UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DE LA CAPACITÉ DE SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS PERSONNELLES PAR SATELLITES EN ORBITES BASSES UTILISANT L'ACCÈS MULTIPLE PAR RÉPARTITION DE CODES

MARTIN HÉBERT
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)
AOÛT 1996

©Martin HÉBERT, 1996.

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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

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

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

0-612-26480-7

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ANALYSE DE LA CAPACITÉ
DE SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS PERSONNELLES
PAR SATELLITES EN ORBITES BASSES UTILISANT
L'ACCÈS MULTIPLE PAR RÉPARTITION DE CODES

présenté par: HÉBERT Martin
en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. CONAN Jean, Ph.D., président
M. HACCOUN David, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. GAGNON François, Ph. D., membre

DÉDICACE

J'aimerais dédicacer ce document à tous ceux et celles qui m'ont précédé dans ce domaine et qui par leur imagination et leur travail acharné m'ont donné tous les outils nécessaires à la création de ce modeste ouvrage.

REMERCIEMENTS

Cet ouvrage ne serait pas tel qu'il est sans la contribution de nombreuses personnes qui ont gravité dans mon univers académique au cours des dernières années.

Tout d'abord, j'aimerais spécialement et tout particulièrement remercier mon directeur de thèse, Dr. David Haccoun pour sa patience, sa compréhension et sa passion scientifique. Ayant cru en moi depuis le début, je lui suis très reconnaissant de m'avoir fait confiance et de m'avoir donné la latitude dont j'avais besoin pour mon épanouissement personnel. Du côté professionnel, tel un phare, il m'a brillamment guidé à bon port tout en me faisant éviter les obstacles les plus difficiles. Il demeurera toujours un modèle à suivre pour moi tout au long de ma carrière.

Ensuite, j'aimerais remercier l'Institut canadien de recherche en télécommunications (ICRT) qui m'a soutenu financièrement tout au long de mes recherches.

J'aimerais aussi remercier ceux qui m'ont épaulé quotidiennement tout au long de cette aventure. Je pense particulièrement à Renée-Claude, maman et papa. Leur soutien fut grandement apprécié.

Finalement, je m'en voudrais d'oublier mes collègues de travail qui ont rendu ce séjour à la Polytechnique fort agréable. Merci à Violeta, Mélita, Véronique, Josée, Eric, Zohair, Aref, Naoufel, Valery et Charles.

RÉSUMÉ

Ce travail porte sur l'analyse de la capacité (nombre d'usagers) de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'accès multiple par répartition de codes.

Plusieurs systèmes de communications personnelles par satellites utilisant les basses ou moyennes orbites ont été proposés et quelques-uns d'entre eux sont en phase de conception et de test. Après une brève présentation des principaux paramètres qui différencient ces systèmes, le problème de l'évaluation de la capacité pour les systèmes qui utilisent l'accès multiple par répartition de codes (AMRC) est abordé.

Dans l'analyse de la capacité, seule la liaison montante (usager mobile vers le satellite), qui représente la liaison critique du système, est étudiée. Le canal satellite en basse orbite est défini par une combinaison d'évanouissements de type Rice et Rayleigh tandis que le système de contrôle de puissance utilisé est en boucle ouverte et suit une loi uniforme.

En premier lieu, une approche paramétrique est prise pour l'analyse de la capacité. Utilisant un modèle simplifié de la capacité exprimée par l'efficacité spectrale en bit/sec/Hz, l'influence de paramètres de deuxième ordre tels que l'utilisation de la voix, la marge due aux évanouissements, le chevauchement des faisceaux ainsi que la réutilisation des fréquences par la polarisation est étudiée. Avec des calculs de capacité utilisant des valeurs typiques, nous constatons que l'effet global de ces paramètres améliore l'efficacité spectrale de 60% pour un rapport signal sur bruit plus interférence donné.

En second lieu, une approche probabiliste est privilégiée pour l'analyse de la capacité. Pour cette approche, le pire cas est considéré: l'usager mobile est en état d'ombrage permanent. La capacité est alors calculée par un nombre d'usagers en fonction d'une qualité de service (probabilité d'erreur) donnée. L'influence du codage, de la diversité d'espace ainsi que du contrôle de puissance est étudiée. On remarque alors que seuls les systèmes utilisant le codage correcteur d'erreur et la diversité d'espace permettent d'offrir des services de téléphonie à un nombre suffisant d'usagers. Ainsi, pour un système utilisant le codage convolutionnel (R=1/4, K=9) et la diversité d'espace (2 satellites) mais avec un contrôle de puissance imparfait (déviation de 20%), avec une probabilité d'erreur de 1×10^{-3} (valeur typique pour la téléphonie), la capacité en nombre d'usagers par faisceau se situe à 52 usagers pour un rapport signal sur bruit de 20 dB.

Finalement, après avoir démontré qu'il y a des liens possibles entre l'approche paramétrique et l'approche probabiliste, l'analyse de la capacité est abordée avec un modèle combinant ces deux approches. On constate que l'ajout de paramètres de deuxième ordre au modèle probabiliste augmente le nombre d'usagers par faisceau pour une même probabilité d'erreur dans tous les cas, améliorant par le fait même les performances du système en entier. Ainsi pour un système utilisant le codage et la diversité d'espace mais avec un contrôle de puissance imparfait, avec une probabilité d'erreur de 1×10^{-3}, la capacité en nombre d'usagers augmente de 66% par rapport au modèle probabiliste qui ne tient pas compte des paramètres de deuxième ordre

ABSTRACT

This work addresses the Coded Division Multiple Access (CDMA) capacity analysis (in number of users) for a satellite-based personal communications services (PCS) system in Low Earth Orbit (LEO).

Several multiple-satellite systems for personal communications services using low earth or medium earth orbits have been proposed and some are in the process of being implemented. After a brief presentation of the principal parameters of some of these systems, the problem of the CDMA capacity evaluation for satellite-based systems is addressed.

In the CDMA capacity analysis, only the uplink (mobile user toward satellite), which represents the critical link, is studied. The LEO satellite channel is defined by a combination of Rice and Rayleigh fadings while the power control system is open loop and follows a uniform law.

First a parametric approach is taken for the capacity evaluation. An analysis of the influence of some of the important second order parameters such as voice utilization

factor, fade margin for power control, beam overlap and polarization isolation factors on the multiple access interference is presented. Defining the system capacity as the spectral efficiency in bit/s/Hz, calculation of the system capacity per beam as a function of the signal to noise ratio is presented for some of the above parameters and applied to specific satellite systems for the uplink. Using typical values, the global effect of these second order parameters is to increase the beam capacity by 60%.

Secondly, a probabilistic approach is taken for the capacity evaluation. For this approach, the worst case scenario is considered: the mobile user is always shadowed. Capacity is then evaluated in a number of users for a given bit error probability. The effect of forward error coding (FEC), satellite diversity as well as power control is studied. We see that only the systems using FEC and satellite diversity can offer telephony for a reasonable amount of users. For example, for a system using FEC (R=1/4 and K=9) and spatial diversity with 2 satellites but with an imperfect power control (20% deviation), with a bit error probability of 1×10^{-3} (typical value for telephony), the beam capacity is 52 users for a user Signal to Noise Ratio (SNR) of 20 dB.

Finaly, after demonstrating that we can use the effects of the second order parameters with the probabilistic approach, capacity analysis is done with a model combining the parametric and the probabilistic approaches. We discover when we add the second order

parameters to the probabilistic expressions, the capacity in number of users increases. For example, a system using FEC and satellite diversity with an imperfect power control and a bit error rate of 1×10^{-3} , the number of users per beam increases by 66% compared to the probabilistic model that does not take into account second order parameters.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iv

REMERCIEMENTS v

SOMMAIRE vii

ABSTRACT x

TABLE DES MATIÈRES xiii

LISTE DES TABLEAUX xx

LISTE DES FIGURES xxi

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1: LES COMMUNICATIONS PERSONNELLES À L'AUBE DU 21ème SIÈCLE 6

1.1 - La téléphonie d'hier à aujourd'hui 7

1.1.1 - La téléphonie terrestre 7

1.2 - Les communications mobiles par satellites 9

1.2.1 - Première génération.....9

1.2.2 - Deuxième génération.....11

1.3 - La téléphonie du 21e siècle: les communications personnelles.....13

1.3.1 - Les Services de Communications Personnelles.....14

1.3.2 - Les Services de Communications Personnelles par satellites.....16

1.4 - Conclusion.....30

CHAPITRE 2: LES TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLE 32

2.1 - L'accès multiple par répartition des fréquences (AMRF).....33

2.1.1 - Avantages de la technique AMRF.....35

2.1.2 - Désavantages de la technique AMRF.....35

2.2 - L'accès multiple par répartition du temps (AMRT).....36

2.2.1 - Avantages de la technique AMRT.....37

2.2.2 - Désavantages de la technique AMRT.....38

2.3 - L'accès multiple par répartition de codes (AMRC).....39

2.3.1 - Avantages de la technique AMRC.....40

2.3.2 - Désavantages de la technique AMRC.....43

2.4 - Conclusion.....44

CHAPITRE 3: DÉFINITION D'UN SYSTÈME DE SCP PAR SATELLITES EN BASSE ORBITE UTILISANT L'AMRC 46

3.1 - Principes de base d'un système de communications utilisant l'AMRC....47

3.1.1 - Chaîne de transmission....47

3.1.2 - Chaîne de réception....56

3.2 - Hypothèses de base d'un système de communications utilisant l'AMRC....60

3.2.1 - Chaque faisceau est indépendant des autres faisceaux....60

3.2.2 - Seule la liaison montante sera étudiée....61

3.2.3 - L'entrelacement est parfait....62

3.2.4 - La puissance reçue au satellite par faisceau est constante....62

3.2.5 - Le contrôle de puissance est en boucle ouverte....62

3.3 - Modèle du canal satellite en basses orbites....64

3.4 - Modèle du système de contrôle de puissance....66

3.5 - Conclusion....67

CHAPITRE 4: ANALYSE DE LA CAPACITÉ: APPROCHE PARAMÉTRIQUE 69

4.1 - Efficacité spectrale....70

4.2 - Calcul de l'interférence causée par les autres usagers....71

4.3 - Paramètres affectant l'interférence due aux autres usagers....72

4.3.1 - Facteur d'utilisation de la voix....73

4.3.2 - Marge due aux évanouissements....75

4.3.3 - Facteur de chevauchement des faisceaux....78

4.3.4 - Facteur de la réutilisation de la polarisation....79

4.4 - Valeurs typiques....80

4.4.1 - Facteur d'utilisation de la voix....81

4.4.2 - Marge due aux évanouissements....81

4.4.3 - Facteur de chevauchement des faisceaux....82

4.4.4 - Facteur de la réutilisation de la polarisation....82

4.5 - Calculs et analyse de la capacité....83

4.6 - Conclusion....89

CHAPITRE 5: ANALYSE DE LA CAPACITÉ: APPROCHE PROBABILISTE 91

5.1 - Analyse de la capacité: approche probabiliste sans codage.....92

5.1.1 - Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace.....92

5.1.2 - Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace.....98

5.1.3 - Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace.....100

5.2 - Modèle probabiliste avec codage correcteur d'erreur.....107

5.2.1 - Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace.....110

5.2.2 - Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace.....113

5.2.3 - Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace.....113

5.2.4 - Contrôle de puissance imparfait avec diversité d'espace.....114

5.3 - Valeurs typiques.....116

5.3.1 - Modèles sans codage correcteur d'erreur.....116

5.3.2 - Modèles avec codage correcteur d'erreur.....117

5.4 - Exemples de calculs et analyse des résultats obtenus.....118

5.4.1 - Modèles sans codage correcteur d'erreur.....118

5.4.2 - Modèles avec codage correcteur d'erreur.....123

5.5 - Conclusion.....128

CHAPITRE 6: ANALYSE DE LA CAPACITÉ: COMBINAISON DES APPROCHES PARAMÉTRIQUE ET PROBABILISTE 129

6.1 - Facteurs de l'approche paramétrique.....130

6.2 - Calcul de la capacité: formules combinées.....132

6.2.1 - Sans codage: Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace.....133

6.2.2 - Sans codage: Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace.....133

6.2.3 - Sans codage: Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace.....134

6.2.4 - Avec codage: Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace.....135

6.2.5 - Avec codage: Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace.....135

6.2.6 - Avec codage: Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace....135

6.2.7 - Avec codage: Contrôle de puissance imparfait avec diversité d'espace....136

6.3 - Exemple de calcul et analyse des résultats....136

6.4 - Conclusion....143

CONCLUSION....144

BIBLIOGRAPHIE....148

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 - Systèmes de communications mobiles par satellites de première génération....11

Tableau 1.2 - Systèmes de communications mobiles par satellites de deuxième génération....12

Tableau 1.3 - Principaux paramètres de systèmes de SCP-sat en basse orbite....19

Tableau 1.4 - Principaux paramètres de systèmes de SCP-sat en orbites intermédiaires....20

Tableau 1.5 - Fréquences envisagées dans quelques systèmes de SCP-sat....27

Tableau 4.1 - Valeurs typiques des paramètres du système AMRC....83

Tableau 4.2 - Valeurs typiques des paramètres de deuxième ordre....84

Tableau 5.1 - Valeurs typiques des paramètres d'un système sans codage correcteur d'erreur....117

Tableau 5.2 - Valeurs typiques des paramètres d'un système avec codage correcteur d'erreur....118

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 - Représentation des usagers dans un système AMRF selon la matrice temps-fréquence....34

Figure 2.2 - Représentation des usagers dans un système AMRT selon la matrice temps-fréquence....37

Figure 2.3 - Représentation des usagers dans un système AMRC selon la matrice temps-fréquence....40

Figure 3.1 - Schéma de l'émetteur d'un système de SCP utilisant l'AMRC....47

Figure 3.2 - Schéma-bloc d'un codeur convolutionnel....49

Figure 3.3 - Schéma de principe de l'étalement spectral par séquence directe....50

Figure 3.4 - Effet de l'étalement spectral sur un signal de largeur de bande W_s....51

Figure 3.5 - Fonction d'intercorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire....53

Figure 3.6 - Spectre de densité de puissance des signaux dans le canal....55

Figure 3.7 - Schéma du récepteur d'un système utilisant l'AMRC....56

Figure 3.8 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données avant l'étalement spectral....58

Figure 3.9 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données après l'étalement spectral....58

Figure 3.10 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données dans le canal satellite en présence de bruit et d'une source d'interférence (Inter).....58

Figure 3.11 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données en présence de bruit et d'une source d'interférence après la compression spectrale.....59

Figure 4.1 - Modèle de réseau cellulaire en nids d'abeille.....78

Figure 4.2 - Effet du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....85

Figure 4.3 - Effet de la marge due aux évanouissements (sans la diversité d'espace) sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....85

Figure 4.4 - Effet de la marge due aux évanouissements (avec la diversité d'espace) sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....86

Figure 4.5 - Effet du facteur d'entrelacement des faisceaux sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....86

Figure 4.6 - Effet du facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....87

Figure 4.7 - Effet global des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.....87

Figure 5.1 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.....119

Figure 5.2 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.....119

Figure 5.3 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.....120

Figure 5.4 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.....120

Figure 5.5 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.....121

Figure 5.6 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.....121

Figure 5.7 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait et sans la diversité d'espace.....125

Figure 5.8 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait et avec la diversité d'espace.....125

Figure 5.9 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait et sans la diversité d'espace.....126

Figure 5.10 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait et avec la diversité d'espace.....126

Figure 6.1 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024 137

Figure 6.2 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438 137

Figure 6.3 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024 138

Figure 6.4 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438 138

Figure 6.5 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024 139

Figure 6.6 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438 139

Figure 6.7 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre 140

Figure 6.8 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre 140

Figure 6.9 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.....141

Figure 6.10 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, avec la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.....141

INTRODUCTION

Les télécommunications sont au coeur de la société de l'information du 21ème siècle. En effet, elles représentent l'infrastructure nécessaire au développement de la nouvelle économie. Touchant de plus en plus les différents secteurs d'activités économiques, les télécommunications ont été subdivisées en domaines d'activités spécialisées. Parmi ceux-ci, les communications mobiles représentent un domaine en pleine explosion.

Comme le besoin de rejoindre directement les gens est sans cesse grandissant, les communications mobiles s'imposent de plus en plus comme une solution de choix. L'énorme succès de la téléphonie cellulaire depuis une dizaine d'année le démontre bien. La téléphonie cellulaire et son successeur, la téléphonie personnelle, répondent adéquatement aux besoins de mobilité pour les grands centres urbains. Par contre, dans les régions rurales ou faiblement peuplées, cette technologie n'est pas encore commercialement disponible. Cela entraîne donc une demande pour les communications mobiles par satellites qui offrent une couverture mondiale.

Les communications mobiles par satellites existent depuis une vingtaine d'années et jusqu'à tout récemment étaient utilisées principalement pour les communications maritimes et aériennes. Or, avec l'arrivée de l'Internet et des services de communications personnelles, son rôle s'est élargi à une couverture mondiale de services de communications avancés de voix et de données. D'ici l'an 2005, plusieurs systèmes de communications personnelles par satellites seront en opération. Mentionnons entre autres les systèmes IRIDIUM, GLOBALSTAR, ODYSSEY, ICO-P et TELEDESIC. La plupart de ces systèmes utiliseront une constellation de satellites en orbites basses ou moyennes, ce qui représente un grand défi technique. Les systèmes par satellites ont des caractéristiques très différentes des systèmes cellulaires terrestres. Parmi celles-ci, la technique d'accès multiple représente un des éléments les plus distinctifs de ces systèmes.

Trois techniques d'accès multiple seront utilisées par les futurs systèmes de communications personnelles par satellites. L'accès multiple par répartition de codes (AMRC), une technique longtemps utilisée par les militaires, offre un potentiel supérieur aux techniques utilisées en ce moment. Par contre, elle n'a pas encore fait ses preuves sur une base commerciale. On cherche toujours à avoir une mesure plus réelle de la capacité en nombre d'usagers d'un système par satellites utilisant l'AMRC.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons donc à l'analyse de la capacité de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'AMRC. Un système et un environnement typiques seront définis pour cette analyse.

Liste des contributions:

Notre recherche a permis d'obtenir les contributions suivantes:

- Évaluation de la capacité de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'AMRC par une approche paramétrique. Quatre paramètres importants affectant l'interférence due à l'accès multiple (MAI) sont identifiés. Un modèle simple est utilisé afin de faire ressortir l'effet de ces paramètres sur la capacité totale du système, exprimée sous forme d'efficacité spectrale.
- Évaluation de la capacité de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'AMRC par une approche probabiliste. Un modèle est proposé pour le calcul de la capacité en nombre d'usagers en fonction de la probabilité d'erreur selon le codage, la diversité et le contrôle de puissance.
- Évaluation de la capacité de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'AMRC en combinant l'approche paramétrique et probabiliste. Un modèle général qui tient compte des

paramètres affectant le MAI ainsi que du codage, de la diversité et du contrôle de puissance est suggéré pour le calcul de la capacité en nombre d'usagers.

Ce mémoire se compose comme suit:

- Le chapitre 1 introduit le concept des communications personnelles et son effet sur les communications mobiles terrestres et par satellites. Une attention particulière est portée aux différents paramètres des systèmes de communications personnelles par satellites.
- Le chapitre 2 explique plus en détails les différentes techniques d'accès multiples qui seront utilisées par les futurs systèmes de communications personnelles par satellites. Les avantages et désavantages de chacune des techniques sont soulignés.
- Le chapitre 3 présente le modèle du système de communications par satellite qui sera utilisé pour l'analyse de la capacité. Les hypothèses particulières utilisées sont émises, le canal satellite ainsi que le système de contrôle de puissance utilisés sont expliqués.
- Le chapitre 4 aborde l'analyse de la capacité selon une approche paramétrique. Quatre paramètres sont présentés dans un modèle macroscopique.
- Le chapitre 5 étudie l'analyse de la capacité selon une approche probabiliste. Les calculs de la capacité sont présentés en fonction du codage correcteur d'erreur, de la diversité d'espace ainsi que du contrôle de puissance.
- Le chapitre 6 analyse la capacité en combinant les approches paramétrique et probabiliste. Les paramètres affectant l'interférence due à l'accès multiple sont

incorporés dans les équations probabilistes selon le codage correcteur d'erreur, la diversité et le contrôle de puissance.

La conclusion fera la synthèse des résultats obtenus en plus de suggérer d'autres sujets de recherches non abordés dans cet ouvrage.

CHAPITRE 1

LES COMMUNICATIONS PERSONNELLES À L'AUBE DU 21ème SIÈCLE

Au tournant du nouveau millénaire, la téléphonie subit de profonds changements dans la révolution de l'information. Des changements qui vont révolutionner la façon avec laquelle les gens communiquent. Peu importe où l'on se trouve, grâce à un numéro de téléphone personnel et unique, il sera possible de rejoindre directement la personne désirée. Signaux numériques, réseaux intelligents sans fil, constellations de satellites, antennes intelligentes, microcellules, toutes les technologies requises sont en place pour offrir des communications personnelles. Les Services de Communications Personnelles (SCP) offriront les communications personnelles dans les grands centres urbains tandis que les constellations de satellites telles GLOBALSTAR et IRIDIUM offriront la couverture mondiale essentielle aux communications personnelles. Dans ce chapitre, nous regarderons l'évolution de la téléphonie sous la perspective du changement conceptuel qui s'opère actuellement dans le passage de la téléphonie dite classique à la téléphonie de l'ère des communications personnelles.

1.1 La téléphonie d'hier à aujourd'hui

1.1.1 La téléphonie terrestre

Grâce à l'invention du téléphone en 1876, Alexandre Graham Bell réussit à parler à une personne se trouvant dans un autre édifice en émettant une série d'impulsions électriques transmises par un fil de cuivre qui reliait les deux endroits. Cette conversation "téléphonique" fut la première application d'un concept qui allait bouleverser la société d'alors: la possibilité de communiquer en temps réel avec une personne localisée dans un endroit physique distant, à condition d'être relié à cette personne par un fil de cuivre.

Vingt ans plus tard, Marconi réussit le même exploit avec des ondes électromagnétiques comme moyen de transmission. Mais dans les deux cas, il fallait un équipement volumineux et lourd, forçant ainsi la téléphonie à devenir dépendante de l'endroit où se trouvaient ces équipements. On peut donc définir la téléphonie classique comme étant la communication à grande distance entre deux personnes qui doivent se trouver à un lieu physique où il y a un téléphone et de l'équipement nécessaire à cette communication. Si une des deux personnes n'est pas physiquement proche du téléphone et qu'elle n'entend pas ce dernier sonner, alors cette personne ne pourra être rejointe.

Ce concept de la téléphonie classique liée à un lieu physique est encore bien présent aujourd'hui. Bien sûr, il existe maintenant des outils sophistiqués, comme par exemple la boîte vocale, qui permettent de pallier aux inconvénients causés par ce concept mais le réseau téléphonique d'aujourd'hui est toujours dépendant du lieu où l'on se trouve. Par exemple, lors d'un changement de résidence, il faut habituellement changer le numéro de téléphone de l'utilisateur.

Avec l'arrivée des communications mobiles comme la téléphonie cellulaire au milieu des années '80, le concept d'être relié à un lieu fixe changea donc pour le concept d'être relié à un lieu mobile. Avec un téléphone cellulaire, l'usager peut donc être rejoint lorsqu'il est en déplacement à l'extérieur de sa résidence personnelle ou bien de son bureau. Le besoin de mobilité des gens d'affaires augmentant sans cesse avec la globalisation des marchés, le téléphone cellulaire a un succès inespéré et dépasse de loin toutes les prévisions des experts. En effet, ces derniers avaient prédit qu'en 1994, soit dix ans après son introduction, le téléphone cellulaire serait utilisé par 2 millions d'usagers aux États-Unis alors qu'il y en eut réellement plus de 14 millions! Aujourd'hui encore, avec une progression annuelle de 25% par année, le téléphone cellulaire rejoint une partie sans cesse grandissante de la population qui désire être rejointe indépendamment de sa localisation.

Malgré l'énorme succès du réseau cellulaire, sa couverture ne dessert bien que les endroits où la densité de population le permet. Il faut donc une autre alternative pour les régions éloignées et pour les personnes travaillant dans les zones mal desservies et qui ont besoin de communications sans fil. Les communications mobiles par satellites peuvent combler cette lacune et bien complémenter le réseau cellulaire terrestre.

1.2 Les communications mobiles par satellites

1.2.1 Première génération

Historiquement, les satellites de télécommunications ont servi à faire de la communication point à point entre deux endroits physiques très distants qui ne pouvaient pas économiquement être reliés par un médium de communications terrestres. Au Canada, les satellites en orbite géostationnaire de la série *Anik* sont utilisés depuis 1972 pour acheminer les appels interurbains et pour les retransmissions en direct ou bien en différé d'émissions de télévision.

On définit généralement les systèmes de communications mobiles par satellites (SCMS) comme étant des systèmes permettant des communications point à multi-points nécessitant une grande couverture. Le système international de communications maritimes par satellites INMARSAT représente le mieux la première génération de

communications mobiles par satellites. En effet, trois satellites situés en orbite géostationnaire et couvrant les zones océaniques mondiales permettent encore aujourd'hui à des navires et des avions circulant au-dessus des océans d'être reliés au reste du monde par une liaison satellite et de pouvoir bénéficier d'un service de téléphonie ainsi que d'un service d'urgences. D'autres services terrestres évolués, tels que la localisation et la répartition des flottes de camions, utilisent ce genre de satellites pour rejoindre les camionneurs éparpillés aux quatre coins d'un continent. Le tableau 1.1 [Ana95] qui suit décrit les différents SCMS de première génération.

Tableau 1.1: Systèmes de communications mobiles par satellites de première génération

Organisation	Standard (année de début de service	Satellite	Services	Taux de données	Application principale	Coût du terminal (k$)	Charges à l'usager ($/min)	Nbre de terminaux vendus (fin 1993)
INMARSAT	A (1982)	MARECS INMARSAT -II	voix, télex, fax,données (mondial)	ana-logique (FM)	bateau, plate-forme pétrolière TRANSPORT ABLE	25-35	tél: 8-10 télex: 4	25 000
INMARSAT	B (1993)	MARECS INMARSAT - II	voix, télex, fax, données (mondial)	16 k (voix)	rempla-cement de INMARSAT A	35-50	tél: 5-6 telex: 3-4	—
INMARSAT	C (1991)	MARECS INMARSAT - II	télex, données (mondial)	600	petits bateaux mobiles terrestres	7-12	1-1.5 (par kbit)	3 000
INMARSAT	M (1992/1993)	MARECS INMARSAT - II	voix, fax, données (mondial)	6.4k (voix) 2.4k	TERMINAL-VALISE petits bateaux	18-22	5-6	—
INMARSAT	Aéronautique (1992)	MARECS INMARSAT -II	voix, données, fax (mondial)	300-9.6k	avions commerciaux et privés	—	—	—
QUALCOMM	OmniTracs (1989)	GSTAR	messagerie bi-direction-nelle (Am. du Nord)	5-15k (mobile-sat) 55-165 (sat-mobile)	transport routier de longue distance	4.5	50-60	40 000
ALCATEL QUALCOMM	EutelTracs (1991)	EUTELSAT I-II	messagerie bi-direction-nelle (Europe)	5-15k (mobile-sat) 55-165 (sat-mobile)	transport routier longue distance	4.5	50-60	4 500

1.2.2 Deuxième génération

La seconde génération de SCMS visait à augmenter le taux de pénétration des services existants en répondant aux trois besoins fondamentaux des utilisateurs mobiles: le coût du terminal et de l'utilisation, la confidentialité et un équipement convivial [Mar94].

Donc, pour ces systèmes, la grosseur du terminal à l'usager a été considérablement réduite, le coût des communications est plus abordable tout en maintenant la possibilité de se relier au réseau public téléphonique. Plusieurs compagnies ou consortiums de compagnies offrent ou offriront bientôt ces nouveaux services dans diverses régions du monde. Le tableau 1.2 qui suit présente les différents SCMS de seconde génération.

Tableau 1.2: Systèmes de communications mobiles par satellites de deuxième génération

Organisation	Standard (année de début de service	Satellite	Services	Taux de données	Application principale	Coût du terminal (k$)	Charges à l'usager ($/min)	Nbre d'utilisateurs prévus
INMARSAT	mini-M (1996)	INMARSAT -III	voix, telex, fax,données (mondial)	2.4k	Terminaux portables	5	2-3	—
OPTUS COMMS.	MOBILESAT (1994)	OPTUS-B (2 sats)	voix, APR, fax, données (Australie)	6.4k (voix) 2.4 (data)	téléphonie endroits éloignés en Australie	7-8	tél: 1.5/2.4 messagerie: (100/mois)	50 000
AMSC/TMI	MSAT (1995)	MSAT (2 sats)	voix, fax, données (Am. du Nord)	1.2k, 5k, 9.6k	petits bateaux mobiles terrestres	2	1.76 Canada 0.9-1.5 E-U	60 000
ESA	PRODAT-II	EMS (ITALSAT-F2)	ST&FWD (Europe)	600, 1.5k	gestion de flottes	2-3	0.3/kbit	10 000 (en 1995)
	MSBN	LLM (ARTEMIS)	voix, fax, data (Europe)	2.4k, 6.4k	Terminaux portables	—	1	—
DoCoMo NTT	NSTAR (1995)	NSTAR	(Japon)	—	bateaux de pêches	—	—	—

Le succès inespéré de la téléphonie cellulaire ainsi que l'utilisation grandissante des communications par satellites, liés aux progressions fulgurantes de la technologie dans le

domaine des télécommunications et de l'informatique, permet d'envisager aujourd'hui la fin de la téléphonie classique où l'usager est au service de son téléphone pour envisager un nouveau concept révolutionnaire: les communications personnelles.

