse de l'interférence totale	78
4.4 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC	79
4.5 - Présentation et interprétation des résultats	81
CHAPITRE 5	
ANALYSE DES PERFORMANCES DES SCP TERRESTRES	
UTILISANT L'AMRC	85
5.1 - Modèle du canal	85
5.1.1 - Modèle du canal en absence d'un contrôle de puissance	85

5.1.2 - Modèle du canal en présence d'un contrôle de puissance	87
5.2 - Analyse des performances du modèle à cellule unique	89
5.2.1 - Modèle du système	89
5.2.2 - Évaluation des performances dans le cas de la cellule unique	92
5.2.2.1 - Utilisation de la diversité	92
5.2.2.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur en présence de la diversité	93
5.2.3 - Présentation et analyse des résultats du modèle à cellule unique	96
5.3 - Analyse des performances du modèle multi-cellules	110
5.3.1 - Modèle du système	110
5.3.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur en présence de la diversité	111
5.3.3 - Présentation et analyse des résultats du modèle multi-cellules	112
 CHAPITRE 6	
ANALYSE DES PERFORMANCES EN EXPLOITANT LES	
PARAMÈTRES DE L'AMRC	121
6.1 - Utilisation de l'activité vocale	121
6.1.1 - Modèle d'activité vocale	121
6.1.2 - Modélisation du facteur d'utilisation de la voix	122
6.1.3 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit	123
6.1.4 - Évaluation des performances des systèmes exploitant l'activité vocale	123

6.2 - Utilisation de la sectorisation	128
6.2.1 - Modèle de sectorisation	130
6.2.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des systèmes sectorisés	131
6.2.3 - Analyse des performances des systèmes sectorisés	131
6.3 - Utilisation d'une combinaison d'activité vocale et de sectorisation	135
6.3.1 - Modèle des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation	135
6.3.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation	136
6.3.3 - Analyse des performances des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation	136
6.4 - Comparaison des résultats de notre analyse avec ceux obtenus dans les recherches précédentes	140
 CONCLUSION	 142
BIBLIOGRAPHIE	145
ANNEXES	150

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 - Caractéristiques des systèmes de deuxième génération	17
Tableau 1.2 - Principaux paramètres des SCP par satellites	21
Tableau 4.1 - Valeurs de A_j et D_j	75
Tableau 4.2 - Valeurs de $\beta(\mu, \sigma)$	77
Tableau 4.3 - Contribution des classes de cellules à l'interférence inter-cellules	77
Tableau 5.1 - Taux de codage optimaux pour les codes à probabilité d'erreur minimale	109
Tableau 5.2 - Diminution de la capacité en fonction de σ	115

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 - Plan d'ondes modélisant les trajets multiples	30
Figure 2.2 - Modèle de communication numérique	38
Figure 3.1 - Schemas de principes des différentes techniques d'accès multiples	43
Figure 3.2 - Émetteur AMRC utilisant la séquence directe avec modulation BPSK	52
Figure 3.3 - Spectre de densité de puissance de la séquence d'information et de la séquence étalée par séquence directe	53
Figure 3.4 - Étalement de la séquence pseudo-aléatoire par application directe, et partielle	56
Figure 4.1 - Modèle du système	61
Figure 4.2 - Usager dans une cellule adjacente créant de l'interférence	69
Figure 4.3 - Représentation du système sous forme de classes de cellules	71
Figure 4.4 - Modèle du repère utilisé pour évaluer l'interférence inter-cellules	74
Figure 4.5 - Évolution de la capacité pour les modèles à cellule unique et multi-cellules en fonction de σ ; $E_b/N_0 = 8 \text{ dB}$	82
Figure 5.1 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=7$	98
Figure 5.2 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=8$	99
Figure 5.3 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=9$	100
Figure 5.4 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=10$	101

Figure 5.5 - Performance du modèle à cellule unique en fonction du rapport PE_b/N_0	102
Figure 5.6 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K = 7$, et $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	105
Figure 5.7 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K = 8$, et $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	106
Figure 5.8 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K = 9$, et $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	107
Figure 5.9 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K = 10$, et $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	108
Figure 5.10 - Comparaison des capacités entre le modèle à cellule unique et le modèle multi-cellules pour différentes valeurs de σ , et $\mu = 4$	113
Figure 5.11 - Performance du modèle multi-cellules en fonction du rapport PE_b/N_0	114
Figure 5.12 - Performance du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance, en utilisant le code MPb, $K = 9$, $R = 1/32$	117
Figure 5.13 - Performance du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance, en utilisant le code MPb, $K = 10$, $R = 1/64$	118
Figure 6.1 - Performances des systèmes exploitant l'activité vocale en présence d'une erreur de contrôle de puissance	124
Figure 6.2 - Capacité des systèmes exploitant l'activité vocale et des systèmes sans activité vocale en fonction de σ_s ; $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	125
Figure 6.3 - Capacité des systèmes exploitant l'activité vocale en fonction du rapport $(PE_b)/N_0$ pour différentes valeurs de σ_s	126
Figure 6.4 - Sectorisation en 3 secteurs	129
Figure 6.5 - Performances des systèmes exploitant la sectorisation en $D=3$ secteurs, en présence d'une erreur de contrôle de puissance	132
Figure 6.6 - Comparaison de la capacité des systèmes sectorisés avec celles des systèmes avec activité vocale, et des systèmes non-sectorisés; $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	133

Figure 6.7 - Effet combiné de l'activité vocale et de la sectorisation sur les performances du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance	137
--	-----

Figure 6.8 - Comparaison de la capacité des systèmes exploitant une combinaison de l'activité vocale et de la sectorisation, avec celles d'autres systèmes; $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$	138
--	-----

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I - CAPACITÉ DES CODES À PROBABILITÉ D'ERREUR

MINIMALE POUR LE MODÈLE À CELLULE UNIQUE 150

ANNEXE II - ANALYSE DE L'INTERFÉRENCE DUE À L'ACCÈS

MULTIPLE 163

INTRODUCTION

L'avènement des communications cellulaires a donné naissance à une nouvelle façon de communiquer et à une grande mobilité des usagers. À l'origine perçus comme objets de luxe et donc limités à un petit nombre d'utilisateurs, les téléphones cellulaires connaissent aujourd'hui une très grande expansion qui a été marquée par une forte demande de la part des usagers qui désirent communiquer avec leurs correspondants en tout temps, et en tout lieu, et sans contrainte.

L'intérêt du public pour les communications mobiles de plus en plus grandissant, ceci a suscité dans de nombreux pays une importante croissance des réseaux de radiocommunications mobiles et une progression fulgurante de la téléphonie cellulaire, donnant naissance à une nouvelle technologie et à un nouveau créneau de recherche. L'objectif de cette nouvelle industrie est de mettre à la disposition des usagers une grande gamme de services de communications personnalisées. Les Systèmes de Communications Personnelles (SCP) actuels permettent à travers un téléphone cellulaire d'émettre et de recevoir des appels téléphoniques, des fax, des transferts des données, etc. C'est ainsi qu'aujourd'hui, certains téléphones portatifs se comportent à la fois comme téléphone ordinaire lorsque l'utilisateur se trouve dans son domicile, et comme téléphone cellulaire lorsqu'il est à l'extérieur. Ceci permet à ce dernier de pouvoir communiquer avec ces correspondants en tout temps, sans crainte de perdre un appel. C'est le cas notamment du système FIDO au Canada qui est le tout dernier né des services de communications personnelles développé et commercialisé depuis novembre 1996 par la compagnie Microcell

Solution de Montréal.

Pour satisfaire à la demande toujours croissante, on devrait maximiser la capacité du réseau tout en maintenant une bonne qualité de service. Les usagers n'étant liés par aucun lien physique au réseau de communications, ceux-ci doivent partager la même bande de fréquences dans le but d'accéder au réseau. Le principal problème est donc l'accès au réseau. Le premier choix architectural qu'il faut faire à ce niveau, concerne le découpage du spectre alloué, ou plus précisément du plan temps/fréquence, pour obtenir des canaux physiques qui supporteront une communication téléphonique. C'est à cet égard que les techniques d'accès multiples doivent être instaurées de façon à partager la bande de fréquences entre tous les usagers qui tentent à accéder au réseau. Le but des techniques d'accès multiples est d'orthogonaliser dans le canal de transmission, les signaux des différents usagers du système. Pour ce faire, on repartie l'information transmise des différents usagers du système à l'intérieur d'une bande de fréquences, ou sur un intervalle de temps défini.

Les techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de deuxième et de troisième générations reposent essentiellement sur la technologie numérique. La technologie numérique permet d'accroître la flexibilité et la versatilité des techniques d'accès multiples, puisqu'il est possible d'appliquer un certain nombre de traitement sur l'information à transmettre tels que: le codage de la parole, la modulation, l'égalisation, le codage protecteur, décodage, synchronisation, contrôle de puissance, etc.

La technique d'accès multiple considérée dans ce travail est l'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC). Dans cette technique, l'orthogonalisation des séquences d'information est assurée par des séquences pseudo-aléatoires de grande largeur de bande, utilisant des codes propres à chaque usager. Le spectre de la séquence transmise est étalé sur une bande de fréquences beaucoup plus grande. Les signaux de tous les usagers sont superposés dans le canal et le code propre à chaque usager permet d'ex-

traire le signal d'un usager en particulier.

Dans les SCP actuels utilisant l'AMRC, lorsque la transmission de l'information entre correspondants mobiles s'effectue, des phénomènes particuliers tels que le contrôle de puissance, l'effet d'ombrage, les évanouissements, etc, apparaissent. Ces phénomènes apportent une détérioration au niveau de la qualité des signaux reçus. Les problèmes majeurs rencontrés dans les systèmes AMRC sont l'interférence totale due à l'accès multiple, et le contrôle de puissance. On sait que l'interférence totale dans les systèmes AMRC est très liée au nombre d'utilisateurs, c'est la raison pour laquelle, on dit que ces systèmes sont limités en interférence. Le contrôle de puissance représente une fonction difficile à mettre en oeuvre, et dont la gestion est assez complexe. Dans cette recherche, nous étudions l'effet de ces problèmes sur les performances du système, et proposons des techniques qui permettent d'améliorer ces performances.

L'analyse des performances a été effectuée en tenant compte de l'environnement cellulaire. En effet, on étudie les problèmes de propagation dans le canal radio-mobile, et on dresse un modèle de propagation du canal qui se rapproche le plus possible de la réalité. Les techniques de réduction d'interférences sont étudiées. Dans cette recherche, toute l'analyse est faite uniquement pour la liaison montante (c'est à dire la liaison mobile à station de base).

Liste des contributions:

Les contributions de notre recherche sont les suivantes:

- Modélisation du canal radiomobile en tenant compte de l'effet d'ombrage et d'un contrôle de puissance plus réaliste avec compensation de puissance des usagers en situation d'ombrage. Le contrôle de puissance est modélisé par une variable aléatoire de type log-normale.
- Analyse de l'interférence totale du système due à l'accès multiple (MAI) en tenant compte d'un contrôle de puissance imparfait.

- Étude et évaluation de la capacité des systèmes AMRC en utilisant les codes à probabilité d'erreur minimale (codes MPb) de longueur de contrainte $7 \leq K \leq 10$ et de taux de codage $1/128 \leq R \leq 1/16$ en présence d'un contrôle de puissance imparfait. Un modèle général d'interférence faisant intervenir les paramètres du MAI est développé. Choix des codes MPb optimaux destinés aux systèmes AMRC.
- Évaluation de la borne supérieure de la probabilité d'erreur par bit des systèmes AMRC en tenant compte des phénomènes d'ombrage, d'un contrôle de puissance imparfait et de la compensation de puissance apportée pour compenser les performances des usagers en situation d'ombrage.
- Analyse de la sensibilité des systèmes AMRC en présence d'un contrôle de puissance imparfait. Cette analyse tient compte du modèle d'interférence inter-cellules et du cas où une fraction des usagers se trouvent en situation d'ombrage.
- Analyse des performances des systèmes de communications personnelles en utilisant les paramètres de l'AMRC. Deux paramètres affectant les MAI sont identifiés. Un modèle est utilisé afin de faire ressortir l'influence de ces paramètres sur les performances du système.

Le mémoire se compose comme suit:

- Le chapitre 1 porte sur l'évolution des systèmes de communications personnelles et de la problématique. Dans ce chapitre on décrit les différents systèmes de communications cellulaires depuis leur apparition à nos jours; on parle aussi des problèmes liés à cette évolution.
- Le chapitre 2 présente les différents phénomènes rencontrés dans la

propagation du signal dans le canal radiomobile. Dans ce chapitre, on parle des différents types d'évanouissements rencontrés dans le canal radio, ainsi que des modèles de propagation. On introduit également la notion de bruit.

- Le chapitre 3 traite des notions générales des techniques d'accès multiples. L'accent est accordé à la description de la technique d'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC).
- Au chapitre 4, nous abordons l'analyse de l'interférence. Cette analyse est faite dans un premier temps pour le cas d'un modèle à cellule unique et dans un second cas pour un modèle plus réaliste qui tient compte de l'interférence créée par les usagers qui se trouvent dans les cellules adjacentes. L'étude est faite en considérant un contrôle de puissance imparfait.
- Au chapitre 5, on évalue les performances des systèmes de communications personnelles en utilisant les codes à probabilité d'erreur minimale de faibles taux de codage. Un choix des codes optimaux est fait.
- Le chapitre 6 présente un modèle raffiné dans lequel on utilise les paramètres de l'AMRC affectant la capacité du système. Une analyse de l'effet de ces paramètres sur les performances du système est alors abordée.

La conclusion effectue la synthèse des résultats obtenus. Elle apporte aussi une suggestion sur les perspectives de recherches à venir.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE ET ÉVOLUTION DES SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS CELLULAIRES

L'objectif initial de la téléphonie cellulaire était de fournir les services téléphoniques à une vaste population d'utilisateurs mobiles. La demande de plus en plus forte, a fait connaître des changements notables du point de vue de la qualité de service, et au niveau de la couverture des réseaux de communications. C'est ainsi que l'on est passé des systèmes de transmission analogique des toutes premières générations, aux systèmes de transmission numérique qui sont les plus utilisés à nos jours. Dans ce chapitre, nous regarderons dans un premier temps l'évolution des systèmes de communications cellulaires sous la perspective du changement conceptuel qui s'opère à présent dans le passage de la téléphonie dite classique à la téléphonie de l'ère des communications personnelles. Dans un second temps, nous porterons notre attention sur les problèmes rencontrés dans les systèmes de communications cellulaires actuels; une revue des travaux antérieurs est abordée dans cette optique.

1.1 - Évolution des systèmes de communications cellulaires

1.1.1 - Systèmes de première génération

Divers systèmes de première génération ont été élaborés à partir de la fin des années 70. Leur objectif était de fournir les services téléphoniques à des usagers en

déplacement; ceci permettait aux utilisateurs d'avoir une certaine mobilité d'où l'appellation systèmes radiomobiles. L'utilisation d'une liaison radio permet de couper le cordon ombilical qui relie un téléphone aux réseaux fixes et les autorise à avoir une grande liberté de mouvement. Les services proposés dans les systèmes de première génération se limitaient uniquement à la téléphonie.

Divers standards furent proposés. Le standard des systèmes de communications cellulaires de première génération dominant utilisé en Amérique du Nord était AMPS (Advanced Mobile Phone Systems), tandis que le système NMT (Nordic Mobile Telephone) a connu un succès en Europe. La transmission dans les systèmes de première génération est analogique utilisant une modulation de fréquence pour la transmission de la voix, la modulation FSK (Frequency Shift Keying) pour la signalisation, et la technique d'Accès Multiple par Répartition des Fréquences (AMRF). Dans les systèmes AMPS, on utilise 666 canaux dont 42 sont utilisés pour le contrôle des appels, et 624 canaux pour les conversations vocales. Dans ces systèmes, la gestion du handoff (changement de canal radio en cours de communication) est centralisée. Le contrôleur de l'élément coordonateur du système MTSO (Mobile Telephone Switching Office) reçoit les informations provenant de plusieurs stations de base concernant les niveaux de signaux avec les mobiles et décide à quel moment le mobile doit changer de canal pour une autre cellule.

Les systèmes de première génération posent un problème de standardisation, et d'incompatibilité. Ce problème apparaît surtout en Europe, où il est impossible d'utiliser le même téléphone cellulaire dans différents pays. Ces systèmes sont aussi soumis à des problèmes de limitation de capacité, et de confidentialité. Ce sont toutes ces limites qui motiveront l'apparition des systèmes de seconde génération dans la seconde moitié des années 80. En fait, on passe des systèmes de transmission analogique aux systèmes de transmission numérique.

1.1.2 - Systèmes de deuxième génération

Apparus au cours des années 80, tous les systèmes de deuxième génération, contrairement à ceux de la première génération utilisent une transmission numérique. Les appels vocaux, les messages codés sont transmis à travers une interface radio utilisant un ou plusieurs procédés de modulation numérique.

La standardisation a joué un rôle très important dans le développement des systèmes de deuxième génération. En Europe, la nécessité d'avoir un standard européen pouvant remplacer la variété des systèmes cellulaires analogiques fut la principale motivation qui a donné naissance au système GSM (Global System for Mobile communications). En Amérique du Nord et au Japon, où il existait un unique système analogique, la nécessité d'avoir des normes telles que: IS-54, IS-95, et Personal Digital Cellular(PDC), a permis de couvrir un plus grand nombre d'utilisateurs, et d'offrir une vaste gamme de produits de valeur ajoutée. Il est à noter que ces systèmes ont aussi été conçus pour être appliqués aux systèmes de communications par satellites, et aux pages.

Dans ce qui suit, nous présentons une description de chacun des systèmes de seconde génération cités précédemment.

1.1.2.1 - Global System for Mobile communication (GSM)

Au début des années 80, les systèmes cellulaires analogiques ont été rapidement expérimentés et développés en Europe, particulièrement dans les pays scandinaves, au Royaume Uni, mais aussi en France, et en Allemagne. Chaque pays avait développé son système, lequel était incompatible avec celui des états voisins. Ceci représentait une situation indésirable, puisqu'il se posait un problème de limitation de la zone de couverture des systèmes. Les européens avaient rapidement découvert les limites de ces différents systèmes, et en 1982 la CEPT (Conference of European Posts and Telegraphs), a

formé un groupe d'étude de projet appelé: Groupe Spécial Mobile (GSM), pour évaluer la faisabilité du développement d'un système européen cellulaire commun à tous les pays. Le nouveau système devait alors rencontrer certains critères parmi lesquels, on peut citer:

- bonne qualité de la voix,
- bonne efficacité spectrale, et faible coût,
- compatibilité aux services offerts de l'ISDN (Integrated Services Digital Networks), et support à une échelle internationale,
- support à une grande gamme des nouveaux services, et facilité d'implantation.

En 1989, la responsabilité du projet a été confiée à l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute), et la phase 1 des spécifications du GSM fut complétée en 1990. Le GSM est la première norme de la téléphonie cellulaire qui soit pleinement numérique. Elle constitue désormais la référence mondiale pour les systèmes radiomobiles. La commercialisation du système a commencé au milieu de l'année 1991. Et en 1993, il y avait 36 réseaux GSM dans 22 pays. Le GSM n'est pas seulement adopté en Europe, certains autres pays tels que l'Afrique du Sud, l'Australie, et d'autres pays ont choisi le GSM comme système. Au début de l'année 94, il y avait 1,3 million d'utilisateurs à travers le monde qui y étaient connectés. Ce nombre croît sans cesse.

La nature numérique du GSM permet aux données synchrones et asynchrones d'être transportées comme support de service à partir de, ou vers un terminal ISDN. Ces données peuvent aussi utiliser un «service transparent», qui a un délai fixe mais dont la garantie de l'intégrité des informations n'est pas assurée; ou un service «non transparent» qui assure l'intégrité de l'information à travers un mécanisme d'ARQ (Automatic Repeat Request), mais avec un délai variable. Les taux de données pouvant être supportés par le GSM sont: 300 bits/sec, 600 bits/sec, 1200 bits/sec, 2400 bits/sec, et 9600 bits/sec. Selon le système, plusieurs bandes de fréquences sont disponibles parmi les prin-

cipales, on compte les bandes 450 MHz, 900 MHz, et 1800 MHz [Lag95]. Les services offerts aux usagers incluent: la téléphonie, les appels d'urgence (par exemple le 911), les services de conférence, la transmission de fax, de courts messages. Les services supplémentaires tels que le transfert d'appel, la connection par identification de l'utilisateur par une carte à puce sont aussi offerts. Le SIM (Subscriber Identification Module), est la clé de la mobilité, par laquelle l'utilisateur peut utiliser tout terminal GSM, en insérant sa carte à puce. Cette carte à puce contient toutes les données de l'utilisateur; elle est aussi utilisée pour les raisons de sécurité comme identification de l'authenticité de l'utilisateur. Ceci permet de mettre le système à l'abri de tout usage frauduleux, et assure aussi une certaine confidentialité [Lag95].

La technique d'accès multiple choisie par le GSM, est une combinaison de l'Accès Multiple par Répartition des Fréquences et de l'Accès Multiple par Répartition de Temps, AMRF/AMRT. La largeur de bande de fréquence en Europe est de : 2x25 MHz. La partie d'AMRF implique une division en fréquences de la largeur de bande totale de 25 MHz, de 890 à 915 MHz pour les transmissions de la liaison montante (mobile à station de base), et de 935 à 960 MHz, pour les transmissions de la liaison descendante (station de base au mobile) en 124 fréquences porteuses de 200 kHz [Del97]. Une ou plusieurs de ces fréquences sont assignées à chaque station de base. Chacune de ces porteuses est alors divisée dans un espace de temps, en utilisant la technique d'AMRT, en 8 créneaux de temps. Un créneau est utilisé pour la transmission par le mobile, et un autre pour la réception. Ils sont séparés dans le temps, ainsi, l'unité mobile ne peut pas recevoir et émettre en même temps, ce qui simplifie l'architecture électronique. Les données sont modulées à un taux de 270 kbits/sec en utilisant une modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), et transmis en 577 microsecondes [Del97].

Une extension importante du GSM est le DCS 1800 (Digital Cellular System-1800), qui est le standard développé pour les réseaux de communications person-

nelles (PCN), dont de nombreuses licences ont déjà été admises en Europe. La différence principale avec le GSM, se situe au niveau de la bande de fréquence (qui est au tour de 1800 MHz), et de la réduction de la taille des cellules. Ce système est un candidat pour le standard des Services de Communications Personnelles des États-Unis et du Canada.

A l'origine concentré au marché européen, le standard GSM connaît de nos jours une très grande expansion. Plus de 65 pays ont déjà adopté le GSM, comme standard. Au Canada, certaines compagnies telles que Microcell Solution ont développé des produits utilisant le standard GSM. On peut ici citer FIDO, qui est le tout dernier produit de cette entreprise qui offre les services de communications personnelles.

1.1.2.2 - Interim Standard 54 (IS-54)

Les limites des systèmes de première génération AMPS développés au début des années 70 par Bell Laboratories, ont défini les objectifs de la deuxième norme IS-54 (en anglais Interim Standard 54). La demande d'une nouvelle norme pouvant permettre plus de flexibilité, et accroître la capacité du réseau et son étendue se fait de plus en plus ressentir en Amérique du Nord au début des années 80. Le système IS-54, fut un des nouveaux systèmes numériques proposés par la TIA (Telecommunication Industry Association) sur demande de la CTIA (Cellular Telecommunication Industry Association). La FCC (Federal Communication Commission), décidait alors d'accorder la bande de fréquence allouée aux systèmes cellulaires qui est de 2x25 MHz dans la bande de 800-MHz [Del97]. La norme IS-54, fut alors choisie, parmi plusieurs autres systèmes proposés, et publiée en Janvier 1991. Les deux modes (AMPS/IS-54) pour les stations de base, et mobiles sont spécifiés dans ce standard, permettant alors la conception d'équipements pouvant être opérationnels aussi bien en analogique, qu'en numérique. Ceci étant bien entendu réalisé à l'aide de convertisseurs analogique/numérique. La norme IS-54 devait permettre d'offrir plusieurs services, parmi lesquels:

- services téléphoniques ordinaires,
- service de messagerie vocale,
- services de données, avec un taux de transmission maximum de 9,6 kbits/sec,
- transfert d'appels,
- conférence à trois,
- confidentialité à l'aide d'un NIP (Numéro d'Identification Personnelle).

Tout comme le GSM, le système IS-54 utilise la combinaison AMRF/AMRT, comme technique d'accès multiple, avec une modulation de type $\pi/4$ Shift-QPSK. Ce système de modulation permet aux exploitants de choisir entre une démodulation cohérente et une démodulation non cohérente. Ainsi, les récepteurs portatifs pourront utiliser une démodulation cohérente qui permet de minimiser la puissance d'émission alors que les récepteurs à bord des véhicules pourront utiliser une démodulation non-cohérente qui résiste mieux aux variations rapides du canal. Le taux de transmission est de 48.6 kbits/sec. Le canal est divisé en six intervalles de temps à toutes les 40 ms. Le taux maximum du codeur vocal utilise 13 kbits/sec pour le codage de canal, et de voix à chaque troisième intervalle de temps. Les six intervalles de temps peuvent être utilisés éventuellement à un demi-taux de transmission occupant un intervalle de temps de 40 ms sur chaque trame, et utilisant seulement 6,5 kbits/sec, pour chaque appel. Donc la capacité dans le système IS-54 est augmenté par un facteur de 6, par rapport au système AMPS. Nous avons dit que l'architecture du système IS-54 était composée de 6 trames, chaque trame est composée de 324 bits, pour un nombre total de 1944 bits (972 symboles), repartis sur 40 ms. Chaque trame dans la liaison montante est constituée de: 260 bits d'information, 52 bits pour la synchronisation, 6 bits pour la bande de garde lorsqu'aucun signal n'est pas émis, et 6 bits pour permettre à l'émetteur d'atteindre son niveau maximal de puissance.

1.1.2.3 - Interim Standard 95 (IS-95)

En 1991, la compagnie de communication américaine QUALCOMM, montre l'efficacité en terme de capacité de la technique d'Accès Multiple par Répartition des Codes (AMRC). En effet, dans les systèmes AMRC un usager peut accéder en tout temps à la station de base sans risque de blocage comme c'est le cas dans les systèmes AMRF et AMRT. La norme IS-95, fut publiée par la TIA (Telecommunication Industry Association), sur proposition de QUALCOMM. La norme IS-95 est basée sur la technique d'AMRC par séquence directe (noté en anglais DS-CDMA), utilisant l'étalement spectral. Dans cette technique, tous les signaux se partagent la largeur de bande du canal, et chaque signal est caractérisé par une séquence pseudo-aléatoire binaire qui étale le spectre initial de la donnée binaire à transmettre. On utilise une séquence pseudo-aléatoire du type PN, avec une porteuse de 1,23 MHz. La largeur de bande du signal transmis est d'à peu près 1,25 MHz. Une transition du système analogique, au système numérique peut être réalisée en éliminant seulement, un ou un petit nombre de canaux de largeur de bande 1,25 MHz du service analogique afin de le transférer au service numérique. Une combinaison du contrôle de puissance en boucle ouverte et en boucle fermée permet au mobile, d'opérer à un niveau de puissance minimum requis.

Plusieurs techniques sont utilisées dans la norme IS-95 dans le but de réduire les interférences, et donc d'augmenter la capacité. En effet, la norme IS-95 utilise:

- pour les appels vocaux, un facteur d'utilisation de la voix. On exploite le fait que la voix est coupée de silences durant une conversation, de sorte que pendant seulement 35% du temps il y a activité.
- un système de contrôle de puissance qui joue un rôle important dans le but de réduire les problèmes de "proche-éloigné" que nous verrons dans la problématique,
- la sectorisation d'antennes, qui diminue les interférences entre usagers

puisque chaque cellule est divisée en secteurs.

- le facteur de réutilisation de fréquences, étant donné que la largeur de bande dans le système est réutilisée dans chaque cellule.

Les services offerts par le standard IS-95, sont identiques à ceux offerts par la norme IS-54, même s'il est vrai que les procédés soient différents. De plus, l'utilisateur peut accéder au réseau en tout temps sans risque de blocage. Un avantage de ce système est la confidentialité que procure l'AMRC, car comme on le verra plus tard, il faut que le récepteur connaisse le code qui a permis de générer le signal émis.

Les études réalisées par QUALCOMM à San Diego, montre que le système IS-95, permettra d'augmenter la capacité du réseau par rapport au système de première génération AMPS, par un facteur de 10. Par ailleurs, certains pays tels que la Corée du Sud ont choisi la norme IS-95, comme système cellulaire de deuxième génération.

1.1.2.4 - Personal Digital Cellular (PDC)

Tout comme en Amérique du Nord, la conception de la norme japonaise PDC a été motivée à la fin des années 80 par la saturation des réseaux cellulaires analogiques, et la nécessité d'avoir une technologie offrant plus de services, à une grande variété d'utilisateurs. Après une phase d'étude initiée par le ministère des postes et télécommunications japonais en avril 1989, la norme PDC est publiée en avril 1991, par le département de recherche et développement du Centre pour les Systèmes Radio (RCR). Le PDC était alors le nouveau système unifié japonais de seconde génération.

Le système japonais ressemble plus au système IS-54, qu'à d'autres systèmes, bien que ce système n'admette aucune compatibilité avec les systèmes analogiques existants. La technique d'accès multiples adoptée ici est l'AMRT, avec comme espacement de fréquences porteuses de canal à 25 KHz, utilisant 3 canaux par porteuse. La modulation utilisée est la modulation en quadrature $\pi/4$ Shift-QPSK, avec un taux de

transmission de 42 kbits/sec. Le codeur de voix utilise un taux maximum de transmission de 11.2 kbits/sec, avec un système de détection d'erreur CRC (Cyclic Redundancy Check), et un système correcteur d'erreur (FEC) exploitant des codes convolutionnels. Les services offerts par le PDC, sont:

- la transmission de la voix,
- la transmission des données (G3-facsimilé, modem, videotex),
- service de courts messages,
- identification des appels,
- transfert des appels,
- conférence à trois,
- sécurité de l'utilisateur, en procédant à l'identification et en cryptage.

La commercialisation des services offerts par le réseau PDC a été initiée par la NTT en 1993 pour la bande de fréquences de 800 MHz, et en 1994, pour la bande de 1.5 GHz. Deux autres opérateurs ont été lancés dans les services numériques cellulaires dans la bande de 800 MHz en 1994, et le gouvernement a tout récemment permis à deux autres d'offrir les services numériques dans la bande de 1.5 GHz. Le standard PDC, est encore en pleine effervescence, et projette d'offrir de nouveaux services.

1.1.2.5 - Systèmes téléphoniques sans cordon

Un système de téléphonie cellulaire assure sur un territoire étendu l'itinérance (en anglais, roaming), et le transfert inter-cellule (ou handover, encore appelé handoff). Il permet de mettre en contact abonnés mobiles et abonnés fixes du réseau RTCP (Réseau Téléphonique Commuté Public).

Certains autres réseaux radiomobiles ne présentent pas de réelles possibilités d'itinérance ou de transfert inter-cellulaire. C'est le cas des systèmes dits «sans cordon». Ils permettent l'accès au réseau téléphonique par l'intermédiaire d'une ou plusieurs

bornes radio (une borne dans les systèmes sans cordon est l'équivalent d'une station de base dans les systèmes cellulaires) dont la portée est de 100 à 200 mètres, mais ne disposent que de fonctionnalités réduites par rapport aux systèmes cellulaires [Lag95]. La norme CT2-CAI, développée en coopération entre des concepteurs du Royaume Uni, et certains autres tels que France Télécom, a été publiée en 1989, et est devenue opérationnelle en 1991, par décision de l'ETSI. Cette norme popularisée sous le nom de Bi-Bop en France, permet dans sa version de base d'appeler tout abonné du réseau fixe à partir d'un portatif, mais non d'être appelé [Lag95]. Elle n'assure pas de handover: le mobile qui sort de la zone couverte par une borne à travers laquelle il a commencé son appel, voit sa communication interrompue même s'il passe sous couverture d'une seconde borne.

Les PABX (private automatic branch exchange) sans fil permettent, eux, une mobilité locale limitée à une entreprise, une galerie, un parc d'exposition ou un aéroport. Le système DECT (Digital European Cordless Telephone) en est actuellement l'exemple le plus notable. Pour un territoire aussi réduit, il est facile de gérer d'une façon centralisée des fonctionnalités similaires à celles d'un système cellulaire. Le raccordement avec le RTC est situé en une localisation unique.

Les deux systèmes CT2-CAI, et DECT, utilisent chacun une modulation GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying), et respectivement une technique FDMA/TDD (Time Division Duplex), avec un taux de transmission de 72 kbits/sec, et TDMA/TDD, avec un taux de transmission de 1152 kbits/sec.

L'objectif premier des systèmes cellulaires de deuxième génération était de permettre, à un grand nombre d'utilisateurs de pouvoir accéder au réseau, en couvrant un vaste territoire, tout en maintenant une certaine qualité de service. Par la suite, il était question d'offrir une grande gamme de nouveaux produits tels que ceux cités plus haut. Les européens ont pu trouver une norme commune pour leur réseau cellulaire (le GSM) de

deuxième génération, en Amérique du Nord, on n'a pas pu jusqu'aujourd'hui avoir un système unifié. La standardisation d'un système cellulaire universel est l'une des priorités majeures de l'ETSI. Le tableau 1.1 donne les caractéristiques des systèmes de deuxième génération. Ce tableau est pris de l'article de Marc Delprat [Del97].

Tableau 1.1 - Caractéristiques des systèmes de deuxième génération

Standard	GSM	IS-54	IS-95	PDC
Pays	EUROPE	USA	USA	JAPON
Bande de fréquence (MHz): liaison montante	890-915	824-849	824-849	940-956
Bande de fréquence (MHz): liaison descendante	935-960	869-894	869-894	976-992
Nombre de canaux radio alloués	124	832	20	640
Accès multiple	AMRF/ AMRT	AMRF/ AMRT	AMRC	AMRF/ AMRT
Modulation	GMSK	$\pi/4$ Shift QPSK	QPSK BPSK	$\pi/4$ Shift QPSK
Débit (kbits/sec)	270,8	48,6	1288	42

1.1.3 - Systèmes de troisième génération: les SCP par satellites

1.1.3.1 - Objectifs et principes de fonctionnement

La troisième génération a pour objectif de créer un réseau permettant d'échanger toutes sortes d'informations, à n'importe quelle destination peu importe l'endroit où l'on se trouve. Les usagers des systèmes de troisième génération pourront donc communiquer avec leurs correspondants dans le monde sans se soucier des différences de standard, technologie, et position. Les SCP (Systèmes de Communications Personnelles) par satellites représentent la troisième génération des communications mobiles. En plus de répondre aux besoins de confidentialité, de mobilité et de convivialité demandés par les usagers, ils visent à personnaliser les communications (d'où leur appellation), en complétant les services offerts par les systèmes de deuxième génération terrestres, en plaçant plusieurs satellites en orbite. Il sera désormais possible d'offrir une couverture terrestre mondiale à un utilisateur muni d'un téléphone cellulaire. Les SCP constituent le moyen des communications qui dominera au 21^{ème} siècle.

Afin de compléter les systèmes de deuxième génération, les SCP par satellites pourront offrir une couverture mondiale, et desserviront les régions à faible densité de population. Le réseau des SCP par satellites sera constitué de plusieurs satellites qui assureront la communication entre les usagers et les stations terrestres. Ainsi, chaque usager possédera un téléphone cellulaire avec un mode dual, qui lui permettra de communiquer avec le réseau cellulaire terrestre local lorsqu'il se trouvera dans sa zone d'activité, ou bien avec le système de satellites en dehors de cette zone. Donc, il y aura une compatibilité entière entre le réseau SCP terrestre, et le réseau SCP par satellite, à condition qu'ils utilisent le même protocole de communications. Les recherches présentes visent à normaliser les protocoles, de sorte à lever cette ambiguïté.

Plusieurs compagnies se sont déjà lancées dans la mise en orbite d'un réseau de satellites permettant d'offrir une grande gamme de services. Nous décrivons dans ce qui suit les différents systèmes proposés, ainsi que leurs paramètres. On se limitera aux plus importants.

1.1.3.2 - Système GLOBALSTAR

Ce système fondé en 1991, a été initié par les compagnies QUALCOMM Incorporated de San Diego, et LORAL Space&Communications Ltd de New-York. GLOBALSTAR fait partie des systèmes de satellites sur orbites basses (LEO). À l'origine proposé par Ford Aerospace en 1986, pour offrir les services de communications mobiles à des automobiles, aujourd'hui, GLOBALSTAR a fait grandir ses ambitions, en offrant d'autres services tels que la téléphonie, le fax, le téléavertisseur, et la messagerie. Afin d'étendre son réseau, la compagnie s'est trouvée des partenaires à travers le monde parmi lesquels: DACOM en Corée du Sud, France Telecom et Alcatel en France, Daimler-Benz en Allemagne, Elsag Bailey en Italie, Vodafone Group présent en Australie, Suède, Afrique du Sud, Hong-Kong, et au Royaume Uni, etc.

GLOBALSTAR utilise la technique d'AMRC basé sur le standard IS-95 développé par QUALCOMM, combiné à l'utilisation de la diversité conçue par LORAL. Le système est constitué de 56 satellites parmi lesquels 48 qui sont opérationnels, et 8 en réserve placés en orbite. Les satellites seront placés dans 8 plans orbitaux de 6 satellites chacun, situés à une altitude de 1400 Km, et inclinés de 52° . Le poids de chaque satellite est d'à peu près 450 Kg, et nécessite environ 1100 watts pour être normalement opérationnel. La date prévue d'opération est en 1998. Les satellites dans la première phase d'opération sont conçus pour être opérationnels à pleine capacité pendant au moins sept années et demi.

1.1.3.3 - Système IRIDIUM

Le système IRIDIUM a été financé par un consortium international des télécommunications, et autres compagnies. La compagnie MOTOROLA est le créateur du concept original du système. Le système conçu en 1987 par les ingénieurs de MOTOROLA Satellite Communications Division, a pour objectif de fournir une couverture globale à partir d'une constellation des satellites en orbites basses polaires (LEO). Les services offerts ici seront: le téléphone, la transmission des données, le téléavertisseur, le fax. Ce système est à présent connu sous le nom de IRIDIUM LLC, car le système comme nous l'avons déjà dit plus haut est formé d'un consortium de compagnie parmi lesquels, on peut citer: Iridium Africa, Iridium Canada, Iridium China, Iridium India Telecom, etc.

IRIDIUM utilise une combinaison des techniques AMRF/AMRT, une modulation QPSK, et est constitué d'une constellation de 66 satellites situés à une altitude d'à peu près 780 Km. Certains satellites sont déjà en orbite depuis mai 97.

1.1.3.4 - Système ODYSSEY

Le système ODYSSEY a été développé par les compagnies TRW Inc de New-York, et sera exploité au Canada par TELEGLOBE de Montréal. Le système a reçu une licence de la FCC, en janvier 1995. ODYSSEY se propose de permettre aux usagers utilisant les téléphones cellulaires format de poche, de pouvoir se connecter avec d'autres usagers à travers le monde. Les services offerts seront: le téléphone, le fax, la transmission des données à faible débit. ODYSSEY compte en plus des compagnies TRW, et TELEGLOBE des partenaires parmi lesquels, les plus importants sont: Daewoo Corporation qui projette établir ces services de communications dans plus de 10 pays incluant ceux en Asie et en Afrique, Kumho Group toutes deux des compagnies de la Corée du Sud.

ODYSSEY utilise la technique d'AMRC, et est formé d'une constellation de 12 satellites, situés à une altitude de 10354 Km au dessus de la terre. ODYSSEY

fait partie des systèmes de satellites à orbites moyennes (MEO). La date prévue pour le début de l'opération est l'an 2000.

Tableau 1.2 - Principaux paramètres des SCP par satellites.

Systèmes	GLOBAL-STAR	IRIDIUM	ODYSSEY
Compagnies fondatrices	Qualcomm & Loral	Motorola	TRW & Téléglobe
Nombre de satellites	48	66	12
Hauteur orbitale	1400 Km	780 Km	10354 Km
Inclinaison	52°	86,4°	55°
Nombre d'orbites	8	6	3
Accès multiples	AMRC	AMRF/ AMRT	AMRC
Services offerts	-Téléphonie -Fax -Téléavertisseur -Messagerie -Positionnement	-Téléphonie -Fax -Téléavertisseur -Positionnement -Messagerie	-Téléphonie -Fax -Téléavertisseur -Transmission des données à faible débit
Bande de fréquences	L + S (2 GHz)	L (1,6 GHz)	L + S (2 GHz)
Coût	US\$ 1,17 Milliard	US\$ 3,37 Milliard	US\$ 1,3 Milliard
Date prévue d'opération	1998	1998	2000

1.2 - Problématique et revue des travaux antérieurs

1.2.1 - Problématique

Les radiocommunications constituent une technique de transmission utilisant la propagation des ondes radio-électriques. Lorsque cette transmission s'effectue entre correspondants mobiles, des phénomènes particuliers apparaissent, donnant une spécificité aux techniques adaptées aux radiocommunications mobiles. Ceci dit, nous limiterons notre étude ici à la technique d'AMRC.

Les études réalisées précédemment, ont montré que les systèmes AMRC permettaient d'obtenir un plus grand nombre d'utilisateurs par rapport aux systèmes AMRF, et AMRT. Cependant, les systèmes AMRC souffrent du problème «*proche-lointain*» (near-far problem) dans la liaison montante (mobile-station de base). Ce problème de proche-lointain survient lorsqu'un mobile est situé à une distance éloignée de sa station de base par rapport à un autre qui se trouve plus proche de celle-ci. La station de base recevra alors une meilleure qualité de signal pour les mobiles qui lui sont proches par rapport à ceux qui s'en trouvent éloignés, créant un effet de masque et causant une assez grande quantité d'interférences. De plus, les liaisons sont sujettes à deux types de problèmes. Le premier résulte de l'addition des trajets multiples créés par la réflexion et la diffraction du signal par des obstacles dans la zone limitrophe au poste mobile: ce sont les variations à petite échelle qui sont rapides. Le second survient lorsque le signal émis est obstrué par des obstacles éloignés du poste mobile et créent un effet d'ombrage (Shadowing en anglais): ce sont les variations à grande échelle qui sont relativement stables dans le temps; ces variations sont plus lentes. Le phénomène d'ombrage résulte donc de l'atténuation sur la largeur de bande totale du signal.

Les phénomènes d'évanouissements multichemins, et d'effet d'ombrage affectent beaucoup la qualité du signal reçu, et limitent considérablement les performan-

ces des systèmes. Si l'on s'intéresse aux fluctuations du signal reçu dans le canal radio cellulaire à l'instant t qu'on note $p(t)$, en ne tenant pas en compte du type de modulation, on peut d'après [Gol94] écrire: $p(t) = r(t)s(t)$, où $r(t)$ est le signal des fluctuations dues au phénomène multi-chemins, et $s(t)$ est le signal des fluctuations dues à l'effet d'ombrage. $r(t)$, et $s(t)$ sont deux processus aléatoires statistiquement indépendants. Il est plus commode de l'écrire sous forme logarithmique:

$P(t) = R(t) + S(t)$. Cette forme permet de décomposer le signal reçu sous forme de somme de deux composantes, tel que défini plus haut.

Cependant, il reste à déterminer les caractéristiques du modèle du canal, et les moyens de combattre les problèmes rencontrés à savoir: le problème proche-éloigné, les évanouissements, et l'effet d'ombrage. Une revue des travaux antérieurs est abordée dans ce sens, dans ce qui suit.

1.2.2 - Revue des travaux antérieurs

Plusieurs auteurs ont travaillé sur les problèmes de modélisation du canal radiomobile. Pour plus de détails sur les modèles proposés, le lecteur pourra se référer à [Mon95], [Voj94], [Lut91], et [Sim93]. Il ressort de ces travaux, certains résultats.

Dans le but de combattre l'effet d'ombrage, il est très commode d'utiliser un algorithme de contrôle de puissance adaptatif (APC). Le but du contrôle de puissance est de s'assurer que tous les signaux parviennent avec la même puissance à la station de base quelque soit leur position dans la cellule. Ceci permet donc de pallier au problème proche-éloigné, si le système fonctionne parfaitement. En principe un contrôle de puissance n'est pas parfait pour régler le problème proche-lointain, comme l'a montré Rick Cameron [Cam96]. Afin d'avoir un système plus efficace, en plus d'utiliser le contrôle de puissance, on a recours à l'usage des paramètres de second ordre tel que facteur d'utilisation de la voix comme le propose Monsen dans [Mop95], pour les systèmes à AMRC.

Dans son modèle, Monsen considère que la voix n'est présente qu'à 35%, dans une communication. Il sert de ce facteur pour déterminer un facteur de réduction d'interférences.

Pour caractériser le canal, certains auteurs tels que Vojcic, et Monk respectivement dans [Voj94], et [Mon95] proposent de modéliser le canal comme étant soumis pendant une fraction de temps «B», où l'utilisateur est ombragé par des évanouissements de Rayleigh, et pendant une fraction «1-B», où il ne l'est pas, par des évanouissements de Rice; Vojcic propose un algorithme de contrôle de puissance dont l'erreur suit une distribution uniforme, tandis que Monk propose un algorithme dans lequel l'erreur due au contrôle de puissance suit une loi log-normale. Dans le modèle de Monk, on utilise un facteur de compensation P qui sert à compenser les dégradations causées par les évanouissements de Rayleigh.

L'étude du phénomène multi-cellules a été examinée par Andrew Viterbi [Vit94], et Éric Mehn [Meh96]. Dans le modèle de Mehn, on suppose que chaque station de base dispose d'un contrôle de puissance parfait; les signaux émis par les usagers appartenant à la même cellule arriveront donc avec la même amplitude à la station de base de cette cellule, par contre ils seront reçus de façon atténuée par les stations des autres cellules. Cette atténuation est modélisée par le produit d'une variable aléatoire log-normale, et de la distance élevée de l'indice de propagation que l'on verra au chapitre 4.