1.3 La téléphonie du 21e siècle: Les communications personnelles

Les communications personnelles consistent à rejoindre une personne plutôt que l'endroit où est située cette personne. Cela signifie que chaque usager possède un numéro personnel unique où il peut être rejoint partout dans le monde, et ce, quand il le désire. Ce numéro personnel pourra servir à des conversations téléphonique ou bien des transmissions de données et de télécopies. Cependant, afin d'être capable d'offrir un service personnel de la sorte, il faut faire l'intégration des technologies actuellement offertes.

L'intégration des technologies de communications commence par la numérisation de tout ce qui est transmis sur le réseau téléphonique. Dans plusieurs pays, incluant le Canada et les États-Unis, cette numérisation est déjà chose faite et on utilise déjà le Réseau Numérique à Intégration de Services (RNIS) pour l'Internet et le transfert de données à haut débit (150 Mbps). Mais pour utiliser le RNIS comme plate-forme de transport adaptée au concept de communications personnelles, il faudrait qu'il soit disponible partout dans le monde, ce qui est loin d'être le cas en ce moment.

Les Services de Communications Personnelles, une version cellulaire semblable au RNIS, répondront en grande partie aux besoins de mobilité qu'exigent les communications personnelles en offrant les mêmes services évolués disponibles chez les opérateurs de la téléphonie avec fil mais sur une plate-forme sans fil.

1.3.1 Les Services de Communications Personnelles

Les Services de Communications Personnelles (SCP) représentent la deuxième génération des réseaux cellulaires.

Les SCP sont appelés à remplacer le téléphone résidentiel, cellulaire et commercial en plus d'offrir des services de téléavertisseur, de fax et de transfert de fichiers. Un téléphone unique sera utilisé comme téléphone sans fil à la maison ainsi qu'au bureau et comme téléphone cellulaire partout ailleurs. Selon le concept véhiculé par les SCP, un seul numéro avec une seule boîte multi-services (voix, fax, courrier électronique) devrait être disponible avec un téléphone qui fonctionnera partout et en tout temps.

En plus d'avoir un numéro de téléphone personalisé, les utilisateurs de SCP pourront aussi profiter des avantages inhérents de la technologie numérique des systèmes de SCP. En effet, les SCP pourraient bien révolutionner la téléphonie cellulaire comme l'a fait le

disque compact (CD) en audiophonie. Qualité de la voix améliorée, robustesse accrue contre le phénomène d'évanouissement grâce à la correction d'erreurs et confidentialité des conversations assurée par l'encryptage sont les principaux atouts de la technologie numérique en téléphonie cellulaire.

Avec la convergence des technologies numériques qui est en cours dans le domaine des télécommunications, le téléphone cellulaire numérique SCP pourrait bien devenir l'outil personnel par excellence pour livrer l'information désirée à son utilisateur. En effet, une foule d'applications personnelles d'affaires et de loisirs pourront être supportées par le réseau des SCP. La consultation de banques de données, des services de réservation (restaurant, hôtel, avion) sont des services envisagés avec les services de messagerie disponible par les SCP. Le réseau cellulaire des SCP étant entièrement numérique, il sera également possible d'y faire des transactions monétaires protégées contre les fraudeurs grâce à des techniques d'encryptage équivalentes à celles utilisées par les institutions financières.

Les SCP actuels pourront répondre aux besoins de services élaborés des utilisateurs mais la couverture cellulaire des SCP se concentrera dans les zones urbaines densément peuplées, tout comme le réseau cellulaire actuel. Donc, les SCP représentent les communications personnelles dans les grands centres urbains. Par contre, ils ne répondent pas aux défis des communications personnelles mondiales, peu importe où

l'on se trouve dans le monde. La solution pourrait bien provenir des futurs systèmes de SCP par satellites qui complémenteront les SCP terrestres afin d'offrir cette couverture globale essentielle au concept de communications personnelles.

1.3.2 Les Services de Communications Personnelles par satellites

Les Services de Communications Personnelles par satellites (SCP-sat) représentent la troisième génération de communications mobiles par satellites. En plus de répondre aux besoins de confidentialité, de mobilité et de convivialité demandés par les usagers, ils visent à personnaliser les communications mobiles en complémentant les services de communications personnelles qui seront utilisés dans les réseaux cellulaires terrestres: en plaçant plusieurs satellites en orbite, il sera possible d'offrir une couverture terrestre mondiale à un utilisateur muni d'un téléphone cellulaire format de poche.

Dès lors, on pourra satisfaire toutes les conditions nécessaires à l'arrivée des communications personnelles. On aura alors un village global au point de vue des télécommunications: on pourra rejoindre une personne isolée à l'autre bout du monde aussi facilement qu'une autre située dans la ville voisine.

Afin de complémenter les réseaux cellulaires SCP qui seront implantés au début dans les grandes villes, les SCP par satellites pourront offrir une couverture mondiale et desservir

les régions à faible densité de population. De plus, il y a plusieurs pays, tels l'Inde et la Chine, qui n'ont pas un réseau de téléphonie terrestre complet et qui pourraient utiliser le réseau par satellite en plus de la téléphonie cellulaire au lieu d'investir massivement dans l'installation de câbles et d'un réseau de téléphonie terrestre traditionnel. Par contre, les liaisons hertziennes point-multipoint à grande couverture sont potentiellement concurrentielles aux SCP par satellites dans ces marchés. 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 format de poche 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 cellulaire SCP et le réseau SCP par satellites, à condition qu'ils utilisent le même protocole de communications.

1.3.2.1 Les différents systèmes proposés

Il existe plusieurs compagnies qui envisagent de mettre en orbite un réseau de satellites. Certains systèmes offriront seulement le service de transfert de données tandis que d'autres veulent offrir aussi les services de téléphonie et de télécopie. Nous nous concentrons sur ces derniers qui complémenteront les services offerts par les systèmes de SCP terrestres.

Il existe pour le moment cinq consortiums de compagnies qui offriront un système de SCP par satellites. Tout d'abord, il y a GLOBALSTAR des compagnies Loral et Qualcomm, constellation de 48 satellites en basse orbite (altitude inférieure à 2000 kms) qui utilisera l'accès multiple par répartition de codes. Ensuite on retrouve IRIDIUM de Motorola qui mettra en orbite basse 66 satellites utilisant l'accès multiple par répartition du temps. Puis il y a ODYSSEY de TRW et de Téléglobe, qui sera un système de 12 satellites en moyenne orbite (altitude autour de 10 000 kms) utilisant l'accès multiple par répartition de codes. Finalement nous retrouvons INMARSAT, un consortium international de compagnies du domaine des télécommunications qui propose le projet ICO-P représentant une constellation de 16 satellites en moyenne orbite utilisant l'accès multiple par répartition du temps. Ces quatre systèmes se font une lutte acharnée pour le financement ainsi que pour être les premiers à être en fonction. Leur mise en opération est prévue d'ici l'an 2000.

Quant au cinquième projet, appelé TELEDESIC, il est piloté par nul autre que Microsoft (avec son président Bill Gates comme ardent défenseur) et Calling. Ce sera un système de 840 satellites en très basse orbite utilisant l'accès multiple par répartition du temps. Il se distingue des trois autres projets en voulant offrir des services multimédias (incluant l'Internet) en temps réel en plus des services de téléphonie et de fax. Mais devant les énormes défis technologiques que représente la conception d'un système par satellites

offrant du multimédia, la réalisation du projet est seulement prévue pour l'an 2002 au plus tôt.

1.3.2.2 Principaux paramètres

Les tableaux 1.3 et 1.4 représentent les principaux paramètres de systèmes proposés mentionnés précédemment en basse et moyenne orbites respectivement.

Tableau 1.3 Principaux paramètres de systèmes de SCP-sat en basse orbite

Systèmes ⇒ Paramètres ⇓	GLOBALSTAR *Loral + Qualcomm*	IRIDIUM *Motorola*	TELEDESIC *Calling & Microsoft*
Nombre de sats	48	66	840
Hauteur orbitale	1389 km	780 km	700 km
Inclinaison	52°	86.4°	98.2°
Nombre d'orbites	8	6	21
Type d'orbite	elliptique	polaire	polaire
Bande de fréquence	L + S (2 GHz)	L (1.6 GHz)	Ka (20-30 GHz)
Technique d'accès multiple	AMRC	AMRF/AMRT	AMRF/AMRT
Calcul à bord du sat.	Non	Oui	Oui
Liens inter-satellites	Non	Oui	Oui
Services offerts	Téléphonie, Télécopie, Téléavertisseur, Positionnement, Messagerie	Téléphonie, Télécopie, Téléavertisseur, Messagerie	Téléphonie, Télécopie, Téléavert., Multi-services Données haut débit
Coûts	1,7 milliards	3,37 milliards	6,5 milliards
Date prévue d'opération	1998	1998	2002

Tableau 1.4 Principaux paramètres de systèmes de SCP-sat en orbites intermédiaires

Systèmes ⇒ Paramètres ⇓	ODYSSEY *TRW & Téléglobe*	ICO-P *Inmarsat*
Nombre de sats	12	10
Hauteur orbitale	10360	10 350
Inclinaison	55°	45°
Nombre d'orbites	3	2
Type d'orbite	elliptique	elliptique
Bande de fréquence	L+S (2 Ghz)	L + S (1.6 & 2.5 GHz)
Technique accès multiple	AMRC	AMRT
Calcul à bord du sat.	Non	Oui (Processeur transparent)
Liens inter-satellites	Non	Non
Services offerts	Voix numérique, Données faible débit, Messagerie, Fax	Voix numérique, Données faible débit, Messagerie, Fax
Coûts	1,3 milliards	2.4 milliards
Date prévue d'opération	2000	2000

1.3.2.3 Description de certains paramètres

1.3.2.3.1 Choix de l'orbite

Le choix de l'orbite représente le paramètre spatial le plus important à étudier car il dépend lui-même de nombreux paramètres principalement liés à l'environnement spatial.

On retrouve trois types d'orbites utilisées commercialement aujourd'hui: l'orbite géostationnaire, les moyennes orbites et finalement les orbites basses.

L'orbite géostationnaire (GEO)

L'orbite géostationnaire est située à environ 36 000 km de la surface de la Terre et elle est synchrone avec la rotation terrestre. Par exemple, un usager sur la Terre verra toujours le satellite au même endroit car ce dernier tourne à la même vitesse de rotation que la Terre. Or, comme les satellites de télécommunications sont principalement utilisés pour effectuer des communications point-à-point, il suffit qu'un satellite couvre les points d'origine et de destination de la communication pour que le système fonctionne efficacement. De plus, il est plus simple et économique d'utiliser une antenne terrestre qui pointe à un lieu fixe pour communiquer avec un satellite en orbite géostationnaire que d'utiliser un système complexe de pointage d'antenne qui suit la trajectoire d'un satellite qui défile dans le ciel.

Pour offrir une couverture globale, seulement trois satellites en orbite géostationnaire sont nécessaires. Mais le délai de propagation d'une communication en temps réel entre deux utilisateurs ainsi que l'atténuation importante due à la propagation du signal sont considérés comme deux contraintes trop importantes pour offrir des communications personnelles via un système de satellites géostationnaires. En effet, ce délai de 250 ms

est causé par le temps que prend une onde se propageant à la vitesse de la lumière à parcourir 72 000 km. D'autre part, l'atténuation du champ électromagnétique due à la propagation est directement proportionnelle à la distance entre la Terre et le satellite. Donc, le seul moyen d'offrir des communications en temps réel de la qualité d'une communication téléphonique terrestre sans ajouter de l'équipement supplémentaire est de diminuer la distance qu'a à parcourir l'onde radio, soit en diminuant l'altitude des satellites.

Les orbites intermédiaires (MEO)

Lorsque l'on diminue le rayon de l'orbite, il faut tenir compte de plusieurs phénomènes physiques importants différents de l'orbite géostationnaire. Tout d'abord, l'orbite n'est plus synchrone avec la Terre. Donc, pour une couverture globale, il faudra plusieurs satellites de vitesse angulaire élevée qui se relaieront afin qu'il y en ait toujours au moins un en ligne de vue avec n'importe quel point sur la Terre. On parle alors de constellations de satellites. La dynamique orbitale de ces constellations devient un défi technique de taille car il faut suivre par télémesure plusieurs satellites en même temps tout en optimisant chacune de leur trajectoire.

Il faut aussi tenir compte des ceintures de radiations de Van Allen entourant la Terre. Ces radiations trop intenses rendent impossible la survie de satellites à ces altitudes. Il y

a deux ceintures de radiations au-dessus de la Terre: la première s'étend de 2 000 km à 8 000 km tandis que la deuxième va de 11 000 km à 20 000 km environ. Il faut donc éviter ces zones lors du choix d'une orbite appropriée. De plus, il faut que la constellation de satellites se trouve à une orbite d'au moins 500 km afin d'éviter les phénomènes atmosphériques qui provoquent la chute des satellites vers la surface terrestre.

Avec ces restrictions en tête, trois modèles d'orbites furent proposés pour les SCP par satellites: l'orbite hautement elliptique (HEO), l'orbite intermédiaire (MEO) ainsi que l'orbite basse (LEO). L'orbite hautement elliptique consiste en une orbite elliptique avec une inclinaison de 63.4° qui permet de maintenir une stabilité de la mécanique orbitale. L'apogée de l'ellipse se retrouve entre 25 000 km et 45 000 km. Cette orbite est celle considérée pour le système commercial proposé appelé Ellipso (moins connu que les autres systèmes abordés précédemment). mais comporte des restrictions importantes. Tout d'abord, comme l'orbite est elliptique, les satellites traversent nécessairement la ceinture de radiations supérieure, réduisant ainsi considérablement leur durée de vie. De plus, la couverture n'est pas globale mais plutôt régionale (concentrée dans les régions populeuses et industrialisées). Finalement, l'excentricité de l'orbite occasionne des délais de propagations variables qui peuvent être aussi longs que pour le cas de l'orbite géostationnaire.

L'orbite intermédiaire, avec une altitude d'environ 10 000 km, est circulaire et se retrouve tout juste entre les deux ceintures de radiations de Van Allen. Une constellation de 10 à 15 satellites à cette altitude peut offrir une couverture globale. À cette altitude, le satellite bouge lentement par rapport à l'utilisateur terrestre et celui-ci peut être en contact avec le même satellite pour une période allant jusqu'à deux heures. Le délai de propagation d'une communication est d'environ 100 ms, ce qui respecte les normes de qualités exigées des téléphones terrestres. Par contre, il faut une puissance d'émission assez forte qui peut nécessiter de l'équipement spécial en plus du combiné téléphonique. Les systèmes commerciaux proposés Odyssey et Inmarsat utiliseront l'orbite intermédiaire (voir Tableau 1.4).

Les orbites basses (LEO)

Finalement, l'orbite basse est celle qui retient le plus l'attention de la communauté scientifique par son potentiel et par ses défis technologiques. Située entre la première ceinture de radiations et la limite de l'atmosphère, elle représente des altitudes variant de 500 à 2000 km. À ces altitudes, le délai de propagation varie de 5 à 35 ms, ce qui représente un net avantage par rapport aux autres types d'orbite. En effet, comme la téléphonie peut supporter des délais de l'ordre de 100 ms, alors une constellation en basse orbite bénéficie de 65 à 95 ms pour effectuer des traitements numériques sur les signaux, augmentant considérablement la qualité audiophonique ainsi que les possibilités

d'offrir des services évolués. Aussi, la faible puissance d'émission permettra aux usagers d'utiliser leur téléphone cellulaire format de poche sans ajout de nouvel équipement. Les constellations utilisant l'orbite basse répondent donc mieux aux besoins des communications personnelles.

Par contre, l'utilisation de l'orbite basse entraîne d'autres conséquences telles que l'augmentation du nombre de satellites requis pour bénéficier d'une couverture globale. La complexité de la dynamique orbitale et la poursuite de chacun de ces satellites deviennent un défi sérieux avec un nombre aussi élevé de satellites. Cela augmente donc le coût des constellations de satellites en basse orbite. Finalement, les satellites en orbite basse doivent avoir une vitesse de rotation plus élevée pour maintenir une orbite constante, ce qui diminue le temps de passage d'un satellite à une vingtaine de minutes pour un observateur fixe sur la Terre. Cela signifie qu'un utilisateur en communications devra changer de satellites au moins toutes les vingt minutes. La gestion de ces transferts de satellites augmentera la complexité du réseau de télécommunications associés à cette constellation de satellites.

Mais devant le potentiel prometteur de l'utilisation de constellations de satellites en basse orbite pour complémenter les communications personnelles terrestres de façon transparente à l'usager, plusieurs consortiums internationaux de compagnies désirent

offrir les SCP par satellites en utilisant cette basse orbite. Parmi ceux-ci, mentionnons les projets Globalstar, Iridium et Teledesic.

1.3.2.3.2 Le choix des fréquences

Un des paramètres importants dans un système de communications par satellites est la fréquence utilisée pour les liaisons montante et descendante. Parce que plusieurs phénomènes atmosphériques (pluie, nuages, etc.) affectent différemment les signaux selon leur fréquence, il faut choisir judicieusement les fréquences utilisées. Comme l'indique le tableau 1.5 suivant, les usagers émettront et recevront des signaux dans la bande des 2 GHz. Ils subiront donc des atténuations semblables pour chacun des systèmes. Par contre, le système proposé par TELEDESIC prévoit utiliser des fréquences dans la bande des 20 à 30 GHz. Cette bande de fréquences est beaucoup plus sensible aux atténuations dues à la pluie que la bande des 2 GHz, en plus de subir une plus grande atténuation.

Tableau 1.5 Fréquences envisagées dans quelques systèmes de SCP-sat

		GLOBAL-STAR	IRIDIUM	ODYSSEY	INMARSAT ICO-P
LIAISON MONTANTE	Base (GHz)	5.1	30.0	30.0	5.1
	Mobile (GHz)	1.610 - 1.621	1.621 - 1.626	1.610 - 1.621	2.000
	Largeur de bande (MHz)	11.35	5.15	11.35	---
LIAISON DESCEN-DANTE (GHz)	Base	6.9	20.0	20.0	6.9
	Mobile	2.483 - 2.50	1.621 - 1.626	2.483 - 2.50	2.200
LIENS INTER-SATELLITES (GHz)		NON	23.18 - 23.38	NON	NON

1.3.2.3.3 Services offerts

La plus grande amélioration entre la deuxième et la troisième génération de communications mobiles par satellites se situe au niveaux des services offerts. En effet, une foule de nouveaux services seront disponibles à l'usager mobile via son téléphone

portatif format de poche. Services de téléphonie, de télécopie, de téléavertissement ainsi que services numériques à divers débits, les communications personnelles veulent répondre aux besoins grandissants de mobilité et d'information de la population dans la nouvelle société de l'information du 21e siècle.

Donc, différents systèmes de communications personnelles par satellites sont proposés afin de rendre accessible par satellites des services qui sont disponibles dans les grands centres urbains. Ces systèmes sont classés en trois catégories selon leur capacité numérique: les systèmes à faible, à moyen ou à haut taux de transmission de données.

Les systèmes à faible taux de transmission de données transmettent des données numériques à un taux maximal de 2400 bps. Ces systèmes serviront principalement aux services en temps différé comme par exemple le courrier électronique et les systèmes d'attente et de transmission (Store & Forward). Ils seront aussi utilisés pour des transmissions en temps réel à faible débit telles que la télémesure et la gestion des flottes de véhicules. Comme ces systèmes sont faciles à construire et à gérer, ils seront les premiers à être mis en service, prévus dès l'année 1997.

Les systèmes qui offriront les Services de Communications Personnelles par satellites constituent des systèmes de transmission de données à moyen débit. En effet, ces systèmes offriront des débits allant jusqu'à 14,4 kbps. On pourra donc utiliser les SCP

par satellites pour offrir les mêmes services de base que les SCP terrestres: téléphonie numérique, fax, transfert de fichiers et messagerie. Les SCP par satellites de deuxième génération qui sont prévus peu avant l'an 2000 offriront des débits allant jusqu'à 64 kbps, suffisants pour être reliés au réseau RNIS.

En ce qui concerne les systèmes de transmission à haut débit, un projet déjà annoncé retient l'attention: TELEDESIC. Ce projet piloté par la compagnie Calling ainsi que Microsoft a comme objectif d'offrir des services multimédias avec des débits de l'ordre de 2 Mbps. C'est un projet ambitieux qui verra le jour vers 2002.

En conclusion, afin d'offrir une communication personnelle disponible partout dans le monde, les SCP par satellites sont indispensables et représentent une solution viable économiquement. Mais pour que les SCP par satellites soient vraiment efficaces, ils se doivent d'être entièrement compatibles avec les SCP terrestres. Donc, la même architecture de réseau doit être employée ainsi que les mêmes protocoles d'accès multiple. Mais comme les fréquences utilisées par les systèmes terrestres diffèrent de celles utilisées par les systèmes spatiaux, il faudra obligatoirement utiliser un téléphone spécial qui fonctionne à ces deux fréquences. Avec ce téléphone qui possède un mode dual, il sera possible de communiquer partout dans le monde, en ayant accès au réseau terrestre moins coûteux quand il est disponible et au réseau de satellites en dehors des zones cellulaires terrestres.

En ce qui concerne le type de réseaux, deux philosophies s'affrontent sur le sujet. D'un côté, l'on retrouve un réseau constitué de satellites de type répétiteurs, i.e. ils reçoivent le signal de la Terre, l'amplifient et le retransmettent vers sa destination. La puissance informatique du réseau se retrouve totalement sur Terre, ce qui est beaucoup plus facile à gérer et également moins coûteux. Globalstar et Odyssey ont adopté cette approche. De l'autre côté, il y a un réseau de satellites de type régénérateur avec de l'intelligence à bord: ils reçoivent le signal, le démodulent, l'interprètent et suppriment le bruit, le remodulent et sélectionnent le destinataire. Des ordinateurs sont nécessaires à bord pour exécuter ces tâches. Le principal avantage est d'optimiser les ressources du satellite et du réseau, mais par contre la complexité et les coûts sont beaucoup plus élevés. Iridium, Inmarsat et Teledesic ont choisi cette approche.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que depuis les débuts de la téléphonie, les réseaux téléphoniques ont été initilement conçus en vue d'établir la communication entre deux endroits physiques avec comme moyen de transport principal le fil de cuivre. Cela força les gens à se rendre disponibles à communiquer en étant près d'un téléphone. Cela allait à l'encontre du concept des communications personnelles qui est de permettre aux gens de communiquer de personne à personne peu importe où ils se trouvent. La téléphonie

cellulaire avec les SCP a commencé à appliquer ce concept dans les grands centres urbains mais ne peut pas offrir économiquement une couverture mondiale.

Les SCP par satellites représentent donc le chaînon manquant qui permettra d'appliquer le concept des communications personnelles. En effet, le problème de la mobilité à l'échelle mondiale associée à l'accessibilité des services avait jusqu'à présent représenté la principale difficulté technologique à la pleine réalisation des communications globales. Les SCP par satellites permettent de libérer ses utilisateurs de l'attache à un lieu physique (édifice, ville, pays, continent) qu'ont imposée les télécommunications du 20e siècle. Les communications personnelles globales (couverture terrestre et par satellites) permettront à l'individu de communiquer librement à coûts raisonnables sans se soucier de sa localisation ainsi que de celle de la personne qu'il veut rejoindre.

Mais il reste un dernier obstacle à franchir avant de crier victoire: la normalisation. Dans le domaine des SCP, seule la technique d'accès multiple n'a pas pu faire l'unanimité et deux de ces techniques, incompatibles entre elles, seront utilisées. Dans le chapitre suivant, les différentes techniques d'accès multiples qui seront utilisées pour les SCP par satellites afin de mieux comprendre quels sont les enjeux reliés à cette divergence technologique sont abordées.

CHAPITRE 2

LES TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLE

Au chapitre précédent, nous avons vu qu'un des principaux paramètres distinctifs des différents systèmes de SCP par satellites proposés était la méthode d'accès multiple. Dans un système de communications par satellites, l'accès multiple est défini comme étant "l'habilité d'un grand nombre de stations terrestres (ou d'usagers) à interconnecter simultanément leur signaux de voix, de données et de télévision respectifs via le même satellite" [Pue71].

Pour que l'accès multiple soit efficace, il faut permettre l'accès au satellite pour différentes stations terrestres (ou usagers mobiles dans le cas des SCP), tout en optimisant les paramètres suivants: "la capacité du système, l'utilisation du spectre de fréquences, la puissance de transmission du satellite, l'interconnectivité, la flexibilité, l'adaptabilité à différentes densités de trafic, le coût et la facilité d'utilisation de la part de l'usager" [Pue71]. Devant la complexité de l'interaction entre ces différents paramètres, il est impossible de les optimiser simultanément, alors il faut faire des compromis selon

le système par satellites utilisé ainsi que les services offerts, ce qui exclut le choix d'une technique unique nettement supérieure aux autres.

Parmi les différentes techniques d'accès multiple utilisées par l'industrie, trois d'entre elles seront utilisées par les systèmes de SCP par satellites: l'accès multiple par répartition des fréquence (AMRF), l'accès multiple par répartition du temps (AMRT) et l'accès multiple par répartition des codes (AMRC). La raison principale de leur utilisation est leur entière compatibilité avec les systèmes de SCP terrestres correspondants, permettant ainsi aux usagers d'avoir des combinés fonctionnant en mode dual qui leur permettent de choisir le mode le plus adéquat. Dans ce chapitre, chacune de ces trois techniques est abordée en faisant ressortir ses avantages et désavantages afin de bien comprendre les choix effectués par les compagnies qui implémenteront les futurs systèmes de SCP par satellites. Il faut noter que cette étude se concentrera sur les aspects clés de ces différentes techniques. Le lecteur intéressé par plus de détails techniques trouvera une excellente référence dans le livre de Bhargava, Haccoun et al. [Bar81].

2.1 Accès multiple par répartition des fréquences (AMRF)

Dans un système utilisant l'accès multiple par répartition des fréquences, tous les usagers se partagent la bande de fréquences du satellite en même temps, mais chacun transmet

dans sa propre bande de fréquence. Cette méthode est la plus employée lorsqu'on utilise une transmission analogique. En effet, par la nature même du signal qui est limité dans une largeur de bande précise et qui est présent tout le temps, on n'a qu'à moduler ce signal pour le translater à une fenêtre de fréquence plus élevée. La figure 2.1 illustre comment sont réparties les ressources du satellite.

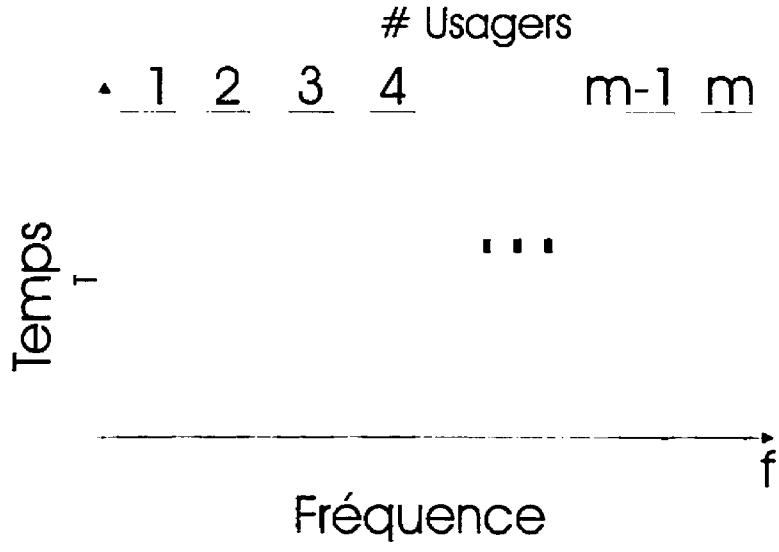


Figure 2.1 Représentation des usagers dans un système AMRF selon la matrice temps-fréquence

L'AMRF fut la première technique utilisée pour transmettre par satellites les signaux de téléphonie et de télévision. Depuis les premiers satellites de télécommunications en orbite de la série Intelsat, la plupart des satellites commerciaux en orbite géostationnaire utilisent toujours l'AMRF.

2.1.1 Avantages de la technique AMRF

Le principal avantage de la technique d'accès multiple AMRF est sa simplicité technique pour multiplexer des signaux analogiques. En effet, la largeur de bande disponible sur un satellite est divisée et utilisée selon un arrangement préétabli. L'émetteur n'a qu'à moduler son message à la fréquence fixée et le destinataire démodule ce signal et le sélectionne par un filtre passe-bande. Ce système est également le moins coûteux à implémenter et offre une excellente qualité sonore. Les systèmes utilisant le multiplexage en fréquences sont également utilisés par les systèmes téléphoniques analogiques terrestres.

2.1.2 Désavantages de la technique AMRF

L'AMRF a des problèmes techniques tels que les phénomènes de diaphonie dus à l'imperfection du filtre passe-bande ainsi qu'aux produits d'intermodulation non-linéaire.

L'AMRF étant idéale pour des transmissions analogiques, elle ne se prêtent malheureusement pas aussi bien aux transmissions numériques. En effet, les transmissions numériques sont souvent caractérisées par des salves de données. On a donc un faible taux d'utilisation du canal qui est dédié à la communication. De plus,

l'AMRF ne possède pas une grande flexibilité, ce qui devient un handicap majeur dans les SCP par satellites qui offriront plusieurs services dans des conditions très variables. Finalement, comme les filtres passe-bande ne sont pas parfaits, il faut laisser une bande de garde entre chacun des signaux, ce qui réduit quelque peu la largeur de bande disponible aux usagers. Pour toutes ces raisons, l'AMRF ne sera pas utilisée dans sa forme stricte pour les SCP par satellites. Une méthode hybride comparable à IS-54 et GSM avec l'AMRT est considérée pour certains systèmes proposés de SCP par satellites.