Des auteurs tels que Michel Jansen [Jan95] proposent trois techniques pour augmenter la performance des systèmes AMRC de séquence directe (DS-CDMA) qui sont: le contrôle de puissance dans le but de combattre le problème proche-éloigné; la sectorisation des antennes, et l'activité vocale pour diminuer les interférences. Dans le modèle proposé par Jansen, l'erreur due à l'imperfection de contrôle de puissance suit une loi log-normale; la sectorisation est réalisée en divisant chaque cellule en 3 secteurs, en utilisant des antennes directionnelles. Le contrôle de l'activité vocale est assuré en considérant que la probabilité que k usagers soient actifs étant donné qu'il y a au total N usa-

gers, suit une loi binomiale.

La diversité est perçue comme étant un moyen très efficace de combattre les phénomènes d'évanouissement. Les recherches faites par Vojcic [Voj94], et Vaughan [Vau87], le démontrent bien. En plus de combattre les phénomènes d'évanouissement, Vaughan montre que l'usage de la diversité permet d'augmenter la capacité, en utilisant des équipements tels que les antennes et le traitement du signal.

D'autres techniques tels que le codage et l'entrelacement ont été utilisées par Floyd Simpson [Sim93] et Éric Mehn [Meh96]. Simpson propose l'utilisation d'un contrôle de puissance, accompagné d'un procédé de codage et d'entrelacement. L'entrelacement est réalisée en utilisant un entrelaceur bloc (B_I , N_I) dans lequel les symboles sont écrits dans une matrice de N_I lignes, et de B_I colonnes. L'entrelacement est réalisé en insérant les bits d'information ligne par ligne dans la matrice d'entrelacement, et ces bits seront retirés colonne par colonne, mélangeant ainsi les bits consécutifs. Le déentrelaceur, effectue l'opération inverse. Quant à Mehn, il préconise l'utilisation des codes convolutionnels de faible taux pour faire de l'étalement. Il détermine deux catégories de codes: les codes à distance libre maximale, et les codes à probabilité d'erreur minimale. Ces deux types de codes ont donné de très bonnes performances d'erreur.

À l'issue de cette revue de travaux, on constate qu'un certain nombre de modèles ont été proposés. Chacun d'eux vise à améliorer les performances du système, en posant certaines hypothèses. De cette analyse, il ressort certains points qui ont captivés notre attention tels que le contrôle de puissance, la sectorisation, la surveillance de l'activité vocale, et le codage. Afin d'être mieux éclairé sur l'analyse des performances, une étude des phénomènes de propagation est abordée au prochain chapitre.

CHAPITRE 2

CARACTÉRISTIQUES DE PROPAGATION DU SIGNAL DANS LE CANAL RADIOMOBILE

En général, la radiocommunication mobile en milieu urbain est accomplie entre une station de base et un certain nombre de postes mobiles se déplaçant de façon aléatoire. Plusieurs facteurs tels que les interférences et le bruit thermique contribuent à détériorer la qualité des liaisons radiomobiles mais en milieu urbain, les facteurs les plus néfastes sont: la propagation multivoies, et l'effet d'ombrage.

L'antenne d'un usager mobile étant, la plupart du temps, située en-dessous du sommet des immeubles avoisinants, un trajet direct est rarement obtenu entre l'émetteur et le récepteur. Le signal est soumis à plusieurs obstacles causés par les véhicules, immeubles, arbres, et autres. Ainsi, on assiste à une propagation par trajets multiples qui crée une distorsion d'amplitude et de phase qui se manifeste par des évanouissements, et un déplacement de fréquence due à l'effet Doppler lorsque le poste mobile se déplace.

Le signal émis par une station de base est d'abord réfléchi et diffracté par des obstacles très éloignés du poste mobile. Ensuite, ce signal atteint un groupe d'immeubles et dans la zone limitrophe au poste mobile, subit une dispersion par la surface des immeubles, ce qui crée des trajets multiples à délai et phase variables. Par conséquent, les variations d'amplitude du signal reçu sont décomposables en deux types:

- les variations à grande échelle relativement stables dans le temps, caractérisées par l'effet d'ombrage,

- les variations à petite échelle plus rapides caractérisées par le phénomène multivoies.

Nous étudierons d'abord les variations à grande échelle et ensuite, nous examinerons les variations à petite échelle.

2.1 - Variations à grande échelle

Les variations à grande échelle sont provoquées par des obstacles importants, et éloignés du poste mobile, créant un effet d'ombrage. Ainsi, la zone de couverture qui est l'ensemble des points où une liaison radio-électrique de qualité donnée peut être établie avec un mobile, n'est en général, pas continue. Les études réalisées par Erich Lutz [Lut91], montrent que cette variation à grande échelle peut être modélisée par un processus aléatoire de loi log-normale. De sorte qu'en notant par X l'intensité du signal reçu, la densité de probabilité de X est donnée par [Lut91]:

$$f_X(x) = \frac{10}{x\sqrt{2\pi\sigma^2\ln(10)}} \exp\left(-\frac{\left[\frac{10}{\ln(10)}\ln(x) - \mu\right]^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.1)$$

où μ , et σ représentent respectivement la puissance moyenne reçue (en dB), et l'écart type de la puissance reçue .

Le signal reçu comprend éventuellement l'onde émise en trajet direct, mais également et surtout les contributions sur la même fréquence de toutes les ondes réfléchies et diffractées par l'environnement (immeuble, arbre, montagne, etc.). Un récepteur ne reçoit ainsi très souvent qu'un ensemble d'ondes réfléchies. Il n'est pas possible de prédire avec précision le niveau du champ électromagnétique reçu en un point donné connaissant la place et la puissance de l'émetteur. Les modèles de propagation utilisent donc

des lois de probabilité pour intégrer une certaine incertitude sur les prédictions. La démarche théorique consiste à introduire les paramètres à partir de la propagation en espace libre.

2.1.1 - Propagation en espace libre

On suppose ici que le récepteur est en vue directe de l'émetteur, et que les ondes réfléchies sont négligeables. L'affaiblissement de propagation résulte de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, ainsi que de la nature du sol et du relief. L'équation de propagation des ondes entre deux antennes dans le vide s'applique directement:

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (2.2)$$

Dans cette équation, P_e et P_r , représentent respectivement la puissance émise, et la puissance reçue. G_e et G_r , sont respectivement les gains de l'antenne de l'émetteur et de celui du récepteur, r est la distance qui sépare les deux antennes, et enfin λ est la longueur d'onde.

2.1.2 - Propagation au-dessus d'une Terre plane

La propagation sur une terre plane suppose que les antennes d'émission et de réception sont situées au dessus d'un plan conducteur. La connaissance de cette propagation constitue la base pratique du calcul du bilan de la liaison descendante (base-mobile). Les lois dégagées donnent l'allure de la couverture en zone de relief peu accidenté, c'est à dire les plateaux, larges vallées et jusqu'à une distance de quelques dizaines de kilomètres de la station d'émission fixe. L'étude de la propagation au dessus d'une Terre plate a été faite par Norton [Nor41], les résultats de cette étude furent simplifiés par Bullington [Bul47]. Bullington décompose la solution de Norton en une forme permettant de distinguer les trois principaux modes de propagation: une *onde directe* régie par les lois

de propagation en espace libre, une *onde réfléchie* par le sol, et une *onde de surface*. Dans ce modèle plusieurs facteurs entrent en compte. On peut citer ici le coefficient de réflexion du sol, sa constante diélectrique, sa conductivité, etc.

2.1.3 - Propagation au-dessus d'une Terre lisse

La Terre n'étant pas plane, les résultats obtenus pour une Terre plate ne peuvent être appliqués approximativement pour des liaisons avec les mobiles que dans une zone restreinte autour de la station fixe. L'irrégularité du relief et la présence de divers obstacles font en sorte que le modèle de propagation au-dessus d'une Terre plate est rarement réaliste.

Le modèle d'Okumura [Oku68], souvent utilisé, repose sur des données recueillies à Tokyo et dans ses alentours. Dans ce modèle, on suppose une Terre «quasi-lisse» comme relief de base. Cette Terre quasi lisse correspond à un terrain plat ou légèrement ondulé où la hauteur des ondulations n'excède pas 20 mètres. Le modèle d'Okumura utilise les facteurs de correction qui tiennent compte de la présence des arbres appelée *taux d'encombrement* qui varient selon le niveau de congestion en milieu urbain, suburbain, et rural [Des96]. D'autres facteurs de correction sont tenus en considérations tels que le coefficient d'affaiblissement où le champ électromagnétique est reçu, des facteurs de correction en fonction de la hauteur d'antenne, etc.

2.2 - Variations à petite échelle

Les variations à petite échelle résultent de l'addition des trajets multiples créés par la réflexion et la diffraction du signal par des obstacles dans la zone limitrophe au poste mobile. Les variations à petite échelle se manifestent par des évanouissements de Rayleigh en l'absence d'une onde directe [Lut91]. La densité de probabilité de l'enve-

l'oppe r du signal s'écrit alors:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

où σ représente l'écart type de l'enveloppe du signal r .

2.2.1 - Modélisation du phénomène multivoies

On peut supposer que les trajets multiples qui composent le signal reçu correspondent à un grand nombre N d'ondes se déplaçant à l'horizontale avec une amplitude et un angle d'arrivée différent en chaque point. La figure 2.1 montre une telle onde arrivant à un mobile se déplaçant en direction x à une vitesse v , et à un angle ϕ_i par rapport à la direction de l'onde.

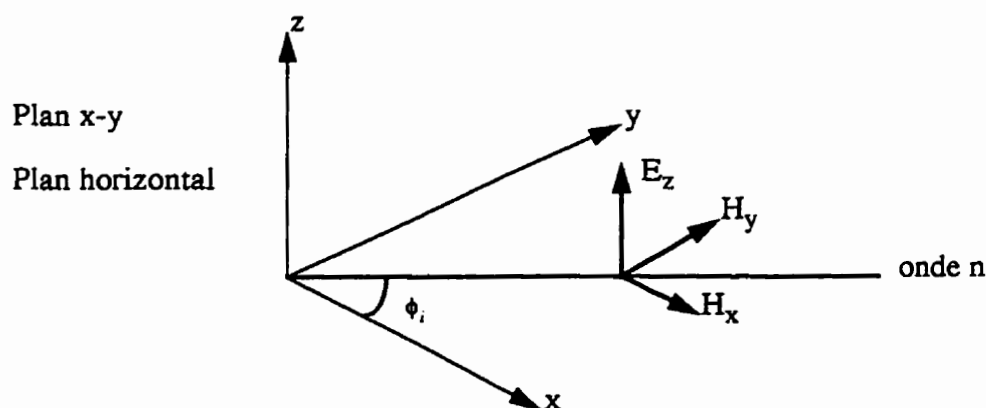


Figure 2.1 - Plan d'ondes modélisant les trajets multiples

L'effet Doppler engendré par le déplacement du poste mobile provoque une variation de fréquence pour chaque onde:

$$\omega_i = \beta v \cos(\phi_i) = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) v \cos(\phi_i) \quad (2.4)$$

En supposant que la porteuse émise n'est qu'une porteuse modulée de fréquence

$\omega_c = 2\pi f_c$, le champ électrique E_z s'écrit alors:

$$E_z = E_0 \sum_{i=1}^N C_i \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (2.5)$$

Et les composantes du champ magnétique H s'écrivent [Des96]:

$$H_x = \frac{-E_0}{\eta} \sum_{i=1}^N C_i \sin(\phi_i) \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (2.6)$$

$$H_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{i=1}^N C_i \cos(\phi_i) \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (2.7)$$

avec

$$\theta_i = \omega_i t + \psi_i \quad (2.8)$$

et où E_0 représente l'amplitude du champ électrique reçu en espace libre, η représente l'impédance en espace libre, les phases ψ_i obéissent à une loi uniforme de 0 à 2π . Les affaiblissements C_i sont telles que la moyenne d'ensemble satisfait la relation:

$$\langle \sum_{i=1}^N C_i^2 \rangle = 1 \quad (2.9)$$

En général, le déplacement Doppler en fréquence est beaucoup plus faible que la fréquence porteuse et donc: E_z , H_x , H_y sont des processus aléatoires à bande étroite. Par conséquent, lorsque N est grand, l'application du théorème central limite permet de considérer ces processus comme gaussiens, en supposant que les amplitudes et les phases des différentes ondes sont indépendantes. Ainsi, on peut écrire:

$$E_z(t) = X_c(t) \cos(\omega_c t) - X_s(t) \sin(\omega_c t) \quad (2.10)$$

Ici, X_c et X_s représentent les variables aléatoires à basse fréquence correspondant aux processus aléatoires gaussiens $X_c(t)$ et $X_s(t)$ en fonction du temps t . Ces processus sont stationnaires et indépendants, de moyenne nulle, et de variance:

$$\text{Var}(X_c) = \text{Var}(X_s) = \frac{E_0^2}{2} = \sigma^2. \quad (2.11)$$

En coordonnées polaires, on a en posant:

$$\alpha^2(t) = X_c^2(t) + X_s^2(t) \quad (2.12)$$

et :

$$\theta(t) = -\text{atan}(X_s(t)/X_c(t)) \quad (2.13)$$

où $\alpha(t)$ représente l'enveloppe du champ électrique E_z , et $\theta(t)$ représente sa phase. De sorte qu'on peut écrire:

$$E_z = \alpha(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)). \quad (2.14)$$

Les processus aléatoires α et θ obéissent respectivement à la loi de Rayleigh, et à la loi uniforme. Dans le cas où l'onde directe est absente, ceci correspond à un évanouissement (fading) de Rayleigh. Ce modèle est relativement pessimiste car il correspond aux conditions les plus sévères de l'environnement urbain.

Dans le cas où le mobile est bien dégagé et que l'onde directe $D(t)$ peut être reçue, l'enveloppe du signal reçu s'écrit alors:

$$\alpha^2(t) = (X_c(t) + D(t))^2 + X_s^2(t) \quad (2.15)$$

et la phase est:

$$\theta(t) = -\text{atan}[X_s(t)/(X_c(t) + D(t))] \quad (2.16)$$

où $D(t)$ représente l'amplitude de l'onde directe. Dans ce cas, l'enveloppe du signal reçu

α obéit à une loi de Rice dont la fonction de densité est donnée par :

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2 + D^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{D\alpha}{\sigma^2}\right) \quad (2.17)$$

où $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro.

On constate que la loi de Rayleigh est un cas particulier de la loi de Rice lorsque les deux variables gaussiennes composant α sont centrées (moyenne nulle), c'est à dire en d'autres termes lorsqu'il y a absence d'onde directe à la réception.

2.2.2 - Caractéristiques de l'enveloppe du signal

2.2.2.1 - Taux de traversée de seuil

En général, un évanouissement très fort est bien moins probable qu'un évanouissement plus faible (c'est à dire moins profond). On définit le taux de traversée de seuil N_R comme étant le nombre de fois par seconde où l'enveloppe $\alpha(t)$ du signal reçu franchit une valeur R dans le sens croissant [Des96]. Ce taux est donnée pour chacune des composantes du champ électromagnétique. On a alors [Des96]:

$$E_z: \quad N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.18)$$

$$H_x: \quad N_R = \sqrt{\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.19)$$

$$H_y: \quad N_R = \sqrt{3\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.20)$$

où f_m correspond à l'élargissement Doppler maximal et où ρ représente le seuil normalisé défini par:

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{\langle \alpha^2 \rangle}} = \frac{R}{R_{rms}} \quad (2.21)$$

où R_{rms} représente la valeur efficace de l'enveloppe du signal reçu, et R le seuil.

2.2.2.2 - Durée des évanouissements

Lorsqu'un signal subit des évanouissements de Rayleigh, il est altéré par des salves d'erreurs qui dépendent clairement de la durée des évanouissements. Cette durée est liée à la vitesse du mobile. Lorsque la vitesse du mobile est élevée, la durée de l'évanouissement est faible. Mais, il est difficile d'établir une expression analytique reliant la vitesse du mobile à la durée des évanouissements. C'est la raison pour laquelle, on considère les deux cas extrêmes: celui de l'évanouissement rapide, et celui lent. L'évanouissement rapide correspond au cas où la vitesse du mobile tend vers l'infini (grande vitesse); dans ce cas, la durée des évanouissements tend vers zéro.

La connaissance de la durée moyenne des évanouissements est essentielle dans le but de connaître le taux de coupure d'une liaison ou de bien concevoir le niveau de l'entrelacement d'un système de codage correcteur d'erreurs. Soit τ_i la durée de l'évanouissement i , la fraction du temps T où le signal se trouve sous le seuil R est:

$$\frac{1}{T} \sum_{i=1}^N \tau_i \quad (2.22)$$

La durée moyenne des évanouissements $\bar{\tau}$ est donnée par:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} \text{Prob}(\alpha \leq R) = \frac{1}{N_R} (1 - \exp(-\rho^2)) \quad (2.23)$$

où α représente l'enveloppe du signal reçu, ρ représente le seuil normalisé défini par l'équation (2.21). Comme pour le taux de traversée de seuil, la durée moyenne des éva-

nouissements est obtenue pour chacune des composantes du champ électromagnétique.

On a donc [Des96]:

$$E_z: \quad \bar{\tau} = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \quad (2.24)$$

$$H_x: \quad \bar{\tau} = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_m \sqrt{\pi}} \quad (2.25)$$

$$H_y: \quad \bar{\tau} = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_m \sqrt{3\pi}} \quad (2.26)$$

2.2.3 - Modulation de fréquence parasite et distorsion de phase

Nous avons modélisé le signal reçu lors de la transmission d'une porteuse par la somme d'un grand nombre de sinusoides d'amplitudes et de phases variables. Ce signal peut être décrit par ses composantes en phase et en quadrature X_c , X_s ; et en coordonnées polaires par α , θ dont nous avons étudié les caractéristiques. Le taux de variation du signal dépend essentiellement de la vitesse du poste mobile. Dans un récepteur FM, où la sortie en bande de base est proportionnelle à $\theta'(t)$ (qui représente la variation de phase dans le temps), un signal aléatoire appelé modulation parasite, sera engendré par les fluctuations aléatoires de $\theta(t)$. Les statistiques de cette modulation parasite θ' donnent une valeur moyenne nulle, et une valeur quadratique moyenne théoriquement infinie, mais limitée en pratique par le filtre d'entrée du récepteur. La fonction de densité de probabilité de θ' est donnée par [Des96]:

$$f(\theta') = \left(\frac{1}{\omega_m \sqrt{2}} \right) \left(1 + 2 \left(\frac{\theta'}{\omega_m} \right)^2 \right)^{-3/2} \quad (2.27)$$

D'après l'expression (2.27), on constate que la phase ne suit plus une loi uniforme comme on l'a vu précédemment, ceci crée donc une distorsion de la phase qui se traduit par une modulation de fréquence parasite. La distorsion de phase peut être causée par l'étalement spectral dû à la fréquence Doppler, le temps de propagation que met l'onde transmise à parvenir au récepteur, et plus exactement la variation de ce temps selon le trajet emprunté. Plus le chemin parcouru par l'onde transmise est long, plus le temps de propagation est important, ceci entraîne une dégradation du signal reçu car le signal arrive après avoir subi plusieurs atténuations.

2.2.4 - Bande de cohérence

La bande de cohérence est définie comme étant la bande de fréquence dans laquelle les comportements des signaux sont fortement corrélés.

En plus de fournir un modèle plus complet du canal radiomobile, l'étude de la bande de cohérence s'avère cruciale car la bande de cohérence impose une limitation de la largeur de bande du signal transmis et donc de son débit d'information. On peut toujours émettre un signal dont la largeur de bande est plus grande que la bande de cohérence du canal, ce qui provoque un «évanouissement sélectif» en fréquence. Cependant, la liaison ne pourra être fiable qu'avec l'utilisation d'un égalisateur servant à contrer le brouillage intersymbole engendré par l'évanouissement sélectif.

2.2.5 - Effet Doppler et évanouissements sélectifs

L'effet Doppler provoque un élargissement du spectre de sorte que le spectre d'une porteuse non modulée ne correspond plus à une fonction de Dirac. Considérons que l'onde initialement émise à la fréquence f_c . L'onde reçue étant la somme de plusieurs ondes à cause de la propagation multi-chemins, et du fait du mouvement du véhicule à la vitesse v , les fréquences de ces ondes seront étalées dans l'intervalle

$[f_c - f_m, f_c + f_m]$ comme le décrit l'équation ci-dessous.

$$f(\phi) = f_m \cos \phi + f_c \quad (2.28)$$

où $f_m = v/\lambda$ correspond à l'élargissement maximal, et ϕ l'angle d'incidence de l'onde.

La dispersion des temps de propagation des trajets multiples conduit à rendre indépendants les évanouissements des composantes spectrales d'une onde radiofréquence lorsque leurs fréquences sont suffisamment éloignées l'une de l'autre. On obtient alors un évanouissement sélectif. En effet, un mobile se déplaçant entre des obstacles reçoit plusieurs champs en provenance de l'émetteur. Chacun de ces champs est produit par la réflexion ou la diffraction par un obstacle particulier (fixe ou mobile), et donc le champ total est l'addition de ces composantes qui sont décalées en temps et en fréquence les unes par rapport aux autres. Le décalage dans le temps est créé par des distances de propagation différentes, et le décalage en fréquence est dû à l'effet Doppler. L'évanouissement sélectif engendre donc une fluctuation aléatoire de fréquence tout à fait semblable à la modulation parasite de fréquence due à l'effet Doppler [Des96]. L'évanouissement sélectif et l'effet Doppler se cumulent donc pour apporter une distorsion du signal transmis.

2.3 - Sources de bruit

La figure 2.2 représente un système de communication numérique. Un tel système compte parmi ses composantes, le canal physique qui introduit les perturbations néfastes. En plus des phénomènes d'évanouissement du signal dans le canal, on retrouve d'autres perturbations qui sont engendrées par différentes sources de bruit.

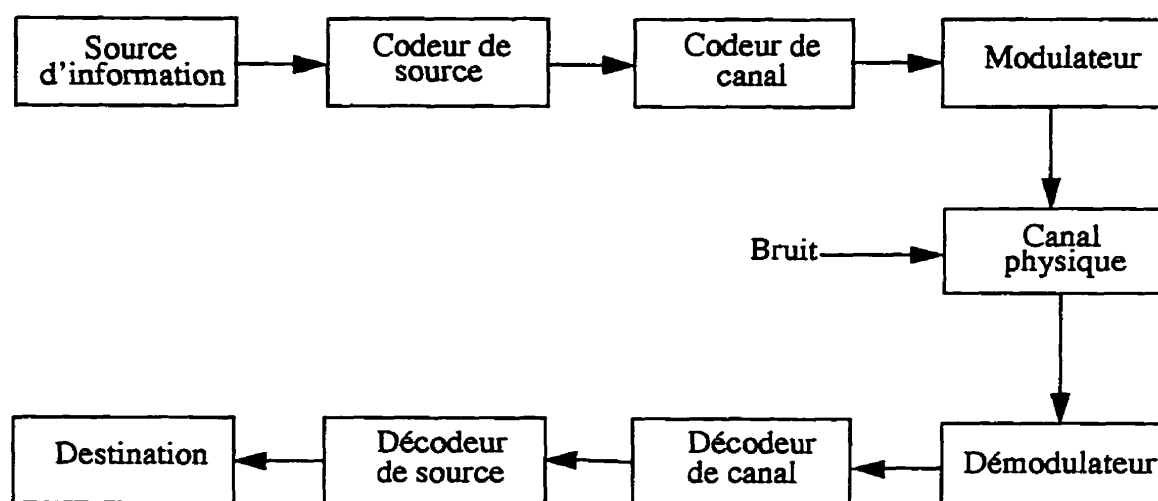


Figure 2.2 - Modèle de communication numérique

Même en l'absence de tout signal, un récepteur reçoit un champ électromagnétique non nul. Ce champ est appelé le «bruit» et provient aussi bien de l'appareil, que des sources extérieures. Nous décrivons dans ce qui suit, les sources de bruit les plus importantes en téléphonie cellulaire.

2.3.1 - Sources de bruit d'origine industrielle

Ce type de bruit est créé par des équipements industriels qui provoquent des rayonnements parasites. A titre d'exemples, on peut citer les fours micro-ondes, les lignes de transport d'énergie, les dispositifs de chauffage à induction, les systèmes d'allumage des véhicules et les enseignes lumineuses. Leurs interférences sont de courte portée, et affectent particulièrement les communications des mobiles.

L'intensité de ce bruit dépend de la densité de population et des installations industrielles de la région concernée. Ce type de bruit sera plus dominant dans les régions à forte industrialisation.

2.3.2 - Bruit thermique

C'est la forme de bruit la plus dominante, et aussi la plus rencontrée dans la littérature. Le bruit thermique est créé par l'agitation thermique des électrons dans les composants électroniques de l'équipement radio. En effet, lorsque les électrons se déplacent et entrent en collision avec les atomes, ils créent un courant. Plus la température est élevée, plus l'agitation électronique est grande, provoquant une augmentation du bruit thermique.

Dans l'évaluation des performances d'un système de communication, seul le bruit thermique est considéré; on parle alors du rapport signal à bruit comme critère de performance. Le bruit thermique de nature gaussienne est en général considéré comme étant un bruit blanc de densité spectrale constante. Dans ce mémoire, on parlera du bruit blanc additif gaussien (BBGA).

Dans ce chapitre, nous avons rappelé l'environnement radiomobile, et avons précisé ses caractéristiques de propagation. Une revue des évanouissements à grande échelle, et à petite échelle a été faite. Enfin les facteurs externes affectant la qualité des communications (bruit) ont été aussi identifiés.

Dans le chapitre suivant, on présente les notions d'accès multiples. Un accent est mis sur la technique d'accès multiples par répartition des codes.

CHAPITRE 3

NOTIONS D'ACCÈS MULTIPLES

L'accès multiple est le partage, par tous les usagers concernés par un certain point d'entrée à un réseau, d'une ressource de base mise à la disposition des usagers pour accéder au réseau.

Dans l'exemple du réseau téléphonique conventionnel, le point d'entrée est le centre de commutation des appels et la ressource de base est l'ensemble des lignes disponibles à ce centre de traitement. Dans l'optique qui nous intéresse particulièrement, celle des réseaux cellulaires, un point d'entrée est un centre de commutation et puisque les téléphones sont reliés à ce centre par un lien de radio, les ressources de base sont: la largeur de bande disponible à ce centre de traitement des appels, et le temps alloué pour chaque appel.

Dans ce chapitre, nous parlerons dans un premier temps des différentes techniques d'accès multiples; par la suite nous accorderons une importance particulière à la technique d'accès multiples par répartition des codes en décrivant ses caractéristiques, et sa structure.

3.1 - Différentes techniques d'accès multiples

L'accès multiple est nécessaire lorsque plusieurs utilisateurs transmettent leurs messages simultanément vers un seul système de réception. Il existe principalement trois types d'accès multiples pour les systèmes cellulaires.

Le premier est l'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF). Dans l'AMRF, la bande de fréquences est divisée en sous canaux. Chaque sous canal est utilisé par un seul usager pendant toute la durée de la communication. C'est la forme d'accès multiple utilisée dans les systèmes de première génération. La transmission ici est purement analogique.

La seconde forme, est l'Accès Multiple par Répartition du Temps (AMRT). L'AMRT exploite les techniques de transmissions numériques et analogiques. Ici, l'utilisateur occupe toute la largeur de bande mais seulement dans un intervalle de temps précis. Ainsi, plusieurs usagers peuvent transmettre à tour de rôle sur toute la même largeur de bande. Cette technique est très souvent utilisée dans les réseaux à commutation par paquets, les communications par satellites, et les systèmes cellulaires. Il présente des avantages par rapport à l'AMRF, parmi ceux-ci, on peut citer: sa résistance aux évanouissements de Rayleigh, et donc une augmentation de la capacité du réseau. Le principal inconvénient est qu'il faut une synchronisation temporelle, aussi bien entre les stations fixes, qu'entre les mobiles.

La dernière technique est l'Accès Multiple par Répartition des Codes (AMRC). Dans l'AMRC, toutes les transmissions se font sur la même largeur de bande, en même temps. Pour différencier les signaux, il faut que les usagers encodent leur information selon un code individuel.

Les techniques d'AMRF, et AMRT font partie des protocoles d'accès multiples déterministes, c'est à dire qu'aucun usager ne peut transmettre dans le canal jusqu'à ce qu'une assignation de canal ou de temps lui ait été attribuée; cette réservation assure à l'utilisateur qu'aucun autre usager ne transmet pendant son assignation. Tandis que l'AMRC fait partie des protocoles d'accès multiples aléatoires et asynchrones; dans les protocoles d'accès multiples aléatoires et asynchrones, dès qu'un usager a un message à transmettre vers la station de base, une fois le lien établi, il le transmet sans tenir compte

de l'état du canal de transmission, et en espérant que l'interférence dans le canal ne masque pas le signal transmis.

La capacité de la technique d'AMRF est limitée. En effet dans l'AMRF le nombre d'utilisateurs est limité au nombre de canaux disponibles. Pour l'AMRT aucun utilisateur ne peut être connecté au réseau si aucun intervalle de temps n'est disponible. Dans l'AMRC un utilisateur peut en tout moment être inséré.

La figure 3.1 représente les différentes techniques d'accès multiples définies précédemment. Cette figure est prise de l'article de Peter Paris [Par97]. Dans la figure 3.1, on utilise trois utilisateurs pour expliquer le mode de fonctionnement de chaque technique d'accès multiple. L'idée directrice dans les trois techniques est d'utiliser des signaux orthogonaux ou presque orthogonaux comme on peut bien le constater sur cette figure. Dans l'AMRF, la largeur de bande disponible est divisée en plusieurs bandes de fréquences différentes séparées par des bandes de garde, de sorte qu'il n'y ait pas de chevauchement entre ces dernières. Chaque bande de fréquences est occupée par un utilisateur pendant toute la durée de transmission comme l'illustre la figure 3.1. Pour l'AMRT, la durée de transmission des signaux est divisée en plusieurs intervalles de temps, occupés chacun par un utilisateur, et séparés par des temps de garde pour éviter les chevauchements. Chaque utilisateur occupe toute la largeur de bande durant l'intervalle de temps qui lui a été alloué. Enfin dans l'AMRC, il n'y a ni division de fréquences ni division de temps comme c'est le cas pour les techniques d'AMRF et d'AMRT. Ici, les signaux sont transmis simultanément mais non de façon synchrone, et se partagent tous la même largeur de bande disponible, et ceci pendant toute la durée de transmission; chaque utilisateur est identifié par un code qui permet de le différencier d'un autre.

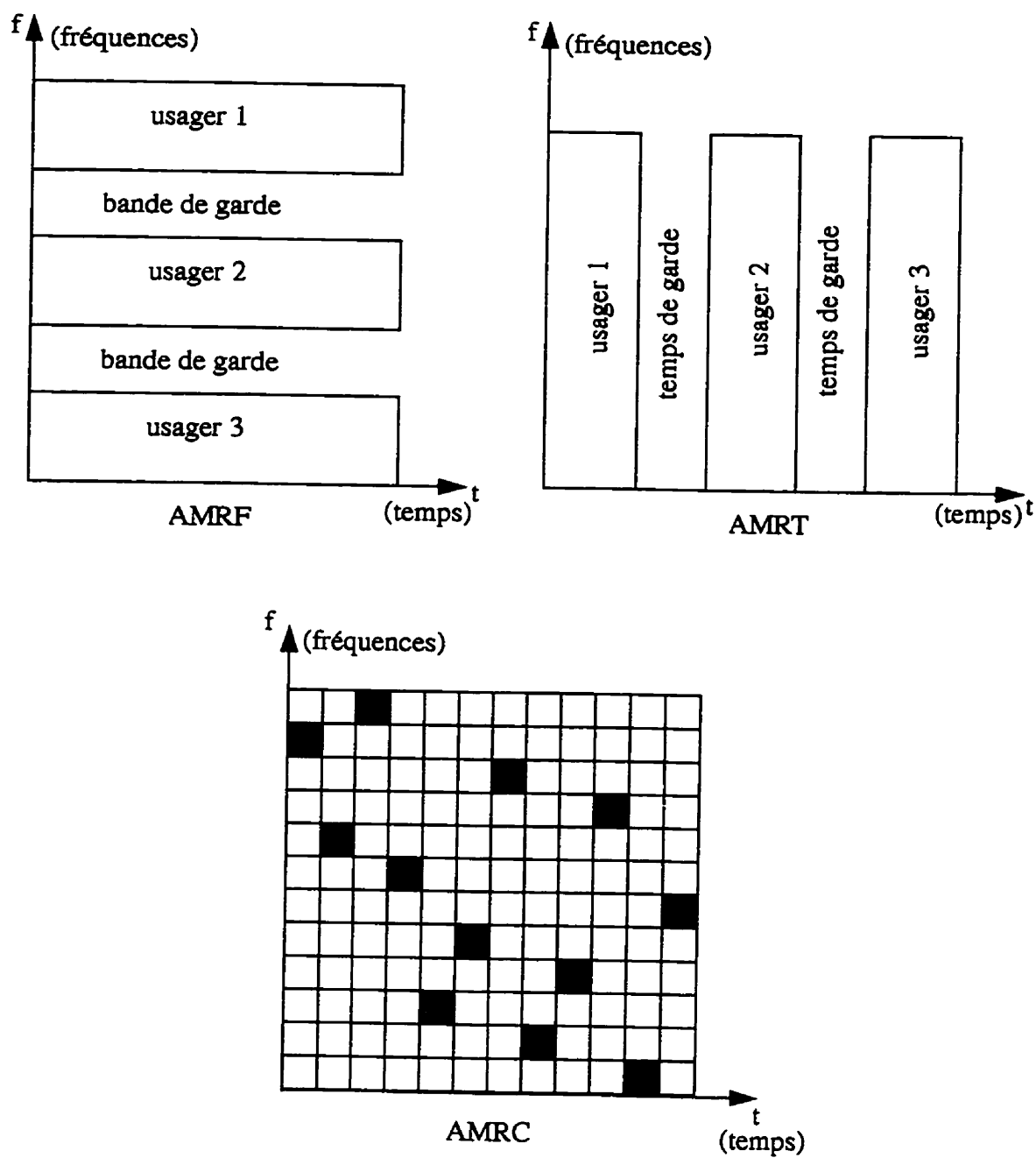


Figure 3.1 - Schémas de principes des différentes Techniques d'accès multiples

Dans ce qui suit, nous procédons à une analyse comparative des techniques d'AMRT et AMRC.

3.2 - Analyse comparative des techniques d'AMRC et AMRT

Nous avons vu précédemment que dans les systèmes à AMRT, aucun usager ne peut s'ajouter au système si tous les intervalles de temps sont occupés; par contre, dans les systèmes à AMRC, la capacité n'est pas définie de la même manière. Étant donné qu'un usager peut accéder en tout temps à la station de base sans risque de blocage, il s'ensuit une augmentation de l'interférence due à l'accès multiple (MAI) qui entraîne de sérieuses dégradations du système. La question que l'on se pose est: *«combien d'utilisateurs au maximum peuvent être connectés dans un système à AMRC sans dépasser une probabilité d'erreur donnée?»*. Cette question a été analysée par Turin [Tur84]. Certaines analyses ont été faites en considérant un contrôle de puissance parfait. Cependant, les systèmes AMRC souffrent du problème «proche-lointain» qui est dû au fait qu'une station de base recevra une meilleure qualité de signal pour les mobiles qui lui sont proches par rapport à ceux qui s'en trouvent éloignés, créant un effet de masque, et causant un assez grand niveau d'interférences. Donc une hypothèse de contrôle de puissance parfait biaiserait les résultats d'une analyse comparative des deux techniques d'accès multiple.

Des études faites par Qiang Wang [Wan92], montrent que la capacité dans les systèmes AMRC est, sous certaines conditions, supérieure à celle des systèmes à AMRT, par contre sous d'autres conditions le constat est contraire. Nous présentons ici les résultats importants de cette analyse.

Dans son analyse, Wang considère deux cas. Le premier est celui où le canal est soumis à des évanouissements de type lognormal (log-normal shadowing), d'écart type σ . Les performances du système utilisant l'AMRC sont affectées dans ce cas

par la variation de l'écart type σ . Ainsi, en considérant un écart type $\sigma = 1 \text{ dB}$, la capacité d'un système utilisant l'AMRC, dans les deux liaisons montante et descendante est à peu près 50% plus grande que celle d'un système à AMRT. Tandis que en considérant un écart type $\sigma = 8 \text{ dB}$, la capacité d'un système à AMRC est inférieure au tiers de la capacité d'un système utilisant l'AMRT.

Le second cas est celui où le canal est soumis à des évanouissements de Rayleigh. Dans ce cas, Wang montre que les performances des deux techniques d'accès multiple sont quasi-identiques dans la liaison montante.

Dans le but de rendre les systèmes à AMRC plus performants que ceux à AMRT, deux possibilités peuvent être envisagées [Wan92]:

- réduire l'écart type de la puissance moyenne du signal reçu,
- réduire le rapport E_b/N_0 requis pour chaque usager afin maintenir une probabilité d'erreur acceptable comme le propose Ananasso [Ana95].

Les systèmes à AMRC utilisent un récepteur à corrélation et un algorithme sophistiqué de contrôle de puissance. Les deux techniques d'accès multiple utilisent des méthodes de synchronisation. La complexité additionnelle du codage et de l'entrelacement est comparable dans les deux méthodes d'accès multiples. Un avantage de l'AMRC est dû au fait que la dégradation des performances est suivie d'une augmentation de la capacité et vice versa. Tandis que dans l'AMRT, il y a blocage lorsque tous les canaux sont utilisés dans la trame, et par conséquent il en découle une limite du nombre de canaux par cellule. Des propositions ont été faites pour étendre la version initiale de l'AMRT, celles-ci incluent les techniques de réassignation des canaux durant les temps de pause dans une conversation. Ces propositions d'extension de l'AMRT mettront en pratique les statistiques de multiplexage des données de l'utilisateur, c'est à dire des protocoles d'accès multiple par réservation de paquets [Goo91]. L'augmentation de la capacité dépendra alors du taux de perte de paquets acceptable ; en d'autres termes de la probabilité

de perte d'un paquet.

Plusieurs comparaisons entre les techniques d'AMRT et d'AMRC ont été faites dans la littérature [Par97], [Wan92], [Tur84]. Ces comparaisons sont parfois biaisées car elles posent des hypothèses qui privilégient une technique par rapport à l'autre. À l'issue de cette analyse, il ressort certains points importants:

- lorsque le rapport signal à bruit est grand, l'AMRC donne une capacité égale au double de celle de l'AMRT,
- les détecteurs multi-usagers sont essentiels pour réaliser de bonnes performances dans les systèmes d'AMRC; ces détecteurs servent à évaluer le niveau de puissance de chaque usager dans une cellule donnée. Ceci est utile pour le contrôle de puissance qui pose un grand problème dans les systèmes AMRC,
- l'interférence multi-cellules dans les systèmes d'AMRC a un effet préjudiciable quand le rapport signal à bruit est grand, mais peut être exploitée à l'aide d'une diversité par combinaison pour augmenter la capacité quand le rapport signal à bruit est petit,
- l'interférence due à l'accès multiple (MAI) dans les systèmes AMRC limite considérablement les performances du système. On dit alors que les systèmes AMRC sont limités en interférence. Mais, cette interférence peut être atténuée en utilisant l'activité vocale, et la sectorisation des antennes,
- pour les systèmes AMRC, un bon contrôle de puissance est nécessaire dans le but de réduire l'écart type de la puissance moyenne du signal reçu, et de résoudre le problème «proche-lointain».

En résumé, on peut dire que l'AMRC et l'AMRT sont deux techniques

exploitant des technologies différentes. Sous certaines conditions, l'AMRC est meilleur que l'AMRT, et sous d'autres le constat est contraire. Selon l'usage, on peut tout aussi bien opter pour l'une plutôt que pour l'autre de ces techniques. Certains auteurs considèrent que l'AMRC est meilleur pour les communications terrestres, et d'autres que l'AMRT est la technique qui convient le mieux aux communications par satellites. À titre d'exemple, la compagnie MOTOROLA utilise l'AMRC pour les communications terrestres, et l'AMRT pour ses communications par satellites. Le débat entre les adeptes des deux techniques d'accès multiples n'est pas résolu.

3.3 - Caractéristiques de la technique d'AMRC

3.3.1 - Technique asynchrone et aléatoire

Nous avons vu précédemment que l'AMRC faisait partie des protocoles d'accès multiples aléatoires et asynchrones. Cette nature lui procure un grand avantage. Un usager peut en tout temps accéder à la station de base sans avoir à attendre qu'un canal libre lui soit assigné. Puisqu'il n'y a pas de réservation de canaux, tous les appels sont acheminés sans risque de blocage, contrairement aux techniques d'AMRF et AMRT. On dit alors que le système a la caractéristique de ne pas être limité en capacité, même s'il est vrai que dans certains cas cela peut s'avérer néfaste pour la qualité de service.

3.3.2 - Activité vocale

L'AMRC faisant partie des protocoles d'accès multiples aléatoires, durant une conversation, quand il y a silence (absence de signal), le codeur de voix diminue fortement son taux de codage. Ceci a pour effet de diminuer l'interférence dans le canal. Il a été démontré que, dans une conversation, un usager est effectivement actif à

peu près à 35% du temps. Durant les 65% du temps, il y a donc silence.

Certains modèles ont été proposés pour mettre à profit de cette activité de la voix. Très souvent, on modélise l'activité vocale par une loi binomiale. Ceci dit, si on considère que v le facteur d'activité vocale représente la probabilité qu'un usager transmette le signal dans un canal, et donc soit actif, et si on suppose que l'on a M usagers par cellule, la probabilité que k usagers appartenant à la même cellule soient actifs est [Jan95]:

$$P(v) = \binom{M}{k} v^k (1-v)^{M-k} \quad (3.1)$$

où:

$$\binom{M}{k} = \frac{M!}{k! (M-k)!} \quad (3.2)$$

De sorte qu'en moyenne, il y a $E(v) = vM$ usagers actifs par cellule, d'où une diminution de l'interférence. On verra l'effet de l'activité vocale sur les performances du système au chapitre 6.

3.3.3 - Facteur de réutilisation de fréquence

Dans l'AMRC, la largeur de bande du canal est réutilisée dans toutes les cellules. L'efficacité spectrale du système est donc augmentée par un facteur égal au nombre de fois où la fréquence est réutilisée à l'intérieur d'une zone de couverture. Et le nombre de fois où la fréquence est réutilisée dépend des facteurs tels que la diversité, les méthodes de codage, les caractéristiques de propagation du canal, et la structure cellulaire.

3.3.4 - Sectorisation d'antennes et transfert de cellules

La sectorisation d'antennes dans l'AMRC est beaucoup plus efficace pour augmenter la capacité comparativement aux techniques d'AMRF et AMRT. Dans l'AMRC les cellules sont typiquement divisées en 3 secteurs de 120°. L'augmentation de

l'interférence due au chevauchement des secteurs dans l'AMRC est minime. Ceci est atténué par le gain que lui procure la technique de Soft Handoff (transfert intercellulaire) entre les secteurs. Il est à noter que la technique de Soft Handoff utilisée dans l'AMRC permet d'étendre la zone de couverture et augmente la capacité comme l'a montré Viterbi [Vit94]. L'étude de l'effet de la sectorisation sur les performances du système est abordée au chapitre 6.

Dans les systèmes à AMRC, lors du transfert de cellules, le mobile n'a pas à se syntoniser sur la fréquence de la station de base de la nouvelle cellule. De plus, lors d'une transition vers une nouvelle cellule, l'utilisateur continue à transmettre sans faire de demande d'allocation de canal puisqu'aucune réservation n'est nécessaire.

Un autre avantage réside dans le fait que la liaison avec le mobile ne s'établit pas forcément avec la station de base la plus proche. Le mobile peut contrôler la qualité du lien par rapport à deux stations de base de cellules différentes et choisir le lien qui lui exige le moins de puissance. Cet aspect est avantageux lorsque le mobile se trouve dans la région limitrophe de deux cellules où les obstacles majeurs masquent la liaison du mobile à la station de base.

3.3.5 - Faible rapport $E_b / (N_0 + I_0)$ requis

Le rapport $E_b / (N_0 + I_0)$ représente le rapport entre l'énergie par bit d'information E_b , sur la densité spectrale du bruit thermique N_0 plus interférence I_0 . Ce rapport donne une mesure de la performance de la liaison montante dans les systèmes à AMRC. Les systèmes à AMRC utilisent une combinaison du codage correcteur d'erreur et d'un démodulateur numérique efficace dans l'implantation de leur réseau cellulaire. Ceci a pour effet de diminuer le rapport $E_b / (N_0 + I_0)$ requis pour satisfaire une probabilité d'erreur donnée. La réduction du rapport $E_b / (N_0 + I_0)$ a pour effet d'augmenter la capacité

du système, d'accroître le rayon de la zone de couverture des cellules, et de diminuer la puissance d'émission des signaux.

3.4 - Structure de la technique d'AMRC

La technique d'AMRC est essentiellement basée sur les notions d'étalement de spectre. Dans ce qui suit, nous décrivons l'utilité de l'étalement spectral et les différentes méthodes utilisées.

3.4.1 - Étalement spectral

L'étalement spectral est une technique de transmission numérique de l'information dans laquelle le signal transmis dans le canal occupe une largeur de bande beaucoup plus grande que la largeur de bande du signal en bande de base. C'est une technique qui permet de réduire l'interférence, elle permet en outre d'assurer une bonne confidentialité. En effet, l'étalement est assuré par un signal pseudo-aléatoire appelé code de l'étalement. Ce code est indépendant de l'information et est connu du récepteur, ce qui lui permet de récupérer le signal. L'étalement étant effectué par un signal pseudo-aléatoire, la récupération du signal étalé est rendue difficile.

Il existe trois formes d'étalement spectral: l'étalement par sauts de temps (Time Hopping), l'étalement par sauts de fréquence (Frequency Hopping), et l'étalement par séquence directe (Direct Sequence: DS). Nous verrons les particularités de ces trois formes d'étalement, en accordant une importance à l'étalement par séquence directe qui est la forme utilisée dans cet ouvrage. Pour plus détails, le lecteur pourra se référer à [Pet95].

3.4.1.1 - Étalement par sauts de temps

Dans cette forme d'étalement spectral, un intervalle de transmission de

durée T est divisé en plusieurs créneaux de durée $T_c = 1/f_p$, où f_p représente la fréquence de la séquence pseudo-aléatoire. Il faut bien entendu que le nombre de créneaux dans l'intervalle de temps de durée T_c soit supérieur au nombre de bits à transmettre dans l'intervalle de durée T pour qu'il y ait étalement.

Cette forme d'étalement spectral nécessite une synchronisation parfaite entre les usagers, et ne peut par conséquent être utilisée dans un système d'AMRC qui est souvent de nature asynchrone.

3.4.1.2 - Étalement par sauts de fréquences

Dans l'étalement spectral par sauts de fréquences, la largeur de bande du canal est segmentée en plusieurs sous-canaux. L'étalement par sauts de fréquences peut s'établir de deux façons [Pet95]: par sauts lents, ou par sauts rapides. La classification dans l'étalement par sauts de fréquences se fait en se basant sur la relation entre la durée d'un saut de fréquence T_h (hop time), et la durée d'un symbole codé T_s [Mil97]. Dans l'étalement par sauts de fréquences rapides $T_s = NT_h$, où N est un entier naturel non nul, tandis que dans un étalement par sauts de fréquences lents, $T_h = NT_s$. En d'autres termes dans un étalement par sauts de fréquences rapides, il y a plus d'un saut par symbole codé, et dans celui à sauts lents, il y a plus d'un symbole codé par saut de fréquence. L'étalement par sauts de fréquences lents est la méthode la plus utilisée. La sélection des sous-canaux se fait de façon pseudo-aléatoire.

La modulation utilisée pour transmettre le signal peut être de type PSK (modulation de phase), ou de type FSK (modulation de fréquence) et autres.

3.4.1.3 - Étalement par séquence directe

Cette technique est celle la plus exploitée dans les systèmes à AMRC. L'étalement par séquence directe est effectué, en modulant la séquence d'information

directement avec un signal pseudo-aléatoire de grande largeur de bande. La forme la plus simple de l'étalement par séquence directe utilise une modulation BPSK. En notant, $c(t)$ la séquence pseudo-aléatoire qui peut prendre les valeurs ∓ 1 , T la durée d'un bit, T_c la durée d'un créneau (chip), P la puissance du signal représentant les données modulées, ω_0 la fréquence angulaire de la porteuse en radians par seconde, et θ_d la phase; le signal émis est [Pet95]:

$$s_t = \sqrt{2P} c(t) \cos(\omega_0 t + \theta_d(t)) \quad (3.3)$$

Le gain de traitement est défini par:

$$G_p = \frac{T}{T_c} \quad (3.4)$$

La figure 3.2 représente la structure de l'émetteur utilisant une séquence directe BPSK.

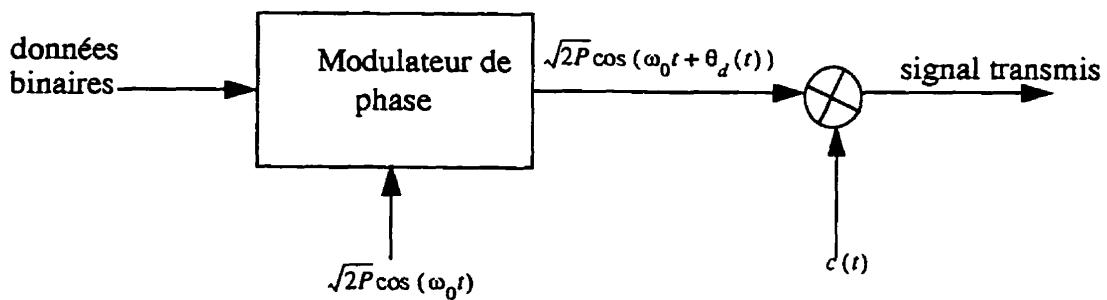


Figure 3.2 - Émetteur AMRC utilisant la séquence directe avec modulation BPSK

Pour comprendre la raison pour laquelle la séquence directe combat efficacement les interférences, il est important de l'étudier dans le domaine spectral. En considérant les bits d'informations binaires «0» et «1» équiprobables, les spectres de densité de puissance de la séquence d'information $S_b(f)$, et de la séquence étalée $S_e(f)$ s'écrivent:

$$S_b(f) = \frac{T}{4} [Sa(\pi f T)]^2 \quad (3.5)$$

$$S_e(f) = \frac{T_c}{4} [Sa(\pi f T_c)]^2 \quad (3.6)$$

où la fonction $Sa(x) = \sin(x)/x$. En substituant l'équation (3.4) dans (3.6), on obtient:

$$S_e(f) = \frac{T}{4G_p} \left[Sa\left(\frac{\pi f T}{G_p}\right) \right]^2. \quad (3.7)$$

Les spectres de densité de puissance de la séquence d'information $S_b(f)$ et de la séquence étalée $S_e(f)$ sont représentés à la figure 3.3.

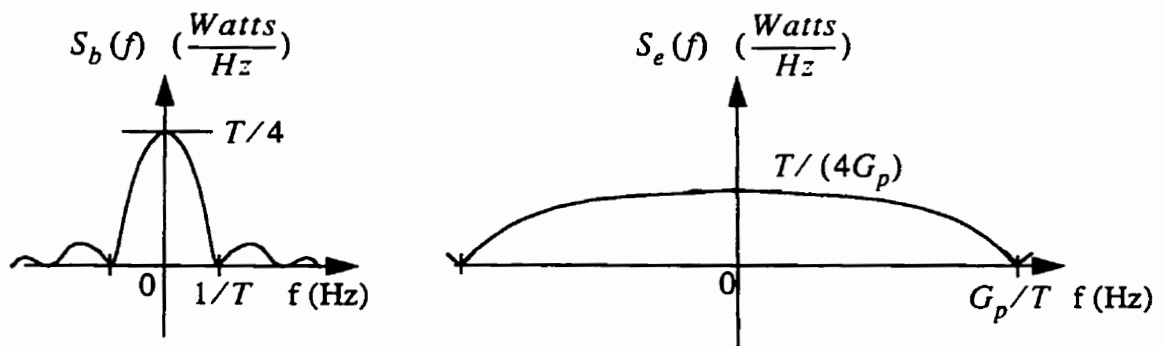


Figure 3.3 - Spectres de densité de puissance de la séquence d'information et de la séquence étalée par séquence directe [Meh96].

À la figure 3.3, on voit qu'il y a une augmentation de la largeur de bande du signal étalé par rapport à celle du signal non-étalé qui s'exprime par un gain qui est égal à G_p appelé gain de traitement; on a aussi une diminution de la puissance par ce même facteur. Donc un grand gain de traitement permet de diminuer l'interférence entre les usagers. Par conséquent, on a intérêt à avoir un gain de traitement le plus grand possible.

Dans un système à AMRC utilisant M usagers par cellules, en se fixant un usager quelconque, les $(M - 1)$ autres usagers constituent pour ce dernier une source d'interférences. Le récepteur synchronisé sur un usager en particulier appelé usager de référence, doit déterminer la séquence étalée, qui émane de l'utilisateur considéré, parmi toutes les séquences étalées du canal. On cherche alors à minimiser l'erreur quadratique moyenne lors de la transmission d'un signal [Mon95]. Pour ce faire, on devrait utiliser un récepteur à corrélation fonctionnant sur la séquence pseudo-aléatoire de l'utilisateur de référence.

Il est donc important de trouver de bons générateurs de séquences pseudo-aléatoires, car les séquences pseudo-aléatoires permettent de réduire l'interférence inter-usagers qui est la forme d'interférence rencontrée chez les usagers qui se trouvent dans une même cellule. Les meilleures séquences sont celles dont la fonction d'autocorrélation se rapproche le plus d'une fonction de Dirac à l'origine, et dont l'intercorrélation entre les séquences pseudo-aléatoires est la plus faible possible. Mais en général, il est impossible de trouver les séquences qui ont ces deux propriétés. Il faut donc faire un compromis entre le nombre de séquences et leur qualité.

Les séquences qui offrent ce genre de compromis sont les séquences de Gold, comme dans [Lef94]. Ce sont ces séquences qui seront utilisées dans cet ouvrage.

3.4.2 - Étalement spectral par les séquences pseudo-aléatoires

La séquence pseudo-aléatoire permet d'étaler le spectre du signal de la séquence d'information. Par contre, le codage convolutionnel utilisant les taux de codage faibles étale aussi le spectre du signal de la séquence d'information par un facteur ν , $\nu = 1/R$ où R est le taux de codage. En notant T , la durée d'un bit d'information, T_ν la durée d'un symbole codé et T_c celle d'un chip de la séquence pseudo-aléatoire, le gain de

traitement est T/T_c et le taux de codage est $R = T_v/T$. L'étalement causé par le codeur convolutionnel est $T/T_v = v$. Chaque symbole codé est influencé par T/vT_c chips de la séquence pseudo-aléatoire.

Il existe deux façons de combiner les séquences pseudo-aléatoires et les codes convolutionnels afin d'effectuer l'étalement spectral: par application directe de la séquence pseudo-aléatoire de longueur T/vT_c chips sur chaque symbole codé, et par application partielle de la séquence pseudo-aléatoire de longueur T/T_c sur l'ensemble des symboles codés correspondant au bit d'information. Ces deux méthodes sont illustrées à la figure 3.4 qui est prise du mémoire de Lefrançois [Lef94]. Dans la cette figure, le taux de codage vaut $R=1/4$, et le gain de traitement $G_p = 28$.

Dans la méthode par application partielle, la longueur de la séquence pseudo-aléatoire est plus grande par rapport à celle utilisée pour l'application directe. Or, plus les séquences pseudo-aléatoires sont longues, plus le nombre de séquences disponibles est important. Dans le cadre de cet ouvrage, nous utiliserons la méthode par application partielle de la séquence pseudo-aléatoire.

3.4.3 - Application des codes convolutionnels de faibles taux de codage dans le systèmes AMRC

Dans les systèmes AMRC, on assigne à chaque usager un code d'étalement différent qui génère une séquence pseudo-aléatoire pour que le signal puisse être déterminé au récepteur. Un des problèmes lorsqu'on utilise l'étalement spectral appliqué aux systèmes d'accès multiples, est de trouver un système de codes tel qu'un plus grand nombre possible d'utilisateurs puisse utiliser la même bande de fréquence avec une interférence mutuelle la plus faible possible.

Le gain de traitement est généralement très élevé, $G_p = B_e/B_b \gg 1$ où $B_b \approx R_b$, avec R_b le taux de transmission des bits d'informations. Puisque $B_e \approx R_c$ où R_c

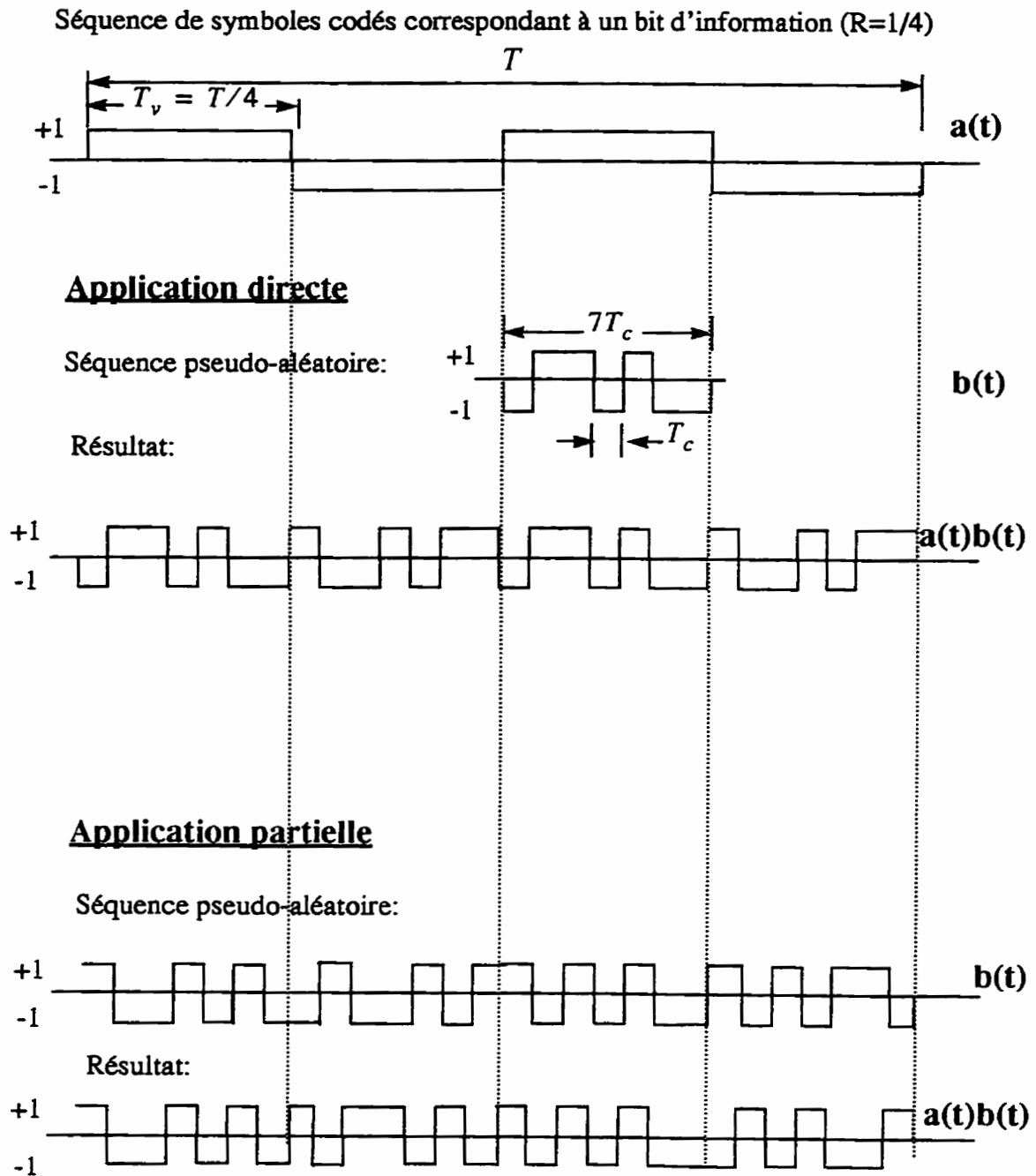


Figure 3.4 - Étalement de la séquence pseudo-aléatoire par application directe, et partielle [Lef94]

est le taux de transmission des chips de la séquence pseudo-aléatoire, alors $R_c \gg R_b$.

La redondance et l'augmentation de la largeur de bande du signal occasionnées par la séquence pseudo-aléatoire sont évidentes. Le codage convolutionnel est une technique très utilisée et très connue permettant d'augmenter la largeur de bande du signal numérique et d'instaurer la redondance. L'application des codes convolutionnels permet d'obtenir un certain gain de codage. Le gain de traitement obtenu en tenant compte du codage convolutionnel est donné par:

$$G_p = G_e G_c \quad (3.8)$$

où G_c et G_e représentent respectivement les gains dus au codage et à l'étalement.

En ce qui concerne la technique d'AMRC, l'émetteur n'est pas limité en largeur de bande, mais il est limité en puissance. De plus, les performances obtenues au récepteur sont tributaires de l'importance de l'interférence, par conséquent le système cellulaire est donc limité en interférence. La grande largeur de bande allouée aux systèmes AMRC permet d'appliquer les codes convolutionnels de faibles taux de codage. On a vu précédemment que le codage convolutionnel utilisant de faibles taux de codage permettait d'étaler le spectre de la séquence d'information par un facteur $v = 1/R$, où R représente le taux de codage. Plus ce taux est faible, plus grand est l'étalement et à la limite, toute la largeur de bande du code convolutionnel pourra être utilisée pour l'étalement. Par contre, une mise en garde s'impose. Pour que la diminution du taux de codage soit profitable, l'augmentation du gain de codage causée par un taux de codage plus faible doit au moins compenser la diminution de la contribution des séquences pseudo-aléatoires à l'étalement. L'étude des codes convolutionnels destinés aux systèmes AMRC a été faite par Lefrançois [Lef94]. L'utilisation des codes convolutionnels de faibles taux de codages dans les systèmes AMRC a donné une augmentation de la capacité, en nombre d'utilisateurs [Meh96].

Dans ce chapitre, nous avons vu les notions d'accès multiple, et avons décrit les différentes techniques. Une comparaison entre les techniques d'AMRT, et AMRC a été faite. Une analyse des caractéristiques de la technique d'AMRC a été abordée, et enfin nous avons examiné la structure des systèmes AMRC.

Dans le chapitre suivant, nous examinerons les problèmes d'interférences dans les systèmes de communications personnelles terrestres.

CHAPITRE 4

ÉTUDE DES INTERFÉRENCES

Dans ce chapitre, nous étudions les interférences dans les systèmes cellulaires utilisant l'AMRC. Dans un premier temps, nous examinons l'interférence inter-usagers qui est issue des usagers appartenant à une même cellule; ensuite nous verrons l'interférence inter-cellules qui est provoquée par les usagers qui se trouvent à l'intérieur des cellules adjacentes. Nous aborderons ensuite l'analyse de l'interférence totale qui découle des deux modèles; enfin une borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit sera établie. Toute l'étude est faite pour la liaison montante (mobile à station de base).

Avant d'analyser les interférences, il est nécessaire de poser un certain nombre d'hypothèses afin de pouvoir établir un modèle. Afin d'alléger le modèle, nous ne tenons pas compte des phénomènes d'évanouissement dans le canal radio, ces derniers seront pris en considération au chapitre 5. L'analyse est faite pour la liaison montante (mobile à station de base).

4.1 - Analyse de l'interférence du modèle cellule à unique dans les systèmes à AMRC

4.1.1 - Définitions et hypothèses

L'interférence inter-usagers est provoquée par les usagers d'une même cellule; son analyse nécessite une modélisation de la structure du système cellulaire. Pour ce faire, il convient d'abord de définir certaines notions avant de poser des hypothèses. L'utilisateur de référence est l'utilisateur pour lequel on cherche à évaluer les performances. Le

récepteur de la station de base est synchronisé sur cet usager. Les usagers en interférence sont ceux pour lesquels les signaux transmis dans le canal de transmission sont superposés au signal de l'usager de référence. Dans les systèmes utilisant l'AMRC, tous les autres usagers de la cellule sont considérés comme étant des sources d'interférence pour l'usager de référence. La station de base de référence est celle avec laquelle l'usager de référence est en liaison.

L'analyse est faite en se basant sur les hypothèses suivantes:

- l'algorithme de contrôle de puissance est tel que l'erreur due à l'imperfection du contrôle de puissance suit une loi log-normale [Mon95],
- les évanouissements sont très lents, et il n'y a aucun trajet multiple.
- le bruit est considéré comme étant blanc gaussien et additif (BBGA),
- l'interférence créée par les autres usagers de la cellule, selon la loi des grands nombres, est approximée par une loi gaussienne [Voj94].

4.1.2 - Modèle du système

Soient $a^{(k)}(t)$ les symboles codés provenant de l'usager k , $b^{(k)}(t)$ la séquence pseudo-aléatoire de ce même usager, E_s l'énergie par symbole codé transmis dans le canal, T , T_c , et T_v respectivement les durées d'un bit d'information, d'un chip de la séquence pseudo-aléatoire, et d'un symbole codé; le signal qui arrive au récepteur résultant de la superposition des signaux de M usagers en communication pour un système asynchrone s'écrit:

$$r(t) = \left[\sum_{k=0}^{M-1} \lambda_k \sqrt{E_s} a^{(k)}(t-\tau_k) b^{(k)}(t-\tau_k) \varphi_k(t-\tau_k) \right] + \eta(t) \quad (4.1)$$

où les $\varphi_k(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(2\pi f_p t + \theta_k)$ représentent les fonctions de base, $\eta(t)$ représente le bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance $N_0/2$, et $f_p = 1/T_c$ est la fréquence porteuse. Les coefficients λ_k représentent l'imperfection due

à une erreur de contrôle de puissance pour l'utilisateur k . Ils suivent une loi log-normale de paramètre σ_c ; θ_k et τ_k représentent respectivement la phase et le délai du signal de ce même usager.

Les variables aléatoires $\{\theta_k\}$ sont identiquement distribuées et indépendantes; elles suivent une loi uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi]$. De même les variables $\{\tau_k\}$ sont identiquement distribuées et indépendantes; elles suivent une loi uniforme sur l'intervalle $[0, T_v]$. $a^{(k)}(t)$, et $b^{(k)}(t)$, sont tels que $a^{(k)}(t)b^{(k)}(t) \in \{-1, 1\}$. La figure 4.1 représente le modèle du système considéré.

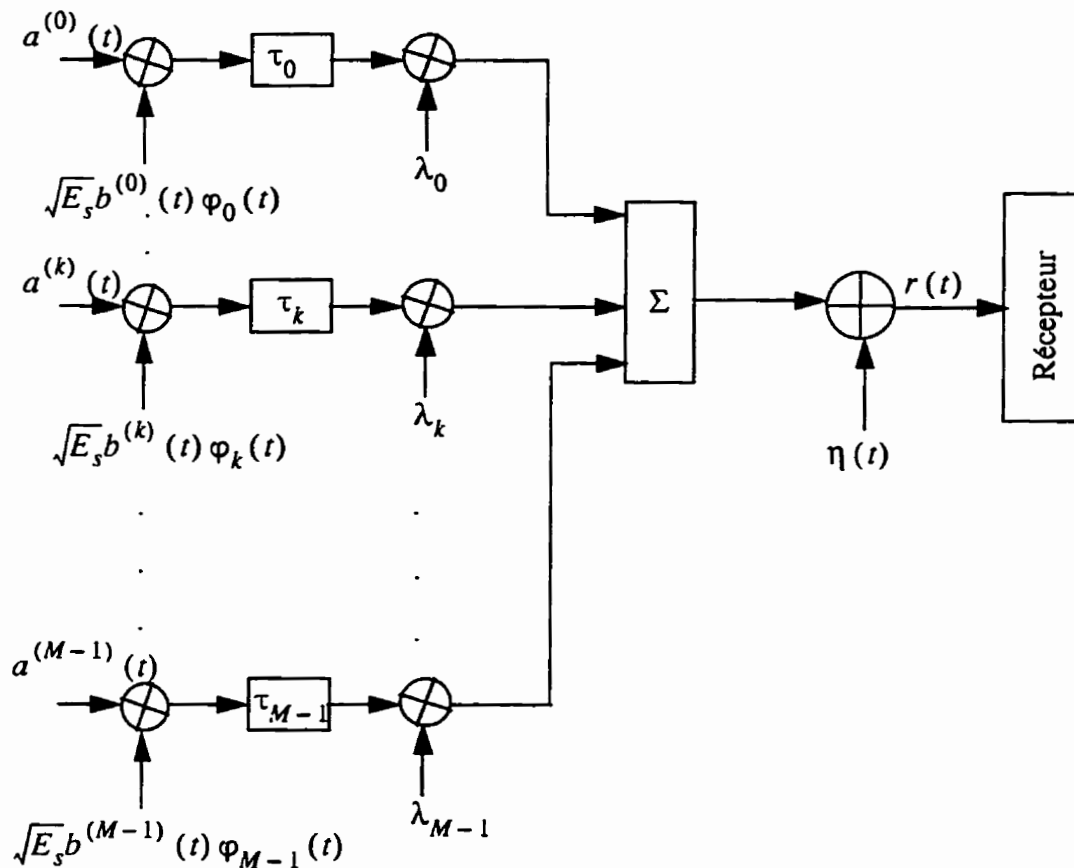


Figure 4.1 - Modèle du système

4.1.3 - Analyse de l'interférence inter-usagers

Nous avons vu que l'erreur due au contrôle de puissance suivait une loi log-normale. On dit qu'une variable aléatoire Y suit une loi log-normale de paramètres μ et σ , si il existe une variable aléatoire X telle que $X = \ln(Y)$, où X est une loi normale de moyenne μ , et variance σ^2 . La fonction de densité de Y s'écrit alors [Pap84]:

$$f_Y(y) = \frac{1}{y\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(y) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (4.2)$$

La moyenne et le second moment de la variable Y sont respectivement donnés par les équations (II.9), et (II. 16): $E[Y] = \exp(\mu + \sigma^2/2)$ et $E[Y^2] = \exp(2\mu + 2\sigma^2)$.

Dans le cadre de cet ouvrage, les facteurs décrivant l'imperfection du contrôle de puissance λ_k s'écrivent $\lambda_k = \exp(x_k)$, où les $\{x_k\}$ représentent l'erreur due au contrôle de puissance [Mon95]. Les $\{x_k\}$ suivent une loi gaussienne de moyenne $\mu = 0$ et de variance σ_c^2 [Mon95].

Nous suivons ici les développements de Lefrançois [Lef95] et Mehn [Meh96]. On a supposé que le récepteur était synchronisé avec l'utilisateur de référence. En réécrivant l'équation (4.1) de façon à faire ressortir le terme du signal de l'utilisateur de référence, on a:

$$\begin{aligned} r(t) = & \lambda \sqrt{E_s} a^{(0)}(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) \\ & + \left[\sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \sqrt{E_s} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) \varphi'_k(t) \right] + \eta(t). \end{aligned} \quad (4.3)$$

Dans cette nouvelle expression, $\tau'_k = \tau_k - \tau_0$, $\varphi'_k(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(2\pi f_p t + \theta'_k)$, avec $\theta'_k = \vartheta_k - \vartheta_0$; où $\vartheta_k = \theta_k - 2\pi f_p \tau_k$, et on a posé: $\lambda_0 = \lambda$. Dans l'équation (4.3), tout est considéré par rapport à l'utilisateur de référence qui est représenté par celui dont l'indice

$k = 0$. Ceci est fait dans le but d'évaluer la sortie du récepteur à corrélation qui comme nous l'avons déjà mentionné est synchronisé par rapport à ce dernier. La sortie du récepteur à corrélation correspondant au symbole codé i de durée T_v s'écrit alors :

$$\begin{aligned}
 e_i(T_v) = & \int_{t=0}^{T_v} s(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt = \lambda \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) \int_{t=0}^{T_v} (b^{(0)}(t))^2 \varphi_0^2(t) dt \\
 & + \sqrt{E_s} \int_{t=0}^{T_v} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \varphi'_k(t) \varphi_0(t) dt \quad (4.4) \\
 & + \int_{t=0}^{T_v} \eta(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt .
 \end{aligned}$$

Étant donné que $\{b_k\} \in \{-1, 1\}$, que les fonctions $\{\varphi_k\}$ de base sont normées, et que $L_p = T_v/T_c$ qui représente la longueur de la séquence pseudo-aléatoire d'étalement influencée par un symbole codé est un entier, on a [Lef94]:

$$\begin{aligned}
 e_i(T_v) = & \frac{\lambda \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c} \\
 & + \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \varphi'_k(t) \varphi_0(t) dt \quad (4.5) \\
 & + \int_{t=0}^{T_v} \eta(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt .
 \end{aligned}$$

Si on pose:

$$G_k = \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \varphi'_k(t) \varphi_0(t) dt , \quad (4.6)$$

on a en prenant $\theta_0 = 0$:

$$\varphi'_k(t) \varphi_0(t) = \frac{1}{T_c} (\cos(2\pi f_p t + \theta'_k) + \cos(\theta'_k)) . \quad (4.7)$$

De sorte que en combinant les équations (4.6) et (4.7), on a:

$$\begin{aligned} G_k = & \frac{1}{T_c} \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \cos(2\pi f_p t + \theta'_k) dt \\ & + \frac{1}{T_c} \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \cos(\theta'_k) dt . \end{aligned} \quad (4.8)$$

On suppose qu'on a un récepteur à corrélation idéal, et que le premier terme de l'équation (4.8) est nul [Voj94], d'où:

$$G_k = \frac{1}{T_c} \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) \cos(\theta'_k) dt . \quad (4.9)$$

Finalement, en substituant (4.9) dans (4.5), on a:

$$\begin{aligned} e_i(T_v) = & \frac{\lambda \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c} \\ & + \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \cos(\theta'_k) \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) dt \\ & + \int_{t=0}^{T_v} \eta(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt . \end{aligned} \quad (4.10)$$

Le premier terme de l'équation (4.10) représente l'information de l'utilisateur de référence, le deuxième terme l'interférence inter-utilisateurs, et le troisième terme le bruit blanc additif

gaussien. Le second terme est celui qui mérite d'être analysé avec grande attention. Analysons ce terme.

En examinant la sommation du second terme qu'on note J :

$$J = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \cos(\theta'_k) \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) dt . \quad (4.11)$$

En posant:

$$I_k = \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) dt . \quad (4.12)$$

Des équations (4.11) et (4.12), on a:

$$J = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \cos(\theta'_k) I_k . \quad (4.13)$$

On est intéressé à connaître les caractéristiques de J . Pour un grand nombre d'utilisateurs M , et pour un grand gain de traitement $L = T/T_c$, les variables aléatoires I_k peuvent être modélisées par une variable aléatoire gaussienne [Voj94] de moyenne nulle, et de variance $\overline{I^2}$ [Lef94]. Les variables aléatoires λ_k , θ'_k , et I_k étant statistiquement indépendantes, la moyenne de J est alors:

$$\bar{J} = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} E[\lambda_k] E[\cos(\theta'_k)] E[I_k] . \quad (4.14)$$

Puisqu'on a vu que $E[I_k] = 0$ [Voj94], il s'ensuit que $\bar{J} = 0$. Il reste à déterminer la variance de J . Ayant obtenu $\bar{J} = 0$, la variance de J est d'après (II.24):

$$\text{Var}(J) = \bar{J^2} = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{k=1}^{M-1} E[\lambda_k^2] E[(\cos(\theta'_k))^2] E[I_k^2] . \quad (4.15)$$

Les usagers suivent tous les mêmes lois de probabilité, et connaissant les statistiques de toutes les variables aléatoires de l'équation (4.15), on obtient d'après (II.27):

$$Var(J) = \frac{(M-1)}{2} E_s \frac{\bar{I}^2}{T_c^2} \exp(2\sigma_c^2). \quad (4.16)$$

Les statistiques du second terme étant connues, on peut maintenant examiner celles des premier et troisième termes de l'équation (4.10). Le premier terme est une constante, sa moyenne est tout simplement égale à lui-même et sa variance est nulle. Le troisième terme a une moyenne nulle et une variance:

$$Var\left(\int_{t=0}^{T_v} \eta(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt\right) = \frac{N_0 T_v}{2T_c}. \quad (4.17)$$

On dispose à présent de toutes les informations permettant d'obtenir les statistiques de $e_i(T_v)$. En effet, lorsque M est grand, le symbole codé $e_i(T_v)$ suit une loi gaussienne définie par:

$$N\left(\frac{\lambda \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c}, \frac{M}{2} E_s \exp(2\sigma_c^2) \frac{\bar{I}^2}{T_c^2} + \frac{N_0 T_v}{2T_c}\right). \quad (4.18)$$

On note:

$$Var[e_{int}(T_v)] = \sigma_r^2 = \frac{M}{2} \frac{E_s}{T_c^2} \exp(2\sigma_c^2) \bar{I}^2 + \frac{N_0 T_v}{2T_c}. \quad (4.19)$$

On définit enfin la variance normalisée de l'interférence inter-usagers par:

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{L_v^2 T_c^2} \bar{I}^2. \quad (4.20)$$

Où $E_s L_v = R E_b$, R est le taux de codage, E_b est l'énergie par bit, $L_v = T_v / T_c$. Une rela-

tion existe entre la variance normalisée σ_N^2 , et le taux de codage servant en partie à l'étalement. En effet, pour la séquence pseudo-aléatoire par application partielle, on a [Lef94]:

$$\sigma_N^2 = \frac{0,00065159}{R} + 0,000147 . \quad (4.21)$$

La moyenne et la variance de l'interférence permettent d'évaluer les performances du système. Dans ce qui suit, on examine l'interférence du modèle multi-cellules.

4.2 - Analyse de l'interférence du modèle multi-cellules

Nous allons à présent traiter l'interférence causée par les usagers qui se trouvent dans les cellules voisines à la cellule de référence, appelée interférence inter-cellules. Le modèle considéré ici est semblable à ceux proposés par Viterbi [Vit94], et Mehn [Meh96].

Dans un premier temps, nous présentons le modèle de propagation, puis par la suite, nous développerons les expressions permettant de connaître les statistiques de l'interférence inter-cellules.

4.2.1 - Modèle de propagation

On suppose comme dans le cas de cellule unique, que les évanouissements de Rayleigh sont inexistantes, et que le contrôle de puissance suit une loi log-normale de paramètres $\mu = 0$ et σ_c . Les signaux des usagers appartenant à la cellule de référence arriveront avec une amplitude pondérée des facteurs λ_k qui tiennent compte de l'erreur due au contrôle de puissance. Par contre les signaux des usagers appartenant aux

cellules voisines de la cellule de référence (indicées par j), arriveront à cette dernière avec une amplitude pondérée des facteurs λ_{kj} due à l'erreur de contrôle de puissance de l'autre cellule, et atténuée par les stations des autres cellules. Cette atténuation est modélisée par le produit d'une variable aléatoire log-normale et de la distance élevée à une puissance μ [Vit94]. Ainsi, pour un usager situé à une distance r de la station de base de la cellule de référence, l'atténuation est proportionnelle au terme:

$$\alpha(r, \zeta) = r^{-\mu} 10^{\zeta/10} \quad (4.22)$$

où ζ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 . μ et σ dépendent de l'environnement de propagation [Lut91]. Les valeurs généralement prises dans l'évaluation des performances d'un système sont: $\mu = 4 \text{ dB}$ et $\sigma = 8 \text{ dB}$. Dans notre analyse, on suppose que les évanouissements de Rayleigh (dûs aux trajets multiples) n'affectent pas la puissance du signal.

4.2.2 - Étude de l'interférence inter-cellules

Les développements ici sont semblables à ceux proposés par Mehn [Meh96], Lefrançois [Lef94], et Viterbi [Vit94] à la différence qu'ici, nous considérons un modèle de contrôle de puissance imparfait. Pour évaluer l'interférence causée par usager d'une cellule adjacente, il importe de déterminer la puissance avec laquelle le signal de l'utilisateur en interférence est reçue à la station de base de référence. Pour ce faire, on suppose que cet usager subit deux atténuations. La première est due à l'imperfection du contrôle de puissance de la cellule dans laquelle cet usager se trouve; cette atténuation est modélisée par les coefficients λ_{kj} . La seconde atténuation est due à la distance qui sépare cet usager de la station de base de référence. Le signal transmis par cet usager qu'on notera r_k^{ext} est alors donné par:

$$r_k^{ext}(t) = \overbrace{\left(\frac{10^{(\zeta_0/10)}}{r_0^\mu} \right)}^{\text{atténuation}} \overbrace{\left(\frac{r_m^\mu}{10^{(\zeta_m/10)}} \right) \lambda_{kj} \sqrt{E_s} a^{(k)}(t) b^{(k)}(t) \varphi_k(t)}^{\text{contrôlé par cellule adjacente}} \quad (4.23)$$

Dans cette expression, ζ_0 sert à modéliser l'atténuation entre l'utilisateur et la station de base de référence, ζ l'atténuation entre ce même utilisateur et la station de base de la cellule dans laquelle il se trouve. Ces deux variables obéissent à la même statistique c'est à dire moyenne nulle et variance σ^2 .

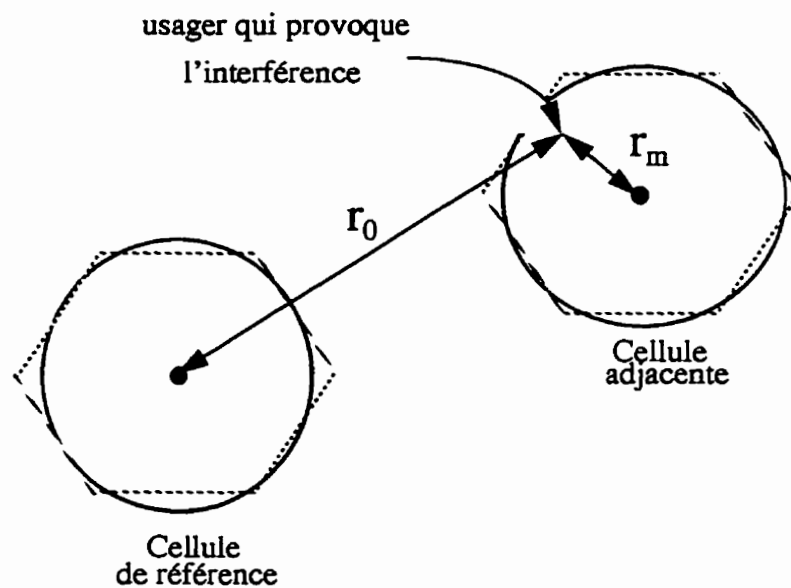


Figure 4.2 - Usager dans une cellule adjacente créant de l'interférence [Lef94]

Afin, de donner la forme du signal reçu à la station de base de la cellule de référence qui est issue de la superposition de tous les usagers situés en dehors de celle-ci, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses doivent être posées dans le but de permettre une simplification du modèle, et de mieux comprendre le principe de fonctionnement.

- On suppose que les usagers sont repartis uniformément dans la cellule qui dans un premier temps est approximée à un hexagone de densité: $\rho = \frac{2M}{3\sqrt{3}}$ usagers/unité d'aire [Vit94]; par la suite on les approximera à des cercles dans le but de simplifier l'analyse.

- Le système est divisé en classes de cellules dans lesquelles, les stations de base des cellules appartenant à une même classe sont toutes situées à la même distance de la station de base de la cellule de référence, et donc ces dernières sont placées sur un cercle de rayon variant selon la position de la classe tel qu'illustrer à la figure 4.3. Ce qui suppose en d'autres termes, qu'on a un nombre limité de cellules dans le système. Dans notre analyse, nous avons considéré une constellation de 36 cellules en nid d'abeilles. On expliquera plus loin dans le chapitre les raisons de ce choix.

- Chaque cellule est soumise à un contrôle de puissance qui lui est propre.

Avec ces hypothèses, la forme du signal reçu des usagers situés à l'extérieur de la cellule de référence s'écrit:

$$r_{ext}(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^{A_j M} \left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[(\zeta_0 - \zeta_{kj})/10]} \times \lambda_{kj} \sqrt{E_s} a^{(kj)} (t - \tau'_{kj}) b^{(kj)} (t - \tau'_{kj}) \varphi'_{kj}(t) . \quad (4.24)$$

Dans cette expression, N représente le nombre de classes de cellules dans le système, A_j le nombre de cellules dans la $j^{ème}$ classe, ζ_0 et ζ_{kj} représentent respectivement les variables aléatoires qui modélisent l'atténuation du $k^{ème}$ usager situé dans la $j^{ème}$ classe; ces variables aléatoires sont indépendantes et identiquement distribuées; elles suivent chacune une $N(0, \sigma^2)$. M est le nombre d'usagers par cellule. Les autres paramètres de l'équation

(4.24) sont définies exactement de la même façon que ceux de l'équation (4.3) obtenue pour le cas de la cellule unique, à la seule différence qu'il s'agit d'un usager k situé dans une cellule adjacente à la cellule de référence qui appartient à la $j^{\text{ème}}$ classe.

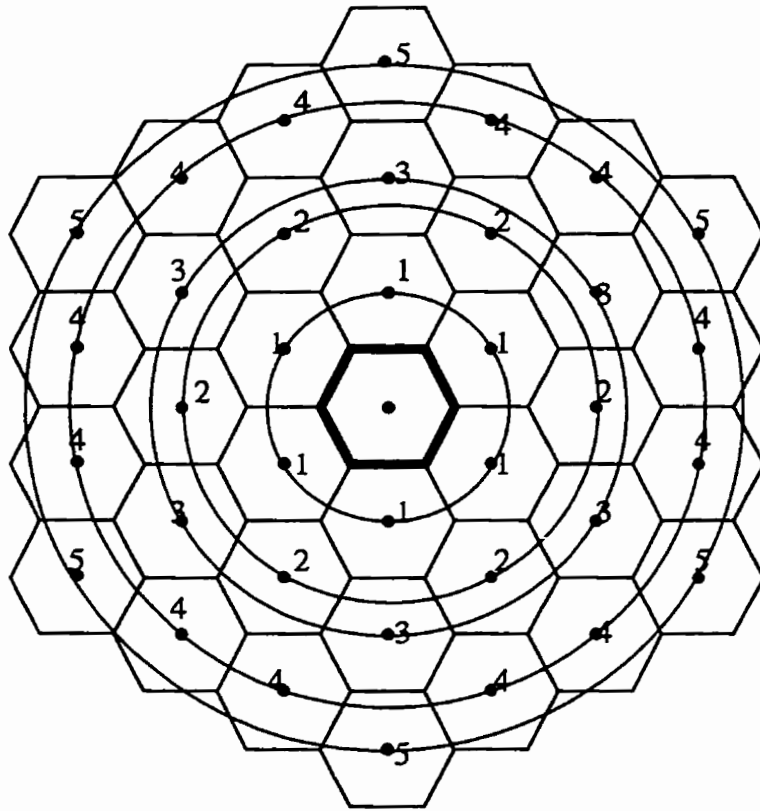


Figure 4.3 - Représentation du système sous forme de classes de cellules [Meh96]

À la figure 4.3, la cellule de référence est celle du centre, et les stations de base des cellules adjacentes sont identifiées par les points qui se trouvent sur les cercles.

En posant $\chi_{kj} = \zeta_0 - \zeta_{kj}$, la variable aléatoire χ_{kj} suit une loi normale $N(0, 2\sigma^2)$. Il faut que [Vit94]:

$$\left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{\chi_{kj}} \leq 1. \quad (4.25)$$

On définit la fonction $\Psi\left(\chi_{kj}, \frac{r_{kj}}{r_0}\right)$ par :

$$\Psi\left(\chi_{kj}, \frac{r_{kj}}{r_0}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } (r_m/r_0)^\mu 10^{\chi_{kj}/10} \leq 1 \\ & \text{ou } \chi_{kj} \leq 10\mu \log(r_0/r_m) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.26)$$

De la même façon qu'on a procédé pour le cas de la cellule unique, la sortie du récepteur à corrélation s'écrit:

$$e_{ext}(T_v) = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^{A_j M} \left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[\chi_{kj}/10]} \lambda_{kj} \cos(\theta_{kj}) G_{kj} \quad (4.27)$$

avec:

$$G_{kj} = \int_{t=0}^{T_v} a^{(kj)}(t - \tau'_{kj}) b^{(kj)}(t - \tau'_{kj}) b^{(0)}(t) dt. \quad (4.28)$$

On est à présent intéressé à connaître les statistiques de $e_{ext}(T_v)$. De la même façon que dans le modèle cellule unique la moyenne des G_{kj} est nulle. De sorte que: $E[e_{ext}(T_v)] = 0$. Sa variance est donc égale à son second moment, et s'écrit (Voir Annexe II):

$$\begin{aligned} Var[e_{ext}(T_v)] &= E \left[\left(\frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^{A_j M} \left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[\chi_{kj}/10]} \lambda_{kj} \cos(\theta_{kj}) G_{kj} \right)^2 \right] \\ &= \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{j=1}^N E \left[\left(\sum_{k=1}^{A_j M} \left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[\chi_{kj}/10]} \lambda_{kj} \cos(\theta_{kj}) G_{kj} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.29)$$

En posant:

$$L_{kj} = \left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[x_{tj}/10]} \lambda_{kj} \cos(\theta_{kj}) G_{kj} \quad (4.30)$$

À partir des équations (4.29) et (4.30) on a:

$$\text{Var}[e_{ext}(T_v)] = \frac{E_s}{T_{cj}^2} \sum_{j=1}^N H_j \quad (4.31)$$

où:

$$H_j = E \left[\left(\sum_{k=1}^{A_j M} L_{kj} \right)^2 \right] \quad (4.32)$$

Le terme fastidieux à calculer est H_j . Ce terme est le résultat des calculs d'une classe j donnée. Par indépendance des variables aléatoires L_{kj} , et puisque: $E[L_{kj}] = 0$, on a

$$\begin{aligned} H_j &= \sum_{k=1}^{A_j M} E[L_{kj}^2] \\ &= \sum_{k=1}^{A_j M} E \left[\left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^{2\mu} 10^{[x_{tj}/5]} \right] E[\lambda_{kj}^2] E[G_{kj}^2] E[(\cos(\theta_{kj}))^2] \end{aligned} \quad (4.33)$$

Dans l'équation (4.33), seul le premier terme du produit de la sommation nous est inconnu. Les statistiques des autres termes ont déjà été déterminées. Cherchons donc les statistiques de ce terme. En le notant $I_j(\mu, \sigma)$, on a:

$$I_j(\mu, \sigma) = E \left[\left[\frac{r_{kj}}{r_0} \right]^{2\mu} 10^{[x_{tj}/5]} \right] \quad (4.34)$$

de sorte que:

$$H_j = \sum_{k=1}^{A_j M} E[\lambda_{kj}^2] E[G_{kj}^2] E[(\cos(\theta_{kj}))^2] I_j(\mu, \sigma) \quad (4.35)$$

Le terme $I_j(\mu, \sigma)$ a été évalué par Mehn [Meh96], et il vaut:

$$I_j(\mu, \sigma) = \left(\frac{2}{3\sqrt{3}}\right) \int_0^{2\pi} \int_0^{\left[\frac{r_{kj}}{r_0}(D_j)\right]^{2\mu}} g\left(\frac{r_{kj}}{r_0}(D_j), \mu, \sigma\right) r_{kj} dr_{kj} d\alpha \quad (4.36)$$

Dans cette expression, la fonction $g\left(\frac{r_{kj}}{r_0}(D_j), \mu, \sigma\right)$ est définie par:

$$g\left(\frac{r_{kj}}{r_0}(D_j), \mu, \sigma\right) = e^{(\sigma \ln(10)/5)^2} \left\{ 1 - Q\left[\frac{10\mu \log(r_0/r_{kj})}{\sqrt{2}\sigma^2} - \frac{\sqrt{2}\sigma^2 \ln(10)}{5}\right] \right\} \quad (4.37)$$

où la fonction $Q(x)$ est donnée par:

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{e^{-z^2/2}}{\sqrt{2\pi}} dz. \quad (4.38)$$

Nous allons à présent approximer les hexagones à des cercles comme à la figure 4.4

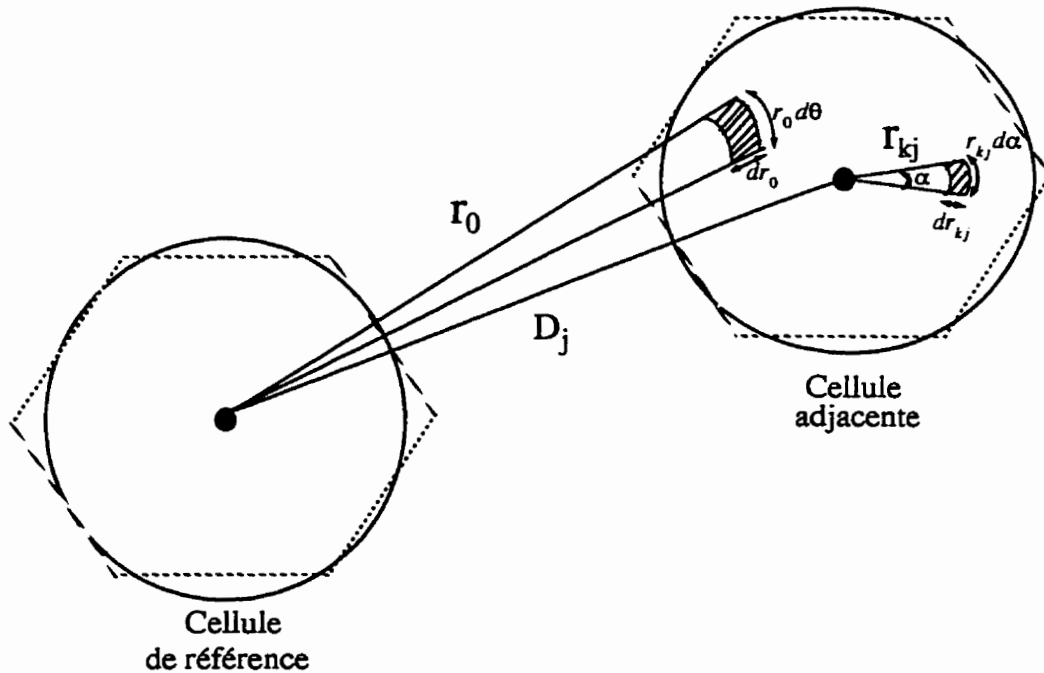


Figure 4.4 - Modèle du repère utilisé pour évaluer l'interférence inter-cellules [Lef94].