2.2 Accès multiple par répartition du temps (AMRT)

L'accès multiple par répartition du temps (AMRT) consiste à allouer toute la largeur de bande disponible pendant un intervalle de temps fixé dans une trame répétitive à un seul usager à la fois. À la réception, la station terrestre (ou l'usager mobile) se synchronise avec le réseau et choisit la salve de bits lui étant destinée. On s'intéresse à l'AMRT pour les satellites depuis le début des années '80 lorsqu'il y a eu une forte augmentation dans la taille et la capacité des satellites de télécommunications. De plus, pour les systèmes utilisant l'AMRT, la possibilité d'utiliser à la liaison descendante les amplificateurs de puissances dans leur partie non-linéaire a augmenté le rendement en puissance du satellite, économisant les batteries et prolongeant ainsi la durée de vie des satellites.

Afin de bien synchroniser les signaux des différents utilisateurs, les systèmes utilisant l'AMRT doivent utiliser la modulation numérique. La figure 2.2 représente schématiquement la répartition temps-fréquence des ressources du satellite utilisant l'AMRT comme technique d'accès multiple.

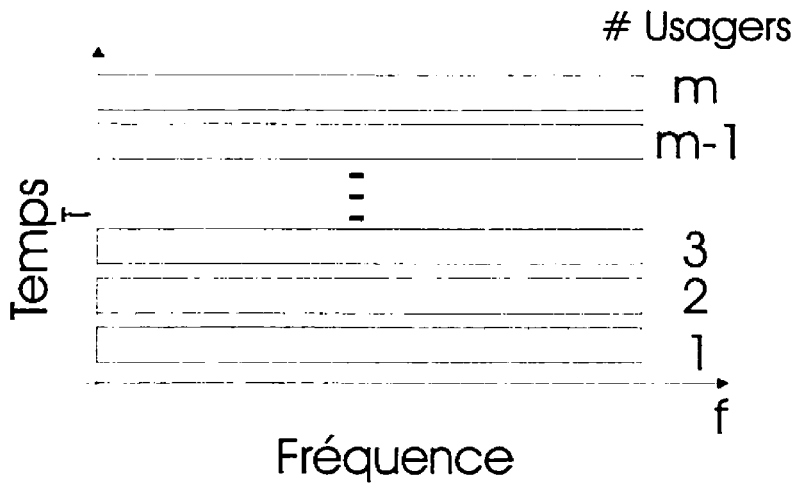


Figure 2.2 Représentation des usagers dans un système AMRT selon la matrice temps-fréquence

2.2.1 Avantages de la technique AMRT

Les principaux avantages de l'AMRT sont la flexibilité et la performance. En effet, les systèmes utilisant l'AMRT peuvent être reconfigurés et programmés en temps réel selon la demande. De plus, ils répondent très bien aux données numériques qui sont transmises par salves, et que l'on peut accumuler dans des tampons. L'AMRT, grâce à

une plus grande flexibilité au niveau de sa conception, permet aux systèmes par satellites de profiter des progrès au niveau des technologies numériques, principalement dans le domaine du codage et de la modulation. Finalement, pour des systèmes interagissant avec beaucoup d'utilisateurs, l'AMRT peut actuellement offrir une capacité supérieure aux autres méthodes d'accès multiple [Mon95].

2.2.2 Désavantages de la technique AMRT

Au point de vue technique, le problème principal qui touche les systèmes utilisant l'AMRT est l'interférence inter-symbole. Par contre, avec l'arrivée de nouvelles techniques de filtrage et d'égalisation, il est maintenant possible de réduire de façon significative cette interférence.

Mise à part l'interférence inter-symbole, la nécessité d'une synchronisation rigoureuse d'un système AMRT représente également un désavantage. À des grandes vitesses de transmission, la synchronisation est délicate et requiert des systèmes électroniques de pointe qui sont onéreux. Finalement, d'un point de vue historique, la conception et l'implémentation de l'AMRT a eu des coûts initiaux beaucoup plus élevés que l'AMRF, l'empêchant ainsi de pénétrer rapidement le marché des communications par satellites.

Depuis le début des années '90, les coûts de l'équipement électronique ont baissé et aujourd'hui l'AMRT rattrape le temps perdu et supplante l'AMRF. Par contre, une nouvelle technique commerciale, l'accès multiple par répartition des codes (AMRC), longtemps utilisée dans les applications militaires, vient concurrencer l'AMRT comme technique d'accès multiple de choix pour le marché des SCP par satellites.

2.3 L'accès multiple par répartition des codes (AMRC)

L'accès multiple par répartition des codes (AMRC) consiste à allouer en moyenne toute la largeur de bande sans limite de temps à chaque usager du système. Ceux-ci modifient leur signal selon un code unique qui est requis à la réception pour reconstituer le signal désiré. Tel qu'illustré à la figure 2.3, un usager utilise une combinaison d'intervalles de temps et de fréquence selon un arrangmenent fixé par son code. Historiquement, cette technique est utilisée depuis longtemps par les militaires à cause de sa confidentialité et de sa robustesse face au brouillage. Elle est devenue une option commerciale au milieu des années '80 en partie grâce à la compagnie Qualcomm, spécialisée dans les systèmes commerciaux utilisant l'AMRC. Cette dernière est également actionnaire principale du projet Globalstar, un système de SCP par satellites qui utilisera l'AMRC.

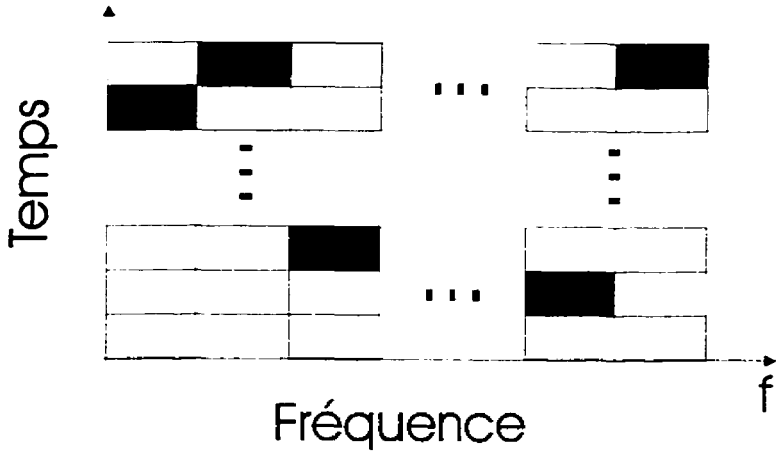


Figure 2.3 Représentation d'un usager dans un système AMRC selon la matrice temps-fréquence

2.3.1 Avantages de la technique AMRC

Tout d'abord, en modifiant le signal transmis par un code unique que seul le destinataire connaît, l'information est ainsi protégée et demeure confidentielle dans le canal de transmission. C'est la seule technique à offrir une protection intrinsèque face à la fraude tandis que les réseaux utilisant l'AMRF ou l'AMRT doivent avoir recours à l'encryptage pour protéger les données confidentielles. Ensuite, la robustesse accrue du signal grâce à l'étalement spectral permet d'assurer une qualité de service supérieure même en présence de fortes sources d'interférences dans le canal.

L'AMRC est aussi la seule technique qui ne requiert aucune synchronisation complexe du réseau. Seuls l'émetteur et le récepteur doivent se synchroniser afin de bien communiquer. De plus, dans un environnement comme le cellulaire où il y a plusieurs utilisateurs, l'AMRC, par sa façon d'accumuler les signaux des usagers, bénéficie d'une probabilité de blocage nettement inférieure aux systèmes AMRF et AMRT. En effet, en situation d'utilisation maximale pour une qualité de service requise, un usager supplémentaire ne sera pas nécessairement bloqué en AMRC. Si l'opérateur du réseau le désire, il pourra l'accepter dans le système avec comme effet d'affecter légèrement la qualité de service globale du système. En AMRT et AMRF, cet usager serait automatiquement bloqué par le réseau qui ne peut lui allouer de ressource supplémentaire. L'AMRC est donc un réseau plus flexible que ses concurrents.

Cette flexibilité accrue est bénéfique à l'AMRC lorsqu'on aborde le sujet des développements technologiques. En effet, avec le rythme avancé des découvertes technologiques dans le domaine des télécommunications, il est important d'être capable de s'adapter rapidement à la nouvelle technologie. L'arrivée de nouvelles technologies dans un système utilisant l'AMRC se fera sans avoir besoin de reconfigurer le réseau au complet grâce au fait que l'AMRC ne dépend que du niveau total d'interférence présente dans sa bande de fréquence. Par exemple, l'arrivée d'un nouveau vocodeur plus performant fera diminuer le niveau d'interférence produit par chaque usager, permettant automatiquement au système d'accueillir des nouveaux usagers supplémentaires. Pour

les systèmes utilisant l'AMRF ou l'AMRT, l'arrivée d'un nouveau vocodeur ne leur permettrait pas de tirer un avantage aussi marqué sans avoir à redéfinir la structure même du réseau.

Au point de vue système cellulaire, l'AMRC possède un net avantage face aux autres techniques quant au facteur de réutilisation des fréquences. En effet, grâce à l'utilisation de codes pour transformer les données, il est possible d'utiliser toute la bande de fréquence dans chaque cellule, à condition que chaque utilisateur du système en entier possède son propre code, ce qui est habituellement le cas. Dans les systèmes utilisant l'AMRF ou bien l'AMRT, le facteur de réutilisation des fréquences au mieux atteint le chiffre trois, ce qui signifie que le spectre de fréquence est utilisé pour trois cellules adjacentes et répété ensuite pour les autres cellules. Cela représente donc un net avantage pour l'AMRC.

En conclusion, les partisans de l'AMRC soutiennent qu'avec un facteur de réutilisation des fréquences unitaire jumelé avec les avantages d'une technique dépendante de l'interférence totale, il sera possible d'obtenir une capacité supérieure à celle atteinte par les systèmes utilisant l'AMRF ou l'AMRT. Cet avantage au point de vue capacité totale du système en nombre d'usagers suscite beaucoup d'intérêt de la part des opérateurs de réseaux cellulaires mais ils attendent que la viabilité commerciale dans un

environnement réel soit démontrée, ce qui sera probablement fait dans un avenir rapproché.

2.3.2 Désavantages de la technique AMRC

Le principal désavantage de l'AMRC est que cette technique requiert un contrôle de puissance très strict. En effet, comme chaque usager représente de l'interférence pour les autres usagers, le récepteur doit recevoir le signal de chaque usager avec la même puissance, sinon les usagers avec la plus grande puissance risqueraient de brouiller les signaux les plus faibles. Comme chaque usager doit contrôler sa puissance de transmission, il lui faut donc un appareil téléphonique plus sophistiqué, augmentant ainsi les coûts et la complexité du système. De plus, par la nature même du canal cellulaire, il est impossible de corriger adéquatement toutes les perturbations que subit le signal. Cela entraîne donc un contrôle de puissance imparfait, ce qui diminue grandement les performances d'un système utilisant l'AMRC. Nous aborderons ces sujets plus en détails dans le prochain chapitre.

Un autre désavantage repose sur le fait que les systèmes cellulaires terrestres ou par satellites utilisant l'AMRC n'existent pas encore commercialement et n'ont donc pas encore fait leur preuve dans des utilisations réelles avec un nombre élevé d'usagers. Les investissements requis pour mettre les réseaux terrestres de SCP en place sont énormes

et les compagnies désirent avoir un réseau opérationnel le plus rapidement possible. À l'heure actuelle, les équipements pour les systèmes utilisant l'AMRC ne sont pas encore commercialement disponibles, contrairement aux systèmes utilisant l'AMRF ou l'AMRT, ce qui profite énormément à ces derniers.

Enfin, comme les systèmes utilisant l'AMRC dépendent du niveau total d'interférence dans la bande de fréquence désirée, la présence de plusieurs systèmes opérant dans cette même bande de fréquence diminuerait significativement les performances de chacun de ces systèmes, rendant ainsi l'AMRC moins attrayant.

2.4 Conclusion

À l'heure actuelle, les systèmes de SCP par satellites proposés utiliseront comme technique d'accès multiple soit une combinaison de l'AMRT et l'AMRF ou bien soit l'AMRC. L'AMRT/AMRF a l'avantage d'être une technique éprouvée commercialement depuis une dizaine d'année tandis que l'AMRC n'a pas encore fait ses preuves dans un environnement d'utilisation de masse. Par contre, les caractéristiques intrinsèques aux systèmes utilisant l'AMRC permettent de croire que les performances de cette technique d'accès multiple en termes de capacité totale et de résistance aux évanouissements pourrait surpasser significativement celles de l'AMRT/AMRF. Mais plusieurs aspects technologiques et scientifiques restent encore à être explorés. C'est pour cette raison que

nous nous attarderons dans les prochains chapitres sur les facteurs qui peuvent influencer les performances d'un système de SCP par satellites en basse orbite utilisant l'AMRC comme technique d'accès multiple.

CHAPITRE 3

DÉFINITION D'UN SYSTÈME DE SCP PAR SATELLITES EN BASSE ORBITE UTILISANT L'AMRC

Dans les chapitres précédents, les différents paramètres qui influençaient la conception d'un système de SCP par satellites ont été décrits, en mettant l'emphase sur la technique d'accès multiple. Nous avons souligné le potentiel de la technique d'AMRC par rapport à l'AMRF ou l'AMRT. Avec son utilisation prochaine dans les réseaux cellulaires terrestres, l'AMRC deviendra un sérieux compétiteur à l'AMRF et l'AMRT. Par contre, l'utilisation de l'AMRC dans une constellation de satellites présente d'autres défis de taille. En effet le canal satellite en basse orbite étant différent sur plusieurs points du canal cellulaire terrestre, il faut donc analyser les différentes caractéristiques des systèmes de communications d'AMRC utilisant ce canal particulier comme moyen de transmission.

Dans ce chapitre, nous définissons un système de SCP par satellites en basse orbite utilisant l'AMRC. Tout d'abord, la transmission et la réception d'un signal avec la technique AMRC sont abordées. Ensuite, les différentes hypothèses qui sous-tendent ce

système seront posées. Puis, le canal satellite en basse orbite est analysé et finalement les principes du contrôle de puissance sont abordés.

3.1 Principes de base d'un système de communications utilisant l'AMRC

3.1.1 Chaîne de transmission

Dans le système que nous étudions, l'AMRC est la technique d'accès multiple utilisée. Le circuit de transmission de l'émetteur est défini selon la figure suivante:

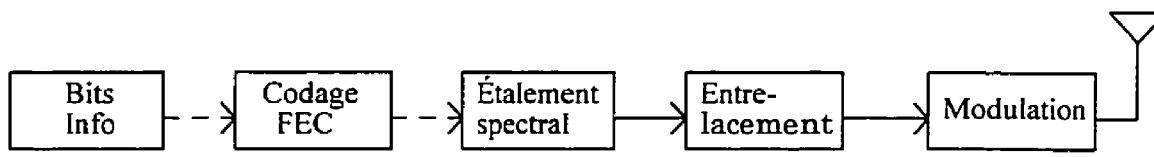


Figure 3.1 Schéma de l'émetteur d'un système de SCP utilisant l'AMRC

Les pointillés aux extrémités de la boîte fonctionnelle du codage signifient que cette étape est optionnelle. Dans notre cas, nous étudierons dans les chapitre 5 et 6 des systèmes sans codage et avec codage. Nous allons suivre étape par étape la transformation que subissent les bits d'information avant d'être émis dans le canal satellite.

3.1.1.1 Codage

Pour les systèmes de communications utilisant du codage correcteur d'erreur, on voit dans la figure 3.1 que les bits d'information sont introduits dans un codeur qui fait le codage des bits d'information en vue de les protéger contre le bruit et les interférences du canal. Dans les systèmes de communications de type cellulaires, on utilise généralement du codage convolutionnel. Dans cette section, nous expliquons brièvement les principes de base du codage convolutionnel.

Le codage convolutionnel consiste à ajouter aux bits d'informations des bits supplémentaires servant à détecter et à corriger les erreurs de transmission causées dans le canal de transmission. Un codeur convolutionnel est en fait une machine à états finis constituée d'un registre à décalage, d'additionneurs modulo-deux connectés aux cellules du registre à décalage et d'un commutateur qui recueille le résultat de chaque addition modulo-deux. La figure suivante montre le schéma typique d'un codeur convolutionnel:

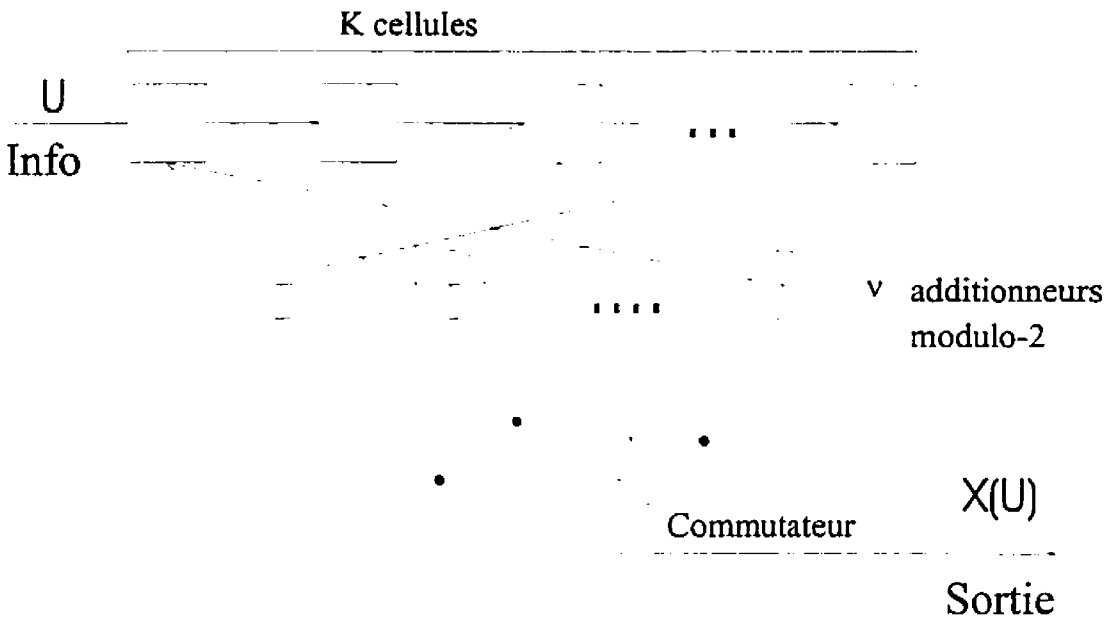


Figure 3.2 Schéma-bloc d'un codeur convolutionnel

Dans la figure 3.2, K représente le nombre de cellules qui composent le registre à décalage, v le nombre d'additionneurs modulo-deux, U les bits d'informations à l'entrée du codeur et $X(U)$ les symboles codés à la sortie du codeur.

L'état initial du codeur avant l'insertion des bits d'information est défini par la valeur de chaque étalement de mémoire du registre à décalage. Habituellement, on fixe l'état initial à 0. Pour un système avec une seule entrée, le taux de codage R est défini comme étant l'inverse du nombre d'additionneurs modulo-deux ($R = 1/v$). On observe aussi que

les connexions entre les additionneurs modulo-deux et les cellules du registre à décalage peuvent varier selon le code choisi.

On remarque donc que les caractéristiques principales d'un codeur convolutionnel sont donc la longueur du registre utilisé ainsi que le nombre d'additionneurs modulo-deux utilisé. Dans la littérature, on définit souvent un code convolutionnel par les variables R et K. Par exemple, on parlera d'un code convolutionnel de type $R=1/4$, $K=9$.

3.1.1.2 Étalement spectral

L'étalement spectral par séquence directe consiste à étaler dans le domaine de fréquence le spectre de densité de puissance des bits d'informations en multipliant ces bits par une séquence pseudo-aléatoire qui a un débit beaucoup plus élevé. La figure 3.3 montre le schéma de principe de l'étalement spectral par séquence directe:

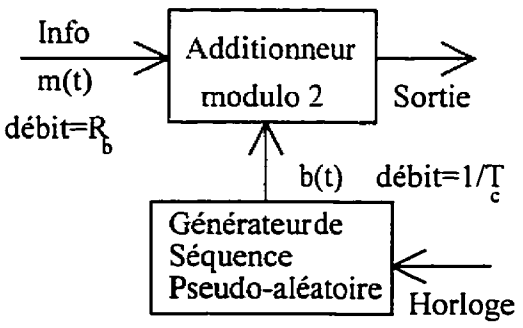


Figure 3.3 Schéma du principe de l'étalement spectral par séquence directe

La figure suivante explique l'effet de l'étalement spectrale sur un usager du système:

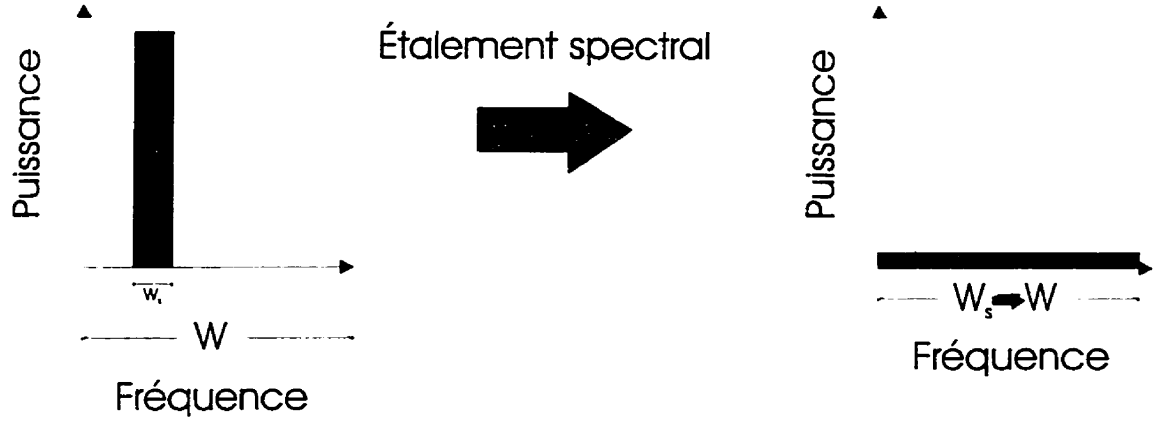


Figure 3.4 Effet de l'étalement spectral sur un signal de largeur de bande W_s

À la figure 3.4, W_s représente la largeur de bande de l'information de l'usager et W la largeur de bande totale du système. On remarque qu'après l'étalement spectral, la densité de puissance du signal de l'usager demeure constante mais est répartie sur toute la largeur de bande du système. On définit le gain de traitement L comme étant le facteur d'expansion de la largeur de bande:

$$L = \frac{W}{Ws} = \frac{T}{T_c} = \frac{R_b}{R_c} \tag{3.1}$$

avec T représentant la durée d'un bit d'information, R_b le débit de la source d'information, R_c le débit des chips de la séquence pseudo-aléatoire et T_c la durée d'un chip.

3.1.1.2.1 Séquences pseudo-aléatoires

Dans la figure 3.3, le générateur de séquences pseudo-aléatoires joue un rôle prédominant dans l'étalement par séquence directe. On définit une séquence pseudo-aléatoire (séquence PN) comme étant une suite binaire de longueur finie N qui a un comportement qui ressemble à une séquence aléatoire de bits. Si N est très grand, on peut alors utiliser une séquence pseudo-aléatoire pour représenter une séquence aléatoire. Les séquences pseudo-aléatoires sont utilisée couramment dans les simulations pour représenter les phénomènes aléatoires.

Pour les systèmes à étalement spectral, les séquences pseudo-aléatoires sont particulièrement intéressantes pour leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. En effet, si N est très grand, nous avons une fonction d'autocorrélation qui est pratiquement un Dirac en zéro et des fonctions d'intercorrélation qui sont quasiment nulles. La figure 3.5 illustre ces propriétés.

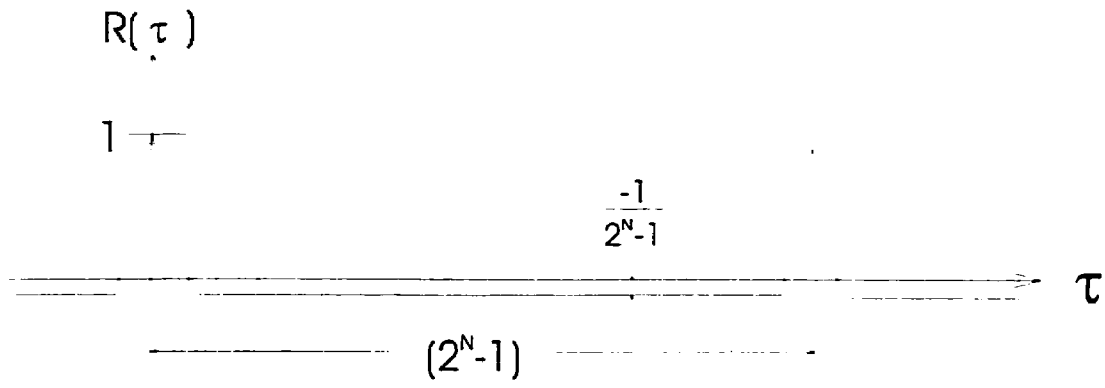


Figure 3.5 Fonction d'intercorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire

Grâce aux propriétés particulières des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation, chaque usager se fait assigner un code (séquence PN) unique que seul le récepteur connaît. Comme le signal d'information d'un usager est multiplié par son code unique, il reste ainsi confidentiel en étant encrypté lorsqu'il est transmis dans le canal.

3.1.1.3 Entrelacement

L'entrelacement consiste à séparer les bits consécutifs à transmettre afin de pouvoir éviter les erreurs en salves qui sont causées par le canal. Le canal satellite avec évanouissements est un canal qui cause des erreurs en salves, donc l'entrelacement est requis. Pour entrelacer les bits, on utilise une matrice MxN de dimensions connues. Les bits d'information sont insérés ligne par ligne et sont retirés colonnes par colonnes, mélangeant ainsi les bits consécutifs [Bar81].

3.1.1.4 Modulation

La modulation est la dernière étape du circuit de transmission de la figure 3.1. Elle consiste à mettre les données à transmettre dans un format qui sera optimisé en fonction du canal et du récepteur utilisé. Il existe deux types de modulation: la modulation cohérente et la modulation non cohérente. La modulation cohérente consiste à inclure dans la technique de modulation un signal qui va synchroniser le récepteur avec le signal reçu. Dans les techniques de modulation non cohérente, aucun signal de synchronisation n'est inclus à la modulation, donc le récepteur se synchronise par lui-même sur le signal reçu.

Dans un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC, on utilise généralement une modulation numérique cohérente pour la liaison descendante (satellite-usager mobile) et une modulation numérique non cohérente pour la liaison montante. Dans la liaison descendante, le satellite transmet une onde pilote qui aide à la synchronisation du téléphone mobile. Par contre, en ce qui concerne la liaison montante, une modulation non cohérente est plus robuste dans un environnement avec des évanouissements.

La technique de modulation cohérente généralement utilisée est la modulation de phase binaire (*Binary Phase Shift Keying - BPSK* - en anglais) tandis que la modulation de

fréquence (*Frequency Shift Keying - FSK* - en anglais) est employée comme technique de modulation non cohérente.

3.1.1.5 Sortie de l'émetteur

Après avoir modulé les données binaires, le signal de l'usager est alors émis dans le canal. À la sortie de l'émetteur, nous aurons un signal avec une densité de puissance similaire à la figure 3.4 (côté droit) pour un usager. Dans le canal, ce signal se superposera aux signaux des autres usagers ainsi qu'aux interférences causées par le canal. Dans notre cas, on suppose que la somme des interférences du canal peut être modélisée par un bruit blanc de type gaussien. Nous aurons donc un système de communications utilisant l'AMRC avec une densité de puissance dans le canal de la forme suivante:

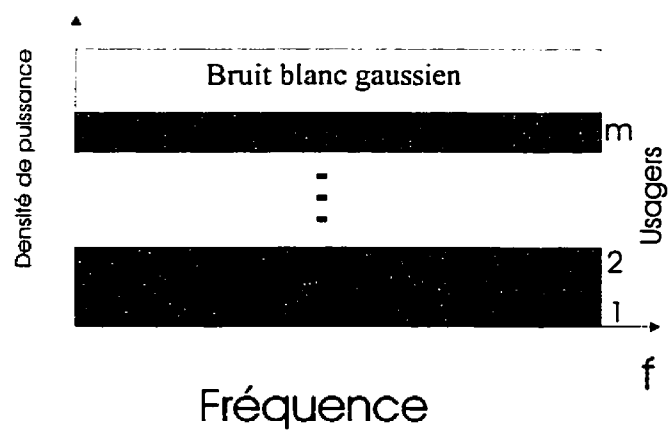


Figure 3.6 Spectre de densité de puissance des signaux dans le canal

3.1.2 Chaîne de réception

Au récepteur, nous recevons les signaux de tous les usagers du système. Il nous faut maintenant récupérer le signal de l'usager désiré. Sans entrer dans le détail d'une description mathématique que nous verrons au chapitre 5, regardons schématiquement comment notre signal sera restitué à la sortie du récepteur tel qu'indiqué à la figure 3.7:

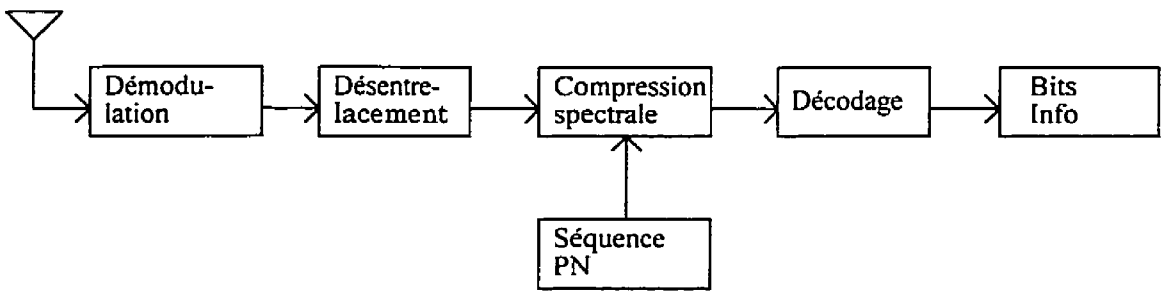


Figure 3.7 Schéma du récepteur d'un système utilisant l'AMRC

Tout d'abord, les signaux des usagers arrivent à l'entrée du récepteur avec du bruit blanc gaussien comme à la figure 3.6.

3.1.2.1 Démodulation

La démodulation consiste à éliminer la modulation numérique de canal utilisée. Un récepteur à corrélation est généralement utilisé pour accomplir cette tâche. Il mesure l'énergie du signal reçu en fonction du bruit et des diverses interférences présentes dans

le canal et choisit la valeur binaire qui est la plus probable. On obtient alors une suite binaire qui représente l'information codée, étalée en fréquence et entrelacée.

3.1.2.2 Désentrelacement

Le désentrelacement consiste simplement à utiliser l'inverse de la matrice d'entrelacement de l'émetteur. Cela restitue donc le signal codé et étalé au niveau spectral.

3.1.2.3 Compression spectrale

Pour enlever l'étalement spectral, on utilise une propriété des séquences pseudo-aléatoires qui restitue le signal non-étalé en multipliant le signal combiné (séquence PN et information codée) par la séquence PN utilisée à l'émission. Par la propriété d'autocorrélation, la multiplication de la séquence PN par elle-même donne l'unité. Cela compresse ainsi l'information codée et restitue le signal original. Les figures 3.8 à 3.11 illustrent comment le spectre de densité de puissance du signal désiré est étalé à l'émetteur et compressé au récepteur avec la présence du bruit et d'un signal interférant [Bar81]:

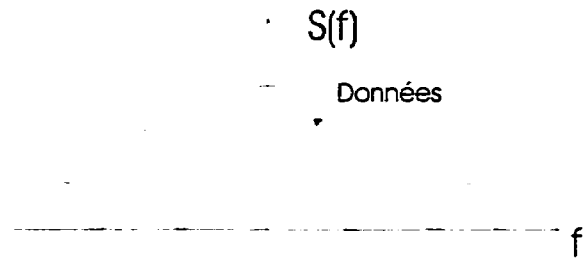


Figure 3.8 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données avant l'étalement spectral.

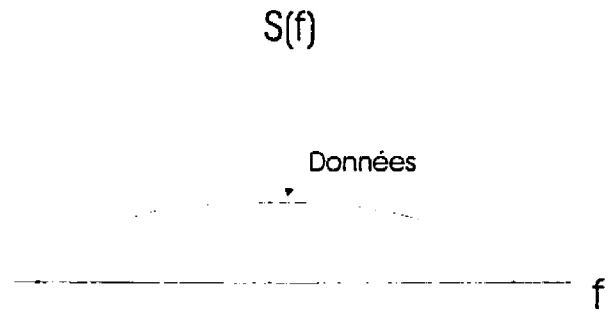


Figure 3.9 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données après l'étalement spectral

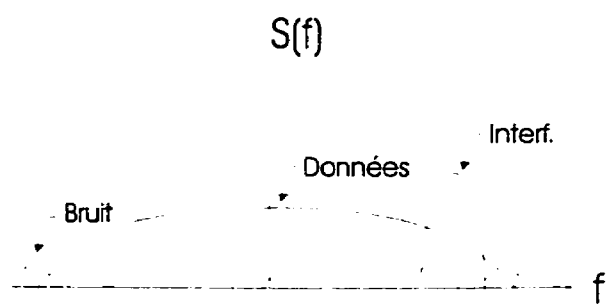


Figure 3.10 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données dans le canal satellite en présence du bruit et d'une source d'interférence (Inter)

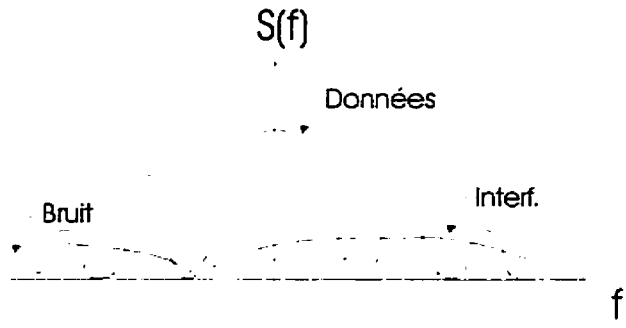


Figure 3.11 - Spectre de densité de puissance d'un signal de données en présence de bruit et d'une source d'interférence après la compression spectrale

On remarque à la figure 3.11 que la compression spectrale a étalé en fréquence la source d'interférence, facilitant ainsi la récupération du signal désiré. Le bruit, quant à lui, est resté constant et uniforme.

Donc dans un système utilisant l'AMRC, chacun des autres usagers provoque de l'interférence et cette interférence est étalée par la compression spectrale. Les autres signaux paraîtront comme du bruit blanc gaussien, et on parle alors de l'interférence causée par les autres usagers (*MAI* en anglais pour *Multiple Access Interference*).

3.1.2.4 Décodage

Afin de retrouver l'information possiblement codée, il suffit maintenant de décoder les symboles reçus à la sortie de l'étape de la compression spectrale. Une technique couramment employée pour décoder les symboles codés avec du codage convolutionnel est d'utiliser un décodeur de Viterbi. À la sortie du décodeur, nous avons donc un message assorti d'une probabilité d'erreur. C'est justement cette probabilité d'erreur qui définit la qualité de service du système au complet. Nous verrons plus en détails au chapitre 5 les formules de probabilité d'erreur du signal.

3.2 Hypothèses de base d'un système de communications utilisant l'AMRC

Dans un système aussi complexe qu'un système de SCP par satellites, il faut poser certaines hypothèses simplificatrices afin de pouvoir se concentrer sur les paramètres de plus grand intérêt. Voici donc une brève description des hypothèses de base posées dans la définition du système de SCP par satellites:

3.2.1 Chaque faisceau est indépendant des autres faisceaux

Nous considérons dans notre modèle de base que chaque faisceau est indépendant et qu'il n'est pas affecté par les faisceaux avoisinants. Un faisceau consiste à une région

couverte par le signal émis par une antenne. Plus tard, le chevauchement des faisceaux (débordement d'énergie d'un faisceau sur les faisceaux adjacents) sera tenu en compte comme facteur de deuxième ordre dans l'approche paramétrique.

3.2.2 Seule la liaison montante sera étudiée

Dans un système de communications de SCP par satellites, la liaison montante représente la liaison de l'usager mobile vers le satellite tandis que la liaison descendante est dans la direction inverse. Seule la liaison montante sera étudiée dans ce modèle car elle est la liaison critique du système. En effet, la liaison montante est celle qui utilise l'accès multiple au satellite puisque les signaux de tous les usagers arrivent au récepteur et l'AMRC est utilisé pour récupérer les signaux transmis. C'est à ce niveau que le contrôle de puissance joue un rôle très important pour le bon fonctionnement du système, rendant cette liaison critique. Par opposition, dans le cas de la liaison descendante, le récepteur de l'usager mobile ne connaît que son propre code et multiplie le signal reçu par ce code pour récupérer le signal qui lui est destiné. On parle alors d'une réception par spectre étalé.

De plus, comme la modulation utilisée pour la liaison montante est non cohérente, la réception est moins efficace que celle d'une modulation cohérente comme c'est le cas pour la liaison descendante. Pour toutes ces raisons, la liaison montante est la plus

critique et d'un point de vue conception de systèmes, c'est celle qui sera étudiée afin de concevoir un système offrant les meilleures performances en situation réelle.

3.2.3 L'entrelacement est parfait

L'entrelacement est supposé être parfait. Cela signifie qu'à la réception, on élimine complètement l'entrelacement en appliquant l'inverse de la matrice d'entrelacement de l'émetteur et nous pouvons négliger les effets d'intercorrélation dus aux évanouissements.

3.2.4 La puissance reçue au satellite par faisceau est constante

Nous considérons que les antennes utilisées dans le système (usagers ou satellites) sont identiques et qu'elles émettent une puissance constante si on ne tient pas compte des évanouissements. On suppose également que les usagers aux extrémités d'un faisceau recevront également la même puissance provenant du satellite et vice-versa.

3.2.5 Le contrôle de puissance est en boucle ouverte

Le contrôle de puissance est un paramètre important dans un système de communications utilisant l'AMRC. Il existe deux types de contrôle de puissance: en

boucle fermée et en boucle ouverte. Dans un système utilisant un contrôle de puissance à boucle fermée, il existe une boucle de retour entre le récepteur et l'émetteur qui permet d'augmenter ou de diminuer la puissance de l'émetteur pour combattre les évanouissements. Pour les systèmes de contrôle de puissance utilisant la boucle ouverte, l'émetteur ne reçoit pas d'indications du récepteur pour contrôler sa puissance et il doit simplement se baser sur le niveau du signal reçu pour ajuster son propre niveau de puissance.

Avec l'information supplémentaire apportée par la boucle de retour, on constate facilement que le contrôle de puissance en boucle fermée est plus efficace. Par contre, la boucle de retour entraîne un délai dans le système. Or dans le cas du canal satellite en basses orbites, le délai de transmission d'un signal entre un satellite et la Terre est typiquement d'environ 5 ms. L'aller-retour d'environ 20 ms. requis pour la boucle de retour (usager mobile - satellite - station terrestre - satellite - usager mobile) est trop long pour lutter efficacement contre les phénomènes d'évanouissements. Pour les systèmes de SCP par satellites, il faut donc utiliser le contrôle de puissance en boucle ouverte. La section 3.4 décrit plus en détails le système de contrôle de puissance en boucle ouverte que nous utilisons dans notre modèle.

3.3 Modèle du canal satellite en basses orbites

Le canal satellite est un milieu bien différent du canal terrestre pour les communications cellulaires. En effet, lors d'une communication cellulaire terrestre, les usagers mobiles se déplacent et les stations de base sont fixes. De plus, les usagers mobiles ne sont pratiquement jamais en ligne de vue directe avec la station de base. Dans le cas d'un système cellulaire par satellites, les usagers mobiles sont maintenant considérés comme stationnaires par rapport à la station de base mobile (le satellite) qui défile dans le ciel à plusieurs milliers de kilomètres à l'heure. Aussi, l'usager mobile est souvent en ligne directe avec au moins un satellite, améliorant ainsi les performances du système. Pour toutes ces raisons, nous ne pouvons pas utiliser le modèle du canal terrestre pour les systèmes de SCP par satellites.

Des études ont été effectuées afin de modéliser le canal satellite dans le cas de satellites à défilement en basse orbite. Lutz *et al* [Lut91] ont développé un modèle qu'ils ont pu vérifier avec des données expérimentales. Ce modèle est devenu le modèle de référence pour représenter le canal satellite en basse orbite. Lorsque l'usager est en vue directe avec le satellite, le modèle de propagation de Rice qui tient compte de la composante directe du signal est utilisé. Par contre, lorsque l'usager est en situation d'ombrage, la composante directe du signal est nulle et le modèle de propagation de Rayleigh est alors appliqué.

On a donc comme densité de probabilité de l'enveloppe du signal dans le canal satellite[Lut91]:

$$f_\rho(\rho)\Big|_{canal} = B\frac{\rho}{\sigma^2}e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}} + (1-B)\frac{\rho}{\sigma^2}e^{-\frac{\rho^2+A_s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\rho A_s}{\sigma^2}\right) \tag{3.2}$$

où B représente la fraction des usagers qui sont en situation d'ombrage (évanouissements de type Rayleigh), *(1-B)* la fraction des usagers qui sont en ligne directe avec au moins un satellite (évanouissements de type Rice), A_s est l'amplitude de la composante directe du signal, $2\sigma^2$ la puissance moyenne des évanouissements multi-chemins et I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Pour se conformer aux notations de Lutz [Lut91], nous définissons les termes suivants:

$$c = \frac{A_s^{\,2}}{2\sigma^2} \tag{3.3}$$

Pour fins de normalisation, on fixe $A_s = 1$ pour que

$$c = \frac{1}{2\sigma^2} \tag{3.4}$$

On aura donc avec cette notation la densité de probabilité de l'enveloppe normalisée du signal suivante:

$$f_\rho(\rho)\Big|_{canal} = B \cdot 2\rho c e^{-c\rho^2} + (1-B) \cdot 2\rho c e^{-c(\rho^2+1)} I_0(2\rho c) \qquad (3.5)$$

3.4 Modèle du système de contrôle de puissance

Le contrôle de puissance représente la procédure la plus sensible dans un système de communications utilisant l'AMRC. En effet, comme cette technique d'accès multiple dépend du niveau de puissance totale générée par le bruit et l'interférence des autres usagers, un contrôle de puissance rigoureux est nécessaire pour ajuster la puissance d'émission de chaque usager. Nous définirons le contrôle de puissance de notre modèle suivant l'article de Vojcic *et al.* [Voj94] que nous suivrons de près.

Pour simplifier l'analyse, on suppose que le contrôle de puissance est normalisé par rapport à un usager qui n'est pas en situation d'ombrage. Si cet usager n'est en présence d'aucun évanouissement, le récepteur recevra le signal de cet usager avec une puissance nominale que nous noterons S_{nom}.

Si cet usager est en état d'évanouissement de Rice, la puissance moyenne reçue au récepteur sera alors [Voj94]:

$$S_{av_{ns}} = S_{nom}\left(A_s^{\,2} + 2\sigma^2\right) = S_{nom}\left(1 + \frac{1}{c}\right) \qquad (3.6)$$

Par contre, si cet usager est en situation d'ombrage (Rayleigh), alors la puissance normalisée reçue au récepteur devient [Voj94]:

$$S_{av_1} = S_{nom}(2\sigma^2) = S_{nom}\left(\frac{1}{c}\right) \tag{3.7}$$

On suppose de plus que l'algorithme de contrôle de puissance n'est pas assez rapide pour suivre les variations dues aux évanouissements multi-chemins mais est suffisamment rapide pour suivre les variations dues aux effets d'ombrages. Il s'ensuit que lorsqu'un usager est en zone d'ombrage, afin de maintenir constante la puissance reçue au récepteur, il faudra augmenter la puissance émise par le facteur [Voj94]:

$$p = \frac{S_{av_{ns}}}{S_{av_1}} = \frac{S_{nom}\left(1+\frac{1}{c}\right)}{S_{nom}\left(\frac{1}{c}\right)} = 1 + c \tag{3.8}$$

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini le cadre dans lequel la capacité d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC peut être analysée. Nous avons commencé par illustrer schématiquement notre système de transmission et de réception. Ensuite, nous avons posé les hypothèses de bases qui nous permettront ultérieurement de bien comprendre

l'effet des divers paramètres sur les performances. Finalement nous avons décrit le modèle du canal satellite ainsi que celui du modèle du contrôle de puissance, deux composantes essentielles à tout système utilisant l'AMRC. Nous sommes donc en mesure d'étudier les performances d'un tel système en analysant sa capacité à l'aide de deux approches complémentaires.

CHAPITRE 4

ANALYSE DE LA CAPACITÉ: APPROCHE MACROSCOPIQUE

Dans le chapitre précédent, un système typique de SCP par satellite a été défini en précisant certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle du canal satellite a été précisé, de même que le système de contrôle de puissance. Nous allons maintenant examiner les performances que peut offrir ce système sous l'influence de diverses perturbations inhérentes à l'environnement dans lequel il opère. Le paramètre clé d'évaluation des performances d'un système de ce genre est la capacité totale exprimée en nombre d'usagers ou bien en efficacité spectrale que peut supporter ce système en dedans d'une qualité de service acceptable.

Dans ce chapitre, l'analyse de la capacité est abordée avec une approche paramétrique. Tout d'abord, les hypothèses sous-jacentes au modèle utilisé seront définies. Ensuite, les quatre paramètres influençant l'interférence due à la technique d'accès multiple (MAI) seront présentés. Enfin, des courbes caractérisant l'influence de ces paramètres sur la capacité d'un faisceau seront analysées.

L'étude de la capacité des systèmes de SCP par satellites utilisant l'AMRC constitue un domaine de recherche très récent. En effet, Gilhousen [Gil90] en 1990 a été l'un des premiers à s'y intéresser, quatre années après que Viterbi [Vit86] ait publié un article sur le potentiel commercial de l'AMRC et qui concluait pessimistiquement que les performances de ces systèmes ne surpassaient pas celles des systèmes utilisant l'AMRF ou l'AMRT. Or, Gilhousen a démontré que ce résultat pouvait être inversé si l'on tenait compte de différents paramètres qui améliore considérablement les performances. Récemment, Monsen [Mon95] a remis le débat sur la sellette en approfondissant l'analyse de la capacité due à Gilhousen et en atténuant la portée de la conclusion. Afin d'y voir plus clair, nous nous baserons donc sur ces deux articles et tenterons de bien comprendre le rôle des différents paramètres impliqués.

4.1 Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale représente la mesure du taux de bits d'information par seconde normalisé à un Hertz de largeur de bande que peut supporter le système. L'efficacité spectrale est aussi appelée capacité normalisée et à partir de cette valeur, on peut facilement calculer la capacité totale du système en nombre d'usagers avec la relation suivante:

$$C = \frac{K \cdot R_b}{W} \tag{4.1}$$

où C représente la capacité normalisée en bits/sec/Hz (efficacité spectrale), K le nombre total d'usagers dans le faisceau, R_b le taux d'information (bit/sec) et W la largeur de bande du système (Hz).

4.2 Calcul de l'interférence causée par les autres usagers

Dans un système utilisant l'AMRC, la capacité totale dépend de la puissance de chacun des usagers car cette puissance cause de l'interférence sur les autres usagers du système. Pour garantir la qualité de service mesurée par le taux d'erreur, chaque usager doit être reçu avec un rapport signal sur bruit plus interférence qui est fixé par le taux d'erreur et le système de modulation. Ce rapport signal sur bruit plus interférence (en anglais *SNR* pour *Signal-to-Noise Ratio*) est donné par l'expression suivante:

$$\rho = \frac{E_b}{N_o + I_u} \tag{4.2}$$

où E_b représente l'énergie par bit d'information, N_0 la densité spectrale du bruit blanc gaussien et I_u l'interférence due aux autres usagers.

L'interférence due à l'accès multiple (*MAI* en anglais pour *Multiple Access Interference*) est l'interférence que causent les autres usagers par rapport à l'usager de référence et représente un paramètre très important d'un système AMRC. Lorsqu'il y a plusieurs usagers dans le système, le signal émis par chacun d'eux peut être représenté par une variable aléatoire indépendante. Compte tenu du théorème de la limite centrale, on peut supposer que la somme de ces variables aléatoires indépendantes représente un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle et de variance I_u donnée par:

$$I_u = \frac{E_b R_b (K-1)}{W} \approx \frac{E_b R_b K}{W} \qquad (K >> 1) \tag{4.3}$$

Comme nous le verrons dans la section qui suit, différents paramètres de deuxième ordre, particuliers au canal satellite viennent influencer I_u. Ces paramètres améliorent ou bien détériorent I_u; ils seront représentés globalement par le facteur multiplicatif i_0. En tenant compte des paramètres de deuxième ordre, on obtient alors l'expression suivante:

$$I_u' = I_u \cdot i_0 \tag{4.4}$$

4.3 Paramètres affectant l'interférence due aux autres usagers (MAI)

Quatre paramètres influençant le MAI ont été identifiés [Gil90] [Mon95]. On remarque que certains de ces facteurs diminuent le MAI, augmentant ainsi la capacité totale du

système, tandis que d'autres augmentent le MAI, provoquant l'effet inverse. Nous aurons donc l'expression suivante comme effet total de ces paramètres

$$i_0 = v_u \, f_m \, b_o \, p_i \tag{4.5}$$

avec les quatre facteurs suivants:

v_u : Facteur d'utilisation de la voix; $0 \leq v_u \leq 1$

f_m : Marge due aux évanouissements; $f_m \geq 1$

b_0 : Facteur de chevauchement des faisceaux; $b_0 \geq 1$

p_i: Facteur de réutilisation de la polarisation; $0 \leq p_i \leq 1$

On remarque que les facteurs d'utilisation de la voix et de réutilisation de la polarisation diminuent le MAI tandis que le facteur de marge pour l'évanouissement et de chevauchement des faisceaux augmentent le MAI. Regardons de plus près chacun de ces facteurs.

4.3.1 Facteur d'utilisation de la voix

Le facteur d'utilisation de la voix est un paramètre qui a une grande influence sur la capacité et c'est principalement ce facteur qui avantage l'AMRC par rapport à l'AMRT ou bien l'AMRF. Il provient de l'utilisation des temps morts lors d'une conversation. Il a été vérifié [Fra59] que lors d'une conversation téléphonique, un utilisateur ne parle

qu'environ 35% du temps en moyenne, laissant donc un temps mort de 65%. Dans un système utilisant l'AMRT ou l'AMRF, ce temps mort ne peut pas être mis à profit car chaque usager a un intervalle de temps ou une largeur de bande attribués quelle que soit son activité. En AMRC, le système est basé sur l'interférence totale émise par les usagers et les différentes perturbations externes de l'environnement. Lorsque l'usager ne parle pas, il ne transmet pas de puissance, réduisant ainsi l'interférence qu'il cause aux autres usagers, permettant à d'autres usagers d'utiliser le système, augmentant par le fait même la capacité totale de ce système.

Dans leur analyse, Gilhousen *et al* [Gil90] prenaient avantage uniquement du temps mort sans tenir compte de certains autres paramètres qui peuvent être importants. Par contre, Monsen [Mon95], cinq ans plus tard, adopte une approche plus réaliste à la définition du facteur d'utilisation de la voix. En effet, il suggère d'émettre à faible débit durant les silences, ce qui simulerait le bruit ambiant. Cette dernière approche est plus acceptable pour l'oreille humaine. De plus, comme le transfert de données (télécopie, fichiers, Internet) est de plus en plus répandu, il faut aussi ajouter au modèle de Gilhousen la probabilité que l'usager utilise le téléphone pour la télécopie et le transfert de données. Dans ce cas, il n'y a plus de temps morts car la transmission de données se fait sans interruption selon le débit maximal du canal. Le facteur d'utilisation de la voix, après ces modifications, devient donc [Mon95]:

$$v_u = f_v\left[v_a + \left(1 - v_a\right) r_f\right] + 1 - f_v \tag{4.6}$$

où f_v représente la fraction des usagers utilisant la voix, v_a la probabilité que l'usager parle et finalement r_f le facteur de réduction du taux de données (bruit ambiant).

4.3.2 Marge due aux évanouissements

À cause du phénomène des évanouissements, il faut constamment contrôler la puissance émise par chaque utilisateur afin d'avoir un rapport signal sur bruit uniforme à la réception pour tous les usagers. Comme nous l'avons mentionné au chapitre précédent, le contrôle de puissance est une des procédures les plus importantes dans un système utilisant l'AMRC. Dans ce chapitre, les effets d'un contrôle de puissance imparfait sont traduits sous forme paramétrique. Comme pour le facteur d'utilisation de la voix, nous suivons l'approche développée par Monsen [Mon95]. Nous étudierons les deux cas avec ou sans diversité pour la liaison montante (i.e. de l'usager mobile au satellite).

Pour l'approche paramétrique, on considère que le contrôle de puissance est parfait pour les usagers en vue directe avec le satellite, donc il n'y a pas de marge d'évanouissements pour ces usagers. Par contre, le système de contrôle de puissance ne peut corriger adéquatement les évanouissements pour une partie des usagers qui sont dans l'ombrage. Les usagers cachés peuvent se retrouver dans l'une des deux situations suivantes [Mon95]:

1- Le mobile est stationnaire ou bien se déplace très lentement à moins de 2 km/h. Dans ce cas, le système de contrôle de puissance est capable de bien suivre les variations des évanouissements et l'erreur du contrôle de puissance est considérée comme nulle.

2 - Le mobile se déplace à une vitesse supérieure à 2 km/h, alors le système de contrôle de puissance ne peut détecter les variations rapides des évanouissements et il doit se baser sur la puissance moyenne du signal avec une marge pour compenser l'erreur du contrôle de puissance.

Dans les équations qui suivent, ces deux possibilités sont considérées comme équiprobables. Les deux cas suivants sont examinés: avec ou sans la diversité d'espace par satellites.

4.3.2.1. Sans diversité d'espace

Pour un système avec un seul satellite en vue pour les usagers, on a l'expression suivante [Mon95]:

$$f_{m1} = 1 - \beta_1 + \frac{\beta_1(1+v)}{2} \tag{4.7}$$

où β_1 représente la fraction des usagers cachés et v le facteur de compensation de la dégradation ($v > 1$) pour compenser l'erreur due au système de contrôle de puissance.

4.3.2.2 Avec diversité d'espace

Même s'il y a deux satellites disponibles en vue, il est quand même possible que le mobile soit entièrement caché des deux satellites à la fois. Soit β_2 cette probabilité que l'on peut borner par $\beta_1^2 < \beta_2 < \beta_1$, une borne largement utilisée lors de la combinaison de plusieurs copies non-indépendantes du même signal (en effet, la probabilité conditionnelle que le mobile soit caché du deuxième satellite n'est généralement pas indépendante du fait que le mobile soit caché du premier satellite). On obtient donc la même équation que (4.6) mais avec β_2 au lieu de β_1. Par contre, la valeur de v correspondante sera elle aussi plus faible à cause de la diversité, ce qui entraîne une réduction significative pour la valeur de f_m. Nous aurons donc l'équation suivante lorsque l'on utilise la diversité pour la liaison montante [Mon95]:

$$f_{m2} = 1 - \beta_2 + \frac{\beta_2(1+v)}{2} \tag{4.8}$$

4.3.3 Facteur de chevauchement des faisceaux

En pratique sur la liaison montante (i.e., usagers vers le satellite), la puissance émise par chacun des usagers d'un même faisceau déborde sur les faisceaux adjacents au faisceau cible de l'antenne du satellite. Ces débordements provoquent de l'interférence supplémentaire qui diminue la capacité d'un faisceau. On peut modéliser la couverture de l'énergie reçue de la Terre par des cellules d'un réseau cellulaire terrestre. On utilise le modèle des cellules en nids d'abeilles couramment utilisé pour modéliser les réseaux cellulaires terrestres.

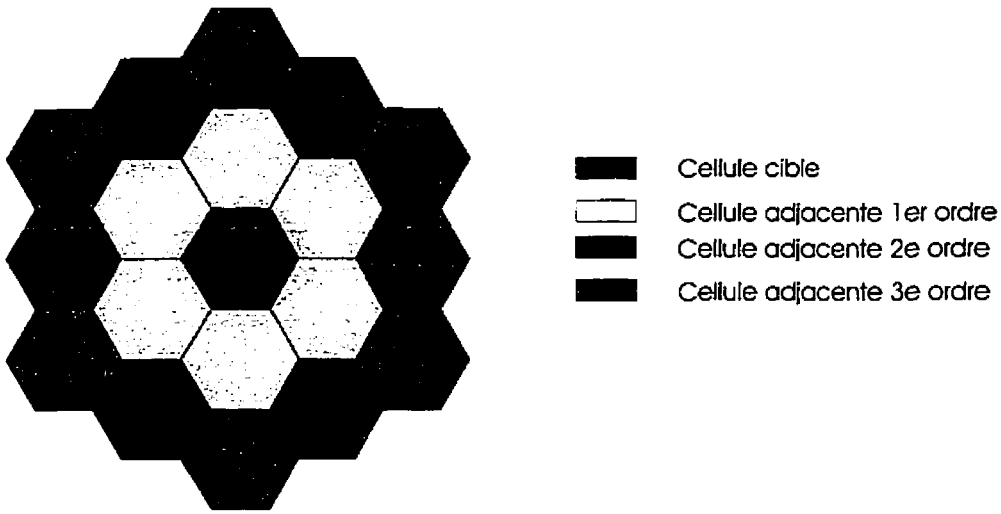


Figure 4.1 Modèle de réseau cellulaire en nids d'abeille

Monsen [Mon95] a utilisé ce modèle en supposant que seuls les faisceaux adjacents jusqu'au deuxième niveau sont significatifs de l'interférence sur le faisceau cible.

Comme pour les réseaux cellulaires terrestres, on peut représenter le rapport de puissance reçue par le faisceau cible et provenant des faisceaux adjacents par une valeur de couplage. Dans un système utilisant l'AMRC, on a [Mon95]:

$$b_0 = 1 + N_1 A_1 + N_2 A_2 \tag{4.9}$$

où N_1 représente le nombre de faisceaux adjacents de 1er ordre au faisceau cible, A_1 le couplage énergétique entre le faisceau cible et les faisceaux adjacents de 1er ordre, N_2 le nombre de faisceaux adjacents de 2e ordre au faisceau cible et A_2 le couplage énergétique entre le faisceau cible et les faisceaux adjacents de 2e ordre. Il faut souligner que N_1 et N_2 sont fixés par le modèle géométrique choisi tandis que A_1 et A_2 dépendent des phénomènes de propagation. Par exemple, si le modèle en nids d'abeille de la figure 4.1 est utilisé, on remarque qu'il y a 6 faisceaux de premier et de deuxième ordre.