Dans ce modèle, D_j représente la distance de la station de base dans laquelle se trouve l'utilisateur k qui crée de l'interférence, à la station de base de référence. Cette distance est fixe pour une classe donnée, puisqu'elle représente le rayon du cercle centré à la station de base de référence. Et enfin d'après la figure 4.4, on a :

$$\frac{r_{kj}}{r_0}(D_j) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2\left(\frac{D_j}{r_{kj}}\right)\cos\alpha + \left(\frac{D_j}{r_{kj}}\right)^2}} \quad (4.39)$$

En prenant un rayon de cellule unitaire, on obtient le tableau ci-dessous qui donne les distances D des classes de cellules, ainsi que le nombre A_j de cellules se trouvant à l'intérieur de la j^{eme} classe de cellules.

Tableau 4.1 - Valeurs de A_j et D_j [Meh96]

j	1	2	3	4	5
A_j	6	6	6	12	6
D_j	$\sqrt{3}$	3	$2\sqrt{3}$	$\sqrt{21}$	$3\sqrt{3}$

On constate à partir de l'équation (4.35) que I_j est uniquement fonction de D_j . Mais les valeurs de D_j ont été calculées pour chacune des classes. Ce qui simplifie notre analyse. Dans le cadre de cet ouvrage, nous nous sommes limités au calcul, à cinq classes de cellules, car l'évaluation des cinq premiers termes est suffisant pour avoir une bonne précision, comme on le verra un peu plus loin dans ce chapitre.

Reprenons l'expression de l'équation (4.35). Dans cette équation, on a aucune dépendance de l'indice j dans la sommation. Et donc on peut sortir $I_j(\mu, \sigma)$ de la sommation de sorte que l'on ait :

$$H_j = I_j(\mu, \sigma) \sum_{k=1}^{A_j M} E[\lambda_{kj}^2] E[G_{jk}^2] E[(\cos(\theta_{kj}))^2] \quad (4.40)$$

Une fois de plus, on utilise le fait que tous les usagers sont identiquement distribués, et ayant déjà calculé les deuxièmes moments des variables qui sont à l'intérieur de la sommation, on en déduit que :

$$H_j = \frac{A_j M}{2} \exp(2\sigma_c^2) \bar{I}^2 I_j(\mu, \sigma) . \quad (4.41)$$

Des équations (4.31), et (4.41), on trouve que:

$$\text{Var}[e_{ext}(T_v)] = \left(\frac{E_s M}{T_c^2} \exp(2\sigma_c^2) \bar{I}^2 \right) \sum_{j=1}^N A_j I_j(\mu, \sigma) . \quad (4.42)$$

Et finalement, en définissant $\beta(\mu, \sigma)$ par:

$$\beta(\mu, \sigma) = \sum_{j=1}^N A_j I_j(\mu, \sigma) \quad (4.43)$$

on a en substituant (4.43) dans (4.42):

$$\text{Var}[e_{ext}(T_v)] = \left(\frac{E_s M}{T_c^2} \exp(2\sigma_c^2) \bar{I}^2 \right) \beta(\mu, \sigma) . \quad (4.44)$$

$\beta(\mu, \sigma)$ a été calculé pour différentes de μ et σ . Ces valeurs se trouvent dans le tableau 4.2. Les calculs ont été faits en considérant uniquement les cinq premières classes de cellules comme illustré à la figure 4.3. On peut montrer qu'à partir de la cinquième classe, on obtient une bonne précision de $\beta(\mu, \sigma)$. Pour ce faire, on choisit de faire l'analyse en considérant le cas où $\mu = 4$ dB, et $\sigma = 8$ dB, qui sont les valeurs les plus utilisées dans la littérature. Le tableau 4.3 donne les résultats obtenus pour le cas considéré.

D'après les résultats du tableau 4.3, la première classe de cellules est celle qui crée le plus d'interférences, elle contribue à 54,16% de l'interférence. De plus on constate d'après ce tableau que l'interférence diminue quand on s'éloigne de la cellule de référence; ce qui était prévisible.

Tableau 4.2 - Valeurs de $\beta(\mu, \sigma)$

$\sigma \quad \mu$	3	4	5
0	0,280	0,186	0,139
1	0,280	0,186	0,139
2	0,295	0,190	0,141
3	0,340	0,198	0,142
4	0,420	0,220	0,148
5	0,531	0,258	0,162
6	0,660	0,309	0,184
7	0,781	0,379	0,210
8	0,885	0,443	0,242
9	0,972	0,520	0,289
10	1,03	0,582	0,335
11	1,08	0,644	0,381
12	1,12	0,691	0,427

Tableau 4.3 - Contribution des classes de cellules à l'interférence inter-cellules

Classe j	A_j	$A_j I_j$	Pourcentage
1	6	0,24018	54,16%
2	6	0,08544	19,27%
3	6	0,057735	13,02%
4	12	0,046188	10,42%
5	6	0,0138564	3,13%
Total	36	0,443	100%

L'utilisateur de référence sera beaucoup affecté par les signaux transmis des usagers qui se trouvent dans les quatre premières classes. La dernière classe de cellules ne contribuant que pour 3,13% de l'interférence, on peut se limiter uniquement à cinq classes comme nous l'avons dit plus haut.

Le tableau 4.2 montre que $\beta(\mu, \sigma)$ augmente en fonction de l'écart type σ , pour une valeur de μ fixée. Lorsque $\beta(\mu, \sigma)$ augmente, on a un accroissement des interférences dans le système. Par contre, à écart type σ égal, si $\mu_1 < \mu_2$, on aura $\beta(\mu_2, \sigma) < \beta(\mu_1, \sigma)$. Ceci est prévisible car plus l'atténuation due à la distance est grande, plus les amplitudes reçues des signaux des usagers appartenant aux cellules voisines sont faibles. L'interférence qui en découle est également faible.

Dans l'analyse de l'interférence inter-cellules, le concept a été inspiré du modèle de Mehn. Le modèle d'interférence inter-cellules proposé par Mehn tenait compte d'un contrôle de puissance parfait. Ici, nous avons raffiné le modèle en tenant compte de l'imperfection du contrôle de puissance. Tous les développements mathématiques ont donc été modifiés de sorte à intégrer le cas d'une erreur de contrôle de puissance. L'expression du signal reçu à l'entrée du récepteur à corrélation est donc un concept entièrement nouveau qui est né de notre analyse.

Dans ce qui suit, nous considérons l'effet combiné de l'interférence de la cellule unique et celle du modèle multi-cellules, qu'on appellera interférence totale.

4.3 - Analyse de l'interférence totale

Pour analyser l'interférence totale, on doit considérer les deux modèles de cellule unique et multi-cellules. L'analyse de l'interférence étant déjà faite pour ces

modèles, l'interférence totale est donc la somme de l'interférence du modèle cellule unique et de celle du modèle multi-cellules.

En considérant les équations (4.19), et (4.44), et en supposant qu'il y a indépendance entre les deux modèles, le symbole codé à la sortie du récepteur suit une loi normale de moyenne:

$$\mu_r = \frac{\lambda \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c} \quad (4.45)$$

et de variance:

$$\begin{aligned} \sigma_{tot}^2 &= Var[e_{int}(T_v)] + Var[e_{ext}(T_v)] \\ &= \left(\frac{E_s M}{T_c^2} \frac{1}{2} \exp(2\sigma_c^2) \bar{l}^2 \right) [1 + \beta(\mu, \sigma)] + \frac{N_0 T_v}{2T_c} \end{aligned} \quad (4.46)$$

En comparant les expressions (4.19), et (4.46), on se rend compte qu'il y a augmentation d'interférences par un facteur $\Gamma = [1 + \beta(\mu, \sigma)]$, par rapport au modèle de la cellule unique.

Dans ce qui suit, nous donnons l'expression de la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit. Cette borne permettra de déterminer la capacité des systèmes AMRC.

4.4 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC

L'analyse de la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit est semblable à celle faite par Lefrançois [Lef94]. La probabilité d'erreur entre une paire de mots de codes séparés par un poids d de Hamming est donnée par:

$$P_2(d) = P\left(\sum_{i=0}^{d-1} e_i(T_v) > 0\right). \quad (4.47)$$

Mais on a vu que l'interférence dans le canal peut être approximée par une loi gaussienne $e_i(T_v)$ dont la moyenne et la variance sont données respectivement par (4.45), et (4.46). Les variables aléatoires $e_i(T_v)$ étant identiquement distribuées indépendantes et gaussiennes, on connaît les statistiques de la somme. Ce qui permet de transformer l'équation (4.47). Cette équation s'écrit alors:

$$\begin{aligned} P_2(d/\lambda) &= Q\left(\frac{d\mu_r}{\sqrt{d\sigma_{tot}^2}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{d\lambda^2}{\left(\frac{\bar{I}^2}{T_c^2 L_v^2} \frac{M}{2} \exp(2\sigma_c^2)\right) (1 + \beta(\mu, \sigma)) + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right). \end{aligned} \quad (4.48)$$

Or, les coefficients qui modélisent l'imperfection du contrôle de puissance λ_k sont tels que $\lambda_k = \exp(X_k)$, où X_k est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et variance σ_c^2 ; et $\sigma_N^2 = \bar{I}^2 / (T_c^2 L_v^2)$. On peut donc lever la condition sur λ , de sorte que:

$$P_2(d) = \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{d \exp(2x)}{\left[\frac{M}{2} \exp(2\sigma_c^2) \sigma_N^2\right] (1 + \beta(\mu, \sigma)) + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{e^{-x^2/2\sigma_c^2}}{\sqrt{2\pi}} dx. \quad (4.49)$$

La borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit est donnée par:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d P_2(d) \quad (4.50)$$

où d_{free} , et l'ensemble des valeurs $\{C_d\}$ représentent respectivement la distance libre du code considéré, et son spectre de poids de Hamming.

En substituant les équations (4.49), dans (4.50), on obtient finalement:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} Q \left(\sqrt{\frac{d \exp(2x)}{\left[\frac{M}{2} \exp(2\sigma_c^2) \sigma_N^2 \right] (1 + \beta(\mu, \sigma)) + \frac{N_0}{2RE_b}}} \right) \frac{e^{-x^2/2\sigma_c^2}}{\sqrt{2\pi}} dx \quad (4.51)$$

C'est en modifiant au fur et à mesure cette borne que nous déterminerons la capacité des systèmes AMRC.

4.5 - Présentation et interprétation des résultats

L'analyse est faite en utilisant le code à probabilité d'erreur minimale de longueur de contrainte $K = 9$, et de taux de codage $R = 1/32$. Considérant le code qu'on utilise pour évaluer les performances, on connaît son spectre de poids (c'est à dire les C_d). Pour déterminer la capacité en fonction σ qui est l'un des paramètres caractérisant le modèle multi-cellules (μ étant l'autre paramètre), pour chaque valeur de σ donnée, on fait varier par approximation successives M , jusqu'à ce que l'on obtienne un M qui permet d'obtenir une probabilité d'erreur par bit P_b fixée pour un rapport E_b/N_0 et μ donnés. La capacité est évaluée en prenant les 40 premiers termes du spectre du code dont $C_d \neq 0$.

La figure 4.5 présente l'effet des paramètres μ et σ sur la capacité des modèles à cellule unique et multi-cellules pour une probabilité d'erreur par bit $P_b = 10^{-3}$, le rapport $E_b/N_0 = 8 \text{ dB}$, et l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance est $\sigma_c = 1 \text{ dB}$.

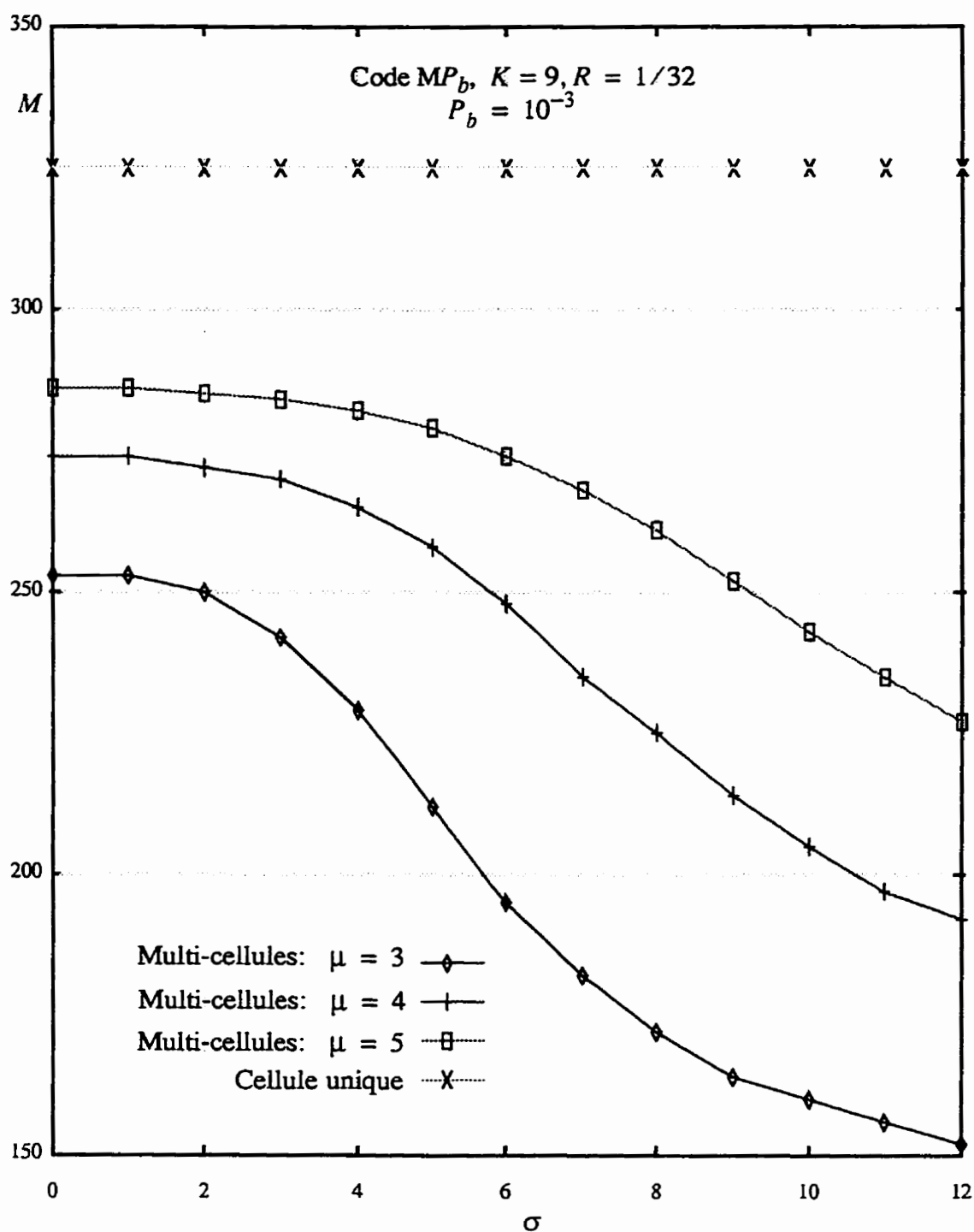


Figure 4.5 - Évolution de la capacité pour les modèles à cellule unique et multi-cellules en fonction de σ ; $E_b/N_0 = 8 \text{ dB}$

On constate à figure 4.5 que la capacité du modèle à cellule ne dépend pas des paramètres μ et σ . Les courbes de la figure 4.5 montrent aussi que la capacité croît selon μ , pour une valeur de σ fixée. Par contre pour une valeur de μ fixée, la capacité décroît en fonction de σ . Si on considère par exemple le cas d'une atténuation purement déterministe ($\sigma = 0$), on constate que pour $\mu = 4$, on a une chute de capacité de 17% par rapport au modèle à cellule unique. On constate aussi sur la même figure que pour $\sigma = 0$, la capacité du modèle multi-cellules a tendance à se rapprocher de celle du modèle à cellule unique lorsque l'exposant de l'atténuation μ augmente. En effet, plus l'exposant μ est grand, plus les amplitudes reçues des signaux des usagers appartenant aux cellules voisines sont faibles, et donc l'influence de l'interférence multi-cellules est diminuée. Par conséquent, cette diminution de l'interférence entraîne un accroissement de la capacité.

Si on fait varier l'écart type σ , on constate que l'influence de l'interférence inter-cellules sur la capacité est plus marquée, dans le sens où on assiste à une sérieuse diminution de la capacité du système. En effet, pour une valeur de l'exposant d'atténuation $\mu = 4$, si $\sigma = 8$, la capacité baisse de 30% par rapport au modèle à cellule unique.

Dans ce chapitre, nous avons étudié les interférences dans les modèles cellule unique et multi-cellules. Par la suite, on a procédé à l'analyse de l'interférence totale qui émane des deux modèles. Une borne sur la probabilité d'erreur par bit a été déterminée dans le but de nous aider à évaluer les performances du système. Une analyse de l'effet de l'interférence inter-cellules sur la capacité du système a été abordée. Rappelons que toute l'analyse dans ce chapitre ne tenait pas compte des phénomènes d'évanouissement dans le canal radio.

L'étude des interférences nous amène au prochain chapitre, qui porte sur l'analyse des performances du système en utilisant des codes convolutionnels de faibles taux de codage. Dans ce chapitre nous introduisons les phénomènes d'évanouissement dans le canal.

CHAPITRE 5

ANALYSE DES PERFORMANCES DES SCP TERRESTRES UTILISANT L'AMRC

L'étude des interférences dans le chapitre précédent a été faite en faisant abstraction des évanouissements dans le canal. Dans ce chapitre, nous raffinons le modèle en introduisant les phénomènes d'évanouissement. Pour ce faire, nous présenterons d'abord le modèle du système utilisé, puis nous analyserons les performances du système pour le modèle à cellule unique, par la suite nous tiendrons compte du modèle multi-cellules. L'analyse des performances est réalisée en utilisant les codes convolutionnels de faibles taux de codage.

5.1 - Modèle du canal

5.1.1 - Modèle du canal en absence d'un contrôle de puissance

Dans ce modèle, on suppose que le signal émis par un usager peut être soit en ligne directe avec la station de base avec laquelle il communique, ou encore qu'il subit des trajets multiples avant d'arriver à cette station de base. Lorsque le signal émis est en ligne directe, on considère le modèle de propagation de Rice qui tient compte de la composante directe du signal. Par contre, lorsque le signal est en situation d'ombrage, la composante directe du signal est nulle, et le modèle de propagation de Rayleigh est alors appliqué.

Pendant une fraction de temps A où l'utilisateur est en situation d'ombrage, le canal est soumis à des évanouissements de Rayleigh. Et durant une fraction de temps $(1 - A)$ où l'utilisateur est en visibilité directe avec la station de base avec laquelle il communique, les statistiques du canal sont représentées par une loi de Rice [Voj94]. De sorte qu'en l'absence d'un contrôle de puissance, la densité de probabilité de l'amplitude ρ du signal reçu s'écrit:

$$f(\rho) = A \frac{\rho}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma_1^2}\right) + (1 - A) \frac{\rho}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + A_s^2}{2\sigma_1^2}\right) I_0\left(\frac{\rho A_s}{\sigma_1^2}\right) \quad (5.1)$$

où A_s est l'amplitude de la composante directe du signal, $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro. On définit le facteur de Rice: $c = A_s / (2\sigma_1^2)$. Pour des fins de normalisation, on choisit $A_s = 1$, de sorte que l'on a:

$$c = 1 / (2\sigma_1^2). \quad (5.2)$$

La puissance d'un usager en situation d'ombrage est:

$$P_s = 2\sigma_1^2. \quad (5.3)$$

Celle d'un usager en visibilité directe est donné par:

$$P_u = 2\sigma_1^2 (1 + c). \quad (5.4)$$

À partir des équations (5.3) et (5.4), on constate qu'en l'absence du contrôle de puissance, la puissance reçue d'un usager en situation d'ombrage est atténuée par un facteur:

$$G = \frac{1}{1 + c}. \quad (5.5)$$

Les signaux des usagers en situation d'ombrage qui arrivent à la station de base, sont fortement atténués. Il est donc nécessaire de développer un algorithme de contrôle de puissance.

5.1.2 - Modèle du canal en présence d'un contrôle de puissance

Le contrôle de puissance représente la procédure la plus délicate dans un système de communications utilisant l'AMRC. Si on n'effectue aucun contrôle de puissance sur la puissance d'émission des mobiles, les mobiles proches de la station de base masqueraient ceux qui en seraient éloignés. De plus, les signaux des usagers qui sont en visibilité directe par rapport à la station de base arriveront avec une puissance supérieure à celle des usagers dont les signaux ont subi des trajets multiples, comme nous l'avons vu précédemment. Pour que le système fonctionne convenablement, il faut que les signaux émis par tous les usagers parviennent à la station de base avec la même puissance quelle que soit leur position dans la cellule. Il existe deux façons d'effectuer un contrôle de puissance: en boucle ouverte, ou en boucle fermée.

Dans le contrôle de puissance à boucle ouverte, chaque station de base transmet en permanence un signal de référence qui est surveillé par toutes les stations mobiles. Les signaux de référence émis à des fréquences différentes par chaque station de base permettent au mobile de déterminer avec quelle station il va établir le lien. Pour ce faire, le mobile compare les puissances de tous les signaux de référence, et établit le lien avec la station qui a la puissance la plus élevée.

Dans le contrôle de puissance à boucle fermée, la station de base mesure la puissance du signal transmis par un mobile, et contrôle sa puissance d'émission en lui envoyant des informations à faible débit.

En réalité un système de contrôle de puissance n'est jamais parfait, les signaux émis par les usagers ne parviennent pas à la station de base avec la même puissance. Il existe toujours une erreur sur le contrôle de puissance, cette erreur donne lieu à des sérieuses dégradations du système, comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre. Par conséquent, il est donc très important de se munir d'un contrôle de puissance efficace, surtout dans les systèmes AMRC où tous les usagers utilisent la même bande de

fréquences, créant ainsi le problème «proche-lointain».

Dans le contrôle de puissance utilisé ici, on suppose qu'un usager en situation d'ombrage a la capacité de compenser sa puissance émise pour contrer les dégradations provoquées par les évanouissements de Rayleigh. Ainsi, la puissance reçue par une station de base en provenance d'un usager en situation d'ombrage s'écrit maintenant [Mon95]:

$$P_s = 2\sigma_1^2 (1 + c) P \quad (5.6)$$

où P est appelé facteur de compensation. Si $P = 1$, il n'y a pas de compensation, et la puissance des usagers en situation d'ombrage est égale à celle des usagers non-ombragés. On modifie alors l'équation (5.1) de sorte que la densité de probabilité conjointe de l'amplitude du signal reçu et de l'erreur due au contrôle de puissance à la station de base en provenance du $k^{ème}$ usager exprimée en neper (1 neper = 8,6859 dB) s'écrive alors [Mon95]:

$$f(x_k, \rho_k) = A f_1(x_k) f_3(\rho_k) + (1 - A) f_2(x_k) f_4(\rho_k) \quad (5.7)$$

où:

$$f_1(x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \exp\left(-\frac{x_k^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (5.8)$$

$$f_2(x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} \exp\left(-\frac{x_k^2}{2\sigma_u^2}\right) \quad (5.9)$$

$$f_3(\rho_k) = \frac{\rho_k}{\sigma_1^2 (1 + c) P} \exp\left(-\frac{\rho_k^2}{2\sigma_1^2 (1 + c) P}\right) \quad (5.10)$$

$$f_4(\rho_k) = \frac{\rho_k}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\rho_k^2}{2\sigma_1^2}\right) \exp(-c) I_0\left(\sqrt{\frac{2c\rho_k^2}{\sigma_1^2}}\right) \quad (5.11)$$

Dans ces expressions, x_k et ρ_k représentent respectivement l'erreur due au contrôle de puissance commise sur le $k^{\text{ème}}$ usager et l'amplitude des évanouissements subis par ce même usager. σ_s et σ_u sont l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance commis respectivement sur un usager en situation d'ombrage, et sur un usager non-ombragé.

Le contrôle de puissance étant développé, nous passons à l'étude des performances en utilisant les codes convolutionnels de faibles taux de codage.

5.2 - Analyse des performances du modèle à cellule unique

5.2.1 - Modèle du système

Afin d'évaluer les performances du système, il est important de donner la forme du signal reçu à la station de base. Pour ce faire, on modifie l'équation (4.3) de façon à intégrer la présence des phénomènes d'évanouissement dans le canal. Le signal $r_{int}(t)$ qui arrive au récepteur s'écrit alors:

$$r_{int}(t) = \exp(x) \rho_0 \sqrt{E_s} a^{(0)}(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) + \left[\sum_{k=1}^{M-1} \exp(x_k) \sqrt{E_s} \rho_i a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) \varphi'_k(t) \right] + \eta(t). \quad (5.12)$$

Exceptés x_k et ρ_k définis plus haut dans ce chapitre, tous les autres paramètres de l'équation (5.12) ont été définis au chapitre 4.

Comme au chapitre 4, nous sommes intéressés à connaître la sortie du récepteur à corrélation correspondant au symbole codé i de durée T_v . Pour ce faire, on modifie l'équation (4.10) de sorte que l'on tienne compte des évanouissements. On a alors dans ce cas:

$$\begin{aligned}
e_i(T_v) = & \frac{\exp(x) \rho_{0i} \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c} \\
& + \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \exp(x_k) \cos(\theta'_k) \rho_{ki} \int_{t=0}^{T_v} a^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(k)}(t - \tau'_k) b^{(0)}(t) dt \\
& + \int_{t=0}^{T_v} \eta(t) b^{(0)}(t) \varphi_0(t) dt .
\end{aligned} \quad (5.13)$$

On est intéressé à connaître les statistiques de $e_i(T_v)$. De la même façon que dans le chapitre 4, on montre que sa moyenne s'écrit:

$$\mu_r = \frac{\exp(x) \rho_{0i} \sqrt{E_s} a_i^{(0)}(t) T_v}{T_c} . \quad (5.14)$$

Sa variance est obtenue en modifiant l'équation (4.19) de manière à intégrer le second moment de la variable aléatoire $y_k = \exp(x_k) \rho_k$ qui est donné par:

$$E(y_k^2) = 2\sigma_1^2(1+c) [A \exp(2\sigma_s^2) P + (1-A) \exp(2\sigma_u^2)] , \quad (5.15)$$

de sorte que la variance de $e_i(T_v)$ s'écrit:

$$\sigma_r^2 = \frac{M E_s}{2 T_c^2} [2\sigma_1^2(1+c) [A \exp(2\sigma_s^2) P + (1-A) \exp(2\sigma_u^2)] \bar{I}^2 + \frac{N_0 T_v}{2 T_c} . \quad (5.16)$$

Comme on l'a vu au chapitre 4, $e_i(T_v)$ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne μ_r et de variance σ_r^2 . On fait maintenant l'hypothèse que $\exp(x)$ est constant sur l'ensemble des mots de codes considérés [Meh96], ce qui n'est pas, bien entendu, le cas des coefficients d'évanouissements ρ_i . De sorte que la probabilité d'erreur par paire, conditionnée

sur les variables aléatoire x et ρ_i s'écrit [Mehn96]:

$$P_2(d / (\{\rho_i\}, x)) = P\left(\sum_{i=1}^d \rho_i e_i > 0 / (\{\rho_i\}, x)\right) \quad (5.17)$$

où:

$$e_i = \frac{\exp(x) \rho_i \sqrt{E_s T_v}}{T_c} + N_i \quad (5.18)$$

et où la variable aléatoire $\sum_{i=1}^d \rho_i e_i$ conditionnée sur x et ρ_i est une variable aléatoire gaussienne définie comme suit:

$$N\left[\frac{\exp(x) \sqrt{E_s T_v}}{T_c} \sum_{i=1}^d \rho_i^2, \sigma_r^2 \sum_{i=1}^d \rho_i^2\right] \quad (5.19)$$

où σ_r^2 est donné par (5.16).

On définit maintenant une nouvelle variable aléatoire $U(d)$ par:

$$U(d) = \sum_{i=1}^d \rho_i^2. \quad (5.20)$$

Dans le cas d'un usager en situation d'ombrage, $U(d)$ suit une loi de Chi-carré de $2d$ degrés de liberté dont la densité de probabilité est donnée par [Voj95]:

$$g_1(u) = \frac{h^d u^{d-1} \exp(-hu)}{(d-1)!}, \quad u \geq 0 \quad (5.21)$$

où

$$h = \frac{1}{2\sigma_1^2(1+c)P}. \quad (5.22)$$

Dans le cas d'un usager non-ombragé, $U(d)$ suit une loi dont la fonction de densité est

donnée par [Voj95]:

$$g_2(u) = c \left[\frac{u}{d} \right]^{\frac{(d-1)}{2}} \exp(-c(u+d)) I_{d-1}(2c\sqrt{du}), \quad u \geq 0 \quad (5.23)$$

où $I_{d-1}(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre $(d-1)$.

Puisque nous disposons de tous les paramètres, nous pouvons maintenant évaluer les performances.

5.2.2 - Évaluation des performances dans le cas de la cellule unique

5.2.2.1 - Utilisation de la diversité

Les systèmes AMRC sont très sensibles à l'erreur due au contrôle de puissance. Afin de rendre le système plus efficace, nous nous dotons de "diversité". La diversité est la transmission d'un même message à travers plusieurs trajets distincts dont les statistiques d'évanouissements sont indépendantes. Il existe plusieurs formes de diversité: la diversité en fréquence, la diversité temporelle, la diversité d'angle, la diversité par polarisation, et la diversité d'espace. Nous allons porter une importance sur la diversité d'espace qui est la forme de diversité utilisée ici.

Dans la diversité d'espace, le message est transmis par un émetteur vers un récepteur muni de plusieurs antennes suffisamment espacées pour que la transmission subisse dans chaque cas une statistique d'évanouissement indépendante. Lorsque l'on utilise la diversité d'espace, un problème se pose: celui de fixer plusieurs antennes sur le portatif, ce qui paraît difficile sur un portatif de petite dimension. Cependant ce problème n'existe plus lorsqu'il s'agit de munir une station de base d'un dispositif d'antennes, situation qui nous préoccupe puisqu'on s'intéresse uniquement à la liaison montante (mobile-station de base). La diversité d'espace présente un grand intérêt lorsque la réutilisation

maximale de fréquence est recherchée, comme c'est le cas des systèmes AMRC. Cette méthode permet de diminuer la puissance des mobiles, et s'avère indispensable pour la réalisation des petites cellules.

On distingue cinq méthodes de combinaison de réception en diversité d'espace: la combinaison par sélection, par commutation, à gains égaux, par combinaison optimale et enfin à rapport maximal [Des96]. Dans la combinaison par sélection, on choisit parmi les M signaux reçus, celui ayant le rapport signal à bruit instantané le plus élevé. Pour la diversité par commutation, on utilise un seuil fixe; lorsque l'enveloppe du signal sur l'une des chaînes de réception devient plus faible que ce seuil, un dispositif de commutation branche le récepteur sur l'autre chaîne de réception de sorte que l'on peut osciller entre les deux chaînes jusqu'à ce que l'une d'entre elles redevienne supérieure au seuil, soit une commutation à examen continu. Dans la combinaison à gains égaux, la contribution du signal le plus puissant à un instant donné est plus importante qu'une pondération optimale; cette méthode est très exigeante en terme de complexité. Pour la combinaison optimale, on minimise l'erreur quadratique moyenne et maximise le rapport signal à bruit plus brouillage. Enfin, la combinaison à rapport maximal consiste à effectuer une somme pondérée des signaux sur chaque chaîne de réception de façon à produire une enveloppe résultante pour laquelle le rapport signal à bruit instantané est maximal.

Nous utiliserons ici une diversité d'espace à rapport maximal.

5.2.2.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur en présence de diversité

Afin d'évaluer les performances du système, il est nécessaire d'élaborer une borne supérieure sur la probabilité d'erreur. Pour ce faire, on utilise *la diversité d'espace à rapport maximal utilisant deux antennes*. Dans ce cas, la fonction $U(d)$ est remplacée par: $U(2d)$ pour mettre en évidence l'utilisation des deux antennes de réception plutôt qu'une seule de sorte que les fonctions de densité $g_1(u)$ et $g_2(u)$ définies en

(5.21) et (5.23) soient modifiées, et désormais données par:

$$g_1(u) = \frac{h^{2d} u^{2d-1} \exp(-hu)}{(2d-1)!}, \quad u \geq 0 \quad (5.24)$$

et

$$g_2(u) = c \left[\frac{u}{2d} \right]^{\frac{(2d-1)}{2}} \exp(-c(u+2d)) I_{2d-1}(2c\sqrt{2du}), \quad u \geq 0 \quad (5.25)$$

La probabilité d'erreur par bit du système est la combinaison de celle d'un usager en situation d'ombrage et celle d'un usager non-ombragé, et est donnée par:

$$P_b = AP_b(\text{ombrage}) + (1-A)P_b(\text{non-ombrage}) \quad (5.26)$$

où $P_b(\text{ombrage})$, et $P_b(\text{non-ombrage})$ représentent respectivement les probabilités d'erreur par bit d'un usager en situation d'ombrage et celle d'un usager non-ombragé.

On fait maintenant une hypothèse très importante. On suppose à présent que la compensation de puissance apportée par le facteur P permet de contrer les effets causés par l'ombrage et les évanouissements. Ainsi, la performance des usagers en situation d'ombrage devient égale à celle des usagers non-ombragés [Voj95]. C'est à dire, en d'autres termes, que l'on a:

$$P_b(\text{ombrage}) = P_b(\text{non-ombrage}) \quad (5.27)$$

En substituant (5.27) dans (5.26), on a:

$$P_b = P_b(\text{ombrage}) \quad (5.28)$$

Avec cette hypothèse, on est ramené à élaborer uniquement l'expression de la probabilité

d'erreur des usagers en situation d'ombrage.

En tenant compte de la compensation de puissance des usagers en situation d'ombrage, la probabilité d'erreur par paire, conditionnée sur les variables aléatoires X du contrôle de puissance et U des évanouissements est donnée par:

$$P_2(d/(u, x)) = Q \left[\sqrt{\frac{ue^{2x} (PE_s) (T_v/T_c)^2}{\sigma_r^2}} \right] \quad (5.29)$$

avec:

$$E_s L_v = R E_b \quad (5.30)$$

et

$$L_v = T_v/T_c \quad (5.31)$$

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{L_v^2 T_c^2} \bar{I}^2 \quad (5.32)$$

En substituant les équations (5.16), (5.30), (5.31), et (5.32) dans l'équation (5.29), on obtient:

$$P(d/(u, x)) = Q \left[\sqrt{\frac{ue^{2x}}{\frac{M}{2} \sigma_T^2 \sigma_N^2 + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] \quad (5.33)$$

où:

$$\sigma_T^2 = 2\sigma_1^2 (1+c) \left[A \exp(2\sigma_s^2) + \frac{(1-A)}{P} \exp(2\sigma_u^2) \right] \sigma_N^2 \quad (5.34)$$

σ_N^2 est fonction du taux de codage R , et son expression est donnée au chapitre 4 par (4.21).

En levant la condition sur les variables aléatoires X et U , la probabilité d'erreur par paire

s'écrit:

$$P_2(d) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\sqrt{\frac{M}{2}\sigma_T^2 + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] g_1(u) f_1(x) dudx \quad (5.35)$$

où $f_1(x)$ et $g_1(u)$ sont données respectivement par les équations (5.8), et (5.24).

On a vu au chapitre 4 que la probabilité d'erreur par bit était bornée par:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d P_2(d) \quad (5.36)$$

de sorte qu'en substituant (5.35) dans (5.36), on obtient:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\sqrt{\frac{M}{2}\sigma_T^2 + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] g_1(u) f_1(x) dudx \quad (5.37)$$

Dans l'équation (5.37), on met en évidence l'effet de la compensation par le contrôle de puissance. En effet l'énergie par bit d'un usager en situation d'ombrage n'est plus E_b mais plutôt:

$$E = PE_b \quad (5.38)$$

L'analyse des performances est réalisée en utilisant l'équation (5.37).

Cette expression comporte plusieurs paramètres tels que: les caractéristiques du code, du contrôle de puissance, des évanouissements, etc. On analyse les performances en fixant certains de ces paramètres et en faisant varier ceux dont on est intéressé à évaluer l'effet sur la capacité du système.

5.2.3 - Présentation et analyse des résultats du modèle à cellule unique

Les simulations ont été faites en utilisant les codes convolutionnels à probabilité d'erreur minimale, dénotées "codes MPb" pour des longueurs de contrainte

$7 \leq K \leq 10$, et de faibles taux de codage $1/128 \leq R \leq 1/16$. Nous rappelons ici que ces codes ont été construits par Lefrançois [Lef94]; dans notre analyse nous évaluons les performances de ces codes afin d'en extraire les meilleurs. Pour caractériser les évanouissements de Rayleigh, on prend $c = 10dB$ [Voj94]. On a choisit $\sigma_s = 2 \text{ dB}$, $\sigma_u = 1 \text{ dB}$ comme paramètres représentant l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance respectivement pour un usager ombragé, et un usager non-ombragé. Le facteur de compensation est $P = 4$ comme dans [Mon95], et la fraction d'utilisateurs en situation d'ombrage est $A = 0,7$. On constate que l'expression de la probabilité d'erreur dépend fortement du spectre du code convolutionnel utilisé; la capacité (c'est à dire le nombre maximal d'utilisateurs par cellule) est évaluée en prenant les 40 premiers termes du spectre du code dont $C_d \neq 0$.

L'analyse est faite dans un premier temps en choisissant les meilleurs taux de codage pour une longueur de contrainte donnée, et pour une probabilité d'erreur par bit fixée. Par la suite, on détermine l'effet d'une augmentation de la capacité sur les performances du système.

Considérant le code qu'on utilise pour évaluer les performances, on connaît son spectre de poids (c'est à dire les C_d). Pour déterminer la capacité en fonction du rapport PE_b/N_0 , on cherche par approximations successives le rapport PE_b/N_0 qui permet d'obtenir une probabilité d'erreur fixée P_b pour un M donné.

Les figures 5.1 à 5.4 donnent les courbes de performance pour le modèle à cellule unique. Le rapport PE_b/N_0 avec compensation de puissance est représenté en abscisse, et le nombre d'utilisateurs par cellule M est en ordonnée.

Ces figures sont obtenues pour une probabilité d'erreur par bit $P_b = 10^{-3}$ qui est le critère de performance typique des systèmes cellulaires pour la transmission de la voix. Les autres courbes de performance pour les probabilités d'erreur par bit différentes se trouvent à l'annexe I.