4.3.4 Facteur de réutilisation de la polarisation

Les téléphones portatifs des usagers de systèmes AMRC utiliseront des antennes à polarisation circulaire. Du fait que ces antennes peuvent émettre dans le sens horaire (circulaire droite) ou bien anti-horaire (circulaire gauche) de façon indépendante, elles permettent deux voies multiplexées à la même fréquence. En effet, si l'isolation de la polarisation croisée est suffisante, il sera possible d'utiliser la polarisation circulaire

gauche et la polarisation circulaire droite comme voies de transmission pour un même faisceau, allant donc jusqu'à doubler la capacité totale d'un faisceau.

Une controverse existe à date sur la "faisabilité" technique de l'utilisation de deux polarisations orthogonales avec des téléphones cellulaires, même avec des systèmes AMRC. Mais comme ce facteur a un effet non négligeable sur la capacité totale du système, nous avons décidé d'en tenir compte jusqu'à preuve du contraire.

En se basant sur l'expression établie par Gilhousen *et al* [Gil90], nous écrirons le facteur de réutilisation de la fréquence dû à la polarisation croisée comme:

$$p_i = \frac{1}{1+\chi} \tag{4.10}$$

où χ est le facteur d'isolation de la polarisation ($\chi = 0 \Rightarrow$ aucune isolation: $\chi = 1 \Rightarrow$ isolation parfaite)

4.4 Valeurs typiques

Les valeurs typiques qui sont utilisées afin d'évaluer l'effet de ces différents paramètres influençant le MAI sur la capacité normalisée proviennent de l'analyse de Monsen [Mon95].

4.4.1 Facteur d'utilisation de la voix

On prévoit que les systèmes de SCP par satellites auront 80% de leurs utilisateurs pour les communications vocales et 20% pour la transmission de données, ce qui donne une valeur typique de f_v égale à 0,8. Durant une conversation téléphonique, il a été démontré qu'un usager typique occupe le canal 35% du temps. Finalement un facteur de réduction du taux de données de 25% simulera adéquatement le bruit ambiant d'une conversation téléphonique. En utilisant ces valeurs dans l'équation (4.6), cela nous donne donc un facteur d'utilisation de la voix typique égal à $v_u = 0{,}6$.

4.4.2 Marge due aux évanouissements

Les données pratiques recueillies par Lutz [Lut91] sur la propagation dans le canal satellite en orbites basses ont montré que la probabilité d'être caché d'un satellite était de $\beta_1 = 0{,}2$. Donc, il y a diversité avec deux satellites en vue directe et on obtient $\beta_2 = 0{,}1$. Les résultats démontrent qu'il est essentiel d'utiliser la diversité pour réduire de façon sensible la marge d'évanouissement. En effet, sans diversité, Monsen [Mon95] obtient un facteur de compensation de la dégradation v d'environ 7 dB tandis qu'avec la diversité, on obtient une valeur légèrement inférieure à 3 dB. Les valeurs pour la marge

due aux évanouissements sont de 1,46 et de 1,04 pour le cas sans diversité et avec diversité respectivement.

4.4.3 Facteur de chevauchement des faisceaux

En supposant un modèle d'antenne à gain gaussien, et si l'on considère que l'énergie provenant des cellules voisines atteint le point de chute de puissance de 50% (-3 dB) de l'antenne cible, pour un modèle typique avec $N_1 = 6$ et $N_2 = 6$, on aura des valeurs de couplage de 1er et 2ème ordre $A_1 = -10.2$ dB et $A_2 = -29$ dB respectivement [Mon95]. Avec ces résultats, on obtient donc une valeur de 1.566 pour le facteur de chevauchement des faisceaux.

4.4.4 Facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation

Typiquement, Gilhousen *et al* [Gil90] ont obtenu un facteur d'isolation de la polarisation de 60%, donnant ainsi un facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation de 0,625. Cette valeur est conservatrice et le développement de nouvelles techniques d'isolation des polarisations pourrait augmenter sensiblement la capacité.

4.5 Calcul et analyse de la capacité

Afin de bien comprendre l'influence de chacun des paramètres considérés précédemment, nous allons définir un système "type" qui pourra être utilisé comme référence par les concepteurs de ces systèmes.

Dans ce système paramétrisé, il nous faut définir un rapport signal sur bruit typique d'un usager. Nous supposerons que le système utilise les caractéristiques suivantes, en accord avec celles de Gilhousen *et al* [Gil90] et Monsen [Mon95]:

Tableau 4.1 Valeurs typiques des paramètres du système AMRC

	Liaison montante
Modulation	FSK
Codage convolutionnel	r= 1/3, k = 9
Vocodeur (bps)	4800
Taux d'erreur	$1x10^{-3}$
SNR ($E_b/(N_0+I_0)$)	3.9 dB
Bruit	blanc, gaussien

Dans les pages qui suivent, nous étudions graphiquement l'influence de chacun des quatre paramètres de deuxième ordre définis précédemment en fixant les trois autres à

leur valeur typique. Voici les valeurs typiques des quatre paramètres pour la liaison montante:

Tableau 4.2 Valeurs typiques des paramètres de deuxième ordre

Facteurs influençant le MAI	Liaison montante
Utilisation de la voix (v_u)	$v_u = 0.6 \begin{cases} f_v = 0.80 \\ v_a = 0.35 \\ r_f = 0.25 \end{cases}$
Marge due aux évanouissements sans diversité (f_{M1})	$f_{M1} = 1.37 \begin{cases} \beta_1 = 0.20 \\ \upsilon = 7\ dB \end{cases}$
Marge due aux évanouissements avec diversité (f_{M2})	$f_{M2} = 1.04 \begin{cases} \beta_1 = 0.10 \\ \upsilon = 3\ dB \end{cases}$
Chevauchement des faisceaux (b_o)	$b_0 = 1.566 \begin{cases} N_1 = 6 \\ N_2 = 6 \\ A_1 = -10.2\ dB \\ A_2 = -29\ dB \end{cases}$
Réutilisation des fréquences par la polarisation (p_i)	$p_i = 0.60 \{ \chi = -6\ dB$

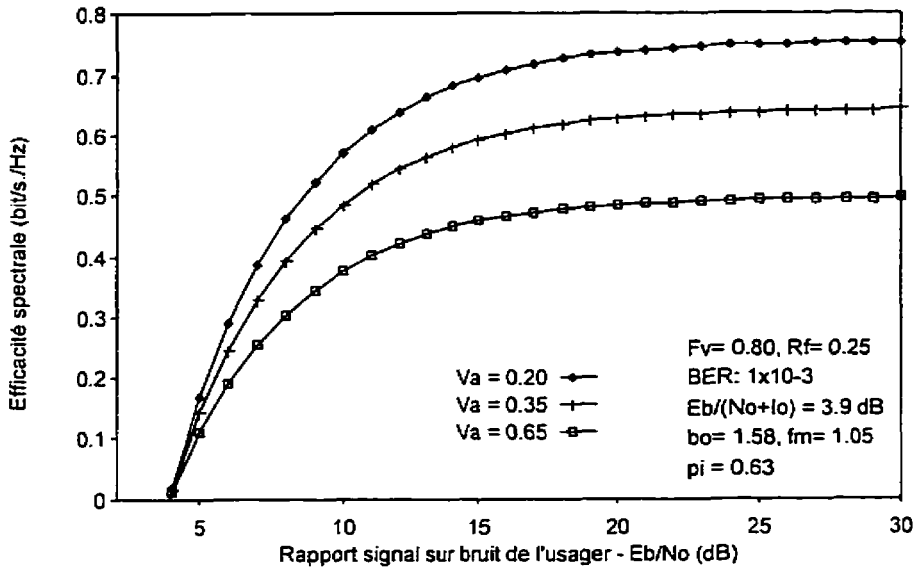


Figure 4.2 - Effet du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

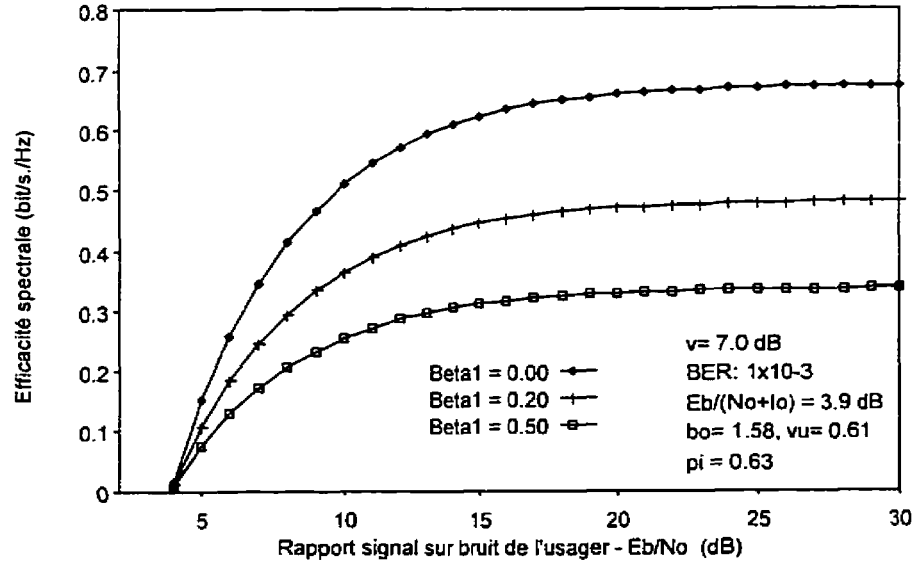


Figure 4.3 - Effet de la marge due aux évanouissements (sans la diversité d'espace) sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

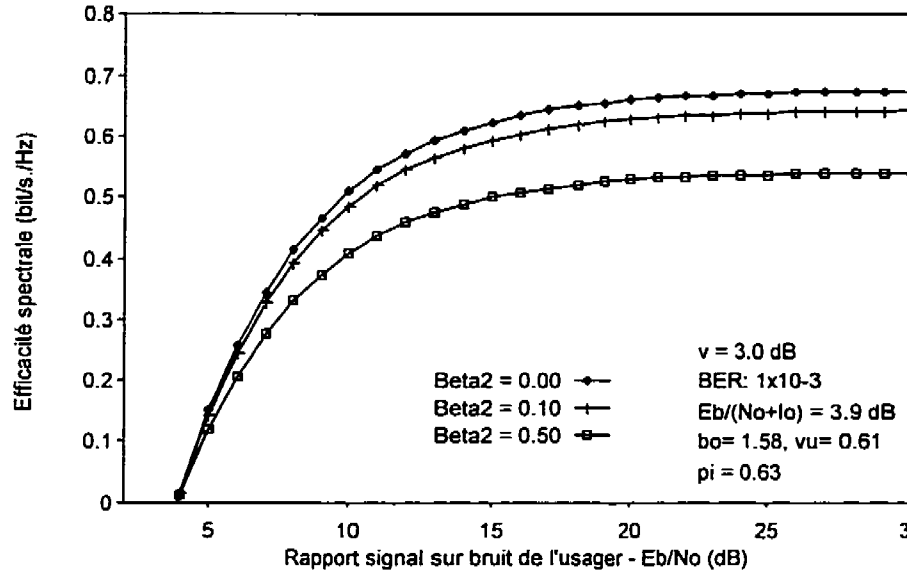


Figure 4.4 - Effet de la marge due aux évanouissements (avec la diversité d'espace) sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

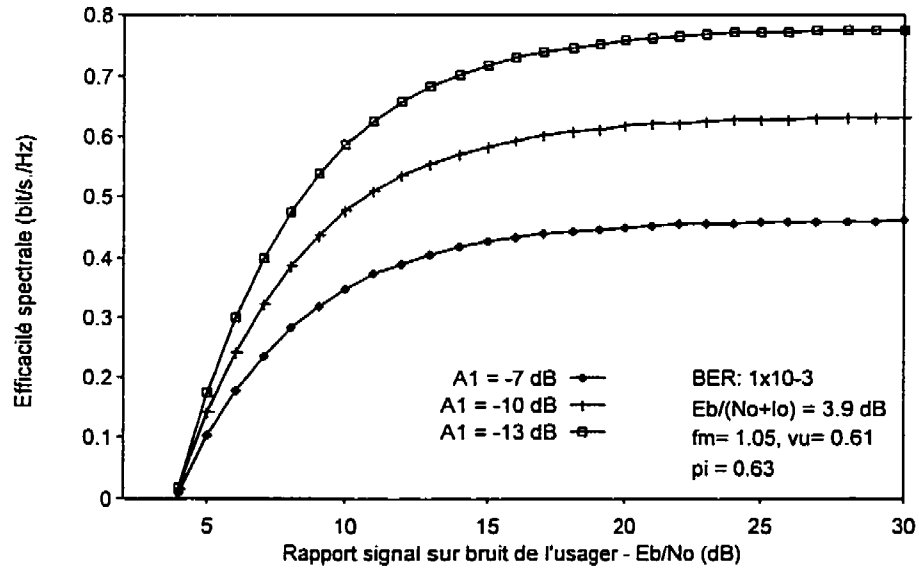


Figure 4.5 - Effet du facteur d'entrelacement des faisceaux sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

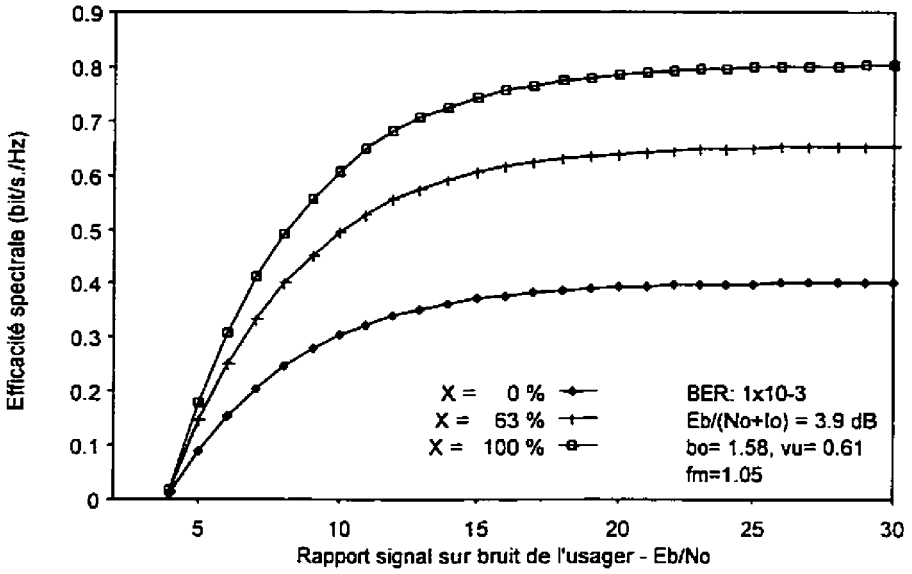


Figure 4.6 - Effet du facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

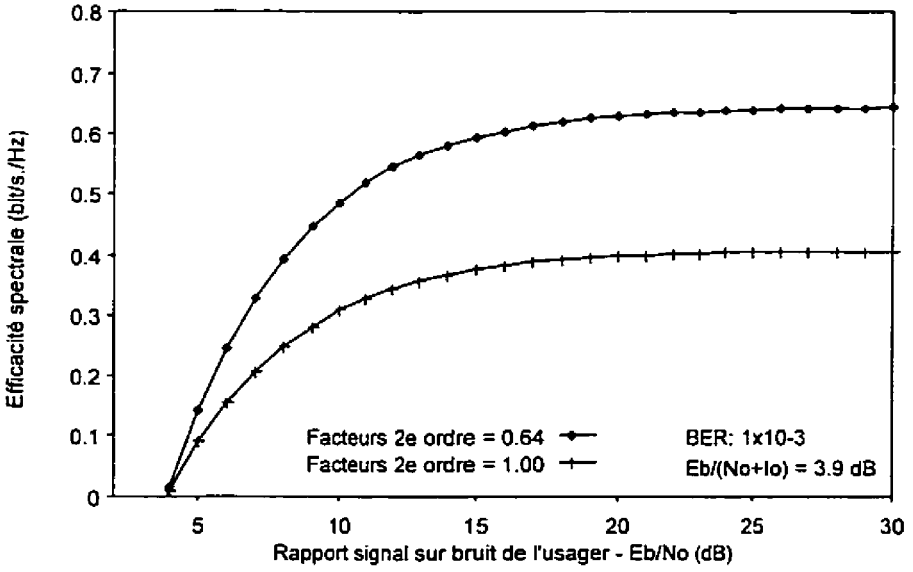


Figure 4.7 - Effet global des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal sur bruit de l'usager.

À la figure 4.2, on observe qu'une variation du taux d'activité vocale influence grandement le facteur d'utilisation de la voix qui à son tour affecte l'efficacité spectrale. Par exemple, avec un rapport signal sur bruit de l'usager fixé à 20 dB, lorsque l'on diminue le taux d'activité vocale de 0,65 à 0,20 , l'efficacité spectrale passe de 0,45 à 0,73 , une hausse de 62%. Cela exprime bien l'effet positif sur la capacité du facteur d'utilisation de la voix.

À la figure 4.3 et 4.4, l'effet de la marge due aux évanouissements est représenté pour les cas avec et sans la diversité d'espace. On remarque que la diversité d'espace améliore grandement les performances. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la diversité d'espace améliore le facteur v et diminue la probabilité d'ombrage β (Beta1 à la figure 4.3 et Beta2 à la figure 4.4). Par exemple, si le facteur v passe de 7.0 dB à 3 dB, alors le facteur β passe de 0,2 à 0,1 . Donc avec un rapport signal sur bruit de l'usager de 20 dB, l'efficacité spectrale devient 0,62 pour un système utilisant la diversité d'espace, comparativement à 0,33 pour un système sans diversité. Pour ce cas, on constate que la diversité d'espace a presque doublé la capacité du système lorsque nous sommes en présence d'évanouissements.

Nous pouvons voir à la figure 4.5 l'effet de la variation du facteur de chevauchement des faisceaux sur l'efficacité spectrale. La valeur de couplage entre les cellules de premier ordre et la cellule-cible A_1 est modifiée autour de sa valeur typique de -10 dB et l'on

s'aperçoit qu'une variation de plus ou moins 3 dB affecte beaucoup l'efficacité spectrale. Une attention particulière devrait donc être portée au modèle cellulaire utilisé afin de minimiser le chevauchement entre les faisceaux.

À la figure 4.6, le facteur de réutilisation des fréquences est étudié en fonction de différents rapports sur signal sur bruit des usagers. Nous varions le facteur d'isolation de la polarisation et remarquons que nous doublons la capacité lorsque l'isolation passe de 0% à 100%. Donc une valeur maximale de l'isolation est désirée afin de maximiser la capacité.

Finalement, l'effet global des paramètres de deuxième ordre est représenté à la figure 4.7. Avec les valeurs typiques rapportées au tableau 4.2, nous obtenons un facteur global i_0 de 0,64. Comparé au cas où les paramètres de deuxième ordre n'ont aucun effet (i_0 = 1,00), nous constatons que la baisse de 36% de l'interférence due aux autres usagers provoque une augmentation directe de 54% de la capacité totale du système.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé la capacité d'un système de SCP par satellites en orbites basses utilisant l'AMRC par une approche paramétrique qui permet d'inclure des paramètres de deuxième ordre affectant l'interférence due aux autres usagers. Nous

avons identifié quatre de ces paramètres et avons étudié leur impact sur l'efficacité spectrale. L'effet combiné de ces paramètres n'est aucunement négligeable et en fait augmente la capacité totale du système. Dans le chapitre suivant, nous abordons une nouvelle approche que nous qualifierons de "probabiliste" pour l'étude de la capacité qui permet de tenir compte du codage correcteur d'erreur, du canal satellite ainsi que du contrôle de puissance.

CHAPITRE 5

ANALYSE DE LA CAPACITÉ: APPROCHE PROBABILISTE

Au chapitre précédent, nous avons calculé la capacité d'un système de satellites utilisant l'AMRC avec l'approche paramétrique qui nous a permis de rapidement identifier les perturbations extérieures qui affectent l'interférence due à l'accès multiple (MAI) et par le fait même la capacité. Dans ce chapitre, nous calculons la capacité en se fixant une qualité de service donnée. Nous utiliserons ainsi l'approche probabiliste qui permet d'obtenir l'expression de la capacité mesurée en nombre d'usagers en fonction d'une qualité de service quantifiée par la probabilité d'erreur par bit désirée. De plus, nous ferons ressortir l'expression de l'interférence due à l'accès multiple (MAI) afin de pouvoir ultérieurement ajouter les paramètres trouvés dans le chapitre précédent avec les résultats de ce chapitre.

5.1 Analyse de la capacité: approche probabiliste sans codage

Vojcic *et al.* [Voj94] ont abordé l'approche probabiliste sans codage de l'analyse de la capacité dans un article paru en 1994. Dans cette section, nous suivrons étape par étape le développement effectué dans leur article tout en adaptant leur analyse aux hypothèses générales formulées au chapitre 3. Par contre, la notation utilisée sera conforme à celle utilisée dans les travaux de Mehn [Meh96] et Lefrançois [Lef93] sur la capacité des systèmes cellulaires utilisant l'AMRC, dans le cadre de mémoires de maîtrise au département de génie électrique et informatique de l'École Polytechnique de Montréal.
De plus, afin de respecter le développement fait par ces derniers, la technique de modulation utilisée dans ce chapitre sera le BPSK, contrairement au chapitre précédent où le FSK était utilisé pour la liaison montante.

5.1.1 Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace

Dans un premier temps, nous considérons un contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace. Cela signifie que le récepteur du satellite supposé unique (il n'y a qu'un seul satellite visible) reçoit le signal de chaque usager avec la même puissance, le système de contrôle de puissance compensant pour les variations de l'amplitude du signal causées par les évanouissements. Conformément aux résultats de Vojcic [Voj94], en supposant

un faisceau unique sans interférence des autres faisceaux avoisinants avec K usagers actifs par faisceau, le signal total *s(t)* au satellite s'écrira:

$$s(t) = \left[\sum_{m=1}^{K} A\rho_m d_m(t-\tau_m) b_m(t-\tau_m) \cos(\omega_0 t + \theta_m) \right] + \eta(t) \tag{5.1}$$

où K = Nombre d'usagers actifs dans le faisceau;

A = Amplitude du signal d'énergie E émis par un usager;

ρ_m = Variable aléatoire représentant l'amplitude des évanouissements que subit l'usager m;

d_m (t) = Signal de source (non-codé) provenant de l'usager m;

τ_m = Délai du signal de l'usager m;

b_m(t) = Séquence pseudo-aléatoire provenant de l'usager m;

ω_0 = Fréquence de l'onde porteuse du signal;

θ_m = Déphasage du signal de l'usager m;

η(t) = Bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance N_0.

On suppose maintenant que nous avons un corrélateur parfait au récepteur qui nous donne l'expression suivante pour la variable aléatoire de la sortie de l'usager #1 pour chaque intervalle de temps T correspondant à la durée d'un bit:

$$g_1(T) = A\rho_1 T d_1 + MAI + N(T) \tag{5.2}$$

où T représente la durée d'un bit d'information, $N(T)$ une variable aléatoire gaussienne $N(0, N_0T)$ et MAI (en anglais: *Multiple Access Interference*) l'expression de l'interférence due aux autres usagers qui vaut:

$$MAI = \sum_{i=2}^{K} A\rho_i I_i(T)\cos(\theta_i - \theta_1) \tag{5.3}$$

avec $I_i(T)$ défini par l'expression suivante [Voj94]:

$$I_i(T) = \int_0^T d_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)b_1(t)dt \tag{5.4}$$

Pour un grand nombre d'usagers (K>>1) et un gain de traitement élevé, la loi des grands nombres et le théorème de la limite centrale nous permet de modéliser l'interférence due aux autres usagers (MAI) comme une variable aléatoire suivant une loi gaussienne $N(0, Var(MAI))$ ayant comme variance:

$$Var(MAI) = \varepsilon[\rho_i^2]\cdot\sigma_i^2 = \varepsilon[\rho_i^2]\cdot A^2\frac{LT_c^2}{3}(K-1) \tag{5.5}$$

$$\sigma_i^2 = A^2\frac{LT_c^2}{3}(K-1) \tag{5.6}$$

avec σ_1^2 qui est défini par la variance du MAI pour un canal sans évanouissements et $\varepsilon[\rho_i^2]$ représentant le moment de 2ème ordre de ρ_i, T_c la durée d'un chip, L le gain de traitement ($L=T/T_c$). Notons que nous avons supposé des bits de données et des chips de séquences pseudo-aléatoires parfaitement rectangulaires [Voj94].

Il nous reste donc à évaluer $\varepsilon[\rho_i^2]$ pour avoir la variance de l'interférence due aux autres usagers. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3 dans la partie concernant le canal satellite, l'expression de la desité de probabilité de l'enveloppe des évanouissements dans ce canal est donnée par (3.4):

$$f_\rho(\rho)\Big|_{canal} = B \cdot 2\rho c e^{-c\rho^2} + (1-B) \cdot 2\rho c e^{-c(\rho^2+1)} I_0(2\rho c) \tag{5.7}$$

où B représente la fraction des usagers qui sont en situation d'ombrage (évanouissements de type Rayleigh), (1-B) la fraction des usagers qui sont en ligne directe avec au moins un satellite (évanouissements de type Rice), c le facteur de variance des évanouissements rapides, et I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Comme nous avons un algorithme de contrôle de puissance qui corrige la perte de puissance lorsque l'usager est en situation d'ombrage, en suivant le raisonnement développé au chapitre 3 qui a conduit à l'équation (3.7), l'expression (5.7) devient alors:

$$f_\rho(\rho) = B \cdot \frac{2\rho c e^{-c\rho^2}}{1+c} + (1-B) \cdot 2\rho c e^{-c(\rho^2+1)} I_0(2\rho c) \tag{5.8}$$

À l'aide de l'expression de la densité de probabilité de ρ, nous pouvons calculer son moment de deuxième ordre [Voj94]:

$$\varepsilon\left[\rho_i^2\right] = \int_0^\infty f_\rho(\rho)\cdot\rho_i^2 d\rho = \left(1+\frac{1}{c}\right) \tag{5.9}$$

Nous obtenons ainsi comme variance du MAI [Voj94]:

$$Var(MAI) = \left(1+\tfrac{1}{c}\right)\frac{A^2 LT_c^2}{3}(K-1) = \left(1+\tfrac{1}{c}\right)\cdot\sigma_I^2 \tag{5.10}$$

Comme le bruit blanc est également gaussien et indépendant, on peut simplement ajouter les variances et on obtient donc la variance totale de l'interférence et du bruit de

$$Var(Total) = N_0 T + Var(MAI) \tag{5.11}$$

Connaissant la variance totale du signal à la sortie du corrélateur, nous pouvons calculer la probabilité d'erreur par bit. Pour un système de communications utilisant la modulation numérique BPSK, il est bien connu que l'expression pour la probabilité d'erreur s'écrit:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{\frac{Var(Total)}{T}}}\right) \tag{5.12}$$

où E_b représente l'énergie par bit et $Q(x)$ est la fonction d'erreur définie par:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}}dy \tag{5.13}$$

Appliquée à notre cas, nous obtenons alors l'expression suivante de probabilité d'erreur du système conditionnée sur ρ_1:

$$P(e|\rho_1) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho_1^2 \cdot 2E}{Var(Total)/T}}\right) = Q\left(\frac{\rho_1}{\sigma_{tot}}\right) \tag{5.14}$$

où ρ_1 est la valeur de l'amplitude de l'enveloppe de l'usager #1 et E la valeur de l'énergie définie par:

$$E = E_b = \frac{A^2 T}{2} \tag{5.15}$$

avec

$$\sigma_{tot}^2 = \frac{N_0}{2E} + \frac{\left(1 + 1/c\right)\cdot(K-1)}{3L} \tag{5.16}$$

En enlevant le conditionnement avec la fonction de densité de probabilité de l'amplitude du signal ρ_1, nous aurons alors l'expression suivante pour la probabilité d'erreur par bit:

$$P_b = \int_0^\infty Q\left(\frac{\rho_1}{\sigma_{tot}}\right) f_\rho(\rho_1) d\rho_1 \tag{5.17}$$

La valeur de cette intégrale est de la forme:

$$P_b = (1 - B) \cdot P_1 + B \cdot P_2 \tag{5.18}$$

avec
$$P_1 = \int_0^\infty Q\left(\frac{\rho_1}{\sigma_{tot}}\right) 2\rho_1 c e^{-(\rho_1^2+1)} I_0(2\rho_1 c) d\rho_1 \tag{5.19}$$

$$P_2 = \frac{2\sqrt{2}\sigma_{tot}^2 c}{\sqrt{(1+c)(c\sigma_{tot}^2 + c + 1)}} \tag{5.20}$$

5.1.2 Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace

Lorsque le signal de l'usager peut être reçu par plusieurs satellites, il est alors possible de combiner ces copies du signal et ainsi améliorer les performances du système. Ici on suppose que le signal est reçu par deux satellites, qu'il est retransmis vers la même station terrestre où est effectuée la réception et la combinaison des deux signaux. Le contrôle de puissance parfait implique toujours que les niveaux de puissance de chaque usager pour les deux satellites sont les mêmes à l'entrée du récepteur.

La diversité d'espace avec deux satellites entraîne que le récepteur reçoit deux copies indépendantes du même signal. Nous pouvons donc reprendre le même raisonnement qu'à la section précédente pour obtenir la probabilité d'erreur par bit de ce système. Au récepteur, nous avons donc le signal suivant:

$$s(t) = \left[\sum_{m=1}^{K} A\rho_m d_m(t-\tau_m) b_m(t-\tau_m)\cos(\omega_0 t + \theta_m)\right]_{sat1} + \left[\sum_{m=1}^{K} A\rho_m d_m(t-\tau_m) b_m(t-\tau_m)\cos(\omega_0 t + \theta_m)\right]_{sat2} + \eta(t) \tag{5.21}$$

Nous obtenons donc à la sortie du corrélateur de la station terrestre qui intègre sur une durée de 1 bit égale à T le signal suivant pour l'usager #1:

$$g_1(T) = A\rho_{11}^2 T d_1 + MAI_{11} + N_{11}(T) + A\rho_{12}^2 T d_1 + MAI_{12} + N_{12}(T) \tag{5.22}$$

où le premier indice représente l'usager #1 et le second indique la provenance du signal (satellite #1 ou #2). Notons que d_1 représente toujours l'information désirée, c.-à-d. celle destinée à l'utilisateur #1.

À partir de l'équation (5.22), on reprend le même cheminement que dans la section précédente pour trouver une probabilité d'erreur conditionnelle aux évanouissements de Rayleigh des deux copies du signal de:

$$P(e / \rho_{11}, \rho_{12}) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho_{11}^2 + \rho_{12}^2}{\sigma_{tot}^2}}\right) \tag{5.23}$$

Comme ($\rho^2_{11} + \rho^2_{12}$) est une variable aléatoire de type Chi-carré avec quatre degrés de liberté, nous enlevons le conditionnement de l'équation (5.23) pour obtenir l'expression suivante de la probabilité d'erreur par bit [Voj94]:

$$P_e = \int_0^\infty c^2 x e^{-cx} Q\left(\sqrt{\frac{x}{\sigma_T^2}}\right) dx \tag{5.24}$$

avec

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{c+1}\sigma_{tot}^2 = \frac{N_0}{2E(1+c)} + \frac{Var(MAI)}{1+c} \tag{5.25}$$

Vojcic *et al.* [Voj94] ont obtenu la même expression que l'équation (5.24) mais pour le cas d'un contrôle de puissance imparfait avec de la diversité d'espace. Comme le résultat qu'ils ont trouvé est exprimé en fonction de σ_T^2, nous pouvons l'utiliser également pour le cas du contrôle de puissance parfait. En calculant l'intégrale de l'équation (5.24), nous obtenons ainsi [Voj94]:

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{3}{4(1+2c\sigma_T^2)^{1/2}} + \frac{1}{4(1+2c\sigma_T^2)^{1/2}} \tag{5.26}$$

5.1.3 Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace

Dans les systèmes réels, il est impossible d'avoir un système de contrôle de puissance parfait. En effet, les évanouissements rapides de type Rayleigh ne peuvent pas être compensés entièrement en temps réel car les variations d'amplitudes dues aux

évanouissements multi-chemins sont trop rapides. L'amplitude du signal en provenance de chaque usager reçue au récepteur du satellite ne sera donc pas constante comme nous l'avons supposé dans les sections précédentes.

Supposons que l'amplitude du signal reçu pour le $i$ème usager est A_i. Le raisonnement menant à la probabilité d'erreur par bit du système restera le même sauf que A_i représente maintenant une variable aléatoire au lieu d'une constante A. Ici, il est important de rappeler que nous suivons toujours étape par étape le développement de Vojcic [Voj94] avec comme changement l'hypothèse d'un faisceau unique sans interférence des faisceaux avoisinants. Avec un contrôle de puissance imparfait, l'équation (5.1) devient:

$$s(t) = \left[\sum_{m=1}^{K} A_m \rho_m d_m(t-\tau_m) b_m(t-\tau_m) \cos(\omega_0 t + \theta_m) \right] + \eta(t) \tag{5.27}$$

À la sortie du corrélateur, nous avons donc le signal suivant pour l'usager #1:

$$g_1(t) = A_1 R_1 T d_0 + MAI + N(T) \tag{5.28}$$

avec:

$$MAI = \sum_{i=2}^{K} A_i R_i I_i(T) \cos\theta_i \tag{5.29}$$

Comme dans les sections précédentes, le MAI peut être modélisé comme une variable aléatoire gaussienne N(0,*Var(MAI)*) ayant comme variance:

$$Var(MAI) = \varepsilon\left(A_i^2 \rho_i^2\right) \frac{LT_c^2}{3}(K-1) \tag{5.30}$$

avec $\varepsilon[A_i^2 \rho_i^2]$ représentant le moment de 2ième ordre de $A_i \rho_i$.

Comme l'erreur due au contrôle de puissance imparfait est reliée directement au fait que l'usager se trouve ou non dans l'état d'ombrage, on peut réécrire l'expression de la densité de probabilité d'erreur de la façon suivante [Voj94]:

$$f_{\rho_i A_i}(\rho_i A_i) = B f_2(A_i) f_3(\rho_i) + (1-B) f_1(A_i) f_4(\rho_i) \tag{5.31}$$

avec $f_1(A_i) = 1/(2V_1)$ si $A-V_1 \leq A_i \leq A+V_1$ et 0 ailleurs (5.32)

$f_2(A_i) = 1/(2V_2)$ si $A-V_2 \leq A_i \leq A+V_2$ et 0 ailleurs (5.33)

$$f_3(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2(1+c)} e^{-\frac{\rho^2}{2(1+c)\sigma^2}} = \frac{2\rho c}{1+c} e^{-\frac{c\rho^2}{1+c}} \tag{5.34}$$

$$f_4(\rho) = 2\rho c e^{-c(\rho^2+1)} I_0(2\rho c) \tag{5.35}$$

où B représente la fraction des usagers qui sont en état d'ombrage, V_1 l'erreur sur l'amplitude du signal pour un usager en ligne directe avec au moins un satellite et V_2 l'erreur sur l'amplitude du signal pour un usager en situation d'ombrage.

Comme l'ont fait Vojcic *et al.* [Voj94], nous considérons $f_1(A_i)$ et $f_2(A_i)$ comme étant uniformes pour qu'elles correspondent au degré maximal d'incertitude pour une erreur de contrôle de puissance maximale fixée. Il faut donc souligner que cette approche représente le pire cas. La modélisation du contrôle de puissance en boucle ouverte est l'objet de recherches récentes et le lecteur intéressé est invité à consulter la référence suivante: [Monk95].

Avec cette nouvelle forme, nous pouvons donc recalculer le second moment [Voj94]:

$$\varepsilon\left[A_i^2\rho_i^2\right] = A^2\left(1+\frac{1}{c}\right)\left[(1-B)\left(1+\frac{\gamma_1^2}{3}\right)+B\left(1+\frac{\gamma_2^2}{3}\right)\right] \tag{5.36}$$

où $\gamma_1 = V_1/A$ et $\gamma_2 = V_2/A$ représentent les valeurs normalisées de l'erreur du système de contrôle de puissance. Nous obtenons ainsi une variance du MAI de:

$$Var(MAI) = \varepsilon\left[A_i^2\rho_i^2\right]\cdot\frac{LT_c^2}{3}(K-1) = \left(1+\frac{1}{c}\right)\left[(1-B)\left(1+\frac{\gamma_1^2}{3}\right)+B\left(1+\frac{\gamma_2^2}{3}\right)\right]\cdot\sigma_I^2 \tag{5.37}$$

Le même cheminement qu'à la section 5.1.1 peut être suivi pour obtenir l'expression de la probabilité d'erreur conditionnée sur ρ_1 et A_1 suivante [Voj94]:

$$P\left(e|\rho_1, A_1\right) = Q\left(\frac{\lambda_1\rho_1}{\sigma_{tot}}\right) \tag{5.38}$$

où $\lambda_1 = A_1/A$ est une variable aléatoire normalisée et où

$$\sigma_{tot}^2 = \frac{N_0}{2E} + Var(MAI) \tag{5.39}$$

En levant le conditionnement de (5.38), on obtient la probabilité d'erreur par bit suivante [Voj94]:

$$P_e = \iint Q\left(\frac{\lambda_1 \rho_1}{\sigma_{tot}}\right) f_{\rho_1, A_1}(\rho_1, A_1) d\rho_1 dA_1 \tag{5.40}$$

Dans le développement des équations de cette section, on remarque que le changement d'hypothèse de départ (un seul faisceau dans notre cas au lieu de plusieurs faisceaux pour Vojcic) n'affecte que la valeur de σ_{tot}. Comme Vojcic *et al.* [Voj94] fournissent une solution à cette équation en fonction de σ_{tot}, nous pouvons donc ainsi utiliser le même résultat que ces derniers pour évaluer cette intégrale.

Nous aurons ainsi l'expression finale suivante pour le calcul de la capacité exprimée en nombre d'usagers en fonction de la probabilité d'erreur pour un système non-codé [Voj94]:

$$P_e = (1 - B)P_1 + BP_2 \tag{5.41}$$

avec

$$P_1 = \frac{1}{2\gamma_1}\left\{(1+\gamma_1)Q_m(u_1,w_1) - (1-\gamma_1)Q_m(u_2,w_2) - Y_1 + Y_2\right\} \tag{5.42}$$

$$Y_1 = e^{-\frac{c(c+2a_1)}{2(c+a_1)}} I_0\left(\frac{c^2}{2(c+a_1)}\right) \times \frac{1+\gamma_1}{2}\left(1+\sqrt{\frac{a_1}{a_1+c}}\right) + \sqrt{\frac{c^2\sigma_{tot}^2}{2(c+a_1)}} \tag{5.43}$$

$$Y_2 = e^{-\frac{c(c+2a_2)}{2(c+a_2)}} I_0\left(\frac{c^2}{2(c+a_2)}\right) \times \frac{1-\gamma_1}{2}\left(1+\sqrt{\frac{a_2}{a_2+c}}\right) + \sqrt{\frac{c^2\sigma_{tot}^2}{2(c+a_2)}} \tag{5.44}$$

$$a_1 = \frac{(1+\gamma_1)^2}{2\sigma_{tot}^2} \tag{5.45}$$

$$a_2 = \frac{(1-\gamma_1)^2}{2\sigma_{tot}^2} \tag{5.46}$$

$$u_1 = \left[\frac{c\left(c+2a_1-2\sqrt{a_1(c+a_1)}\right)}{2(c+a_1)}\right]^{1/2} \tag{5.47}$$

$$u_2 = \left[\frac{c\left(c + 2a_2 - 2\sqrt{a_2(c + a_2)}\right)}{2(c + a_2)} \right]^{1/2} \tag{5.48}$$

$$w_1 = \left[\frac{c\left(c + 2a_1 + 2\sqrt{a_1(c + a_1)}\right)}{2(c + a_1)} \right]^{1/2} \tag{5.49}$$

$$w_2 = \left[\frac{c\left(c + 2a_2 + 2\sqrt{a_2(c + a_2)}\right)}{2(c + a_2)} \right]^{1/2} \tag{5.50}$$

$Q_m(a,b)$ représente la fonction de Marcum définie par:

$$Q_m(a,b) = \int_b^{\infty} e^{-\frac{a^2+x^2}{2}} I_0(ax)xdx \tag{5.51}$$

et finalement P_2 s'exprime comme:

$$P_2 = \frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{2\gamma_2}\left(\sqrt{2c\sigma_{tot}^2 + (1+\gamma_2)^2} - \sqrt{2c\sigma_{tot}^2 + (1-\gamma_2)^2}\right)\right] \tag{5.52}$$

5.2 Modèle probabiliste avec codage correcteur d'erreur

Les systèmes de SCP par satellites devront utiliser le codage correcteur d'erreur pour améliorer leur performance et augmenter la capacité du système. Le codage convolutionnel est de loin le plus utilisé pour la correction d'erreurs dans tous les types de systèmes de communications numériques. En conséquence, les systèmes de SCP par satellites utiliseront également certainement le codage convolutionnel (voir chapitre 3 pour plus de détails).

Dans le cas des satellites, on caractérise souvent le canal de transmission comme un canal à évanouissements non-sélectifs en fréquences. En ce qui concerne les systèmes de SCP par satellites, nous avons vu au chapitre 3 que le modèle de canal le plus accepté dans la littérature scientifique est une combinaison des modèles de Rayleigh et de Rice [Lut91]. Lorsque l'usager est en vue directe avec le satellite, on utilise le modèle de Rice qui tient compte de la composante directe du signal. Par contre, lorsque l'usager est en situation d'ombrage, la composante directe du signal est nulle et le modèle de Rayleigh est appliqué.

Dans le cas où le codage correcteur d'erreur n'est pas utilisé, nous avons utilisé dans la section 5.1 le modèle de Vojcic et Pickholtz en faisant ressortir l'expression pour l'interférence due aux autres usagers (MAI). Cette fois-ci, étant donné que le modèle

utilisé par Vojcic et Pickholtz [Voj94] pour un système incluant le codage est très complexe et peu détaillé, nous nous servirons d'un modèle similaire élaboré par Mehn et Haccoun [Meh96]. Ce modèle a été développé pour un système cellulaire terrestre utilisant l'AMRC. Il permet de faire varier le taux de codage ainsi que l'étalement spectral afin de trouver la meilleure combinaison code-séquence PN pour une probabilité d'erreur donnée. Nous tenterons d'adapter ce modèle au canal satellite.

Regardons de plus près le modèle développé par Mehn et Haccoun [Meh96]. Dans un système terrestre de SCP, on peut évaluer l'environnement cellulaire comme étant un canal de transmission subissant des évanouissement de type Rayleigh. En effet, il y a presque toujours des obstacles entre l'usager mobile et l'antenne cellulaire.

Dans le modèle de Mehn et Haccoun [Meh96], les hypothèses suivantes ont été posées pour un environnement cellulaire terrestre: En première approximation, la cellule est unique, ce qui signifie que les cellules adjacentes ne sont pas prises en compte. Ensuite, le signal émis par l'usager subit une atténuation provoquée par les évanouissements de Rayleigh et qui ne peut être corrigée entièrement par le contrôle de puissance. Nous sommes donc en présence d'un contrôle de puissance imparfait. Finalement, les évanouissements ne sont pas sélectifs en fréquence, ce qui simplifie grandement l'analyse du modèle.

Dans notre cas, comme il s'agit également d'un système codé mais cette fois-ci utilisant le canal-satellite, nous poserons les hypothèses suivantes: Tout comme pour le modèle terrestre, nous aborderons le cas d'une cellule unique en ne tenant pas compte de l'influence des cellules avoisinantes. Ensuite, nous n'aurons pas un contrôle de puissance parfait. Finalement, nous étudierons le pire cas possible dans lequel un usager est en situation permanente d'ombrage tandis que les autres usagers de la même cellule peuvent être ou non en situation d'ombrage. Cela signifie que le signal de l'usager ne subira que des évanouissements de Rayleigh tandis que le MAI sera une combinaison de Rayleigh et de Rice. Cela correspond à la même situation que le modèle de la section précédente. Nous pourrons donc utiliser directement l'expression de la variance du MAI définie dans la section 5.1 par l'équation (5.20). De plus, comme l'usager ne subit que des évanouissements de Rayleigh, nous pourrons aussi utiliser directement le modèle de Mehn et Haccoun développé pour les systèmes cellulaires terrestres avec codage, mais en utilisant le MAI développé à la section 5.1 .

Il est important de souligner que nous développons donc un modèle pour un cas limite qui représente pratiquement la pire situation possible. Les résultats obtenus devront donc servir de bornes dans la conception de systèmes de communications personnelles par satellites utilisant l'AMRC. Ici, nous reprendrons dans ses grandes lignes le modèle développé au chapitre 6 du mémoire d'Eric Mehn [Meh96] mais en faisant ressortir dans

ses équations l'expression de la variance de l'interférence due aux autres usagers *Var*(MAI) afin de pouvoir réutiliser ces expressions dans le chapitre 6.

Il faut finalement noter que malgré le fait que beaucoup d'efforts ont été dépensés afin d'uniformiser la notation tout au long du mémoire, il reste certaines différences dans la notation entre la section 5.1 et 5.2. Tout d'abord, pour respecter la notation des expressions communes de probabilité d'erreur avec le décodage de Viterbi, les m usagers d'un faisceau seront maintenant répartis de *0 à m-1* au lieu de *1 à m*. Ensuite, la variance du bruit sera maintenant de $(N_0T)/2$ au lieu N_0T car dans cette partie, l'on considère pour le bruit blanc sa densité spectrale unilatérale au lieu de sa densité spectrale bilatérale.

5.2.1 Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace

Le signal reçu à l'entrée du récepteur sera de la même forme que l'équation (5.1) mais cette fois-ci l'information d_m est codée. Le signal reçu est défini par [Meh96]:

$$s(t) = \left[\sum_{m=0}^{K-1} \rho_m(t) \sqrt{E_s}\, a_m(t-\tau_m) b_m(t-\tau_m) \varphi_{0m}(t-\tau_m) \right] + \eta(t) \tag{5.53}$$

où a_m représente les symboles codés de l'usager m, $\varphi_{0m}(t)$ un signal de base normalisé ($\varphi_{0_m} = \sqrt{2/T_c}\cos(\omega_0 t + \theta_m)$) et E_s l'énergie reçue par symbole codé du canal.

À la sortie du corrélateur qui est également l'entrée du décodeur, Mehn a obtenu une variable aléatoire qui suit la loi gaussienne suivante [Meh96]:

$$N\left(\frac{\rho_{0i}\sqrt{E_s}a_{i0}(t)T_v}{T_c},\left(\frac{E_s}{T_c^2}(M-1)2\sigma_p^2 I^2+\frac{N_0T_v}{2T_c}\right)\right) \tag{5.54}$$

avec $2\sigma_p = 1/c$ et I^2 représentant le produit d'intercorrélation des séquences PN et des données binaires. Or il a été démontré par Lefrançois [Lef94] que la variance à l'entrée du codeur d'un système sans évanouissement peut être exprimée par

$$\sigma_r^2=\frac{E_s}{T_c^2}(M-1)I^2+\frac{N_0T_v}{2T_c} \tag{5.55}$$

On peut en déduire facilement la variance due au MAI pour un système codé sans évanouissements:

$$\left(\sigma_I^2\right)_{codé}=\frac{E_s}{T_c^2}(M-1)I^2 \tag{5.56}$$

Pour trouver l'expression de la variance du MAI pour un système codé avec évanouissements de Rayleigh et de Rice, nous reprenons les résultats de l'équation (5.9) appliqués cette fois-ci à l'équation (5.56) pour obtenir l'expression suivante:

$$\left(Var(MAI)\right)_{codé}=\left(1+\tfrac{1}{c}\right)\cdot\left(\sigma_I^2\right)_{codé}=\left(1+\tfrac{1}{c}\right)\cdot\frac{E_s}{T_c^2}(M-1)I^2 \tag{5.57}$$

Connaissant l'expression de la variance du MAI pour un canal satellite en orbites basses, nous pouvons calculer l'expression de la probabilité d'erreur en utilisant la borne supérieure. Comme nous considérons que l'usager #1 (m=0) ne subit qu'un évanouissement de Rayleigh, nous pouvons utiliser directement le résultat obtenu par Mehn [Meh96] pour l'expression de la probabilité d'erreur par paire conditionnée sur les évanouissements de Rayleigh, mais n'exprimant pas algébriquement la variance du MAI $(\mathrm{Var(MAI)})_{\mathrm{codé}}$. Nous obtenons alors l'expression suivante:

$$P_2\left(d\middle|\{\rho_m\}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{d}\rho_m^2}{\frac{1}{RE_bL_v^2}\left(Var(MAI)\right)_{codé} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \tag{5.58}$$

où d représente la distance entre deux chemins dans un système utilisant le décodage de Viterbi, R le taux de codage, $L_v = T_v/T_c$ et E_b l'énergie par bit (E_s=RE_b).

À l'aide de la probabilité d'erreur par paire, on obtient l'expression de la probabilité d'erreur par bit suivante [Meh96]:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{u}{\frac{1}{RE_bL_v^2}\left(Var(MAI)\right)_{codé} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right)\frac{c^d u^{d-1} e^{-cu}}{(d-1)!}du \tag{5.59}$$

où C_d représente le spectre des distances de Hamming du code.

5.2.2 Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace

Dans son mémoire, Eric Mehn [Meh96] a obtenu une borne sur la probabilité d'erreur dans le cas où on utilise la diversité spatiale d'antennes pour un système cellulaire terrestre. En respectant la distance d'au moins 10 longueurs d'ondes entre deux antennes de la station de base, il est possible d'améliorer les performances d'erreur du système en combinant les deux copies indépendantes du même signal reçu. Dans le cas d'un système cellulaire par satellites, on retrouve d'une façon plus évidente cette diversité spatiale car le signal émis par le mobile peut être reçu par plusieurs satellites très distants les uns des autres ou au moins l'un d'entre eux. On peut donc également appliquer directement les résultats obtenus par Mehn dans le cas où on utilise la diversité d'espace avec deux satellites à la condition de les exprimer en fonction de la variance du MAI:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{u}{\frac{1}{RE_b L_v^2}\left(Var(MAI)\right)_{codé} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^{2d} u^{2d-1} e^{-cu}}{(2d-1)!} du \qquad (5.60)$$

5.2.3 Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace

Tel que mentionné précédemment, la difficulté de corriger les atténuations de Rayleigh qui sont trop rapides résulte en un contrôle de puissance imparfait, diminuant ainsi les performances du système. Comme dans le cas de l'étude de la diversité, Mehn a dérivé

une équation pour le système cellulaire terrestre que nous pouvons appliquer également au système par satellite pour un usager qui est en situation d'ombrage permanent. Ce pire cas permet de concevoir un système cellulaire par satellites qui supporte les conditions les plus défavorables. Par contre, nous conservons toujours notre hypothèse que le MAI est dû à un ensemble d'usagers en situation d'évanouissements de Rayleigh et de Rice. Nous exprimons donc l'expression de Mehn en fonction de la variance du MAI, nous permettant ainsi d'adapter subséquemment son expression au cas d'un système cellulaire par satellites.

En conservant le modèle du contrôle de puissance imparfait de Mehn [Meh96], nous avons l'expression suivante:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{L} C_d \int_{1-\gamma}^{1+\gamma} \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\lambda^2 u}{\frac{1}{RE_b L_w^2}\left(1+\frac{\gamma^2}{3}\right)\left(Var(MAI)\right)_{codé} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^d u^{d-1} e^{-cu}}{(d-1)!} \frac{1}{2\gamma} du d\lambda \qquad (5.61)$$

5.2.4 Contrôle de puissance imparfait avec diversité d'espace

Il a été démontré précédemment que la diversité d'espace (deux satellites en ligne de vue) améliorait grandement les performances d'un système de SCP par satellites. Pour contrer l'effet néfaste d'un contrôle de puissance imparfait, la diversité d'espace en plus

du codage correcteur d'erreur doit être utilisée. En effet, tous les systèmes de SCP par satellites proposés emploieront la diversité d'espace avec au moins deux satellites. Nous étudierons donc le cas de la diversité d'espace avec deux satellites en ligne de vue avec combinaison des deux signaux à la réception.

Dans son mémoire, Eric Mehn [Meh96] n'a pas explicitement formulé une expression de la performance de son système en fonction d'un contrôle de puissance imparfait avec de la diversité d'espace. Néanmoins, il montre à l'aide d'un graphique que la diversité augmente fortement les performances de son système. Ici nous tentons de formuler une expression adaptée aux hypothèses de notre système de SCP par satellites.

Si nous comparons l'équation (5.60) d'un système avec un contrôle de puissance parfait avec diversité à l'équation (5.59) d'un système avec un contrôle de puissance parfait sans diversité, nous remarquons tout de suite que la diversité n'affecte que la variable d qui représente la distance de Hamming entre deux chemins du treillis du code convolutionnel utilisé dans le décodage de Viterbi. Or dans l'équation (5.61), nous voyons que l'influence du contrôle de puissance imparfait n'a affecté aucunement la variable d. Bien que cela ne soit pas démontré de façon rigoureuse, en se basant sur le passage de (5.59) à (5.60), nous formulons alors une équation de la forme suivante:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{1-\gamma}^{1+\gamma} \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\lambda^2 u}{\frac{1}{RE_b L_c^2}\left(1+\frac{\gamma^2}{3}\right)\left(Var(MAI)\right)_{codé} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^{2d} u^{2d-1} e^{-cu}}{(2d-1)!} \frac{1}{2\gamma} du d\lambda \qquad (5.62)$$

À défaut d'être vérifiée théoriquement, nous regarderons à la fin du chapitre le comportement de la courbe de résultats de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers de l'équation (5.62).

5.3 Valeurs typiques

Les valeurs typiques qui sont utilisées dans les différentes expressions du chapitre 5 proviennent essentiellement de l'analyse de Vojcic et al [Voj94] ainsi que de Mehn [Meh96].

5.3.1 Modèles sans codage correcteur d'erreur

Dans l'approche probabiliste sans codage correcteur d'erreur, nous avons suivi de près l'analyse de Vojcic *et al.*[Voj94] pour le développement des diverses expressions utilisées. En ce qui concerne les valeurs typiques du système, les valeurs de l'analyse de Vojcic sont conservées à l'exception du gain de traitement. En effet, les gains de traitement utilisés pour nos calculs sont de 1024 et 3438. La valeur 1024 a été choisie pour respecter le modèle avec codage correcteur d'erreur de Mehn [Meh96] tandis que la

valeur 3438 provient des données de Globalstar qui utilisera une largeur de bande de 16,5 MHz pour un échantillonnage à 4800 bps. Ainsi, pour les trois modèles de la section 5.1, nous aurons les valeurs du tableau 5.1 suivant:

Tableau 5.1 - Valeurs typiques des paramètres d'un système sans codage correcteur d'erreur.

Gain de traitement	L=1024 ou L=3438
Facteur de variance des évanouissements	c = 10
Prob. d'être en état d'ombrage	B = 0,20
Erreur du système de contrôle de puissance	$\gamma_1 = \gamma_2 = 0.20$

5.3.2 Modèles avec codage correcteur d'erreur

Pour le modèle avec codage correcteur d'erreur, les calculs sont basés principalement sur les travaux de Mehn [Meh96]. En effet, nous avons utilisé comme lui un gain de traitement de 1024 qui provient en partie d'un taux de codage ¼ et d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur 256. Les spectres des distances de Hamming proviennent des travaux de Lefrançois [Lef94]. Nous utilisons alors les valeurs typiques du tableau 5.2 suivant:

Tableau 5.2 - Valeurs typiques des paramètres d'un système avec codage correcteur d'erreur.

Gain de traitement	$L_v = 1024$
Facteur de variance des évanouissements	$c = 10$
Taux de codage	$R = 1/4$
Erreur du système de contrôle de puissance	$\gamma = 0.20$

5.4 Exemples de calculs et analyses des résultats obtenus

5.4.1 Modèles sans codage correcteur d'erreur

Les expressions assez complexes trouvées pour la valeur de la probabilité d'erreur dans les modèles sans codage correcteur d'erreur peuvent être évaluées numériquement par ordinateur. En effet, tous les termes à l'exception de la fonction de Marcum ainsi que la fonction de Bessel modifiée (équations 5.43, 5.44 et 5.51) sont des valeurs numériques. Pour évaluer numériquement ces deux fonctions, nous avons utilisé les approximations fournies dans l'article de Schnidman [Sch74] qui exprime celles-ci en terme de séries finies d'éléments.

Les figures 5.1 à 5.6 qui suivent représentent les différentes configurations du système sans codage correcteur d'erreur:

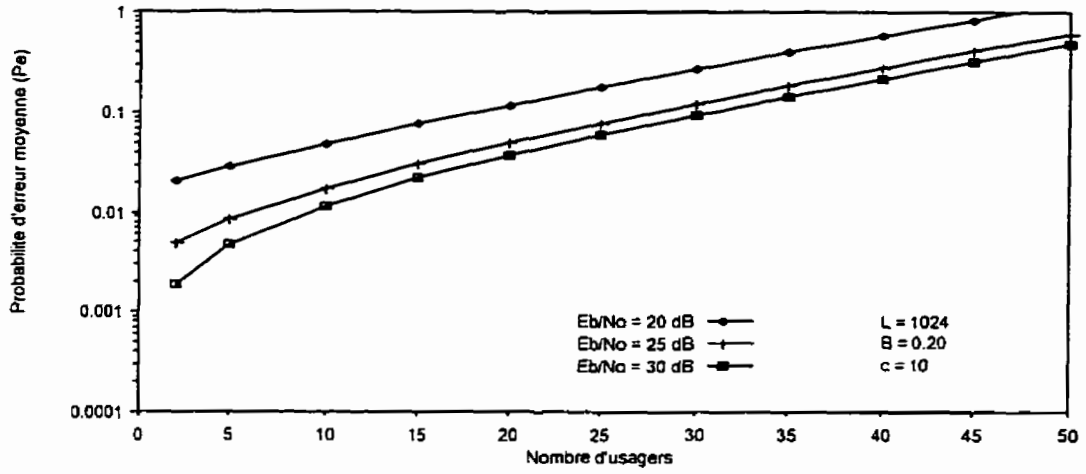


Figure 5.1 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.