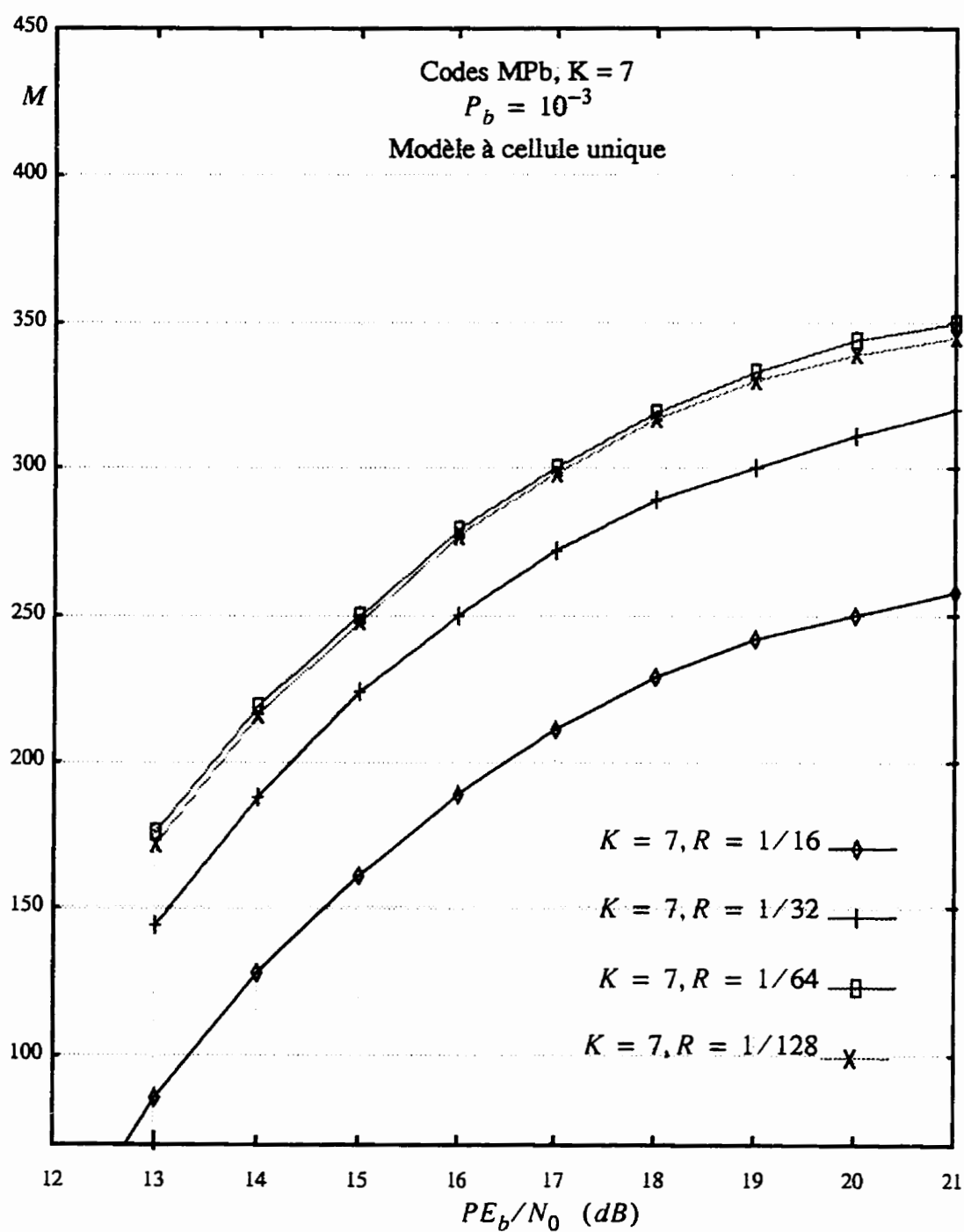


Figure 5.1 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=7$

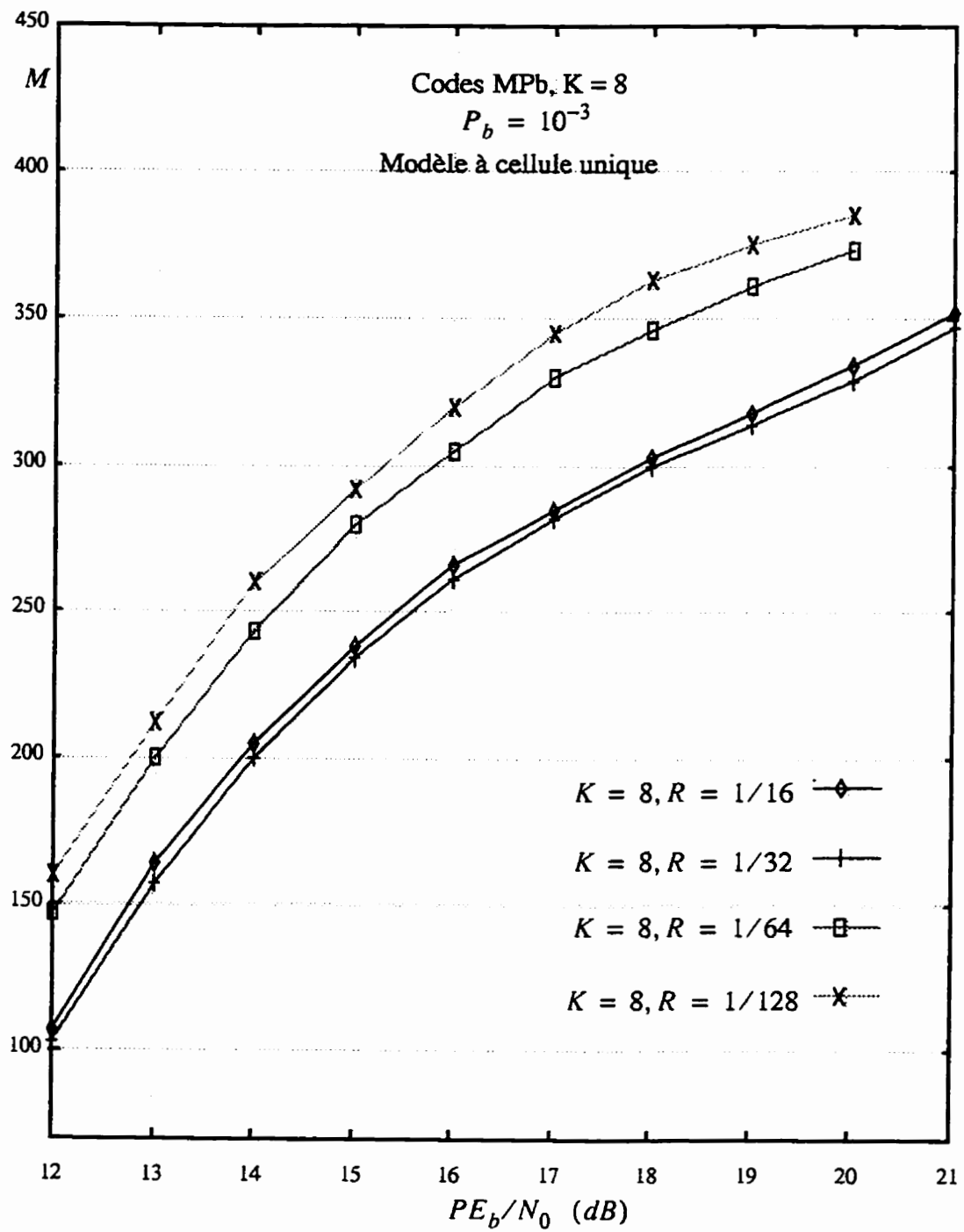


Figure 5.2 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=8$

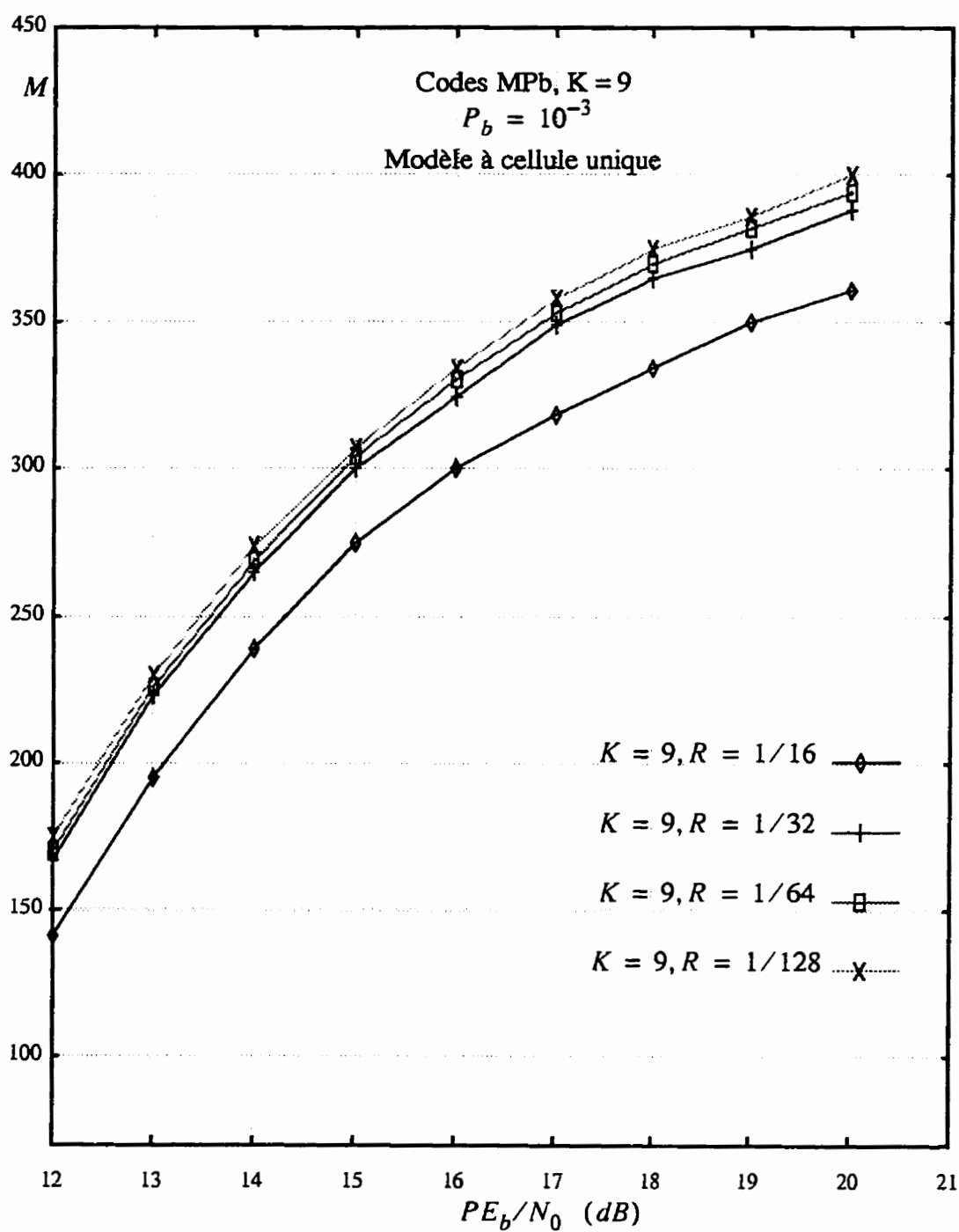


Figure 5.3 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=9$

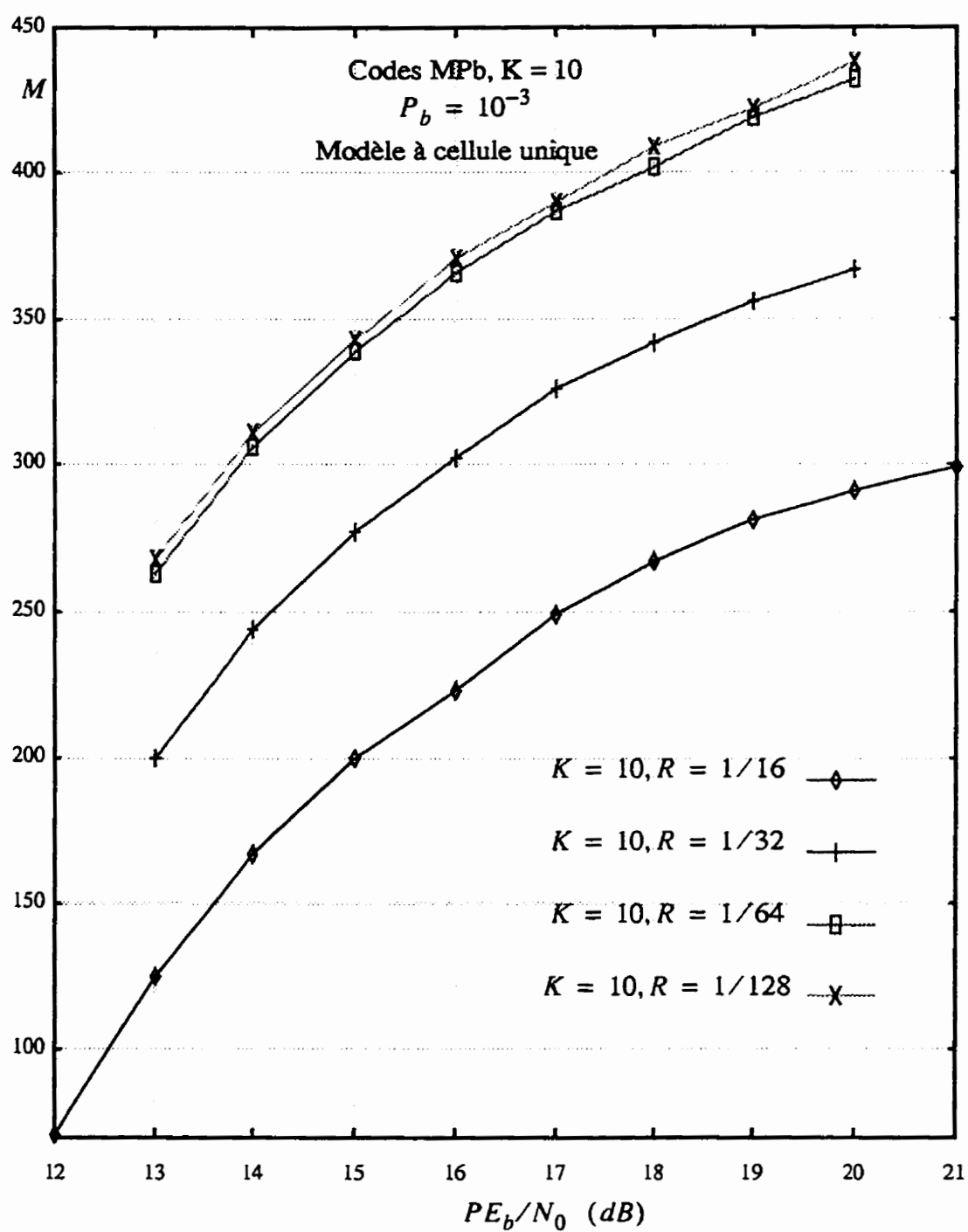


Figure 5.4 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=10$

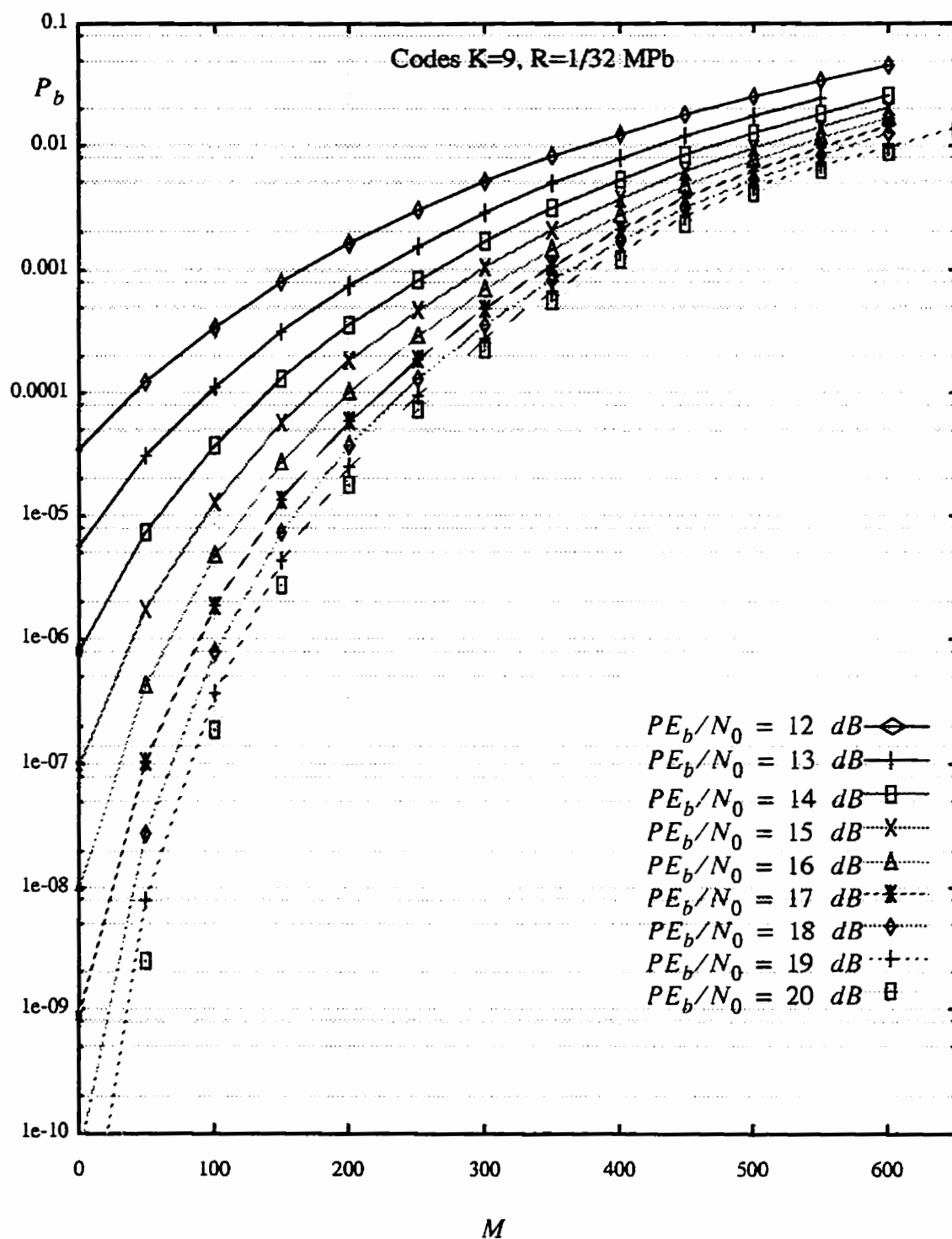


Figure 5.5 - Performance du modèle à cellule unique en fonction du rapport PE_b/N_0 .

On remarque que la diminution du taux de codage est profitable dans certains cas. C'est notamment le cas des codes dont la longueur de contrainte $K = 7$ et $K = 8$, où les codes de très faibles taux de codage ($1/128$, et $1/64$) donnent de meilleures performances. Pour les codes dont la longueur de contrainte est $K = 7$, les performances des codes de taux de codage $R = 1/64$ et $R = 1/128$ sont sensiblement égales; dans ce cas, on optera pour le choix du code de taux de codage $R = 1/64$, car la complexité du décodage augmentant de façon linéaire avec la diminution du taux de codage, il est donc inutile d'utiliser un taux de codage plus faible. Dans le cas des codes de longueur de contrainte $K = 8$, il est toujours avantageux de diminuer le taux de codage jusqu'à $R = 1/128$, tout en remarquant que le gain additionnel qui résulte de la diminution du taux de codage a tendance à baisser.

Pour les codes de longueur de contrainte $K = 9$, on constate que les performances des codes de taux $R = 1/32$, $R = 1/64$, et $R = 1/128$ sont quasi-identiques. La diminution du gain de codage n'est pas justifiée ici; on choisira comme code optimal pour les mêmes raisons que dans le cas où la longueur de contrainte $K = 7$ celui dont le taux de codage est $R = 1/32$.

Les courbes de performance des codes MPb pour $K = 10$ montrent que les codes de taux $R = 1/64$, et $R = 1/128$ offrent les meilleures performances, et ces performances sont identiques. Dans ce cas, le code optimal sera celui dont $R = 1/64$.

En observant ces courbes de performance, on constate que la capacité augmente avec le rapport PE_b/N_0 , mais cette augmentation est moins significative lorsque le rapport signal à bruit devient élevé comme on peut le constater à la figure 5.5. En effet en considérant la figure 5.5 et en prenant $P_b = 10^{-3}$, on voit que lorsqu'on passe d'un rapport $PE_b/N_0 = 12 \text{ dB}$ à un rapport $PE_b/N_0 = 13 \text{ dB}$, on a une augmentation de capacité d'à peu près 37,5%; par contre, lorsqu'on passe d'un rapport $PE_b/N_0 = 19 \text{ dB}$ à un rapport $PE_b/N_0 = 20 \text{ dB}$, l'augmentation de la capacité n'est

que 4%. Ceci dit, on gagnerait beaucoup plus à maintenir un rapport signal à bruit faible dans le but d'accroître la capacité du système et de diminuer la puissance d'émission des signaux permettant ainsi d'atténuer le problème «proche-lointain».

La capacité est le nombre maximal d'utilisateurs que peut contenir une cellule sans dépasser une probabilité d'erreur acceptable (appelée qualité de service) donnée. Cette probabilité d'erreur acceptable varie selon les systèmes. Elle est par exemple de 10^{-3} pour la transmission de la voix dans les communications cellulaires. Afin de d'obtenir la capacité pour des critères de qualité de service $10^{-5} \leq P_b \leq 10^{-2}$, nous avons choisi un rapport $PE_b/N_0 = 15 \text{ dB}$.

Les figures 5.6 à 5.9 représentent la probabilité d'erreur par bit en fonction du nombre d'utilisateurs par cellule pour un rapport $PE_b/N_0 = 15 \text{ dB}$. Cette valeur nous permet d'obtenir les probabilité d'erreur comprise entre 10^{-7} et 10^{-1} . On remarque d'après ces courbes que la probabilité d'erreur croît lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, en d'autres termes l'augmentation du nombre d'utilisateurs entraîne une dégradation des performances du système, ceci est prévisible dans les systèmes AMRC où on privilégie souvent l'accroissement de la capacité au détriment de la qualité de service. On constate d'après les courbes des figures 5.6 à 5.9, que plus la qualité de service est sévère, moins on a d'utilisateurs dans le système. En considérant par exemple un critère de qualité de service de 10^{-5} , on ne peut avoir que 100 utilisateurs d'après la figure 5.8 pour le code $K = 9, R = 1/32$. Pour ce même code, si la qualité de service est fixée à 10^{-3} , la capacité est d'à peu près 300 utilisateurs; la capacité est triplée dans ce cas.

De façon générale, le gain de codage additionnel ne justifie pas toujours une diminution du taux de codage. Les codes optimaux ainsi que la capacité pour $PE_b/N_0 = 15 \text{ dB}$ sont représentés dans le tableau 5.1.

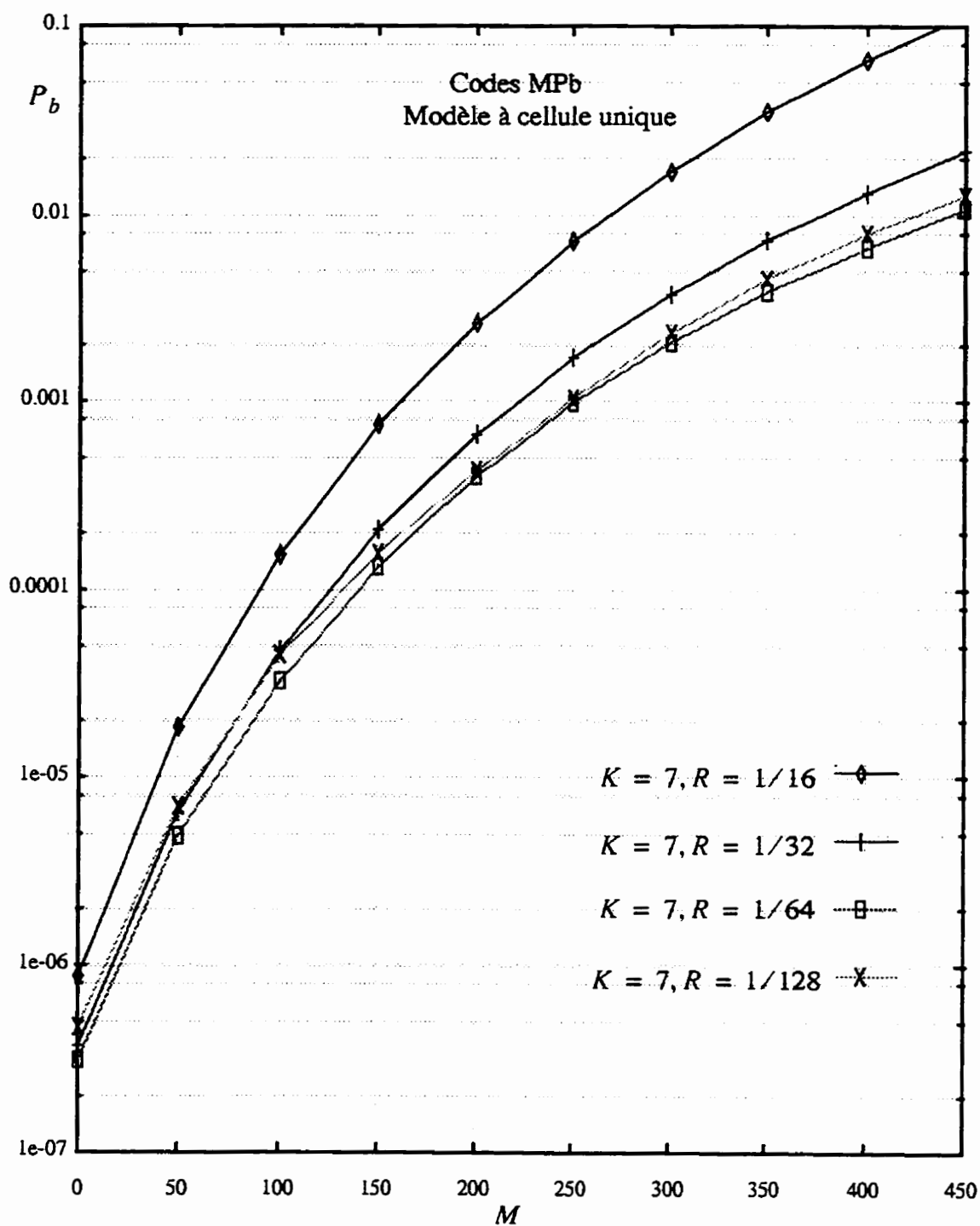


Figure 5.6 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K=7$, $PE_b/N_0 = 15$ dB.

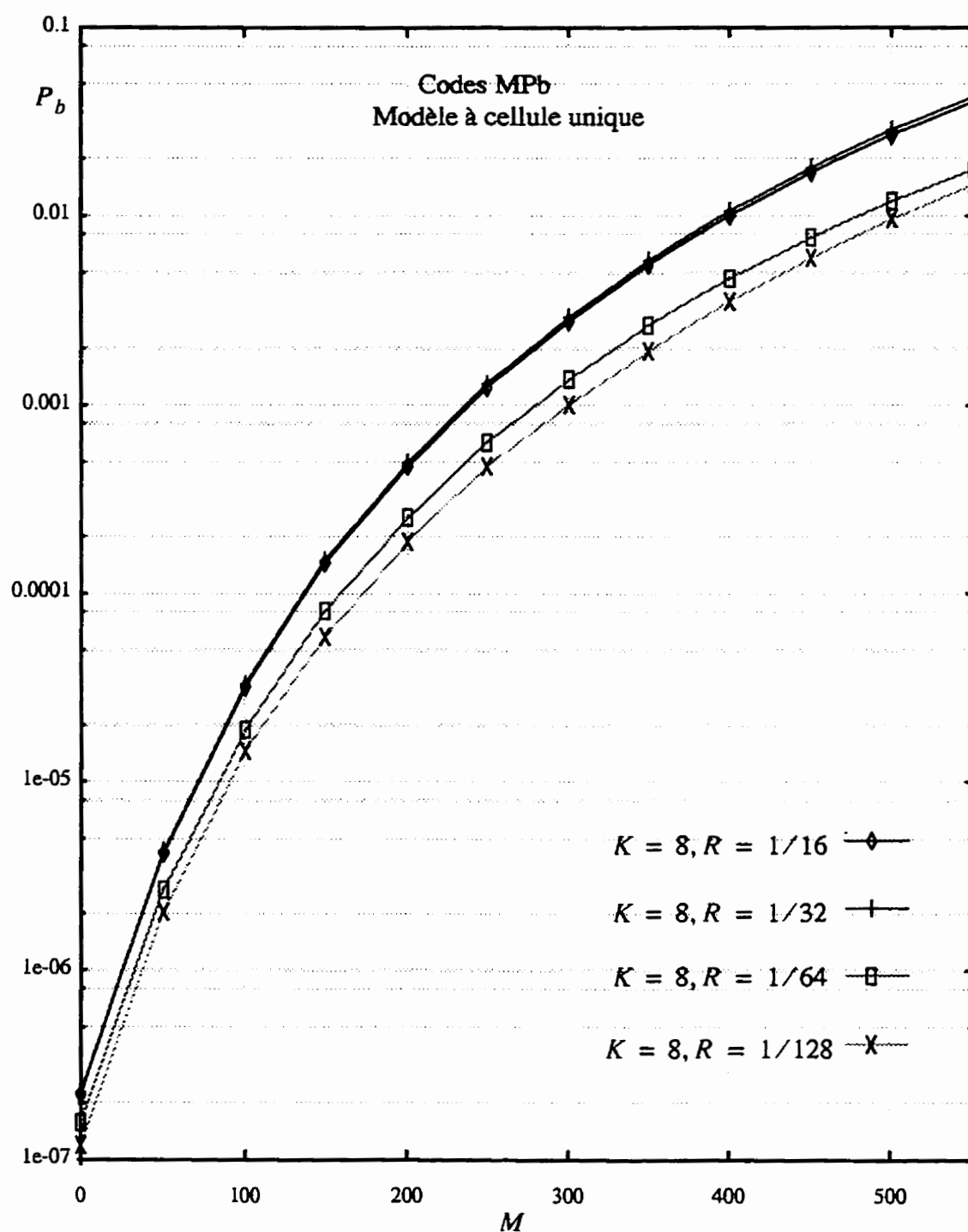


Figure 5.7 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K=8$, $P_{Eb}/N_0 = 15$ dB.

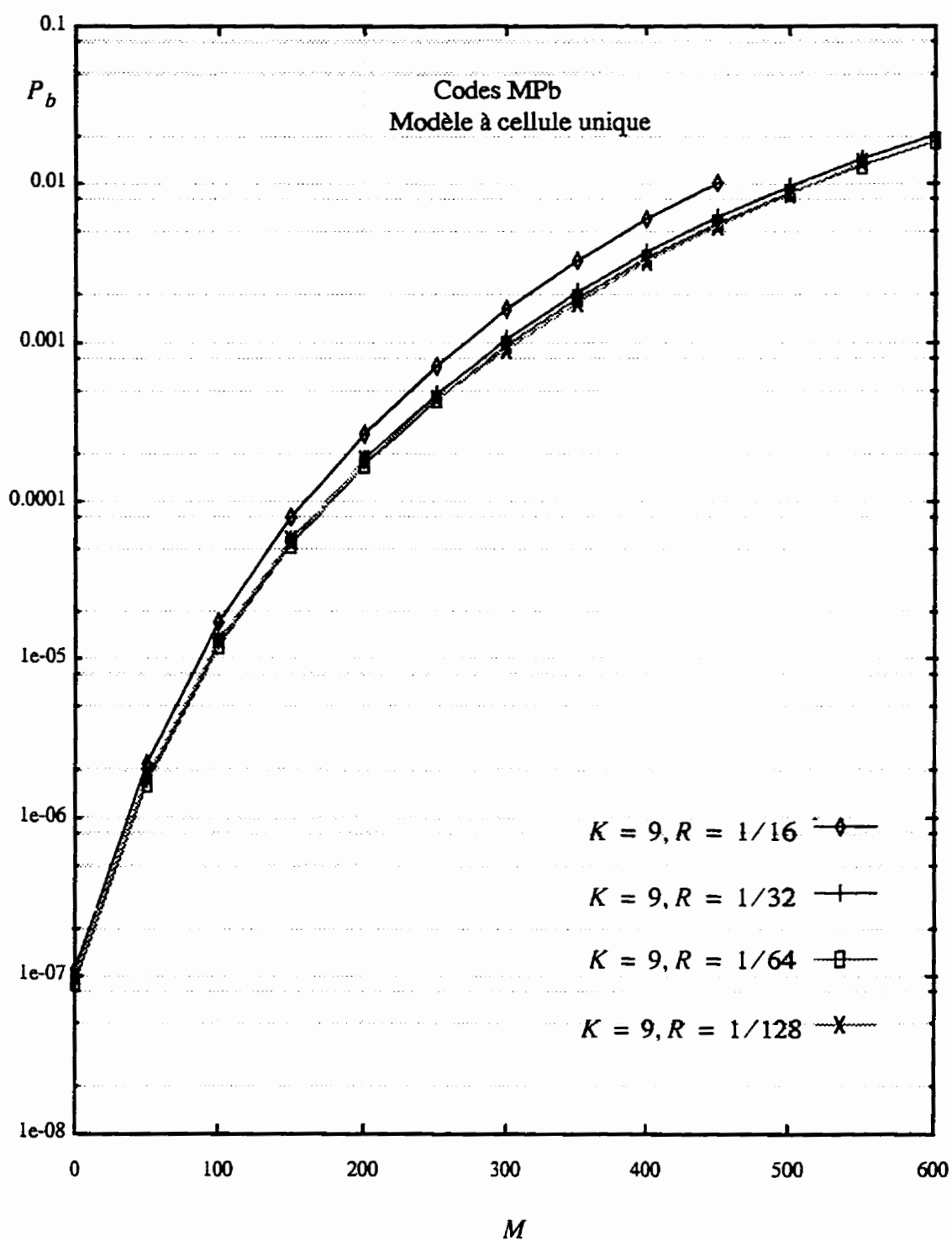


Figure 5.8 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K=9$, $P_{E_b}/N_0 = 15$ dB.

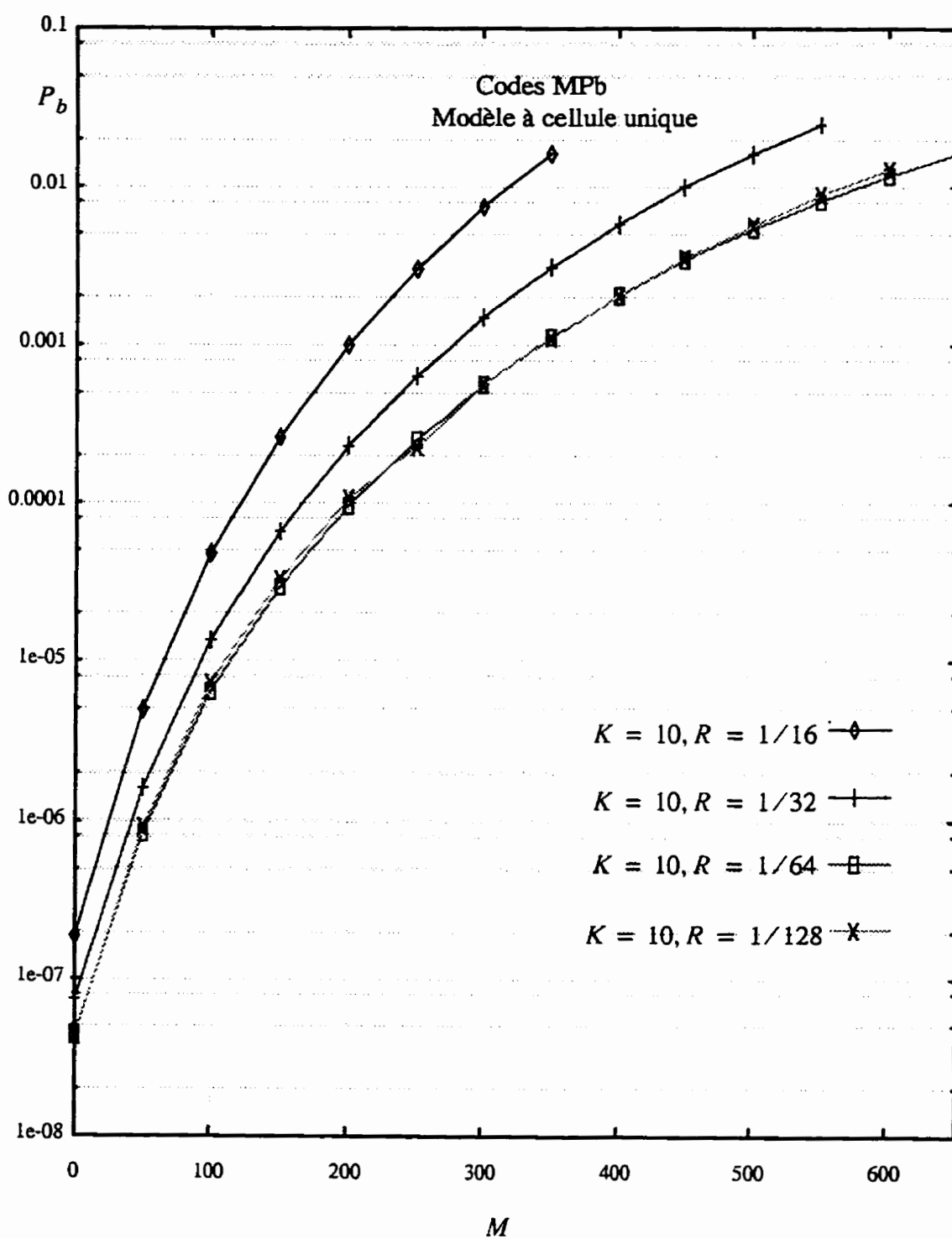


Figure 5.9 - Probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, $K=10$, $P_{E_b}/N_0=15$ dB.

Tableau 5.1 - Taux de codage optimaux pour les codes à probabilité d'erreur minimale

P_b	Longueur de contrainte K	Meilleur taux de codage	Capacité à $PE_b/N_0 = 15$ dB
10^{-2}	7	1/64	445
	8	1/128	495
	9	1/64	520
	10	1/64	580
10^{-3}	7	1/64	250
	8	1/128	285
	9	1/32	300
	10	1/64	345
10^{-4}	7	1/64	140
	8	1/64	160
	9	1/32	170
	10	1/64	200
10^{-5}	7	1/32	65
	8	1/64	85
	9	1/32	95
	10	1/64	120

Le tableau 5.1 donne les taux de codage optimaux pour différentes longueurs de contrainte à une valeur de PE_b/N_0 fixée à 15 dB. Ces résultats ont été tirés des figures 5.6 à 5.9. Les taux de codage optimaux ont été obtenus non seulement en tenant compte de la capacité, mais aussi de la complexité du code. Il est à noter que pour deux codes de même longueur de contrainte K mais de taux de codage différents R_1 et R_2 avec $R_1 < R_2$, le code le plus complexe est celui dont le taux de codage est égal à R_1 . Donc à performances quasi-égales, on opte pour le choix du code dont le taux de codage est R_2 .

Le choix des meilleurs codes étant fait dans le cas du modèle de la cellule unique, nous utiliserons dans la suite de notre analyse les codes qui offrent les meilleurs performances. Il s'agit des codes $K = 9, R = 1/32$, et $K = 10, R = 1/64$.

Dans ce qui suit nous abordons l'analyse des performances du modèle multi-cellules.

5.3 - Analyse des performances du modèle multi-cellules

L'analyse du modèle multi-cellules est semblable à celle faite pour le modèle à cellule unique.

5.3.1 - Modèle du système

Ce modèle est développé en s'inspirant de l'analyse des interférences du modèle multi-cellules du chapitre 4, et du modèle de la cellule unique élaboré à la section 5.2.1 de ce chapitre. On modifie alors l'équation (5.12) en tenant compte des usagers qui se trouvent dans les cellules voisines. Les notations ici sont les mêmes que celles faites dans le modèle cellule unique, et celles élaborées au chapitre 4. Le signal qui arrive au récepteur s'écrit alors:

$$r(t) = r_{int}(t) + r_{ext}(t) \quad (5.39)$$

où $r_{int}(t)$ représente la somme des signaux reçus des usagers à l'intérieur de la cellule de référence qui est donné par l'équation (5.12), et $r_{ext}(t)$ est la somme des signaux reçus des usagers qui se trouvent dans les cellules voisines. $r_{ext}(t)$ s'écrit:

$$r_{ext}(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^{A_j M} \left[\frac{r_{lj}}{r_0} \right]^\mu 10^{[(\zeta_0 - \zeta_{lj})/10]} \times \lambda_{lj} \sqrt{E_s} \rho_{lj} a^{(lj)}(t - \tau'_{lj}) b^{(lj)}(t - \tau'_{lj}) \varphi'_{lj}(t) \quad (5.40)$$

L'équation (5.40) est semblable à l'équation (4.24), la différence se situe au niveau de la présence des évanouissements ρ_{lj} . Tous les autres paramètres de cette équation ont été définis au chapitre 4.

5.3.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur en présence de diversité

Les développements ici sont identiques à ceux du modèle à cellule unique, à la seule différence que nous intégrerons le terme $\beta(\mu, \sigma)$ défini au chapitre 4 dans nos résultats. Ceci dit, nous ne reprendrons pas tous les calculs ici.

En faisant une analogie avec l'analyse des interférences étudiée au chapitre 4, seul le facteur $\beta(\mu, \sigma)$ qui paramétrise l'interférence inter-cellules entre en jeu dans l'évaluation de la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit du système. Ceci était prévisible car l'ajout des usagers dans le système est directement lié à l'accroissement de l'interférence. On a donc un facteur $\Gamma = [1 + \beta(\mu, \sigma)]$ qui est intégré dans les calculs ici, de sorte qu'en modifiant l'équation (5.37), la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit est alors donnée par:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\sqrt{\frac{M}{2} \sigma_T^2 [1 + \beta(\mu, \sigma)] + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] g_1(u) f_1(x) du dx. \quad (5.41)$$

Tous les paramètres de l'équation (5.41) ont été définis dans le modèle à cellule unique. Dans ce qui suit, nous présentons et analysons les résultats obtenus par calculs.

5.3.3 - Présentation et analyse des résultats du modèle multi-cellules

L'analyse ici est faite en considérant les deux meilleurs codes c'est à dire $K = 9, R = 1/32$, et $K = 10, R = 1/64$. Les paramètres du contrôle de puissance et des évanouissement de Rayleigh sont les mêmes que ceux pris pour l'analyse des performances du modèle à cellule unique.

Dans un premier temps, on compare les performances des modèles cellule unique et multi-cellules. Ensuite, on analyse les performances du modèle multi-cellules en fonction du rapport E_b/N_0 , enfin on étudie les performances du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance.

La figure 5.11 présente les courbes de performances des modèles cellule unique et multi-cellules pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$. Nous avons vu dans l'équation (5.41), que le paramètre de l'interférence inter-cellules $\beta(\mu, \sigma)$ intervenait. Afin de procéder à l'analyse comparative des deux modèles, nous avons fixé l'exposant d'atténuation de parcours $\mu = 4$, et nous faisons varier le paramètre σ qui modélise la variable de la composante log-normale d'atténuation de puissance du signal de l'utilisateur qui se trouve dans une cellule adjacente. On rappelle que le tableau 4.2 (du chapitre 4) nous donne les valeurs de $\beta(\mu, \sigma)$.

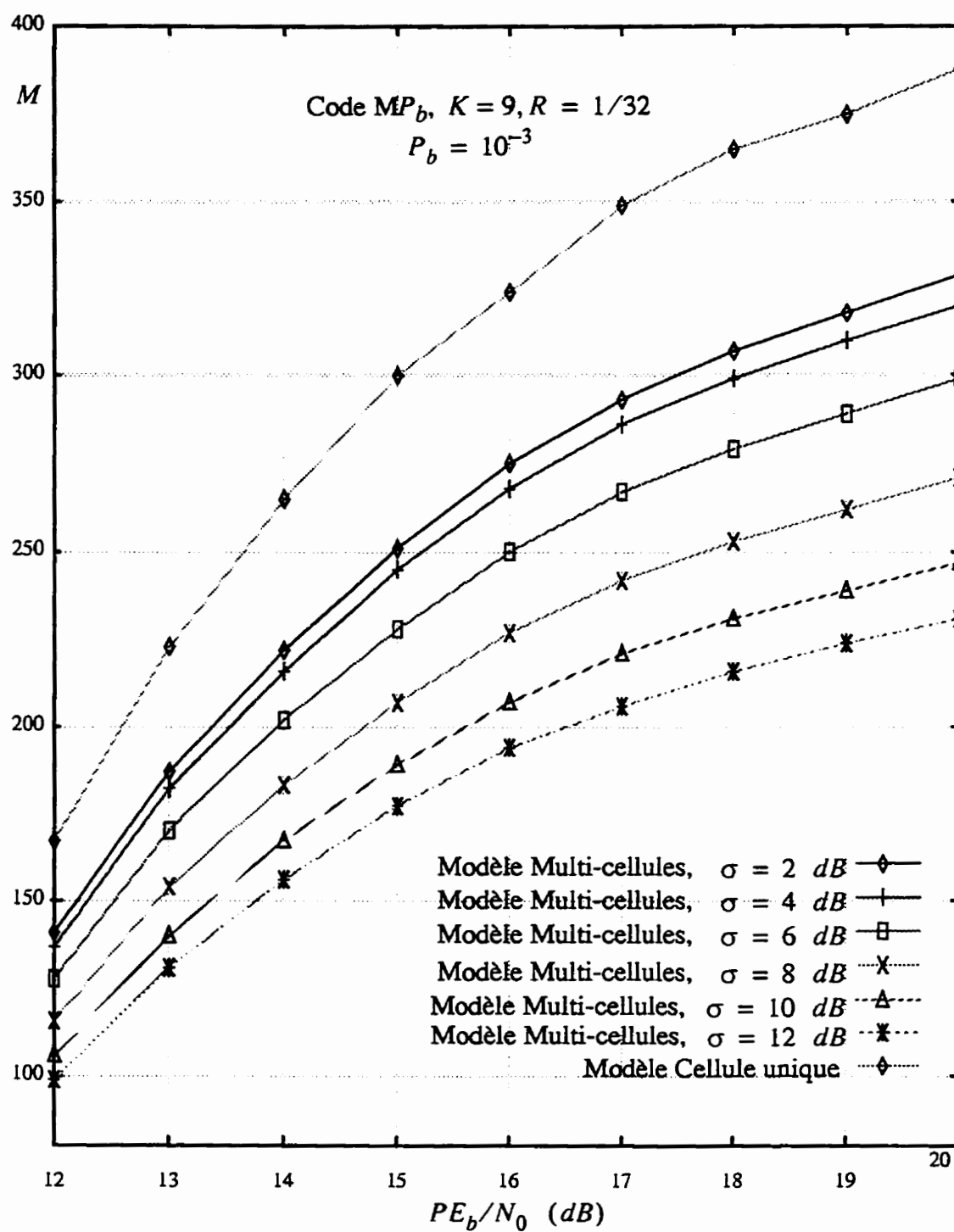


Figure 5.10 - Comparaison des capacités entre le modèle de la cellule unique et le modèle multi-cellules pour différentes valeurs de σ et $\mu=4$

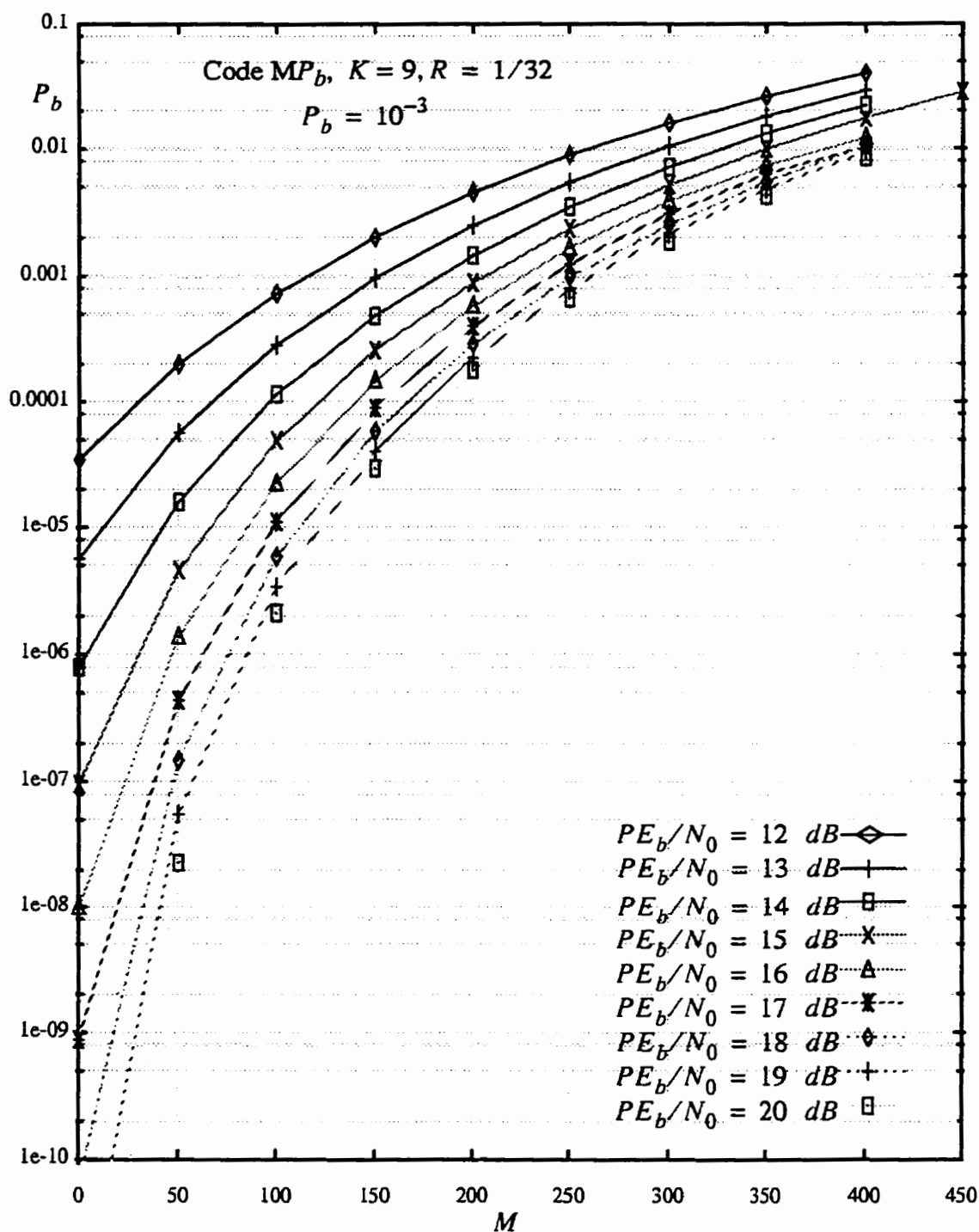


Figure 5.11 - Performance du modèle multi-cellules en fonction du rapport PE_b/N_0

La figure 5.10 montre bien la diminution de la capacité du modèle multi-cellules par rapport à celui du modèle à cellule unique. En effet, en comparant les équations (5.37), et (5.41), on constate qu'il y a diminution de la capacité du modèle multi-cellules par un facteur:

$$\Delta = 1 - \frac{1}{(1 + \beta(\mu, \sigma))} \quad (5.42)$$

Le tableau 5.2 donnent les valeurs de Δ en pourcentage pour chaque valeur de σ , la valeur de μ étant fixé à 4.