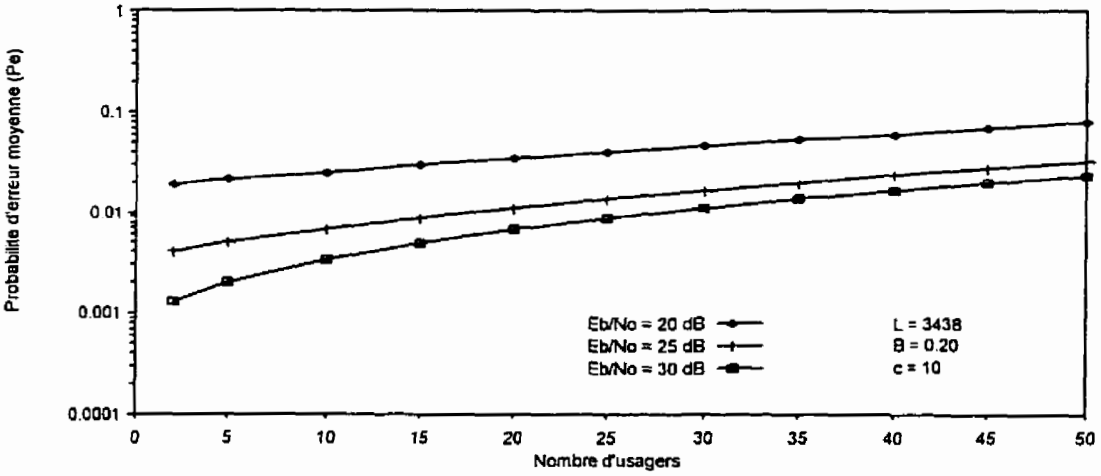


Figure 5.2 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.

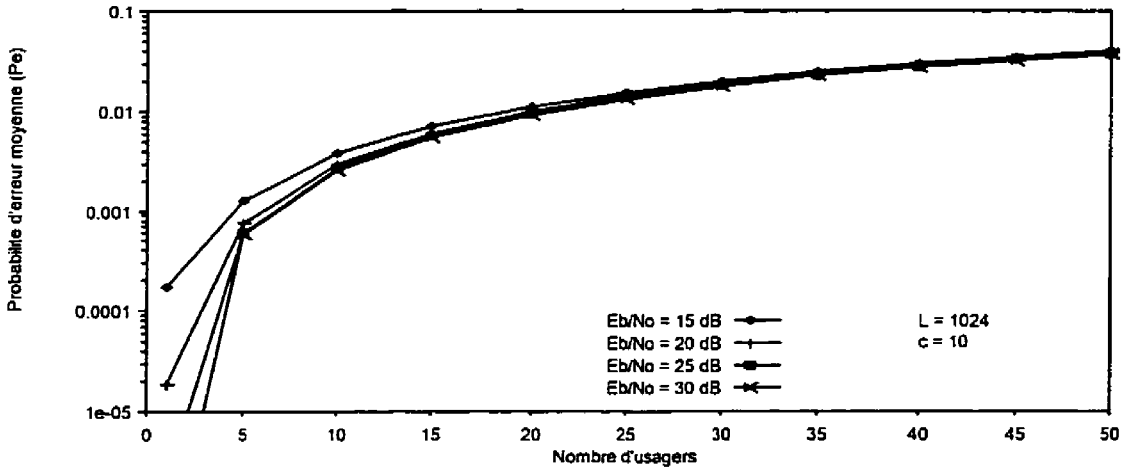


Figure 5.3 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.

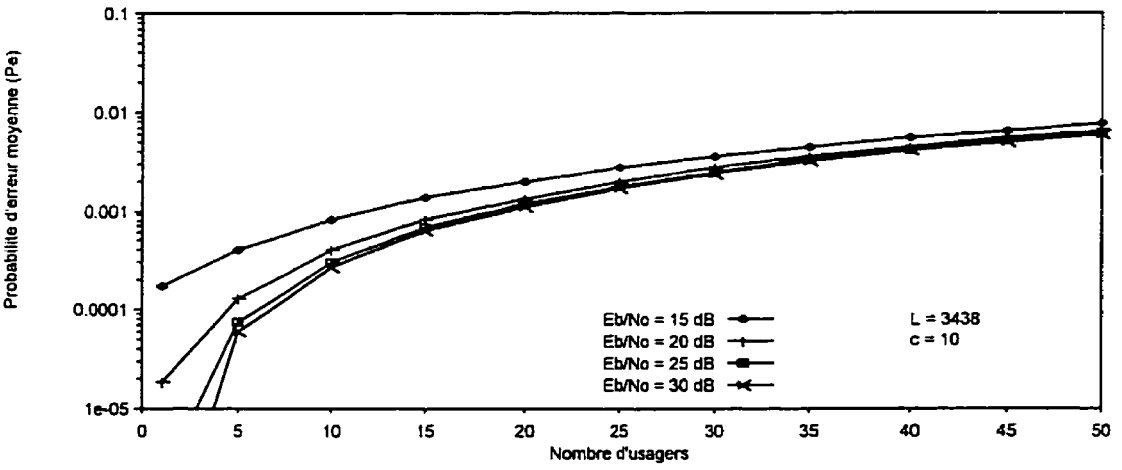


Figure 5.4 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.

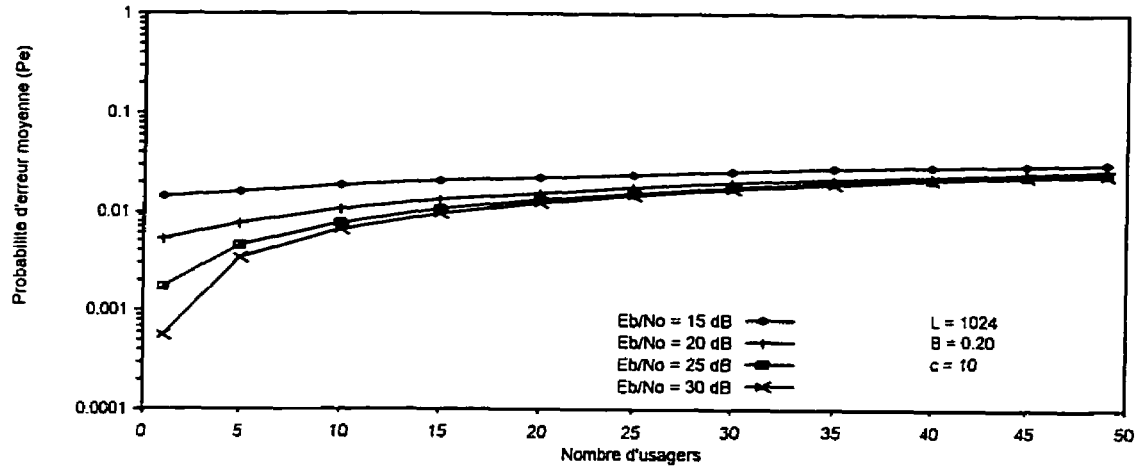


Figure 5.5 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 1024.

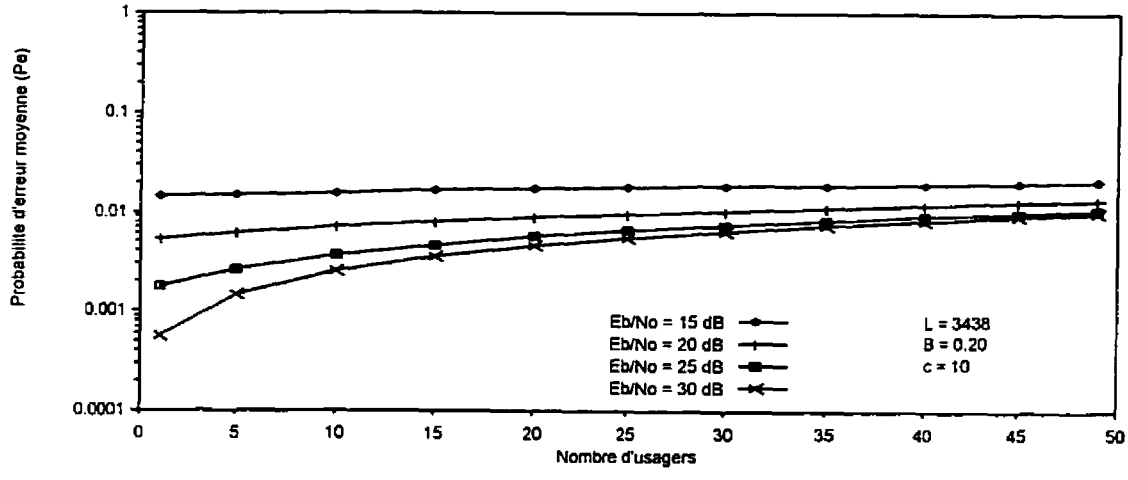


Figure 5.6 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec un gain de traitement L de 3438.

Les figures 5.1 à 5.6 représentent les performances des systèmes sans codage correcteur d'erreur. Pour chaque graphique, une famille de courbes en fonction du rapport signal sur bruit de l'usager représente le lien entre le nombre d'usagers dans un faisceau et la probabilité d'erreur moyenne désirée.

Les figures 5.1 et 5.2 indiquent la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers pour un système avec un contrôle de puissance parfait. sans la diversité d'espace, avec un gain de traitement de 1024 et 3438 respectivement. Sur ces deux figures, on s'aperçoit tout de suite qu'aucun des rapports signal sur bruit (Eb/No) proposés ne rejoint la probabilité d'erreur maximale requise pour une conversation téléphonique, soit $1x10^{-3}$. Cela signifie qu'à moins de mettre un rapport signal sur bruit de l'usager à une valeur supérieure à 30 dB (qui est déjà une valeur considérable), il n'est pas possible d'avoir un système opérant dans ces conditions. L'opérateur est donc dans l'obligation de diminuer sa qualité de service de manière significative, ce qui n'est habituellement pas acceptable commercialement.

Les figures 5.3 et 5.4 nous montre la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'usagers pour un système avec un contrôle de puissance parfait mais qui cette fois-ci utilise la diversité d'espace, pour des gains de traitement de 1024 et 3438 respectivement. Cette fois-ci on remarque que les différents rapports signal sur bruit de l'usager peuvent offrir une probabilité d'erreur maximale de $1x10^{-3}$. Par contre, pour un

gain de traitement de 1024 et pour un Eb/No de 20 dB (voir figure 5.3), on ne peut avoir que 6 usagers par faisceau, une valeur très faible. Mais si l'on augmente le gain de traitement à 3438 (voir figure 5.4), le nombre d'usagers passe à 18 dans les mêmes conditions, ce qui représente une amélioration notable bien qu'insuffisante.

Aux figures 5.5 et 5.6, le système sans codage correcteur d'erreur est utilisé sans la diversité d'espace mais avec cette fois-ci un contrôle de puissance imparfait, situation plus réelle pour le canal satellite en basses orbites. Comme l'erreur dans le contrôle de puissance détériore les performances, on remarque à la figure 5.5 que pour un gain de traitement de 1024 et une probabilité d'erreur de 1×10^{-3}, seul un Eb/No de 30 dB permet d'avoir un système viable mais avec à peine 3 usagers. Lorsque l'on augmente le gain de traitement à 3438 comme à la figure 5.6, on s'aperçoit qu'il n'y a pas d'amélioration avec une probabilité d'erreur de 1×10^{-3} , ce qui signifie qu'un système sans codage, sans diversité d'espace et avec un contrôle de puissance imparfait n'est pas viable pour des rapports signal sur bruit de l'usager raisonnables.

5.4.2 Modèles avec codage correcteur d'erreur

Nous avons vu dans la section précédente les systèmes sans codage correcteur d'erreur (codage FEC) offraient de faibles performances à la limite de la faisabilité. Dans cette

section, nous calculons les performances des systèmes qui utilisent du codage correcteur d'erreur. Les figures 5.7 à 5.10 expriment ces performances selon diverses hypothèses.

À la figure 5.7, les performances d'un système avec codage FEC avec un contrôle de puissance parfait et sans la diversité d'espace sont illustrées. À prime abord, nous observons que le codage FEC a une influence très grande sur les performances du système. En effet, si nous comparons la figure 5.1 avec la 5.7, avec un Eb/No de 20 dB et une probabilité d'erreur de $1x\ 10^{-3}$, nous remarquons qu'il est maintenant possible d'avoir 34 usagers par faisceau pour un système avec codage FEC contre aucun pour le système sans codage FEC. Cela confirme donc la grande importance des systèmes de correction d'erreur pour les systèmes de SCP par satellites en basses orbites utilisant l'AMRC.

À la figure 5.8, le système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance et avec de la diversité d'espace est étudié. Avec l'effet bénéfique de la diversité d'espace, les performances du systèmes sont améliorées avec le nombre d'usager qui passe de 34 dans le système sans diversité (figure 5.7) à 74 dans le système avec diversité (figure 5.8), une augmentation de 118% (avec un Pb de $1x\ 10^{-3}$ et un Eb/No de 20dB). Si l'on compare le système avec codage FEC de la figure 5.8 au système sans codage FEC de la figure 5.3, on constate que le nombre d'usager est passé de 7 usagers à 74 usagers, une

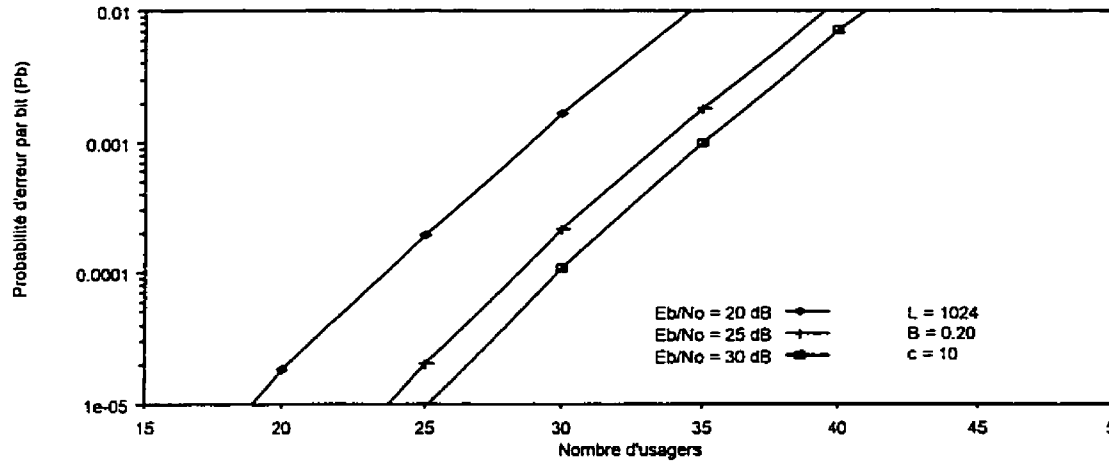


Figure 5.7 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait et sans la diversité d'espace.

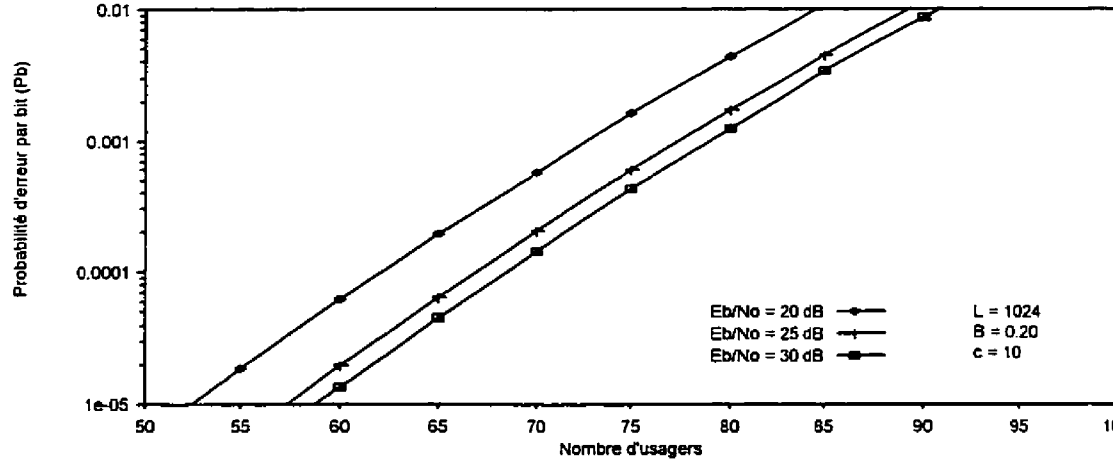


Figure 5.8 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait et avec la diversité d'espace.

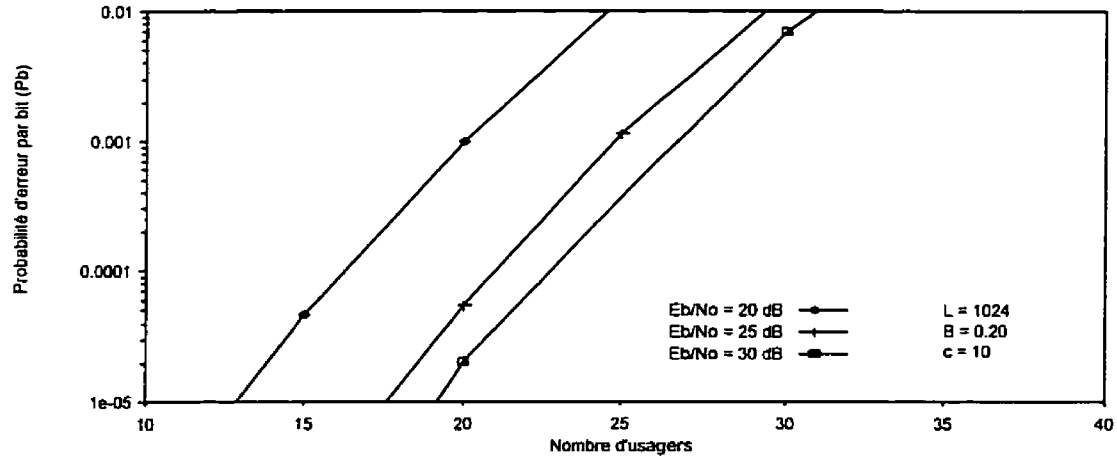


Figure 5.9 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait et sans la diversité d'espace.

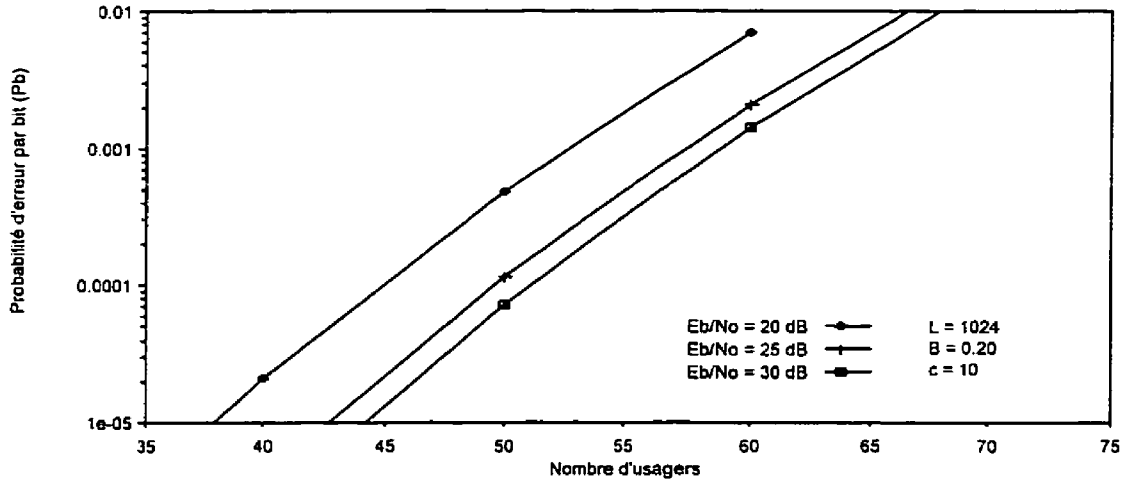


Figure 5.10 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait et avec la diversité d'espace.

augmentation de plus de 9000% ! Donc l'effet de la diversité d'espace combinée avec le codage FEC nous donne des performances optimales.

À la figure 5.9, le problème du contrôle de puissance imparfait est abordé pour un système avec codage FEC et sans la diversité d'espace. Toujours pour une probabilité d'erreur par bit de 1x 10^{-3} avec un Eb/No de 20 dB, nous obtenons cette fois-ci 20 usagers, comparativement aux 34 usagers du système avec un contrôle de puissance parfait de la figure 5.7, soit une diminution de plus de 40%. Cette diminution est très importante et il faut donc trouver d'autres moyens pour contrer cet effet inhérent au canal satellite. Une de ces solutions est l'utilisation de la diversité d'espace avec plusieurs satellites pour une même couverture.

Les performances d'un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait et utilisant la diversité d'espace sont illustrés à la figure 5.10. Ce système représente le modèle le plus près de la réalité parmi les modèles utilisés précédemment. En effet, il tient compte des avantages et désavantages de l'approche probabiliste. Avec ce système, pour un Eb/No de 20 dB et une probabilité d'erreur par bit de 1x 10^{-3} , nous obtenons une capacité de 52 usagers par faisceau. Nous observons que la diversité d'espace compense totalement les effets néfastes d'un contrôle de puissance imparfait, ce qui la rend indispensable dans un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé l'analyse de la capacité avec une approche probabiliste. Cela nous a permis de développer une série d'expressions de la capacité du système qui tiennent compte de paramètres importants en AMRC tels le contrôle de puissance, le codage correcteur d'erreur et la diversité d'espace. Nous avons remarqué que pour combattre la dégradation des performances causé par un contrôle de puissance imparfait dû au canal satellite, il faut concevoir un système qui utilise le codage correcteur d'erreur et la diversité d'espace. Ce système offre des performances raisonnables qui sont possibles d'être atteintes par les fabriquants de SCP par satellite. Par contre, tous les modèles développés dans ce chapitre ne tiennent pas compte des paramètres de deuxième ordre analysés au chapitre 4. Comme l'effet global de ces paramètres augmente la capacité, il serait intéressant d'ajouter ces paramètres aux modèles de l'approche probabiliste: la combinaison des approches probabiliste et paramétrique.

CHAPITRE 6

ANALYSE DE LA CAPACITÉ: COMBINAISON DES APPROCHES PARAMÉTRIQUE ET PROBABILISTE

Dans les deux chapitres précédents, deux approches pour étudier les performances d'un système de SCP par satellites en basses orbites utilisant l'AMRC furent étudiées. D'une part, différents paramètres influençant l'interférence due à l'accès multiple (MAI) avec l'approche paramétrique ont été analysés. D'autre part, avec l'approche probabiliste, il fut noté que le canal-satellite ainsi que divers paramètres tels la diversité et le contrôle de puissance affectaient également la capacité totale du système. Dans ce chapitre, ces deux approches sont combinées afin d'obtenir un modèle qui tient compte de l'ensemble de ces paramètres. Ensuite, à l'aide de courbes, les performances d'un système avec des données typiques provenant des exploitants des futurs systèmes de communications personnelles par satellites sont examinées.

6.1 Facteurs de l'approche paramétrique

Au chapitre 4, quatre facteurs qui influençaient le MAI furent déterminés: le facteur d'utilisation de la voix (v_u), le facteur de contrôle de puissance (f_m), le facteur de chevauchement des faisceaux (b_0) ainsi que le facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation (p_i).

L'équation (4.4) montre l'effet direct de ces paramètres sur l'interférence due à la technique d'accès multiples (MAI), c.-à-d.

$$I_0' = I_0 \cdot i_0 \tag{6.1}$$

$$I_0' = \frac{E_b R_b (K-1)}{W} i_0 = \frac{E_b R_b (K-1)}{W} \cdot v_u f_m b_0 p_i \tag{6.2}$$

De ces quatre facteurs, le facteur f_m représentant le facteur de la marge due aux évanouissements a déjà été considéré de façon plus rigoureuse dans l'approche probabiliste avec l'utilisation du modèle du canal-satellite qui tient compte des évanouissements de Rice et de Rayleigh. Nous ne tiendrons donc pas compte du facteur f_m de l'équation (6.2) en considérant $f_m = 1.0$ pour obtenir la formule suivante:

$$(I_0')_{comb} = \frac{E_b R_b (K-1)}{W} \cdot i_0' = \frac{E_b R_b (K-1)}{W} \cdot v_u b_0 p_t \tag{6.3}$$

Afin de pouvoir utiliser les paramètres du chapitre 4 dans les expressions du chapitre 5, il nous faut d'abord faire un lien entre l'équation (6.3) et les expressions du chapitre 5. Sachant que $R_b = 1/T$, $W = 1/T_c$ et que $E_b = E = (A^2T)/2$, nous pouvons réécrire (6.3) sous la forme suivante:

$$(I_0')_{comb} = \frac{A^2 L T_c^2 (K-1)}{3} \cdot \frac{3T}{2} \cdot i_0' = \sigma_I^2 \cdot \frac{3T}{2} \cdot i_0' \tag{6.4}$$

À l'équation (6.4), on peut voir qu'il y a une relation directe entre l'expression de la variance du MAI sans évanouissements σ_I^2 de la formule (5.6) et l'expression paramétrique de l'interférence due aux autres usagers. On en conclut donc que nous pouvons ajouter le facteur multiplicatif i_0' directement à l'expression de σ_I^2 du chapitre 5 pour les systèmes sans codage correcteur d'erreur pour obtenir la variance du MAI combinée suivante:

$$\left(Var(MAI)\right)_{comb} = Var(MAI) \cdot i_0' \tag{6.5}$$

En ce qui concerne les systèmes avec codage correcteur d'erreurs, nous pouvons appliquer le même principe à l'expression de la variance sans évanouissements $(\sigma_I^2)_{codé}$ de la formule (5.56) pour obtenir la variance combinée suivante:

$$\left\{\left(Var(MAI)\right)_{codé}\right\}_{comb} = \left(Var(MAI)\right)_{codé} \cdot i_0' \tag{6.6}$$

6.2 Calcul de la capacité: formules combinées

Nous désirons donc incorporer les facteurs influençant le MAI de la section précédente dans les formules utilisées avec l'approche probabiliste du chapitre 5. Comme nous avons pris soin d'exprimer toutes nos formules du chapitre 5 en fonction de la variance du MAI (*Var(MAI)*), il est alors très facile de faire l'union de ces deux approches. Pour les sept cas du chapitre 5 (3 sans codage et 4 avec codage), nous posons donc les hypothèses suivantes:

- Systèmes sans codage correcteur d'erreurs:

$$Var(MAI) \Rightarrow (Var(MAI))_{comb} = Var(MAI) \cdot i_0' \tag{6.7}$$

- Systèmes avec codage correcteur d'erreurs:

$$\left(Var(MAI)\right)_{codé} \Rightarrow \left\{(Var(MAI))_{codé}\right\}_{comb} = \left(Var(MAI)\right)_{codé} \cdot i_0' \tag{6.8}$$

Nous obtenons donc les six cas suivants:

6.2.1 Sans codage: Contrôle de puissance parfait: sans diversité d'espace

Dans le cas d'un système n'utilisant pas le codage et ayant un contrôle de puissance parfait, l'effet des paramètres n'influencera que la variance du MAI dans les expressions (5.10), (5.18) à (5.20) et nous obtiendrons les formules suivantes:

$$(P_e)_{comb} = (1-B)(P_1)_{comb} + B(P_2)_{comb} \tag{6.9}$$

avec

$$(P_1)_{comb} = \int_0^\infty Q\left(\frac{R_1}{\sqrt{(\sigma_{tot}^2)_{comb}}}\right) 2R_1 c e^{-(R_1^2+1)} I_0(2R_1 c)\, dR_1 \tag{6.10}$$

$$(P_2)_{comb} = \frac{2\sqrt{2}(\sigma_{tot}^2)_{comb}\, c}{\sqrt{(1+c)(c(\sigma_{tot}^2)_{comb} + c + 1)}} \tag{6.11}$$

$$(\sigma_{tot}^2)_{comb} = \frac{N_0}{2E} + \frac{(Var(MAI))_{comb}}{2ET} \tag{6.12}$$

6.2.2 Sans codage: Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace

L'effet de l'ajout des paramètres influençant le MAI se fera remarquer dans les formules (5.25) et (5.26). Nous obtiendrons alors:

$$(P_e)_{comb} = \frac{1}{2} - \frac{3}{4(1+2c(\sigma_T)_{comb}^2)^{1/2}} + \frac{1}{4(1+2c(\sigma_T)_{comb}^2)^{1/2}} \tag{6.13}$$

avec

$$(\sigma_T^2)_{comb} = \frac{N_0}{2E(1+c)} + \frac{(Var(MAI))_{comb}}{(1+c)(2ET)} \tag{6.14}$$

6.2.3 Sans codage: Contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace

Dans ce cas, seules les formules (5.39), (5.43) à (5.46) et (5.52) seront modifiées et deviendront alors:

$$(\sigma_{tot}^2)_{comb} = \frac{N_0}{2E} + \frac{(Var(MAI))_{comb}}{2ET} \tag{6.15}$$

$$Y_1 = e^{-\frac{c(c+2a_1)}{2(c+a_1)}} I_0\left(\frac{c^2}{2(c+a_1)}\right) \times \frac{1+\gamma_1}{2}\left(1+\sqrt{\frac{a_1}{a_1+c}}\right) + \sqrt{\frac{c^2(\sigma_{tot}^2)_{comb}}{2(c+a_1)}} \tag{6.16}$$

$$Y_2 = e^{-\frac{c(c+2a_2)}{2(c+a_2)}} I_0\left(\frac{c^2}{2(c+a_2)}\right) \times \frac{1-\gamma_1}{2}\left(1+\sqrt{\frac{a_2}{a_2+c}}\right) + \sqrt{\frac{c^2(\sigma_{tot}^2)_{comb}}{2(c+a_2)}} \tag{6.17}$$

$$a_1 = \frac{(1+\gamma_1)^2}{2(\sigma_{tot}^2)_{comb}} \tag{6.18}$$

$$a_2 = \frac{(1-\gamma_1)^2}{2(\sigma_{tot}^2)_{comb}} \tag{6.19}$$

$$P_2 = \frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{2\gamma_2}\left(\sqrt{2c(\sigma_{tot}^2)_{comb} + (1+\gamma_2)^2} - \sqrt{2c(\sigma_{tot}^2)_{comb} + (1-\gamma_2)^2}\right)\right] \tag{6.20}$$

6.2.4 Avec codage: Contrôle de puissance parfait sans diversité d'espace

La formule (5.59) deviendra alors:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{u}{\frac{1}{RE_b L_v^2}\left\{(Var(MAI))_{codé}\right\}_{comb} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^d u^{d-1} e^{-cu}}{(d-1)!} du \qquad (6.21)$$

6.2.5 Avec codage: Contrôle de puissance parfait avec diversité d'espace

Seule la formule (5.60) sera modifiée et deviendra:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{u}{\frac{1}{RE_b L_v^2}\left\{(Var(MAI))_{codé}\right\}_{comb} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^{2d} u^{2d-1} e^{-cu}}{(2d-1)!} du \qquad (6.22)$$

6.2.6 Avec codage: contrôle de puissance imparfait sans diversité d'espace

Seule la formule (5.61) sera modifiée et deviendra:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{1-\gamma}^{1+\gamma} \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\lambda^2 u}{\frac{1}{RE_b L_v^2}\left(1+\frac{\gamma^2}{3}\right)\left\{(Var(MAI))_{codé}\right\}_{comb} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^d u^{d-1} e^{-cu}}{(d-1)!} \frac{1}{2\gamma} du d\lambda \qquad (6.23)$$

6.2.7 Avec codage: contrôle de puissance imparfait avec diversité d'espace

Seule la formule (5.62) sera modifiée et deviendra:

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} C_d \int_{1-\gamma}^{1+\gamma} \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\lambda^2 u}{\frac{1}{RE_b} L_v^{\xi}\left(1+\frac{\gamma^2}{3}\right)\left\{(Var(MAI))_{codé}\right\}_{comb} + \frac{N_0}{2RE_b}}}\right) \frac{c^{2d} u 2^{d-1} e^{-cu}}{(2d-1)!} \frac{1}{2\gamma} du d\lambda \tag{6.24}$$

6.3 Exemples de calcul et analyse des résultats

Les figures 6.1 à 6.10 représentent l'effet de l'ajout des paramètres de deuxième ordre sur les expressions illustrées par les figures 5.1 à 5.10 respectivement. Comme l'on peut s'y attendre, l'effet bénéfique global des paramètres a amélioré le nombre d'usagers possibles dans toutes les figures du chapitre 6 par rapport à leurs équivalents du chapitre précédent. On remarque que l'effet des paramètres de deuxième ordre est beaucoup moins important dans les systèmes n'utilisant pas la diversité d'espace comparativement à ceux qui l'utilisent.

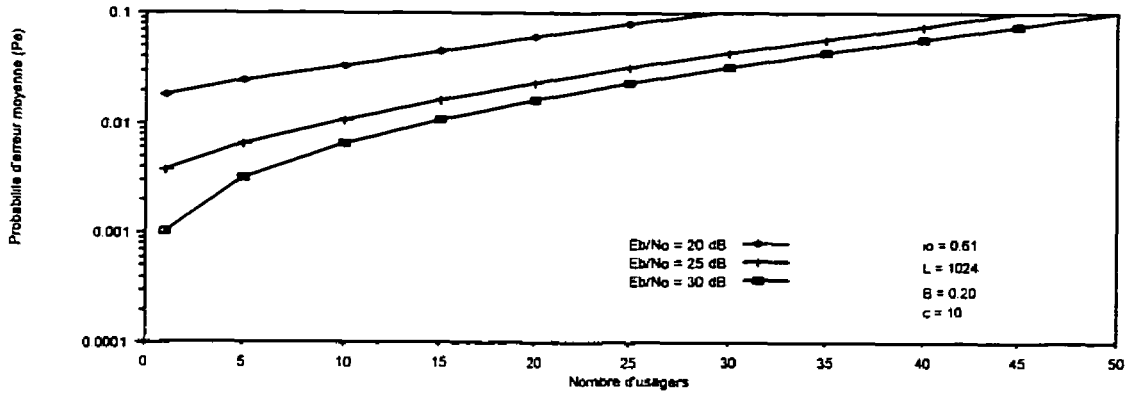


Figure 6.1 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024.

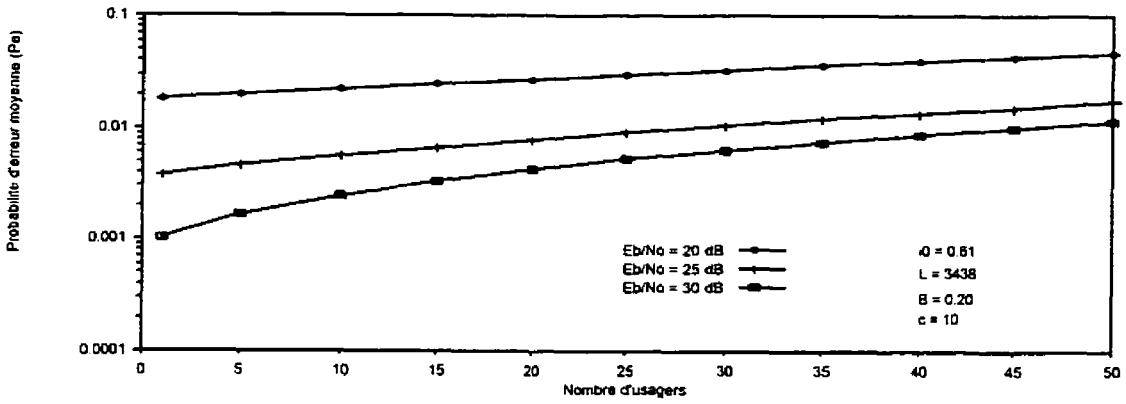


Figure 6.2 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438.

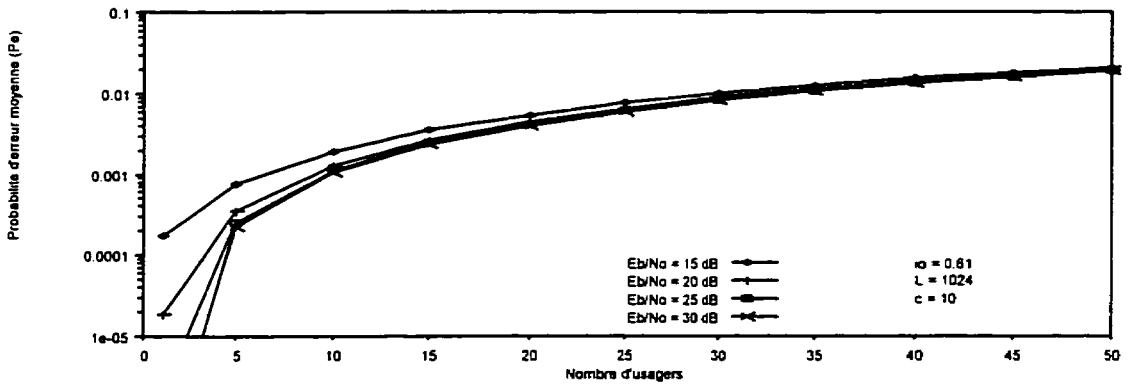


Figure 6.3 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024.

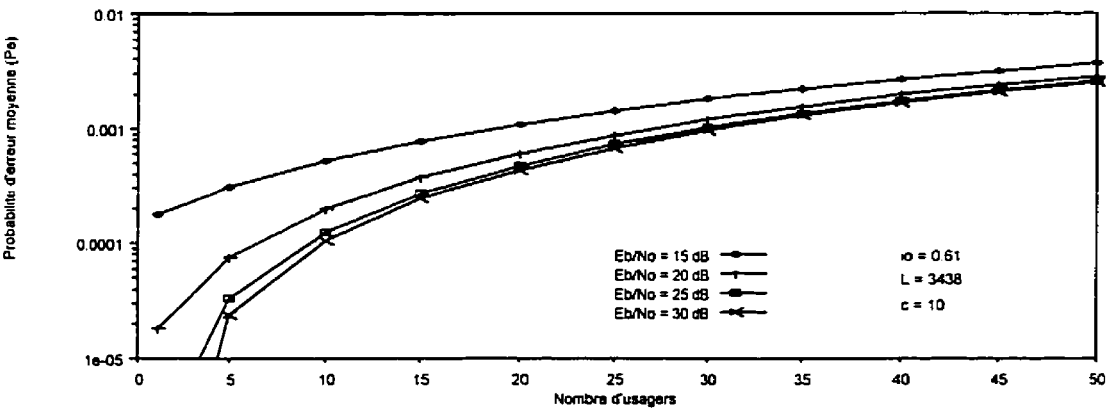


Figure 6.4 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438.

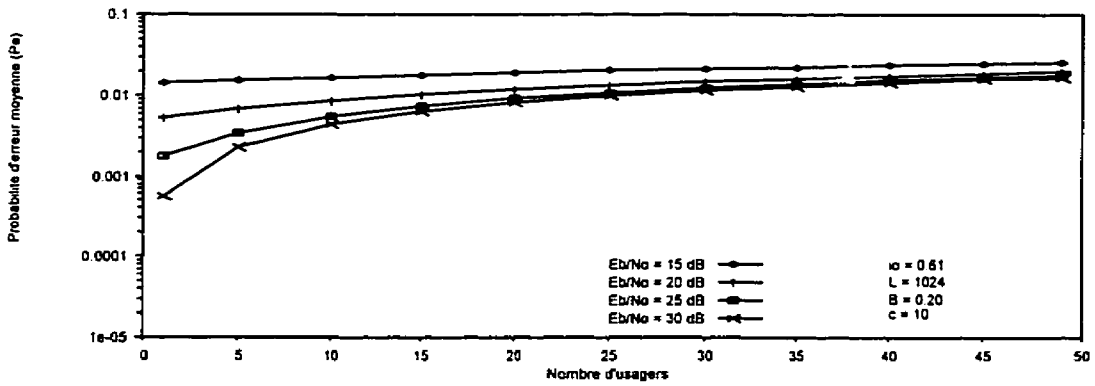


Figure 6.5 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 1024.

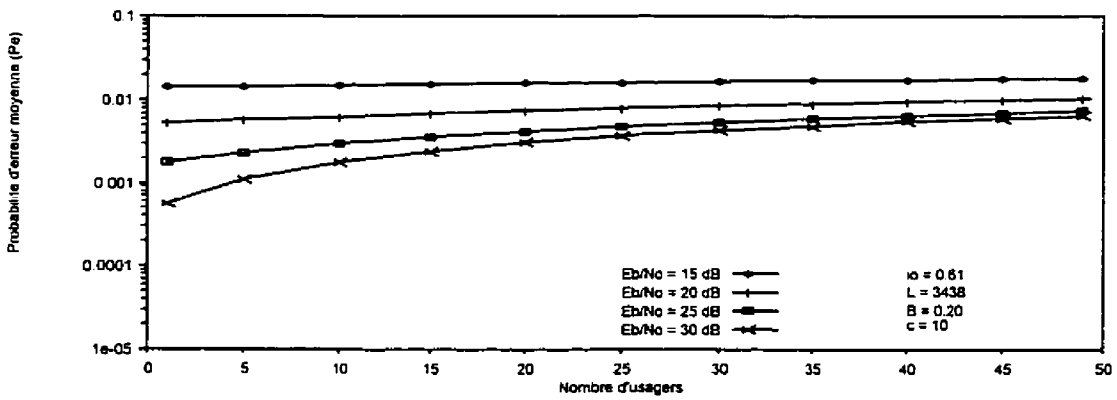


Figure 6.6 - Probabilité d'erreur moyenne obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace, avec l'effet des paramètres de deuxième ordre et pour un gain de traitement L de 3438.

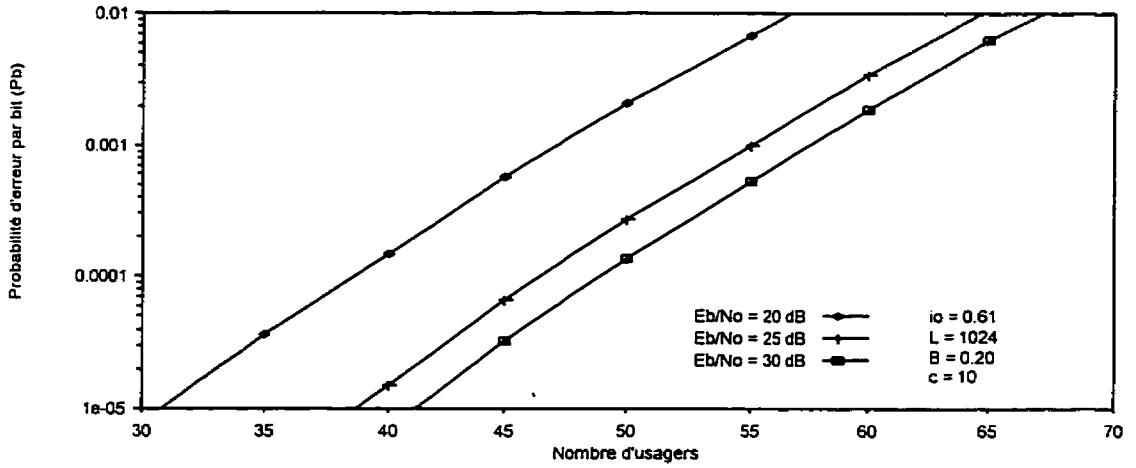


Figure 6.7 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, sans la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.

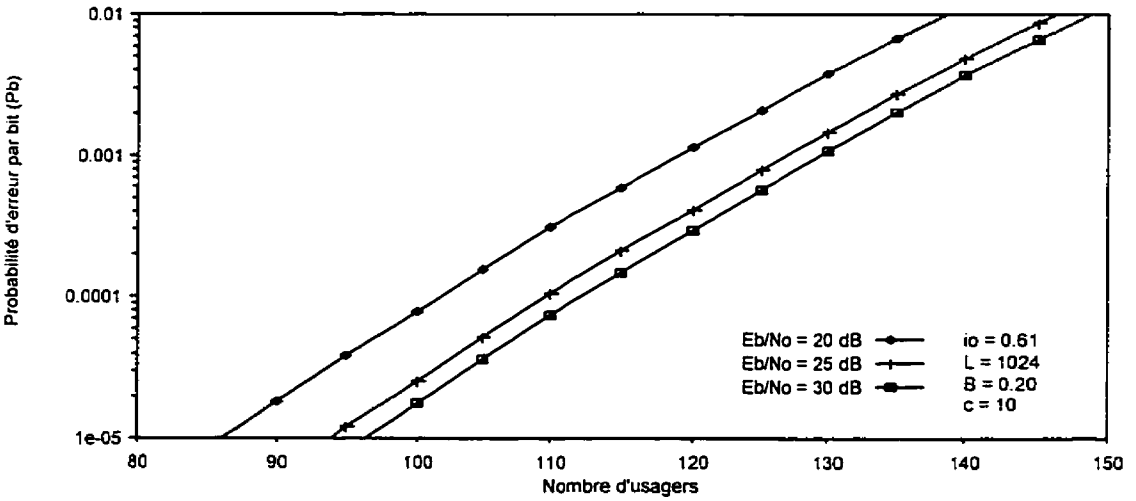


Figure 6.8 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance parfait, avec la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.

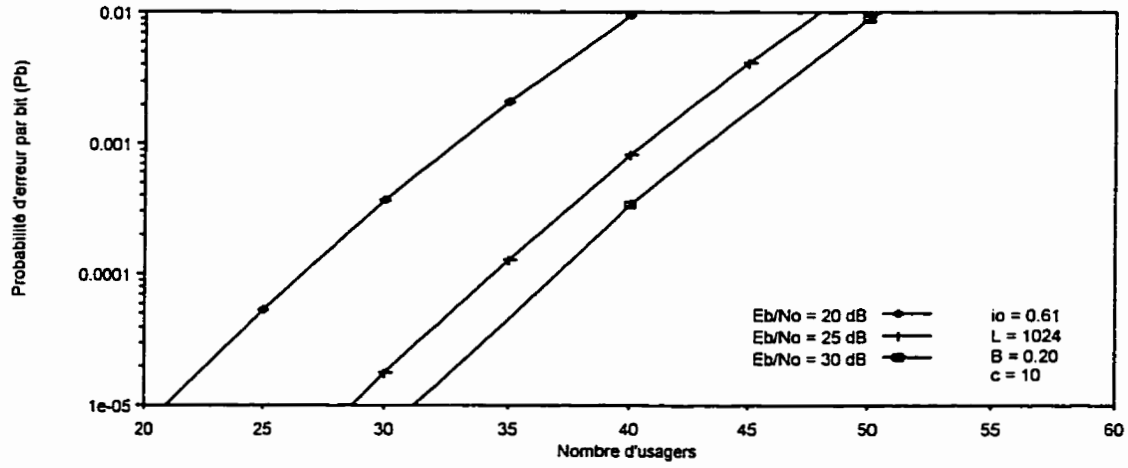


Figure 6.9 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, sans la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.

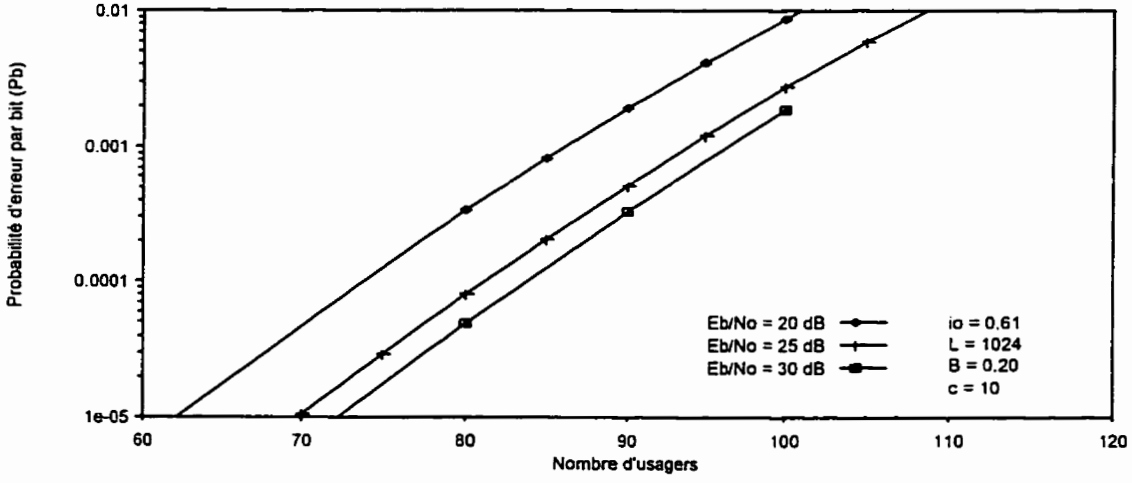


Figure 6.10 - Probabilité d'erreur par bit obtenue en fonction du nombre d'usagers pour un système avec codage FEC, avec un contrôle de puissance imparfait, avec la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre.

Par contre, si l'on considère la figure 6.10 qui représente le système le plus réaliste de ce mémoire, pour un Eb/No de 20 dB et une probabilité d'erreur de 1x 10^{-3} , nous avons maintenant une capacité de 88 usagers, comparativement aux 53 usagers de la figure 5.10, soit une augmentation de la capacité de 66% uniquement attribuable aux paramètres de deuxième ordre. On remarque alors que pour le système de la figure 6.10, soit avec du codage correcteur d'erreur, avec un contrôle de puissance imparfait, utilisant la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre, la diminution de 39% ($i_0' = 0.61$) de l'interférence due aux autres usagers par l'ajout des paramètres de deuxième ordre entraîne une augmentation proportionnelle de 66% de la capacité. On peut donc conclure que l'ajout des paramètres de deuxième ordre est requise pour améliorer les performances des systèmes de SCP par satellites en basses orbites utilisant l'AMRC.

À ce point, il est important de faire une mise en garde aux sujet des valeurs quantifiées trouvées dans ce chapitre ainsi qu'au chapitre précédent. Étant donné que nous utilisons un modèle imparfait qui ne tient pas compte de plusieurs phénomènes qui augmenteraient énormément la complexité du modèle utilisé, il faut interpréter ces chiffres comme une tendance plutôt qu'une valeur absolue. Cela nous donne une légère indication de l'ordre de grandeur des résultats que l'on pourrait s'attendre, mais ne nous permet pas de trancher en faveur de l'AMRC comme méthode d'accès multiple à utiliser.

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons intégré les paramètres de deuxième ordre développés avec l'approche paramétrique aux expressions de l'approche probabiliste. Cela résulte en un modèle plus complet, plus flexible et plus près de la réalité d'un système de SCP par satellites en basses orbites utilisant l'AMRC. Après avoir illustré à l'aide de graphiques les performances des différentes configurations du système étudié, nous pouvons conclure que selon le modèle le plus réaliste présenté, soit un système avec codage correcteur d'erreur, avec un contrôle de puissance imparfait, utilisant la diversité d'espace et avec l'effet des paramètres de deuxième ordre, l'utilisation de l'AMRC pour les constellations de satellites en basses orbites est une solution viable qui offre des performances très intéressantes à première vue. Par contre, le modèle développé étant très limité, il est possible d'y augmenter la complexité par l'ajout de nouveaux paramètres de deuxième ordre. Il représente quand même un bon outil d'analyse qui permet de mieux comprendre les paramètres qui influencent la capacité d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC.

CONCLUSION

Ce mémoire nous a permis de mieux comprendre la complexité de l'analyse de la capacité de systèmes de communications personnelles en orbites basses utilisant l'accès multiple par répartition de codes. Après avoir émis quelques hypothèses simplificatrices, nous avons pu développer deux approches qui nous ont permis de considérer la capacité d'abord sous un angle macroscopique et ensuite sous un angle plus mathématique.

Par l'approche paramétrique, avec l'aide d'un modèle simple, nous avons étudié la sensibilité de la capacité en faisant ressortir quatre paramètres importants qui affectaient la capacité par l'entremise de l'interférence due à l'accès multiple (MAI), soit le facteur d'utilisation de la voix, la marge due aux évanouissements. l'entrelacement des faisceaux ainsi que l'isolation des polarisation. Avec des valeurs typiques, nous avons constaté que l'effet global de ces paramètres améliore la capacité.

Par l'approche probabiliste, nous avons développé une série d'expressions de probabilité d'erreur en fonction de la capacité en nombre d'usagers. Elles reflètent les différentes

situations possibles ainsi que divers facteurs environnementaux propres au canal utilisé ainsi qu'à la technique d'accès multiple utilisée.

Tout d'abord, nous avons examiné les systèmes qui n'utilisent pas de codage correcteur d'erreur et nous avons regardé l'effet de la diversité ainsi que d'un contrôle de puissance imparfait. Nous avons constaté que la diversité augmentait grandement les performances et qu'elle s'avérait nécessaire pour tout système afin d'assurer une qualité de service standard. Nous avons également remarqué que le contrôle de puissance imparfait dégradait les performances et que beaucoup d'effort devrait être consacré à l'algorithme de contrôle de puissance afin de minimiser cet effet néfaste.

Ensuite, nous avons répété ces différents cas mais avec du codage correcteur d'erreur. Comme avec la diversité, le codage correcteur d'erreur améliore considérablement les performances et devrait être utilisé. Donc le système qui s'approchera le plus des performances optimales dans un environnement réel sera un système utilisant le codage, la diversité et avec un contrôle de puissance imparfait.

Finalement, comme l'effet global des paramètres affectant le MAI améliore la capacité du système, nous avons incorporé ces paramètres dans le modèle probabiliste pour améliorer les performances et avoir des résultats qui se rapprochent le plus d'une situation réelle.

Malgré les résultats intéressants trouvés tout au long de ce mémoire, il ne faut oublier que nous avons utilisé des hypothèses simplificatrices au départ. Ces hypothèses, comme par exemple la non-sélectivité en fréquence du canal, ne reflètent pas une situation réelle et des modèles tenant compte de ces aspects devraient être développés. Par contre, tout récemment des recherches ont démontré que la réception multi-usagers améliorait grandement la capacité. Des recherches futures devront également tenir compte de cette nouvelle technique

Comme recherches futures, on pourrait suggérer:

- Certains phénomènes tels que les évanouissements sélectifs en fréquences, l'entrelacement imparfait et l'intercorrélation imparfaite des séquences pseudo-aléatoires utilisées pourraient être considérés soit dans l'approche paramétrique ou bien l'approche probabiliste.
- Dans le modèle probabiliste avec codage, le développement d'un modèle général tenant compte de la probabilité qu'un usager-cible est en état d'ombrage ou non pourrait être développé au lieu du modèle présent qui considère que l'usager-cible est toujours en état d'ombrage.
- Les combinaisons optimales de séquences PN partielles avec des codes convolutionnels à faible taux pourraient être calculée avec le modèle présent.

- De nouvelles techniques telle la réception multi-usagers pourraient être considérées pour l'approche paramétrique ou bien l'approche probabiliste.
- Un modèle plus efficace de contrôle de puissance en boucle ouverte pourrait aussi être utilisé au lieu du présent modèle représenté par une loi uniforme.
- Un modèle tenant compte des aspects réseautiques de la constellation de satellites (couverture des satellites, délais, etc.) pourrait être envisagé.

En conclusion, les résultats obtenus dans ce mémoire sont un pas dans la bonne direction pour développer un modèle complet qui nous fera mieux comprendre le fonctionnement de la capacité pour nous permettre d'optimiser les performances de systèmes de communications par satellites en orbites utilisant l'AMRC.

BIBLIOGRAPHIE

[Ana95] ANANASSO, F. et PRISCOLI, F., "The Role of Satellites in Personal Communication Services", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, no. 2, pp. 180-195, Février 1995.

[Bar81] BHARGAVA V. K., HACCOUN D. et *al*, *Digital communications by satellite*, Wiley & Sons, Toronto, 1981.

[Fra59] FRASER, J.M., "Engineering Aspect of TASI", *Bell Syst. Tech. J.*, vol 38, pp 353-365, Mar. 1959.

[Gil90] GILHOUSEN K., JACOBS I. *et al*, "Increased capacity using CDMA for mobile satellite communication", *IEEE Journal on sel. areas comm.*, vol 8, no 4, Mai 1990.

[Lef94] LEFRANÇOIS, S., *Applications des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec, 1994.

[Lut91] LUTZ, E. *et al.*, "The land mobile satellite communication channel-Recording, statistics, and channel model", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 40, Mai 1991.

[Mar94] MARAL, G., "The ways to personal communications via satellite", *Inter. Jour. of Sat. Comm.*, vol. 12, pp. 3-12, Fév 1994.

[Meh96] MEHN, E., *Capacité des systèmes AMRC utilisant des codes convolutionnels de très faibles taux*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec, 1996.

[Mon95] MONSEN, P., "Multiple-Access Capacity in Mobile User Satellite Systems", *IEEE Journal on sel. areas comm.*, vol 13, no 2, Fév. 1995.

[Monk95] MONK, A., MILSTEIN, L., "Open-loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite Link", *IEEE Journal on sel. areas comm.*, vol. 13, Fév. 1995.

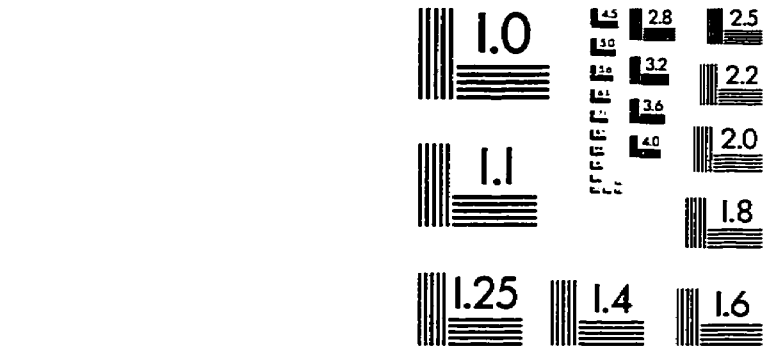
[Pue71] PUENTE J.G., SCHMIDT W.G. et WERTH A. M., "Multiple-access techniques for commercial satellites", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 59, Février 1971, p. 218-229.

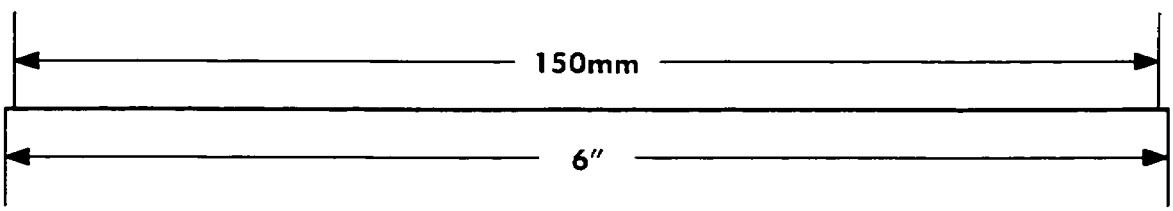
[Shn74] SHNIDMAN, D., "Evaluation of the Q function", *IEEE Trans. on comm.*, Mars 1974.

[Vit86] VITERBI, A.J., "When not to spread spectrum- A sequel", *IEEE Commun. Mag.*, vol 23, pp 12-17, Apr. 1986.

[Voj94] VOJCIC, B., PICKHOLTZ, R., ET MILSTEIN, L., "Performance of DS-CDMA with Imperfect Power Control Operating Over a Low Earth Orbiting Satellite Link", *IEEE Journal on sel. areas comm.*, vol. 12, pp. 555-567, Mai 1994.

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