Tableau 5.2 - Diminution de la capacité en fonction de σ

σ	$\beta(\mu, \sigma)$	Δ (en %)
2	0,19	16
4	0,22	18
6	0,309	24
8	0,443	31
10	0,582	37
12	0,691	41

Le tableau 5.2 montre que $\beta(\mu, \sigma)$ augmente en fonction de l'écart type σ , pour μ fixé. Lorsque $\beta(\mu, \sigma)$ augmente, on a un accroissement des interférences dans le système et par conséquent une diminution de la capacité comme on peut le voir sur la figure 5.10. Par contre, à écart type σ égal, si $\mu_1 < \mu_2$, on aura $\beta(\mu_2, \sigma) < \beta(\mu_1, \sigma)$; ceci peut être vu sur le tableau 4.2 (du chapitre 4). Cette situation est prévisible car plus l'atténuation due à la distance est grande, plus les amplitudes reçues des signaux des usagers appartenant aux

cellules voisines sont faibles. L'interférence qui en découle est également faible, et donc la capacité plus élevée.

La figure 5.11 donne les courbes de performances du modèle multi-cellule en fonction du rapport PE_b/N_0 , pour $\mu = 4$ et $\sigma = 8$ qui sont les valeurs les plus utilisées dans la littérature. Nous avons vu qu'en fixant la probabilité d'erreur par bit, par exemple $P_b = 10^{-3}$, il y avait diminution de la capacité d'un facteur Δ par rapport au modèle cellule unique pour un même rapport PE_b/N_0 . Pour avoir la même capacité que le modèle à cellule unique, on doit augmenter le rapport PE_b/N_0 si on n'utilise aucun paramètre de l'AMRC (que nous verrons au prochain chapitre). En effet on constate par exemple qu'en fixant $P_b = 10^{-3}$, si l'on désire avoir $M = 270$ usagers par cellule, on lit sur la figure 5.10 qu'il faut que $PE_b/N_0 = 14$ dB pour le modèle cellule unique, tandis que pour les mêmes critères, il faudrait avoir un rapport $PE_b/N_0 = 20$ dB pour le modèle multi-cellules comme on peut le voir sur la figure 5.11. Ce qui représente une augmentation du rapport PE_b/N_0 de 6 dB. On remarque aussi en examinant les figures 5.10 et 5.11 que plus on veut accroître la capacité, plus il faudrait augmenter ce rapport. Ce qui devient très dommageable, car en général on voudrait garder de faibles rapports E_b/N_0 pour réduire les puissances émises afin de contrer les effets indésirables créés par le bruit et les interférences, et aussi pour permettre au codage convolutionnel d'être plus efficace.

Les figures 5.12 et 5.13 donnent les courbes de performance du modèle multi-cellules en présence d'un contrôle de puissance imparfait. L'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance d'un usager en situation d'ombrage σ_s est représenté en abscisse, et en ordonnée la probabilité d'erreur par bit. Pour l'étude des performances, on a choisi l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance d'un usager en situation d'ombrage $\sigma_u = 1$ dB [Mon95]. Les simulations ont été faites pour des différentes valeurs de la capacité $M = 50$, $M = 100$, $M = 150$ usagers, et pour un rapport $PE_b/N_0 = 15$ dB.

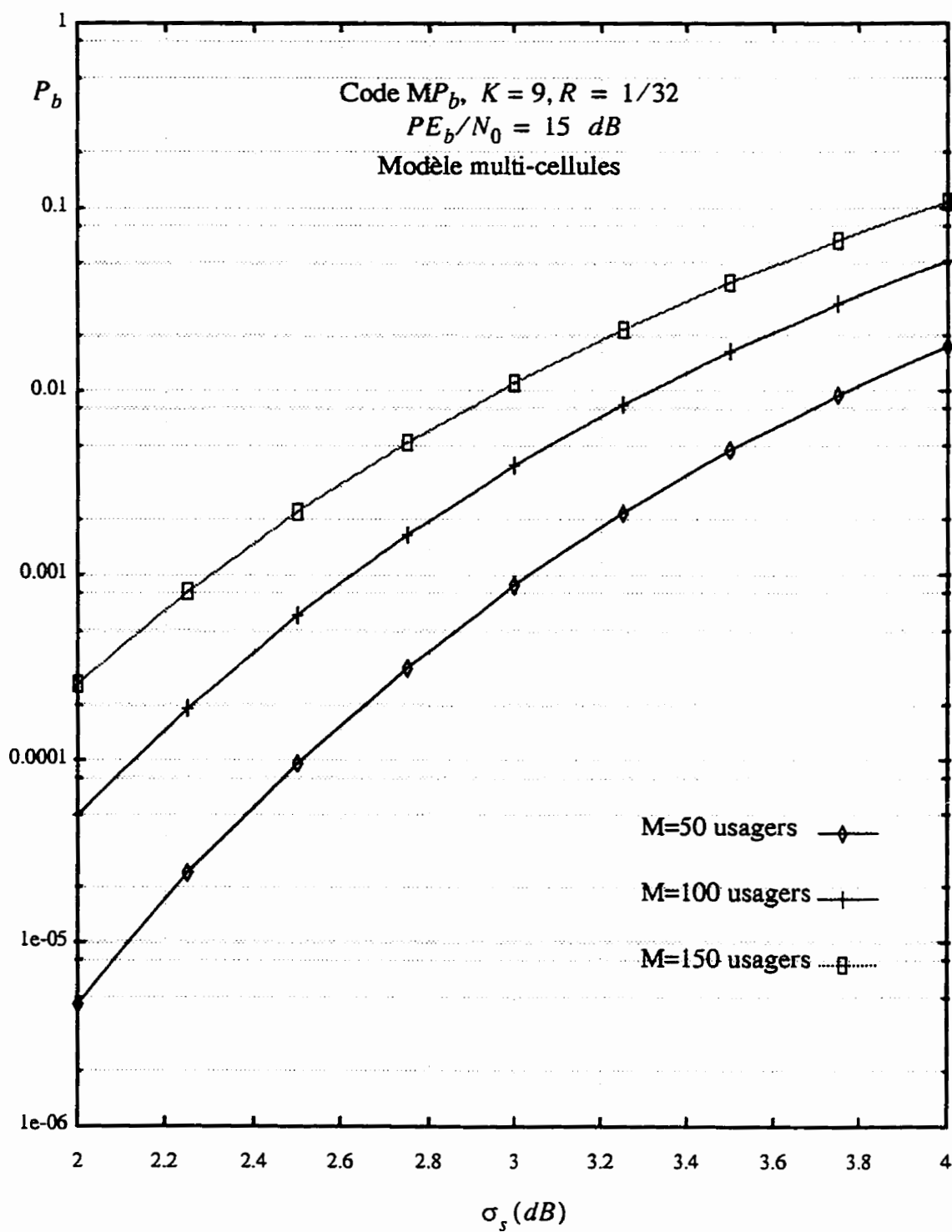


Figure 5.12 - Performance du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance en utilisant le code MP_b , $K=9$, $R=1/32$

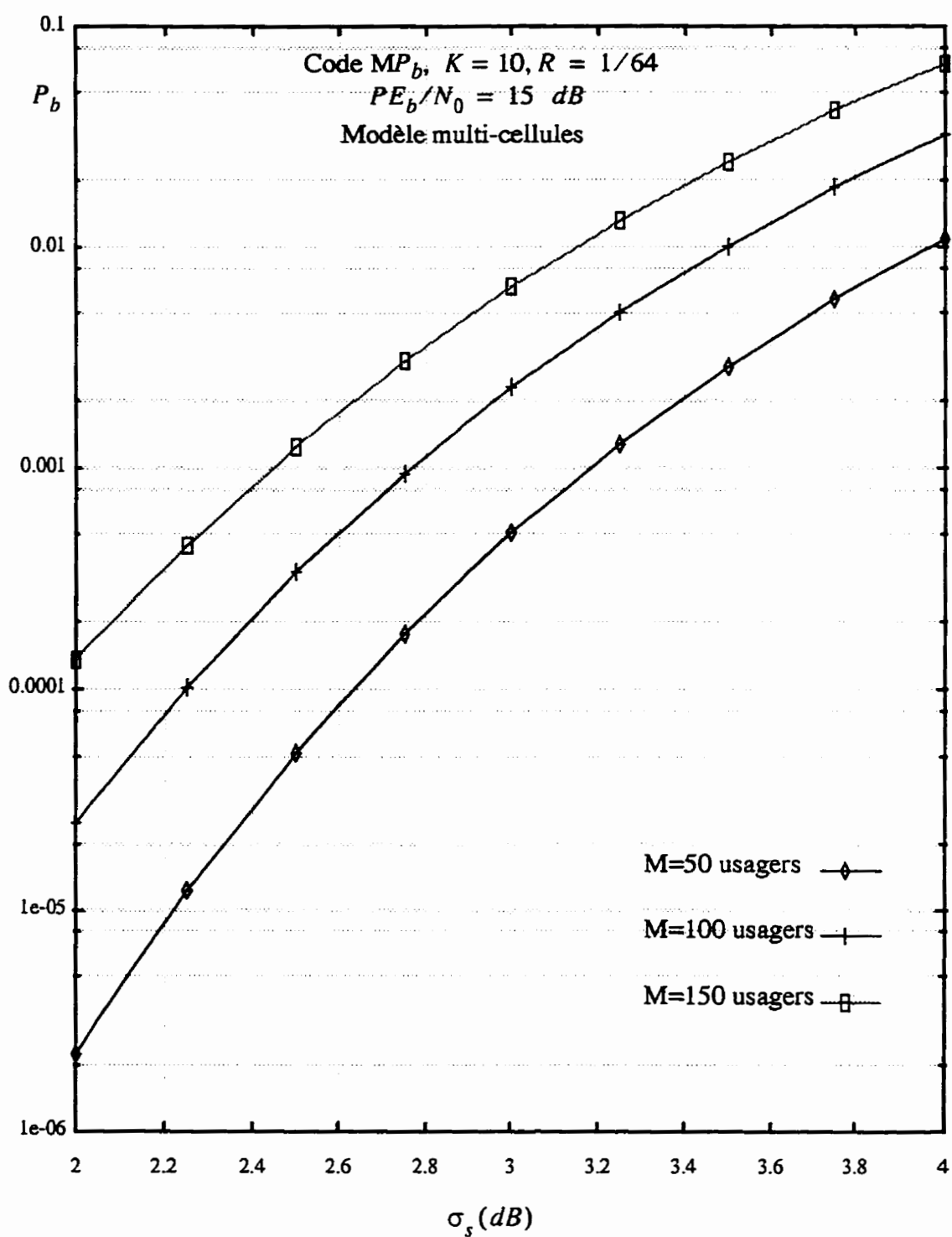


Figure 5.13 - Performance du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance en utilisant le code MP_b , $K=10$, $R=1/64$

Ces deux figures montrent que le système est très sensible à une erreur due au contrôle de puissance. En effet en considérant la figure 5.12, avec une erreur de contrôle de puissance $\sigma_s = 2,3 \text{ dB}$, si on a désire avoir une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$, le nombre maximal d'utilisateurs par cellule est de $M = 150$. Tandis que avec le même critère d'erreur, on constate à la figure 5.11 pour $PE_b/N_0 = 15 \text{ dB}$, avec une erreur de contrôle de puissance de $\sigma_s = 2 \text{ dB}$, le nombre d'utilisateurs par cellule est $M = 200$. On peut expliquer cela en disant qu'en commettant une erreur de 0,3 dB de plus, on a une diminution de la capacité de 25%; ce qui n'est pas du tout négligeable. Si l'on considère maintenant un critère d'erreur de $P_b = 10^{-2}$, à la figure 5.11 en prenant toujours $PE_b/N_0 = 15 \text{ dB}$ et $\sigma_s = 2 \text{ dB}$ le nombre d'utilisateurs par cellule est $M = 350$; tandis que avec le même critère d'erreur, si $\sigma_s = 3,3 \text{ dB}$, à la figure 5.12 le nombre d'utilisateurs par cellule est $M = 100$ utilisateurs. Cette dégradation du système est de plus en plus prononcée pour un accroissement de l'erreur due au contrôle de puissance. En effet on constate à la figure 5.12 qu'avec $\sigma_s = 4 \text{ dB}$, et en fixant la probabilité d'erreur acceptable à $P_b = 10^{-2}$, le nombre d'utilisateurs par cellule est inférieure à 30.

Si on examine maintenant les courbes de la figure 5.13, on constate aussi que le système est aussi sensible à l'erreur de contrôle de puissance mais de façon moins prononcée pour des critères de probabilité d'erreur élevée. En effet, on constate qu'en considérant que $P_b = 10^{-2}$, avec une erreur de contrôle de puissance $\sigma_s = 4 \text{ dB}$, on a à peu près 50 utilisateurs par cellule, comparativement au cas précédent où la capacité est inférieure à 30. La différence de performance des deux codes utilisés dans les figures 5.12 et 5.13 est moins significative pour des probabilités d'erreur faibles.

Les résultats de l'analyse du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance sont semblables à ceux obtenus par Monk [Mon95]. Ces résultats montrent bien la sensibilité du système à une erreur de contrôle de puissance. Les valeurs de la capacité sont différentes de ceux de Monk [Mon95] car certains paramètres tels que le

gain de traitement, ou le code utilisé ne sont pas les mêmes, mais les résultats sont très proches.

Dans ce chapitre, nous avons analysé la performance des modèles cellule unique et multi-cellules en utilisant les codes convolutionnels de faibles taux de codage. Les simulations du modèle de cellule unique nous ont permis de faire le choix des codes optimaux. On a aussi étudié les performances du système en fonction de l'augmentation de la capacité et du rapport signal à bruit dans ce modèle. Ensuite, nous avons procédé à une analyse comparative des modèles à cellule unique et multi-cellules. Enfin une analyse des performances du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance a été présentée.

Dans le prochain chapitre, nous raffinons le modèle multi-cellules en utilisant les paramètres de l'AMRC afin de rendre le système plus performant. Une analyse comparative avec le modèle multi-cellules développé dans ce chapitre, ainsi qu'avec des modèles précédemment proposés dans d'autres recherches est abordée.

CHAPITRE 6

ANALYSE DES PERFORMANCES EN EXPLOITANT LES PARAMÈTRES DE L'AMRC

Nous avons vu au chapitre précédent que les systèmes AMRC étaient très sensibles à une erreur de contrôle de puissance. Afin d'atténuer cette sensibilité, on utilise très souvent les paramètres permettant de réduire l'interférence due à l'accès multiple (MAI) telles que la sectorisation, et l'activité vocale. Toute l'analyse dans ce chapitre est faite pour le modèle multi-cellules qui est plus réaliste. Ce chapitre porte sur l'analyse des performances en exploitant ces paramètres de l'AMRC. Nous allons d'abord étudier l'effet de l'activité vocale sur les performances, par la suite nous analyserons le cas de la sectorisation, et enfin nous utiliserons une combinaison des deux paramètres: activité vocale et sectorisation.

6.1 - Utilisation de l'activité vocale

6.1.1 - Modèle d'activité vocale

Le modèle utilisé ici est inspiré des modèles proposés par Monsen [Mop95] et Gilhousen [Gil90]. Dans le modèle proposé ici, on identifie les paramètres influençant l'interférence due à l'accès multiple (Multiple Access Interference: MAI, en anglais).

On a vu au chapitre 5 que l'interférence due à l'accès multiple pouvait être modélisée par une variable aléatoire de moyenne nulle et de variance:

$$\sigma_{tot}^2 = (M/2) \sigma_T^2 (1 + \beta(\mu, \sigma)) \quad (6.1)$$

où σ_T^2 est donnée par (5.34).

On transforme l'équation (6.1) de façon à tenir compte de l'activité vocale utilisée dans les systèmes AMRC. On a alors :

$$\sigma_{tot}^2(MAI) = [(M/2) \sigma_T^2 (1 + \beta(\mu, \sigma))] v_u \quad (6.2)$$

où v_u est le facteur d'utilisation de la voix.

6.1.2 - Modélisation du facteur d'utilisation de la voix

Le facteur d'utilisation de la voix est un paramètre qui a un grand effet sur la capacité des systèmes AMRC. Il provient de l'utilisation des moments de silence lors d'une conversation. Il a été montré que pendant une conversation téléphonique, un usager n'est effectivement actif qu'environ à 35% du temps. Durant 65% du temps, il y a donc silence. Dans les systèmes AMRC, on émet les signaux à de faible débit durant ces moments de silence, ce qui diminue le niveau d'interférence et par conséquent entraîne une augmentation de la capacité [Mop95].

Le modèle de Monsen [Mop95] tient compte du fait qu'un usager peut utiliser son cellulaire non seulement pour les services téléphoniques ordinaires, mais aussi pour la télécopie, et le transfert des données. Dans ce cas, il n'y a plus de moments de silence car la transmission des données se fait sans interruption selon le débit normal. Le facteur d'utilisation de la parole s'écrit [Mop95]:

$$v_u = f_m [v_a + (1-v_a) r_f] + 1-v_a \quad (6.4)$$

où v_a représente la probabilité que l'utilisateur (de voix) soit actif, c'est à dire parle, avec $0,35 \leq v_a \leq 0,4$ [Jan95], f_m représente la fraction des usagers utilisant la voix, et finalement r_f est le facteur de réduction du taux de données (bruit ambiant).

Les valeurs typiques des paramètres de l'équation (6.4) sont:

$$- v_a = 0,375$$

- $f_m = 0,8$
- $r_f = 0,25$.

En substituant les valeurs de ces paramètres dans l'équation (6.4), on trouve:

$$v_u = 0,63. \quad (6.5)$$

6.1.3 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit

Pour établir la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit ici, on modifie l'expression (5.41) de la probabilité d'erreur par bit élaborée au chapitre 5 de façon à tenir compte de l'activité vocale. On a alors:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\sqrt{\left[\frac{M}{2} \sigma_T^2 [1 + \beta] \right] v_u + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] g_1(u) f_1(x) du dx. \quad (6.6)$$

Pour des raisons de simplicité, on a posé: $\beta = \beta(\mu, \sigma)$. L'analyse des performances est faite en utilisant l'expression (6.6).

6.1.4 - Analyse des performances des systèmes exploitant l'activité vocale

L'analyse ici est faite en utilisant le code à probabilité d'erreur minimale dont la longueur de contrainte $K = 9$, et le taux de codage $R = 1/32$. Le facteur de compensation $P = 4$.

La figure 6.1 donne les courbes de probabilité d'erreur par bit des systèmes exploitant l'activité vocale en présence d'une erreur de contrôle de puissance pour $M = 50$, $M = 100$, et $M = 150$ usagers. On remarque que la probabilité d'erreur du système croît très rapidement en fonction de l'erreur de contrôle de puissance. À titre d'exemple, si l'on désire avoir $M = 100$ par cellule, et si l'erreur due au contrôle de puis-

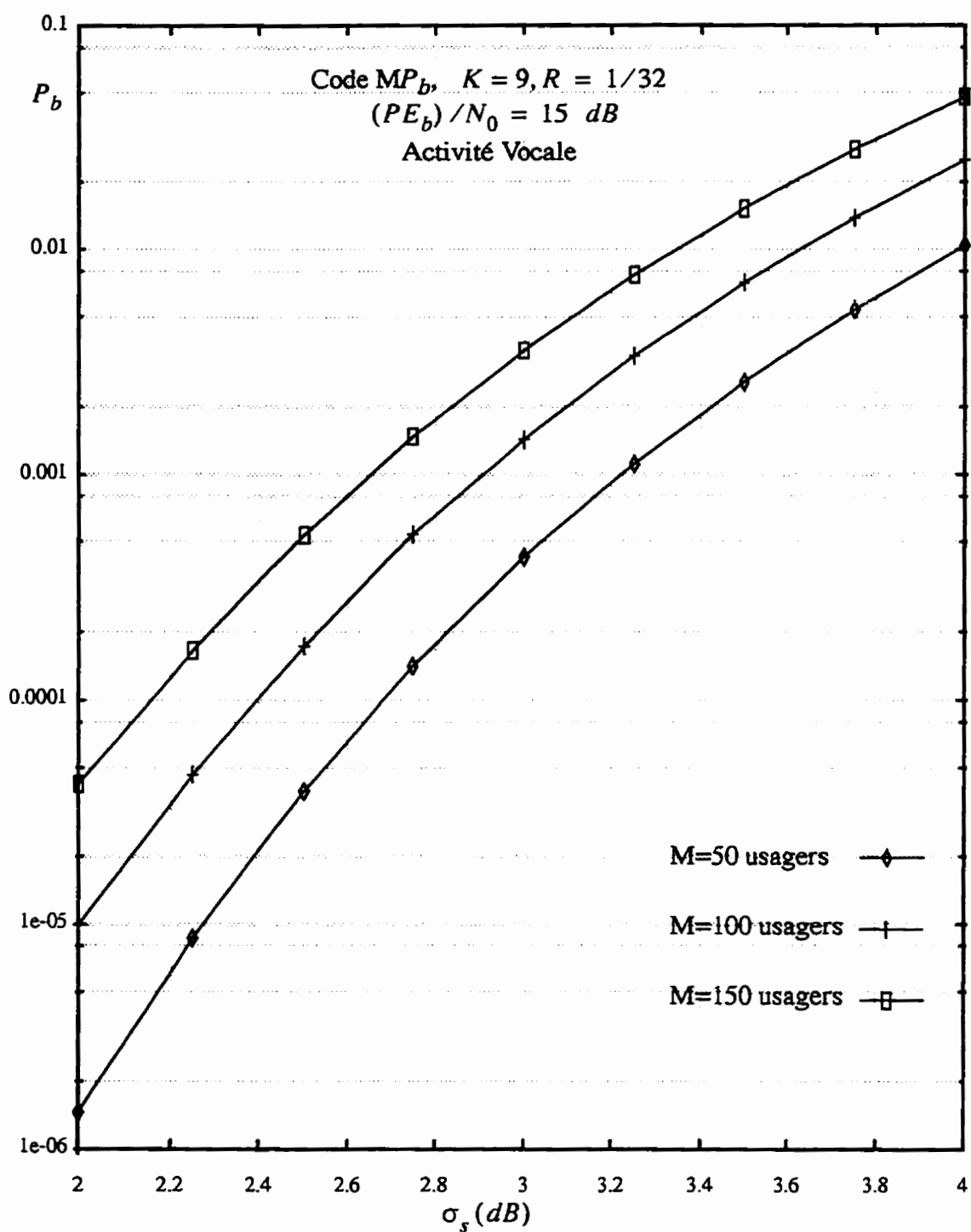


Figure 6.1 - Performances des systèmes exploitant l'activité vocale en présence d'une erreur de contrôle de puissance

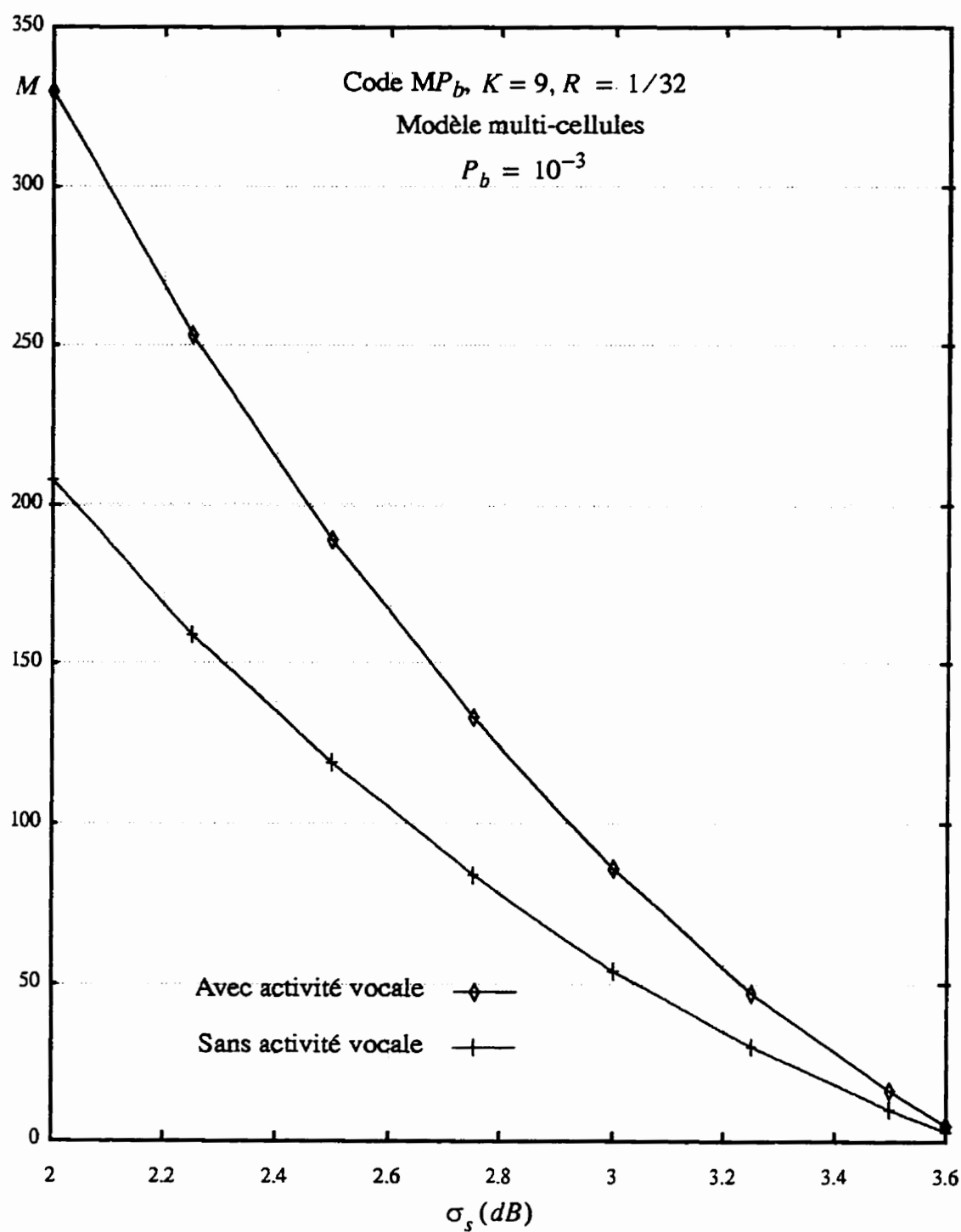


Figure 6.2 - Capacité des systèmes exploitant l'activité vocale et des systèmes sans activité vocale en fonction de σ_s ; $(PE_b)/N_0 = 15$ dB

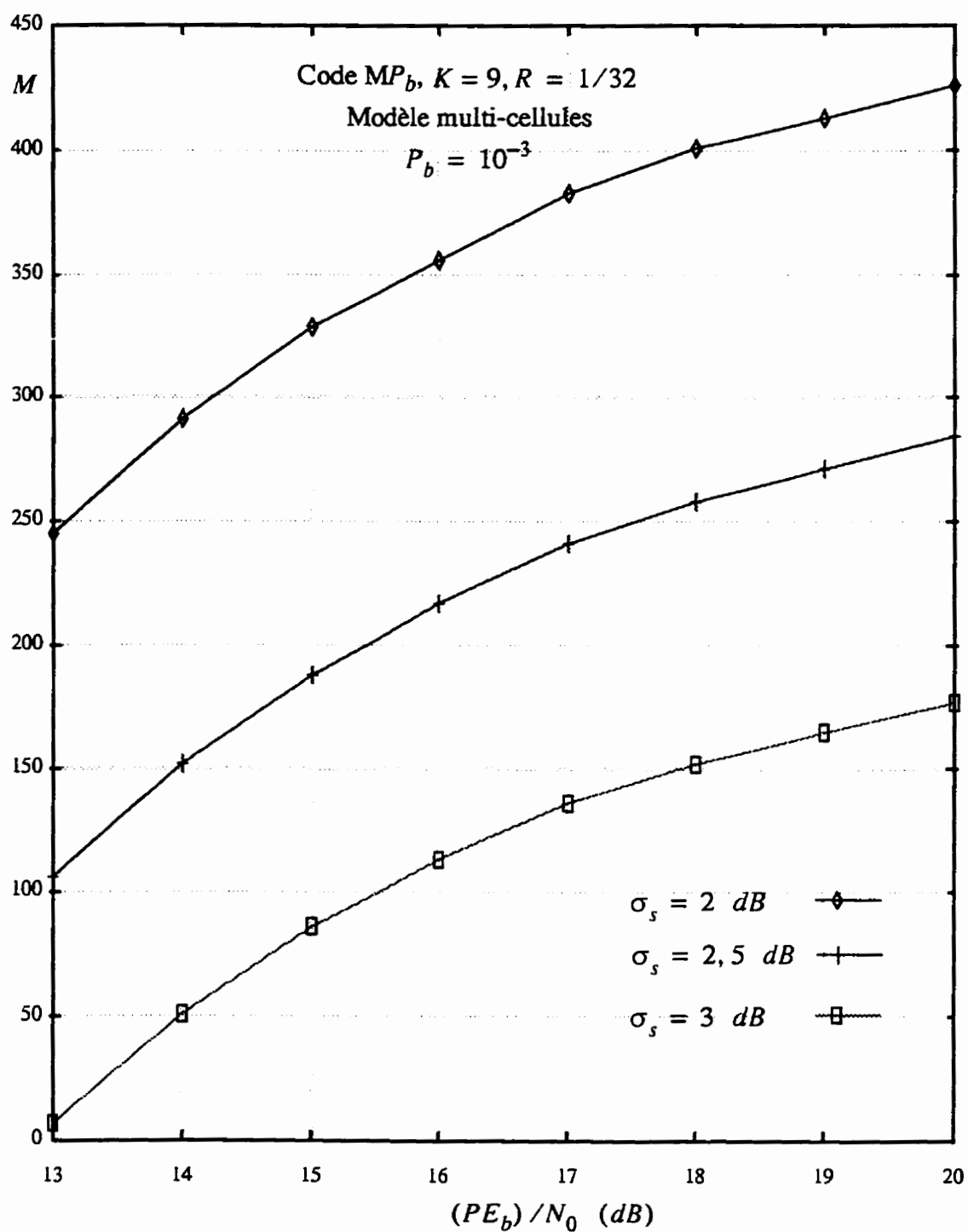


Figure 6.3 - Capacité des systèmes exploitant l'activité vocale en fonction du rapport $(PE_b)/N_0$ pour différentes valeurs de σ_s

sance est $\sigma_s = 2 \text{ dB}$, la probabilité d'erreur par bit du système est $P_b = 10^{-3}$; tandis que en supposant $\sigma_s = 2,4 \text{ dB}$, on trouve que $P_b = 10^{-4}$. On constate toujours sur la même figure que pour une erreur de contrôle de puissance avoisinant 4 dB, le système devient très peu performant.

À la figure 6.2, on compare la capacité des systèmes exploitant l'activité avec celle des autres systèmes multi-cellules n'utilisant aucun paramètre de l'AMRC. Cette comparaison est établie en considérant une probabilité d'erreur par bit $P_b = 10^{-3}$, et un rapport $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$. Plusieurs remarques peuvent être faites à partir de cette figure. On constate d'abord que les courbes de capacité des systèmes AMRC suivent une décroissance exponentielle en fonction de l'erreur due au contrôle de puissance. En effet, si on considère la courbe de capacité des systèmes exploitant l'activité vocale, on voit que si l'erreur due au contrôle de puissance est $\sigma_s = 2 \text{ dB}$, le système peut supporter jusqu'à $M = 330$ usagers; cependant si $\sigma_s = 2,5 \text{ dB}$, la capacité chute à $M = 185$ usagers par cellule. On peut interpréter ceci en disant qu'une augmentation de 0.5 dB de l'erreur de contrôle de puissance entraîne une diminution de 44% de la capacité, ce qui représente une très grande perte.

En comparant la capacité des systèmes exploitant l'activité vocale avec celle des systèmes n'utilisant pas l'activité vocale, on constate à la figure 6.2 que les systèmes mettant à profit l'activité vocale présente une capacité supérieure. En effet, cette amélioration de la capacité s'explique par le fait qu'en comparant les expressions (5.41) et (6.6), on constate que pour le même critère de probabilité d'erreur, il y a augmentation de la capacité pour les systèmes exploitant l'activité vocale par un facteur:

$$\Lambda = \frac{1}{v_u} = 1,58 \cdot \quad (6.7)$$

Ce qui représente une augmentation de la capacité de 58% par rapport au modèle proposé au chapitre 5.

La figure 6.3 présente la capacité des systèmes exploitant l'activité vocale en fonction du rapport $(PE_b)/N_0$ à $P_b = 10^{-3}$, pour différentes valeurs de l'erreur due au contrôle de puissance σ_s . Les courbes de la figure 6.3 nous donnent une idée du rapport $(PE_b)/N_0$ que l'on doit maintenir afin de pouvoir satisfaire aux contraintes du système (c'est à dire pour une probabilité d'erreur fixée, le nombre maximal d'utilisateurs par cellule M que supporter le système soumis à une erreur de contrôle de puissance donnée). À partir de ces courbes, on voit que l'évolution de la capacité en fonction du rapport $(PE_b)/N_0$ devient lente lorsque σ_s augmente.

Nous avons vu que les systèmes AMRC étaient limités en interférence. L'utilisation de l'activité vocale nous permet de réduire l'interférence de 37% correspondant à $(1-\nu_u)$. Cependant les résultats de notre analyse montrent encore malgré cette réduction, une sensibilité à l'erreur de contrôle de puissance. On constate que l'activité vocale affecte beaucoup plus la capacité que le contrôle de puissance.

Les résultats de notre analyse peuvent être validés par les études faites par Jansen [Jan95]. Jansen montre que les systèmes exploitant l'activité vocale permettent d'améliorer la capacité de 50 à 60%, ce qui a été bien obtenu dans notre analyse.

Dans ce qui suit, nous abordons l'analyse des performances des systèmes exploitant la sectorisation d'antennes.

6.2 - Utilisation de la sectorisation d'antennes

La sectorisation d'antennes est une technique très utilisée dans le but de diminuer l'interférence et donc d'augmenter la capacité dans les systèmes cellulaires ter-

restes. Elle consiste à diviser chaque cellule en plusieurs secteurs (généralement 3), et à utiliser des antennes directionnelles pour couvrir chaque secteur. Cela a pour effet de réduire le nombre de sources d'interférence pour une cellule donnée. Pour illustrer cette technique, considérons la figure 6.4.

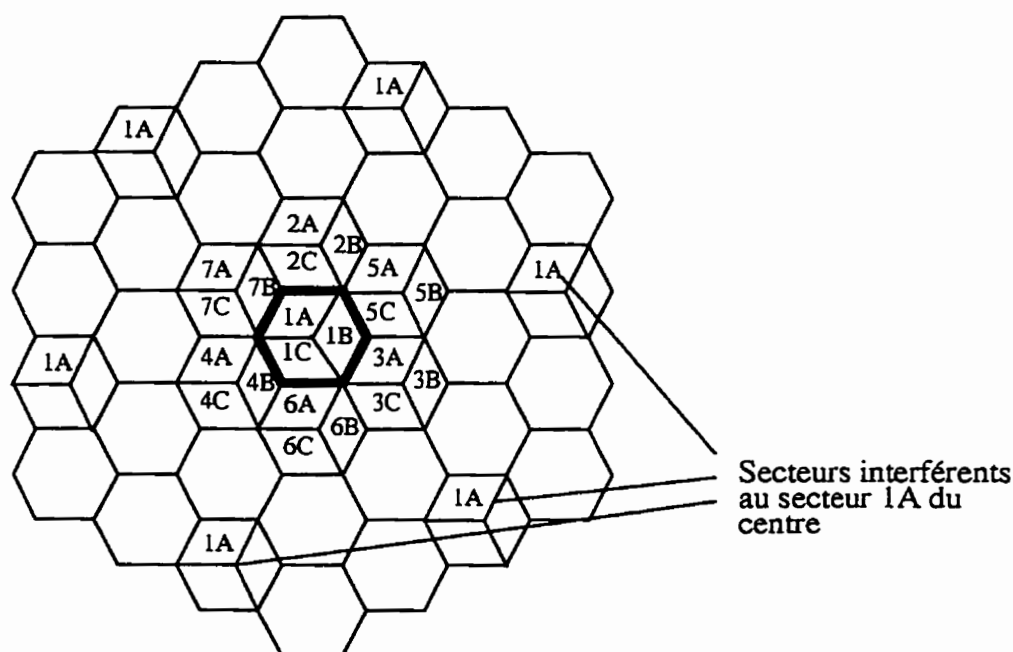


Figure 6.4 - Sectorisation en 3 secteurs

La figure 6.4 présente le cas d'une sectorisation en trois secteurs. Lorsqu'on applique la sectorisation, chaque cellule dans est divisée en trois secteurs et les canaux radio utilisés dans chaque secteur seront les mêmes dans tout autre secteur numéroté de la même façon.

Cette technique présente cependant deux inconvénients:

- coûts supplémentaires engendrés par l'achat et l'installation de nouvelles antennes,
- augmentation du nombre de Handoff (changement de canal radio en

cours de communication) provoquée par un grand nombre secteurs.

Cette méthode est très utilisée dans les régions urbaines où la distance de séparation entre cellules utilisant les mêmes fréquences est faible.

6.2.1 - Modèle de sectorisation

Le modèle de sectorisation est inspiré de celui proposé par Jansen [Jan95]. Dans ce modèle, on suppose que l'interférence totale due à l'accès multiple peut être réduite en divisant chaque cellule en un certain nombre D de secteurs. Nous supposons dans notre analyse que la sectorisation est parfaite, c'est à dire qu'il n'y a pas de chevauchement entre les secteurs comme à la figure 6.4.

Dans le modèle de Jansen, on définit le rapport F_s entre la puissance de l'interférence totale reçue dans un système exploitant la sectorisation P_s et la puissance de l'interférence totale reçue dans le cas d'un système non-sectorisé P_n par:

$$F_s = \frac{P_s}{P_n} = \frac{1}{D} \quad (6.8)$$

où D est le nombre de secteurs. On a nécessairement $F_s < 1$.

En tenant compte de ce rapport, l'interférence totale due à l'accès multiple peut être modélisée par une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance donnée par:

$$Var(MAI) = [(M/2) \sigma_T^2 (1 + \beta(\mu, \sigma))] F_s. \quad (6.9)$$

Nous allons à présent donner l'expression de la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit dans le cas des systèmes exploitant la sectorisation.

6.2.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des systèmes sectorisés

Afin d'établir la borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit, on modifie l'équation (5.41) de la probabilité d'erreur par bit de façon à tenir compte de la sectorisation. Pour ce faire, on se sert de l'équation (6.9) de sorte que l'on a:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\sqrt{\left[\frac{M}{2} \sigma_T^2 [1 + \beta] \right] \frac{1}{D} + \frac{N_0}{2R(PE_b)}}} \right] g_1(u) f_1(x) du dx . \quad (6.10)$$

Considérant le code utilisé pour évaluer les performances, on connaît son spectre de poids (c'est à dire les C_d). Pour déterminer la capacité en fonction de l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance σ_s , on cherche par approximations successives l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance σ_s qui permet d'obtenir une probabilité d'erreur fixée P_b , pour un M donné. Ceci est obtenu pour un $(PE_b)/N_0$ fixé.

6.2.3 - Analyse des performances des systèmes sectorisés

L'analyse des performances est faite en utilisant le code à probabilité d'erreur minimale dont la longueur de contrainte $K = 9$, et le taux de codage $R = 1/32$. Le facteur de compensation $P = 4$, le rapport $(PE_b)/N_0 = 15$ dB, le nombre de secteurs considéré est $D = 3$, qui représente le cas où les cellules sont divisées en trois secteurs de 120° comme à la figure 6.4.

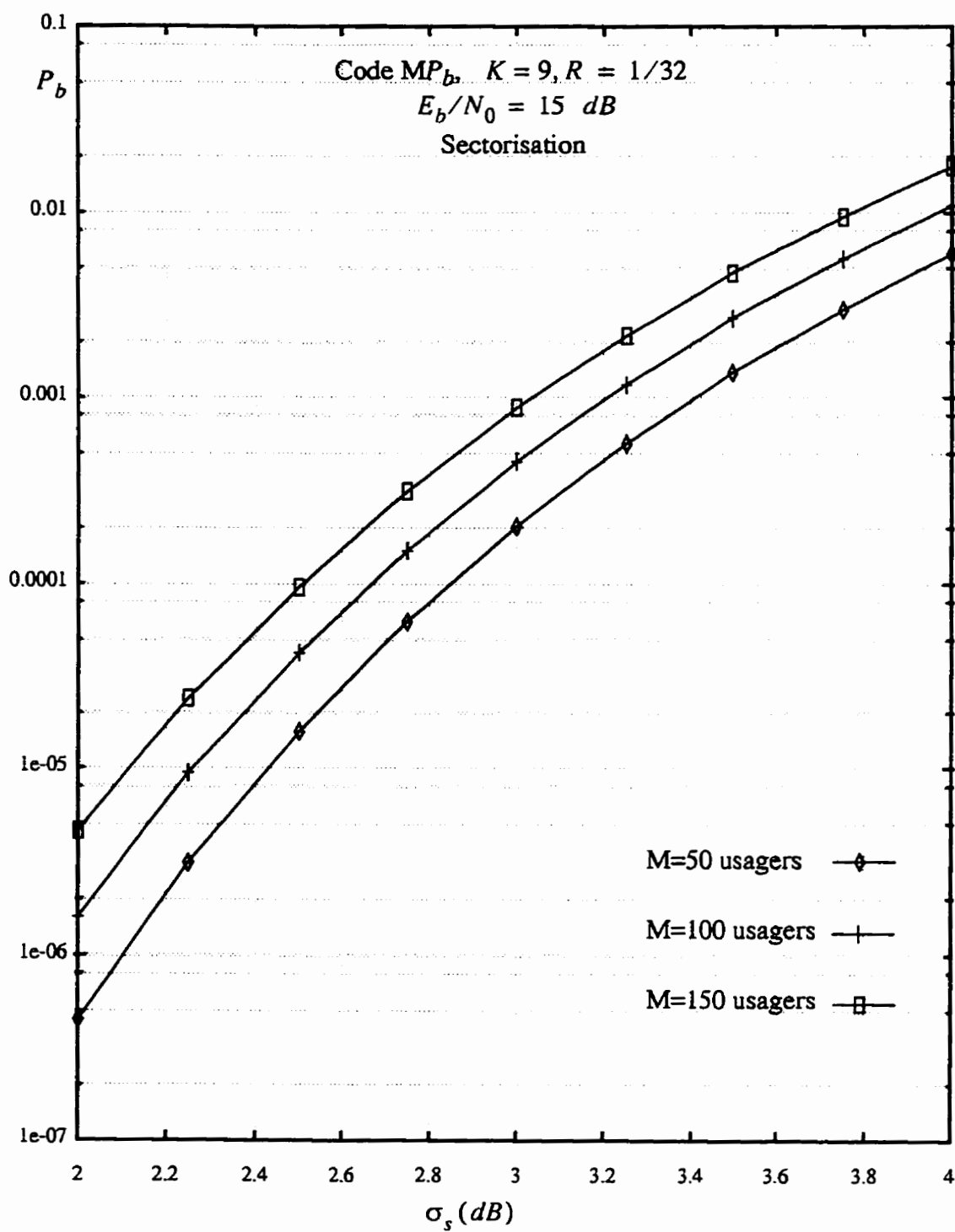


Figure 6.5 - Performances des systèmes exploitant la sectorisation $D=3$ secteurs, en présence d'une erreur de contrôle de puissance

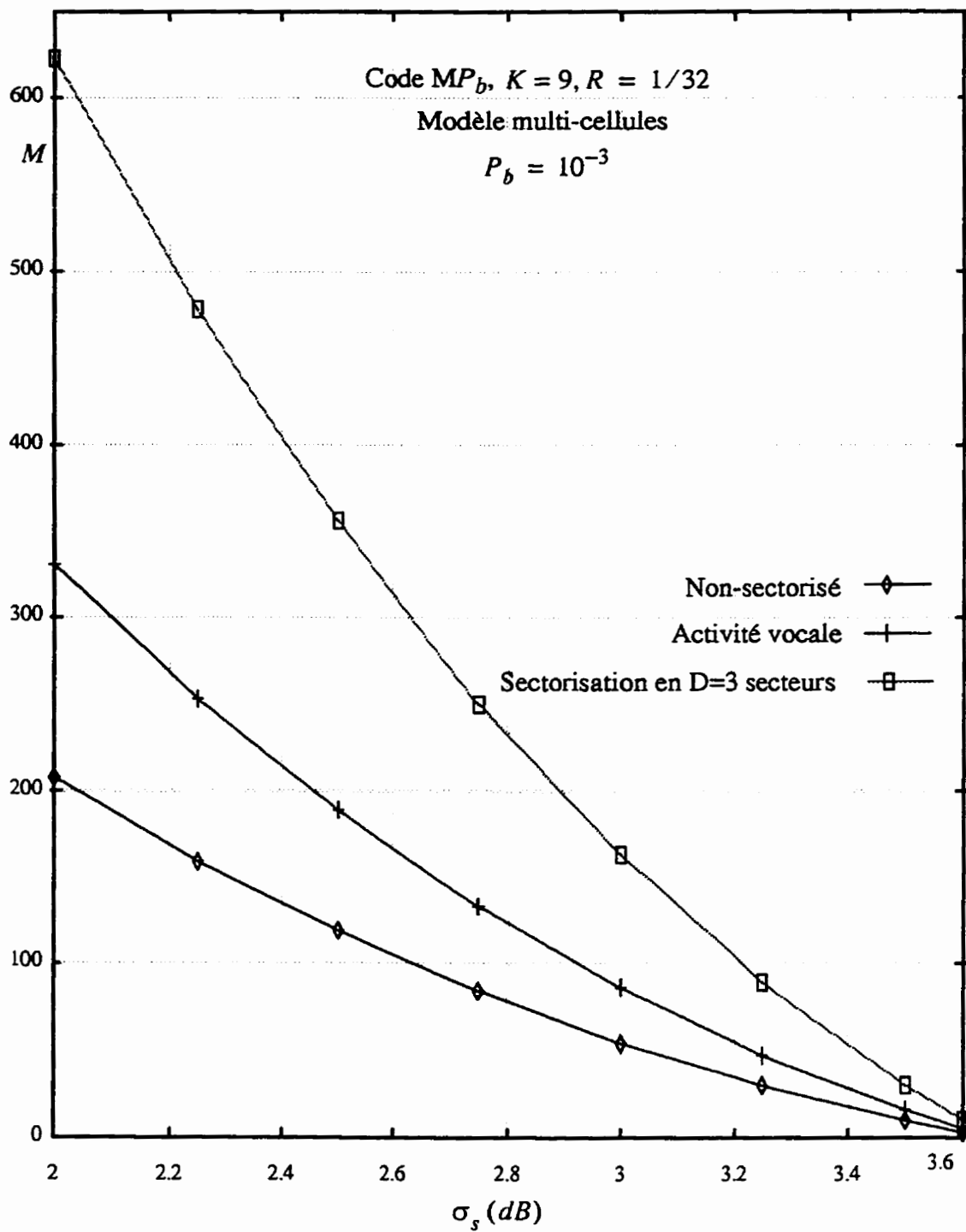


Figure 6.6 - Comparaison de la capacité des systèmes sectorisés avec celles des systèmes avec activité vocale, et des systèmes non-sectorisés; $(PE_b)/N_0 = 15$ dB

Les courbes de la figure 6.5 montrent que la sensibilité du système à l'erreur de puissance n'est plus aussi prononcée. Ceci s'explique par le fait que l'utilisation de la sectorisation a apporté une grande réduction de l'interférence totale. En effet, le facteur de réduction de l'interférence totale est:

$$\Upsilon = 1 - F_s = 0,67 \quad (6.10)$$

On obtient une réduction de 67% d'interférence comparativement aux systèmes multi-cellules n'exploitant aucun paramètre de l'AMRC. Cette réduction de 67% de l'interférence totale permet au système de mieux réagir à une erreur de contrôle de puissance. En effet, à la figure 6.5, on constate que en se fixant une probabilité maximale d'erreur par bit $P_b = 10^{-4}$, et en supposant que l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance est: $\sigma_s = 2,5 \text{ dB}$, le système peut supporter jusqu'à $M = 150$ usagers par cellule. Ceci montre bien que la réduction de 67% de l'interférence apportée par la sectorisation permet aux systèmes sectorisés d'être beaucoup moins sensibles à l'erreur de contrôle de puissance.

La figure 6.6 présente les courbes de performances permettant de comparer la capacité des systèmes sectorisés avec celle des systèmes exploitant l'activité vocale, et les systèmes n'utilisant aucun paramètre de l'AMRC (sans activité vocale ni sectorisation) pour $P_b = 10^{-3}$. On peut voir à la figure 6.6 que les systèmes sectorisés offrent une meilleur capacité. En effet, si on compare la capacité des systèmes sectorisés avec celle des systèmes non-sectorisés, on constate que celle-ci a triplé; en la comparant à celle des systèmes mettant à profit l'activité vocale, on constate que la capacité a presque doublé. Ces résultats étaient prévisibles, car on a vu au chapitre 4 que la diminution de l'interférence entraînait une augmentation de la capacité. Or, l'imperfection du contrôle de puissance peut être vue comme une source d'interférences, donc le système qui présente la meilleure forme de résistance aux interférences sera celui qui réagira le mieux à l'imperfection du contrôle de puissance comme on peut le constater à partir des courbes de la fig-

ure 6.6. On voit par exemple à la figure 6.6 qu'à $P_b = 10^{-3}$, si on désire obtenir une capacité de $M = 100$ usagers par cellule, un système sectorisé pourra supporter une erreur de contrôle de puissance de $\sigma_s = 3,2 \text{ dB}$, tandis que pour un système exploitant l'activité vocale, $\sigma_s = 2,9 \text{ dB}$, et pour un système n'utilisant aucune de ces techniques, $\sigma_s = 2,6 \text{ dB}$; ce qui donne un marge d'erreur de 0,3 dB si on choisit d'utiliser un système sectorisé plutôt qu'un système exploitant l'activité vocale, et une marge d'erreur de 0,6 dB par rapport à un système n'utilisant aucun de ces paramètres.

L'analyse des performances des systèmes sectorisés nous a permis de nous rendre compte que la sensibilité d'un système à l'erreur de contrôle de puissance pouvait être considérablement réduite si l'on se dote des techniques de réduction d'interférences puissantes. Ceci dit, dans le but de rendre le système beaucoup moins sensible à l'erreur de contrôle de puissance, nous utilisons dans ce qui suit un système exploitant une combinaison d'activité vocale et de sectorisation.

6.3 Utilisation d'une combinaison d'activité vocale et de sectorisation d'antennes

6.3.1 Modèle des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation d'antennes

Le modèle proposé ici est une combinaison des modèles utilisés pour les systèmes exploitant l'activité vocale et les systèmes sectorisés. Ceci dit, on considère que chaque cellule est divisée en trois secteurs, et que l'on exploite les moments de silence pour émettre les signaux à de faibles débits comme nous l'avons vu à la section 6.1. Avec ces deux hypothèses, l'interférence totale due à l'accès peut être modélisée par une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance donnée par:

$$\sigma_{totale}^2 = [(M/2) \sigma_T^2 (1 + \beta(\mu, \sigma))] F_s v_u \quad (6.11)$$

6.3.2 - Borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation

Comme dans les systèmes mettant à profit l'utilisation de la sectorisation, la borne supérieure sur la probabilité d'erreur est obtenue en modifiant l'équation (5.41) de sorte à mettre en évidence l'activité vocale et la sectorisation. C'est à dire en se basant sur l'équation (6.11). On alors dans ce cas:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} Q \left[\frac{ue^{2x}}{\left[\frac{M}{2} \sigma_T^2 [1 + \beta] \right] \frac{v_u}{D} + \frac{N_0}{2R(PE_b)}} \right] g_1(u) f_1(x) du dx \quad (6.12)$$

6.3.3 - Analyse des performances des systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation

Pour l'analyse des performances, on utilise toujours le code à probabilité d'erreur minimale dont la longueur de contrainte $K = 9$, et le taux de codage $R = 1/32$. Le facteur de compensation $P = 4$, et le rapport $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$, le nombre de secteurs considéré est $D = 3$, et le facteur d'utilisation de la voix $v_u = 0,63$.

La figure 6.7 présente les courbes de probabilité d'erreur par bit en fonction de l'écart type de l'erreur due au contrôle de puissance des systèmes mettant à profit l'activité vocale et la sectorisation, pour des valeurs de $M = 100$, $M = 200$, et $M = 300$ usagers par cellule. Ces courbes nous montrent que le système est devenu beaucoup plus performant. En effet, on constate à la figure 6.6 que le système présente une grande résistance à l'erreur de contrôle de puissance. Pour une erreur de contrôle de puissance $\sigma_s = 2,9 \text{ dB}$, et pour un nombre d'usagers par cellule de $M = 300$, le système a une probabilité d'erreur de $P_b = 10^{-3}$; pour $\sigma_s = 3,35 \text{ dB}$ et en considérant une capacité

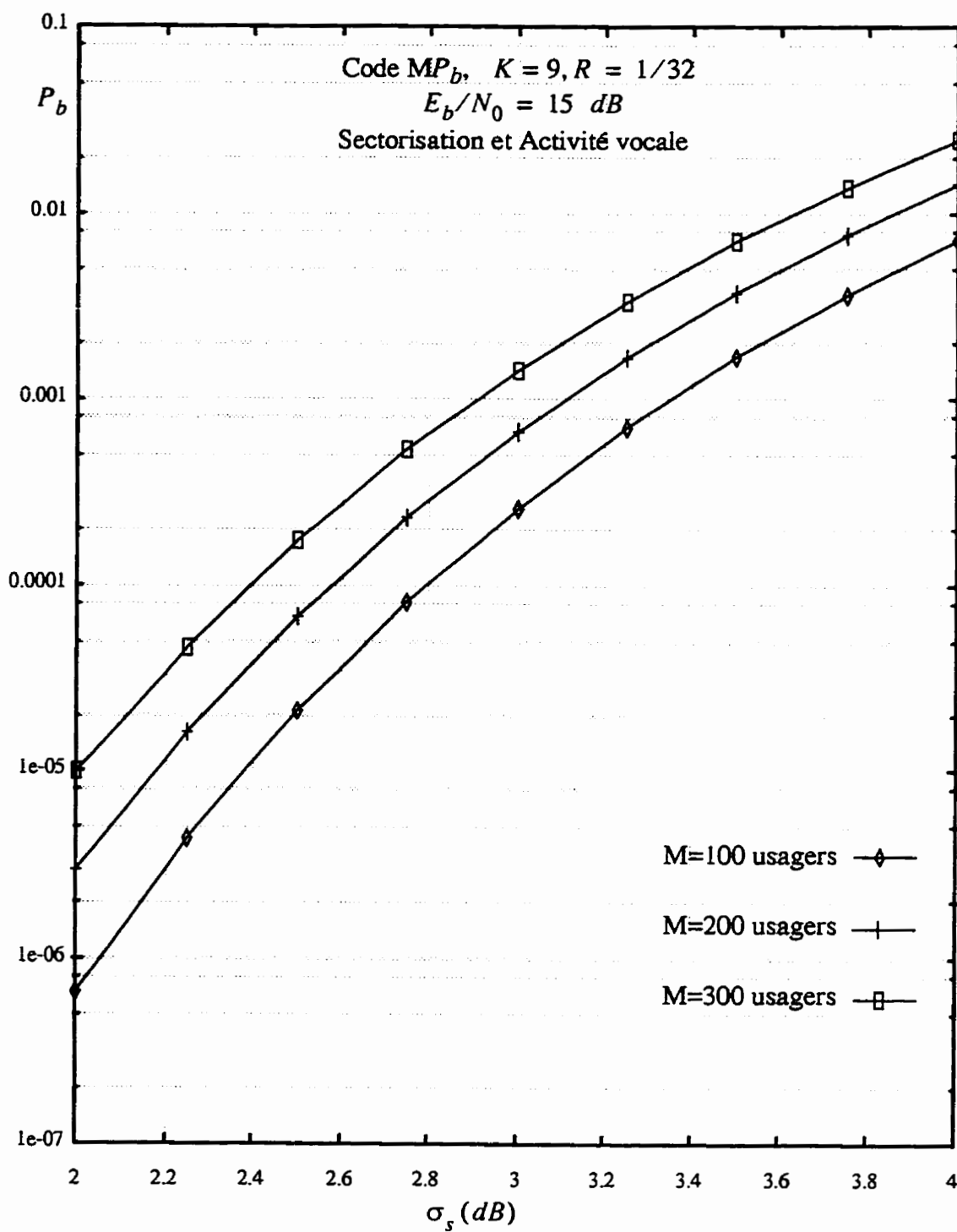


Figure 6.7 - Effet combiné de l'activité vocale et de la sectorisation sur les performances du système en présence d'une erreur de contrôle de puissance

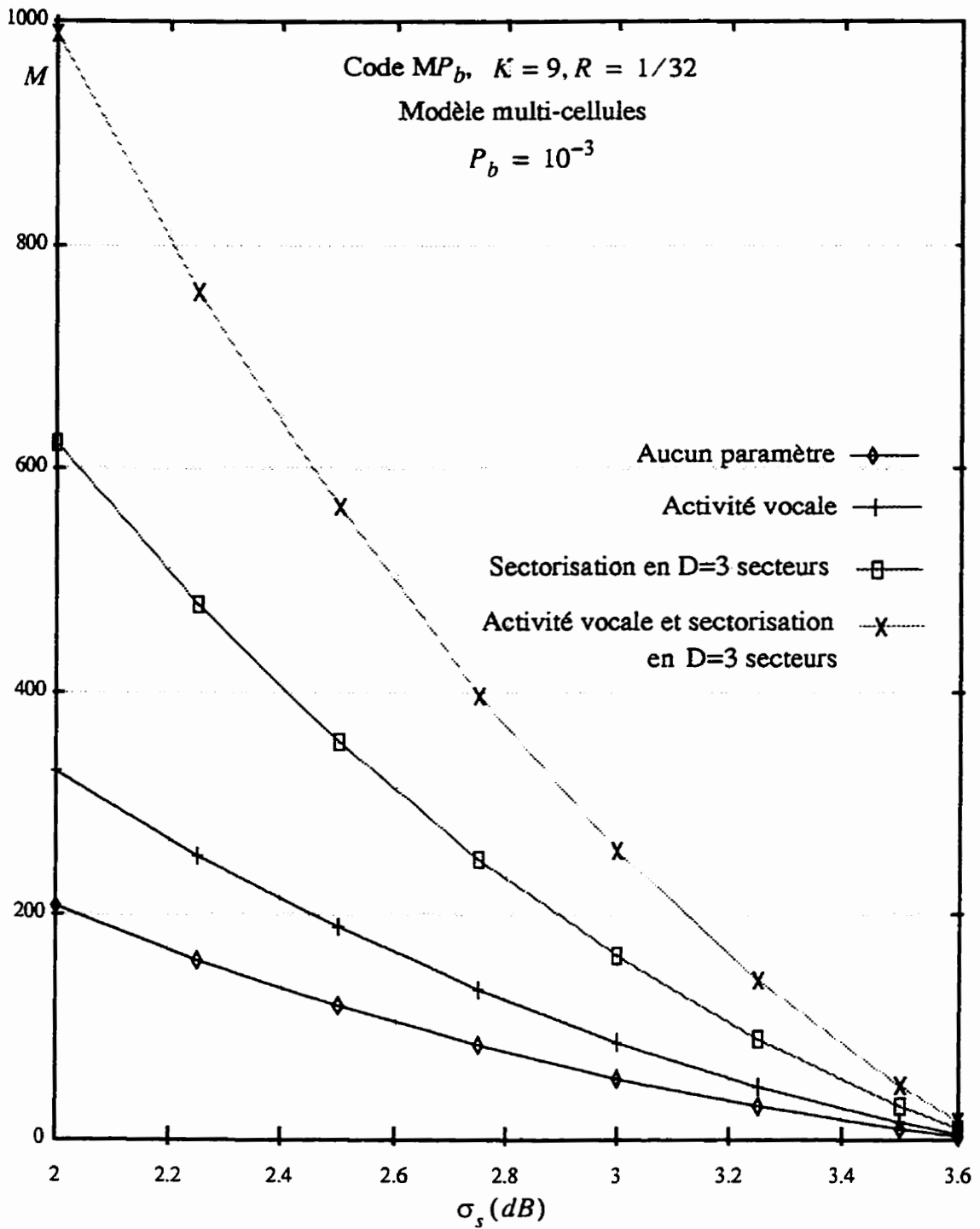


Figure 6.8 - Comparaison de la capacité des systèmes exploitant une combinaison de l'activité vocale et de la sectorisation, avec celles d'autres systèmes; $(PE_b)/N_0 = 15$ dB

de $M = 100$ usagers par cellule la probabilité d'erreur est toujours de $P_b = 10^{-3}$. Ces résultats montrent bien qu'un système qui exploite l'activité vocale et la sectorisation présente une grande amélioration des performances lorsque ce dernier est soumis à une imperfection du contrôle de puissance. Ceci est d'un grand intérêt en pratique.

La figure 6.8 permet d'établir une comparaison entre les différents systèmes développés dans notre recherche à savoir: les systèmes multi-cellules n'utilisant aucune forme de paramètres de l'AMRC, les systèmes mettant à profit l'activité vocale, les systèmes sectorisés et les systèmes exploitant une combinaison d'activité vocale et de sectorisation d'antennes. On remarque sur cette figure une nette amélioration des performances apportées par les systèmes exploitant une combinaison d'activité vocale et de sectorisation d'antennes. En effet, ces systèmes apportent une diminution de l'interférence totale par un facteur:

$$\rho = 1 - F_s v_u = 0,79. \quad (6.13)$$

C'est cette réduction d'à peu près 80 % de l'interférence totale qui confère à ces systèmes, une grande résistance à l'imperfection du contrôle de puissance. À titre de comparaison, si on fixe la probabilité d'erreur acceptable à $P_b = 10^{-3}$, et que l'on désire obtenir un nombre d'usagers par cellule de $M = 100$, l'erreur maximale de contrôle de puissance est de $\sigma_s = 2,65 \text{ dB}$ pour les systèmes n'utilisant aucun paramètre de l'AMRC, $\sigma_s = 2,9 \text{ dB}$ pour les systèmes mettant à profit de l'utilisation de l'activité vocale, $\sigma_s = 3,2 \text{ dB}$ pour les systèmes sectorisés et enfin $\sigma_s = 3,35 \text{ dB}$ pour les systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation. Les résultats des calculs nous ont permis de constater que ces systèmes pouvaient encore supporter des usagers jusqu'à une erreur de contrôle de puissance $\sigma_s = 4 \text{ dB}$.

6.4 - Comparaison des résultats de notre analyse avec ceux obtenus dans des recherches antérieures

Dans cette section, nous comparons ici les résultats de notre analyse avec ceux obtenus par des recherches antérieures.

Nous avons vu dans notre analyse que les systèmes AMRC étaient très sensibles à une imperfection du contrôle de puissance. Les résultats obtenus pour les systèmes exploitant l'activité vocale et la sectorisation montrent que ces systèmes présentent de bonnes performances pour des valeurs de l'écart type de contrôle de puissance $2 \text{ dB} \leq \sigma_s \leq 4 \text{ dB}$. Les résultats de notre analyse sont corroborés par ceux des travaux effectués par Monk [Mon95] qui est arrivé aux mêmes résultats que celles obtenues dans notre recherche, même s'il est vrai que certains paramètres tels que le code utilisé et le gain de traitement ne sont pas les mêmes.

Le modèle proposé par Mehn [Meh96] est un modèle dans lequel on utilise une cellule unique, et pour lequel l'erreur due au contrôle de puissance est modélisée par une loi uniforme. Dans ce modèle, le canal est uniquement soumis à des évanouissements de Rayleigh. C'est un modèle est assez optimiste, puisqu'on ne considère qu'une seule cellule et qu'on fait abstention du phénomène d'ombrage. Si nous comparons les résultats de l'analyse de Mehn à ceux obtenus dans notre recherche, on constate que les performances du modèle de Mehn sont beaucoup plus sensibles à l'erreur de contrôle de puissance. En effet, les résultats obtenus pour le modèle proposé par Mehn ne donnent des meilleurs performances que pour une erreur de contrôle de puissance $0 \text{ dB} \leq \sigma_s \leq 2,5 \text{ dB}$ qui correspond à une situation d'ombrage léger [Mon95] (en anglais, light shadowing). Pour des valeurs d'écart type de l'erreur de contrôle de puissance plus élevées, le système souffre de sévères dégradations.

Dans le modèle de Vojcic [Voj94], l'erreur due au contrôle de puissance est modélisée par une variable aléatoire uniforme. Les résultats obtenus par le modèle proposé par Vojcic n'offrent de bonnes performances que pour des valeurs de l'erreur due au contrôle de puissance $0 \text{ dB} \leq \sigma_s \leq 2 \text{ dB}$. Ce qui est bien inférieur à nos résultats qui comme nous l'avons vu plus haut, indiquent que le système peut supporter les valeurs $0 \text{ dB} \leq \sigma_s \leq 4 \text{ dB}$.

Dans ce chapitre, nous avons raffiné le modèle multi-cellules en exploitant les paramètres de l'AMRC. Les performances des systèmes mettant à profit l'activité vocale et la sectorisation d'antennes ont été analysées et une comparaison avec les résultats des modèles proposés dans des recherches antérieures à la nôtre a été abordée.

CONCLUSION

Dans ce mémoire nous avons analysé les performances des systèmes de communications personnelles (SCP) utilisant l'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC). On a ainsi pu constater que la capacité du système était liée à une combinaison optimale du codage convolutionnel et de la séquence pseudo-aléatoire pour effectuer l'étalement spectral. En effet, la relation entre le taux de codage et la longueur de la séquence pseudo-aléatoire a permis en effectuant une analyse des performances, de choisir les codes optimaux destinés aux systèmes AMRC et ce pour des longueurs de contrainte $7 \leq K \leq 10$. Nous avons pu ainsi établir les conditions pour lesquelles, il est profitable de diminuer le taux de codage afin d'obtenir une amélioration des performances du système.

On a également étudié l'effet de l'interférence des usagers des cellules adjacentes à la cellule de référence sur les performances du système. L'analyse de l'interférence inter-cellules a été faite en tenant compte d'un contrôle de puissance imparfait modélisé par une loi log-normale, et on a paramétrisé l'interférence inter-cellules par un terme noté $\beta(\mu, \sigma)$ qui dépend de l'environnement cellulaire. Cette interférence réduit considérablement la capacité du système selon les valeurs des paramètres μ et σ de l'environnement. En effet, on constate par exemple que pour $\mu = 4$, et $\sigma = 8$, qui sont les valeurs les plus utilisées dans la littérature, la capacité est diminuée de 31% par rapport au modèle à cellule unique.

L'effet d'une erreur de contrôle de puissance sur les performances du système a été analysé. On a montré que les systèmes AMRC étaient très sensibles à une erreur de contrôle de puissance. En effet, on a vu au chapitre 6, que la capacité du système

suivait une décroissance exponentielle en fonction de l'erreur due au contrôle de puissance. Cette sensibilité est beaucoup plus marquée pour les usagers en situation d'ombrage. En effet, si on considère par exemple le code MPb de longueur de contrainte $K = 9$ et de taux de codage $R = 1/32$, et si on désire obtenir une probabilité d'erreur par bit maximale $P_b = 10^{-3}$ avec un rapport $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$, la capacité chute de 25% (elle diminue de 200 à 150 usagers), lorsqu'on passe d'une erreur de contrôle de puissance de $\sigma_s = 2 \text{ dB}$ à $\sigma_s = 2,3 \text{ dB}$. La dégradation des performances est de plus en plus prononcée pour une erreur de contrôle de puissance croissante. En effet, si on considère le même code, avec $(PE_b)/N_0 = 15 \text{ dB}$, en fixant $P_b = 10^{-2}$ lorsque l'erreur due au contrôle de puissance est: $\sigma_s = 4 \text{ dB}$, le nombre d'usagers par cellule devient inférieur à 30.

Dans le but d'améliorer les performances du système, on a eu recours à l'utilisation des paramètres de l'AMRC, à savoir l'activité vocale et la sectorisation d'antennes. Dans un premier temps nous avons exploité l'activité vocale. L'utilisation de l'activité vocale a donné lieu à une diminution de 37% de l'interférence totale, et à une augmentation de 58% de la capacité, permettant au système de pouvoir mieux combattre les problèmes liés à l'imperfection du contrôle de puissance puisqu'en réalité l'erreur due au contrôle de puissance peut être vue comme étant une source d'interférences. Par la suite, nous avons utilisé la sectorisation d'antennes. L'utilisation de la sectorisation d'antennes quant à elle, a donné lieu à une diminution de l'interférence totale de 67%, ce qui permet aux systèmes sectorisés d'être encore moins sensibles à une erreur de contrôle de puissance. Enfin nous avons évalué les performances des systèmes exploitant une combinaison de l'activité vocale et de la sectorisation; ces systèmes offrent une meilleure résistance à l'interférence puisqu'ils permettent d'obtenir une réduction de presque 80% de l'interférence totale. Cette grande réduction de l'interférence totale permet aux systèmes AMRC de présenter de bonnes performances pour des valeurs de l'écart type de l'erreur

due au contrôle de puissance pour un usager en situation d'ombrage $2 \text{ dB} \leq \sigma_s \leq 4 \text{ dB}$. Ce qui représente une nette amélioration des performances par rapport aux systèmes qui n'utilisent ni activité vocale ni sectorisation et dont les performances ne sont bonnes que pour une erreur maximale de contrôle de puissance $\sigma_s = 2 \text{ dB}$.

Cependant, quelques recherches futures pourraient s'avérer intéressantes; parmi celles-ci, on peut suggérer:

- L'étude des systèmes AMRC synchrones pourrait être envisageable dans le but de diminuer l'interférence totale et donc d'augmenter la capacité.
- La recherche des séquences pseudo-aléatoires permettant d'obtenir les caractéristiques d'intercorrélation intéressantes et dont le nombre de séquences dans l'ensemble est grand pourrait être bénéfique.
- L'étude d'une sectorisation d'antennes imparfaite qui est le cas le plus réaliste, ainsi qu'un système d'antennes distribuées pourraient être envisageables.
- Les modèles proposés dans ce mémoire pourraient être raffinés en considérant les évanouissements sélectifs en fréquence.
- Un système de modulation avec plusieurs porteuses dans le but de diminuer l'interférence et l'effet des évanouissements rapides et sélectifs en fréquence.
- L'utilisation d'un système de contrôle de puissance à boucle fermée qui permet de mieux contrer l'effet des évanouissements rapides mais dont la mise en oeuvre est assez complexe, pourrait être étudiée.

BIBLIOGRAPHIE

- [Ana95] ANANASSO, F. et PRISCOLLI, F.D., «The Role of Satellite in Personal Communication Services», *IEEE J.Select.Areas.Commun*, vol.13, No.2, Fevrier 1995, pp. 180-195.
- [Beh94] BEHBAHANI, F. et HASHEMI, H., «Performance and Capacity Evaluation of CDMA Mobile Radio Systems - Reverse Link Analysis», *Dept.of EE. Sharif University*, P.O.Box 11365-9363, Teheran, Iran, 1994, pp. 65-69.
- [Bul47] BULLINGTON, K., «Radio Propagation at Frequencies Above 30 Megacycles», *Proc.IRE*, vol.35, Octobre 1947, pp. 1122-1136.
- [Cam96] CAMERON, R. et WOERNER, B., «Performance Analysis of CDMA With Imperfect Power Control», *IEEE Trans.Commun*, vol.44, No.7, Juillet 1996, pp. 777-781.
- [Del97] DELPRAT, M. et KUMAR, V., «Second Generation Systems», *Communications Handbook, IEEE Press*, 1997, pp. 1208-1223.
- [Des96] DESPINS, C., «Notes de cours personnelles du cours Radiocommunications Mobiles», *INRS-Telecommunications*, Janvier 1996, Chapitre 1.
- [Gil90] GILHOUSEN, K.S., JACOBS, I.M., PADOVANI, R. et WEAVER, L.A., «Increased Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communication», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.8, No.4, Mai 1990, pp. 503-513.
- [Gol94] GOLDSMITH, A.J., GREENSTEIN, L.J. et FOSCHINI, G.J., «Error Statistics of Real-Time Power Measurements in Cellular Channels with Multipath and Shadowing», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.43, No.3, Août 1994, pp. 439-446.

- [Goo91] GOODMAN, D.J., «Trends in Cellular and Cordless Communications», *IEEE Comm.Mag*, 1991, pp.31-40.
- [Jal94] JALALI, A. et MERMELSTEIN, P., «Effects of Diversity, Power Control, and Bandwidth on the Capacity of Microcellular CDMA Systems», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.12, no.5, Juin 1994, pp. 952-961.
- [Jan95] JANSEN, M.J. et PRASAD, R., «Capacity, Throughput, and Delay Analysis of a Cellular DS CDMA System With Imperfect Power Control and Imperfect Sectorisation», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.44, No.1, Février 1995, pp. 67-74.
- [Kaw96] KAWASHIMA, T., SHARMA, V. et GERSHO, A., «Capacity Enhancement of Cellular CDMA by Traffic-Based Control of Speech Bit Rate», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.45, No.3, Août 1996, pp. 543-550.
- [Lag95] LAGRANGE, X., GODLEWSKY, P. et TABBANE, S., *Réseaux GSM-DCS, des principes à la norme*, Hermès, Paris, 1995.
- [Lee82] LEE, W.C., *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill Book Company, New-York, 1982.
- [Lef94] LEFRANÇOIS, S., *Application des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC (Accès Multiples par Répartition de Codes)*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec, Septembre 1994.
- [Lib94] LIBERTI, J.C. et RAPPAPORT, T.S., «Analytical Results for Capacity Improvements in CDMA», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.43, No.3, Août 1994, pp.680-690.
- [Lut91] LUTZ, E., CYGAN, D., DIPPOLD, M., DOLAINSKY, F. et PAPKE, W., «The Land Mobile Satellite Communication Channel-Recording, Statistics, and Channel Model», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.40, No.2, Mai 1991, pp. 375-385.
- [Meh96] MEHN, E., *Étude de la capacité des systèmes AMRC (Accès Multiple par Répartition de Codes)*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec.

- [Mil92] MILSTEIN, L.B., RAPPAPORT, T.S. et BARGHOUTI, R., «Performance Evaluation for Cellular CDMA», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.10, No.4, Mai 1997, pp. 680-688.
- [Mil97] MILSTEIN, L.B. et SIMON, M.K., «Spread Spectrum Communications», *Communications Handbook*, IEEE Press, 1997, pp. 199-212.
- [Mon95] MONK, A.M. et MILSTEIN, L.B., «Open-Loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite System», *IEEE J Select.Areas Commun*, vol.13, No.2, Fevrier 1995, pp. 205-212.
- [Mop95] MONSEN, P., «Multiple-Access Capacity in Mobile User Satellite System», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.13, No.2, Fevrier 1995, pp. 222-231.
- [Nag94] NAGUIB, A.F., PAULRAJ, A. et KAILATH, T., «Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.43, No.3, Août 1994, pp. 691-698.
- [Nor41] NORTON, K.A., «The Calculation of Ground Wave Field Intensities over a Finitely Conducting Spherical Earth», *Pro.IRE*, vol.29, pp. 623-639, Decembre 1941.
- [Oku68] OKUMURA, Y., OHMURI, E., KAWANO, T. et FUKUDA, K., «Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service», *Rev.Elec.-Comm.Lab*, vol.16, Septembre-Octobre 1968, pp. 825-873.
- [Pap84] PAPOULIS, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, McGraw-Hill, Inc, New-York, 1984.
- [Par97] PARIS, B-P., «Access Methods», *Communications Handbook*, IEEE Press, 1997, pp. 1104-1115.
- [Pet95] PETERSON, L.R., ZIEMER, E.R. et BORTH, E.D., *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.

- [Pic91] PICKHOLTZ, R.L., MILSTEIN, L.B. et SCHILLING, D.L., «Spread Spectrum for Mobile Communications», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.40, No.2, Mai1991, pp. 313-321.
- [Pri96] PRISCOLI, F.D. et SESTINI, F., «Effects of Imperfect Power Control and User Mobility on a CDMA Cellular Network», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.14, No.9, Decembre 1996, pp. 1809-1817.
- [Pro89] PROAKIS, J.G., *Digital Communications*, deuxième édition, McGraw Hill Book Company, New-York, 1989.
- [Sim93] SIMPSON, F. et HOLTZMAN, J.M., «Direct Sequence CDMA Power Control, Interleaving, and Coding», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.11, No.7, Septembre 1993, pp. 1085-1095.
- [Tor92] TORRIERI, D.J., «Performance of Direct-Sequence System with Long Pseudo-noise Sequences», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.10, No.4, Mai1992, pp. 770-781.
- [Tur84] TURIN, G.L., «The effects of Multipath and Fading on the Performance of Direct-Sequence CDMA Systems», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.sac-2, No.4, Juillet 1984, pp. 597-603.
- [Vau87] VAUGHAN, R.G. et ANDERSEN, J.B., «Antenna Diversity in Mobile Communications», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.VT-36, No.4, Novembre 1987, pp. 149-172.
- [Vit93] VITERBI, A.J., VITERBI, A.M. et ZEHAVI, E., «Performance of Power-Controlled Wideband Terrestrial Digital Communication», *IEEE Trans.Comm*, vol.41, No.4, Avril 1993, pp. 559-569.
- [Vit94] VITERBI, A.J., VITERBI, A.M., GILHOUSEN, K.S., ZEHAVI, E., «Soft Hand-off Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.12, No.8, Octobre 1994, pp. 1281-1287.

- [Voj94] VOJCIC, B.R., PICKHOLTZ, R.L. et MILSTEIN, L.B., «Performance of DS-CDMA with Imperfect Power Control Operating Over a Low Earth Orbiting Satellite Link», *IEEE J.Select.Areas Commun*, vol.12, No.4, Mai 1994, pp. 559-567.
- [Voj95] VOJCIC, B.R., PICKHOLTZ, R.L. et MILSTEIN, L.B., «Outage Probability for the Uplink of a DS-CDMA System Operating Over a LEO Mobile Satellite Channel», *Depart.of EE&CS, Georges Washington University, Washington, D.C.20052, USA*, 1995.
- [Wan92] WANG, Q. et ACRES, J.G., «Capacity Evaluation of Cellular CDMA», *MPR Teltech, Ltd*, 1992, pp. 203-210.
- [Web81] WEBER, C.L., HUTH, G.K. et BATSON, B.H., «Performance Considerations of Code Division Multiple-Access Systems», *IEEE Trans.Veh.Technol*, vol.V-T30, No.1, Fevrier 1981, pp.3-9.

ANNEXE I

CAPACITÉ DES CODES À PROBABILITÉ D'ERREUR MINIMALE POUR MODÈLE À CELLULE UNIQUE

Cette annexe contient les courbes donnant la capacité d'un système utilisant l'Accès Multiple par Répartition des Codes (AMRC) en fonction du rapport signal à bruit pour le modèle à cellule unique. Les courbes ont été obtenues en utilisant les codes à probabilité d'erreur minimale de longueur de contrainte $7 \leq K \leq 10$ pour des probabilités d'erreur par bit $P_b = 10^{-2}$, $P_b = 10^{-4}$ et $P_b = 10^{-5}$. Les autres courbes de capacité à $P_b = 10^{-3}$ pour $7 \leq K \leq 10$ sont dans le corps du texte. La capacité des systèmes dans lesquels on utilise un modèle multi-cellules étant proportionnelle à celle des systèmes à cellule unique, nous n'avons pas jugé pertinent de dresser les courbes de capacité pour le modèle multi-cellules. Ces courbes sont donc pratiquement les mêmes.

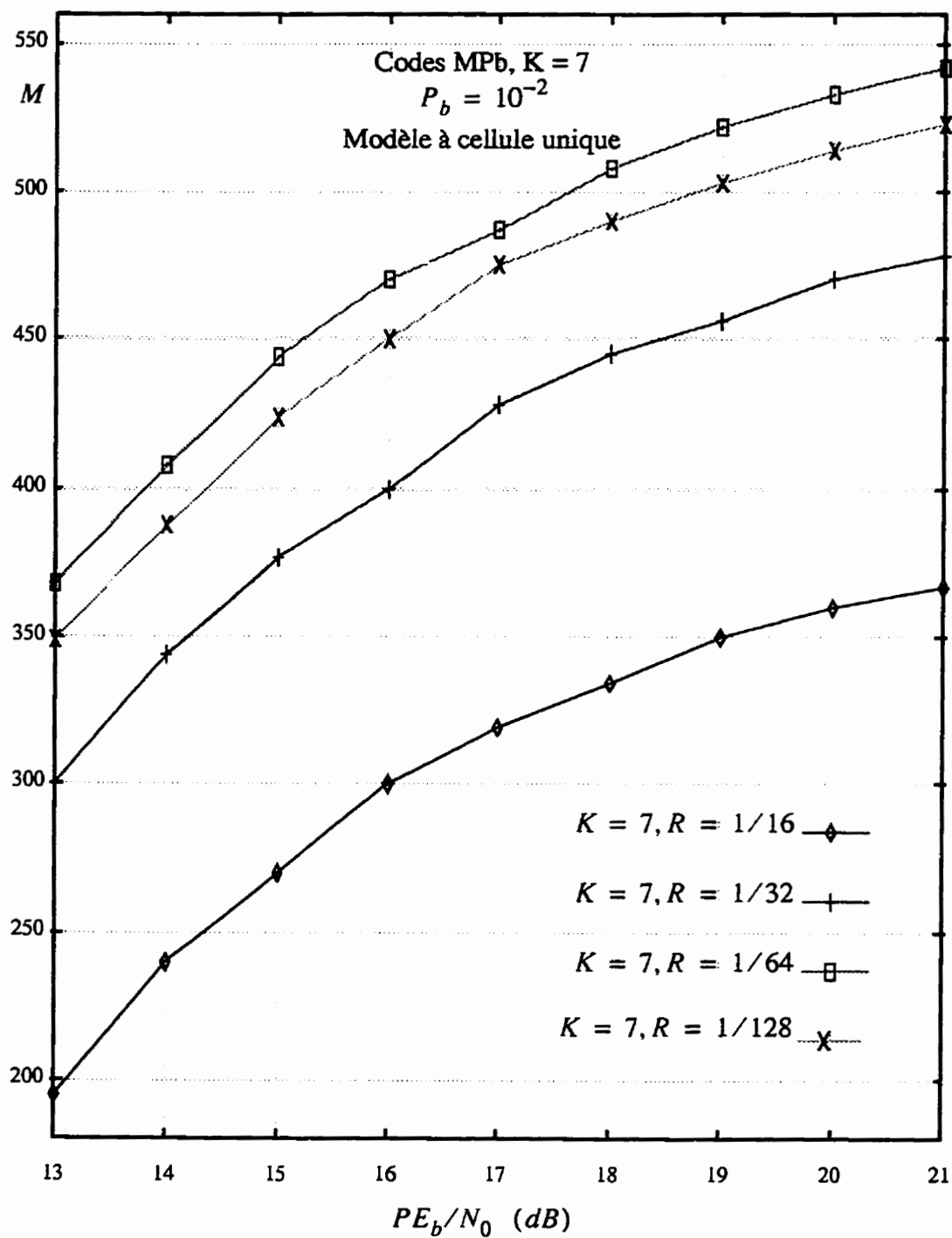


Figure I.1 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=7$

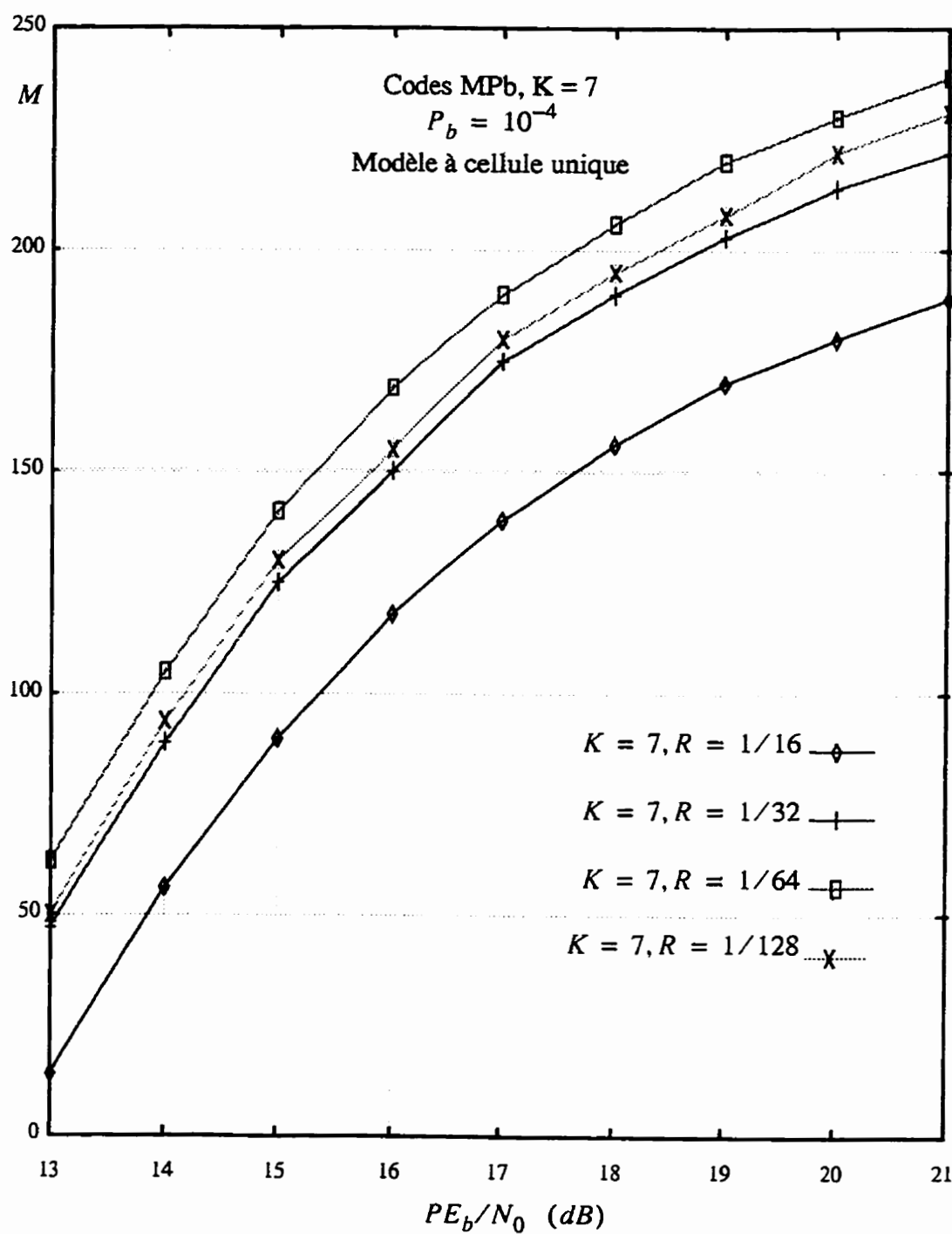


Figure I.2 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=7$

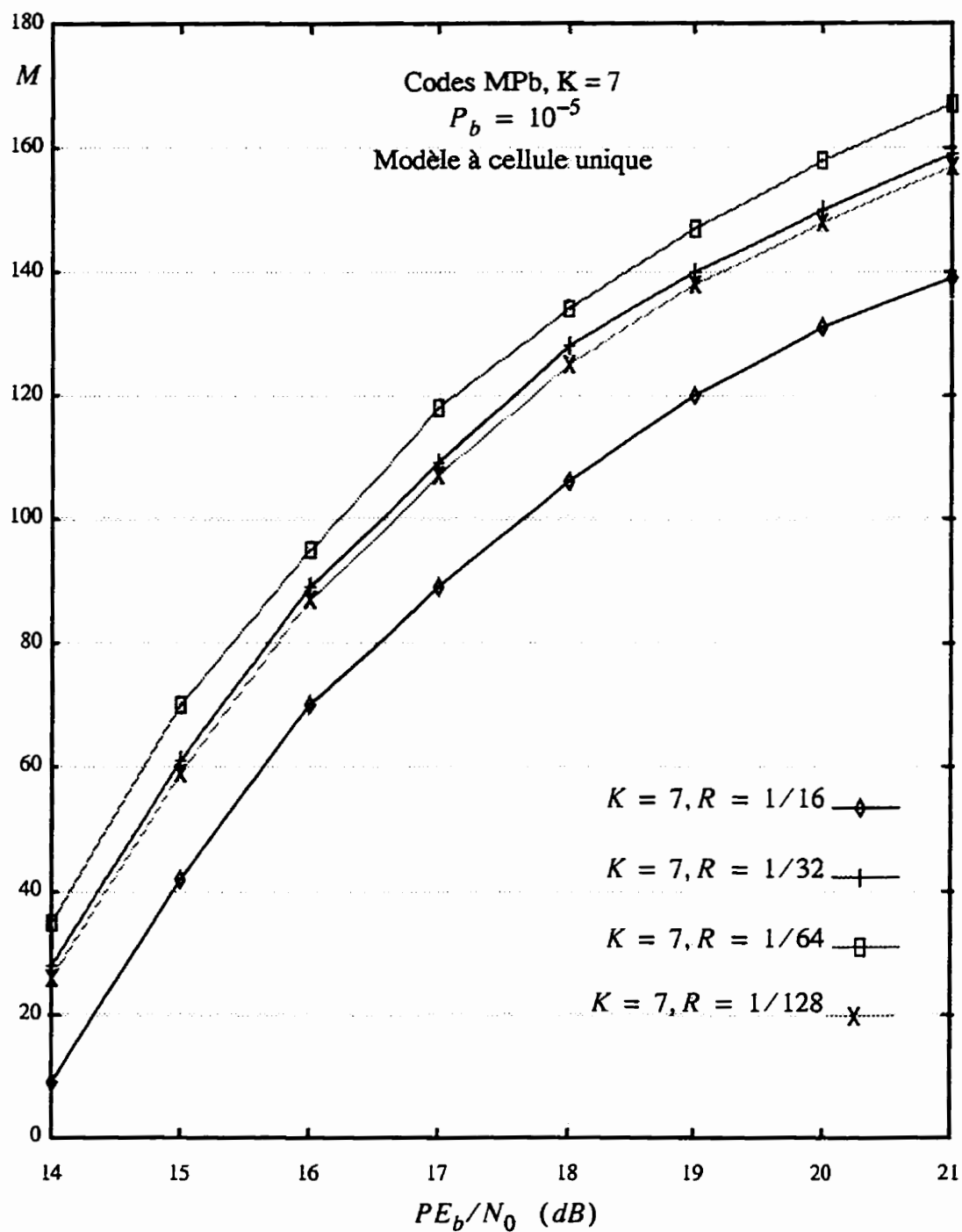


Figure I.3 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=7$

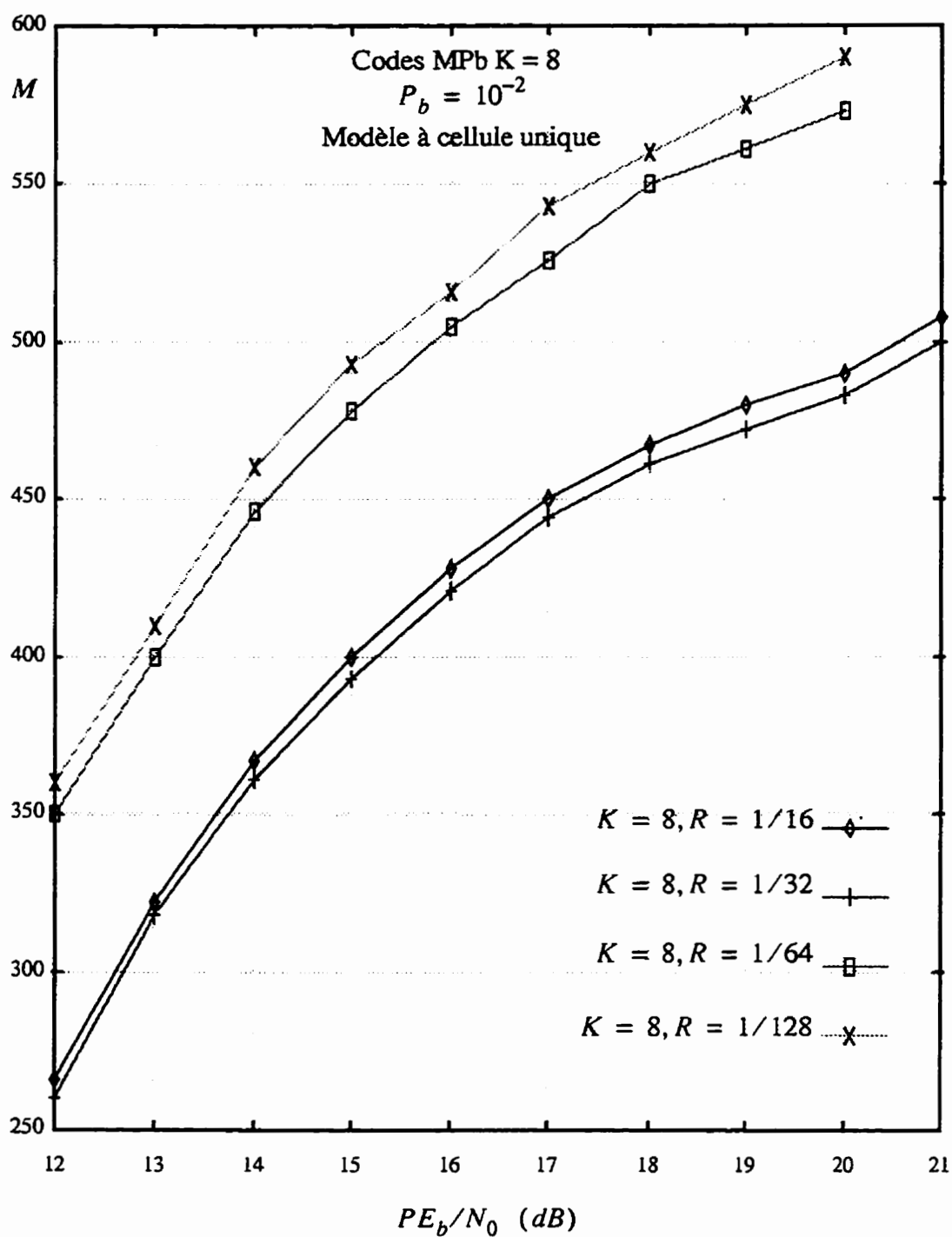


Figure I.4 - Capacité obtenue par les codes à Probabilité d'erreur minimale, pour $K=8$

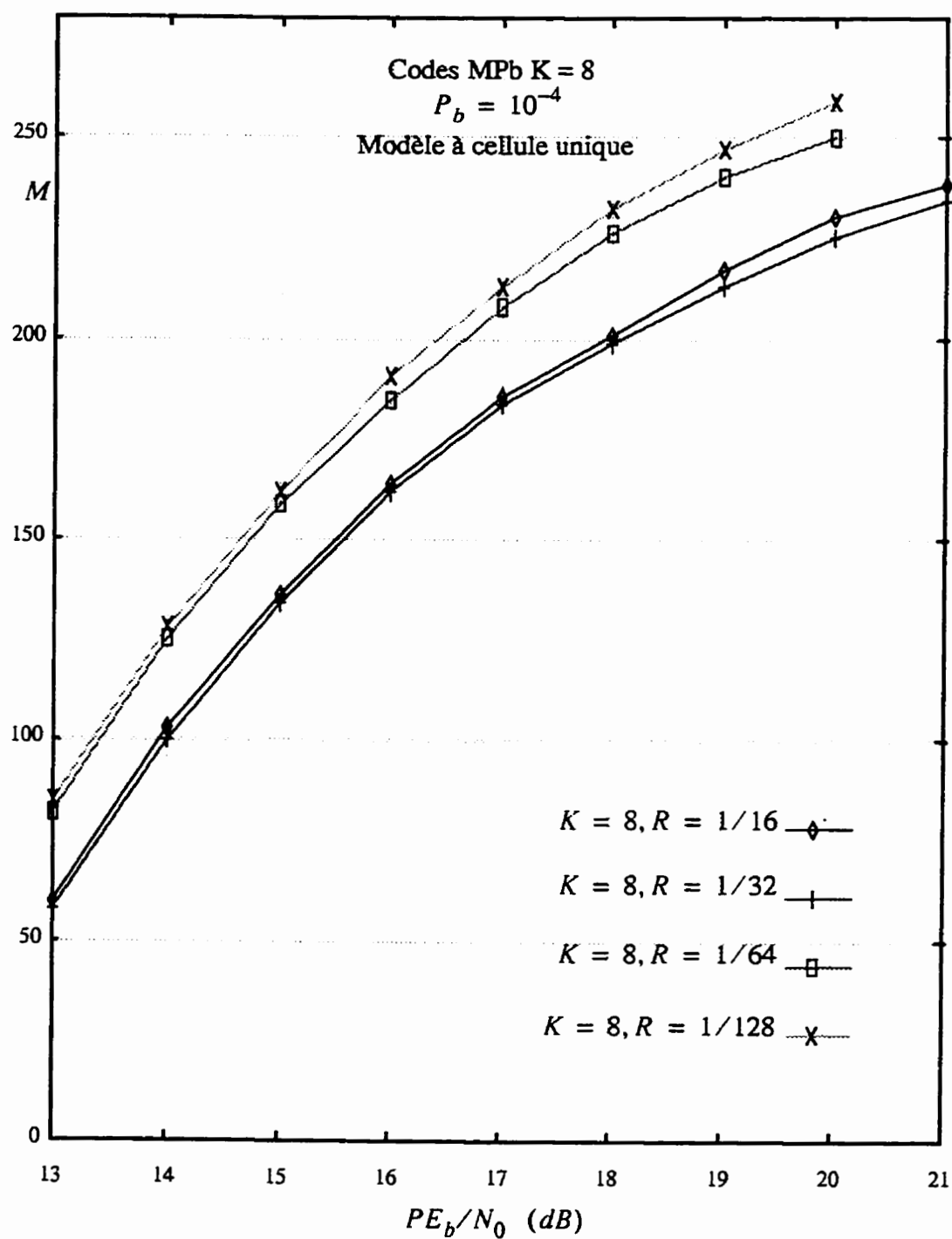


Figure I.5 - Capacité obtenue par les codes à Probabilité d'erreur minimale, pour $K=8$

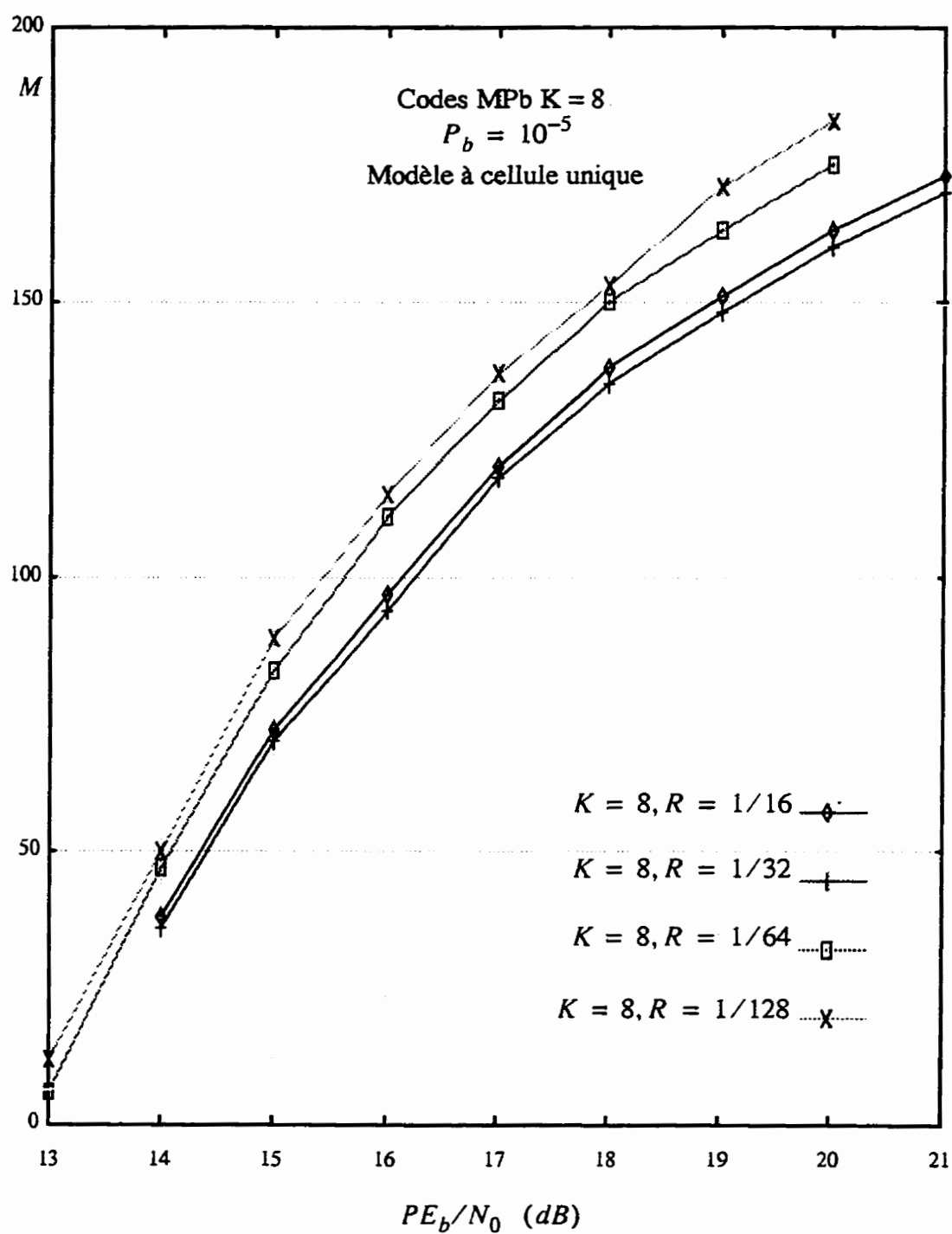


Figure I.6 - Capacité obtenue par les codes à Probabilité d'erreur minimale, pour $K=8$

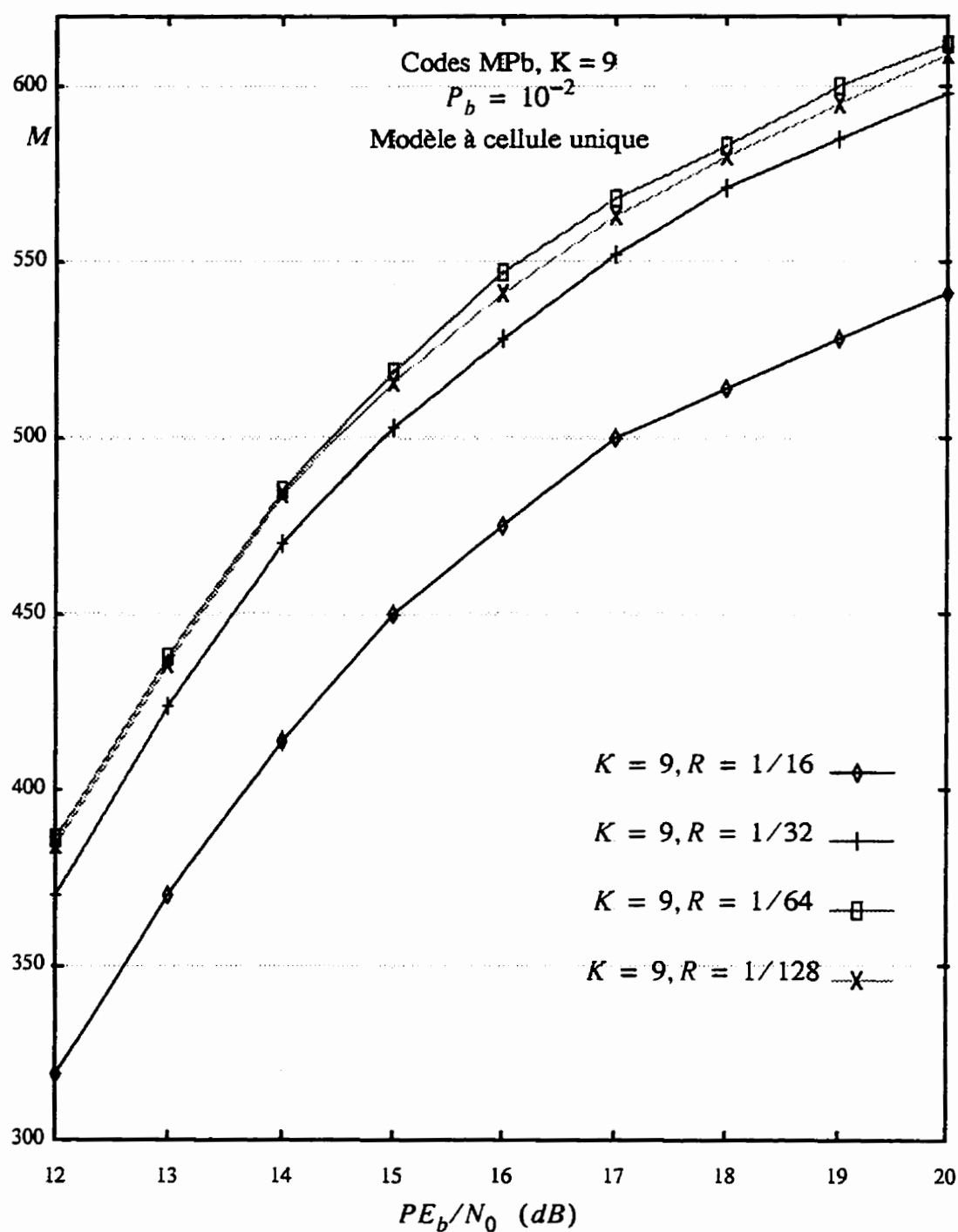


Figure I.7 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=9$

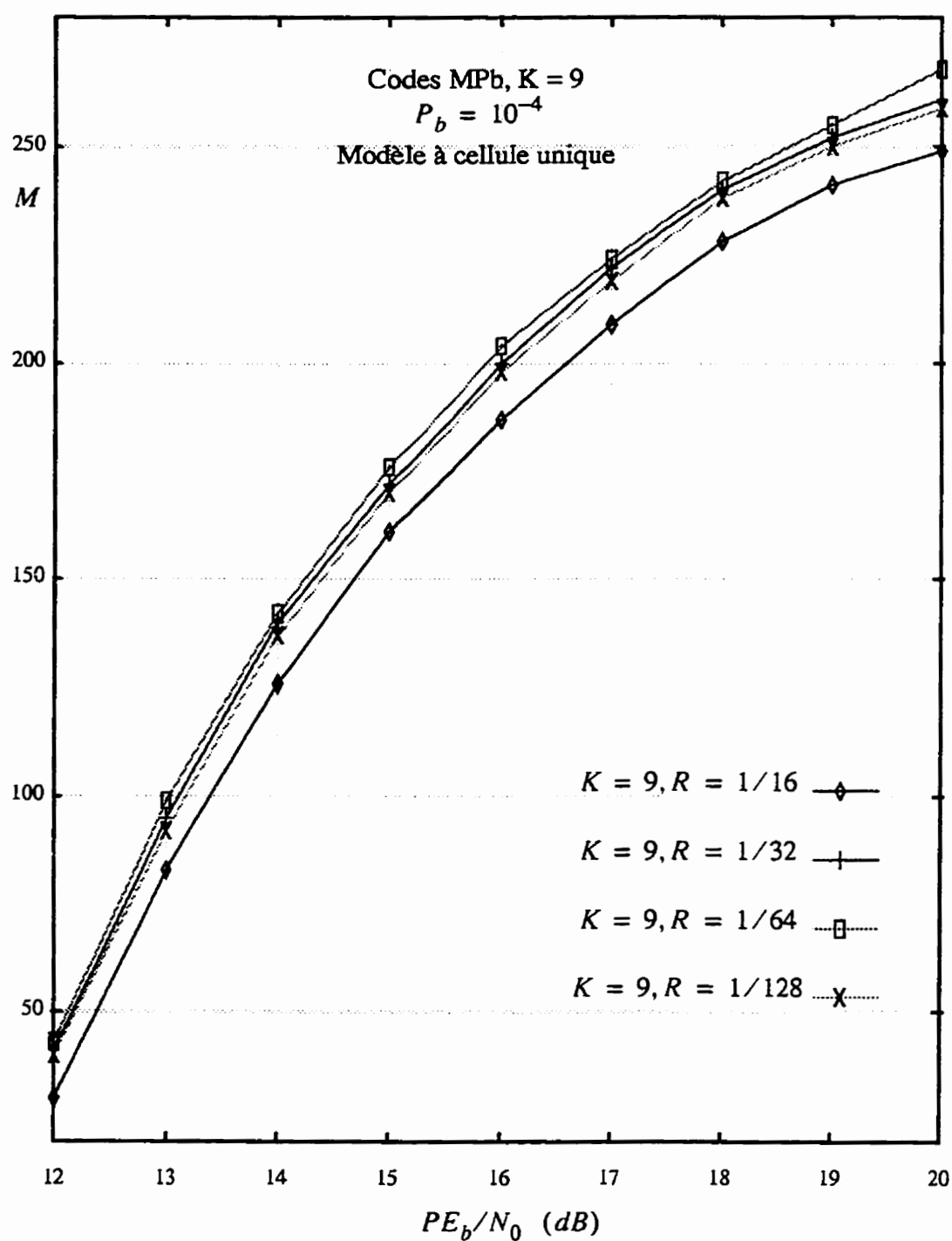


Figure I.8 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=9$

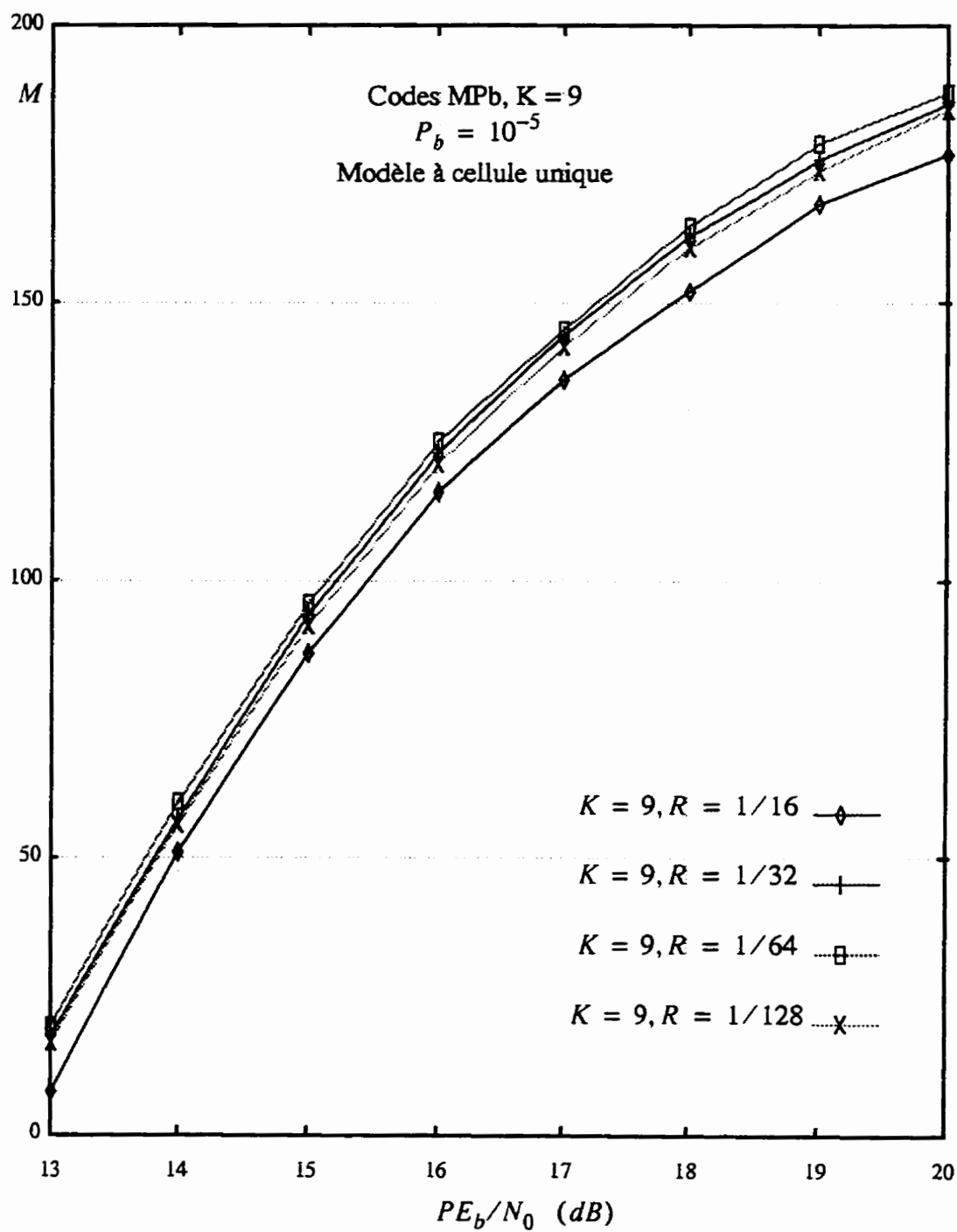


Figure I.9 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=9$

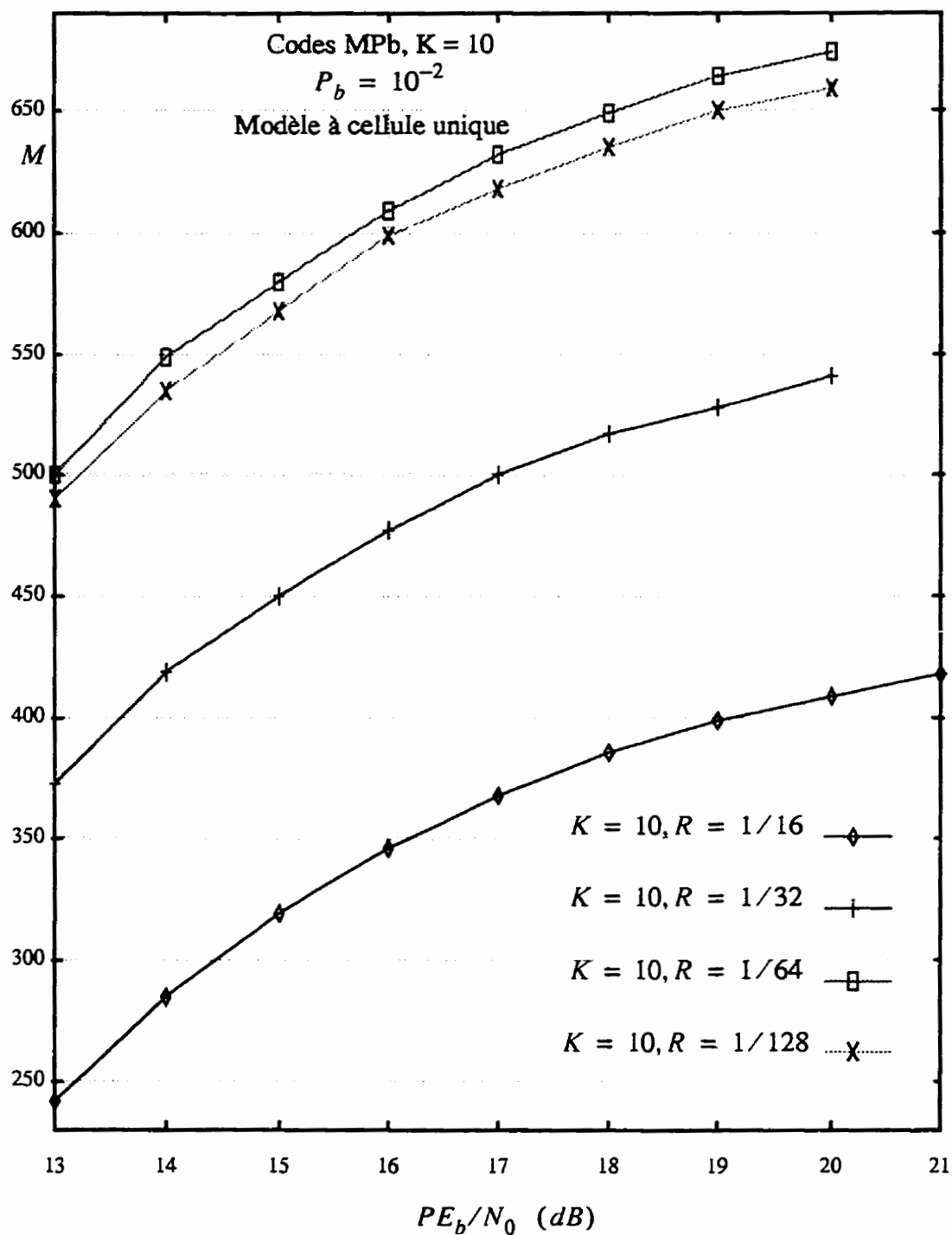


Figure I.10 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=10$

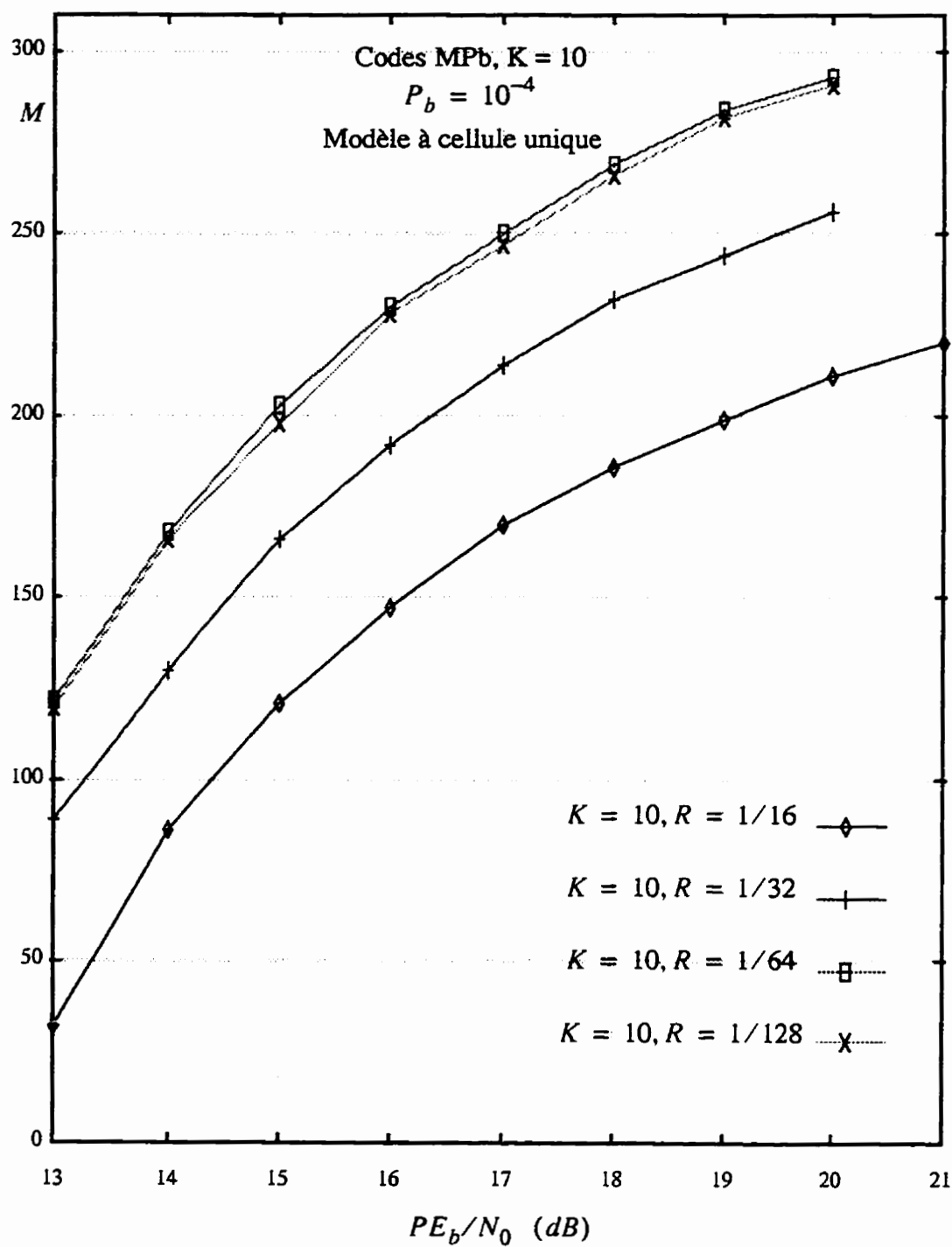


Figure I.11 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=10$

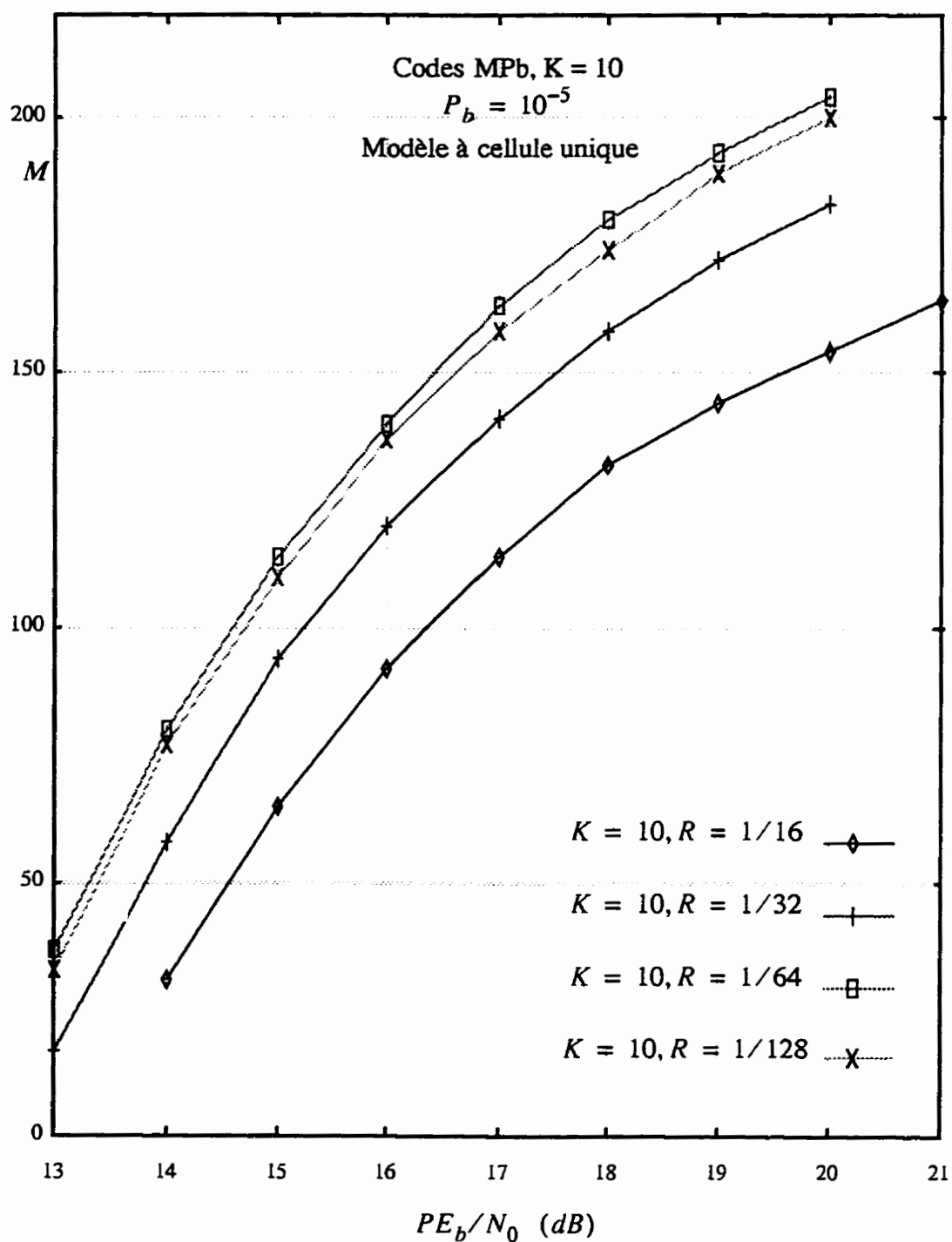


Figure I.12 - Capacité obtenue par les codes à probabilité d'erreur minimale, pour $K=10$

ANNEXE II

ANALYSE DE L'INTERFÉRENCE DUE À L'ACCÈS MULTIPLE (MAI)

Cette annexe présente le calcul des paramètres intervenant dans l'analyse de l'interférence effectuée au chapitre 4, et utilisée dans les chapitres 5 et 6. Il s'agit ici de trouver les statistiques des variables aléatoires modélisant le contrôle de puissance, et les évanouissements.

I.1 Calcul de la moyenne d'une variable aléatoire log-normale

Nous avons vu au chapitre 4 que la fonction de densité d'une variable aléatoire log-normale $Y = \ln(X)$, où X est une Variable aléatoire gaussienne telle que $X = N(\mu, \sigma_c^2)$ s'écrit:

$$f_Y(y) = \frac{1}{y\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(y) - \mu)^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad , \quad y > 0 \quad (\text{II.1})$$

Sa moyenne est:

$$E[Y] = \int_0^{\infty} y \times \frac{1}{y\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(y) - \mu)^2}{2\sigma_c^2}\right) dy \quad (\text{II.2})$$

En procédant à un changement de variable:

$$x = \ln(y) \quad (\text{II.3})$$

on a en combinant (II.2) et (II.3):

$$E[Y] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_c^2}\right) \exp(x) dx \quad (\text{II.4})$$

On peut arranger l'équation (II.4) de façon à mettre en évidence l'expression d'une gaussienne. Pour ce faire, on utilise le début de développement d'un carré, et on a alors:

$$E[Y] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\left[\frac{x^2 - 2(\mu + \sigma_c^2)x}{2\sigma_c^2} + \frac{\mu^2}{2\sigma_c^2}\right]\right] dx \quad (\text{II.5})$$

qui peut encore s'écrire:

$$E[Y] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\left[\frac{[x - (\mu + \sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2} - \frac{(\mu + \sigma_c^2)^2}{2\sigma_c^2} + \frac{\mu^2}{2\sigma_c^2}\right]\right] dx \quad (\text{II.6})$$

On réduisant l'expression de l'équation (II.6), et en utilisant le fait que $\exp(a+b) = \exp(a)\exp(b)$, on a :

$$E[Y] = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\frac{[x - (\mu + \sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2}\right] dx \right) \exp\left[\mu + \frac{\sigma_c^2}{2}\right] \quad (\text{II.7})$$

Or le premier terme de l'équation (II.7) peut être vu comme l'intégrale d'une gaussienne de moyenne $\mu + \sigma_c^2$ et de variance σ_c^2 évaluée sur l'ensemble des nombres réels. D'où:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\frac{[x - (\mu + \sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2}\right] dx = 1 \quad (\text{II.8})$$

De sorte qu'on a finalement:

$$E[Y] = \exp\left[\mu + \frac{\sigma_c^2}{2}\right] \quad (\text{II.9})$$

II.2 Calcul du second moment d'une variable aléatoire log-normale

Le second moment d'une variable aléatoire log-normale $Y = \ln(X)$ est :

$$E[Y^2] = \int_0^{\infty} y^2 \times \frac{1}{y\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(y) - \mu)^2}{2\sigma_c^2}\right) dy \quad (\text{II.10})$$

En effectuant toujours le changement de variable $x = \ln(y)$, on a:

$$E[Y^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma_c^2}\right) \exp(2x) dx \quad (\text{II.11})$$

En procédant de la même façon que pour le calcul de la moyenne, on arrive à écrire que:

$$E[Y^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\left[\frac{x^2 - 2(\mu + 2\sigma_c^2)x}{2\sigma_c^2} + \frac{\mu^2}{2\sigma_c^2}\right]\right] dx \quad (\text{II.12})$$

En utilisant le début de développement d'un carré, on a:

$$E[Y^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\left[\frac{[x - (\mu + 2\sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2} - \frac{(\mu + 2\sigma_c^2)^2}{2\sigma_c^2} + \frac{\mu^2}{2\sigma_c^2}\right]\right] dx \quad (\text{II.13})$$

qui peut encore s'écrire sous forme de produit de deux termes comme suit:

$$E[Y^2] = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\left[\frac{[x - (\mu + 2\sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2}\right]\right] dx \right) \exp[2(\mu + \sigma_c^2)] \quad (\text{II.14})$$

De la même façon que précédemment, on a:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp \left[- \left[\frac{[x - (\mu + 2\sigma_c^2)]^2}{2\sigma_c^2} \right] \right] dx = 1 \quad (\text{II.15})$$

De sorte qu'on obtient finalement:

$$E[Y^2] = \exp[2(\mu + \sigma_c^2)] \quad (\text{II.16})$$

II.3 Évaluation des paramètres de la variable aléatoire modélisant l'interférence due à l'accès multiple (MAI: Multiple Access Interference, en anglais)

On a vu au chapitre 4 que le terme de l'interférence due à l'accès multiple est donné par:

$$J = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} \lambda_k \cos(\theta'_k) I_k \quad (\text{II.17})$$

On est intéressé à connaître les statistiques de J . On a vu au chapitre 4 que lorsque M , les statistiques de J obéissent à une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle. Nous cherchons ici à déterminer sa variance. On a :

$$\text{Var}(J) = E[J^2] - (E[J])^2 = E[J^2] \quad (\text{II.18})$$

En posant:

$$J_k = \lambda_k \cos(\theta'_k) I_k \quad (\text{II.19})$$

on a par indépendance des variables aléatoires λ_k , θ_k et I_k :

$$E[J_k^2] = E[\lambda_k^2] E[(\cos(\theta'_k))^2] E[I_k^2] \quad (\text{II.20})$$

Si on substitue (II.19) dans (II.17), on obtient alors:

$$J = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{k=1}^{M-1} J_k \quad (\text{II.21})$$

de sorte que:

$$J^2 = \frac{E_s}{T_c^2} \left[\sum_{k=1}^{M-1} J_k \right]^2 = \frac{E_s}{T_c^2} \left[\sum_{k=1}^{M-1} J_k^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=1}^{M-1} J_i J_j \right], \text{ avec } i \neq j \quad (\text{II.22})$$

En utilisant l'indépendance des variables aléatoires I_i et I_j , on obtient:

$$E[J^2] = \frac{E_s}{T_c^2} \left[\sum_{k=1}^{M-1} E[J_k^2] + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=1}^{M-1} E[J_i] E[J_j] \right], \text{ avec } i \neq j \quad (\text{II.23})$$

or, $E[J_i] = E[J_j] = 0$ car $E[I_i] = E[I_j] = 0$, de sorte qu'on a:

$$E[J^2] = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{k=1}^{M-1} E[J_k^2] = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{k=1}^{M-1} E[\lambda_k^2] E[(\cos(\theta'_k))^2] E[I_k^2] \quad (\text{II.24})$$

On a:

$$E[(\cos(\theta'_k))^2] = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} \cos^2(\theta) d\theta = \int_0^{2\pi} \frac{1}{4\pi} (1 + \cos(2\theta)) d\theta = \frac{1}{2} \quad (\text{II.25})$$

On a vu au chapitre 4 que:

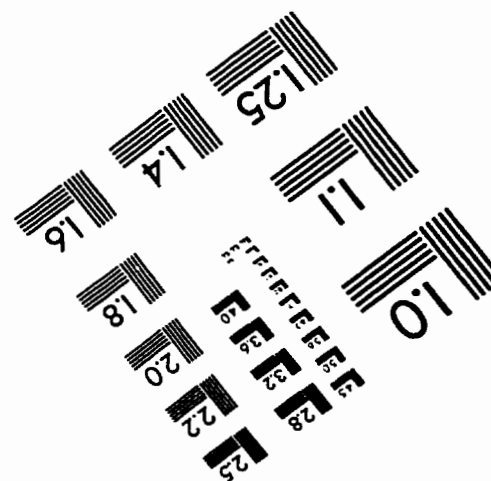
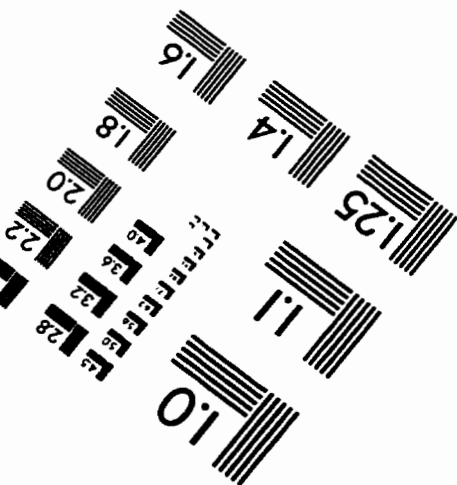
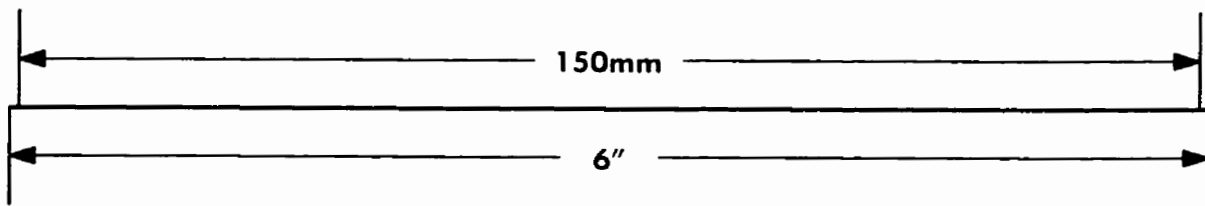
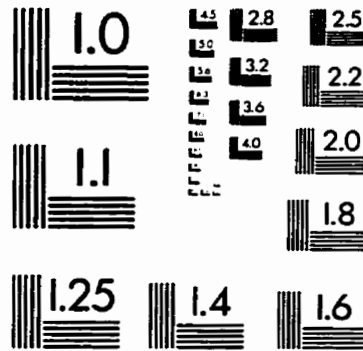
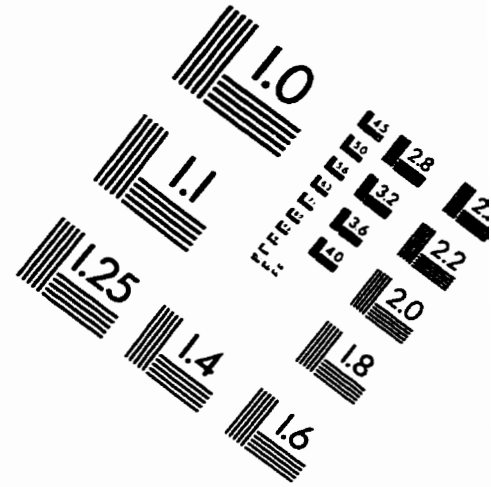
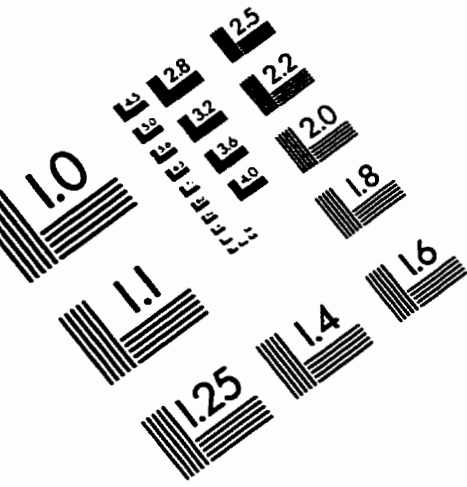
$$E[I_k^2] = \overline{I^2} \quad (\text{II.26})$$

En utilisant le fait que toutes les variables intervenant dans l'équation (II.24) sont identiquement distribuées et en substituant (II.16) lorsque $\mu = 0$, (II.25) et (II.26) dans (II.24), on obtient finalement:

$$E[J^2] = \frac{(M-1)E_s}{2} \frac{\bar{I}^2}{T_c^2} \exp[2\sigma_c^2] \quad (\text{II.27})$$

Ce résultat est utilisé tout au long de cet ouvrage pour décrire les MAI.

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



APPLIED IMAGE, Inc.
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved