

Titre: Analyse de la capacité des systèmes AMRC synchrone et
asynchrone dans les réseaux de communications personnelles par
satellites
Title:

Auteur: Pierre Vassoyan
Author:

Date: 1997

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Vassoyan, P. (1997). Analyse de la capacité des systèmes AMRC synchrone et
asynchrone dans les réseaux de communications personnelles par satellites
Citation: [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
<https://publications.polymtl.ca/6747/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/6747/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** David Haccoun
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DE LA CAPACITÉ DES SYSTÈMES AMRC SYNCHRONE ET
ASYNCHRONE DANS LES RÉSEAUX DE COMMUNICATIONS
PERSONNELLES PAR SATELLITES

PIERRE VASSOYAN

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)
NOVEMBRE 1997

©Pierre Vassoyan, 1997



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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

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

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

0-612-33192-X

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ANALYSE DE LA CAPACITÉ DES SYSTÈMES AMRC SYNCHRONE ET
ASYNCHRONE DANS LES RÉSEAUX DE COMMUNICATIONS
PERSONNELLES PAR SATELLITES

présenté par: VASSOYAN Pierre

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

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire n'aurait pu être mené à terme sans le soutien de nombreuses personnes que je me dois de remercier.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à mon directeur de recherche, Dr. David Haccoun, pour le soutien constant qu'il m'a apporté tout au long de ce travail. Ses conseils m'ont permis d'aller au delà des difficultés rencontrées durant le projet et sa curiosité scientifique m'a poussé à approfondir mon sujet de recherche et mes connaissances.

J'aimerais aussi remercier mes collègues de travail qui ont su créer une ambiance particulièrement agréable et intéressante loin des tracasseries professionnelles. Merci à Melita, Véronique, Jean-Émile, Afif et Naoufel.

Je tiens finalement à remercier tous mes proches et mes amis pour leur soutien pendant ces deux années.

RÉSUMÉ

Ce travail porte sur l'analyse de la capacité (nombre d'utilisateurs) des systèmes de communications personnelles par satellites utilisant l'Accès Multiple par Répartition Codée (AMRC). Deux formes de systèmes AMRC sont analysées et leurs performances comparées. Ces deux systèmes sont : l'AMRC asynchrone et l'AMRC quasi-synchrone.

Plusieurs systèmes de communications personnelles par satellites utilisant des orbites basses, moyennes ou hautement elliptiques ont été proposés. La plupart de ces systèmes seront opérationnels au début du siècle prochain.

Un des problèmes rencontrés dans la conception de ces systèmes est le choix de la technique d'accès multiple. Beaucoup d'études ont été réalisées sur ce sujet afin de trancher sur la supériorité de l'une de ces techniques par rapport aux autres. Évidemment, les avis sont très variés, surtout dans le cas d'un système de communication par satellites.

Après une brève présentation des principaux paramètres qui différencient les systèmes de communications personnelles, nous abordons l'étude de la capacité du système AMRC dans un réseau de communications par satellites. Cette analyse est limitée à la liaison montante (utilisateur mobile vers le satellite), qui représente la liaison critique du système. De plus, le canal de transmission entre le mobile et le satellite est modélisé par une combinaison d'évanouissements non sélectifs de type Rice et Rayleigh, et d'un contrôle de puissance en boucle ouverte dont l'erreur est modélisée par une loi lognormale.

Dans un premier lieu, nous évaluons l'erreur du contrôle de puissance en boucle ouverte

dans un système de communication par satellites. Celle-ci est modélisée par une distribution lognormale et son écart-type est calculé pour différentes situations affectant la propagation du signal vers le satellite. Les résultats nous montrent que les usagers en situation d'ombrage ont une erreur (absolue) de contrôle de puissance très élevée (de l'ordre de 3.5 dB) et que les usagers en ligne directe ont une erreur de contrôle de puissance non négligeable (de l'ordre de 1 dB).

Deux formes de systèmes AMRC pour le même modèle du canal satellite sont analysées dans ce mémoire. Ces deux systèmes sont : le système AMRC asynchrone et le système AMRC quasi-synchrone.

L'analyse du système AMRC asynchrone est abordée selon deux approches : L'approche paramétrique et l'approche probabiliste. Dans l'approche paramétrique, un modèle simplifié de la capacité exprimée par l'efficacité spectrale en bits/sec/Hz est utilisé afin de mesurer l'effet de certains paramètres (activité vocale, erreur du contrôle de puissance, facteur de compensation des évanouissements rapides, facteur d'utilisation des fréquences par la polarisation, facteur de chevauchements des faisceaux d'antenne) sur l'interférence inter-usagers (MAI). Nous constatons que l'effet global des paramètres de deuxième ordre améliore l'efficacité spectrale de 50% pour des valeurs fixées de l'erreur du contrôle de puissance et du facteur de compensation des évanouissements rapides.

Dans l'approche probabiliste, nous considérons deux cas d'analyse que l'on ne pouvait considérer dans l'approche paramétrique, soit une situation dans laquelle un usager est en situation permanente d'ombrage et une autre dans laquelle l'utilisateur est en permanence en ligne directe avec le satellite. Nous remarquons que lorsqu'on considère un contrôle de puissance imparfait, les performances des usagers en situation d'ombrage n'atteignent jamais la qualité de service requise. En appliquant un codage convolutionnel, nous constatons une augmentation des performances des usagers en situation d'ombrage malgré que

le système devient extrêmement sensible à la variation de l'erreur de contrôle de puissance. Dans ce cas, même avec l'ajout des paramètres de deuxième ordre, la capacité reste très insuffisante pour une erreur supérieure à 3 dB, soit de l'ordre de 30 usagers par cellule.

Afin d'améliorer les performances du système AMRC, nous choisissons un modèle que l'on dénote AMRC quasi-synchrone et qui consiste à synchroniser les transmissions des différents signaux au niveau du chip de la séquence d'étalement. Les résultats montrent que la capacité des usagers en ligne directe est largement améliorée. Quant à la performance des usagers en situation d'ombrage, un codage convolutionnel est nécessaire afin d'augmenter la capacité. Dans ce cas, on atteint une capacité d'environ 88 usagers par cellule pour un écart-type de l'erreur du contrôle de puissance de 3.65 dB.

Afin de faciliter la synchronisation, nous développons un modèle dans lequel l'information codée est modulée par plusieurs porteuses afin que la période du signal codé et la période de la séquence d'étalement soient multipliées par un facteur égal au nombre de porteuses. Pour un nombre de porteuses égal à 5, les performances sont assez satisfaisantes mais se dégradent très rapidement à mesure que l'erreur de synchronisation augmente. Nous avons repris les calculs avec un nombre de porteuses plus grand, soit 9 porteuses, afin que la période du chip soit suffisamment grande pour que la synchronisation soit toujours réalisable en présence d'évanouissements multi-chemins. Avec 9 porteuses, nous constatons que les performances chutent mais demeurent très satisfaisantes. Pour un écart-type de l'erreur de 3.65 dB, la capacité atteinte avec un système AMRC quasi-synchrone modulé avec 9 porteuses est de 65 usagers, alors qu'elle n'était que de 12 usagers pour le système AMRC asynchrone. Le seul inconvénient du système AMRC quasi-synchrone modulé par plusieurs porteuses est que sa complexité augmente avec le nombre de porteuses.

ABSTRACT

This work addresses the Coded Division Multiple Access (CDMA) capacity analysis for a satellite personal communications services (PCS) system. The study is also focused on the comparative performance analysis of two CDMA schemes : asynchronous CDMA and quasi-synchronous CDMA.

Several multiple-satellite systems for personal communications services using low, medium or high elliptical earth orbits have been proposed. Most of these systems will be operational at the beginning of the next century.

One of the problems facing these systems is the choice of the multiple access technique. Several studies have been conducted in order to demonstrate the superiority of one of these techniques. Obviously, they are not unanimous, specially in the case of satellite communications systems.

After a brief presentation of the principal parameters of some of these personal communications systems, the problem of the CDMA capacity evaluation for satellite-based systems is addressed. In this study, only the uplink (mobile user toward satellite), which is the critical link, will be taken into account. The satellite channel is defined by a combination of non-selective Rice and Rayleigh fadings, while the power control algorithm used is the open loop and follows a log-normal law.

First we evaluated the error of an adaptive open-loop power control scheme for use in a

land mobile satellite system. The statistics of the power control error were found to be well approximated by a log-normal random process, and the performance of this power control algorithm was quantified by deriving the standard deviation of the power control error in terms of various shadowing standard deviations. Results indicate typical power control error standard deviations of around 1 dB for unshadowed users, and 2.5-4 dB for shadowed ones.

Two forms of CDMA systems for the same satellite channel model are analysed : the asynchronous CDMA system and the quasi-synchronous CDMA system.

In the asynchronous CDMA, two approaches have been taken into account in the study. First, the analysis is concerned with the parametric approach where the influence of some important parameters (power control error, overcompensation for fast fading, voice utilization factor, beam overlap and polarization isolation factor) is measured on the multiple access interference (MAI). Subsequently, the capacity in terms of spectral efficiency in bits/sec/Hz per beam was derived and calculated as a function of signal to noise ratio. For an imperfect power control and an applied overcompensation factor, the outcome of the global effect of the second order parameters resulted in an increase in the capacity by 50%.

In the probabilistic approach, we incorporated the effects of imperfect power control, overcompensation factor and convolutional coding to obtain the average error probability for a single user. Two situations are considered : in the first one, the single user is permanently shadowed and in the second one the single user is permanently unshadowed. It was shown that when an imperfect power control is taken into account, the performances of a shadowed user are so poor that no user can be accepted in the system. When a convolutional forward error coding is used, the shadowed users perform much better even though the system becomes extremely sensitive to power control error. In this last case, when the

second order parameters are included, the capacity of an asynchronous CDMA could not be larger than 18 users per cell for heavily shadowed users (standard-deviation = 3.65 dB), 45 users for medium shadowed users (standard-deviation = 3 dB) and 75 users for slightly shadowed users (standard-deviation = 2.5 dB).

In order to increase the capacity of a CDMA system, we propose a quasi-synchronous model for a CDMA application where we attempt to synchronize the various transmissions at the chip level and to use orthogonal spreading codes, thus reducing the amount of multiple access interference. This approach is used on the same channel defined previously. The numerical results show that with convolutional coding, the capacity of the system with shadowed users is largely increased, and that the capacity can reach 88 users per cell for a synchronization offset of 0.5 fraction of the chip period and a 3.65 dB standard-deviation error of the power control. The capacity is therefore increased to about 8 times that of an asynchronous CDMA system.

In order to facilitate the synchronization process, we developed a multicarrier orthogonal CDMA signaling scheme where the chip period and the symbol period of each modulated signal is increased by a factor equal to the number of subcarriers. We discovered that for a number of subcarriers equal to 5, the performances of such scheme remain satisfactory, but tend to decrease dramatically as the synchronization offset increases. We repeated the simulations with 9 carriers in order to increase the chip period and facilitate the synchronization process. In this case the performances decrease slightly but remain satisfactory. Assuming a number of 9 carriers, a standard deviation of 3.65 dB, and convolutional coding, we reached a capacity of 65 users per cell comparatively to 12 users for the same standard deviation error in a coded asynchronous CDMA. The only disadvantage of this multicarrier orthogonal CDMA is that the system increases in complexity when increasing the number of subcarriers.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	xii
LISTE DES FIGURES	xvii
LISTE DES TABLEAUX	xxi
LISTE DES ANNEXES	xxiii
Chapitre 1	
INTRODUCTION	1
Chapitre 2	
LES COMMUNICATIONS PERSONNELLES	
2.1 Histoire de la téléphonie	6
2.2 Les communications mobiles	7
2.2.1 Les communications mobiles terrestres	7
2.2.2 Les communications mobiles par satellites	9
2.2.2.1 Systèmes de première génération	9
2.2.2.2 Systèmes de deuxième génération	10

2.2.2.3 Systèmes de troisième génération	11
2.2.2.3.1 Description des différents systèmes proposés (SCP par satellites de troisième génération)	12
2.2.2.3.2 Description de certains paramètres des systèmes de SCP par satellites proposés	14
2.3 Conclusion	18

Chapitre 3

LES TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLE

3.1 Accès multiple par répartition des fréquences (AMRF)	21
3.1.1 Concept du système AMRF	21
3.1.2 Avantages et désavantages du système AMRF	23
3.2 Accès multiple par répartition du temps (AMRT)	25
3.2.1 Concept du système AMRT	25
3.2.2 Organisation des réseaux et synchronisation en AMRT	26
3.2.3 Avantages et inconvénients du système AMRT	28
3.3 Accès multiple par répartition codée (AMRC)	28
3.3.1 AMRC à séquence directe (SD-AMRC)	29
3.3.2 AMRC par sauts de fréquence	31
3.3.3 Avantages et inconvénients du système AMRC	31
3.4 Conclusion	33

Chapitre 4

DÉFINITION DU SYSTÈME DE SCP PAR SATELLITES UTILISANT L'AMRC

4.1 Chaîne de transmission et de réception d'un système de de SCP par satellites utilisant l'AMRC	35
4.1.1 Codage de canal FEC	36
4.1.2 Étalement spectral	37
4.1.2.1 Séquences d'étalement	40
4.1.3 Entrelacement	43
4.1.4 Modulation	43
4.2 Caractéristiques de propagation du canal radio-mobile	44
4.2.1 Variations d'amplitudes	44
4.2.2 Distorsion de fréquence	47
4.2.3 Distorsion de phase	48
4.3 Système AMRC asynchrone vs AMRC synchrone	49
4.4 Hypothèses de bases du système de SCP par satellites utilisant l'AMRC	52
4.5 Conclusion	56

Chapitre 5

ERREUR D'UN CONTRÔLE DE PUISSANCE EN BOUCLE OUVERTE

5.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte et en boucle fermée	57
5.2 Modèle de propagation du système de contrôle de puissance	59
5.3 Évaluation du canal de transmission	61
5.4 Évaluation de l'erreur du contrôle de puissance	63
5.5 Hypothèses et valeurs numériques	67

5.5.1 Hypothèses simplificatrices	67
5.5.2 Valeurs numériques	67
5.6 Présentation des résultats obtenus	68
5.7 Conclusion	71

Chapitre 6

ANALYSE DE LA CAPACITÉ : APPROCHE PARAMÉTRIQUE

6.1 Capacité définie comme efficacité spectrale	73
6.2 Calcul du rapport signal à bruit (SNR)	73
6.3 Calcul de l'interférence causée par les autres usagers (MAI)	74
6.3.1 Contrôle de puissance parfait	75
6.3.2 Contrôle de puissance imparfait	78
6.4 Compensation des évanouissements rapides	80
6.5 Paramètres de deuxième ordre affectant le MAI	81
6.5.1 Facteur d'utilisation de la voix	82
6.5.2 Facteur de chevauchement des faisceaux	83
6.5.3 Facteur de réutilisation de la polarisation	84
6.6 Valeurs typiques	85
6.6.1 Paramètres de propagation	85
6.6.2 Paramètres de deuxième ordre	86
6.6.2.1 Facteur d'utilisation de la voix	86
6.6.2.2 Facteur de chevauchement des faisceaux	86
6.6.2.3 Facteur de réutilisation de la polarisation	87
6.6.3 Définition du système	88
6.7 Présentation des résultats obtenus	89
6.8 Conclusion	97

Chapitre 7

ANALYSE DE LA CAPACITÉ SELON L'APPROCHE PROBABILISTE : AMRC ASYNCHRONE

7.1 Système AMRC asynchrone sans codage correcteur d'erreurs	98
7.1.1 Contrôle de puissance parfait sans compensation	99
7.1.2 Contrôle de puissance imparfait sans compensation	103
7.1.3 Contrôle de puissance imparfait avec compensation	105
7.2 Système AMRC asynchrone avec codage correcteur d'erreurs	107
7.3 Valeurs typiques	113
7.3.1 Modèle sans codage correcteur d'erreurs	113
7.3.2 Modèle sans codage correcteur d'erreurs	114
7.4 Présentation des résultats et discussion	114
7.4.1 Système asynchrone sans codage correcteur d'erreurs	114
7.4.2 Système asynchrone avec codage correcteur d'erreurs	118
7.5 Conclusion	120

Chapitre 8

AMRC SYNCHRONE : ANALYSE DE LA CAPACITÉ SELON L'APPROCHE PROBABILISTE

8.1 Calcul des performances d'un système quasi-synchrone non codé en présence d'un contrôle de puissance imparfait	124
8.1.1 Utilisation des séquences à étalement orthogonales	126
8.2 Calcul des performances d'un système quasi-synchrone codé en présence d'un contrôle de puissance imparfait.....	130
8.3 Modèle quasi-synchrone avec M porteuses et codage correcteur d'erreurs	133
8.3.1 Définition du modèle quasi-synchrone avec M porteuses	133

8.3.2	Modèle mathématique	135
8.4	Valeurs typiques	142
8.4.1	Modèle à une seule porteuse et sans codage	
correcteur d'erreurs		142
8.4.2	Modèle à une seule porteuse et avec codage	
correcteur d'erreurs		142
8.4.3	Modèle avec M porteuses et codage correcteur d'erreurs	142
8.5	Présentation des résultats	143
8.5.1	Système quasi-synchrone sans codage	
correcteur d'erreurs (1 seule porteuse)		143
8.5.2	Système quasi-synchrone avec codage	
correcteur d'erreurs (1 seule porteuse)		149
8.5.3	Système quasi-synchrone avec M porteuses et	
avec codage correcteur d'erreur		152
8.5	Conclusion	155
Chapitre 9		
CONCLUSION		157
 BIBLIOGRAPHIE		 162

LISTE DES FIGURES

Figure 3.1 -	Représentation des usagers dans un système AMRF selon les axes temps-fréquence	22
Figure 3.2 -	Représentation des usagers dans un système AMRT selon les axes temps-fréquence	25
Figure 3.3 -	Organisation d'une trame dans un réseau AMRT	27
Figure 3.4 -	Représentation des usagers dans un système AMRC selon les axes temps-fréquence	29
Figure 3.5 -	Chaîne de transmission d'un système SD-AMRC	30
Figure 3.6 -	AMRC à saut de fréquences	31
Figure 4.1 -	Schéma bloc de l'émetteur d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC	35
Figure 4.2 -	Illustration d'un codeur convolutionnel de 1/2, K = 3, code (7,5)	37
Figure 4.3 -	Principe de l'étalement spectral par séquences directe pour un système AMRC	38
Figure 4.4 -	Spectres de densité de puissance de la séquence d'information et de la séquence étalée	39
Figure 4.5 -	Exemple de générateurs à registre à décalage de séquences pseudo-aléatoires	41
Figure 4.6 -	Définition de θ_i	48
Figure 4.7 -	Configuration pour un système AMRC synchrone de SCP par satellites	51
Figure 5.1 -	Variation de l'écart-type du PCE en fonction de l'intervalle de mesure m pour un rapport $E_b/N_o = 10$ dB et une fréquence Doppler normalisée $f_d T = 0.02$	70

Figure 5.2 -	Variation de l'écart-type du PCE en fonction de la fréquence Doppler normalisée $f_d T$ pour un rapport $E_b/N_o = 10$ dB et un intervalle de mesure $m = 40$	70
Figure 6.1 -	Effet d'un contrôle de puissance imparfait sur l'efficacité spectrale	91
Figure 6.2 -	Effet de la variation de la fraction B des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale	91
Figure 6.3 -	Effet de la variation de l'Écart-type du PCE des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal à bruit	92
Figure 6.4 -	Effet de la compensation de puissance des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale	92
Figure 6.5 -	Effet du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale	93
Figure 6.6 -	Effet du facteur de chevauchement des faisceaux sur l'efficacité spectrale	93
Figure 6.7 -	Effet du facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation sur l'efficacité spectrale	94
Figure 6.8 -	Effet global des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale	94
Figure 7.1 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage et avec un contrôle de puissance parfait	115
Figure 7.2 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage et avec un contrôle de puissance imparfait	115
Figure 7.3 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'usagers pour un système sans codage et avec un contrôle de	

	puissance imparfait (PCE (unshadowed) = 1.5 dB)	116
Figure 7.4 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3 dB pour les utilisateurs en situation d'ombrage	117
Figure 7.5 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système asynchrone avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait	119
Figure 7.6 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction de l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance pour les utilisateurs en situation d'ombrage pour différentes capacités	119
Figure 8.1 -	Modélisation de l'erreur de synchronisation	126
Figure 8.2 -	Chaîne de transmission d'un système AMRC quasi-synchrone avec M porteuses	134
Figure 8.3 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un déphasage normalisé maximal des utilisateurs interférents $\Delta_m = 0,7$	144
Figure 8.4 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un déphasage normalisé maximal des utilisateurs interférents $\Delta_m = 0,6$	144
Figure 8.5 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,7$) sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3dB	145
Figure 8.6 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,6$) sans codage, avec	

	un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3dB pour les usagers ombrés	145
Figure 8.7 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'usagers pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,7$) avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait	150
Figure 8.8 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'usagers pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,5$) avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait	150
Figure 8.9 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'usagers pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,3$) à $M = 5$ porteuses, avec codage et un contrôle de puissance imparfait	153
Figure 8.10 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'usagers pour un système quasi-synchrone à $M = 5$ porteuses, avec codage et un contrôle de puissance imparfait pour différentes valeurs de Δ_m	153
Figure 8.11 -	Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'usagers pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,3$) à $M = 9$ porteuses, avec codage et un contrôle de puissance imparfait	154

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 - Systèmes de communication mobiles par satellites de première génération	10
Tableau 2.2 - Systèmes de communication mobiles par satellites de deuxième génération	11
Tableau 2.3 - Principaux paramètres de systèmes de SCP par satellites	15
Tableau 2.4 - Fréquences utilisées dans quelques systèmes de SCP par satellites	17
Tableau 5.1 - Paramètres de propagation pour différentes situations d'ombrage	68
Tableau 6.1 - Valeurs typiques des paramètres de propagation	85
Tableau 6.2 - Valeurs typiques des paramètres de deuxième ordre	88
Tableau 6.3 - Valeurs typiques des paramètres du système AMRC	89
Tableau 7.1 - Valeurs typiques des paramètres d'un système AMRC sans codage	113
Tableau 8.1 - Calcul de l'interférence normalisée I_v en fonction du nombre de porteuses M pour une erreur de synchronisation $\Delta_m = 0,3$	140
Tableau 8.2 - Calcul de l'interférence normalisée I_v en fonction du nombre de porteuses M pour une erreur de synchronisation $\Delta_m = 0,5$	141
Tableau 8.3 - Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_r} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et sans codage correcteur d'erreurs. $E_b/N_o = 25\text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$	146

Tableau 8.4 - Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_s} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et sans codage correcteur d'erreurs. Ajout du facteur de compensation $p=2$. $E_b/N_o = 25 \text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$	147
Tableau 8.5 - Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_s} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et avec codage correcteur d'erreurs. $E_b/N_o = 25 \text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$	151
Tableau II.1 - Fraction d'utilisateurs A en fonction de l'erreur maximale de synchronisation pour un système AMRC quasi-synchrone	172
Tableau II.2 - Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec aucun utilisateur asynchrone et le système asynchrone ordinaire	173
Tableau II.3 - Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 3% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire	174
Tableau II.4 - Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 3% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire	175

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I

CALCUL DU PREMIER ET DU DEUXIÈME MOMENT DE L'ERREUR DU CONTRÔLE DE PUISSANCE	166
---	------------

ANNEXE II

ANALYSE D'UNE ERREUR DE SYNCHRONISATION SUPÉRIEURE À LA PÉRIODE DU CHIP	169
--	------------

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Les télécommunications deviennent de nos jours un sujet de plus en plus à la mode qui touche tous les secteurs de la société. En effet, les industries, les moyennes et grandes entreprises, qu'elles soient spécialisées ou non dans les télécommunications, les institutions culturelles et scientifiques, les médias, les gouvernements,...etc, consacrent une énergie et un investissement financier gigantesques, incomparables avec aucun autre domaine technologique. En d'autres termes, les télécommunications sont sans aucun doute, le fer de lance de l'économie mondiale depuis quelques années, et leur expansion laisse croire qu'une très grande partie du développement économique et social au siècle prochain leur sera consacrée. Car, non seulement la communication de nos jours a un effet directe sur la croissance économique, mais elle agit de façon indirecte sur notre mode de vie puisqu'elle vise tous les secteurs de la société. L'accès à un réseau mondial, les communications mobiles, les communications personnelles, la transmission d'images et d'informations à haut débit, transforment nos habitudes et notre conception des choses, même si cela engendre des problèmes d'ordres éthique et politique.

Notre projet vise un sujet en particulier et non le moindre dans le domaine des télécommunications; celui des communications personnelles. L'intérêt de plus en plus grandissant du public pour les téléphones portables, compte tenu de l'énorme facilité à communiquer

qu'ils apportent, a poussé les grandes compagnies de télécommunication à inventer à l'aide des scientifiques de nouveaux concepts de communications que l'on voudrait implanter dans les systèmes de communications personnelles. Les systèmes de communications personnelles comportent des défis technologiques qui demandent un énorme investissement matériel, humain et financier et se distinguent des autres systèmes de communications sur deux points : tout d'abord ils visent à desservir le plus grand nombre d'utilisateurs (fixes ou mobiles) possibles, qui communiqueront entre eux à l'aide d'un téléphone portable format de poche et d'un numéro de téléphone personnalisé avec lequel ils pourront accéder au réseau peu importe l'endroit où ils sont situés dans le monde. Dans ce cas, tous les moyens de communication sont exploités : satellites, câbles coaxiaux, réseaux informatiques, faisceaux hertziens, antennes paraboliques et autres, sont réunis dans un même réseau qui se veut planétaire. Enfin, les communications personnelles offriront une multitude de services tels que la téléphonie (fixe ou mobile), le transfert de fichiers, le fax et le téléavertisseur.

Dans un tel réseau, les communications se font par l'intermédiaire des satellites qui en fonction de leur nombre et de la hauteur et inclinaison de l'orbite sur laquelle ils sont situés, peuvent couvrir une surface de la Terre plus ou moins grande. Cependant, il est clair que ce lien de communication doit être relié et compatible avec le réseau téléphonique public et avec le réseau cellulaire terrestre étant donné que ces derniers sont déjà installés. D'ici l'an 2005, plusieurs compagnies qui veulent offrir des services de communications personnelles ont l'intention de mettre en opération des systèmes de communications par satellites. Parmi ces systèmes on peut mentionner quelques uns tels que Globalstar qui comprend 48 satellites en orbite basse, Odyssey qui en comprend 12 en orbite moyenne, Archimedes avec 3 satellites en orbite hautement elliptique et finalement Iridium avec 66 satellites en orbite basse.

Dans ce projet, nous allons nous intéresser aux systèmes de communications personnelles par satellites, et tout particulièrement à l'une des techniques d'accès multiple que certains de ces systèmes voudront exploiter. Une technique d'accès multiple se définit comme étant la capacité d'assurer à l'aide d'un répéteur unique à bord du satellite, plusieurs communications simultanées entre une partie ou la totalité des usagers au sol. L'accès multiple permet donc aux usagers d'interconnecter simultanément leurs circuits de voix téléphonique, données et télévision par l'intermédiaire du satellite. Pour cela, plusieurs techniques d'accès multiples ont été étudiées et développées pour les systèmes de communication terrestres ou par satellites : les trois principales sont l'accès multiple par répartition des fréquences (AMRF), l'accès multiple par répartition du temps (AMRT) et enfin l'accès multiple par répartition codée (AMRC). C'est cette dernière (AMRC) qui fait l'objet de notre étude dans ce mémoire.

La technique d'accès multiple par répartition codée prend de plus en plus d'importance parmi la communauté scientifique spécialisée dans ce domaine et tous récemment parmi les grandes compagnies de réseaux cellulaires et de systèmes de services de communications personnelles. Cependant, malgré que l'AMRC ait déjà fait ses preuves dans les réseaux cellulaires terrestres, du moins théoriquement car son implantation commerciale n'est pas tout à fait achevée, son utilisation dans les systèmes de communications par satellites demeure un grand sujet de controverse parmi les scientifiques et les compagnies intéressées.

Dans ce projet, nous examinons les performances de la technique AMRC dans un système de communication mobile par satellites et verrons par quel moyen on pourra augmenter sa capacité à desservir le plus grand nombre d'usagers possibles avec une qualité de service donnée.

Ce mémoire se compose comme suit :

- Le chapitre 2 présente l'évolution de la téléphonie jusqu'à nos jours ainsi que les bouleversements qui se produisent actuellement dans les communications personnelles.
- Le chapitre 3 explique brièvement les différentes techniques d'accès multiple qui seront utilisées dans un système de communication par satellites. Les avantages et les désavantages de chacune de ces techniques sont soulignés.
- Dans le chapitre 4, nous décrivons les différents éléments qui constituent les chaînes de transmission et de réception d'un système de SCP (services de communications personnelles) par satellites utilisant l'AMRC, ainsi que le modèle de propagation du canal satellite. De plus, nous formulons les hypothèses qui nous faciliteront la tâche consistant à étudier les performances d'un tel système.
- Le chapitre 5 traite du contrôle de puissance dans une liaison mobile-satellite et un modèle mathématique est développé afin de calculer l'erreur engendrée par un contrôle de puissance imparfait à boucle ouverte.
- Le chapitre 6 aborde l'analyse de la capacité du système AMRC asynchrone selon une approche paramétrique. Cinq paramètres sont présentés et leurs effets sur l'efficacité spectrale du système sont analysés.
- Le chapitre 7 aborde l'analyse de la capacité du système AMRC asynchrone selon une approche probabiliste. Un contrôle de puissance imparfait et un codage convolutionnel sont considérés dans l'analyse.
- Le chapitre 8 est consacré à l'analyse de la capacité du système AMRC synchrone selon une approche probabiliste. Nous abordons aussi le cas d'une transmission synchrone à plusieurs porteuses.

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

Liste des contributions:

Notre recherche a permis d'obtenir les contributions suivantes :

- Évaluation de l'erreur de contrôle de puissance à boucle ouverte dans un système de communication mobile par satellites pour différentes situations affectant la propagation du signal vers le satellite.
- Calcul de la capacité du système AMRC selon une approche paramétrique pour une transmission asynchrone de l'information. Plusieurs paramètres dont l'erreur de contrôle de puissance et le facteur d'utilisation de la voix qui ont une influence directe sur l'interférence inter-usagers (MAI) sont pris en considération afin de mesurer leurs effets sur la capacité totale du système.
- Calcul de la capacité du système AMRC selon une approche probabiliste pour une transmission asynchrone de l'information. Les performances des usagers en situation d'ombrage et des usagers en ligne directe avec le satellite sont analysées en considérant l'effet d'un contrôle de puissance imparfait, celui de la compensation de puissance afin de combattre les évanouissements rapides et du codage convolutionnel.
- Calcul de la capacité du système AMRC selon une approche probabiliste pour une transmission synchrone de l'information. Les performances des usagers en situation d'ombrage et des usagers en ligne directe avec le satellite sont analysées en considérant l'effet d'une synchronisation imparfaite, d'un contrôle de puissance imparfait, de la compensation de puissance et enfin du codage convolutionnel.
- Analyse d'une transmission à plusieurs porteuses dans un système AMRC afin de faciliter le processus de synchronisation. Comme au point précédent nous considérons l'effet d'une synchronisation imparfaite, d'un contrôle de puissance imparfait, et enfin du codage convolutionnel dans le calcul de la capacité.

CHAPITRE 2

LES COMMUNICATIONS PERSONNELLES

Les communications mobiles qu'elles soient terrestres ou par satellites subissent de nos jours de profonds changements technologiques visant à augmenter le nombre d'abonnés que ces systèmes desservent et à leur faciliter la tâche en offrant une couverture mondiale permettant de desservir tous les coins de la terre avec une grande variété de services allant de la voix au courrier électronique. Ainsi, les Services de Communications Personnelles (SCP) offriront les communications personnelles dans les grands centres urbains tandis que les constellations de satellites telles que GLOBALSTAR et ODYSSEY offriront bientôt la couverture mondiale essentielle aux communications personnelles. Dans ce chapitre nous exposons l'évolution de la téléphonie jusqu'à nos jours ainsi que les bouleversements qui se produisent à l'heure actuelle dans les communications personnelles visant à faire de la Terre un village globale au point de vue des télécommunications.

2.1 Histoire de la téléphonie

L'histoire de la téléphonie débute lorsqu'en 1876, Alexandre Graham Bell réussit en émettant des impulsions électriques à communiquer à une autre personne par l'intermédiaire d'un fil de cuivre reliant deux endroits distants de quelques centaines de mètres. En 1897 Marconi réussit le même exploit mais cette fois-ci en émettant des ondes électromagnétiques.

tiques entre l'île de Wight (en Grande-Bretagne) et un bateau distant de 30 km. Ces deux techniques ont révolutionné la communication du début du siècle en déclenchant une série d'autres inventions dans ce domaine qui allaient donner naissance au concept du téléphone que l'on connaît aujourd'hui. Ce concept se définit comme une communication à distance reliant deux endroits fixes et desservis par de l'équipement nécessaire à cette communication tels que des fils électriques connectés aux appareils de tous les usagers et une centrale téléphonique gérant le réseau.

2.2 Les communications mobiles

2.2.1 Les communications mobiles terrestres

Le concept de communication mobile consiste en une communication entre deux usagers mobiles ou entre un usager fixe et un usager mobile. L'objectif d'un tel système est de permettre l'accès au réseau téléphonique à partir d'un terminal portatif sur une surface étendue. Les communications mobiles emploient une technique de transmission utilisant la propagation des ondes radio-électriques entre le terminal et le réseau, d'où le nom de radiocommunications mobiles.

En 1978, AT&T (*American Telegraph and Telephone*) met en service à Chicago un système multicellulaire de téléphone de voiture révolutionnaire à l'époque appelé AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) utilisé par 2500 abonnés. L'AMPS fut commercialisé dans les années 80 aux États-Unis et au Canada après avoir été normalisé par la FCC (*Federal Communications Commission*) comme standard unique du téléphone de voiture multicellulaire. Ce fut alors ce que l'on appelle le système cellulaire de première génération dont la technologie de transmission est analogique. Le signal de parole est transmis sur la voie radio par une modulation analogique de fréquence ou de phase tout à fait classique.

La méthode d'accès utilise un simple multiplexage en fréquence. La croissance spectaculaire du nombre d'abonnés de ces systèmes analogiques nécessita une augmentation continue de leur capacité. Cela devenait une tâche extrêmement difficile à réaliser. C'est alors que les systèmes multicellulaires de deuxième génération prirent le relais utilisant la transmission numérique avec un multiplexage temporel. Ce fut le cas du système trans-Européen GSM (890-960 MHz) opérationnel dans plusieurs pays depuis 1993 et de la norme nord-américaine IS-54 (824-894 MHz) fonctionnant en mode mixte afin de permettre une implantation progressive des canaux radiomobiles numériques. Dans ces systèmes de deuxième génération on distingue deux sous-systèmes de communications mobiles : les systèmes cellulaires et les systèmes "sans cordon" (*cordless systems*). Le système de téléphonie cellulaire assure à l'utilisateur du réseau qui se déplace en différents points du territoire couvert la possibilité de pouvoir appeler et d'être appelé (ce que l'on appelle notion d'itinérance ou *roaming* en anglais) ainsi que la manoeuvre du *handover*, c'est à dire le transfert inter-cellulaire. Les systèmes "sans cordon" ne présentent pas de réelles possibilités d'itinérance ou de *handover* et sont optimisés pour des communications à l'intérieur et aux environs d'immeubles, employant ainsi de petites cellules et de plus faibles puissances d'émissions que les systèmes cellulaires. C'est le cas du système CT2-CAI popularisé par France-Télécom et du système DECT (*Digital European Cordless Telephone*).

Les systèmes de communications mobiles de deuxième génération sont maintenant connus du grand public et forment une référence au niveau mondial tant sur le plan du concept que du vocabulaire. France-Télécom par exemple envisage de desservir plus de 90% de la population française soit environ 60% du territoire français.

Malgré leur succès, ces systèmes de deuxième génération sont conçus essentiellement pour la transmission de la parole et on anticipe qu'ils ne pourront pas à leur tour, répondre à une demande sans cesse croissante d'ici dix ou quinze années. Ainsi, on s'affaire à

l'heure actuelle à définir une troisième génération de systèmes radio-mobile où une gamme de petits émetteurs-récepteurs (< 250 grammes) à bas prix inaugureront l'ère des communications universelles et personnelles. On vise alors à acheminer l'information à une personne (plutôt qu'à un appareil) peu importe son emplacement et l'appareil utilisé. L'intégration de divers téléservices vocaux, vidéo et de données nécessitera des débits de transmission beaucoup plus élevés que ceux des systèmes de deuxième génération, ce qui complique la conception du sous-système radio. De plus, l'objectif de desservir à l'aide d'un seul réseau les régions rurales et les régions urbaines, ainsi que les appareils fixes et ceux qui se déplacent à grande vitesse, impose des exigences supplémentaires au niveau de l'acheminement des appels et de la localisation des abonnés.

2.2.2 Les communications mobiles par satellites

2.2.2.1 Systèmes de première génération

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.

Les satellites de télécommunications de première génération ont permis donc de faire de la communication point à multi-points entre deux endroits physiques très distants qui ne pouvaient pas économiquement être reliés par un médium de communication terrestres, donc nécessitant une grande couverture. Le tableau 2.1 [Ana95] décrit les différents systèmes de communication mobiles par satellites de première génération.

Tableau 2.1 Systèmes de communication mobiles par satellites de première génération
[Ana95].

Organisation	Standard (année de début de service)	Satellite	Services	Taux de données	Application principale	Coût du terminal (k\$)	Frais à l'utilisateur (\$/min)	Nbre de terminaux vendus (fin 1993)
INMARSAT	A (1982)	MARECS INMARSAT-II	voix, téléx, fax, données (mondial)	analogique (FM)	bateau, plateforme pétrolière TRANSPORTABLE	25-35	tél: 8-10 téléx: 4	25 000
INMARSAT	B (1993)	MARECS INMARSAT-II	voix, téléx, fax, données (mondial)	16 k (voix)	remplacement de INMARSAT	35-50	tél: 5-6 téléx: 3-4	---
INMARSAT	C (1991)	MARECS INMARSAT-II	voix, données (mondial)	600	petits bateaux mobiles terrestres	7-12	1-1.5 (par kbits)	3 000
INMARSAT	M (1992/1993)	MARECS INMARSAT-II	voix, fax, données (mondial)	6.4 k (voix) 2.4 k	TERMINAL-VALISE petits bateaux	18-22	5-6	---
INMARSAT	Aéronautique (1992)	MARECS INMARSAT-II	voix, fax, données (mondial)	300-9.6 k	avions commerciaux et privés	---	---	---
QUALCOMM	OmniTracs (1989)	GSTAR	messagerie bi-directionnelle (Am. du Nord)	5-15 k (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-directionnelle (Europe)	5-15 k (mobile-sat) 55-165 (sat-mobile)	transport routier de longue distance	4.5	50-60	4 500

2.2.2.2 Systèmes de deuxième génération

La seconde génération de systèmes de communication mobiles par satellites visait à augmenter le taux de pénétration des services existants en répondant aux trois besoins des

utilisateurs mobiles : la réduction du coût et de la grosseur du terminal, la confidentialité de la communication et l'utilisation d'un équipement convivial. De plus, ils offrent la possibilité de se relier au réseau téléphonique public. Le tableau 2.2 présente les différents systèmes de communication mobiles par satellites de deuxième génération.

Tableau 2.2 : Systèmes de communication mobiles par satellites de deuxième génération [Ana95].

Organisation	Standard (année de début de service)	Satellite	Services	Taux de données	Application principale	Coût du terminal (k\$)	Frais à l'utilisateur (\$/min)	Nbre de terminaux vendus (fin 1993)
INMARSAT	mini-M (1996)	INMARSAT-III	voix, télex, fax, données (mondial)	2.4 k	Terminaux portables	5	2-3	---
OPTUSCO MMS	MOBILESAT (1994)	OPTUS-B (2 sats)	voix, APR, fax, données (Australie)	6.4 k (voix) 2.4 (data)	téléphonie endroits éloignés en Australie	7-8	tél: 1.5/ 2.4 mes- sagerie: (100/ mois)	50 000
AMSC/TMI	MSAT (1995)	MSAT (2 sats)	voix, fax, données (Am. du Nord)	1.2 k, 5 k, 9.6 k	petits bateaux mobiles terrestres	2	1.76 Canada 0.9-1.5 E-U	60 000
ESA	PRODAT-II	EMS (ITAL-SAT-F2)	ST&FWD (Europe)	600, 1.5 k	gestion de flottes	2-3	0.3/kbits	10 000 (en 1995)
	MSEN	LLM (ARTEMIS)	voix, fax, data (Europe)	2.4 k, 6.4 k	Terminaux portables	---	1	---
DoCoMo/NTT	NSTAR (1995)	NSTAR	(Japon)	---	bateaux de pêches	---	---	---

2.2.2.3 Systèmes de troisième génération

La grande particularité des systèmes de communications mobiles terrestres par rapport aux systèmes de communications mobiles par satellites est leur capacité de faire face aux demandes de trafic qui existent dans les zones urbaines. Les systèmes satellites quant à

eux peuvent assurer une géographie complète incluant océans et déserts. L'intégration du système satellite avec le système terrestre a donc pour objectif d'atteindre un usager partout où il se trouve sur la surface du globe. C'est ce que visent à faire les systèmes de communications personnelles (SCP) par satellites de la troisième génération. De plus, comme dans le cas des systèmes de communications mobiles terrestres de troisième génération, les SCP par satellites de la troisième génération consistent à rejoindre une personne plutôt que l'endroit où est situé cette personne en lui offrant une multitude de nouveaux services via son téléphone portatif format de poche : services de téléphonie, de télécopie, de téléavertissement, messagerie ainsi que des services numériques à divers débits.

Ainsi, chaque usager possédera un téléphone format de poche fonctionnant en mode dual lui permettant de communiquer avec le réseau cellulaire terrestre local lorsqu'il se trouvera dans sa zone d'activité ou bien avec le système de satellites lorsqu'il sera en dehors de cette zone.

2.2.2.3.1 Description des différents systèmes proposés (SCP par satellites de troisième génération)

Il existe plusieurs compagnies qui envisagent de mettre en orbite un réseau de satellites. Ces systèmes diffèrent généralement par la quantité de services offerts, par certains paramètres technologiques et leur capacité à couvrir la surface de la Terre.

Il existe actuellement plusieurs consortiums de compagnies qui offriront un système de SCP par satellites. Nous décrirons uniquement les plus importants en terme de grosseur (nombre de satellites et couverture terrestre) et de popularité. Il y a en premier lieu GLOBALSTAR des compagnies Loral et Qualcomm qui se base sur une constellation de 48 satellites sur orbites basses (LEO en anglais) située à une altitude de 1389 Km et dont

l'angle d'inclinaison est de 52 degrés. En principe au-dessus d'un angle de 40 degrés le nombre d'obstacles entre le mobile et le satellite est largement réduit, offrant ainsi une meilleure qualité de réception. En fait, lorsque l'angle d'élévation dépasse 70 degrés, la propagation n'est presque jamais mauvaise. GLOBALSTAR est prévu pour être opérationnel en 1998. Ensuite il y a ODYSSEY proposé par les compagnie TRW et Téléglobe dont la constellation comprend 12 satellites sur une orbite moyenne (MEO en anglais) située à une altitude de 10354 Km. Le nombre de satellites requis pour une bonne couverture terrestre diminue avec l'augmentation de l'altitude des satellites, mais les coûts liés à la construction et au lancement du satellite deviennent élevés. Cependant près de cette orbite moyenne la ceinture de radiation de Van Allen rend le système impraticable. Or la constellation d'ODYSSEY est localisée à une altitude où le niveau de radiation est acceptable. Un système proche d'ODYSSEY est le réseau de satellites ICO-P de la compagnie Inmarsat. Il y a aussi IRIDIUM et TELEDESIC qui sont des systèmes à orbite basse (66 et 840 satellites respectivement) dont les contracteurs sont Motorola et Microsoft respectivement. TELEDESIC se distinguent des autres projets premièrement par son nombre élevé de satellites et enfin par sa volonté d'offrir des services multimédias (incluant Internet évidemment !) en temps réel en plus des services de fax et de téléphonie. Finalement d'autres compagnies, surtout européennes, beaucoup moins importantes en termes de nombre de satellites et de couverture de la surface terrestre, envisagent de mettre en orbite des constellations de satellites pour des services de communications personnelles. Ces systèmes sont pour la plupart des systèmes situés à des orbites très basse sauf pour les systèmes ARCHIMEDES de l'ESA (*European Space Agency*) dont la constellation de satellites (3 à 6) se situe sur une orbite hautement elliptique (HEO en anglais) et dont la technique d'accès multiple est l'AMRC synchrone et PROJECT 21 proposé par Inmarsat dont la constellation de satellites se situe sur une orbite géostationnaire.

Les systèmes à orbite très basse sont les suivants :

- Système russe GONETS proposé par la compagnie Smolsat.
- Système ORBCOMM proposé par les compagnies Orbital Sciences Inc. et Teleglobe Inc (constellation de 26 satellites sur une altitude de 800 km).
- Système allemand SAFIR proposé par OBH-Systems (constellation de 6 satellites sur une altitude de 700 km).
- Système français TAOS proposé par CNES (constellation située à une altitude de 1200 km).
- Système italien TEMISAT proposé par Telespazio (constellation de 2 satellites sur une altitude de 850 km).

Le tableau 1.3 [Héb96] de la page suivante décrit plus en détail les cinq projets de réseaux satellites les plus populaires mentionnés ci-dessus.

2.2.2.3.2 Description de certain paramètres des systèmes de SCP par satellites proposés

Choix de l'orbite

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

L'orbite géostationnaire est localisée à environ 36 000 Km de la surface de la Terre et elle est synchrone avec la rotation terrestre, c'est à dire que le satellite tourne à la même vitesse de rotation que la Terre. Pour offrir une couverture globale, seulement trois satellites en orbite géostationnaire sont en théorie nécessaires. Cependant malgré cet avantage, les communications personnelles demeurent difficiles à mettre en oeuvre dans un réseau satellites à cause du délai de propagation entre deux utilisateurs qui dépasse les 200 ms et du

Tableau 2.3 Principaux paramètres de systèmes de SCP par satellites [Héb96]

ystème => paramètres	GLOBALSTAR <i>Loral + Qualcomm</i>	IRIDIUM <i>Motorola</i>	TELEDESIC <i>Calling + Microsoft</i>	ODYSSEY <i>TRW + Téléglobe</i>	ICO-P <i>Inmarsat</i>
Nombre de sats	48	66	840	12	10
Hauteur orbitale	1389 Km	780 Km	700 Km	10 354 Km	10 350 Km
Inclinaison	52 degrés	86.4 degrés	98.2 degrés	55 degrés	45 degrés
Type d'orbite	elliptique	polaire	polaire	elliptique	elliptique
Nbre d'orbites	8	6	21	3	2
Bande de fréquence	L + S (2 GHz)	L (1.6 GHz)	Ka (20-30GHz)	L + S (2 GHz)	L + S (1.6 & 2.5 GHz)
Technique d'accès multiple	AMRC	AMRF/ AMRT	AMRF/ AMRT	AMRC	AMRT
Calcul à bord du satellite	Non	Oui	Oui	Non	Oui (processeur transparent)
liens inter-satellites	Non	Oui	Oui	Non	Non
Services offerts	Téléphonie, Télécopie, Téléavertisseur, Positionnement, Messagerie	Téléphonie, Télécopie, Téléavertisseur, Messagerie	Téléphonie, Télécopie, Téléavertisseur, Multi-services Données haut débit	Voix numérique, Données faible débit, Messagerie, Fax	Voix numérique, Données faible débit, Messagerie, Fax
Coûts	1.7 milliards	3.37 milliards	6.5 milliards	13 milliards	2.4 milliards
Date prévue d'opération	1998	1998	2002	2000	2000

large facteur d'atténuation de la propagation du champ électromagnétique qui est proportionnelle au carré de la distance entre la Terre et le satellite. Cette orbite sera considérée

dans le système de SCP par satellites PROJECT 21 de la compagnie Inmarsat.

L'orbite intermédiaire (MEO en anglais) de type circulaire est située à environ 10 000 km de la Terre et se retrouve tout juste entre les deux ceintures de radiation de Van Allen. Dans ce cas, l'orbite n'est plus synchrone avec la Terre. Donc, pour une couverture globale, il faudra plusieurs satellites de vitesse angulaire moyenne qui se relayeront 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 constellation de satellites. La dynamique orbitale de ces constellations requiert un suivi par télémétrie de plusieurs satellites simultanément tout en optimisant chacune de leur trajectoire. Pour une orbite moyenne, une constellation de 10 à 15 satellites à cette altitude peut offrir une couverture globale. Le délai de propagation d'une communication est d'environ 100 ms respectant ainsi les normes de qualité exigées des téléphones terrestres. Il existe aussi l'orbite intermédiaire (MEO) de type elliptique que l'on nomme aussi l'orbite hautement elliptique (HEO en anglais). L'orbite hautement elliptique consiste en une orbite elliptique avec une inclinaison de 63.4 degrés 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 par le système ARCHIMEDES de l'ESA (European Space Agency). Enfin, ce genre d'orbite engendre des délais de propagation variables qui peuvent être aussi long que pour le cas de l'orbite géostationnaire.

Finalement, l'orbite basse (LEO en anglais) située à des altitudes variant entre 500 et 2000 km, présente un net avantage par rapport aux autres orbites à cause de ses faibles délais de propagation qui varient entre 5 et 35 ms augmentant ainsi considérablement la qualité audiophonique et les possibilités d'offrir des services évolués. Par contre, l'orbite basse requiert un plus grand nombre de satellites afin de couvrir la totalité de la surface terrestre ce qui a pour conséquences d'augmenter les coûts et la complexité du contrôle de la dynamique orbitale. De plus, à cause de la vitesse de rotation plus élevée des satellites, lors d'une communication plusieurs satellites successifs doivent être utilisés. Malgré cela,

les constellations utilisant l'orbite basse répondent très bien aux besoins des communications personnelles.

Choix des fréquences

Parce que plusieurs phénomènes atmosphériques (pluie, nuage, radiation,...) affectent différemment les signaux transmis selon leur fréquence, il est important de faire un choix judicieux des bandes de fréquences pour les différentes liaisons du réseau satellite. Comme l'indique le tableau 2.4 [Heb96], les usagers émettront et recevront des signaux dans la bande de 1.6 à 2.5 GHz. Ceci est une convention internationale.

Tableau 2.4 Fréquences utilisées dans quelques systèmes de SCP par satellites [Héb96]

	GLOBALSTAR	IRIDIUM	ODYSSEY	ICO-P
liaison montante				
Base (GHz)	5.1	30	30	5.1
Mobile (GHz)	1.61-1.621	1.621-1.626	1.61-1.621	2
Largeur de bande (MHz)	11.35	5.15	11.35	---
Liaison descendante				
Base (GHz)	6.9	20	20	6.9
Mobile (GHz)	2.483-2.5	1.621-1.626	2.483-2.5	2.2
Liens inter-satellites (GHz)	Non	23.18-23.38	Non	Non

2.3 Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre l'évolution de la téléphonie jusqu'à nos jours en passant par les communications mobiles de première, de deuxième et de troisième génération et en mettant l'accent sur les systèmes de communications personnelles (SCP) par satellites de troisième génération. Ces derniers permettront aux usagers du système de se libérer de l'attache à un lieu physique (édifice, ville, pays,...) qu'ont imposées les télécommunications du 20^e siècle et d'acheminer sa communication à un coût raisonnable sans se soucier de sa localisation ainsi que de celle de la personne qu'il veut rejoindre.

Cependant, un dernier obstacle reste à franchir avant de se permettre d'être optimiste : celui de la normalisation. Dans le domaine des SCP, seule la technique d'accès multiple n'a pu faire l'unanimité. Nous décrivons dans le chapitre suivant les trois grandes techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes SCP par satellites en mettant l'accent sur les deux premiers afin de consacrer un chapitre entier à celle qui nous intéresse le plus, c'est à dire l'accès multiple par répartition codée (AMRC).

CHAPITRE 3

LES TECHNIQUES D'ACCÈS MULTIPLE

Nous avons vu au chapitre précédent que la méthode d'accès multiple est l'un des paramètres importants qui distingue les systèmes de SCP par satellites entre eux. Un réseau de communications par satellites à accès multiple est un réseau dans lequel un satellite, équipé d'un répéteur unique assure plusieurs communications simultanées entre une partie ou la totalité des stations au sol (fixes ou mobiles). L'accès multiple permet donc aux usagers d'interconnecter simultanément leurs circuits de voix téléphonique, données, télévision, etc., par l'intermédiaire du satellite.

Le problème essentiel à résoudre dans un tel réseau est celui de l'adresse des communications entre les stations. Le milieu de propagation étant commun, il ne peut résulter que d'une action sur l'onde électromagnétique [Par75]. L'utilisation à bord des satellites de grandes antennes créant des faisceaux fins (*spot-beams*) dans la direction de chaque station terrestre ne permettrait pas une séparation suffisante des niveaux émis et reçus [Par75].

Un autre problème est celui de la gestion du réseau, c'est à dire l'affectation des différents circuits aux stations.

Enfin, il y a le problème du traitement des signaux qui transitent dans le répéteur du satellite.

L'accès multiple est donc un moyen de répartir les signaux des différents usagers du système, lorsque ces derniers envoient leurs messages simultanément vers un seul système de réception (répéteur du satellite dans notre cas).

Un système d'accès multiple idéal devrait optimiser les paramètres suivants :

- capacité du satellite
- interconnexion
- adaptation aux variations de trafic et de réseau
- puissance irradiée et largeur de bande allouée.

De plus, viennent se poser des problèmes d'ordres politique et économique dans le cas d'un réseau international. On peut donc dire qu'il n'existe pas de système à accès multiple idéal, mais plusieurs types d'accès multiples, qui ont été étudiés et implantés.

Il existe pour cela trois principaux procédés de technique de définition de l'adresse, auxquels il correspond trois familles d'accès multiples :

- l'accès multiple par répartition des fréquences, AMRF (FDMA, *frequency division multiple access*, en anglais)
- l'accès multiple par répartition de temps, AMRT (TDMA, *time division multiple access*)
- l'accès multiple par répartition des codes, AMRC (CDMA, *code division multiple access*).

Pour définir l'adressage (localisation des signaux des différents usagers à l'intérieur de la bande de temps ou de fréquence), il est commode de considérer deux axes orthogonaux représentant la fréquence et le temps. Le long de l'axe des fréquences, on délimite la largeur de bande B du répéteur. Chaque technique d'accès multiple utilise différemment l'espace

temps-fréquence.

Nous avons aussi utilisé tout au long de ce chapitre le terme station qui peut avoir différentes significations possibles sans que cela puisse changer le concept du système. En effet, lorsqu'on parle de station, il peut s'agir d'un terminal, d'un usager fixe ou d'un usager mobile muni d'un petit émetteur-récepteur et tous communiquent simultanément par l'intermédiaire du satellite.

3.1 Accès multiple par répartition des fréquences (AMRF)

3.1.1 Concept du système AMRF

Dans le procédé de multiplexage par répartition en fréquence (FDM en anglais: *frequency division multiplexing*), les signaux occupant des bandes de fréquences différentes sont combinés (additionnés) et un signal spécifique peut être reconstitué par démodulation et filtrage. L'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF) est donc un multiplexage en fréquence (FDM) appliqué aux répéteurs du satellite.

Le système AMRF fut le premier système utilisé où la largeur de bande B du répéteur est partagée entre les différentes largeurs de bande b_i nécessaires à chacune des liaisons. Si toutes les liaisons occupent une largeur de bande b , alors on peut établir un nombre $n=B/b$ de liaisons indépendantes. L'adresse de chaque liaison i parmi les n est définie par la place de la bande b_i dans B . Cette place est affectée en permanence ou tout au moins pour la durée de la communication. La figure 3.1 illustre comment sont réparties les usagers du satellite dans la bande de fréquence du système.

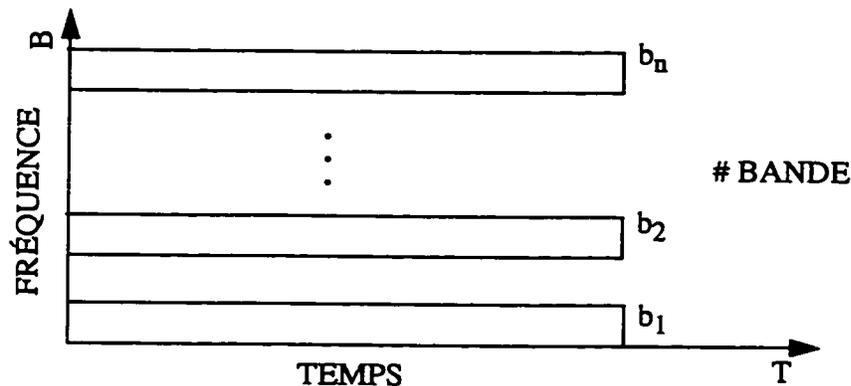


Figure 3.1 Représentation des usagers dans un système AMRF selon les axes temps-fréquence

Dans tout système d'accès multiple, en plus de spécifier le type de multiplexage, on définit le procédé de modulation. Par exemple, un système AMRF où les porteuses sont modulées en FM s'écrit AMRF/FM/FDM. En principe dans un réseau AMRF, les porteuses peuvent être modulées par des procédés différents.

Soit un réseau fonctionnant en AMRF/FM/FDM constitué de N stations (ou usagers), chaque station pouvant communiquer simultanément avec les $N-1$ autres stations; plusieurs cas d'exploitation peuvent être envisagés :

1- Utilisation de $(N-1)$ porteuses par station (MCPC, *multi-carrier per channel*):

Chaque station émet autant de porteuses qu'il y a de stations de réception : soit $N-1$ porteuses. Chaque porteuse est modulée en fréquence par les signaux du multiplex FDM destinés à la station réceptrice (le récepteur ne fait qu'une translation de fréquence fixe). Le répéteur doit donc pouvoir recevoir et réémettre $N(N-1)$ porteuses.

Ce système n'est pas très efficace car il prolifère le nombre de porteuses. La prolifération du nombre de porteuses fait chuter la capacité du système (voir paragraphe trois de la section 3.1.2).

2- Émission d'une seule porteuse par station (SCPC, *single carrier per channel*):

Les $N-1$ multiplex FDM que doit émettre une station sont multiplexés en fréquence : le multiplex global (FDM/FDM) obtenu module ensuite en fréquence une seule porteuse. Chaque porteuse caractérisant la station d'émission, il y a N porteuses reçues et réémises par le répéteur. Chaque station de réception reçoit $(N-1)$ porteuses, les démodule et extrait de chaque multiplex FDM/FDM les voies qui lui sont destinées. Il y a donc moins de porteuses qui traversent le récepteur que dans la première méthode.

3- Méthode hybride :

Chaque station émet plusieurs porteuses (2 ou 3 généralement) mais chaque porteuse est destinée à plusieurs stations. Les voies destinées à une station particulière sont préassignées dans le multiplex, ce qui facilite l'extraction aux stations réceptrices. Cette méthode hybride de porteuses «FM multi-destinations» est utilisée dans le réseau INTELSAT (satellite en orbite géostationnaire offrant des services de téléphonie et de télévision) et elle permet d'offrir un service excellent mais n'est pas assez flexible et n'utilise pas la puissance du satellite de façon très efficace [Par75].

3.1.2 Avantages et désavantages du système AMRF

Un des grands désavantages de la technique AMRF est l'existence des produits d'intermodulation qui font chuter la capacité du système. En AMRF/FM plusieurs fréquences sont reçues et réémises simultanément par le répéteur. Ils restent parfaitement séparés à la sortie si la caractéristique entrée/sortie du répéteur était parfaitement linéaire, ce qui n'est pas le cas. Les tubes à onde progressive (TOP) des répéteurs ne sont pas linéaires et donnent naissance à des produits d'intermodulation dont l'effet est néfaste à trois titres :

- 1- ils consomment une partie de la puissance
- 2- les produits d'intermodulation impairs tombent dans la bande passante du répéteur et brouillent les signaux utiles. Ainsi, si trois fréquences porteuses f_1, f_2 et f_3 passent dans le tube, ce sont surtout les produits d'intermodulation du troisième ordre tels que $(f_1 \pm f_2 \pm f_3)$ tombant dans la bande passante du tube qui provoqueront les interférences nuisibles avec les signaux utiles.
- 3- Le problème des produits d'intermodulation augmente avec le nombre de porteuses qui passent simultanément dans le tube.

Une autre conséquence de l'intermodulation est la réduction de la largeur de bande utile par rapport à la largeur de bande permise du répéteur. Chaque porteuse occupant une largeur de bande b , la bande utile nb est inférieure à la largeur totale de la bande de fréquence B du répéteur. Donc en choisissant les fréquences des porteuses de façon à ce que les produits d'intermodulation d'ordre trois tombent à l'extérieur des fréquences utiles, le pourcentage utile de la bande de fréquence B décroît avec le nombre d'accès.

Le phénomène de l'intermodulation conduit donc à une réduction sensible de la capacité d'un répéteur de satellite lorsque le nombre de porteuses qui y accèdent augmente. Par exemple, la capacité d'un répéteur INTELSAT IV couplé à une antenne de couverture globale est de l'ordre de 900 voies téléphoniques avec une seule porteuse, alors qu'avec quatre porteuses on ne peut obtenir que 528 voies [Bha81].

En conséquence, le système AMRF présente beaucoup d'inconvénients mais son avantage essentiel est d'utiliser des techniques et des équipements qui fonctionnent très bien dans les réseaux micro-ondes terrestres et bien sûr aussi sa simplicité technique pour multiplexer des signaux analogiques. L'AMRF fut la première technique utilisée pour transmettre par satellites les signaux de téléphonie et de télévision. La plupart des satellites commerciaux en orbite géostationnaire tels que l'ancienne série INTELSAT utilisent toujours l'AMRF.

Dans le but d'augmenter la capacité des satellites, de nouvelles méthodes de modulation et

d'accès multiples, surtout numériques, ont été étudiées.

3.2 Accès multiple par répartition du temps (AMRT)

3.2.1 Concept du système AMRT

Dans l'AMRT l'information de base se présente sous forme d'impulsions analogiques ou numériques. Les stations ou les mobiles transmettent à tour de rôle dans un petit intervalle de temps t , et lorsqu'une station transmet, toutes les autres sont silencieuses. L'intervalle de temps qui sépare deux émissions successives d'une station est la durée T de la trame. Cela permet donc à chaque station d'émettre un paquet de données sans risque de chevauchement. De cette façon, les limitations de puissances imposées par l'amplification simultanée de plusieurs porteuses dans un TOP sont évitées. Ainsi, la bande totale de fréquence B est commune à toutes les liaisons et le temps T est découpé en trame de longueur t . Si t est le même pour toutes les liaisons il est possible d'établir $n=T/t$ liaisons simultanées en supposant les canaux indépendants. L'adresse de chaque liaison est définie par la place de l'intervalle t_i dans T (voir figure 3.2).

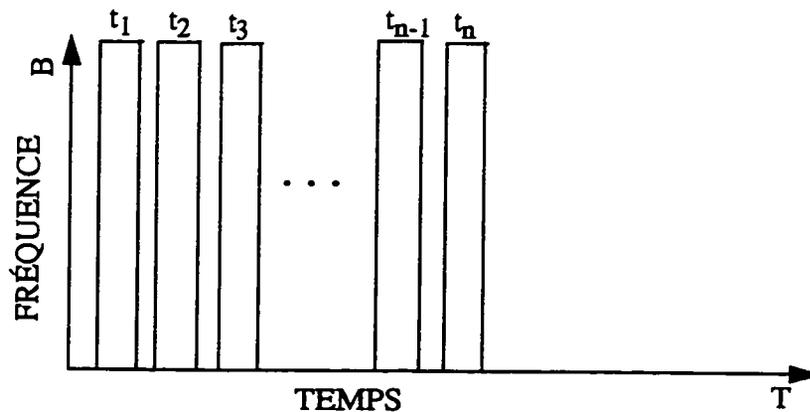


Figure 3.2 Représentation des usagers dans un système AMRT selon les axes temps-fréquence

Un tel système implique souvent une transmission d'impulsions numériques. Dans ce cas on utilise généralement la modulation par impulsions et codage MIC ou PCM (*Pulse Code Modulation*) dans laquelle chaque voie téléphonique est échantillonnée à un rythme de 8000 échantillons par seconde, puis codée à l'aide de 8 bits (1 octet). Les voies d'une station sont ensuite multiplexées dans le temps pour former une trame de $nx8$ bits. Dans le cas de la transmission de voies téléphoniques, la durée T de la trame peut être prise égale à la période d'échantillonnage, soit 125 microsecondes, ou un multiple entier de celle-ci [Bha81]. L'intervalle T est donc partagé en autant d'intervalles qu'il y a de stations. Tout comme en AMRF, chaque station reçoit tous les paquets de données réémis par le satellite et en extrait les voies qui lui sont destinées. La procédure de modulation est celle du PSK (*Phase Shift Keying*) ou du DPSK (*Differential Phase Shift Keying*) lorsqu'on veut éviter les problèmes de démodulation cohérente. Rappelons que dans le DPSK on ne code que les changements qui apparaissent dans le train binaire. Enfin, la durée T peut changer d'une station à l'autre. Les nouveaux satellites de la série INTELSAT utilisent l'AMRT comme technique d'accès multiple.

3.2.2 Organisation des réseaux et synchronisation en AMRT

Comme dans le cas de l'AMRF, deux organisations sont concevables selon que la durée T est partagée entre les liaisons ($T/t=N(N-1)$) ou entre les stations ($T/t=N$). Dans ce dernier cas, pour identifier à l'intérieur de chaque intervalle de temps t , les stations destinataires, il faut ajouter une caractéristique particulière : préambule caractéristique de chaque paquet de données destinées à une station. À la réception, chaque station reçoit toutes les données et en extrait celles qui correspondent aux intervalles de temps qui lui sont assignés. L'organisation générale est la suivante : la trame de temps comprend les salves d'impulsions de toutes les stations terrestres. Ces salves sont séparées entre elles par des temps de garde.

Elles se composent d'un préambule, du message comprenant les échantillons codés des voies téléphoniques destinés aux différentes stations du réseau et du postambule qui sert à initialiser le décodeur pour la prochaine salve. Voir figure 3.3.

Les salves issues des stations terrestres doivent se présenter au niveau du satellite à des instants précis pour qu'elles ne chevauchent pas les salves émises par les autres stations. Une synchronisation au niveau des stations est donc indispensable malgré qu'elle se heurte à des difficultés telles que les distances inégales entre le satellite et les stations (donc différences de temps de propagation non négligeable), la mobilité des usagers et enfin, les variations résiduelles de temps de propagation dues aux mouvements de dérive du satellite.

La synchronisation du réseau est assurée par le choix, à chaque station, de l'instant d'émission par rapport à des impulsions de référence (généralement situées au début de la trame et émise par une station du réseau) et ce en mesurant l'écart entre ces impulsions de référence et les impulsions de la station. Le préambule va donc faciliter cette synchronisation en plus de sa fonction d'adressage.

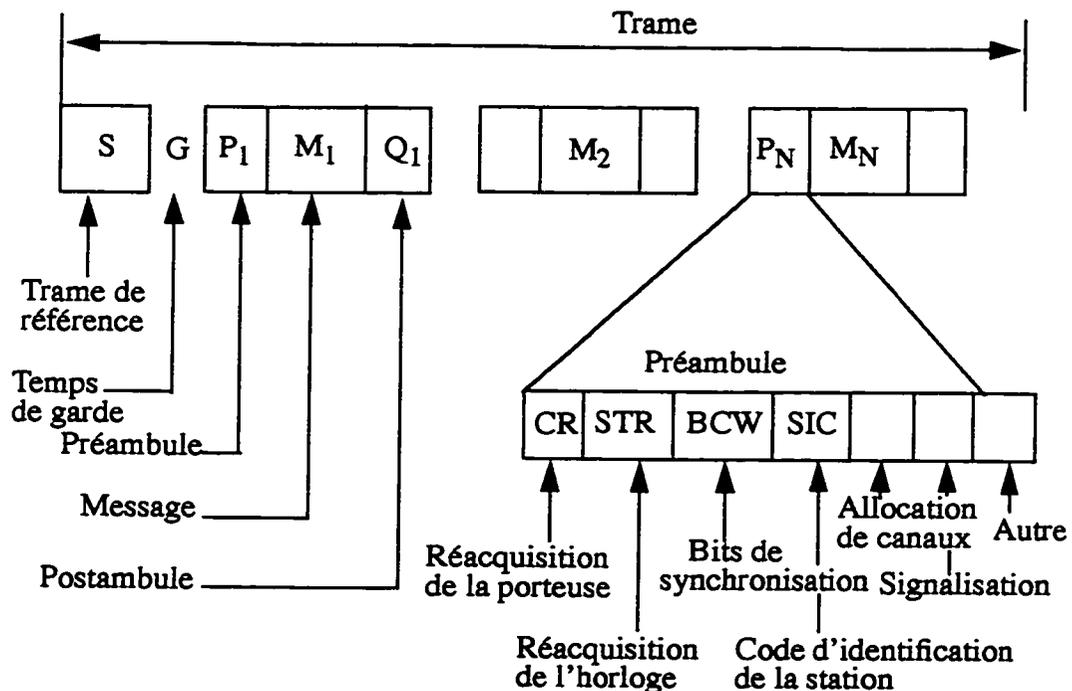


Figure 3.3 Organisation d'une trame dans un réseau AMRT [Bha81]

3.2.3 Avantages et inconvénients du système AMRT

Enfin, le procédé AMRT lorsque comparé au système AMRF présente de nombreux avantages. Le principal avantage est de n'avoir qu'un seul signal qui traverse le TOP, ce qui élimine les produits d'intermodulation et par conséquent les pertes au niveau de la puissance de sortie puisqu'il permet d'utiliser le tube à onde progressive en son point de saturation. De plus, l'AMRT présente un plan de fréquence simplifié et permet aux systèmes par satellites, grâce à sa plus grande flexibilité, de profiter des progrès au niveau des technologies numériques, principalement dans le domaine du codage et de la modulation.

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

3.3 Accès multiple par répartition codée (AMRC)

Longtemps utilisée dans les applications militaires à cause de sa confidentialité et de sa robustesse face au brouillage, la technique de l'AMRC constitue aujourd'hui une alternative aux autres techniques d'accès multiple (AMRT et AMRF) dans le domaine des systèmes de communications mobiles terrestres et par satellites.

Dans l'accès multiple par répartition codée, toutes les transmissions se font simultanément sur la même largeur de bande. Les signaux sont protégés par un code particulier qui les différencie au récepteur. Les transmissions sont de nature numérique, et une liaison est définie pendant chaque durée de trame T par une bande de fréquence b_i et un intervalle de temps t_j

selon un arrangement fixé par le code. Chaque couple (t_i, b_i) définit une case C_{ij} qui constitue pendant la durée de chaque trame l'adresse d'une liaison (voir figure 3.4).

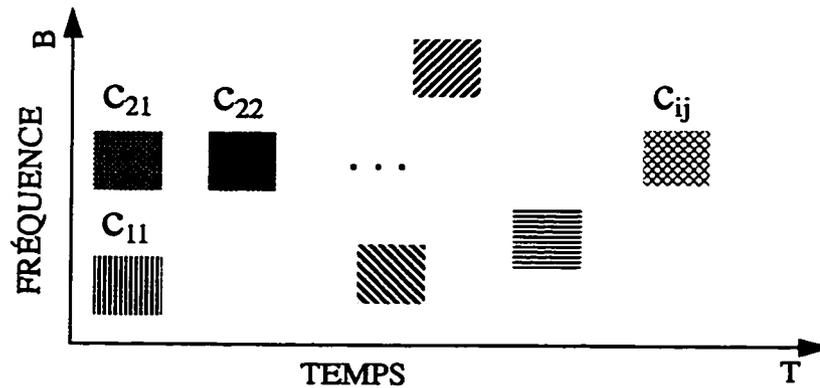


Figure 3.4 Représentation des usagers dans un système AMRC selon deux axes temps-fréquence

Les deux procédés de l'AMRC les plus utilisés sont :

- AMRC à séquence directe (SD-AMRC ou DS-CDMA en anglais)
- AMRC par sauts de fréquence (SF-AMRC ou FH-CDMA en anglais)

3.3.1 AMRC à séquence directe (SD-AMRC)

L'accès multiple par répartition codée à séquence directe est une technique qui utilise pour chaque liaison (ou usager) toutes les cellules de l'espace temps-fréquence. Chaque usager occupe toute la bande passante du répéteur et tous les autres usagers peuvent occuper simultanément cette même bande passante. Il y a donc brouillage intrinsèque.

Un système AMRC à séquence directe peut être modélisé par la chaîne de transmission représentée à la figure 3.5.

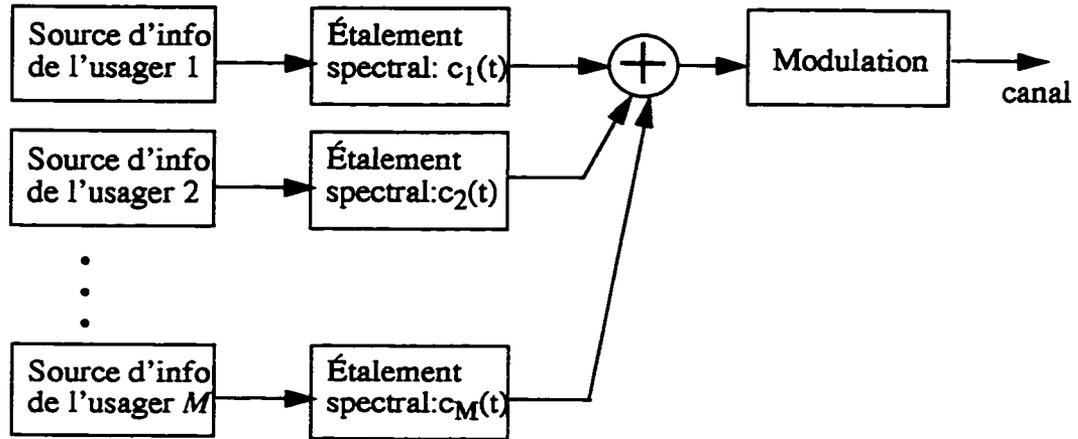


Figure 3.5 Chaîne de transmission d'un système SD-AMRC

Les bits d'informations de la figure 3.4 sont étalés sur toute la bande passante par un code particulier ($c(t)$) unique à chaque usager. Ce code est appelé séquence pseudo-aléatoire (PN) pour un système AMRC asynchrone, car il est généré de façon pseudo-aléatoire. Le signal étalé est ensuite modulé en phase (PSK) pour être transmis dans le canal.

Au récepteur l'information utile est extraite après démodulation en multipliant le signal reçu par la même séquence de code pseudo-aléatoire. En principe, le récepteur reçoit le signal utile avec l'interférence due à tous les autres usagers du système, car tous les signaux dans la technique du SD-AMRC occupent la même largeur de bande du système. Mais en multipliant au récepteur le signal par la même séquence PN, le signal utile est compressé (multiplié par la même séquence d'étalement) alors que les signaux indésirés présents à l'entrée du récepteur seront étalés à la suite de cette opération. Pour plus de détails, la technique de l'étalement spectral est expliquée à la section 4.1.2, ainsi que la chaîne de transmission du SD-AMRC au complet.

À la réception, chaque station doit donc utiliser un corrélateur capable de se verrouiller sur n'importe quelle porteuse pseudo-aléatoire tout en rejetant toutes les autres. Naturellement, les stations de réception doivent être dotées des mêmes générateurs de signaux pseudo-

aléatoires que les sations émettrices [Par75].

3.3.2 AMRC par sauts de fréquence

Dans un tel système la largeur de bande disponible est segmentée en plusieurs sous-canaux adjacents. L'étalement par sauts de fréquence peut se faire de deux façons : sauts lents et sauts rapides. Dans l'étalement par sauts lents de fréquence, les changements de fréquences sont plus rapides que le débit de bits d'information, alors que pour un système à sauts de fréquence lents, plusieurs bits d'information sont transmis dans le même sous-canal. La sélection des sous-canaux se fait de façon pseudo-aléatoire à l'aide d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires qui commande un synthétiseur de fréquence générant les fréquences à utiliser afin de produire l'effet d'étalement voulu sur la bande passante du répéteur (voir figure 3.6).

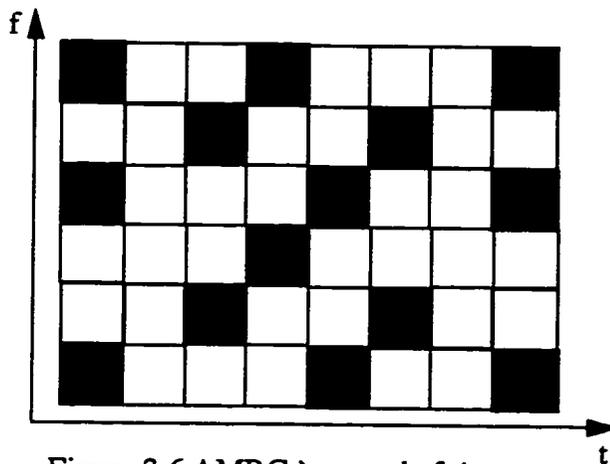


Figure 3.6 AMRC à sauts de fréquence

La modulation utilisée est soit du FSK (modulation en fréquence), soit du PSK pour un système AMRC par sauts de fréquence rapides, et tout type de modulation pour l'AMRC par sauts de fréquence lents.

3.3.3 Avantages et inconvénients du système AMRC

Nous nous limiterons dans cette section au cas du système DS-AMRC, car c'est la technique que l'on adoptera afin de pouvoir analyser la capacité d'un système SCP par satellites utilisant l'AMRC comme technique d'accès multiple.

Le principal avantage de l'AMRC est qu'il présente une protection excellente contre le bruit et l'interférence, ce qui l'a rendu vital pour les applications militaires et les systèmes de localisation par satellites tel que le GPS (codes C/A et P) où l'immunité à l'interférence et la sécurité sont des préoccupations majeures [Bha81].

De plus, l'AMRC offre une flexibilité que les autres techniques d'accès multiple telles que l'AMRT ou l'AMRF ne peuvent offrir. En effet, en situation d'utilisation maximale, un usager supplémentaire qui voudrait accéder au système ne serait pas nécessairement bloqué en AMRC. Cet usager pourra être accepté à condition d'affecter légèrement la qualité de service globale du système.

Du point de vue des réseaux cellulaires, l'utilisation de paramètres comme le facteur d'utilisation de la voix ou le facteur de réutilisation des fréquences présentent un net avantage pour l'AMRC par rapport l'AMRT et l'AMRF. En effet, pour ce qui est du facteur d'utilisation de la voix, la puissance des interférences peut être réduite en diminuant le taux de transmission de l'information vocale durant les périodes de silence (où l'utilisateur ne parle pas). Le facteur d'utilisation de la voix est un facteur unique à l'AMRC. Dans les autres techniques d'accès multiple comme l'AMRT ou l'AMRF, les temps morts ne peuvent pas être mis à profit car l'utilisateur a un intervalle de temps ou une largeur de bande attribués quelle que soit son activité.

Le principal désavantage du système AMRC est qu'il requiert un contrôle de puissance (la notion de contrôle de puissance sera revue en détail plus loin dans le mémoire) très strict car, étant donné que tous les usagers du système se partagent la même bande de fréquence,

cela permet d'éviter qu'un usager proche du satellite et en ligne directe avec ce dernier ne brouille avec sa puissance plus élevée l'utilisateur éloigné et/ou en situation d'ombrage. D'où un contrôle de puissance qui assure à tous les usagers du système la même puissance moyenne reçue. Or, par la nature même du canal cellulaire, il est impossible de corriger adéquatement toutes les perturbations subies par le signal. Cela entraîne un contrôle de puissance imparfait qui a pour effet de dégrader les performances du système utilisant l'AMRC. Finalement, les partisans de l'AMRC soutiennent qu'avec un facteur d'utilisation des fréquences unitaire et des techniques de réduction de l'interférence causée par les autres usagers (technique de traitement du signal, développement de corrélateurs et de filtres adaptés optimaux, synchronisation du réseau, ...), il est possible d'obtenir une capacité supérieure à celle de l'AMRT.

3.4 Conclusion

Nous avons décrit brièvement dans ce chapitre les trois principales techniques d'accès multiple dans les systèmes de communications par satellites.

La technique de l'AMRT utilisée toute seule ou bien combinée avec l'AMRF a l'avantage d'être une technique éprouvée commercialement depuis une dizaine d'années tandis que l'AMRC n'a pas encore fait ces preuves dans un environnement d'utilisation de masse. Par contre, l'AMRC provoque de plus en plus l'enthousiasme de la communauté scientifique et des concepteurs de grands projets tel que GLOBALSTAR à cause de sa grande flexibilité et de sa résistance aux évanouissements.

Dans le chapitre suivant, nous reprendrons plus en détail l'AMRC ou l'accès multiple par répartition de codes et définirons le système de SCP par satellites utilisant l'AMRC.

CHAPITRE 4

DÉFINITION DU SYSTÈME DE SCP PAR SATELLITES UTILISANT L'AMRC

Dans les chapitres précédents, nous avons décrit les différents paramètres des systèmes de communications personnelles par satellites en mettant l'accent sur les trois techniques d'accès multiples qui sont utilisées par ces systèmes, soit : l'AMRF, l'AMRT et l'AMRC. La technique d'accès multiple qui nous intéresse et dont on voudrait étudier les performances dans ce mémoire est l'AMRC ou accès multiple par répartition codée. Cette technique a déjà montré ses bénéfices dans les réseaux cellulaires terrestres mais demeure un sujet de grande controverse quant aux avantages de son implantation par rapport aux autres techniques d'accès multiple, tout particulièrement dans les réseaux mobiles par satellites. Cette hésitation provient du fait que le canal satellite est différent sur plusieurs points du canal cellulaire terrestre. En effet, si la constellation des satellites est en orbite moyenne ou basse, il faut tenir compte du mouvement du satellite par rapport au mobile (effet Doppler). De plus, l'utilisateur dans un système de SCP par satellites est plus souvent en ligne directe (canal de Rice) avec le satellite qu'en situation d'ombrage par rapport à ce dernier, ce qui est tout à fait le contraire pour un utilisateur dans un système cellulaire terrestre. Finalement, les temps de propagation dans les systèmes satellites sont beaucoup plus importants que dans les systèmes terrestres, entraînant ainsi une moins grande fiabilité du mécanisme de contrôle de puissance lorsque l'AMRC est utilisée.

Nous décrivons dans ce chapitre les différents éléments qui constituent la chaîne de transmission-réception d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC, ainsi que le modèle de propagation du canal satellite. Finalement, nous formulons les hypothèses qui nous faciliteront la tâche dans l'étude des performances d'un tel système.

4.1 Chaîne de transmission et de réception d'un système SCP par satellites utilisant l'AMRC

La chaîne de transmission et de réception pour un usager typique dans un système AMRC peut être modélisée par la figure suivante:

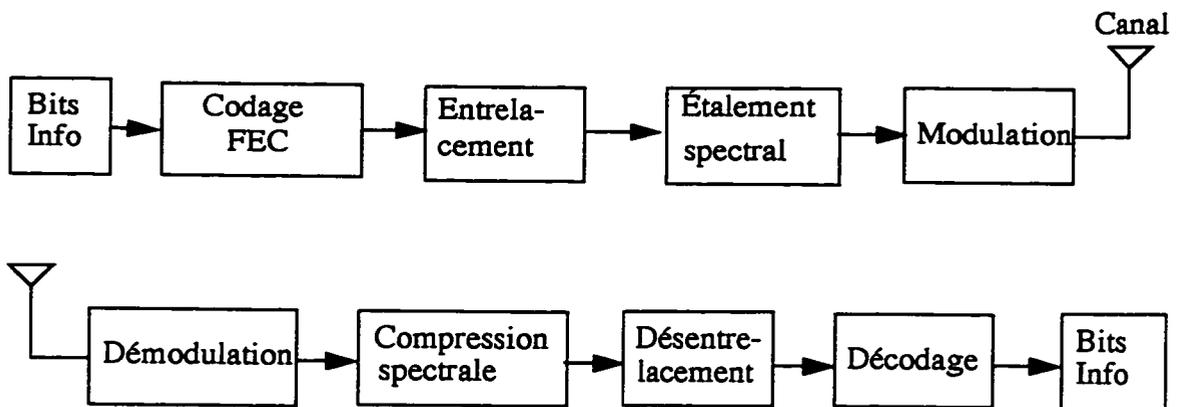


Figure 4.1 Schéma bloc de l'émetteur d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC

À noter que dans un tel schéma les opérations correspondant au codage FEC et à l'entrelacement ne sont pas obligatoires. Nous décrivons chaque bloc opérationnel de la figure 4.1 dans une sous-section différente.

4.1.1 Codage de canal FEC

Les bits d'informations dans un système AMRC avec codage sont introduits généralement dans un codeur de type convolutionnel qui encode les symboles binaires entrant, c'est à dire qu'il les transforme en une séquence de symboles codés (plusieurs bits) afin de le protéger contre le bruit et les interférences introduits dans le canal. Le codage a donc pour objectif d'augmenter la fiabilité d'une communication numérique en diminuant la probabilité que la séquence délivrée par le décodeur de canal soit différente de celle introduite dans le codeur de canal.

Un codeur convolutionnel est caractérisé par son taux de codage, sa longueur de contrainte et ses vecteurs de connexion, c'est à dire son code. Le taux de codage, R , est le rapport entre le nombre de bits entrant dans le codeur et le nombre de symboles codés à la sortie.

On considère, dans ce qui suit, des taux de codage de type $R = 1/V$.

Le codeur est constitué d'un registre à décalage de K cellules et de V additionneurs. Ces additionneurs modulo-2 sont d'une part reliés à un commutateur qui les sélectionne l'un après l'autre, délivrant ainsi les V symboles codés et d'autre part au registre à décalage. Les connexions entre le registre à décalage et les additionneurs sont données par les vecteurs de connexion. Il y a V vecteurs de connexion, chacun de dimension K : $G_j = (g_{j1}, g_{j2}, \dots, g_{jK}), j = 1, 2, \dots, V$.

À la figure 4.2, un exemple de codeur convolutionnel est représenté :

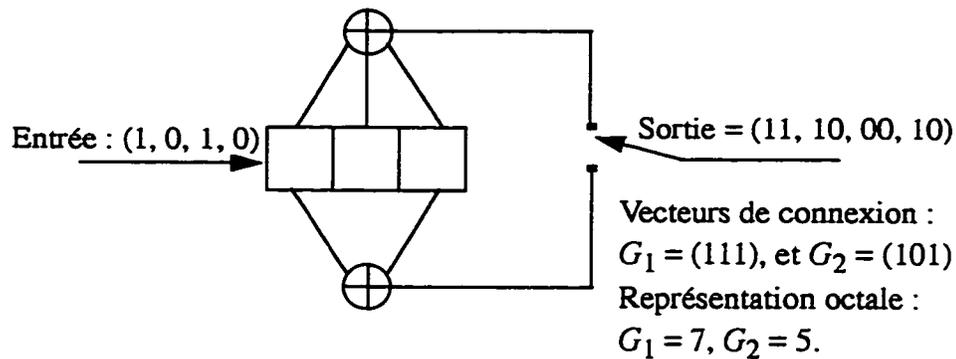


Figure 4.2 Illustration d'un codeur convolusionnel de taux 1/2, $K = 3$, code (7,5)

La longueur de contrainte K d'un code est le nombre de cellules dans le registre à décalage. Dans le cas d'un codeur à K cellules tel que montré la figure 4.2, la mémoire du codeur est égale à $K-1$. La mémoire du codeur correspond à la longueur d'entrée durant laquelle un bit d'entrée influence les symboles de sortie. La sortie dépend, en effet, non seulement du bit qui va entrer mais aussi de ceux qui sont déjà dans le registre.

Afin de retrouver l'information codée, il suffit de décoder les symboles reçus à la sortie de l'étape de la compression spectrale. La technique couramment employée pour décoder les symboles codés avec du codage convolusionnel est d'utiliser un décodeur de Viterbi dont la technique de décodage consiste à rechercher à partir d'une séquence reçue la séquence transmise la plus vraisemblable. Cette technique a l'avantage d'être très pratique car elle élimine la redondance, c'est-à-dire les recherches inutiles, étant donné que les états du codeur ne sont représentés qu'une seule fois à chaque profondeur de l'arbre. À la sortie du décodeur, nous aurons un message avec une certaine probabilité d'erreur qui définit la qualité de service du système au complet [Meh96].

4.1.2 Étalement spectral

Pour un système AMRC asynchrone, l'étalement spectral par séquence directe consiste à

multiplier dans le temps les bits d'information par des bits provenant d'un générateur de séquence pseudo-aléatoire occupant une largeur de bande ou un débit beaucoup plus grand que celui des bits d'information. Ce système est représenté à la figure 4.3 :

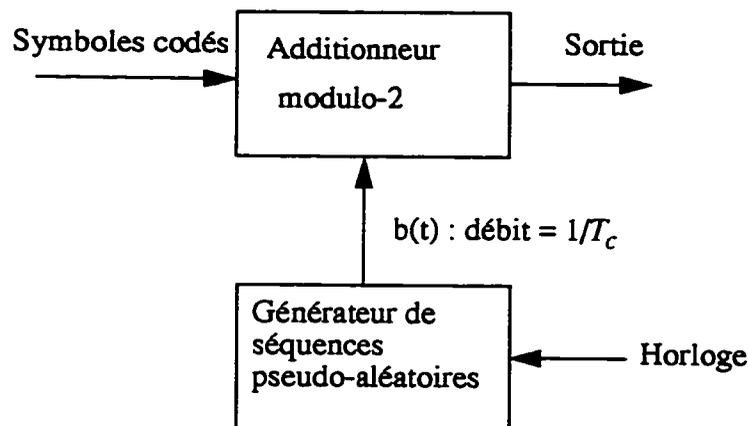


Figure 4.3 Principe de l'étalement spectral par séquence directe pour un système AMRC.

Le but de l'étalement spectral par séquence directe est d'étaler le signal correspondant aux symboles codés sur une très grande largeur de bande (environ 10^3 à 10^6 fois celle du signal utile) afin de le protéger contre les interférences. Cette opération dépend de la séquence pseudo-aléatoire qui est une succession, selon un code, d'impulsions de durée T_c (chip) et qui multiplie les bits d'information afin d'étaler le signal utile sur toute la largeur de bande disponible. Notons T la durée d'un bit d'information. Le gain de traitement, G_p , qui représente le facteur d'expansion de la largeur de bande est exprimé par :

$$G_p = \frac{W}{R} = \frac{T}{T_c}$$

où W est la largeur de bande disponible ($W = 1/T_c$) et R est le débit d'information ($R = 1/T$).

Dans le domaine spectral, cette opération peut être illustrée par la figure suivante :

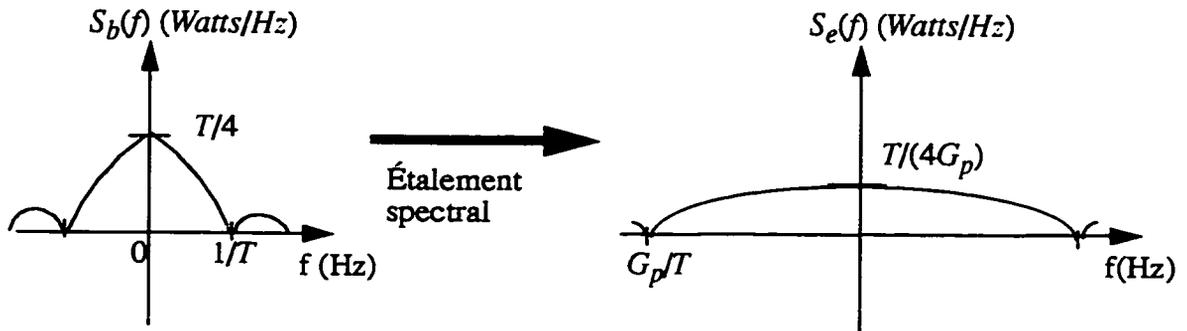


Figure 4.4 Spectres de densité de puissance de la séquence d'information et de la séquence étalée.

Les spectres de densité de puissance de la séquence d'information $S_b(f)$ et de la séquence d'étalement $S_e(f)$ peuvent être exprimés par [Pro89] :

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

$$S_e(f) = \frac{T}{4G_p} Sa^2\left(\frac{\pi f T}{G_p}\right)$$

où $Sa(x) = \sin(x)/x$. On voit d'après la figure 4.4 que la largeur de bande du signal utile est multipliée par G_p , mais aussi que le spectre de densité de puissance est divisé par ce même facteur. En multipliant au récepteur les signaux par la même séquence d'étalement que celle de l'émetteur (compression spectrale), la puissance des signaux interférants qui occupent la même largeur de bande que le signal utile sera divisée par G_p . Cette propriété devient donc très intéressante puisqu'elle permet de réduire l'interférence entre les usagers. En effet si N est le nombre d'usagers qui transmettent en même temps, les $N-1$ signaux qui ne sont pas corrélés avec la séquence pseudo-aléatoire du récepteur d'intérêt apparaîtront comme du bruit blanc gaussien dont la densité de puissance sera d'autant plus faible que le gain de traitement sera élevé. On a donc intérêt à avoir un gain de traitement le plus grand possible.

Il est important de trouver un bon générateur de séquences pseudo-aléatoires. Les meilleures séquences sont évidemment celles dont les fonctions d'intercorrélation sont les plus faibles possibles. Dans la section suivante, on présente très brièvement les caractéristiques d'une séquence pseudo-aléatoire.

4.1.2.1 Séquences d'étalement

Pour être capable d'offrir une isolation complète entre les différents usagers ou liaisons qui utilisent l'AMRC, il est nécessaire de pouvoir sélectionner des séquences dont les propriétés permettent, grâce à leur fonction de corrélation, de se verrouiller et reconnaître la séquence du signal désiré tout en maintenant une faible valeur de sortie pour les séquences rejetées (cette valeur est le résultat de l'intercorrélation entre deux séquences différentes). L'idéal serait de produire une intercorrélation nulle et une valeur d'autocorrélation égale à 1 lorsque les séquences sont parfaitement alignées (bon code et bonne synchronisation). Mais ce résultat est impossible à réaliser en pratique surtout avec les séquences de codes binaires. En pratique, un nombre important de séquences étant nécessaire, il est impossible de trouver un ensemble de séquences suffisamment grand et ayant les caractéristiques idéales. Un compromis entre le nombre de séquences dans l'ensemble et la qualité des caractéristiques de ces séquences doit être fait. Cependant, de bonnes séquences doivent respecter les propriétés suivantes [Lef94]:

- 1- La valeur à zéro de la fonction d'autocorrélation des séquences pseudo-aléatoires doit être élevée (égale à P_{totale}), ceci permettant d'optimiser l'information transmise au décodeur.
- 2- Les valeurs hors zéro de la fonction d'autocorrélation des séquences pseudo-aléatoires doivent être faibles, permettant ainsi de rejeter les chemins multiples en interférence, si ces derniers ne peuvent pas être exploités par du cod-

age implicite (égalisation et récepteur Rake).

- 3- L'intercorrélacion entre les séquences pseudo-aléatoires doit être faible, permettant de minimiser l'interférence inter-usagers.
- 4- Les séquences pseudo-aléatoires doivent être simples à générer.

On peut utiliser pour générer de codes pseudo-aléatoires pour de telles séquences, un registre à décalage, un additionneur modulo-2 et une boucle de retour comme illustré à la figure 4.5.

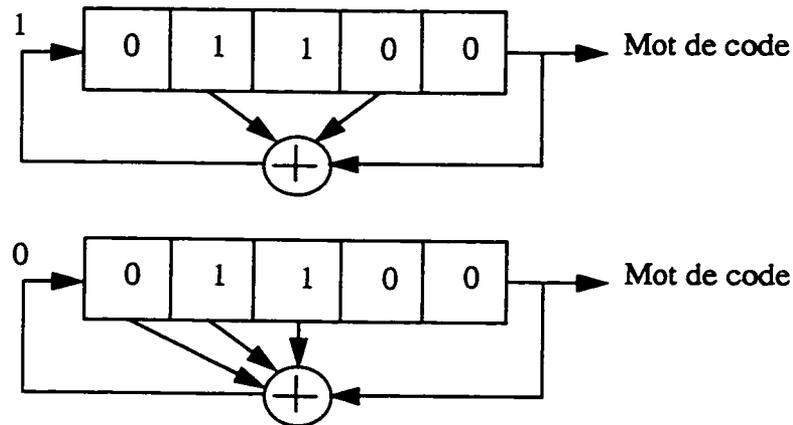


Figure 4.5 Exemple de générateurs à registre à décalage de séquences pseudo-aléatoires.

On peut montrer, quel que soit le nombre m d'étages de registre, qu'il existe au moins une structure de générateur permettant d'obtenir deux cycles seulement : le cycle 000000 naturellement et un cycle de $2^m - 1$ états. Le registre est dit alors à séquence maximale.

La figure 4.5 montre les deux générateurs à séquence maximale réalisables avec un registre à 5 étages. Les séquences obtenues en sortie de ce générateur sont de bonnes approximations de séquences aléatoires de période 31.

Les valeurs d'autocorrélation obtenues pour les séquences à longueur maximale satisfont les propriétés 1 et 2 des bons codes pseudo-aléatoires. En effet, les valeurs d'autocorréla-

tion obtenues vont permettre au récepteur, advenant à une interférence entre le signal et l'écho (dispersion) de ce signal causé par un environnement produisant des propagations multivoies, de se verrouiller sur la séquence de code pseudo-aléatoire désirée tout en rejetant toutes les autres. Par contre, l'intercorrélacion obtenue pour des paires de séquences différentes à longueur maximale quelconques peut être très élevée.

Pour obtenir des caractéristiques d'intercorrélacion intéressantes, d'autres ensembles, basés sur les séquences à longueurs maximales, telles que les séquences de Gold, doivent être utilisées. Les séquences de Gold forment un ensemble important de séquences pseudo-aléatoires possédant des propriétés d'intercorrélacion satisfaisantes et telles que le nombre de séquences dans l'ensemble est relativement grand [Bha81] [Lef94]. La technique de génération de ces codes repose sur le fait qu'une large famille de codes offrant un produit d'intercorrélacion faible peut être générée en additionnant modulo-2 les sorties des deux meilleurs codes à séquence maximale de même longueur. Ce sont ces séquences qui seront utilisées dans notre travail pour l'AMRC asynchrone.

Enfin, certaines autres classes de séquences à étalement spectral sont considérées pour les systèmes AMRC. Par exemple, la compagnie *Qualcomm* a conçu une technique AMRC que l'on désigne en anglais par «Walsh-Hadamard Function-Based Orthogonal DS/SS-CDMA System» et dans laquelle les codes de Walsh (ou Walsh Hadamard) sont utilisés afin de procurer une partie de l'étalement spectral [Gau95] (Ces séquences seront analysées plus en détail au chapitre 8). Ce système fut proposé il y a quelques années pour le système de SCP par satellites GLOBALSTAR. Les séquences de Walsh sont des séquences orthogonales dont l'intercorrélacion est nulle lorsque les séquences sont synchrones. Par contre, lorsque les séquences sont asynchrones, l'intercorrélacion peut être élevée. Ce sont les séquences que l'on utilisera lorsqu'on évaluera les performances de l'AMRC synchrone.

4.1.3 Entrelacement

L'entrelacement consiste à séparer les symboles codés consécutifs à la transmission et de les réassembler à la réception afin d'éviter les erreurs en salves 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 $M \times N$ de dimensions connues. Les symboles codés et étalés sont insérés ligne par ligne et sont retirés colonnes par colonnes, mélangeant ainsi les bits consécutifs. Au récepteur, le désentrelacement consiste simplement à utiliser l'inverse de la matrice d'entrelacement de l'émetteur (Les symboles codés et étalés sont insérés colonnes par colonnes et sont retirés ligne par ligne). Cela restitue donc le signal codé et étalé au niveau spectral.

4.1.4 Modulation

Dans les système de SCP par satellites deux techniques de modulations peuvent être utilisées: la modulation de phase (BPSK : *Binary Phase Shift Keying*) ou la modulation de fréquence (FSK : *Frequency Shift Keying*). La démodulation utilise un récepteur à corrélation qui mesure l'énergie du signal reçu en fonction du bruit et des diverses interférences présentes dans le canal et choisit la valeur binaire (modulation numérique) qui est la plus probable. La démodulation peut être cohérente ou non-cohérente. Dans la démodulation cohérente, une onde pilote est transmise avec le signal afin de pouvoir synchroniser le récepteur avec le signal reçu. Dans la démodulation non-cohérente, aucune onde pilote n'est envoyée et le récepteur se synchronise par lui-même sur le signal reçu. La liaison descendante d'un système satellite emploie une démodulation cohérente car la synchronisation est plus facile à réaliser que dans la liaison montante. Dans cette dernière la démodulation peut être cohérente ou non-cohérente malgré que la démodulation non-cohérente

soit plus robuste dans un environnement avec des évanouissements, ce qui est le cas de la liaison montante où les évanouissements du signal sont plus néfastes que dans la liaison descendante [Monk95].

4.2 Caractéristiques de propagation du canal radio-mobile

Dans un canal radiomobile, entre l'émetteur et le récepteur, le signal émis subit de multiples altérations au niveau de son amplitude, de sa phase et de sa fréquence.

Le signal reçu $r(t)$, peut être exprimé de la sorte [Meh96] :

$$r(t) = \text{Re} [\alpha(t)e^{j\psi(t)}] \quad (4.1)$$

où $\alpha(t)$ représente l'enveloppe du signal et $\psi(t)$ sa phase.

4.2.1 Variations d'amplitude

Les variations d'amplitude sont provoquées par l'atténuation de l'amplitude du signal due aux obstacles et à la distance entre l'émetteur et le récepteur mais aussi par la dispersion que subit le signal par les immeubles, véhicules et divers obstacles dûs au relief. Les variations d'amplitudes sont décomposables en deux types :

- Les variations à grande échelle ou effet d'ombrage.
- Les variations à petite échelle ou multivoies.

Les variations à grande échelle sont relativement stables dans le temps et sont provoquées par des obstacles qui créent un effet d'ombrage suite à un déplacement lent du poste mobile. En d'autres termes, cette atténuation modélise les variations du signal sur une durée relativement longue. Ainsi, la zone de couverture, qui est l'ensemble de points où une liaison radio-mobile peut être établie avec un mobile, n'est, en général, pas continue.

L'expérience montre que cette variation à grande échelle peut être modélisée par un processus aléatoire de loi lognormale. Alors, si $\bar{\alpha}$ est la moyenne (locale) de l'amplitude du signal, la densité de probabilité de la variable aléatoire $u = 10\log [(\bar{\alpha})^2]$ s'écrit [Des96] :

$$f(u) = \frac{1}{\sigma_g \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(u-m_u)^2}{2\sigma_g^2}\right) \quad (4.2)$$

où la moyenne m_u varie en fonction de la distance z selon $10\log(z^{-n})$; n étant un coefficient d'affaiblissement qui est fonction des caractéristiques du milieu. σ_g représente l'écart-type de la distribution lognormale et varie essentiellement en fonction du terrain, de son niveau d'encombrement et de la fréquence d'émission, et dans une moindre mesure il dépend aussi de la distance entre la station réceptrice et le poste mobile. Cet écart-type a une grande influence sur le niveau de brouillage auquel est assujettie une liaison radio-mobile dans les systèmes cellulaires. L'écart-type σ_g a été mesuré entre 2 dB et 6 dB pour un canal satellite mobile [Lut91] et la moyenne m_u entre -7 dB et -16 dB [Lut91]. Ces valeurs seront reprises pour le calcul de l'erreur du contrôle de puissance au chapitre 5.

Le signal émis est réfléchi et diffracté par divers obstacles entre l'émetteur et le récepteur. L'onde du signal se décompose alors en plusieurs ondes qui suivent des trajets différents et qui interfèrent entre elles. Ainsi, la propagation par trajet multiples provoque une distorsion d'amplitude et de phase qui se manifeste par des évanouissements (*fading* en anglais). Ce sont les variations à petite échelle qui provoquent une variation de l'amplitude du signal en fonction du temps sur une durée suffisamment courte pour négliger le phénomène d'ombrage ou atténuation lognormale. Or, étant donné que les évanouissements correspondent à des atténuations très profondes de l'amplitude du signal espacées de façon plus ou moins régulière, lorsque la vitesse du mobile augmente, l'espacement temporel moyen

des évanouissement diminue et le phénomène des trajets multiples devient de plus en plus présent et par le fait même dégrade le signal émis. Les évanouissements dus aux variations à petite échelle sont modélisées par une loi de Rayleigh en l'absence d'une onde directe. La densité de probabilité de l'enveloppe du signal s'écrit alors [Des96]:

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (4.3)$$

où α représente l'enveloppe du signal et σ^2 est la variance de l'onde diffusée.

La valeur moyenne et la valeur quadratique moyenne de l'enveloppe du signal sont respectivement égales à :

$$E[\alpha] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (4.4)$$

et

$$\sigma_\alpha = \sqrt{E[\alpha^2] - (E[\alpha])^2} = \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}} \sigma \quad (4.5)$$

Le fading de Rayleigh correspond au cas où l'onde directe est absente. Ce modèle est relativement pessimiste car il correspond aux conditions les plus sévères de l'environnement urbain. Lorsque le mobile est dégagé et que l'onde directe peut être reçue, ce qui est très souvent le cas dans un canal satellite, les évanouissements de l'enveloppe du signal peuvent être modélisés par une loi de Rice où la densité de probabilité de l'enveloppe s'écrit dans ce cas [Monk95]:

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(\alpha^2 + A_s^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha A_s}{\sigma^2}\right) \quad (4.6)$$

I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro. A_s est l'amplitude de l'onde directe et σ^2 est la puissance de l'onde diffusée.

On remarque que la loi de Rayleigh n'est qu'un cas particulier de la loi de Rice obtenue

lorsqu'il n'y a pas d'onde directe à la réception.

Enfin, il existe d'autres lois de probabilités qui peuvent modéliser les évanouissements de l'enveloppe du signal créés par les variations à petite échelle, telle que la loi de Nakagami. Celle-ci est utilisée lorsque le nombre de trajets multiples est faible de sorte que le théorème central limite ne s'applique pas vraiment [Des96].

4.2.2 Distorsion de fréquence

La distorsion de fréquence est provoquée par l'effet Doppler qui affecte tous les signaux reçus par des mobiles en déplacement. Il se traduit par une translation de la fréquence du signal émis. Soit f_{di} cette translation de fréquence. On a alors :

$$f_{di} = F \frac{v}{c} \cos \theta_i \quad (4.7)$$

où F est la fréquence du signal transmis, v est la vitesse relative du mobile par rapport au satellite, c est la vitesse de propagation de l'onde (dans l'air $c = 3 \times 10^8$ m/s), et θ_i l'angle entre la direction du vecteur vitesse du mobile et le vecteur de propagation du signal transmis. On peut voir plus clairement la définition de θ_i sur la figure 4.6 :

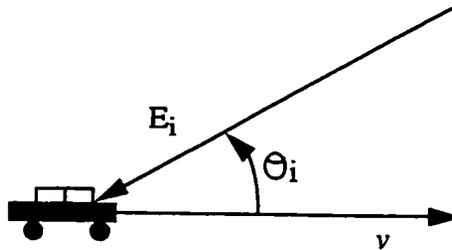


Figure 4.6 Définition de θ_i

En réalité, la simple translation de fréquence n'est valable que pour les récepteurs qui reçoivent uniquement l'onde directe, ce qui est rarement le cas dans un canal satellite. Ce

qui se produit réellement, c'est que le récepteur reçoit plusieurs ondes provenant du même signal émis aléatoirement. En considérant que les θ_i sont équipartis, on n'aura donc plus qu'un simple déplacement de la fréquence, mais un étalement de l'énergie sur une largeur de bande définie par l'étalement Doppler $F.v/c$.

4.2.3 Distorsion de phase

Nous allons donner brièvement deux causes de distorsion de phase.

Une des causes de distorsion de phase est l'étalement spectral dû à l'effet Doppler. Dans ce cas l'enveloppe du signal est modulée (modulation d'amplitude), mais il en résulte aussi une modulation de la phase. Or, pour des valeurs de l'amplitude instantanée faible, lors des évanouissements de Rayleigh par exemple, la variation de la phase dans le temps peut être très importante.

L'autre cause de distorsion de phase est le temps de propagation que met l'onde transmise à parvenir au récepteur, et plus exactement, la variation de ce temps selon le trajet emprunté. On ne rentrera pas dans le détail du phénomène, mais on peut facilement comprendre que cette dispersion de temps, peut entraîner une perte de corrélation entre les composantes spectrales d'une onde qui véhicule de l'information. Or, sans cette corrélation, le système de modulation et démodulation ne peut pas fonctionner correctement. Il va donc falloir limiter la largeur de bande du signal. On peut définir, ici, la bande de cohérence qui est la bande de fréquence où les composantes spectrales sont suffisamment corrélées pour permettre une démodulation acceptable. On écrit alors :

$$B_{coh} = 1/(2T_m)$$

où T_m = temps de dispersion des composantes spectrales.

Les autres sources de perturbations proviennent du bruit dont on tient compte dans toute liaison de communication, qu'elle soit cablée ou sans fil, fixe ou mobile. Le bruit est pro-

duit par le champ électromagnétique ambiant que le récepteur reçoit, et l'importance de ce champ dépend de la fréquence de la porteuse pour laquelle le récepteur est réglé. Ce bruit provient des effets de fluctuations de courant et tension des appareils électroniques ainsi que de sources externes, qu'elles soient naturelles (orage, précipitations, soleil,...) ou produites par l'homme (industries, électronique de communication, système d'allumage,...). Le bruit dans une liaison de communication électrique, est souvent modélisé par un bruit blanc gaussien additif.

4.3 Système AMRC asynchrone vs AMRC synchrone

Il existe dans un système AMRC deux approches pour la transmission des données : dans l'approche asynchrone que l'on a exposé jusqu'à maintenant, les diverses informations sont transmises à n'importe quel moment sur toute la largeur de bande, donc sans limite de temps ou sans aucune synchronisation. Or, afin de réduire l'interférence inter-usagers qui est assez importante dans le système AMRC asynchrone, une autre technique fut proposée, dans laquelle la transmission de chaque usager est synchronisée dans le temps par rapport aux autres usagers. Plus précisément ce que l'on souhaite faire c'est synchroniser l'information de chaque usager au niveau des chips de la séquence pseudo-aléatoire, afin d'aligner ces séquences au récepteur les unes par rapport aux autres. Évidemment, les séquences pseudo-aléatoires doivent être orthogonales (séquence de Walsh-Hadamard) de façon à ce que l'intercorrélacion entre les signaux des différents usagers soit nulle lorsque les séquences pseudo-aléatoires arrivent parfaitement alignées au récepteur.

Le mécanisme précis d'un tel dispositif de synchronisation reste cependant très flou. Le seul dont on connait de façon très générale le fonctionnement, est le procédé de synchronisation du réseau de téléphonie mobile par satellite conçu par l'agence spatiale européenne pour les technologies avancées (ASTP, *European Space Agency's Advanced*

System Technology Program). La technique consiste à organiser le réseau de manière à ce que tous les mobiles appartenant à la même cellule soient connectés à une petite station de contrôle (*mini-hub station*) qui aura comme tâche d'aligner les séquences d'étalement des différents usagers au satellite en fonction d'un signal de référence transmis par le terminal (*Gateway*) (voir figure 4.7 à la page suivante). Cette configuration souffre cependant d'un désavantage majeur, celui d'avoir des délais de propagation énormes car elle forme une boucle fermée (liaisons mobile-satellite-station de contrôle-satellite-mobile). Dans ce cas, puisque les délais de propagation sont très grands, la synchronisation risque de ne pas être assez rapide, étant donné que celle-ci doit nécessairement se faire au niveau des chips de la séquence d'étalement. Or, la durée d'un chip dans un système AMRC à séquence directe est de l'ordre des 100 ns. Afin de réduire ce délai, on peut incorporer la station de contrôle dans le téléphone mobile. Mais une telle approche exige une technologie micro-électronique très poussée et risque d'augmenter la complexité et la taille du poste mobile, ce qui n'est pas désirable dans un système de communications personnelles. La configuration de la figure 4.7 doit aussi pouvoir s'adapter à l'environnement d'un système de radio-communication mobile où les évanouissements multivoies dus aux variations rapides de l'amplitude du signal peuvent dégrader le processus de synchronisation. Les conséquences du fading sur le processus de synchronisations sont souvent mentionnées mais aucune solution claire n'a été jusqu'à présent proposée, surtout par les compagnies qui envisagent de mettre en oeuvre la technique de l'AMRC synchrone dans les systèmes de SCP par satellites comme Téléglobe pour le système Odyssey et l'ESA pour le système ARCHIMEDES.

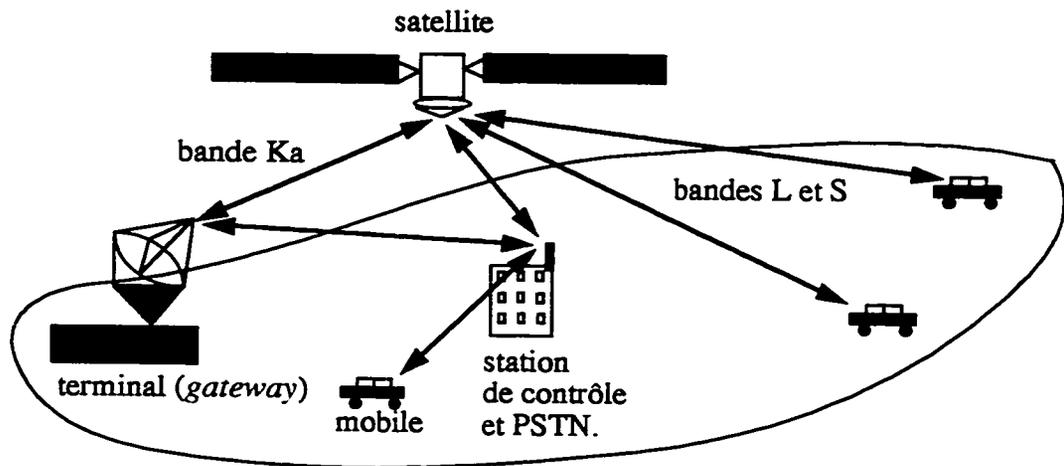


Figure 4.7 Configuration pour un système AMRC synchrone de SCP par satellites

Donc, malgré qu'une telle approche soit tout à fait réalisable dans un système cellulaire terrestre utilisant l'AMRC (avec néanmoins de petites erreurs de synchronisation sur la liaison montante), elle est beaucoup plus difficile à mettre en oeuvre dans un système mobile par satellites où le mobile et le satellite sont en mouvement. De plus, la synchronisation est beaucoup plus difficile sur la liaison montante que sur la liaison descendante car elle est beaucoup plus critique en termes de variations au niveau de l'horloge des différents émetteurs mobiles. Dans ce cas, seule une opération quasi-synchrone peut être maintenue sur la liaison montante d'un système de communication par satellites utilisant l'AMRC.

En supposant donc qu'il y aura des erreurs de synchronisation plus ou moins élevées sur la liaison montante, des séquences orthogonales à faibles valeurs de fonctions d'intercorrélations pour un certain déphasage dû à l'erreur de synchronisation devraient être utilisées. Ces séquences sont celles de Walsh-Hadamard qui possèdent une intercorrélacion nulle lorsque les séquences sont synchrones. Par contre, lorsque les séquences sont asynchrones, l'intercorrélacion peut être élevée. Ce sont les séquences que l'on utilisera lorsqu'on évaluera les performances de l'AMRC «quasi-synchrone».

4.4 Hypothèses de base du système de SCP par satellites utilisant l'AMRC

Dans cette partie du chapitre nous formulerons les hypothèses qui vont nous permettre de simplifier l'analyse des performances du système. Ces hypothèses simplificatrices sont nécessaires dans l'étude d'un domaine aussi complexe que celui de l'accès multiple dans les systèmes de communications par satellites où une multitude d'aspects technologiques et conceptuels entrent en jeu. Or notre objectif est de négliger ou de simplifier certains de ces aspects tout en gardant une vue d'ensemble qui soit compatible avec la réalité.

1- Première hypothèse : chaque faisceau est indépendant des autres faisceaux

À chaque faisceau d'antenne correspond une couverture au sol qui forme un cercle (forme idéalisée) de plusieurs kilomètres. Or, nous considérons dans notre analyse que ces régions sont indépendantes les unes des autres et qu'un faisceau en particulier n'est pas affecté par les faisceaux qui lui sont adjacents. Cependant, dans l'approche paramétrique (chapitre 6), nous incluons dans l'analyse de la capacité un paramètre qui représente l'influence du débordement d'un faisceau sur un autre, étant donné que les faisceaux ne sont pas parfaitement isolés.

2- Deuxième hypothèse : Seule la liaison montante sera étudiée

Dans un système de communications de SCP par satellites, la liaison montante représente la liaison de l'utilisateur mobile vers le satellite alors que la liaison descendante représente celle dans la direction inverse. Comme on l'a déjà expliqué, la liaison montante est la liaison la plus critique car c'est sur cette liaison que le contrôle de puissance est essentiel au bon fonctionnement du système et que le fading est le plus néfaste pour la réception du signal. De plus c'est sur la liaison montante que l'AMRC, à l'aide des répéteurs de bord du satellite, est utilisé pour récupérer les signaux transmis simultanément par les usagers.

C'est donc la liaison montante qui utilise l'accès multiple tandis que la liaison descendante conduit uniquement à multiplier au récepteur de l'utilisateur mobile le signal reçu par son propre code de façon à récupérer le signal qui lui est destiné. On parle alors de réception par spectre étalé. Pour toutes ces raisons, la liaison montante sera choisie afin d'étudier les performances du système AMRC dans un réseau mobile par satellites de façon à ce que l'analyse soit la plus proche de la situation réelle.

3- Troisième hypothèse : l'entrelacement est supposé parfait

Nous avons dit à la section 4.1.3 que l'entrelacement joue un rôle important dans la correction des salves d'erreurs causées par le canal satellite. Or il arrive parfois que l'opération de désentrelacement soit imparfaite à cause du *fading*. Nous ignorerons cet aspect en considérant que la matrice de désentrelacement élimine complètement l'entrelacement et que le signal étalé et codé est parfaitement récupéré après cette opération.

4- Quatrième hypothèse : définition du modèle de propagation

Nous avons défini à la section 4.2 les caractéristiques de propagation du canal radio-mobile. Nous avons vu que le signal subissait plusieurs types d'altérations entre l'émetteur et le récepteur. Ces altérations se traduisent par des variations au niveau de l'amplitude, de la fréquence et de la phase du signal. Pour notre cas d'études, nous nous limiterons aux variations d'amplitudes qui sont les plus néfastes dans un système AMRC car ils dégradent le mécanisme de contrôle de puissance.

Nous modéliserons le canal selon deux situations qui peuvent se produire lors d'une transmission vers le satellite. Dans le premier cas qui est la situation la plus probable dans un système de communication par satellites, l'utilisateur se trouve en ligne directe avec le satellite. Le modèle proposé pour modéliser les évanouissements de l'enveloppe dans ce cas est le modèle de Rice (voir section 4.2.1). Dans le deuxième cas, l'utilisateur se trouve en sit-

uation d'ombrage par rapport au satellite. Le modèle proposé est alors celui de Rayleigh (section 4.2.1) lorsque le contrôle de puissance est considéré parfait et une combinaison Rayleigh-lognormale lorsque le contrôle de puissance est considéré comme étant imparfait.

Malgré sa simplicité ce modèle représente une façon élégante de modéliser le canal de propagation d'un système de communication par satellites. Ce modèle a été introduit par Lutz et al [Lut91] et a pu être validé par des données expérimentales.

À partir de ce modèle et des définitions élaborées à la section 4.2.1, on aura comme densité de probabilité de l'enveloppe du signal dans le canal satellite [Lut91] pour un contrôle de puissance parfait :

$$f(R) = A \cdot 2cR_i \exp(-cR_i^2) + (1 - A) 2cR_i \exp(-c(R_i^2 + 1)) I_0(2cR_i) \quad (4.9)$$

où A représente la fraction des usagers en situation d'ombrage, et $(1-A)$ la fraction des usagers en ligne directe avec au moins un satellite. R représente l'enveloppe du signal et A_s qui est l'amplitude de l'onde directe est prise égale à 1.

$c = A_s^2/2\sigma^2 = 1/2\sigma^2$ est appelé facteur de Rice ou facteur de variance des évanouissements rapides.

5- Cinquième Hypothèse : contrôle de puissance en boucle ouverte

Le contrôle de puissance sera le thème du prochain chapitre. Cependant brièvement on peut dire qu'étant donné que tous les usagers se partagent la même bande de fréquence et se comportent comme des interférants les uns par rapport aux autres, il est important que les signaux de ces différents usagers arrivent au satellite avec la même puissance moyenne. Cela permet d'éviter qu'un usager proche du satellite et en ligne directe avec ce dernier ne brouille, avec sa puissance plus élevée l'utilisateur éloigné et/ou en situation d'om-

brage par rapport à ce même satellite. L'utilisateur éloigné et/ou en situation d'ombrage subit une variation d'amplitude (*fading*) plus importante que l'utilisateur en ligne directe avec le satellite qui dégrade son amplitude, donc sa puissance. D'où la nécessité d'un contrôle de puissance qui assure à tous les usagers du système la même puissance moyenne reçue au satellite.

Il existe deux formes de contrôle de puissance que l'on décrira au chapitre suivant, soit : le contrôle de puissance en boucle ouverte et le contrôle de puissance en boucle fermée. Dans un contrôle de puissance en boucle ouverte, le modèle que l'on utilisera dans ce mémoire, seules les variations d'amplitude à grande échelle peuvent être corrigées, alors que les évanouissements plus rapides (Rice ou Rayleigh) ne peuvent être ni détectés ni corrigés. Dans ce cas le contrôle de puissance essaie de minimiser leurs effets en détectant la puissance moyenne créée par ce type d'évanouissement.

Donc, afin de représenter l'effet de ce contrôle de puissance, nous multiplierons la puissance moyenne des usagers en situations d'ombrage par un facteur p afin de l'égaliser avec la puissance des usagers en ligne directe.

Or, d'après l'équation (4.5), nous connaissons la puissance moyenne de l'enveloppe du signal des usagers en situation d'ombrage (Rayleigh), celle-ci sera notée S_{sh} . La puissance des usagers en ligne directe (S_{unsh}), est fournie par la relation suivante :

$$S_{unsh} = (A_s^2 + 2\sigma^2) = (1 + \frac{1}{c}) \quad (4.10)$$

à noter que ces deux puissances sont normalisées à une puissance nominale qui représente la puissance du signal en l'absence d'évanouissements.

Le facteur p sera alors égal à :

$$p = \frac{S_{unsh}}{S_{sh}} = 1 + c \quad (4.11)$$

Dans ce cas, l'équation (4.8) est transformée en :

$$f(R) = A \cdot \frac{2cR}{1+c} \exp\left(-\frac{cR^2}{1+c}\right) + (1-A) 2cR \exp(-c(R^2 + 1)) I_0(2cR) \quad (4.12)$$

Enfin, il faut noter que dans cette analyse le contrôle de puissance est supposé parfait. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'on néglige les variations d'amplitude à grande échelle car ces derniers sont entièrement corrigées par le contrôle de puissance. Ceci n'est évidemment pas tout à fait réaliste. Au chapitre suivant nous analyseront le cas d'un contrôle de puissance imparfait et en considérant explicitement l'erreur provoquée par ce dernier.

4.5 Conclusion

Nous avons introduit dans ce chapitre les différents aspects conceptuels du système AMRC et discuter leur impact sur le bon fonctionnement du système. Les plus importants sont : le contrôle de puissance, le codage, l'étalement spectral et les caractéristiques de propagation. Nous avons aussi formulé les hypothèses simplificatrices qui nous permettront d'analyser la capacité du système de SCP par satellites utilisant l'AMRC sans se perdre dans énormément de détails.

Dans le chapitre suivant, nous discutons du mécanisme de contrôle de puissance et nous déterminons l'erreur engendrée par un contrôle de puissance imparfait.

CHAPITRE 5

ERREUR D'UN CONTRÔLE DE PUISSANCE EN BOUCLE OUVERTE

Tous les usagers d'un système AMRC se partagent la même bande de fréquence et se comportent comme des interférants les uns par rapport aux autres. Dans ce cas, il est clair que les signaux de ces différents usagers doivent être reçus au satellite avec la même puissance moyenne. Cela permet d'éviter la situation dans laquelle un usager proche du satellite et en ligne directe avec ce dernier ne cammoufle avec sa puissance plus élevée l'utilisateur éloigné et/ou en situation d'ombrage par rapport à ce même satellite. D'où la nécessité d'un contrôle de puissance adaptatif entre le mobile et le satellite qui assure à tous les usagers du système la même puissance moyenne reçue au satellite.

Dans ce chapitre nous analysons et évaluons l'erreur de contrôle de puissance selon un modèle bien déterminé afin de pouvoir mesurer son influence sur la capacité du système.

5.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte et en boucle fermée

Il existe dans les systèmes de communication mobiles utilisant l'AMRC comme technique d'accès multiple, deux formes de contrôle de puissance : le contrôle de puissance en boucle ouverte et le contrôle de puissance en boucle fermée. Dans ce dernier, l'information

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

Une autre alternative pour les systèmes satellites serait d'implanter un contrôle de puissance en boucle ouverte qui consisterait à obtenir sur la liaison descendante les informations nécessaires sur l'état du canal. À noter que l'inverse s'aurait produit si notre étude était consacrée à l'analyse de la liaison descendante. Dans un système à boucle ouverte, le mobile enregistre les informations concernant l'état du canal pendant la liaison descendante afin d'estimer l'état du canal sur la liaison montante. Il est clair dans ce cas que le contrôle ne peut détecter et corriger que les variations lentes ou à grande échelle du canal de transmissions, car ces derniers demeurent identiques sur la liaison montante et descendante. Tel que mentionné au chapitre 4, ces variations à grandes échelles sont appelés effet d'ombrage ou *shadowing* en anglais et sont normalement modélisés par une loi probabiliste lognormale.

Quant aux variations rapides (évanouissements multi-chemins ou *fading* en anglais), le contrôle de puissance en boucle ouverte essaie de minimiser leurs effets en détectant la puissance moyenne créée par ce type d'évanouissement, comme on l'a fait au chapitre

précédent.

5.2 Modèle de propagation du système de contrôle de puissance

D'après ce qui a été dit, notre contrôle de puissance sera en boucle ouverte et donc en mesure de compenser la dégradation provoquée par les variations d'amplitude à grande échelle. Cependant un tel système de contrôle de puissance n'est jamais parfait dû au fait que l'on essaie de prédire, lors de la liaison descendante, l'état du canal de la liaison montante. Or l'estimation que l'on fait de la puissance reçue au satellite et que le mobile utilise pour modifier sa puissance transmise comporte une certaine erreur causée par le délai du trajet satellite-mobile-satellite. Cette erreur dépend directement de la modélisation statistique que l'on utilise pour les évanouissements d'amplitude dus aux variations lentes du canal. Dans ce cas, il est important de modéliser notre canal par des statistiques présentées au chapitre 4, qui permettront de représenter les effets du *fading* et du *shadowing*.

Nous reprenons dans ce chapitre l'analyse déjà élaborée par [Monk95] afin d'évaluer l'erreur du contrôle de puissance en boucle ouverte, car celle-ci représente selon nous l'analyse la plus détaillée et la plus proche de la réalité disponible actuellement. Cependant notre analyse est plus approfondie car nous incluons tous les détails nécessaires à la compréhension de l'origine du modèle.

On modélise les évanouissements d'amplitude par une distribution lognormale et le processus de *fading* par une distribution de Rice. En d'autres termes, le signal est modélisé par une loi lognormale pour représenter les variations à grande échelle et une loi de Rayleigh pour les variations plus rapides durant le temps où l'utilisateur est en situation d'ombrage et une loi de Rice lorsque ce dernier est en ligne directe avec le satellite.

Or, le signal reçu au mobile après conversion est de la forme [Monk95]:

$$r(t) = \alpha(t)S(t)c(t) + n(t) \quad (5.1)$$

$S(t)$ représente la variation de l'amplitude du signal causé par l'effet d'ombrage (*shadowing*), et suit une loi lognormale [Monk95]: $S(t) = e^{\zeta(t)}$, où $\zeta(t)$ est une distribution gaussienne de moyenne $\bar{\zeta}$ (dépend de la distance base-mobile) et de variance σ_{ζ}^2 . $c(t)$ est la séquence du code pseudo-aléatoire de l'utilisateur en question.

$\alpha(t)$ représente l'enveloppe du signal et est modélisé par une distribution de Rice dont la fonction de densité (voir équation (4.6)) est égale à :

$$f_{\alpha}(\alpha) = 2c\alpha e^{-c(\alpha^2+1)} I_0(2cR) \quad (5.2)$$

où $2\sigma^2$ est la puissance moyenne de l'onde diffractée. Or, la puissance totale moyenne (chemins multiples) reçue au satellite est donnée par :

$$P = E\{\alpha^2(\tau)\} = 2\sigma^2(1+c) \quad (5.3)$$

où $c = A_s/2\sigma^2$ est appelé le facteur de Rice et A_s est l'amplitude de l'onde directe vers le satellite et que l'on prend par hypothèse égale à 1.

Finalement $n(t)$ est le bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale $N_0/2$. Après corrélation et à l'instant kT , où T est la durée d'un bit, et en supposant que le récepteur est parfaitement synchronisé avec le signal désiré, on peut écrire [Monk95]:

$$X(k) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) c(t) dt = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} [\alpha(t)c(t)e^{\zeta(t)} + n(t)] c(t) dt \quad (5.4)$$

où $X(k)$ est la valeur de sortie du corrélateur à l'instant $t = kT$. Pour trouver une solution analytique à l'équation (5.4), on suppose que $\alpha(t)$ est relativement constant sur toute la durée du bit. De plus, comme $\varsigma(t)$ varie de façon beaucoup plus lente que $\alpha(t)$, elle est aussi constante sur la durée du bit [Monk95]. Ces deux variables seront approximées par la valeur située à la demi-période du bit d'information.

Nous obtenons alors pour l'équation (5.4), la relation suivante :

$$X(k) \approx \alpha_k e^{\varsigma_k} + N_k \quad (5.5)$$

où $\alpha_k = \alpha(kT - \frac{T}{2})$ et $\varsigma_k = \varsigma(kT - \frac{T}{2})$.

N_k est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance : $\sigma_N^2 = N_o/2T$.

5.3 Évaluation du canal de transmission

La définition du modèle de propagation nous a permis de représenter les variations aléatoires de l'amplitude et de l'enveloppe du signal émis sous la forme de lois de probabilités ayant des fonctions de densités connues. Cependant, la connaissance du modèle de propagation ne permet pas à elle seule de calculer l'erreur du contrôle de puissance. Il faudrait de plus connaître le comportement temporel de la variation de l'amplitude et de l'enveloppe du signal.

Ainsi, afin de bien mesurer l'erreur provoquée par l'imperfection du contrôle de puissance, il est important de connaître statistiquement le comportement temporel de la puissance des évanouissements. Pour cela, il faut calculer les fonctions d'autocorrelation et d'autocovariance de $\alpha^2(t)$ et de $\varsigma(t)$.

La fonction d'autocorrelation de $\alpha^2(t)$ est connue [Monk95] et elle est donnée par l'équa-

tion suivante :

$$R_{\alpha^2}(\tau) = E \{ \alpha^2(t) \alpha^2(t + \tau) \} = \frac{\rho(\tau)}{c^2} (\rho(\tau) + 2c \cos 2\pi f_o \tau) + \frac{(1+c)^2}{c^2} \quad (5.6)$$

L'équation (5.6) a été calculée en supposant $A_s = 1$. f_o est le déplacement Doppler moyen et elle est égale à zéro dans notre cas étant donné que sur la liaison descendante la démodulation est supposée cohérente.

$\rho(\tau)$ est la fonction d'autocovariance de $\alpha(t)$ et peut être calculée en ne tenant compte que de la polarisation horizontale de l'onde transmise [Monk95]. On aura donc [Cla68]:

$$\rho(\tau) = I_0(2\pi f_d |\tau|) \quad (5.7)$$

où $I_0(x)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro. f_d est la largeur de bande unilatérale de Doppler, ou en d'autre terme, le déphasage maximal de Doppler (voir section 4.2.2, θ_i est dans ce cas égal à zéro).

Il a été démontré [Par91], que pour des ondes arrivant à des angles (par rapport à la verticale) inférieurs ou égaux à 45° , $\rho(\tau)$ est assez proche de la définition (5.7).

Quant aux statistiques de $\zeta(t)$, ils sont beaucoup moins bien connus que ceux de $\alpha(t)$ et on a souvent recours à l'analyse de résultats empiriques. Ainsi, il a été démontré [Gud91] que l'autocovariance de $\zeta(t)$ peut être exprimée de la manière suivante :

$$C_{\zeta}(\tau) = E \{ \zeta(t) \zeta(t + \tau) \} - E^2 \{ \zeta(t) \} = \sigma_{\zeta}^2 \exp(-v|\tau|/X_c) \quad (5.8)$$

Ici X_c est la distance de corrélation qui a été mesurée, valant des dizaines de mètres pour des cellules terrestres conventionnelles [Gud91]. v est la vitesse du mobile et σ_{ζ} est l'écart-type en dB de la distribution gaussienne de $S(t)$, représentant l'effet d'ombrage.

Lorsqu'on compare les relations (5.6) et (5.8), on remarque que le processus d'ombrage varie beaucoup moins rapidement que le processus de fading (modélisé par les équations

(5.5) et (5.6)). De plus, l'approximation faite en (4.4) selon l'hypothèse que $\alpha(t)$ est constante sur la durée d'un bit peut être vérifiée en calculant numériquement l'autocovariance normalisée de $\alpha^2(t)$ (équation (4.5)). Ainsi, pour des valeurs de $f_d t < 0.05$, [Monk95] a obtenu pour l'autocovariance normalisée de $\alpha^2(t)$, un résultat proche de 95%. Pour un $f_d t = 0.1$, cette valeur chute à 80%. Or, en maintenant l'exigence que $f_d t$ reste inférieur à 0.05, les évanouissements varieront très lentement pendant la durée du bit.

Avant de conclure cette section, il serait important de noter que les moments (moyenne et variance) d'une variable aléatoire lognormale sont facilement calculés à partir de la moyenne et de la variance de la distribution gaussienne $\zeta(t)$. Par exemple si x suit une loi gaussienne de moyenne \bar{x} et de variance σ_x^2 , alors on aura :

$$E \{ e^x \} = \exp(\bar{x} + \sigma_x^2/2) \quad (5.9)$$

5.4 Évaluation de l'erreur du contrôle de puissance

Dans cette section, nous exposons l'algorithme de contrôle de puissance utilisé, et nous définissons l'erreur du contrôle de puissance mathématiquement. Celle-ci dépendra évidemment des fonctions d'autocorrélation et d'autocovariance de $\zeta(t)$ et $\alpha^2(t)$ évaluées à la section précédente.

L'algorithme du contrôle de puissance produit une estimation de la puissance reçue au mobile en évaluant la somme du résultat de la corrélation élevé au carré sur un intervalle de temps bien défini. Or, l'estimation au temps mT sera donnée par [Monk95]:

$$\hat{S}^2(mT) = \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m X^2(k) \quad (5.10)$$

où c_1 est une constante dont la fonction sera définie plus tard et m est la longueur de l'in-

tervalle de l'estimation exprimé en nombre de bits.

En remplaçant $X(k)$ qui est la sortie du corrélateur selon l'expression (5.5) dans l'équation (5.10), on trouve [Monk95]:

$$\hat{S}^2(mT) = \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m \alpha_k^2 \exp(2\zeta_k) + 2 \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m \alpha_k \exp(\zeta_k) N_k + \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m N_k^2 \quad (5.11)$$

L'émetteur du mobile utilise l'estimation (5.11) afin de pouvoir modifier l'amplitude du signal émis vers le satellite. L'amplitude du signal sera ainsi proportionnelle à $(\hat{S}^2(mT))^{1/2}$.

Le signal reçu au satellite sera de la même forme que l'équation (5.1) de la section 5.2, mais sera multiplié par l'inverse de $(\hat{S}^2(mT))^{1/2}$ et inclura l'effet des MAI (interférence causée par l'accès multiple) et un délai supplémentaire Δ causé par la distance entre le mobile et le satellite.

Par conséquent, le signal reçu au satellite à l'instant $m'T = (m + \Delta)T$ est de la forme [Monk95]:

$$r'(m'T) = \frac{\alpha'(m'T)S(m'T)}{(\hat{S}^2(mT))^{1/2}} + MAI(m'T) + n'(m'T) \quad (5.12)$$

On a remplacé $\alpha(t)$ par $\alpha'(t)$ dans l'équation (5.12) afin de montrer que les évanouissements de type Rayleigh (fading) sont différents sur la liaison montante alors que l'effet d'ombrage exprimé par $S(t)$ reste identique sur les deux liaisons. Le même raisonnement peut être appliqué pour le bruit $n'(t)$.

Ainsi, l'erreur de contrôle de puissance est définie par : $\gamma = S(m'T) / (\hat{S}^2(mT))^{1/2}$.

où $S(m'T) = \exp(\varsigma_{m+\Delta})$.

Afin de simplifier les caculs, nous posons $\gamma = 1/\sqrt{\varepsilon}$. Nous calculons ensuite l'expression de ε , sachant que $\varepsilon = 1/\gamma^2 = \hat{S}^2(mT)/S^2(m'T)$. En se référant à l'équation (5.11), nous obtenons pour ε la relation suivante [Monk95]:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 \quad (5.13)$$

où

$$\varepsilon_1 = \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m \alpha_k^2 \exp(2\varsigma_k - 2\varsigma_{m+\Delta}) \quad (5.14)$$

$$\varepsilon_2 = 2 \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m \alpha_k \exp(\varsigma_k - 2\varsigma_{m+\Delta}) N_k \quad (5.15)$$

et

$$\varepsilon_3 = \frac{c_1}{m} \sum_{k=1}^m \exp(-2\varsigma_{m+\Delta}) N_k^2 \quad (5.16)$$

On désire trouver la distribution de ε ou de γ . Cependant, ayant une somme de termes lognormaux, il est impossible de trouver la distribution finale analytiquement. Il a été suggéré en [Gol94] d'approximer cette somme par une distribution lognormale. L'utilisation d'une telle approximation a été justifiée en comparant la fonction de densité du logarithme népérien de (5.13) avec celle d'une gaussienne. Les résultats ont montré une grande similitude entre ces deux fonctions.

On utilisera ainsi l'approche de [Gol94] en suposant que l'erreur du contrôle de puissance γ suit une loi lognormale ; $\gamma = e^\delta$ où δ suit une loi gaussienne. De plus, ε suit une

loi lognormale étant donné que $\varepsilon = 1/\gamma^2 = e^{-2\delta}$.

Il reste à trouver alors les statistiques de ε , soit $\bar{\delta}$ et σ_δ^2 . Pour cela, on doit calculer le premier et le deuxième moment de ε . Le calcul mathématique qui permet d'obtenir les expressions de ces deux moments est présenté à l'annexe I.

Or, comme on l'a expliqué à l'annexe I, pour évaluer l'erreur du contrôle de puissance, il suffit d'égaliser le premier et le deuxième moment trouvés à partir de l'équation (5.13) avec (I.1) et (I.2) de la manière suivante :

$$E\{\varepsilon\} = c_1 M_1 = \exp(-2\bar{\delta} + 2\sigma_\delta^2) \quad (5.17)$$

$$E\{\varepsilon^2\} = c_1^2 V_1 = \exp(-4\bar{\delta} + 8\sigma_\delta^2) \quad (5.18)$$

Les expressions de M_1 et V_1 sont décrites à l'annexe I.

À partir de (5.17) et (5.18), on tire les expressions pour $\bar{\delta}$ et σ_δ . Ce qui donne [Monk95] :

$$\bar{\delta} = \frac{1}{2} \ln(\sqrt{V_1}/c_1 M_1^2) \quad (5.19)$$

$$\sigma_\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\ln(V_1/M_1^2)} \quad (5.20)$$

C'est à ce stade du calcul que l'intérêt de la constante c_1 devient apparent. En fait, on voudrait avoir une erreur de contrôle de puissance dont la moyenne serait nulle, ce qui correspondrait à une estimation non-biaisée. En choisissant c_1 de façon appropriée, ce qui est dans notre cas $c_1 = \sqrt{V_1}/M_1^2$, on arrive à annuler la moyenne $\bar{\delta}$. L'erreur du contrôle de puissance serait alors spécifiée uniquement par l'écart-type σ_δ en dB.

5.5 Hypothèses et valeurs numériques

5.5.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de propagation utilisé dans la mesure de l'erreur du contrôle de puissance est, comme on l'a mentionné au début du chapitre, caractérisé par une distribution lognormale et un fading de Rayleigh lorsque les usagers sont en situation d'ombrage, et un fading de Rice lorsque ces derniers sont en ligne directe par rapport au satellite. Rappelons que la distribution de Rayleigh est un cas particulier de la distribution de Rice, c'est-à-dire qu'elle est obtenue en remplaçant le facteur de Rice c par zéro (ce qui correspondrait en d'autres termes à l'annulation de l'onde directe par rapport au satellite). De plus, lorsque l'utilisateur est en ligne directe avec le satellite, la valeur de σ_ζ de la distribution lognormale est égale à zéro. La valeur typique du facteur de Rice c est égale à 10 dB.

D'autre part, on a concentré notre étude sur un seul faisceau d'antenne, en considérant que sur la liaison descendante les séquences à étalement spectral sont orthogonales. Dans ce cas l'interférence due à l'accès multiple (MAI) est ignorée étant donné que le délai de l'étalement ne dépasse pas généralement $0.1T_c$, où T_c est la durée d'un chip.

5.5.2 Valeurs numériques

Dans le calcul de l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance, trois cas correspondant à des situations d'ombrages différentes ont été considérés. Ces cas sont : usagers affectés par un niveau d'ombrage élevé ou "heavy shadowing" en anglais, usagers affectés par un faible niveau d'ombrage ou "light shadowing" et finalement usagers en ligne directe avec le satellite. Dans chacune de ces situations, on fait varier la moyenne $\bar{\zeta}$ et l'écart-type de σ_ζ de la composante en ombrage. Les valeurs de ces paramètres sont reportés au tableau

5.1 et sont tirées de [Lut91].

Tableau 5.1 Paramètres de propagation pour différentes situations d'ombrage [Lut91]

situation d'ombrage ↓ paramètres →	niveau d'ombrage moyen	niveau d'ombrage faible	situation en ligne directe
$\bar{\zeta}$	-11 dB	-7 dB	0
σ_{ζ}	5 dB	3 dB	0
facteur de Rice : c	0 ($-\infty$ dB)	0 ($-\infty$ dB)	10 dB

D'autre part, comme il a été déjà mentionné au début de ce chapitre, le délai du trajet aller-retour entre le mobile et le satellite est approximativement de 10ms. Or, si on prend par exemple un débit d'information de 10 kb/s, le retard Δ sur l'intervalle de mesure m de l'estimation dépasse légèrement les 100 bits par intervalle [Monk95]. C'est cette valeur-ci qui sera considérée dans les calculs.

5.6 Présentation des résultats obtenus

La figure 5.1 montre l'effet de l'intervalle de mesure m (en bits) sur l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance σ_{ζ} (en dB) pour différents scénarios d'ombrage. La courbe du haut correspond à la situation d'ombrage de niveau élevé ("heavy shadowing") décrit au tableau 5.1. La courbe du milieu et celle du bas correspondent respectivement à la situa-

tion d'ombrage à faible niveau et au cas d'une propagation en ligne directe. Ces courbes ont été tracées pour un E_b/N_0 de 10 dB et pour une largeur de bande de Doppler $f_d T = 0.02$. La première remarque que l'on peut tirer en observant la figure 5.1 est que même les usagers en ligne directe produisent une erreur de contrôle de puissance non négligeable. Quant aux usagers soumis à un niveau d'ombrage moyen, leurs performances en termes d'erreur de contrôle de puissance sont comme l'indique les courbes particulièrement mauvaises. On relève pour ces derniers un écart-type moyen d'environ 3.65 dB.

La figure 5.2 illustre l'effet d'une augmentation de la largeur de bande de Doppler $f_d T$ sur l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance σ_ζ (en dB) pour différents scénarios d'ombrage. L'intervalle de mesure a été fixé à $m = 40$ bits. Les courbes montrent qu'à mesure qu'on augmente $f_d T$, ce qui se manifeste par une augmentation de la vitesse du mobile, σ_ζ diminue. Ceci est explicable étant donné que lorsque la vitesse augmente, le taux des évanouissements rapides (*fading*) augmente. Ce qui veut dire que l'on est en train d'estimer et de détecter l'erreur du contrôle de puissance d'un signal qui fluctue rapidement. Or l'algorithme de contrôle de puissance que l'on a exposé dans ce chapitre ne peut détecter que les variations lentes du canal de transmission. Il est alors normal dans ce cas que la variance de notre estimation représentée par σ_ζ chute avec l'augmentation de $f_d T$. La même remarque peut être faite lorsqu'on augmente l'intervalle de mesure m à la figure 5.1, étant donné qu'avec cette augmentation on observe une plus grande fluctuation des évanouissements rapides.

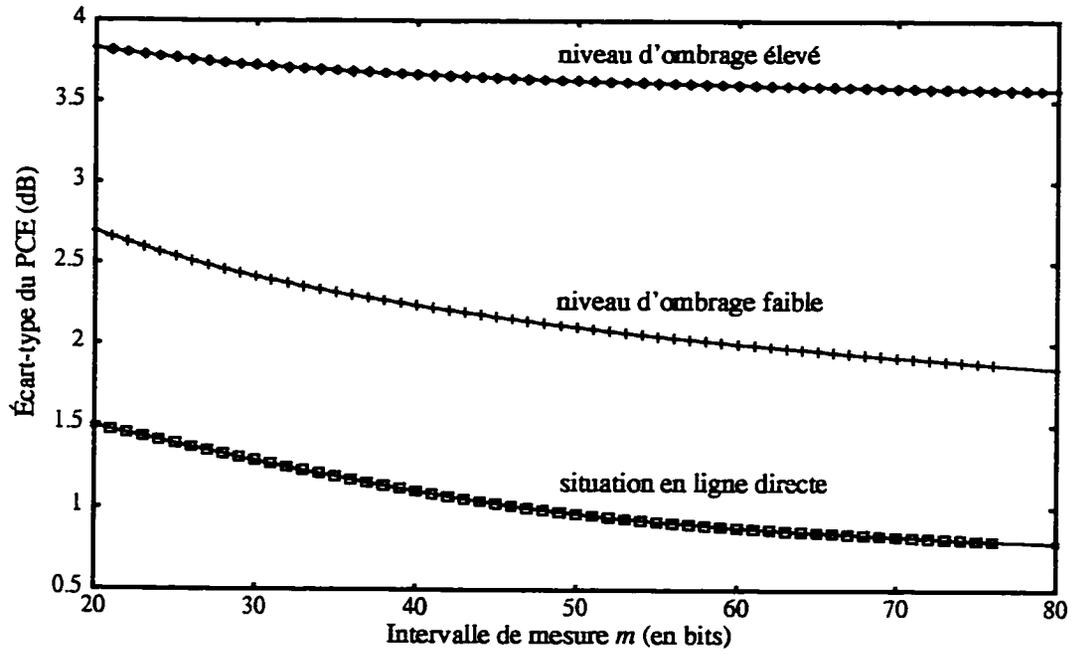


Figure 5.1 Variation de l'écart-type du PCE en fonction de l'intervalle de mesure m pour un rapport $E_b/N_o = 10$ dB et une fréquence Doppler normalisée $f_d T = 0.02$

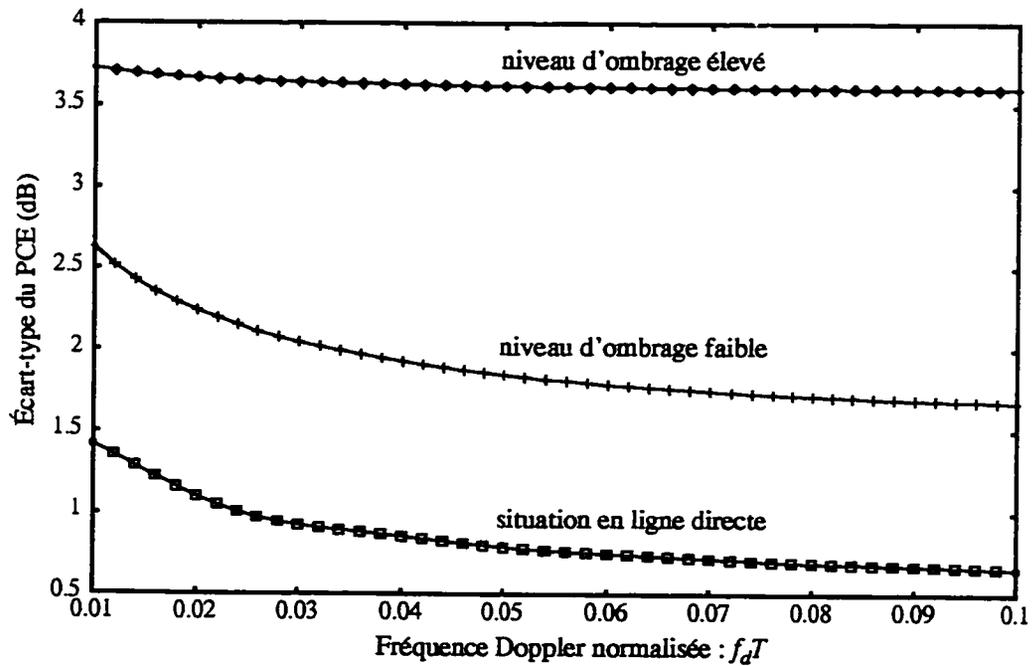


Figure 5.2 Variation de l'écart-type du PCE en fonction de la fréquence Doppler normalisée $f_d T$ pour un rapport $E_b/N_o = 10$ dB et un intervalle de mesure $m = 40$

5.7 Conclusion

Nous avons évalué dans ce chapitre l'erreur d'un contrôle de puissance imparfait à boucle ouverte dans un système mobile par satellite selon l'analyse de [Monk95]. Il a été démontré lors de cette étude que l'erreur de contrôle de puissance peut être approximée par une loi lognormale. Un long développement mathématique a été fait afin de trouver une expression pour l'écart-type de l'exposant de la loi lognormale. Celui-ci a été mesuré en fonction de l'intervalle de mesure m de l'estimation et de la vitesse du mobile (courbes 5.1 et 5.2). Les résultats ont montré que les usagers en situation d'ombrage ont une erreur de contrôle de puissance très élevée (de l'ordre de 3.5 dB) et que les usagers en ligne directe, contrairement à ce que l'on peut penser (car les obstacles sont beaucoup moins importants que dans le cas d'un usager en situation d'ombrage), ont une erreur de contrôle de puissance non négligeable (de l'ordre de 1 dB).

CHAPITRE 6

ANALYSE DE LA CAPACITÉ : APPROCHE PARAMÉTRIQUE

Dans les chapitres précédents nous avons formulé les hypothèses nous permettant de simplifier l'analyse des performances d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC, et avons définis le modèle de propagation d'un tel système. Nous avons aussi évalué l'erreur d'un contrôle de puissance imparfait sous forme d'écart-type et l'avons modélisé par une loi lognormale. Nous sommes à présent en mesure de calculer dans ce chapitre la capacité totale en terme de nombre d'utilisateurs ou bien en efficacité spectrale, que peut supporter ce système en fonction d'une qualité de service donnée.

Nous utilisons dans le calcul de l'efficacité spectrale une approche paramétrique qui fait ressortir l'influence de l'interférence due aux autres utilisateurs ainsi que celle de l'erreur d'un contrôle de puissance imparfait (évaluée au chapitre précédent) sur les performances du système. De plus, à la fin de ce chapitre, nous incluons dans l'analyse les paramètres de deuxième ordre qui influencent l'interférence inter-utilisateur introduits par Mosen [Mon95], et examinons les effets de ces derniers sur la capacité du système.

Plusieurs recherches ont été réalisées sur l'analyse de la capacité d'un système de communication mobile utilisant l'AMRC comme technique d'accès multiples. Parmi les chercheurs qui se sont penchés sur ce sujet, on peut mentionner Viterbi [Vit86], Gilhous-

sen [Gil90] et dernièrement Monsen [Mon95]. Les études présentes et futures se dirigent vers un approfondissement de l'analyse de la capacité en tenant compte de plusieurs facteurs qui ont une influence directe sur le niveau d'interférence inter-usagers du système AMRC. Tel est notre objectif dans ce chapitre où l'on inclura dans notre analyse, non seulement les paramètres de deuxième ordre de Monsen [Mon95] mais aussi des paramètres de premier ordre tels que l'erreur du contrôle de puissance imparfait et l'effet des évanouissements de type Rayleigh.

6.1 Capacité définie comme efficacité spectrale

Nous utilisons la même expression que Monsen [Mon95] pour la capacité définie comme efficacité spectrale. Celle-ci représente la mesure du taux de bits d'information par seconde normalisé à une largeur de bande de un Hertz que le système peut supporter. Ainsi, dans un système AMRC asynchrone où l'on a K usagers par faisceau d'antenne opérant à un taux d'information R_b ($R_b=1/T_b$ bits/sec) dans une largeur de bande W ($W=1/T_c$ Hz), la capacité C (bits/sec/Hz) est exprimée par :

$$C = KR_b/W \quad \text{bits/sec/Hz} \quad (6.1)$$

6.2 Calcul du rapport signal à bruit (SNR)

Tous les systèmes de communications sont fondamentalement limités par un rapport signal à bruit (*SNR* ou *Signal-to-Noise Ratio* en anglais) qui garanti une qualité de service représentée par le taux d'erreur. Dans un système AMRC à séquence directe, le bruit n'est pas le seul facteur limitant la capacité totale du système, il y a aussi et surtout l'interférence causée par les autres usagers. Donc, chaque usager du système doit être reçu au

satellite avec un rapport signal à bruit plus interférence correspondant à un taux d'erreur et au type de modulation donnés. Ce rapport signal à bruit (*SNR*) est donné par l'expression suivante :

$$\rho = \frac{E_b}{N_o + I_u} \quad (6.2)$$

où E_b représente l'énergie reçue par bit d'information, $N_o/2$ la densité spectrale du bruit blanc gaussien introduit dans le canal de transmission et I_u l'interférence causée par les autres usagers (appelée aussi variance de l'interférence, densité spectrale de l'interférence ou interférence inter-usagers, dénotée MAI).

6.3 Calcul de l'interférence causée par les autres usagers (MAI)

Dans un système AMRC tous les usagers occupent la même bande de fréquence. Dans ce cas, 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'utilisateur de référence. Ce paramètre est le facteur limitatif le plus important de la capacité d'un système AMRC. Afin de pouvoir trouver une expression pour les *MAI* et mesurer son effet sur la capacité du système, il faut distinguer deux cas : celui d'un contrôle de puissance parfait et celui d'un contrôle de puissance imparfait. De plus, le modèle du canal de propagation est celui qu'on a défini à la fin du chapitre 4 et la modulation est du BPSK. Le codage correcteur d'erreurs est ignoré dans l'analyse de l'interférence (MAI).

6.3.1 Contrôle de puissance parfait

Dans le cas où le contrôle de puissance est parfait, c'est-à-dire que le récepteur du satellite supposé unique reçoit les signaux de tous les usagers compris à l'intérieur d'un faisceau d'antenne avec la même puissance (l'estimation de la puissance reçue ne comporte aucune erreur), le signal reçu $r(t)$ au satellite sera de la forme [Voj94] [Meh96]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{E_s} A R_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (6.3)$$

où $\varphi_{\theta_i}(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(\omega_c t + \theta_i)$ est une fonction de base normalisée pour une modulation BPSK et où E_s est l'énergie par symbole de canal de période T_c : $E_s = E_b/L$, où $L = T_b/T_c$ est le gain de traitement.

De plus,

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

A = Amplitude du signal qui est uniforme pour tous les usagers du système étant donné que le contrôle de puissance est parfait. Dans ce cas nous allons considérer $A = 1$;

R_i = Variable aléatoire représentant l'amplitude des évanouissements que subit l'utilisateur i ;

$d_i(t)$ = Signal de source non-codé (bits d'information) de l'utilisateur i ;

τ_i = Délai du signal de l'utilisateur i ;

$c_i(t)$ = Séquence pseudo-aléatoire de l'utilisateur i ;

ω_c = Fréquence de l'onde porteuse de l'utilisateur qui est identique pour tous les usagers du système;

θ_i = Déphasage du signal de l'utilisateur i ;

$N(t)$ = Bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance $N_0/2$.

Dans ce chapitre, nous sommes intéressé à calculer uniquement la variance de l'interférence inter-usagers (MAI). Or, pour un grand nombre d'utilisateurs ($K \gg 1$) uniformément distribués, on peut à l'aide du théorème de limite centrale approximer l'interférence due à l'accès multiple (MAI) par un processus aléatoire qui suit une loi gaussienne de moyenne nulle et de densité spectrale I_u . Nous utilisons le résultat de Mosen [Mon95] pour I_u en incluant l'effet des évanouissements et en supposant l'utilisation des séquences de Gold comme séquences pseudo-aléatoires.

Pour le cas sans évanouissements, l'interférence I_u est donnée par [Mon95] :

$$I_u = \frac{2E_b R_b K}{3W} \quad (6.8)$$

où $R_b = 1/T_b$ et $W = 1/T_c$. Lorsque l'on tient compte des évanouissements, l'expression (6.8) est alors modifiée de la sorte :

$$I_u = \frac{2E_b R_b K}{3W} E[R_i^2] \quad (6.9)$$

où $E[R_i^2]$ représente le deuxième moment des évanouissements R_i . Ici, nous avons considéré que les évanouissements sont indépendants étant donné que les différents signaux empruntent des chemins différents. Pour calculer $E[R_i^2]$, on a besoin de l'expression de la densité de probabilité de l'enveloppe des évanouissements. Or d'après le chapitre 4 on a:

$$f(R_i) = B \cdot 2cR_i \exp(-cR_i^2) + (1-B) 2cR_i \exp(-c(R_i^2 + 1)) I_0(2cR_i) \quad (6.10)$$

où B représente la fraction des utilisateurs qui sont en situation d'ombrage (évanouissements de type Rayleigh), $(1-B)$ la fraction des utilisateurs en ligne directe par rapport à au moins un satellite (évanouissements de type Rice), c le facteur de Rice et I_0 la fonction de Bessel

modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Lorsqu'on applique le contrôle de puissance qui est supposé parfait, l'équation (6.10) se transforme en (voir équation 4.11) :

$$f(R_i) = B \cdot \frac{2cR_i}{1+c} \exp\left(-\frac{cR_i^2}{1+c}\right) + (1-B) 2cR_i \exp(-c(R_i^2 + 1)) I_0(2cR_i) \quad (6.11)$$

À l'aide de l'équation (6.11), on peut facilement calculer le deuxième moment de R_i comme suit :

$$E[R_i^2] = \int_0^{\infty} R_i^2 \cdot f(R_i) dR_i = \frac{1+c}{c} \quad (6.12)$$

Par conséquent, l'expression de I_u se transforme en :

$$I_u = \frac{2E_b R_b K}{3W} \left(\frac{1+c}{c}\right) \quad (6.13)$$

Sachant d'après l'équation (6.1) que $C = KR_b/W$, nous obtenons pour l'interférence I_u la relation suivante :

$$I_u = \frac{2CE_b}{3} \left(\frac{1+c}{c}\right) \quad (6.14)$$

Il est clair d'après l'équation (6.14) que la puissance des interférences I_u s'intensifie quand la capacité C du système augmente. À l'aide de cette dernière équation, on peut facilement calculer l'efficacité spectrale pour un contrôle de puissance parfait. En effet, il ne nous reste plus qu'à remplacer (6.14) dans (6.2) en fixant notre SNR pour une qualité de service donnée. On trouve alors C en fonction du rapport E_b/N_o .

6.3.2 Contrôle de puissance imparfait

Dans le cas d'un contrôle de puissance imparfait, l'amplitude du signal reçu au satellite ne peut plus être considérée uniforme comme à la section 6.3.1. De plus, on a montré au chapitre précédent que l'erreur d'un contrôle de puissance imparfait et à boucle ouverte dans une liaison satellite peut être modélisé par une distribution lognormale. Dans ce cas l'amplitude du signal de l'utilisateur i peut être représentée par : $A_i = e^{x_i}$, où e^{x_i} illustre la variation d'amplitude du signal de l'utilisateur i lorsqu'il est soumis à une erreur de contrôle de puissance x_i .

Comme en 6.3.1, le signal $r(t)$ reçu au satellite sera de la forme [Monk95] [Meh96]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{E_s} e^{x_i} R_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_k}(t - \tau_k) + N(t) \quad (6.15)$$

De la même façon qu'à la section 6.3.1, les MAI peuvent être modélisés par une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance I_u où :

$$I_u = \frac{2E_b R_b K}{3W} (E[e^{2x_i} R_i^2]) \quad (6.16)$$

Pour calculer le deuxième moment $E[e^{2x_i} R_i^2]$, il faut connaître l'expression de la densité de probabilité de R_i et de x_i . Celle de R_i est déjà connue et elle est représentée par l'équation (6.11). Quant à l'erreur x_i , on sait d'après le chapitre 5 qu'elle suit une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_x^2 . Suivant le développement de Monk [Monk95], la fonction de densité conjointe de R_i et de x_i est donnée par :

$$f_{x,R}(x_i, R_i) = B f_{x_i}(x_i) f_{R_i}(R_i) + (1-B) f_{x_u}(x_i) f_{R_u}(R_i) \quad (6.17)$$

où B représente la fraction des usagers qui sont en situation d'ombrage, $(1-B)$ la fraction des usagers en ligne directe par rapport à au moins un satellite.

De plus, nous avons :

$$f_{x_i}(x_i) = \frac{\exp(-x_i^2/2\sigma_{\delta_i}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_i}^2}} \quad (6.18)$$

$$f_{x_u}(x_i) = \frac{\exp(-x_i^2/2\sigma_{\delta_u}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_u}^2}} \quad (6.19)$$

et

$$f_{R_i}(R_i) = \frac{2cR_i}{1+c} \exp\left(-\frac{cR_i^2}{1+c}\right) \quad (6.20)$$

$$f_{R_u}(R_i) = 2cR_i \exp(-c(R_i^2 + 1)) I_0(2cR_i) \quad (6.21)$$

où σ_{δ_i} et σ_{δ_u} représentent respectivement l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance pour les usagers en situation d'ombrage et les usagers en ligne directe par rapport au satellite [Monk95].

On peut alors calculer le deuxième moment de $e^{x_i R_i}$ de la manière suivante :

$$E[e^{2x_i R_i^2}] = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{2x_i R_i^2} f_{x_i, R_i}(x_i, R_i) dx_i dR_i = \left(\frac{1+c}{c}\right) (B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \quad (6.22)$$

En remplaçant le résultat de (6.22) dans l'équation (6.16) et sachant que $C = KR_b/W$, on

obtient l'expression suivante pour I_u :

$$I_u = \frac{2CE_b}{3} \cdot \left(\frac{1+c}{c}\right) (B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \quad (6.23)$$

Ainsi, en fixant notre SNR pour une qualité de service donnée, la fraction A des usagers en situation d'ombrage et les écart-types (σ_{δ_i} et σ_{δ_u}) de l'erreur du contrôle de puissance, on trouve C en fonction du rapport E_b/N_o .

6.4 Compensation des évanouissements rapides

Les variations d'amplitude à grande échelle (évanouissements lents dûs à l'effet d'ombrage) peuvent être suivies et corrigées par l'algorithme de contrôle de puissance exposé au chapitre 5 avec néanmoins une certaine erreur que l'on a évalué. Or, il subsiste les évanouissements rapides de type Rayleigh qui ne peuvent pas être compensés entièrement en temps réel car ils sont trop rapides.

Cependant, on suppose que le mobile en situation d'ombrage a la capacité d'augmenter sa puissance transmise afin de combattre la dégradation causée par les évanouissements rapides de Rayleigh. Cela devra normalement augmenter les performances des usagers en situation d'ombrage mais diminuer celles des usagers en ligne directe avec le satellite.

La puissance moyenne des usagers en situation d'ombrage est alors égale à :

$$P_s = \left(\frac{1+c}{c}\right) p \quad (6.24)$$

où p est le facteur de compensation pour le fading rapide. Si $p=1$, il n'y a pas de compensation, et dans ce cas la puissance moyenne des usagers en situation d'ombrage est égale à celle des usagers en ligne directe.

La variance des interférences sera similaire à (6.24) mais corrigée par le paramètre p qui

augmente l'interférence de la façon suivante :

$$I_u = \frac{2CE_b}{3} \cdot \left(\underbrace{B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) \left(\frac{1+p}{2}\right)}_{\text{ombrage}} + \underbrace{(1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)}_{\text{non ombrage}} \right) \quad (6.25)$$

Le facteur $(1+p)/2$ est celui que Monsen [Mon95] a introduit dans son analyse de la capacité et il symbolise la mesure de la dégradation provoquée par cette compensation aux usagers en ligne directe avec le satellite lorsque la puissance de 50% des usagers en situation d'ombrage est compensée.

6.5 Paramètres de deuxième ordre affectant le MAI

Dans cette section, nous définissons trois paramètres qui affectent directement le MAI ou plus précisément la puissance des interférences I_u . Ces paramètres ont déjà été introduits par Gilhousen et Monsen [Gil90] [Mon95]. Nous nous inspirons de leurs analyses pour calculer la puissance des interférences affectées par ces paramètres et mesurer leurs effets sur la capacité totale du système. Le lecteur intéressé est invité à consulter la conférence préparée de Haccoun et Hébert.

Comme on le verra, certains de ces paramètres diminuent I_u , augmentant ainsi la capacité, tandis que d'autres augmentent I_u , provoquant l'effet inverse. Enfin, ces paramètres seront représentés par le facteur multiplicatif i_o de la manière suivante :

$$I_u' = I_u \cdot i_o \quad (6.26)$$

où

$$i_o = v_u b_o p_i \quad (6.27)$$

Les trois facteurs de l'équation (6.31) sont les suivants :

$$\begin{aligned} v_u &: \text{Facteur d'utilisation de la voix;} & 0 \leq v_u \leq 1 \\ b_o &: \text{Facteur de chevauchement des faisceaux;} & b_o \geq 1 \\ p_i &: \text{Facteur de réutilisation de la polarisation;} & 0 \leq p_i \leq 1 \end{aligned}$$

À première vue, on remarque que les facteurs d'utilisation de la voix et de réutilisation de la polarisation diminuent le *MAI* alors que le facteur de chevauchement des faisceaux et le facteur de fading augmentent le *MAI*. Dans ce cas on aura au total deux paramètres qui détériorent la capacité, soient le facteur de chevauchement des faisceaux et l'erreur du contrôle de puissance, et deux paramètres qui l'améliore, soient les facteurs d'utilisation de la voix et de réutilisation de la polarisation.

Nous allons maintenant définir avec plus de détails les facteurs énonçés ci-dessus.

6.5.1 Facteur d'utilisation de la voix

Dans un système AMRC qui dessère un grand nombre d'utilisateurs vocaux, la puissance des interférences peut être réduite en diminuant le taux de transmission de l'information vocale durant les périodes de silence (où l'utilisateur ne parle pas). Ceci conduit à admettre un plus grand nombre d'utilisateurs. Lorsqu'on émet à faible taux durant ces périodes, on simule le bruit ambiant, ce qui pour l'oreille humaine est plus acceptable qu'une absence totale de signal. Cette réduction du taux d'information durant les périodes de silences, permet de diminuer l'interférence due à l'accès multiple et d'augmenter la capacité du système étant donné que l'on peut utiliser ces intervalles de silence pour accomoder d'autres usagers utilisant le même service. De plus, Monsen [Mon95] tient compte du fait qu'une partie des usagers du système utilisent d'autres services que la voix, tels que le transfert de données (fichiers, télécopie,...).

Le facteur d'utilisation de la voix est un facteur unique à l'AMRC. Dans les autres techniques d'accès multiple telles que l'AMRT ou l'AMRF, les temps de silences ne peuvent pas être mis à profit car l'utilisateur dispose d'un intervalle de temps ou d'une largeur de bande attribués quelle que soit son activité. Ceci est donc un grand avantage pour l'AMRC par rapport aux autres techniques d'accès multiple.

L'équation qui décrit ce facteur est donnée par [Mon95]:

$$v_u = f_v [v_a + (1-v_a) r_f] + 1-f_v \quad (6.28)$$

où f_v représente la fraction des usagers utilisant le service vocal, v_a la probabilité qu'un usager est actif et finalement r_f le facteur de réduction du taux d'information. Les valeurs typiques de f_v , v_a et r_f seront fournies à la section 6.6.

6.5.2 Facteur de chevauchement des faisceaux

Au sol, les cellules d'un réseau cellulaire par satellites ne sont jamais parfaitement isolées. Cela est dû au fait que l'antenne du satellite utilisée en pratique produit un débordement d'énergie sur les faisceaux qui sont adjacents au faisceau cible, ce qui se traduit par une augmentation de l'interférence et d'une chute de la capacité du système.

Le modèle que l'on utilise afin de représenter les faisceaux d'antenne sur la surface terrestre est identique à celui d'un réseau cellulaire terrestre. Les cellules sont en forme de nids d'abeilles (hexagones) et sont représentés à la figure 6.1 de la page suivante.

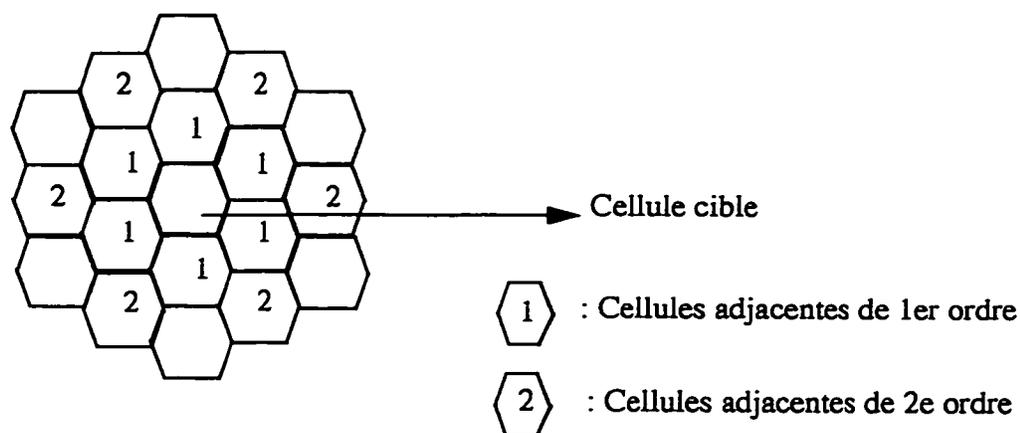


Figure 6.1 Modèle de réseau cellulaire en nids d'abeilles

Dans un système AMRC asynchrone, le facteur de chevauchement des faisceaux peut être calculé par l'équation suivante [Mon95] :

$$b_o = 1 + N_1 A_1 + N_2 A_2 \quad (6.29)$$

où N_1 est le nombre de cellules adjacentes de premier ordre, A_1 est le facteur d'atténuation (dépend de l'exposant de propagation) entre le faisceau cible et les faisceaux adjacents de premier ordre, N_2 est le nombre de cellules adjacentes de deuxième ordre et finalement A_2 est le facteur d'atténuation entre le faisceau cible et les faisceaux adjacents de deuxième ordre. Les autres cellules sont ignorées car elles ne sont pas significatives en termes de niveau d'interférences qu'ils peuvent engendrer sur le faisceau cible. Selon le modèle de la figure 6.1, $N_1 = N_2 = 6$. Les valeurs de A_1 et A_2 sont données à la section 6.6.

6.5.3 Facteur de réutilisation de la polarisation

Les antennes des téléphones portatifs dans un système AMRC sont considérées comme étant de polarisation circulaire. Ces antennes permettent d'avoir deux voies multipléxées à

la même fréquence car elles peuvent émettre dans le sens horaire (circulaire droite) et anti-horaire (circulaire gauche) de manière indépendante. Il est donc possible, si l'isolation de la polarisation croisée est suffisante, d'utiliser ces deux polarisations comme voies de transmission dans un même faisceau, permettant ainsi de doubler la capacité du faisceau en question. Le facteur de réutilisation de la polarisation est exprimé par [Gil90] :

$$b_o = \frac{1}{1 + \chi} \quad (6.30)$$

où χ est le facteur d'isolation de la polarisation : si $\chi = 0$ il n'y a aucune isolation; si $\chi = 1$ l'isolation est parfaite. La valeur typique de b_o sera fournie à la section 6.6.

6.6 Valeurs typiques

6.6.1 Paramètres de propagation

Les valeurs typiques de ces paramètres sont inscrites au tableau 6.1:

Tableau 6.1 Valeurs typiques des paramètres de propagation

situation d'ombrage ↓ paramètres →	situation en ombrage	situation en ligne directe
Écart-type de l'erreur: σ_δ	3.65 dB	1 dB
Fraction d'utilisateurs B	0.3	0.7
facteur de variance des évanouissements : c	10 dB	10 dB

D'après l'équation (6.27), on remarque qu'on a deux cas à considérer, soient la situation où l'utilisateur est en situation d'ombrage et celle où il est en ligne directe avec le satellite. Pour les usagers en situation d'ombrage, on considère le pire cas, c'est-à-dire la situation dans laquelle l'utilisateur reçoit un niveau d'ombrage élevé (voir figure 5.1). La valeur typique de l'erreur du contrôle de puissance est donc approximativement égale à 3.65 dB. Ce chiffre correspond à la valeur moyenne de la courbe du haut de la figure 5.1. Quant à l'erreur des usagers en ligne directe avec le satellite, elle est prise égale à 1dB.

La fraction des usagers en situation d'ombrage est prise égale à 30%, ce qui est normal dans un système de communication par satellites étant donné que le mobile est plus souvent en ligne directe avec le satellite qu'en situation d'ombrage par rapport à ce dernier.

Enfin, comme au chapitre 5, le facteur de Rice est égal à 10 dB.

6.6.2 Paramètres de deuxième ordre

6.6.2.1 Facteur d'utilisation de la voix

Dans les systèmes de communication par satellites, environ 80% des usagers utilisent le service vocal et 20% la transmission de données. Dans ce cas on aura une valeur typique de f_v égale à 0.8. De plus, il a été démontré que pendant une conversation téléphonique, un usager typique est actif 35% du temps. Enfin, un facteur de réduction du taux à 25% permet de simuler adéquatement le bruit ambiant. À l'aide de ces valeurs typiques on peut calculer le facteur d'utilisation de la voix, ce qui nous donne $v_u = 0,6$.

6.6.2.2 Facteur de chevauchement des faisceaux

Les valeurs typiques du facteur de chevauchement des faisceaux sont applicables à un

ystème satellite sur orbite basse tel que Globalstar. Pour un modèle d'antenne à gain gaussien, et pour un arrangement des éléments de l'antenne de telle façon à ce que l'intersection des cellules adjacentes se fasse au point de chute de puissance de 50% (-3dB), on arrive [Mon95] à des valeurs de facteurs d'atténuation de 1er et de 2ième ordre de $A_1 = -10.2$ dB et $A_2 = -29$ dB respectivement. De plus comme le montre la figure 6.1, le nombre de cellules adjacentes de 1er et de 2ième ordres sont $N_1 = N_2 = 6$.

6.6.2.3 Facteur de réutilisation de la polarisation

Gilhousen et al [Gil90] ont obtenu un facteur de réutilisation de la polarisation égal 0.625 en considérant un facteur d'isolation de la polarisation de 60%. Nous allons considéré une valeur légèrement moins optimiste, soit 50%. Cette dernière est tout à fait réaliste voir même conservatrice étant donné les développements récents de nouvelles techniques d'isolation des polarisations.

Un tableau résumant les valeurs typiques obtenues pour les différents paramètres de deuxième ordre est illustré à la page suivante :

Tableau 6.2 Valeurs typiques des paramètres de deuxième ordre

paramètres de deuxième ordre	valeurs typiques
facteur d'utilisation de la voix (v_u)	$v_u = 0,6$ pour : $f_v = 0,8$, $v_a = 0,35$ et $r_f = 0,25$
facteur de chevauchement des faisceaux (b_o)	$b_o = 1.58$ pour : $N_1 = N_2 = 6$ $A_1 = -10.2$ dB $A_2 = -29$ dB
facteur de réutilisation de polarisation (p_i)	$p_i = 0,67$ { $\chi = 0,5$ }

Enfin on calcule le facteur multiplicatif i_o qui influencera l'interférence en associant ensemble les trois paramètres ci-dessus de la manière suivante :

$$i_o = v_u b_o p_i = 0,66$$

Ce qui conduit à réduire l'interférence I_u de 34%.

6.6.3 Définition du système

Dans cette section, nous définissons les types de codage et de modulation que nous considérons dans le calcul de la capacité. Comme on l'a déjà expliqué, nous nous intéressons à l'étude de la liaison montante (vers le satellite), qui est la liaison la plus critique dans un système AMRC. Dans cette liaison, la modulation considérée est du BPSK (*Phase Shift*

Keying) pour un canal binaire symétrique. Étant donné que la capacité du système dépend du *SNR*, une technique de codage correcteur d'erreur s'impose. Comme on l'a mentionné auparavant, dans les systèmes de communication de type cellulaire on utilise généralement du codage convolutionnel. Le tableau 6.3 décrit les paramètres de modulation et de codage du système :

Tableau 6.3 Valeurs typiques des paramètres du système AMRC

Modulation	PSK
Codage	Convolutionnel : $R=1/3$, $k=9$
Vocodeur	4800 bps
Taux d'erreur (BER)	1×10^{-3}
SNR ($E_b/(N_o+I_o)$)	4 dB
Bruit	Blanc Gaussien

6.7 Présentation des résultats obtenus

Afin d'analyser la capacité du système en termes d'efficacité spectrale, nous avons tracé des courbes montrant l'influence des paramètres de premier ordre tels que l'erreur d'un contrôle de puissance imparfait (dénomé PCE), l'effet d'une compensation des évanouissements rapides et l'effet des paramètres de deuxième ordre sur l'interférence inter-usagers (MAI).

La figure 6.1 montre l'effet d'une variation du rapport E_b/N_o sur l'efficacité spectrale pour

des contrôles de puissance parfait et imparfait. La première constatation que l'on peut tirer lorsqu'on observe ces courbes est, qu'à partir d'un certain rapport E_b/N_o élevé, la capacité atteint un niveau de saturation. Cela est dû au fait que lorsqu'on augmente E_b/N_o , on augmente la puissance des interférences, car chaque usager du système est aussi considéré comme de l'interférence pour les autres usagers. La deuxième constatation qui peut être faite est que le contrôle de puissance imparfait dégrade les performances du système mais pas autant qu'on le prévoyait (chute de 15%). Nous avons trouvé trois raisons qui peuvent expliquer ce phénomène. La première raison provient du fait que l'on mesure l'effet du contrôle de puissance imparfait sur le niveau d'interférence du système. Or le contrôle de puissance imparfait a surtout un effet néfaste sur l'amplitude du signal utile selon un facteur qui dépend de la fonction de probabilité de densité du PCE. Dans l'analyse paramétrique, cette distribution est ignorée et l'effet négatif du PCE est mesuré uniquement au niveau de l'interférence inter-usagers. De plus, l'erreur du contrôle de puissance imparfait est mesurée à l'aide d'un écart-type qui est considéré identique à tous les usagers. Cet écart-type est utile lorsqu'on calcule la moyenne de la puissance des interférences, mais dans le cas d'un usager typique il ne sert à rien si l'on ne tient pas compte directement de la distribution de l'erreur du contrôle de puissance. Enfin, il y a aussi le fait que le PCE des usagers en ligne directe avec le satellite est très petit (1dB). Nous concluons donc que pour une mesure plus exacte de l'influence de l'erreur du contrôle de puissance sur la capacité du système, il faut choisir une autre approche comme par exemple l'approche probabiliste qui fait ressortir l'effet de la distribution lognormale sur la capacité du système (voir section 7.1.2).

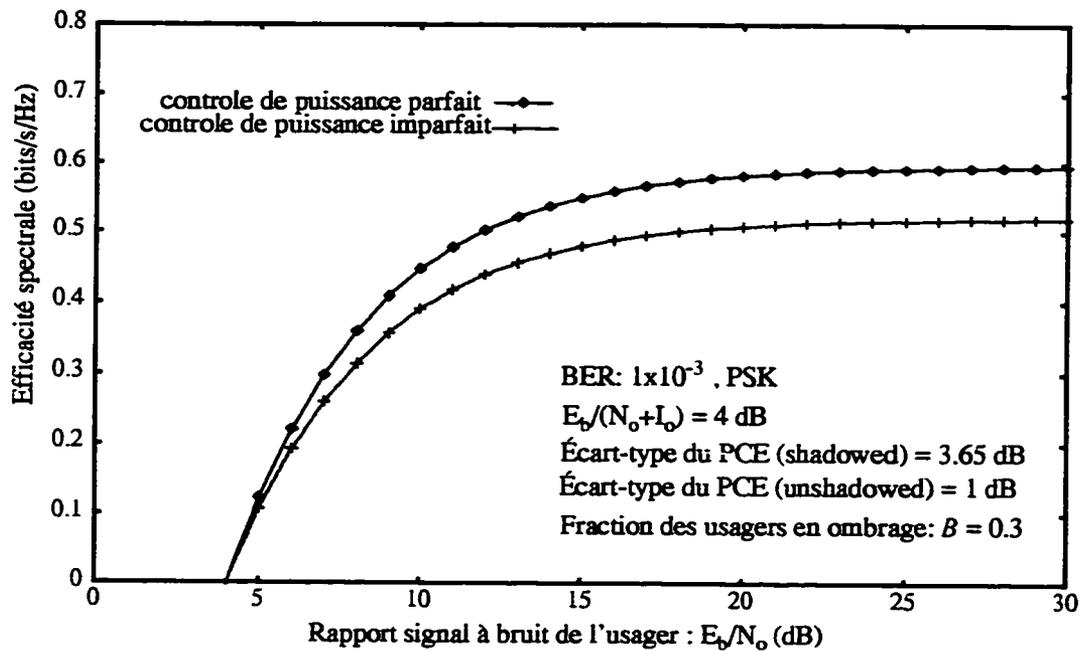


Figure 6.1 Effet d'un contrôle de puissance imparfait sur l'efficacité spectrale

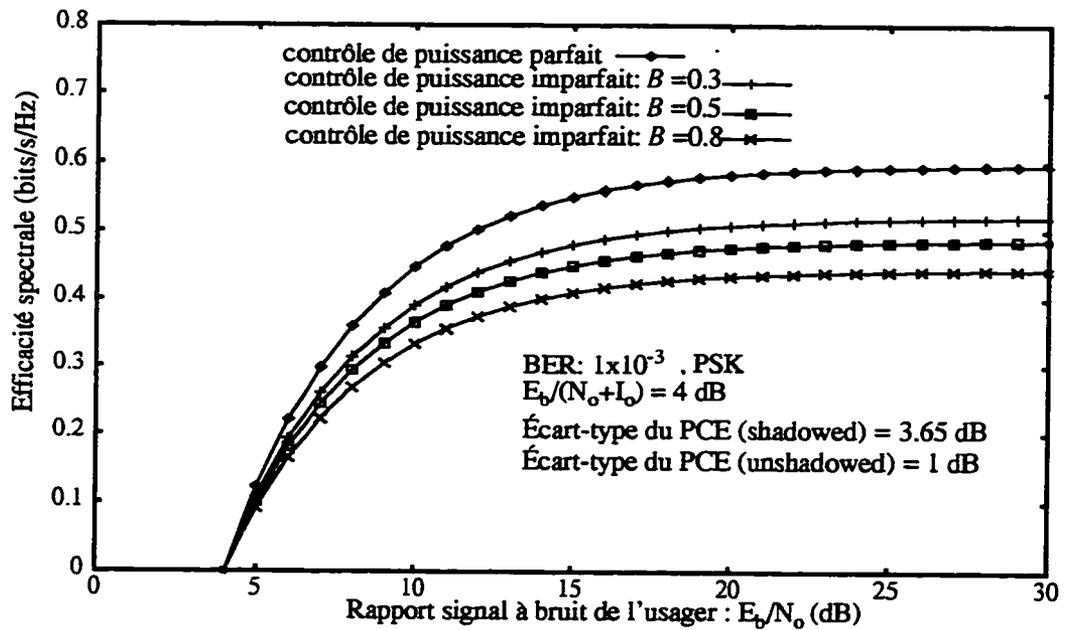


Figure 6.2 Effet de la variation de la fraction B des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale

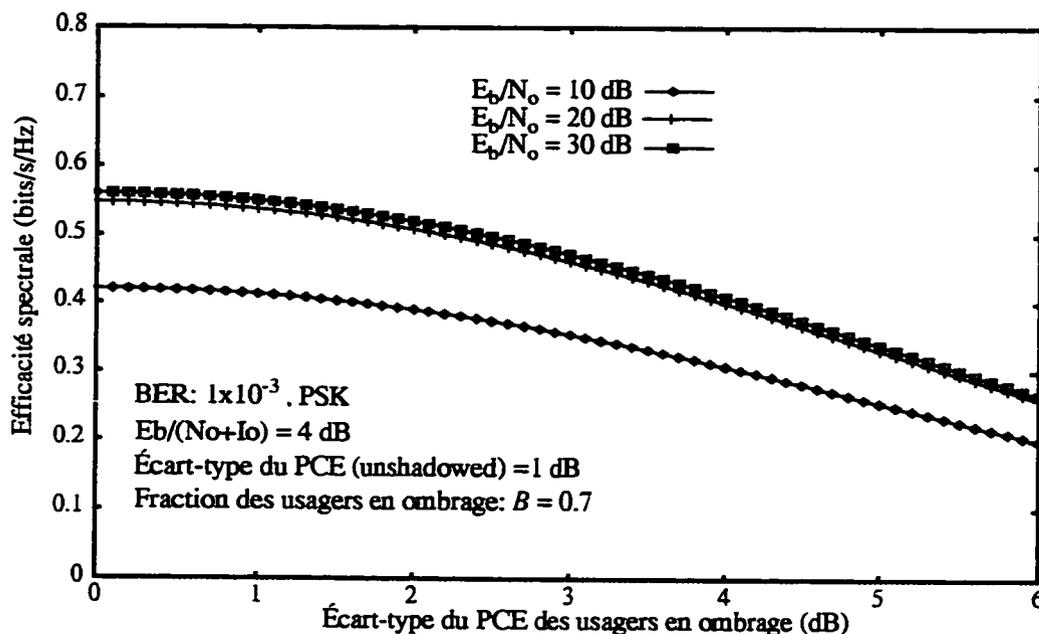


Figure 6.3 Effet de la variation de l'Écart-type du PCE des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale pour différents rapports signal à bruit

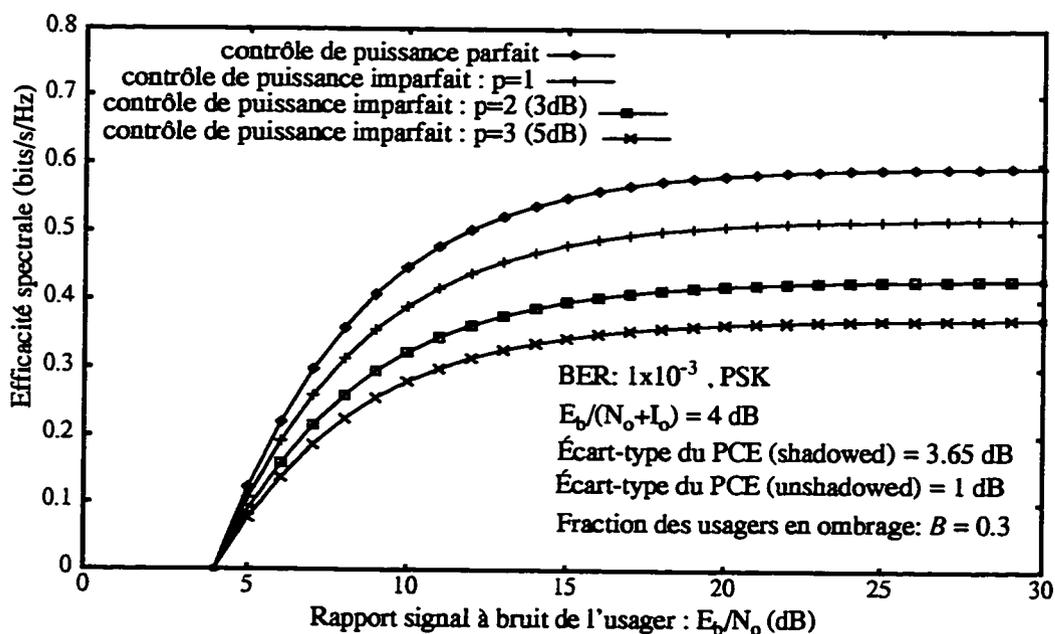


Figure 6.4 Effet de la compensation de puissance des usagers en ombrage sur l'efficacité spectrale

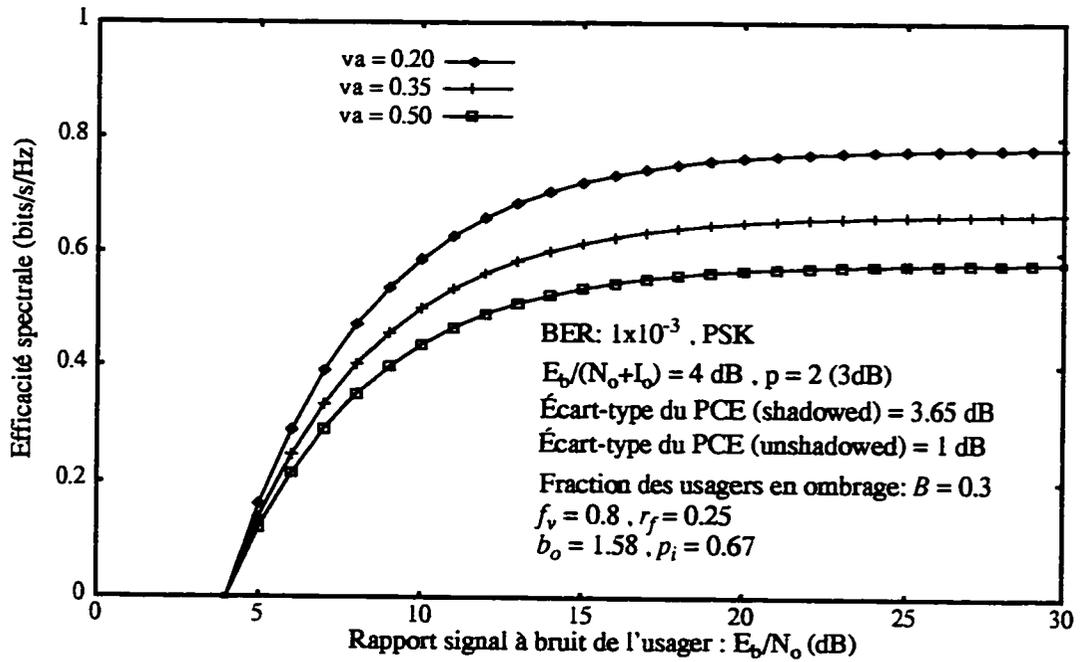


Figure 6.5 Effet du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale

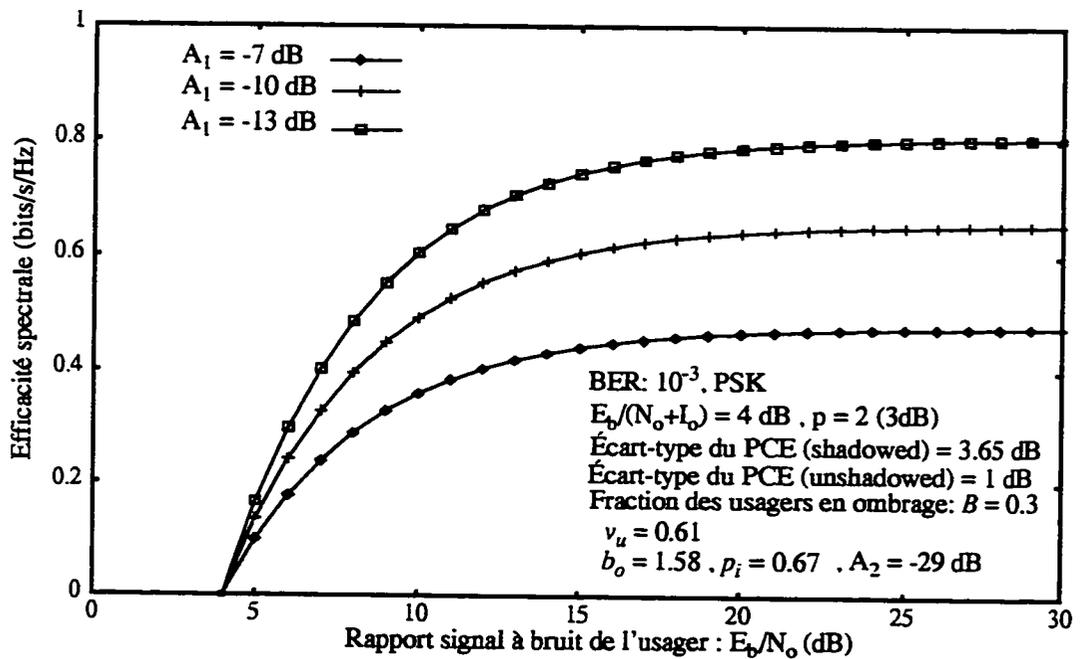


Figure 6.6 Effet du facteur de chevauchement des faisceaux sur l'efficacité spectrale

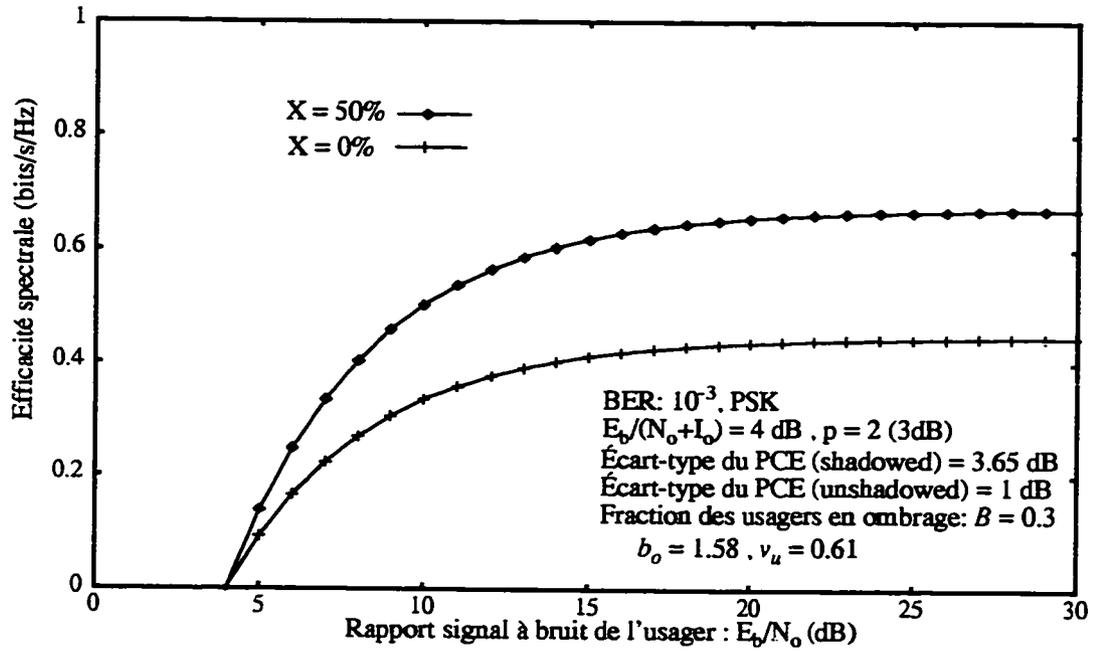


Figure 6.7 Effet du facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation sur l'efficacité spectrale

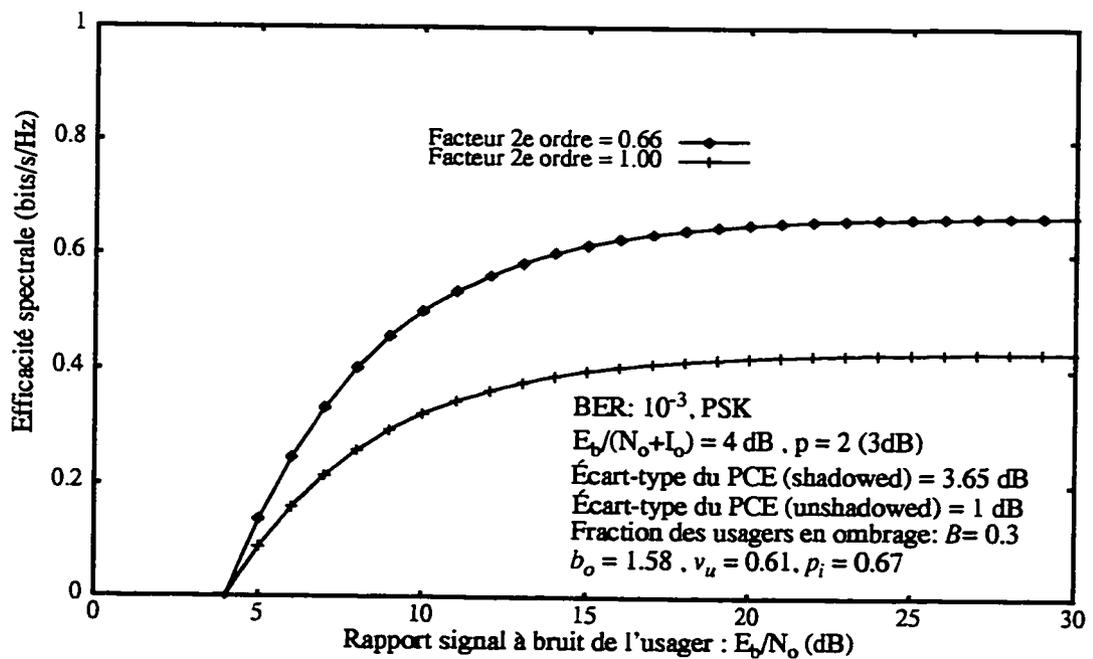


Figure 6.8 Effet global des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale

L'influence du contrôle de puissance imparfait devient plus évident lorsque la fraction des usagers en situation d'ombrage augmente (voir figure 6.2), car ces derniers ont un PCE environ quatre fois plus grand que celui des usagers en ligne directe avec le satellite. En effet avec une fraction d'usagers en situation d'ombrage de 0.8, l'efficacité spectrale chute de 27% par rapport à un contrôle de puissance parfait.

La figure 6.3 montre l'effet d'une variation de l'écart-type du PCE des usagers en situation d'ombrage sur la capacité du système. Pour mieux illustrer l'influence de l'erreur sur la capacité, nous avons inversé le scénario de propagation, en considérant les usagers en situation d'ombrage majoritaires ($B = 0.7$). En effet ceci peut être le cas si notre faisceau d'antenne est concentré dans une région très urbanisée avec beaucoup de gratte-ciel. On remarque à la figure 6.3 que les performances commencent à chuter sensiblement à partir d'un écart-type de l'erreur de 2dB, et que cette diminution devient plus évidente lorsque le rapport signal sur bruit augmente. Cela est dû à la nature exponentielle (lognormale) de l'erreur du contrôle de puissance. Pour un rapport signal sur bruit de 20 dB et à un écart-type de l'erreur de 4 dB, la capacité chute de 34%. Avec écart-type de l'erreur de 6 dB, elle chute de moitié, toujours à une valeur de E_b/N_o de 20 dB.

À la figure 6.4, nous avons introduit l'effet du paramètre p qui représente le facteur d'augmentation de la puissance des usagers en situation d'ombrage afin de compenser les dégradations causées par les variations rapides des évanouissements de Rayleigh (multi-chemins). Nous avons pris le cas d'un contrôle de puissance imparfait avec une fraction d'usagers en situation d'ombrage égale à 30%. Le facteur de compensation p a été pris égal à 2 (augmentation de 3dB) et à 3 (5 dB). Le rapport signal à bruit E_b/N_o de la figure 6.4 est celui des usagers non-ombragés. Malgré le fait que cette compensation améliore les performances des usagers en situation d'ombrage en augmentant leurs puissances reçues,

elle détériore indirectement la performance des usagers en ligne directe avec le satellite (car bien que ces derniers soient avantagés, le MAI de tous les autres est augmenté), ce qui se traduit par une diminution de la capacité totale du système, car les usagers en ligne directe obtiennent de meilleures performances que les usagers en situation d'ombrage et sont dans notre cas majoritaires. Ainsi lorsque p est égal à 3 (augmentation de 5 dB de la puissance des usagers en ombrage) la capacité du système diminue de 43% par rapport à un contrôle de puissance parfait. Nous concluons donc que les évanouissements rapides sont extrêmement néfastes pour un système AMRC car ils dégradent la capacité du système sans que le contrôle de puissance ne puisse les compenser. Le facteur de compensation devient alors contre indiqué.

Les figures 6.5 à 6.8 représentent l'effet des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale pour différentes valeurs de E_b/N_o . On considère le cas d'un contrôle de puissance imparfait avec une fraction d'usagers en situation d'ombrage $B = 0.3$ et un facteur de compensation des évanouissements rapides $p = 2$ (3 dB). La figure 6.5 décrit l'influence du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale. Nous avons fait varier dans ce cas le taux d'activité vocale et avons observé comme l'indique la figure 6.6 que ce dernier influence grandement le facteur d'utilisation de la voix qui à son tour affecte la capacité. Par exemple, lorsque le taux d'activité vocale passe de 0.5 à 0.2, l'efficacité spectrale passe de 0.58 à 0.78. Ceci représente l'effet positif très marqué du facteur d'utilisation de la voix sur l'efficacité spectrale d'un système AMRC.

La figure 6.6 montre l'effet de la variation du facteur de chevauchement des faisceaux d'antenne sur l'efficacité spectrale. On remarque qu'une diminution de 3 dB de la valeur de couplage A_1 entre les cellules de premier ordre et la cellule cible améliore beaucoup l'efficacité spectrale. Ceci prouve que l'arrangement cellulaire est un paramètre sur lequel

il faudrait porter un intérêt particulier.

À la figure 6.7, nous faisons varier le facteur d'isolation de la polarisation de 0 à 50% et nous remarquons que la capacité augmente de 50%. Donc plus l'isolation est proche de la perfection, plus la capacité augmente.

Enfin, la figure 6.8 montre l'effet global des paramètres de deuxième ordre sur l'efficacité spectrale par rapport au cas sans paramètres de deuxième ordre. Dans les deux cas, nous avons un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation des évanouissements de 2. Nous observons que lorsqu'on ajoute les paramètres de deuxième ordre, on augmente largement l'efficacité spectrale, soit de 50%.

Nos résultats rejoignent globalement ceux de Hébert [Heb96] malgré le fait que dans l'analyse de Hébert l'effet des évanouissement et d'un de contrôle de puissance imparfait sont ignorés. Sur ces deux points, l'approche paramétrique n'est pas en mesure de procurer une vue d'ensemble proche de la réalité.

6.8 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre la capacité d'un système AMRC asynchrone sous forme d'efficacité spectrale selon l'approche paramétrique. Nous avons observé que les paramètres de deuxième ordre tels que le facteur d'utilisation de la voix et le facteur de réutilisation des fréquences par polarisation circulaire pouvaient améliorer la capacité d'un système AMRC lorsque les performances de celui-ci sont dégradées par l'effet d'une compensation des évanouissements rapides ainsi que par l'effet du contrôle de puissance imparfait.

Dans le chapitre suivant nous analyserons la capacité d'un système AMRC selon une approche probabiliste et verrons que le contrôle de puissance imparfait dégrade beaucoup plus les performances du système que dans dans le cas de l'approche paramétrique.

CHAPITRE 7

ANALYSE DE LA CAPACITÉ SELON L'APPROCHE PROBABILISTE: AMRC ASYNCHRONE

Au chapitre 6, nous avons calculé la capacité d'un système de SCP par satellites utilisant l'AMRC suivant une approche qui met en évidence certains paramètres qui influencent directement l'interférence due à l'accès multiple (MAI). Dans ce chapitre nous calculons la capacité du système selon une approche probabiliste souvent utilisée dans la littérature, dans laquelle la capacité est mesurée sous forme de nombre d'utilisateurs que peut supporter le système en fonction d'une qualité de service donnée. Nous évaluons alors la probabilité d'erreur par bit en fonction du nombre d'utilisateurs du système. Ce chapitre est subdivisé en deux grandes sections correspondant aux cas d'un système AMRC asynchrone sans codage correcteur d'erreurs et d'un système AMRC asynchrone utilisant le codage correcteur d'erreurs.

7.1 Système AMRC asynchrone sans codage correcteur d'erreurs

Dans un système AMRC asynchrone les bits d'information des différents utilisateurs du système sont transmis à des intervalles de temps quelconques. Dans ce cas, les signaux des différents utilisateurs arrivent non synchronisés au récepteur du satellite. Ils sont alors multi-

pliés par des séquences de codes pseudo-aléatoires uniques à chaque usager du système. Nous analysons tout d'abord le cas d'un système AMRC asynchrone non-codé, en observant l'effet d'une compensation des évanouissements rapides et d'un contrôle de puissance imparfait, sur les performances des usagers en situation d'ombrage et des usagers en ligne directe. Nous distinguerons alors trois cas d'analyse, soit : contrôle de puissance parfait sans compensation, contrôle de puissance imparfait sans compensation et contrôle de puissance imparfait avec compensation.

7.1.1 Contrôle de puissance parfait sans compensation

Comme on l'a déjà expliqué au chapitre précédent, lorsque le contrôle de puissance est parfait, on considère que le récepteur du satellite, supposé unique, reçoit les signaux de tous les usagers compris à l'intérieur d'un faisceau d'antenne avec la même puissance (l'estimation de la puissance reçue ne comporte aucune erreur). Dans ce cas l'amplitude A du signal est la même pour tous les K usagers du faisceau d'antenne. Comme à la section 6.3.1, le signal reçu $r(t)$ au satellite sera de la forme [Voj94] [Meh96]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{E_s} R_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (7.1)$$

où $\varphi_{\theta_i}(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(\omega_c t + \theta_i)$ est une fonction de base normalisée pour une modulation BPSK et où E_s est l'énergie par chip de période T_c : $E_s = E_b/L$, où $L = T_b/T_c$ est le gain de traitement. Les autres variables de l'équation (7.1) sont identiques à celles de l'équation (6.3).

À la sortie du corrélateur que l'on suppose parfait, si l'utilisateur que l'on veut détecter correspond à $i = 1$, on aura à l'instant $t = T_b$, où T_b est la durée d'un bit d'information, l'ex-

pression suivante :

$$g_1(T_b) = \int_0^{T_b} r(t)c_1(t)\varphi_{\theta_1}(t)dt \quad (7.2)$$

En supposant que le délai et le déphasage du signal désiré sont égaux à zéro, nous obtenons :

$$g_1(T_b) = \frac{\sqrt{E_s}R_1T_b}{T_c} + MAI + N' \quad (7.3)$$

où le premier terme correspond au signal désiré (usager $i = 1$), le deuxième terme aux interférences causées par les autres usagers et enfin le troisième est une variable aléatoire gaussienne représentant le bruit observé à la sortie du corrélateur à l'instant $t = T_b$.

L'expression du *MAI* est donnée par l'équation suivante :

$$MAI = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{i=2}^K R_i I_i(T_b) \cos(\theta_i) \quad (7.4)$$

avec $I_i(T_b)$ définie par l'expression suivante :

$$I_i(T_b) = \int_0^{T_b} d_i(t - \tau_i)c_i(t - \tau_i)c_1(t)dt, \quad i = 2, 3, \dots, K \quad (7.5)$$

Nous supposons que la superposition des signaux de tous les usagers en interférence est une variable aléatoire qui suit une loi gaussienne. Cette approximation est d'autant plus exacte que le nombre d'usagers est grand. $g_1(T_b)$ est donc décrit par une loi gaussienne $N(\mu_r, \sigma_r^2)$ dont il faut déterminer la moyenne et la variance. Étant donné que le MAI et la variable aléatoire qui représente le bruit blanc ont une moyenne nulle, nous pouvons écrire:

$$\mu_r = \frac{\sqrt{E_s}R_1T_b}{T_c} \quad (7.6)$$

Quant à la variance totale σ_r^2 , elle sera exprimée par la somme des variances des MAI et du bruit uniquement (le premier terme de (7.3) est une constante, sa variance est donc nulle). On a donc la relation suivante :

$$\sigma_r^2 = \text{Var}(MAI) + \text{Var}(\text{bruit}) \quad (7.7)$$

La variance des MAI est donnée par :

$$\text{Var}(MAI) = E[(MAI)^2] - (E[MAI])^2 = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{i=2}^K E[R_i^2] E[I_i^2(T_b)] E[(\cos(\theta_i))^2] \quad (7.8)$$

où $E[(\cos(\theta_i))^2] = 1/2$ et où $E[R_i^2]$ représente le deuxième moment des évanouissements R_i qui a été calculé au chapitre précédent :

$$E[R_i^2] = \int_0^{\infty} R_i^2 \cdot f(R_i) dR_i = \frac{1+c}{c} \quad (7.9)$$

La variance des MAI devient :

$$\text{Var}(MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} \left(\frac{1+c}{c}\right) \sum_{i=2}^K E[I_i^2(T_b)] \quad (7.10)$$

Ici, nous avons considéré que les évanouissements sont indépendants étant donné que les différents signaux empruntent des chemins différents.

Comme nous l'avons déjà écrit au chapitre 4, les séquences pseudo-aléatoires qui sont utilisées dans ce travail sont les séquences de Gold, qui minimisent l'intercorrélation entre les codes pour un grand nombre de séquences pseudo-aléatoires. Il a été démontré que le deuxième moment de l'intercorrélation par rapport à un intervalle de 1 bit des séquences de Gold pour une large famille de codes est donnée par [Voj94] [Monk95] :

$$E[I_i^2(T_b)] \approx \frac{2}{3} L T_c^2 \quad (7.11)$$

où L est le gain de traitement du système ou la longueur de la séquence pseudo-aléatoire, exprimée par : $L = T_b/T_c$.

Enfin, on suppose que le nombre d'utilisateurs est suffisamment élevé pour poser $K-1 \cong K$.

Avec ces définitions on obtient pour la variance des MAI l'équation suivante :

$$\text{Var}(MAI) = \frac{E_s}{T_c^2} \cdot \frac{KL T_c^2}{3} \left(\frac{1+c}{c} \right) \quad (7.12)$$

La variance totale sera exprimée par :

$$\sigma_r^2 = \text{Var}(MAI) + \text{Var}(\text{bruit}) = E_s \cdot \frac{KL}{3} \left(\frac{1+c}{c} \right) + \frac{N_0 T_b}{2T_c} \quad (7.13)$$

Nous sommes en mesure maintenant de calculer la probabilité d'erreur par bit conditionnée sur la variable R_1 qui représente l'amplitude des évanouissements. L'expression mathématique de celle-ci pour un système de communication utilisant la modulation numérique BPSK est donnée par [Bha81]:

$$P(e|R_1) = Q\left(\frac{\mu_r}{\sqrt{\sigma_r^2}}\right) = Q\left(\frac{\frac{\sqrt{E_s} R_1 T_b}{T_c}}{\sqrt{E_s \cdot \frac{KL}{3} \left(\frac{1+c}{c}\right) + \frac{N_0 T_b}{2T_c}}}\right) = Q\left(\frac{R_1}{\sqrt{\frac{K}{3L} \left(\frac{1+c}{c}\right) + \frac{N_0}{2E_b}}}\right) \quad (7.14)$$

où $E_b = LE_s$ est l'énergie par bit d'information et $L = T_b/T_c$ est le gain de traitement.

En levant le conditionnement de (7.14), on obtient la probabilité d'erreur par bit suivante [Voj94] :

$$P_b = \int_0^{\infty} P(e|R_1) f(R_1) dR_1 \quad (7.15)$$

Nous sommes intéressés à calculer séparément la probabilité d'erreur par bit des utilisateurs

en situation d'ombrage et celle des usagers en ligne directe, afin de pouvoir comparer leurs performances et d'identifier les causes de leurs dégradations.

Ainsi, pour les usagers en situation d'ombrage on a :

$$P_{b_s} = \int_0^{\infty} Q \left(\frac{R_1}{\sqrt{\frac{K}{3L} \left(\frac{1+c}{c} \right) + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) \frac{2cR_1}{1+c} \exp \left(-\frac{cR_1^2}{1+c} \right) dR_1 \quad (7.16)$$

et pour les usagers en ligne directe :

$$P_{b_u} = \int_0^{\infty} Q \left(\frac{R_1}{\sqrt{\frac{K}{3L} \left(\frac{1+c}{c} \right) + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) 2cR_1 \exp(-c(R_1^2 + 1)) I_0(2cR_1) dR_1 \quad (7.17)$$

où le facteur c représente le facteur de variance des évanouissements rapides [Voj94]. Ces intégrales seront calculées numériquement à l'aide du logiciel Mathematica.

7.1.2 Contrôle de puissance imparfait sans compensation

Notre modèle de propagation dans le cas d'un contrôle de puissance imparfait sera identique à celui du chapitre 5. Il est composé d'une distribution lognormale et Rayleigh durant la fraction B du temps où les usagers sont en situation d'ombrage et, d'une distribution de Rice durant la fraction $1-B$ du temps où les usagers sont en ligne directe avec le satellite.

Comme à la section 6.3.2, le signal $r(t)$ reçu au satellite est de la forme [Monk95] :

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{E_s} e^{x_i} R_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (7.18)$$

où e^{x_i} illustre la variation d'amplitude du signal de l'utilisateur i causée par l'erreur de contrôle de puissance x_i .

À la sortie du corrélateur tout comme en (7.3), et si l'utilisateur que l'on veut détecter correspond à $i = 1$, on aura à l'instant $t = T_b$, où T_b est la durée d'un bit, l'expression suivante :

$$g_1(T_b) = \frac{\sqrt{E_s} e^{x_1} R_1 T_b}{T_c} + MAI + N' \quad (7.19)$$

où le premier terme correspond au signal désiré (utilisateur $i = 1$), le deuxième terme aux interférences causées par les autres utilisateurs et enfin le troisième, une variable aléatoire gaussienne représentant le bruit.

L'expression de MAI est donnée par l'équation suivante :

$$MAI = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{i=2}^K e^{x_i} R_i I_i(T_b) \cos(\theta_i) \quad (7.20)$$

Comme à la section précédente, $g_1(T_b)$ est décrit par une loi gaussienne $N(\mu_r, \sigma_r^2)$ où :

$$\mu_r = \frac{\sqrt{E_s} e^{x_1} R_1 T_b}{T_c} \quad (7.21)$$

et :

$$\sigma_r^2 = \text{Var}(MAI) + \text{Var}(\text{bruit}) \quad (7.22)$$

La variance des MAI est donnée par :

$$\text{Var}(MAI) = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{i=2}^K E[e^{2x_i} R_i^2] E[I_i^2(T_b)] E[(\cos(\theta_i))^2] \quad (7.23)$$

Le terme $E[e^{2x_i} R_i^2]$ a été calculé au chapitre 6, et il est égal à :

$$E[e^{2x_i} R_i^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{2x_i} R_i^2 f_{x_i, R_i}(x_i, R_i) dx_i dR_i = \left(\frac{1+c}{c}\right) (B \exp(2\sigma_{\delta_u}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \quad (7.24)$$

σ_{δ_r} et σ_{δ_u} représentent respectivement l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance pour les usagers en ombrage et l'écart-type pour les usagers en ligne directe par rapport au satellite et B est la fraction du temps où l'utilisateur est en situation d'ombrage.

En suivant le même cheminement qu'à la section 7.1.1, on obtient l'expression de la probabilité d'erreur conditionnée sur R_1 et x_1 suivante :

$$P(e|R_1, x_1) = Q \left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sqrt{\frac{K}{3L} \left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_{\delta_r}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) \quad (7.25)$$

Posons

$$\sigma_{tot}^2 = \frac{K}{3L} \left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_{\delta_r}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) + \frac{N_0}{2E_b} \quad (7.26)$$

Alors, en levant le conditionnement de (7.25), on obtient la probabilité d'erreur par bit suivante :

$$P_b = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sigma_{tot}} \right) f_{x_1, R_1}(x_1, R_1) dx_1 dR_1 \quad (7.27)$$

où $f_{x_1, R_1}(x_1, R_1)$ est donnée par l'équation (6.17). Or, comme en 7.1.1, nous suivons la démarche afin de calculer la probabilité d'erreur par bit des usagers en situation d'ombrage (P_{b_r}) et celle des usagers en ligne directe (P_{b_u}) séparément.

7.1.3 Contrôle de puissance imparfait avec compensation

À cause de la dégradation causée par les variations rapides de l'amplitude du signal

(évanouissements multi-chemins), les usagers en situation d'ombrage nécessitent un supplément de puissance afin d'améliorer leurs performances. Cette augmentation de la puissance est nécessaire afin d'améliorer leurs performances. Cependant, l'augmentation de la puissance des usagers en situation d'ombrage a une influence néfaste sur la capacité totale du système puisqu'elle augmente la puissance de l'interférence due à l'accès multiple (MAI).

Pour un contrôle de puissance imparfait et lorsqu'on applique cette compensation de puissance dénoté p , la variance totale des interférences (bruit + MAI) devient égale à :

$$\sigma'_{tot} = \sqrt{\frac{N_o}{2E} + \frac{K}{3L} (B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2)p + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2))} \quad (7.28)$$

où p est le facteur de compensation de la puissance des usagers en situation d'ombrage due à la dégradation causée par les évanouissements de Rayleigh. Ce facteur est le même que celui de l'équation (6.28).

Dans ce cas, la probabilité d'erreur conditionnée sur R_1 et x_1 des usagers en situation d'ombrage devient [Monk95]:

$$P(e|R_1, x_1) = Q\left(\frac{\sqrt{p} \cdot R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sigma'_{tot}}\right) \quad (7.29)$$

en levant le conditionnement, on obtient pour ces derniers les probabilités d'erreur par bit suivantes pour les situations en ombrage et en ligne directe :

$$P_{b_i} = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sigma_{tot}}\right) \frac{2cR_1}{(1+c)p} \exp\left(-\frac{cR_1^2}{(1+c)p}\right) \frac{\exp(-x_1^2/2\sigma_{\delta_i}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_i}^2}} dx_1 dR_1 \quad (7.30)$$

quant aux usagers en ligne directe, on aura :

$$P(e|R_1, x_1) = Q\left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sigma'_{tot}}\right) \quad (7.31)$$

et la probabilité par bit P_{bu} pour ces mêmes usagers (en ligne directe) est donnée par :

$$P_{b_u} = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sigma'_{tot}}\right) 2cR_1 \exp(-c(R_1^2 + 1)) I_0(2cR_1) \frac{\exp(-x_1^2/2\sigma_{\delta_u}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_u}^2}} dx_1 dR_1 \quad (7.32)$$

On remarque clairement à partir des équations (7.28), (7.29) et (7.31) que les performances des usagers en situation d'ombrage seront meilleures que dans le cas sans compensation alors que celles des usagers en ligne directe avec le satellite chuteront dramatiquement. Ceci sera vérifié numériquement plus loin.

7.2 Système AMRC asynchrone avec codage correcteur d'erreurs

Le codage de canal augmente la fiabilité des communications numériques, c'est-à-dire qu'il minimise la probabilité que la séquence délivrée par le décodeur de canal soit différente de celle introduite dans le codeur de canal. Nous utiliserons le codage convolutionnel dans lequel la séquence d'information est transformée en une séquence de symboles codés. Le codage convolutionnel comme on l'a déjà expliqué au chapitre 4, est caractérisé par son taux de codage, la longueur de contrainte du codeur et de ses vecteurs de connexion, c'est à dire son code.

Appliqué à l'AMRC, le codage convolutionnel augmente la capacité du système surtout lorsqu'il est appliqué avec de très faibles taux de codage [Lef94]. Cependant, malgré le fait que la diminution du taux de codage permet une augmentation du gain de codage, elle

provoque aussi la diminution de la contribution de la séquence pseudo-aléatoire qui permet de réduire l'interférence des autres usagers.

Le modèle que l'on utilisera dans cette section sera inspiré de celui élaboré par Mehn et Haccoun [Meh96] et de certaines approximations apportées par Monk [Monk95]. Le modèle de Mehn et Haccoun [Meh96] s'applique à un environnement cellulaire terrestre alors que celui de Monk [Monk95] s'applique à un réseau par satellites. Les hypothèses que l'on posera sont tout à fait en accord avec celles de Mehn et Monk. Ces hypothèses sont les suivantes : nous aborderons le cas d'une cellule unique en ne tenant pas compte de l'influence des cellules avoisinantes. Ensuite, nous aurons un contrôle de puissance imparfait qui sera le même que celui élaboré au chapitre 5. Enfin, nous considérons, comme aux chapitres précédents, que les évanouissements ne sont pas sélectifs en fréquence, ce qui simplifie grandement l'analyse du modèle. De plus, 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. Comme on le constatera plus tard lorsqu'on analysera le cas d'un système AMRC quasi-synchrone, ce sont surtout les usagers en situation d'ombrage qui ont besoin du codage correcteur d'erreur pour augmenter leur performances, alors que les usagers en ligne directe avec le satellite présentent des performances très satisfaisantes lorsqu'ils sont synchronisés.

Lorsqu'un codage convolutionnel est appliqué dans un système AMRC certains changements se produisent au niveau de l'étalement spectral. Il convient alors de définir quelques termes tels que T_b , la durée d'un bit d'information, T_v , la durée d'un symbole codé, et T_c , la durée d'un chip de la séquence pseudo-aléatoire. Par définition le gain de traitement est égal à T_b/T_c , et le taux de codage à T_v/T_b . Le symbole codé est alors composé de $T_b/(vT_c)$ chips où $v=1/R$, R étant le taux de codage.

À l'aide de ces informations, le signal reçu au satellite résultant de la superposition des signaux de K usagers ayant des délais et des déphasages différents, s'écrit :

$$s(t) = \sum_{i=1}^K e^{x_i} R_i \sqrt{E_s} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (7.33)$$

où $\varphi_{\theta_i}(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(\omega_c t + \theta_i)$ est une fonction de base normalisée pour une modulation BPSK. a_i et b_i représentent respectivement les symboles codés et la séquence pseudo-aléatoire de l'utilisateur i . E_s est l'énergie par chip du canal et $N(t)$ est un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance $N_0/2$.

En supposant que le récepteur est synchronisé avec le signal désiré ($i=1$), on aura à la sortie du corrélateur à l'instant $t = T_v$ (T_v étant la durée d'un symbole codé) :

$$g_1(T_v) = \int_0^{T_v} s(t) b_1(t) \varphi_{\theta_1}(t) dt = \frac{R_1 e^{x_1} \sqrt{E_s} a_1(t) T_v}{T_c} + MAI + N' \quad (7.34)$$

Le premier terme représente le signal désiré, le deuxième, l'interférence des autres usagers et le troisième, le bruit thermique.

L'interférences des autres usagers s'écrit :

$$MAI = \frac{\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{i=2}^K e^{x_i} R_i \int_0^{T_v} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) b_1(t) \cos(\theta_i - \theta_1) dt \quad (7.35)$$

De la même façon que dans les sections précédentes, on peut approximer l'interférence des autres usagers (MAI) par une loi gaussienne de moyenne nulle et de variance $Var(MAI)$, où :

$$Var(MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} \sum_{i=2}^K E[e^{2x_i} R_i^2] E \left[\left(\int_0^{T_v} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) b_1(t) dt \right)^2 \right] \quad (7.36)$$

On pose :

$$E [I^2] = E \left[\left(\int_0^{T_v} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) b_1(t) dt \right)^2 \right] \quad (7.37)$$

Ce qui nous donne :

$$\text{Var} (MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} (K - 1) E [e^{2x_i} R_i^2] E [I^2] \quad (7.38)$$

Pour arriver à un tel résultat, on a supposé que les évanouissements de Rayleigh sont indépendants et constants sur chaque symbole codé.

D'après l'équation (6.24) on a :

$$E [e^{2x_i} R_i^2] = \left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \quad (7.39)$$

De plus, pour une séquence de code pseudo-aléatoire et un codage convolutionnel de taux $R=1/v$, la variance de l'intercorrélacion peut être exprimée par :

$$E [I^2] = T_c^2 L_v^2 \sigma_N^2 \quad (7.40)$$

où L_v est le gain de traitement exprimé en chips par symbole codé : $L_v = T_b / (vT_c) = L/v$.

σ_N^2 est la variance normalisée de l'interférence inter-usagers dans un système AMRC codé. Cette valeur fut déterminée par [Lef94] en fonction du taux de codage et de la longueur de la séquence pseudo-aléatoire.

Connaissant l'expression de la variance du MAI, nous pouvons calculer l'expression de la probabilité d'erreur en utilisant la borne supérieure. Ainsi, en supposant que l'erreur du contrôle de puissance est constante sur l'ensemble du mot de code considéré de durée T_b , on obtient la probabilité d'erreur par paire conditionnée sur $\{R_k\}$ et x suivante :

$$P_2(d | R_k, x) = P \left(\sum_{k=1}^d R_k g_k > 0 | R_k, x \right) \quad (7.41)$$

où d est la distance entre deux chemins dans un système utilisant le décodage de Viterbi et où g_k s'écrit :

$$g_k = \frac{R_k e^x \sqrt{E_s T_v}}{T_c} + N_k \quad (7.42)$$

N_k représente l'interférence inter-usagers (MAI) incluant le bruit blanc gaussien.

Or $\sum_{k=1}^d R_k g_k$ conditionnée sur R_k et x peut être représentée par une variable aléatoire gaussienne [Pic94] définie comme suit :

$$N(\mu_r, \sigma_r^2) = N \left[\frac{e^x \sqrt{E_s T_v}}{T_c} \sum_{k=1}^d R_k^2, \left(\text{Var}(MAI) + \frac{N_o T_v}{2T_c} \right) \sum_{k=1}^d R_k^2 \right] \quad (7.43)$$

On en déduit la probabilité d'erreur par paire conditionnée sur les coefficients $\{R_k\}$ et x :

$$P_2(d|R_k, x) = Q \left(\frac{\mu_r}{\sqrt{\sigma_r^2}} \right) = Q \left(\frac{(\sqrt{E_s T_v}/T_c) \cdot e^x \cdot \sum_{k=1}^d R_k^2}{\sqrt{\left(\text{Var}(MAI) + \frac{N_o T_v}{2T_c} \right) \sum_{k=1}^d R_k^2}} \right) \quad (7.44)$$

Sachant que $E_s L_v = RE_b$, et en se référant à l'équation (7.38) on aboutit à la probabilité d'erreur par paire suivante :

$$P_2(d|R_k, x) = Q \left(\frac{e^x \cdot \sum_{k=1}^d R_k^2}{\sqrt{\left(\frac{1+c}{c} \right) \frac{K}{2} \sigma_N^2 (B \exp(2\sigma_{\delta_u}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_v}^2)) + \frac{N_o}{2RE_b}}} \right) \quad (7.45)$$

où B est la fraction des usagers en situation d'ombrage et où K est le nombre d'usagers.

Étant donné que R_k est une variable aléatoire qui suit une loi de Rayleigh, alors la variable aléatoire $\sum_{k=1}^d R_k^2$ suit une loi Chi-carré [Pro89] avec $2d$ degrés de liberté.

En intégrant (7.45) sur cette distribution Chi-carré, on élimine le conditionnement sur R_k , et on obtient l'approximation suivante [Monk95] :

$$P_2(d|x) = \left(\frac{1-v}{2}\right)^{d-1} \sum_{k=0}^{d-1} \binom{d-1+k}{k} \left(\frac{1-v}{2}\right)^k \quad (7.46)$$

où

$$v = \sqrt{\frac{e^{2x}y}{1+e^{2x}y}} \quad (7.47)$$

et

$$y = \frac{\left(\frac{1+c}{c}\right)}{2 \left(\left(\frac{1+c}{c}\right) \frac{K}{2} \sigma_N^2 (B \exp(2\sigma_{\delta_s}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) + \frac{N_o}{2RE_b} \right)} \quad (7.48)$$

En levant le conditionnement de l'équation (7.46) avec la fonction de densité de probabilité de l'erreur du contrôle de puissance x , nous aurons l'expression suivante pour la probabilité d'erreur par paire :

$$P_2(d) = \int_{-\infty}^{\infty} P_2(d|x) \frac{\exp(-x^2/2\sigma_{\delta_s}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_s}^2}} dx \quad (7.49)$$

À l'aide de la probabilité d'erreur par paire, nous obtenons l'expression de la probabilité d'erreur par bit suivante :

$$P_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} C_d P_2(d) \quad (7.50)$$

où C_d représente le spectre des distances de Hamming du code et d_f la distance libre du code convolutionnel. En d'autres termes C_d correspond au nombre de bits en erreurs provoqués par le nombre de mots de code qui ont une distance de Hamming égale à d par rapport au mot de code 0. Pour chaque code convolutionnel qui est spécifié par une longueur

de contrainte k et un taux de codage R on peut calculer son spectre des distances de Hamming C_d et sa distance libre d_f .

7.3 Valeurs typiques

Dans cette section, nous allons fixer les différentes valeurs que l'on utilise dans les équation de ce chapitre afin de pouvoir calculer la probabilité d'erreur par bit en fonction de la capacité du système exprimée en nombre d'utilisateurs par faisceau d'antenne.

7.3.1 Modèle sans codage correcteur d'erreur

Nous définissons deux cas d'analyses, soit la situation dans laquelle l'utilisateur dont on désire calculer la probabilité d'erreur est en état permanent d'ombrage et la situation dans laquelle l'utilisateur est en permanence en ligne directe avec le satellite. Les valeurs typiques choisies pour ces deux cas d'analyse sont illustrés au tableau 7.1 :

Tableau 7.1 Valeurs typiques des paramètres d'un système AMRC sans codage

situation d'ombrage →	situation en ombrage	situation en ligne directe
Écart-type (PCE) : σ_δ	3.65 dB (σ_{δ_r})	1 dB (σ_{δ_u})
Fraction d'utilisateurs B	0.3	0.7
Facteur de fading : c	10 dB	10 dB
Gain de traitement T_b/T_c	512	512

7.3.2 Modèle avec codage correcteur d'erreur

Pour un système AMRC avec codage correcteur d'erreur, les valeurs typiques sont les mêmes que celles du tableau 7.1 sauf que l'on considère en plus un codage convolutionnel de taux de codage $R = 1/4$ et de longueur de contrainte $k = 9$.

7.4 Présentation des résultats et discussion

7.4.1 Système asynchrone sans codage correcteur d'erreurs

La figure 7.1 illustre les probabilités d'erreur par bit des usagers en situation d'ombrage et des usagers en ligne directe en fonction de la capacité du système exprimée en nombre d'usagers par cellule. De plus, les deux courbes de la figure 7.1 sont tracées pour un contrôle de puissance parfait et un rapport signal sur bruit de 25 dB. Nous remarquons tout d'abord que les performances des usagers en situation d'ombrage sont extrêmement mauvaises, en effet l'utilisateur en situation d'ombrage ne peut jamais atteindre la qualité de service requise ($P_b = 10^{-3}$) même lorsque aucun usager n'accède le système. Cela est dû à la nature des évanouissements de Rayleigh (multi-chemins) qui dégradent la qualité du signal et ne permettent pas au mécanisme de contrôle de puissance de compenser les variations d'amplitudes qu'ils engendrent. Quant aux usagers en ligne directe avec le satellite, ils présentent largement de meilleures performances que les usagers en situation d'ombrage. En effet, on remarque qu'avec une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour le cas d'un usager en ligne directe, on est capable de desservir 92 usagers dans une cellule lorsque le contrôle de puissance est parfait.

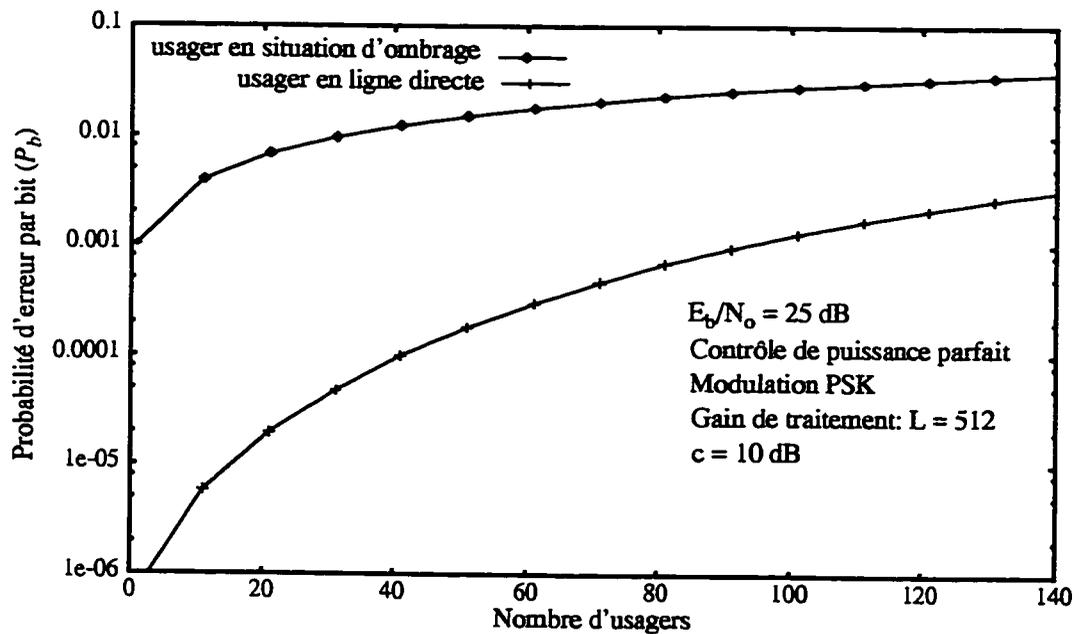


Figure 7.1 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système sans codage et avec un contrôle de puissance parfait

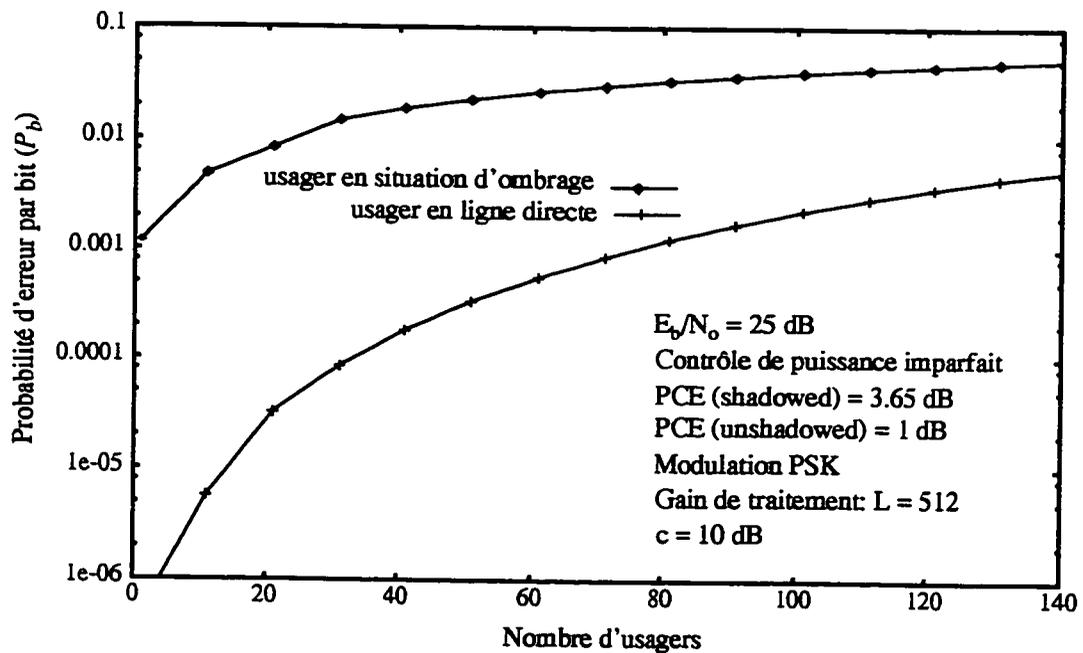


Figure 7.2 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système sans codage et avec un contrôle de puissance imparfait

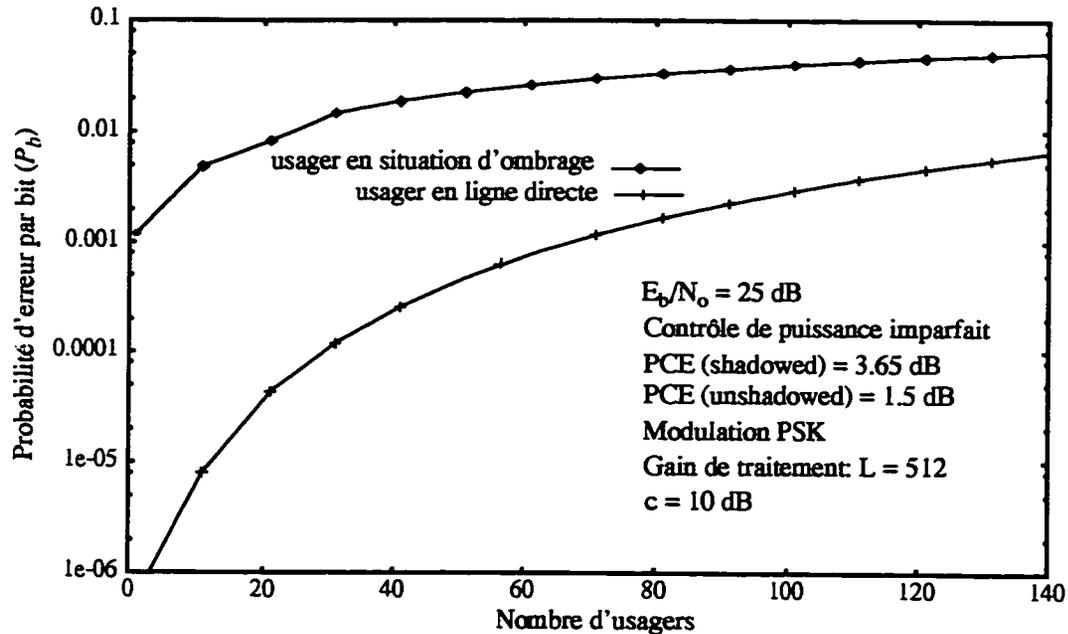


Figure 7.3 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système sans codage et avec un contrôle de puissance imparfait (PCE (unshadowed)=1.5 dB).

La figure 7.2 montre la variation de la probabilité d'erreur par bit des utilisateurs en situation d'ombrage et des utilisateurs en ligne directe en fonction de la capacité du système pour un contrôle de puissance imparfait et un rapport signal sur bruit $E_b/N_o = 25$ dB. Les valeurs de l'écart-type du PCE sont prises égales à celles de l'approche paramétrique soit 3.65 dB pour les utilisateurs en situation d'ombrage et 1 dB pour les utilisateurs en ligne directe. Nous observons que les performances chutent dans le cas des utilisateurs en ligne directe. En effet la capacité passe pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} de 92 utilisateurs à 72 utilisateurs, soit une diminution de 20 utilisateurs. Si on augmente l'écart-type du PCE des utilisateurs en ligne directe à 1.5 dB (figure 7.3), on remarque une légère diminution des performances où le nombre d'utilisateurs passe de 92 à 65, soit une chute de 30% de la capacité par rapport au cas d'un contrôle parfait. Quant aux utilisateurs en situation d'ombrage la dégradation est moins visible vu que les performances étaient déjà extrêmement mauvaises avec un contrôle de

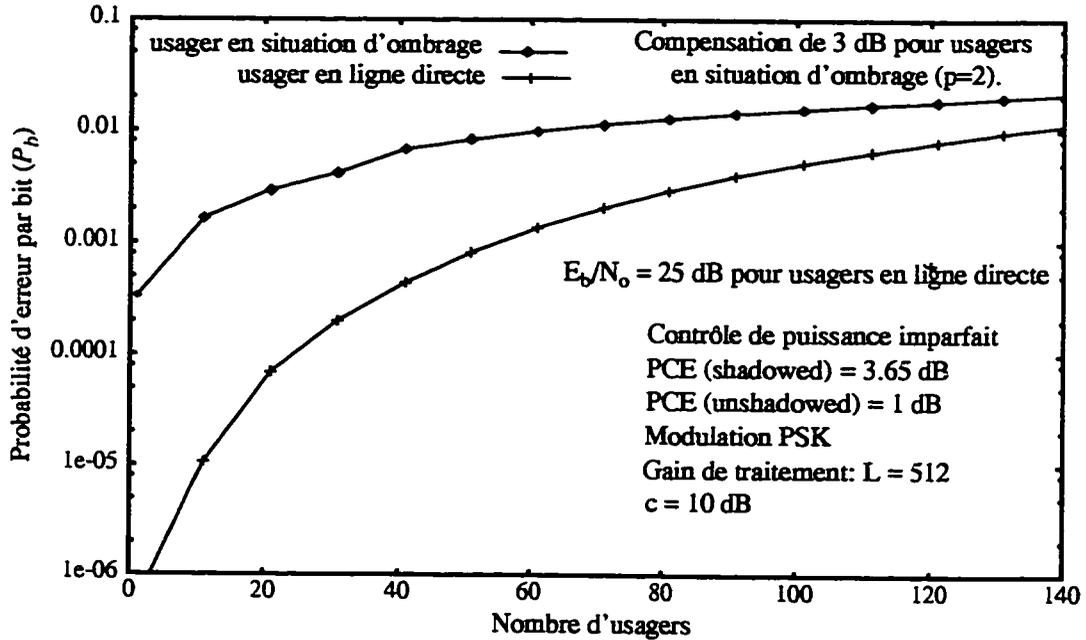


Figure 7.4 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3 dB pour les utilisateurs en situation d'ombrage.

puissance parfait. Cependant pour une probabilité d'erreur de 1×10^{-2} pour les utilisateurs en situation d'ombrage, la capacité passe de 30 utilisateurs à 20 utilisateurs dans le cas d'un écart-type du PCE des utilisateurs en ligne directe de 1 dB (figure 7.2). À la figure 7.4, on garde le même modèle que celui de la figure 7.2, c'est-à-dire un contrôle de puissance imparfait et un rapport signal à bruit de 25 dB pour les utilisateurs en ligne directe. Cependant on ajoute le paramètre de compensation p qui permet d'augmenter la puissance des utilisateurs en situation d'ombrage et par le fait même leur performance qui était très mauvaise. Le rapport signal à bruit E_b/N_o que l'on fait varier à la figure 7.4 est celui des utilisateurs en ligne directe. On choisit un p égale à 2, augmentant ainsi la puissance des utilisateurs en situation d'ombrage de 3 dB par rapport à la puissance des utilisateurs en ligne directe, c'est-à-dire que le rapport E_b/N_o devient égal à 28 dB pour un utilisateur ombré. On aboutit à une légère amélioration des performances des utilisateurs en situation d'ombrage où la capacité passe de zéro

usager à 6 usagers, à une probabilité d'erreur de 10^{-3} . De plus, à la même probabilité d'erreur les performances des usagers en ligne directe se dégradent et la capacité chute de 72 usagers à environ 55 usagers, soit une perte de 17 usagers. On remarque aussi que cet écart augmente à mesure que le nombre d'usagers qui accèdent le système augmente. Donc on peut conclure que le facteur de compensation est inutile dans ce cas, car il diminue sensiblement les performances des usagers en ligne directe en n'augmentant que légèrement celle des usagers en situation d'ombrage, ce qui se traduit en réalité par une diminution de la capacité totale du système.

7.4.2 Système asynchrone avec codage correcteur d'erreurs

La figure 7.5 décrit la variation de la probabilité d'erreur par bit d'un usager en situation permanente d'ombrage en fonction de la capacité pour un système AMRC asynchrone avec codage correcteur d'erreur. La courbe est tracée pour différents rapports signal sur bruit (20, 25 et 30 dB) et pour un contrôle de puissance imparfait. Le facteur de compensation p est ignoré dans ce cas. La première remarque que l'on peut tirer en observant la figure 7.5, c'est que le codage correcteur d'erreur apporte une amélioration significative aux performances d'un système AMRC. Ainsi, pour le cas d'un usager en situation d'ombrage, le nombre d'usagers que peut accepter le système à une probabilité d'erreur de 10^{-3} , devient égale à 12, alors qu'il était nul dans le cas sans codage. On remarque aussi qu'à partir de 25 dB l'augmentation de la capacité devient presque négligeable.

À la figure 7.6, on a tracé la probabilité d'erreur par bit en fonction de l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance pour différentes valeurs de nombres d'usagers et pour un rapport signal sur bruit de 25 dB. À 20 usagers, on peut atteindre la qualité de service exigée ($P_b=10^{-3}$) à un écart-type maximal d'environ 3.35 dB. Ce qui correspond d'après

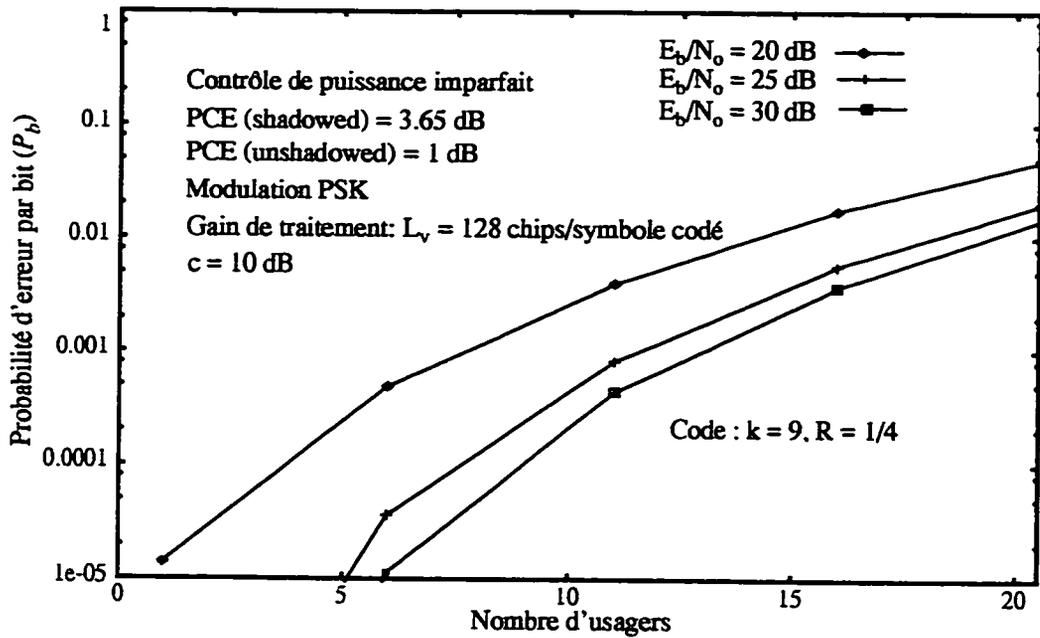


Figure 7.5 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système asynchrone avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait.

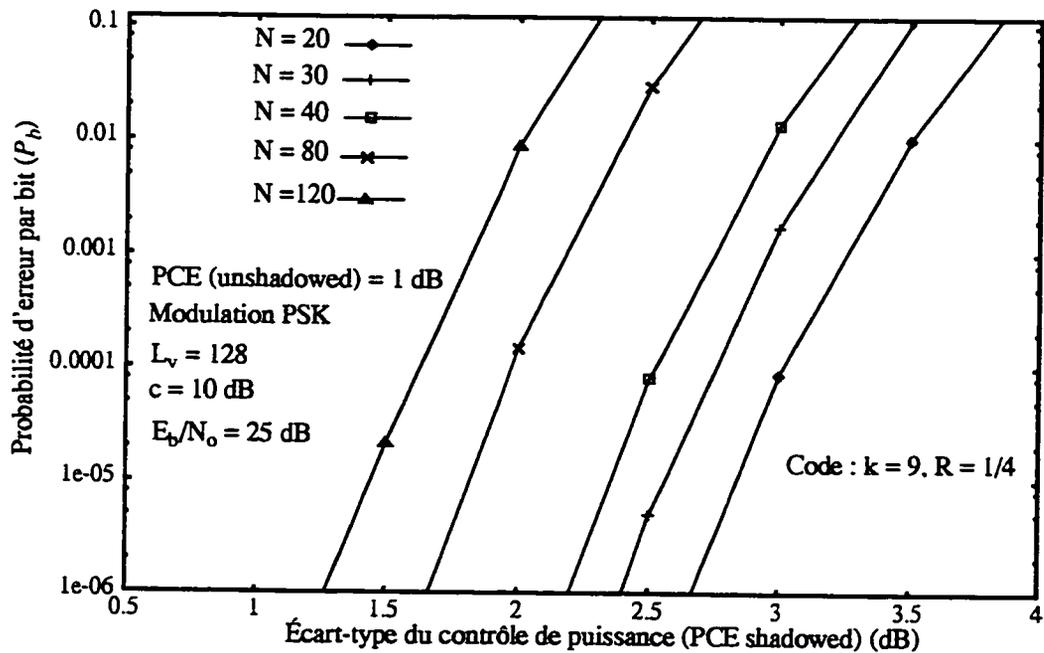


Figure 7.6 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction de l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance pour les utilisateurs en situation d'ombrage pour différentes capacités.

la figure 5.1 (chapitre 5) à la limite inférieure d'une situation avec un niveau d'ombrage moyen. Ce que l'on peut tirer comme conclusions en observant la figure 7.6, c'est que tout d'abord que les performances d'un système AMRC codé sont extrêmement sensibles à la variation de l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance. De plus, on peut dire que le système peut supporter entre 12 et 80 usagers lorsque l'écart-type de l'erreur du contrôle de puissance varie entre 3.65 dB et 2 dB, ce qui correspond respectivement aux situations dans lesquelles le niveau d'ombrage varie entre moyen et faible. Il est donc possible d'atteindre une efficacité spectrale de 16% dans un système AMRC asynchrone lorsque le niveau d'ombrage est considéré comme étant faible (écart-type entre 2 dB et 2.5 dB).

De plus, on peut inclure dans l'analyse de l'AMRC avec codage correcteur d'erreur les paramètres de deuxième ordre définis au chapitre 6 qui, lorsqu'ils sont combinés ensemble font chuter l'interférence de 34% (voir figure 6.9). Cela se traduit par une augmentation de 50% de la capacité du système. Cependant avec un écart-type de l'erreur du contrôle de puissance dans les alentours de 3.5 dB, la capacité reste très faible même avec l'ajout des paramètres de deuxième ordre : l'efficacité spectrale sera entre 7 et 9%.

7.5 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre les performances d'un système AMRC asynchrone à l'aide de la probabilité d'erreur par bit que l'on a évalué en fonction de la capacité exprimée sous forme de nombre d'usagers et en fixant le rapport signal sur bruit. Nous avons établi la qualité de service à une probabilité d'erreur par bit de 10^{-3} et avons remarqué que le système AMRC asynchrone présente des performances assez mauvaises à cette valeur surtout lorsque l'on tient compte de l'imperfection du contrôle de puissance. Nous avons constaté aussi que les usagers en situation d'ombrage avaient des performances beaucoup plus mauvaises que celles des usagers en ligne directe avec le satellite. Ce qui

les rend inacceptables en pratique. De plus, la compensation en puissance des usagers en situation d'ombrage n'améliorait que légèrement leur performances alors qu'elle dégradait suffisamment celles des usagers en ligne directe, et que cela se traduit dans un système de communication mobile par satellites par une diminution de la capacité totale du système. Finalement, dans un système AMRC asynchrone, le codage correcteur d'erreurs s'avérait très bénéfique puisqu'il augmentait de façon appréciable les performances des usagers en situation d'ombrage. Ceci n'est pas très étonnant à cause du pouvoir de correction du code ou gain de codage qui est d'autant plus important lorsque le taux de codage R est faible et la longueur de contrainte k est élevée. Pour le code choisi dans ce mémoire ($R = 1/4$ et $k=9$), le gain de codage est suffisamment élevé pour procurer une diminution de la probabilité d'erreur pour une même capacité par rapport au système non codé ou une augmentation de la capacité pour une même probabilité d'erreur par rapport au système non codé (dans ce cas, le gain de codage permet de mieux résister aux interférences pour un P_b donné, donc d'augmenter la capacité). Cependant, ce modèle est très sensible à un contrôle de puissance imparfait. Cela a cependant certains avantages puisqu'en améliorant légèrement l'algorithme du contrôle de puissance, on peut améliorer grandement la capacité du système, jusqu'à 85%. De plus l'ajout des paramètres de deuxième ordre présentés au chapitre 6 augmenterait la capacité de 50%. Mais cela n'est pas suffisant surtout si l'on considère un écart-type de l'erreur du contrôle de puissance d'environ 3.5 dB. Dans ce cas, afin d'augmenter la capacité du système, on pourrait soit inclure dans l'analyse la notion de diversité d'espace ou d'autres techniques de traitement du signal, soit essayer de synchroniser la transmission des signaux des différents usagers du système. Cette dernière approche sera étudiée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 8

AMRC SYNCHRONE : ANALYSE DE LA CAPACITÉ SELON L'APPROCHE PROBABILISTE

Pour augmenter la capacité des systèmes AMRC asynchrones dans les réseaux satellites, des techniques très élaborées de modulation et de traitement de signal peuvent être mises en place afin de combattre les évanouissements subis par le signal dans le canal de transmission. D'autre part, l'utilisation de paramètres tels que l'activité vocale ou le facteur de réutilisation des fréquences par la polarisation permet de réduire l'interférence provenant des différents usagers de la même cellule. En d'autres termes ces techniques aident à contourner le problème de l'interférence inter-usagers sans vraiment le résoudre.

Une autre alternative serait d'essayer de synchroniser la transmission des différents usagers de la cellule au niveau du chip de la séquence d'étalement, et d'utiliser des séquences à étalement spectral orthogonales. Si la synchronisation était parfaite, ceci devrait normalement annuler toute l'interférence des autres usagers. Cependant, malgré qu'une telle approche soit tout à fait réalisable avec de très petites erreurs de synchronisation dans un système cellulaire terrestre, elle est beaucoup plus difficile à mettre en oeuvre sur la liaison montante d'un système de communication mobile par satellites où, non seulement le mobile est en mouvement, mais aussi le satellite. De plus, un réseau de communication par satellites comprend des délais de propagation beaucoup plus grands que ceux d'un

système cellulaire terrestre. Dans ce cas, en considérant de petits débits de transmission et un gain de traitement modéré, seulement une opération quasi-synchrone peut être maintenue sur la liaison montante d'un système de communication mobile par satellites utilisant l'AMRC.

En supposant donc qu'il y aura des erreurs de synchronisation plus ou moins élevées sur la liaison montante, des séquences orthogonales à faibles valeurs de fonctions d'intercorrélations pour un certain déphasage dû à l'erreur de synchronisation devraient être utilisées.

Pour simplifier l'analyse du système AMRC quasi-synchrone, nous maintiendrons les hypothèses du système asynchrone, c'est-à-dire que les évanouissements sont non-sélectifs en fréquence, le contrôle de puissance est à boucle ouverte, et finalement nous considérons le cas d'une cellule unique en négligeant l'effet des cellules avoisinantes. Le développement mathématique que l'on exposera dans la section suivante est inspiré de [Sou94], avec la distinction que [Sou94] utilise le modèle quasi-synchrone dans un environnement cellulaire terrestre sans tenir compte des évanouissements et en supposant un contrôle de puissance parfait. De plus, son analyse est limitée au cas d'un système qui n'utilise pas le codage correcteur d'erreurs.

Ce chapitre est subdivisé en trois grandes sections. Dans les deux premières, nous analysons les performances d'un système quasi-synchrone modulé avec une seule porteuse et en considérant un contrôle de puissance imparfait. Nous aborderons alors les cas d'un système non-codé et d'un système utilisant le codage correcteur d'erreurs. Dans la troisième et dernière section nous évaluons les performances d'un système quasi-synchrone modulé par plusieurs porteuses, en considérant un codage correcteur d'erreurs et un contrôle de puissance imparfait. Dans chacun de ces cas, nous établissons les comparaisons nécessaires avec le système AMRC asynchrone.

8.1 Calcul des performances d'un système AMRC quasi-synchrone non-codé en présence d'un contrôle de puissance imparfait

Nous considérons dans cette section le cas d'un système non codé en présence d'un contrôle de puissance imparfait tel que développé dans le cas asynchrone.

De la même manière qu'à la section 7.1.2, le signal reçu $r(t)$ au satellite résultant de la superposition des signaux de K usagers, s'écrit [Monk95]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{E_s} e^{x_i} R_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (8.1)$$

où E_s est l'énergie par chip de période T_c : $E_s = E_b/L$, où $L = T_b/T_c$ est le gain de traitement.

En supposant que le récepteur est synchronisé sur le signal désiré ($i=1$), on aura à la sortie du corrélateur à l'instant T_b :

$$g_1(T_b) = \frac{\sqrt{E_s} e^{x_1} R_1 T_b}{T_c} + MAI + N' \quad (7.19)$$

Le premier terme correspond au signal désiré, le deuxième à l'interférence des autres usagers et le troisième au bruit thermique.

Comme dans les sections précédentes, nous utilisons l'approximation gaussienne afin de calculer la puissance quadratique moyenne des interférences. Il a été démontré que cette approximation demeure réaliste pour un système AMRC quasi-synchrone dans lequel le nombre d'usagers et le gain de traitement sont modérément élevés [Sou94] [Gau95]. Ainsi les MAI seront modélisées par une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance dénotée $Var(MAI)$.

Appliqué à notre cas, nous aurons:

$$Var(MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} \sum_{i=2}^K E[e^{2x_i R_i^2}] E[I_i^2(T_b)] \quad (8.3)$$

où $I_i(T_b)$ est la fonction d'intercorrélation entre le code de l'utilisateur k et tous les signaux interférants ($i = 2, \dots, K$) étalés par leurs séquences de code respectives sur la durée d'un bit.

$I_i(T_b)$ est donnée par :

$$I_i(T_b) = \int_0^{T_b} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t) dt \quad (8.4)$$

Dans cette section nous étudions les performances d'un système AMRC dans lequel les signaux des différents usagers arrivent synchronisés au satellite. Cependant, étant donné que l'on s'intéresse à l'étude de la liaison montante, la synchronisation est imparfaite dû aux différentes valeurs de délai que l'on retrouve sur cette liaison.

Dans ce cas, les signaux de ces K usagers arrivent au satellite avec des délais τ_i différents à l'intérieur de la période du chip (rappelons que la synchronisation se fait au niveau du chip afin d'aligner au récepteur les séquences orthogonales des différents usagers pour que l'intercorrélation entre ces paires de séquences soit égale à zéro).

Cette erreur de synchronisation se traduit donc au niveau du récepteur par le décalage des séquences orthogonales des différents usagers par rapport à la séquence de l'utilisateur que l'on désire recevoir. Ce décalage est égal à une fraction de la période du chip et est modélisé par l'équation suivante [Sou94] :

$$\Delta^i = \tau_i / T_c \quad (8.5)$$

Δ^i correspond au décalage normalisé de l'utilisateur i par rapport à la période du chip.

Pour les différents usagers, Δ^i sera modélisé par une variable aléatoire Δ ($-1 < \Delta < 1$)

qui suit une loi uniforme et dont la fonction de la densité de probabilité est donnée par :

$$f_{\Delta}(\Delta) = \frac{1}{2\Delta_m}, -\Delta_m \leq \Delta \leq \Delta_m \quad (8.6)$$

où $0 \leq \Delta_m < 1$. Dans ce cas on aura $\tau_i \leq |T_c/2|$.

Pour un système AMRC parfaitement synchrone, $\Delta_m = 0$. Or en supposant l'emploi de codes orthogonaux comme séquences d'étalement spectral, l'interférence des autres usagers serait alors réduite à zéro. Étant donné que dans notre cas nous avons une synchronisation imparfaite, celle-ci sera modélisée à l'aide de la variable aléatoire uniforme Δ et de sa fonction de densité décrite par l'équation (8.6).

8.1.1 Utilisation des séquences à étalement orthogonales

L'emploi de séquences orthogonales comme séquences à étalement spectral est nécessaire dans un système AMRC quasi-synchrone afin de réduire l'interférence des autres usagers. Ainsi, les séquences des autres usagers (interférences) arrivent au récepteur avec un certain décalage Δ par rapport à la séquence de l'utilisateur désiré. Ce phénomène est illustré à la figure 8.1 :

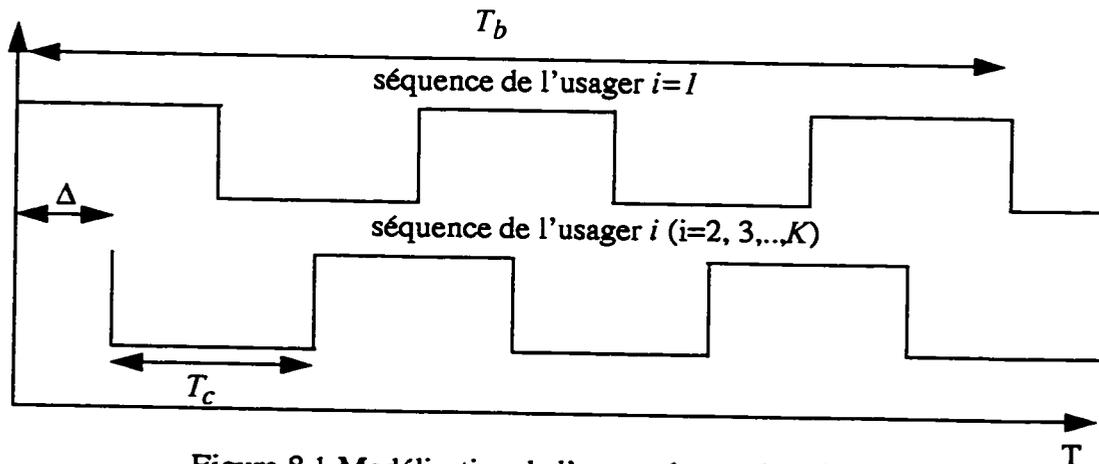


Figure 8.1 Modélisation de l'erreur de synchronisation

Ainsi, en supposant que la période de la séquence du code orthogonal qui agit comme séquence à étalement spectral est égale à la période d'un bit ($T_b = LT_c$; L étant le gain de traitement), et en se référant à la figure 8.1, la fonction d'intercorrélation entre les séquences de codes sera décrite par la relation suivante [Sou94] :

$$I_i(T_b) = T_c \sum_{l=0}^{L-1} c_l^1 ((1-|\Delta|) c_l^i + |\Delta| c_{l \pm 1}^i) \quad (8.7)$$

c_l^1 et $c_l^i \in \{-1, 1\}$ et sont les séquences de codes orthogonales modulées par les bits d'information des usagers $i=1$ et i ($i=2, 3, \dots, K$) respectivement.

Donc pour un ensemble de séquences orthogonales donné, nous pouvons assigner à chaque usager du système une séquence de cet ensemble (mot de code) qui sera utilisée comme séquence d'étalement spectral. Le nombre maximal d'usagers dans le système sera donc égal au nombre de séquences orthogonales, soit L (L étant aussi la longueur de la séquence).

Nous aurons alors une matrice orthogonale C de dimension $L \times L$ (L séquences orthogonales de longueur L bits). Les éléments de cette matrice appelée matrice de Hadamard sont définis par : $C = [c_l^i]$ avec $c_l^i \in \{-1, 1\}$.

Les matrices de Hadamard sont générées récursivement de la manière suivante :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

où $C_1 = 1$.

Voici un exemple de matrice de Hadamard dont les rangées correspondent à des séquences

orthogonales pour L usagers (dans ce cas $L = 4$) :

$$C_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ 0 & 1 & | & 0 & 1 \\ \hline 0 & 0 & | & 1 & 1 \\ 0 & 1 & | & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

Notre objectif dans cette section est de mesurer l'effet de la synchronisation et de l'utilisation des codes orthogonaux comme séquences d'étalement spectral sur la variance des MAI (équation (8.3)).

Sachant que l'intercorrélacion entre deux séquences orthogonales parfaitement alignées est nulle, on peut facilement calculer à partir de l'équation (8.7) le deuxième moment de $I_i(T_b)$. Ce qui nous donne [Sou94] :

$$E [I_i^2(T_b)] = T_c^2 E [\Delta^2] \mu_{cor}(T_c) \quad (8.10)$$

Or Δ est une variable aléatoire uniforme dont la fonction de densité est définie en (8.6), donc son deuxième moment est égal à :

$$E [\Delta^2] = \int_{-\Delta_m}^{\Delta_m} f_{\Delta}(\Delta) \cdot \Delta^2 d\Delta = \frac{\Delta_m^2}{3} \quad (8.11)$$

Selon (8.10), $\mu_{cor}(T_c)$ est le deuxième moment de l'intercorrélacion entre la séquence orthogonale de l'utilisateur désiré ($i=1$) et celles de l'utilisateur i ($i \neq 1$) décalées entre elles d'une longueur de chip (voir figure 8.1). $\mu_{cor}(T_c)$ est donc défini par [Sou94] :

$$\mu_{cor}(T_c) = E \left[\left(\sum_{l=0}^{L-1} c_l^1 c_{l+1}^i \right)^2 \right] \quad (8.12)$$

Étant donné que l'on a $K=L$ séquences orthogonales de longueur L , nous pouvons écrire :

$$\mu_{cor}(T_c) = \frac{1}{(K-1)} \sum_{i=2}^K \left(\sum_{l=0}^{L-1} c_l^1 c_{l+1}^i \right)^2 \quad (8.13)$$

Plusieurs milliers de matrices de Hadamard ont été générées et les résultats des simula-

tions [Sou94] ont montrés que lorsque L est grand, la valeur de $\mu_{cor}(T_c)$ pour une telle matrice est [Sou94] : $\mu_{cor}(T_c) \approx L$.

D'autres matrices ont été aussi générées, comme les matrices de type *Sylvester-Hadamard*. Ces matrices donnent un $\mu_{cor}(T_c)$ encore plus faible, soit : $\mu_{cor}(T_c) = \frac{2}{3}(L+1)$.

Nous ne tiendrons pas compte des matrices de type *Sylvester* car elles sont plus difficiles à générer et sont encore mal connues des chercheurs dans le domaine des systèmes AMRC.

En prenant $\mu_{cor}(T_c) = L$, et en substituant l'équation (8.10) dans (8.3), nous obtenons pour la variance des MAI, l'expression suivante:

$$Var(MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} \sum_{i=2}^K E[e^{2x_i} R_i^2] \frac{\Delta_m^2}{3} T_c^2 L \quad (8.14)$$

Si on utilise le même modèle du canal que précédemment, soit une combinaison de distributions de Rice et de Rayleigh pour les évanouissements et une distribution lognormale pour le contrôle de puissance, on obtient en se référant à l'équation (6.22) :

$$Var(MAI) = \frac{KE_s}{T_c^2} \left(\left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \right) \frac{\Delta_m^2}{6} T_c^2 L \quad (8.15)$$

La variance des MAI ayant été calculée, nous pouvons déterminer l'expression de la variance de l'interférence totale (*bruit + MAI*). Ceci nous donne (voir section 7.1.1) :

$$Var(total) = Var(MAI) + \frac{N_0 T_b}{2T_c} \quad (8.16)$$

Nous sommes alors en mesure de calculer la probabilité d'erreur du système conditionnée sur R_1 et x_1 de la même manière qu'aux sections 7.1.1 et 7.1.2. Nous obtenons alors :

$$P(e|R_1, x_1) = Q \left(\frac{R_1 \cdot \exp(x_1)}{\sqrt{\left(\left(\frac{1+c}{c} \right) (A \exp(2\sigma_{\delta_i}^2) + (1-A) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \right) \frac{K\Delta_m^2}{6L} + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) \quad (8.17)$$

Afin de lever le conditionnement sur R_1 et x_1 et de trouver la probabilité d'erreur par bit des usagers en situation d'ombrage et celle des usagers en ligne directe avec le satellite, nous procédons de la même manière qu'aux équations (7.17), (7.18) et (7.27).

Il faut noter que cette analyse est valable pour une erreur de synchronisation inférieure ou égale à la période du chip T_c . Or, il est possible que dans le cas d'un environnement où les évanouissements multi-chemins sont fréquents, certains signaux d'usagers du système aient des erreurs de synchronisation plus élevées que la période du chip. Nous avons considéré cette situation à l'annexe II.

8.2 Calcul des performances d'un système AMRC quasi-synchrone codé en présence d'un contrôle de puissance imparfait

Nous reprenons ici le même modèle de codage que dans le système AMRC asynchrone.

Le signal reçu au satellite résultant de la superposition des signaux de K usagers, s'écrit :

$$s(t) = \sum_{i=1}^K e^{x_i} R_i \sqrt{E_s} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}(t - \tau_i) + N(t) \quad (8.18)$$

où $\varphi_{\theta_i}(t) = \sqrt{2/T_c} \cos(\omega_c t + \theta_i)$ est une fonction de base normalisée. a_i et b_i représentent respectivement les symboles codés et la séquence orthogonale du code de l'utilisateur i . E_s est l'énergie par chip de période T_c et $N(t)$ est un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance $N_0/2$.

En supposant que le récepteur est parfaitement synchronisé avec le signal utile ($i=1$), on aura à la sortie du corrélateur :

$$g_1(T_v) = \frac{R_{1_k} e^{x_1} \sqrt{E_s} a_1(t) T_v}{T_c} + MAI + N' \quad (8.19)$$

Le premier terme représente le signal désiré, le deuxième, l'interférence des autres usagers et le troisième, le bruit thermique.

L'expression de la variance des MAI sera la même que (7.28), soit :

$$Var(MAI) = \frac{E_s}{2T_c^2} \sum_{i=2}^K E[e^{2x_i R_i^2}] E[I_i^2(T_v)] \quad (8.20)$$

Comme à la section précédente nous analysons le cas d'un système quasi-synchrone où le décalage des séquences de codes des différents usagers par rapport à la séquence du signal utile est égal à une fraction de la période du chip :

$$\Delta^i = \tau_i / T_c \quad (8.21)$$

En supposant que la période de la séquence orthogonale est égale à la période d'un symbole ($T_v = L_v T_c$; L_v étant le gain de traitement exprimé en chips/symbole codé), nous aurons comme fonction d'intercorrélation entre les codes, la relation suivante :

$$I_i(T_v) = T_c \sum_{l=0}^{L_v-1} b_l^1 ((1-|\Delta|) b_l^i + |\Delta| b_{l\pm 1}^i) \quad (8.22)$$

b_l^1 et $b_l^i \in \{-1, 1\}$ et sont les séquences orthogonales modulées par les symboles codés de l'utilisateur $i=1$ et ceux des signaux interférants ($i \neq 1$) respectivement.

À partir de l'équation (8.22), nous pouvons calculer directement le deuxième moment de $I_i(T_v)$. Ce qui nous donne [Sou94] :

$$E[I_i^2(T_v)] = T_c^2 E[\Delta^2] \mu_{cor}^{codé}(T_c) \quad (8.23)$$

où $\mu_{cor}^{codé}(T_c)$ est le deuxième moment de l'intercorrélation entre la séquence orthogonale de l'utilisateur $i=1$ et celles des signaux interférants ($i \neq 1$) décalées d'une longueur de chip :

$$\mu_{cor}^{codé}(T_c) = E \left[\left(\sum_{l=0}^{L_v-1} b_l^1 b_{l+1}^i \right)^2 \right] \quad (8.24)$$

Si on considère un ensemble de codes orthogonaux générés de façon pseudo-aléatoire, on

obtient en se référant à la section 8.1.1 : $\mu_{cor}^{codé}(T_c) \approx L_v$

À l'aide de cette expression on peut déterminer $I_i(T_v)$:

$$E [I_i^2(T_v)] \approx T_c^2 L_v \frac{\Delta_m^2}{3} \quad (8.25)$$

Pour un nombre d'utilisateurs élevé ($K - 1 \approx K$), nous pouvons alors calculer la variance des MAI, qui deviendra pour un système quasi-synchrone codé :

$$Var(MAI) = E_s K L_v \frac{\Delta_m^2}{6} \left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_{\delta_s}^2) + (1-B) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) \quad (8.26)$$

Connaissant l'expression de la variance du MAI, nous pouvons calculer l'expression de la borne supérieure sur la probabilité d'erreur.

En supposant que l'erreur du contrôle de puissance est constante sur l'ensemble des symboles codés du bit d'information considéré et en suivant le même cheminement qu'à la section 7.2 (étant donné que seul l'expression de la variance des MAI change), on obtient la probabilité d'erreur par paire conditionnée sur $\{R_k\}$ et x suivante :

$$P_2(d|R_k, x) = Q \left[\sqrt{\frac{e^x \cdot \sum_{k=1}^d R_k^2}{\left(\frac{1+c}{c} \right) K \Delta_m^2 (A \exp(2\sigma_{\delta_s}^2) + (1-A) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) + \frac{N_o}{2RE_b}}} \right] \quad (8.27)$$

En réutilisant la même approximation que (7.46) afin d'éliminer le conditionnement sur R_k , on arrive à :

$$y = \frac{\left(\frac{1+c}{c} \right)}{2 \left[\frac{\left(\frac{1+c}{c} \right) K \Delta_m^2 (A \exp(2\sigma_{\delta_s}^2) + (1-A) \exp(2\sigma_{\delta_u}^2)) + \frac{N_o}{2RE_b}}{6L_v} \right]} \quad (8.28)$$

En levant le conditionnement avec la fonction de densité de probabilité de l'erreur du contrôle de puissance x , nous aurons alors l'expression suivante pour la probabilité d'erreur par paire de symboles codés ayant entre eux une distance de Hamming égale à d :

$$P_2(d) = \int_{-\infty}^{\infty} P_2(d|x) \frac{\exp(-x^2/2\sigma_{\delta_s}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{\delta_s}^2}} dx \quad (8.29)$$

À l'aide de la probabilité d'erreur par paire, nous obtenons l'expression de la probabilité d'erreur par bit suivante :

$$P_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} C_d P_2(d) \quad (8.30)$$

Pour chaque code convolutionnel qui est spécifié par une longueur de contrainte k et un taux de codage R on peut déterminer son spectre des distances de Hamming C_d et sa distance libre d_f . C_d et d_f sont bien connues pour la majorité des codes convolutionnel.

8.3 Modèle quasi-synchrone avec M porteuses et avec codage correcteur d'erreurs

8.3.1 Définition du modèle quasi-synchrone avec M porteuses

Afin de réduire la probabilité d'erreur par bit, l'erreur de synchronisation doit correspondre à une très petite fraction de la durée du chip, surtout dans le cas des usagers en situations d'ombrage. Cependant, à cause des multiples délais dans le canal satellite causés par les évanouissements rapides de Rayleigh, le mouvement du satellite, etc..., il est presque impossible de maintenir l'erreur de synchronisation égale à de petites fraction de la durée du chip [Sou94] [Gau95].

Une façon de procéder est, pour un gain de traitement donné, d'augmenter la durée du

chip. Cela aura pour effet d'augmenter la période du symbole codé ou du bit d'information entraînant ainsi une diminution du débit d'information. Or, pour maintenir le débit d'information initial, on peut utiliser un modèle de transmission à plusieurs porteuses modulant le même signal. De plus, une période de chip plus élevée aura comme conséquence de faciliter la synchronisation.

Ainsi, en choisissant M porteuses qui modulent le même signal, nous pouvons diminuer la largeur de bande de chacun de ces signaux par un facteur M de sorte que la période du chip qui multiplie chacun de ces signaux soit augmentée du même facteur M . En additionnant ces M signaux nous obtenons un signal dont la largeur de bande est approximativement la même que dans le cas d'une seule porteuse, si l'espacement entre les porteuses est égal à $1/T_c$, où T_c est la durée d'un chip. Le gain de traitement L ($L = T_b/T_c$) pour chaque porteuse reste inchangé du modèle précédent (une seule porteuse) étant donné que la durée du bit et du chip augmentent par le même facteur M .

L'analyse que l'on élabore dans cette section est légèrement inspirée de [Sou94].

Le schéma bloc d'un tel modèle de transmission est illustré à la figure 8.2 :

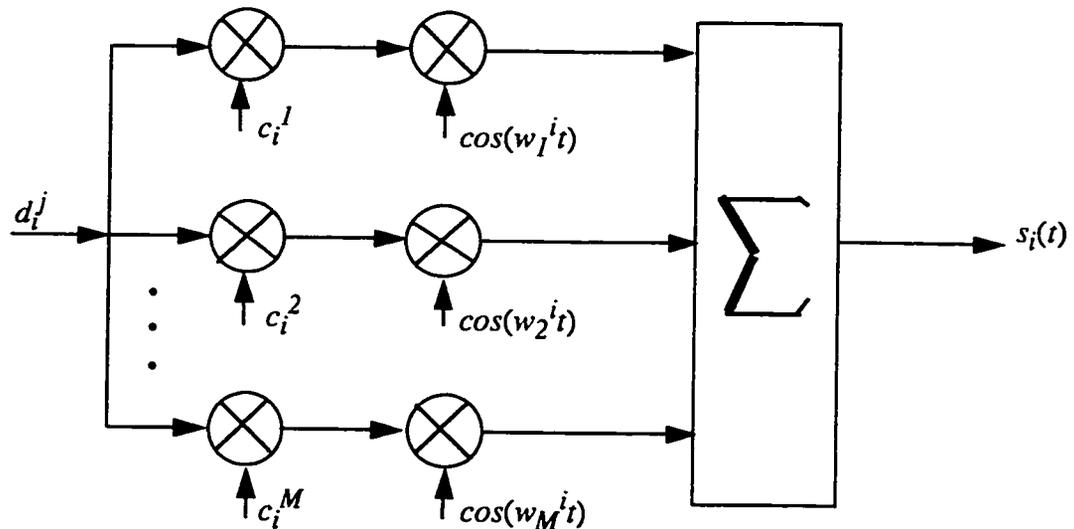


Figure 8.2 Chaîne de transmission d'un système AMRC quasi-synchrone avec M porteuses.

Le paramètre M correspond au nombre de porteuses transmises dans le canal. d_i^j sont les bits d'information de l'utilisateur i modulés par la porteuse j ($j = 1, \dots, M$). c_i^j est la séquence de code orthogonal qui correspond à la branche ou à la porteuse j (il y a autant de branches que de porteuses). $\omega_j^i = \omega_c + \frac{2\pi(j-1)}{T_c}$ est la fréquence porteuse de la branche j de l'utilisateur i , T_c est la période du chip de la séquence orthogonale de chaque branche et $\omega_c = \frac{2\pi}{T_c}$.

Certaines hypothèses seront nécessaires afin de simplifier l'analyse du système AMRC quasi-synchrone à plusieurs porteuses :

Hypothèses

- 1- Nous considérons des porteuses parfaitement espacées d'un facteur $1/T_c$.
- 2- La forme des impulsions de la séquence d'étalement est rectangulaire.
- 3- Les séquences d'étalement c_i^j sont orthogonales entre elles et identiques pour les M branches d'un même récepteur [Sou94] : $c_i^1 = c_i^2 = \dots = c_i^M$.
- 4- Selon les hypothèses 1 et 2, nous concluons que les M signaux modulés du même émetteur n'interfèrent pas entre eux à cause de l'orthogonalité dans le temps des porteuses.

Au récepteur, nous considérons que le signal reçu est démodulé sur chaque branche m ($m=1, \dots, M$) de façon indépendante, afin d'extraire le signal désiré.

8.3.2 Modèle mathématique

Nous allons considérer comme dans la section 8.2 le cas d'un système quasi-synchrone avec codage correcteur d'erreur et contrôle de puissance imparfait. Le signal (ou

séquence) d_i^j de la figure 8.1 correspond maintenant aux symboles codés de l'utilisateur i . La longueur de la séquence de code est donc égale à $L_v = T_v/T_c$ où T_v est la période d'un symbole codé.

À partir de la figure 8.2, le signal reçu au satellite résultant de la superposition des K usagers du système utilisant M porteuses peut s'écrire :

$$s(t) = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^M e^{x_i} R_i \sqrt{E_s^j} d_i^j(t - \tau_i) c_i^j(t - \tau_i) \varphi_{\theta_i}^j(t - \tau_i) + N(t) \quad (8.31)$$

où $\varphi_{\theta_i}^j(t) = \sqrt{2/T_c^j} \cos(\omega_j^i t + \theta_i)$. T_c^j est la période du chip de la branche j (constante pour toutes les branches: $T_c^j = T_c$) et E_s^j l'énergie par chip de la branche j (identique pour les M branches). De plus, par souci de simplification, nous considérons que les évanouissements d'amplitudes que subit le signal sont identiquement et indépendamment distribués pour les M porteuses.

À l'instant $t = T_v$, où T_v est la période du symbole codé de la branche j , et en supposant que le récepteur est parfaitement synchronisé avec le signal désiré ($i=1$), on aura à la sortie du corrélateur pour la branche $j = m$:

$$g_1^m(T_v) = \underbrace{\frac{R_1 e^{x_1} \sqrt{E_s} d_1(t) T_v}{T_c}}_{\text{signal désiré } i=1} + \underbrace{\frac{2\sqrt{E_s}}{T_c} \sum_{i=2}^K \sum_{j=1}^M e^{x_i} R_i I_{ij}^m(T_v)}_{\text{interférence MAI}} + \underbrace{N'}_{\text{bruit}} \quad (8.32)$$

où

$$I_{ij}^m(T_v) = \frac{1}{2} \int_0^{T_v} d_i^j(t - \tau_i) c_i^j(t - \tau_i) c_1^m(t) \cos(\omega_j^i t + \theta_i) \cos(\omega_m^1 t + \theta_1) dt \quad (8.33)$$

La fonction $I_{ij}^m(T_v)$ peut être décomposée en deux fonctions correspondant chacune à un

cas d'analyse différent. Ainsi nous posons :

$$I_{ij}^m(T_v) = \frac{1}{2} (I_{ij}^m(T_v)_1 + I_{ij}^m(T_v)_2) \quad (8.34)$$

Le premier terme de (8.33), $I_{ij}^m(T_v)_1$ correspond au cas où les porteuses de l'utilisateur $i=1$ et de l'utilisateur i ($i=2, 3, \dots, K$) sont les mêmes $j = m$. On écrit alors :

$$I_{ij}^m(T_v)_1 = \int_0^{T_v} d_i^j(t - \tau_i) c_i^j(t - \tau_i) c_1^m(t) \cos(\theta_i - \theta_1) dt \quad (8.35)$$

$I_{ij}^m(T_v)_2$ correspond au cas où les porteuses sont différentes. Nous obtenons alors :

$$I_{ij}^m(T_v)_2 = \int_0^{T_v} d_i^j(t - \tau_i) c_i^j(t - \tau_i) c_1^m(t) [\cos(\omega' t + \theta_i + \theta_1)] dt \quad (8.36)$$

où $\omega' = \omega_j^i - \omega_m^1$ et $\tau_i = \Delta^i T_c$.

Dans ce cas, nous pouvons calculer la variance des MAI étant donné que l'approximation gaussienne est toujours valable. Nous obtenons pour la m ème branche :

$$\text{Var}(MAI)^m = \frac{E_s}{T_c^2} \sum_{i=2}^K E \left[(I_{ij}^m(T_v)_1)^2 \right] E[e^{2x_i} R_i^2] + \sum_{i=2}^K \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^M E[e^{2x_i} R_i^2] E \left[(I_{ij}^m(T_v)_2)^2 \right] \quad (8.37)$$

Le premier terme de (8.37) représentant l'interférence entre porteuses identiques est équivalent au cas d'une transmission avec une seule porteuse. Nous pouvons alors écrire :

$$E \left[(I_{ij}^1(T_v))^2 \right] = \left(\frac{\Delta^2}{6} T_c^2 \right) \mu_{cor}^m(T_c) \quad (8.38)$$

où L_v est le gain de traitement de la branche m qui est identique pour toutes les M branches. $\mu_{cor}^m(T_c)$ est le deuxième moment de l'intercorrélacion entre la séquence orthogonale de l'utilisateur $i=1$ et celle de l'utilisateur i , déphasées entre elles d'un chip.

Si l'on considère des impulsions de chip rectangulaires et une erreur de synchronisation Δ_m qui est inférieure à la période du chip, alors en se basant sur l'équation (8.36) on obtient pour le deuxième terme de l'équation (8.37), l'expression suivante [Sou94] :

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^M E \left[(I_{ij}^m(T_v)_2)^2 \right] = \left(\frac{T_c^2}{4\pi^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^M (1 - Sa(2\Delta_m(m-j))) \frac{1}{(m-j)^2} \right) \mu_{cor}^m(T_c) \quad (8.39)$$

où la fonction $Sa(x) = \sin(x)/x$ et où le facteur $(m-j)$ correspond à l'espacement entre la porteuse de la branche m et les porteuses interférentes j , où $j \neq m$.

L'équation (8.38) correspond en fait à l'interférence dans le temps pour la branche m du récepteur de l'utilisateur $i=1$ causée par le déphasage en fréquence suite à une erreur de synchronisation. Si la synchronisation était parfaite ($\Delta_m = 0$), cette interférence serait égale à zéro. En considérant des séquences de code orthogonales ordinaires, par exemple celles produites par les matrices de Hadamard, nous obtenons alors pour la variance des MAI la relation suivante :

$$Var(MAI)^m = \frac{1}{2} K E_s E[e^{2x_i} R_i^2] L_v \left(\frac{\Delta_m^2}{3} + \frac{1}{2\pi^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^M (1 - Sa(2\Delta_m(m-j))) \frac{1}{(m-j)^2} \right) \quad (8.40)$$

$$\text{posons : } I_v^m = \left(\frac{\Delta_m^2}{3} + \frac{1}{2\pi^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^M (1 - Sa(2\Delta_m(m-j))) \frac{1}{(m-j)^2} \right) \quad (8.41)$$

On obtient alors :

$$Var(MAI)^m = \frac{1}{2} K E_s E[e^{2x_i} R_i^2] L_v I_v^m \quad (8.42)$$

Maintenant que la variance est calculée, nous pouvons évaluer la probabilité d'erreur du

système. Par souci de simplification, nous considérons la probabilité d'erreur maximale, c'est-à-dire celle qui correspond à la branche où le niveau d'interférence est le plus élevé [Sou94]. Cette branche correspond à la porteuse située au centre de la largeur de bande totale du système. Cette approximation n'est pas si mauvaise étant donné que le niveau d'interférence ne varie que très légèrement entre les différentes branches du récepteur pour un nombre de porteuses inférieur à 10.

Or, pour les M branches, on écrit :

$$P_b \leq \frac{1}{M} (P_b^1 + P_b^2 + \dots + P_b^M) \leq P_b^{M/2} \quad (8.43)$$

Pour un code convolutionnel, la probabilité d'erreur par bit est bornée par :

$$P_b^{M/2} \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} C_d P_2(d) \quad (8.44)$$

en supposant que l'erreur de contrôle de puissance est constante sur l'ensemble du mot de code considéré, on obtient la probabilité d'erreur par paire conditionnée sur $\{R_k\}$ et x suivante pour la branche $m = M/2$:

$$P_2(d|R_k, x) = Q \left(\sqrt{\frac{e^x \cdot \sum_{k=1}^d R_k^2}{\frac{\text{Var}(MAI)^{M/2}}{L_v^2 E_s} + \frac{N_o}{2L_v E_s}}} \right) \quad (8.45)$$

où $E_s L_v = RE_b$, Ce qui donne:

$$P_2(d|R_k, x) = Q \left(\sqrt{\frac{e^x \cdot \sum_{k=1}^d R_k^2}{\frac{KE [e^{2x_i} R_i^2] I_v^{M/2}}{2L_v} + \frac{N_o}{2RE_b}}} \right) \quad (8.46)$$

$$E [e^{2x_i} R_i^2] = \left(\frac{1+c}{c} \right) (B \exp(2\sigma_u^2) + (1-B) \exp(2\sigma_u^2))$$

où B est la fraction du temps où l'utilisateur est en situation d'ombrage.

Nous pouvons alors lever le conditionnement sur la probabilité d'erreur par paire et calculer ensuite la probabilité d'erreur par bit en procédant de la même façon que dans les sections précédentes.

Notre objectif est de calculer l'interférence I_v qui est fonction du nombre de porteuses M et de l'erreur de synchronisation Δ_m . Nous allons devoir faire un compromis entre ces deux paramètres puisque l'un a une influence sur la complexité du système et l'autre sur la synchronisation.

Nous avons évalué I_v (équation (8.41)) pour plusieurs valeurs de M et pour une erreur normalisée de synchronisation Δ_m fixe. Un exemple de ce calcul avec $\Delta_m = 0.3$ est montré au tableau 8.1 :

Tableau 8.1 Calcul de l'interférence normalisée I_v en fonction du nombre de porteuses M pour une erreur de synchronisation $\Delta_m = 0,3$.

M	I_v	M	I_v
1	0.0300000	11	0.130993
2	0.0550997	12	0.133019
3	0.0697396	13	0.134545
4	0.0948393	14	0.135533
5	0.109479	15	0.136294
6	0.115693	20	0.13987
7	0.118460	30	0.143235
8	0.124674	50	0.145945
9	0.127441	70	0.147104
10	0.129467	100	0.147974

Dans le calcul de I_v (tableau 8.1), nous avons considéré que m correspond à la porteuse située au centre de la largeur de bande : $m = M/2$ (en réalité $m = [M/2]+1$, où $[x]$ représente la valeur entière de x).

D'après le tableau 8.1, on remarque que l'interférence augmente avec le nombre de porteuses du système. Cependant cette augmentation devient presque négligeable à partir de $M = 9$. Cela est dû au fait que Δ_m est trop petite, ce qui implique que les signaux des différentes porteuses sont presque orthogonaux entre eux, et cela malgré l'augmentation de M .

Il est évident que pour un Δ_m plus grand, l'interférence I_v devient beaucoup plus importante. Nous avons repris le calcul de l'interférence I_v pour un décalage Δ_m égal à 0.5. Les résultats sont fournis au tableau 8.2.

Tableau 8.2 Calcul de l'interférence normalisée I_v en fonction du nombre de porteuses M pour une erreur de synchronisation $\Delta_m = 0,5$.

M	I_v	M	I_v
1	0.0833333	11	0.231009
2	0.133994	12	0.233035
3	0.146659	13	0.234443
4	0.19732	14	0.235477
5	0.209985	15	0.236268
6	0.215614	20	0.239851
7	0.21878	30	0.24324
8	0.224409	50	0.245946
9	0.227575	70	0.247105
10	0.229602	100	0.247973

Il est clair d'après le tableau 8.2 qu'une erreur de synchronisation légèrement plus grande provoque une augmentation très importante de l'interférence I_v .

8.4 Valeurs typiques

Dans cette section, nous allons fixer les différentes valeurs des paramètres que l'on utilise dans les équations de ce chapitre afin de pouvoir calculer la probabilité d'erreur par bit en fonction de la capacité du système exprimée en nombre d'usagers par faisceau d'antenne.

8.4.1 Modèle à une seule porteuse et sans codage correcteur d'erreurs

Les valeurs typiques des paramètres du tableau 7.1 restent identiques dans ce cas, sauf que l'on utilise un paramètre supplémentaire, soit l'erreur de synchronisation normalisée Δ_m qui sera variée entre 0.9 et 0.1.

8.4.2 Modèle à une seule porteuse et avec codage correcteur d'erreurs

Dans ce cas, on utilise les mêmes valeurs qu'à la section précédente mais avec un codage convolutionnel de taux de codage $R = 1/4$ et de longueur de contrainte $k = 9$. l'erreur de synchronisation normalisée Δ_m sera variée entre 0.9 et 0.1.

8.4.3 Modèle avec M porteuses et codage correcteur d'erreurs

Ici, on ajoute le paramètre M qui représente le nombre de porteuses avec lequel on module notre signal codé. On considère les cas $M = 5$ et $M = 9$ afin de comparer les performances. Pour $M = 5$, L'erreur de synchronisation normalisée Δ_m sera variée entre 0.3 (tableau 8.1)

et 0.9.

8.5 Présentation des résultats

Afin d'étudier les performances d'un système AMRC quasi-synchrone, nous avons tracé les courbes représentant la variation de la probabilité d'erreur par bit d'un usager en fonction de la capacité du système AMRC exprimée en nombre d'utilisateurs par cellule. Nous considérons pour cela cinq cas d'analyse répartis de la façon suivante: nous étudions tout d'abord les performances d'un système AMRC quasi-synchrone sans codage correcteur d'erreurs. Nous passons ensuite au modèle avec codage correcteur d'erreurs et nous comparons les performances par rapport au cas sans codage. Enfin, nous analysons les performances du modèle quasi-synchrone avec M porteuses et avec un codage correcteur d'erreurs.

8.5.1 Système quasi-synchrone sans codage correcteur d'erreurs (une seule porteuse)

À la figure 8.3 nous avons tracé les courbes illustrant les probabilités d'erreur par bit des utilisateurs en situation d'ombrage et des utilisateurs en ligne directe en fonction de la capacité pour un système quasi-synchrone. Le contrôle de puissance est imparfait et le rapport signal sur bruit est de 25 dB pour les deux sortes d'utilisateurs. Le décalage normalisé maximal est de $\Delta_m = 0,7$ par rapport à la période du chip. On remarque que si l'on est capable de maintenir l'erreur de synchronisation à cette valeur, soit à 70% de la période du chip, on serait en mesure d'augmenter de façon significative les performances des utilisateurs en ligne directe avec le satellite. En effet à $P_b = 10^{-3}$, la capacité passe de 72 utilisateurs pour le cas du système AMRC asynchrone à environ 300 utilisateurs pour le système AMRC quasi-synchrone, soit une augmentation de 300% de la capacité. Par contre pour les utilisateurs qui sont

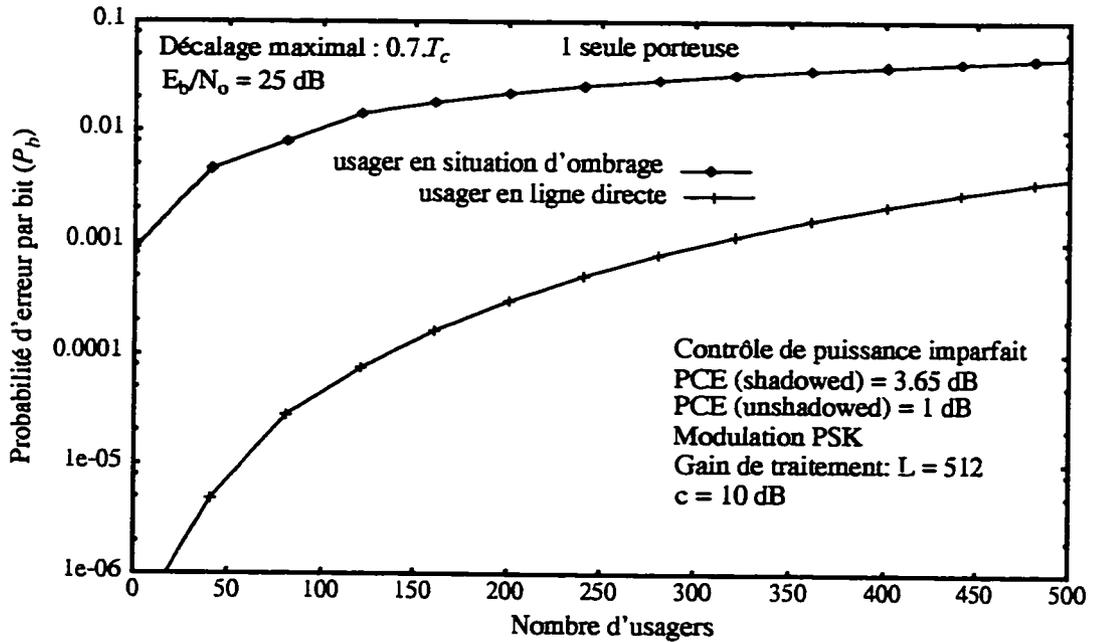


Figure 8.3 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un déphasage normalisé maximal des utilisateurs interférents $\Delta_m = 0,7$.

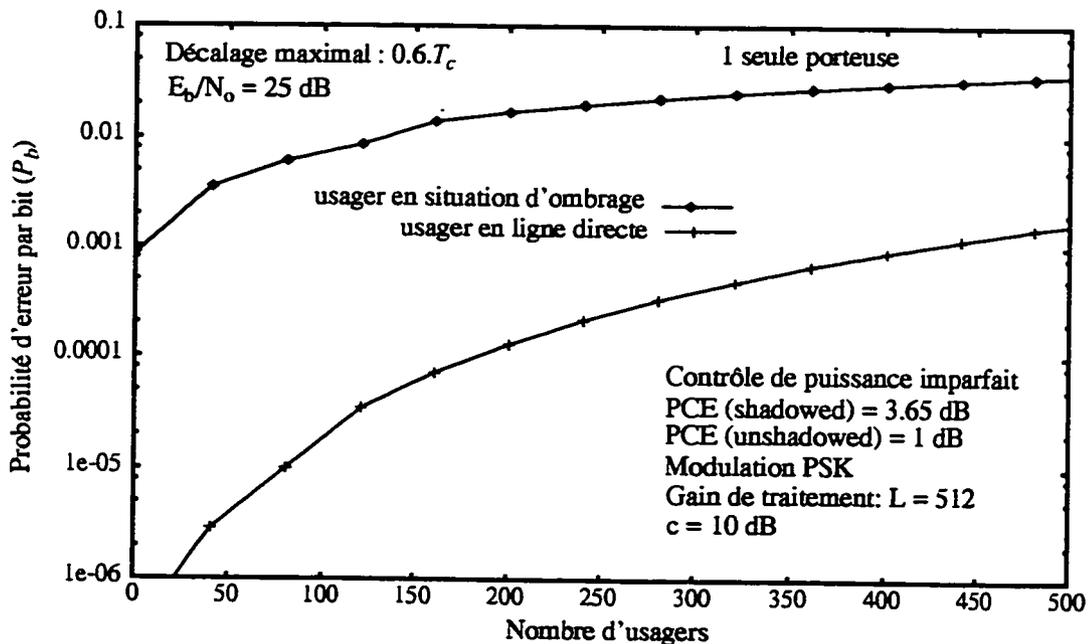


Figure 8.4 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un déphasage normalisé maximal des utilisateurs interférents $\Delta_m = 0,6$.

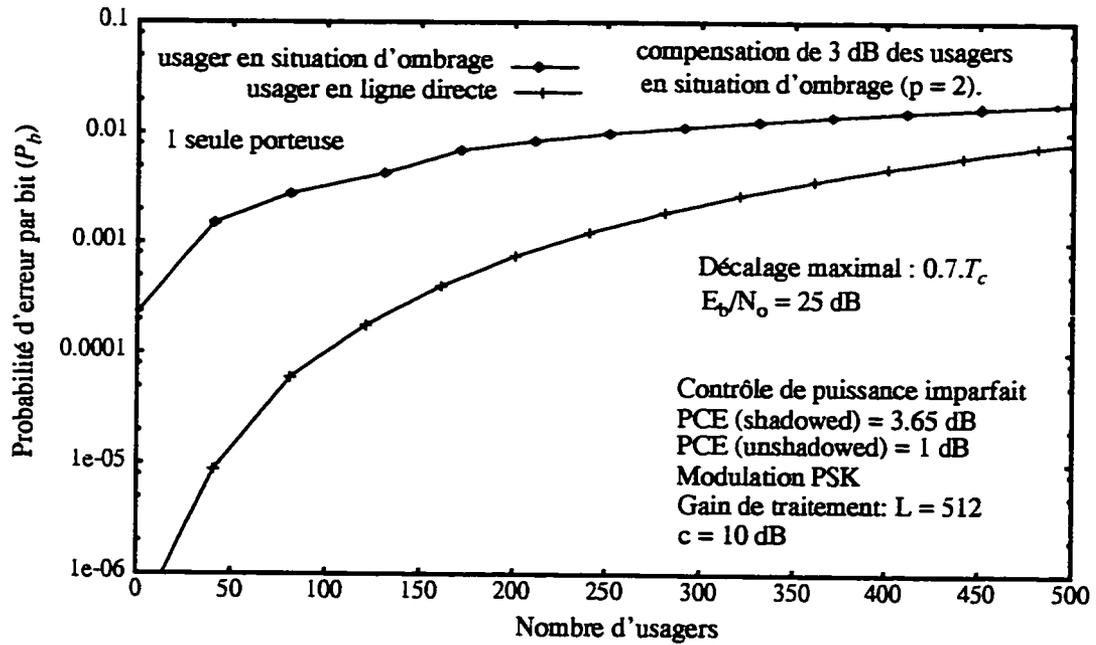


Figure 8.5 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,7$) sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3dB pour les utilisateurs en ombre.

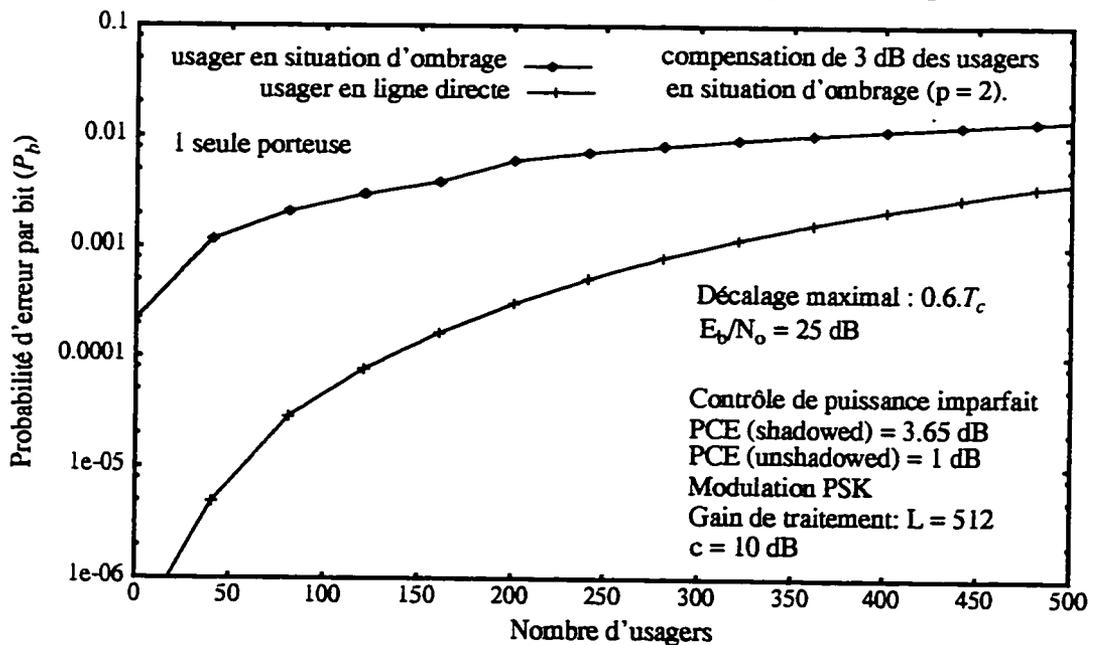


Figure 8.6 Probabilité d'erreur par bit P_b en fonction du nbre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,6$) sans codage, avec un contrôle de puissance imparfait et un facteur de compensation de 3dB pour les utilisateurs en ombre.

Tableau 8.3 Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_r} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et sans codage correcteur d'erreurs. $E_b/N_o = 25\text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$.

Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en ligne directe	Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en ligne directe
1.0	—	52	0.5	6	624
0.9	1	192	0.4	9	900
0.8	2	244	0.3	16	1740
0.7	3	300	0.2	49	3920
0.6	4	400	0.1	144	15600

en situation d'ombrage le scénario est tout à fait différent. Les performances restent très mauvaises malgré une très légère amélioration. En effet presque aucun usager ne peut accéder le système lorsque la probabilité d'erreur est de 10^{-3} .

À la figure 8.4, nous diminuons le décalage normalisé maximal des usagers interférants à $\Delta_m = 0,6$. Pour les usagers en ligne directe, cela se traduit par une très grande augmentation de la capacité qui passe à 400 usagers par rapport à 72 usagers dans le cas asynchrone, soit environ 6 fois plus d'utilisateurs dans le système!. Quant aux usagers en situation

Tableau 8.4 Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_p} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et sans codage correcteur d'erreurs. Ajout du facteur de compensation $p=2$. $E_b/N_o = 25\text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$.

Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en ligne directe	Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en ligne directe
1.0	12	40	0.5	52	472
0.9	16	144	0.4	80	736
0.8	20	184	0.3	144	1308
0.7	24	240	0.2	324	2940
0.6	36	328	0.1	1296	11760

d'ombrage leurs performances restent toujours très mauvaises avec cependant une très légère augmentation de la capacité à $P_b = 10^{-3}$. En effet, 3 à 4 utilisateurs seulement peuvent accéder le système à cette probabilité d'erreur.

Au tableau 8.3, nous avons évalué la capacité du système à $P_b = 10^{-3}$ en fonction de l'erreur de synchronisation et en gardant le même modèle que celui de la figure 8.3. On constate alors que la capacité des utilisateurs en ligne directe augmente de façon spectaculaire avec la diminution de l'erreur de synchronisation. L'efficacité spectrale maximale (1 bit/s/Hz) est atteinte à un Δ_m qui varie entre 0.6 et 0.5. Quant à la capacité des utilisateurs en situ-

ation d'ombrage, même si elle augmente avec la diminution de Δ_m , elle reste très faible par rapport à la capacité des usagers en ligne directe. D'autre part, il est important de garder l'erreur maximale de synchronisation inférieure à la période du chip, sinon les performances se dégradent rapidement et la capacité devient beaucoup moins élevée que dans le cas asynchrone même s'il y a un petit pourcentage d'usagers qui arrivent à des délais supérieurs à la période du chip (voir annexe II).

Aux figures 8.5 et 8.6, nous gardons le même modèle que celui des figures 8.3 et 8.4, soit un système quasi-synchrone avec un contrôle de puissance imparfait. Mais cette fois, on ajoute le facteur de compensation de la puissance pour les usagers en situation d'ombrage que l'on prend égal à $p = 2$, soit une augmentation de 3 dB par rapport à la puissance des usagers en ligne directe. Pour le cas où $\Delta_m = 0,7$ (figure 8.5), on remarque une hausse des performances de l'utilisateur en situation d'ombrage où le nombre d'usagers qui peut être maintenu dans le système passe de 3 usagers (modèle sans compensation : figure 8.4) à environ 24 usagers. Toutefois, cette compensation de puissance entraîne une diminution des performances des usagers en ligne directe qui se manifeste par une perte de 60 usagers, soit une chute de 20% de la capacité. Pour $\Delta_m = 0,6$, le nombre d'usagers qui peuvent être maintenus dans le système dans le cas d'un usager en situation permanente d'ombrage passe de 4 usagers (modèle sans compensation : figure 8.4) à environ 36 usagers. Quant aux usagers en ligne directe la capacité du système devient égale à 328 usagers comparativement à 400 usagers dans le cas sans compensation. Au tableau 8.4 nous avons évalué la capacité du système à $P_b = 10^{-3}$ en fonction de l'erreur de synchronisation en gardant le même modèle que celui de la figure 8.5. On remarque alors que la compensation de puissance dans un canal satellite AMRC utilisant une transmission quasi-synchrone entraîne une nette augmentation des performances des usagers en situation d'ombrage surtout lorsque l'erreur de synchronisation maximale devient inférieure ou égale à 30% de la période du chip. Malheureusement, cette compensation entraîne une dimi-

nution des performances des usagers en ligne directe qui est plus importante que l'augmentation de celles des usagers en situation d'ombrage, ce qui se traduit par une chute de la capacité totale du système étant donné que dans un canal satellite le nombre d'usagers en ligne directe est en général supérieur à ceux des usagers en situation d'ombrage. De plus les performances des usagers en ligne directe avec le satellite sont largement meilleures. Cependant, dans le cas où le nombre d'usagers en situation d'ombrage devient plus important que ceux des usagers en ligne directe par rapport au satellite, ce qui est très rare mais possible dans un système de communication par satellites, ou au contraire si ce nombre devient extrêmement petit, alors on peut compenser la puissance des usagers en situation d'ombrage afin d'augmenter leurs performances.

8.5.2 Système quasi-synchrone avec codage correcteur d'erreurs (une seule porteuse)

À la figure 8.7 nous avons tracé les courbes d'un système quasi-synchrone avec codage correcteur d'erreurs et contrôle de puissance imparfait pour le pire cas, soit un usager en situation permanente d'ombrage. Comme dans le cas asynchrone le décalage normalisé maximal des usagers interférants est $\Delta_m = 0,7$ mais en variant le rapport signal sur bruit (20, 25 et 30 dB). On constate d'après les courbes que la capacité a quadruplé par rapport au système asynchrone avec codage correcteur d'erreurs (figure 7.5). En effet, à 25 dB nous obtenons une capacité d'environ 45 usagers contre 12 usagers dans le cas asynchrone. Cependant, l'inconvénient d'un tel système est la diminution de longueur de la séquence d'étalement d'un facteur ν ($R = 1/\nu$) par rapport au système non codé car la longueur de la séquence orthogonale doit être égale à la durée du symbole codé. Cette diminution de la séquence d'étalement entraîne une limitation du nombre d'usagers qui peuvent accéder le système. Dans notre cas, ce nombre est limité à $K = L_\nu = 128$.

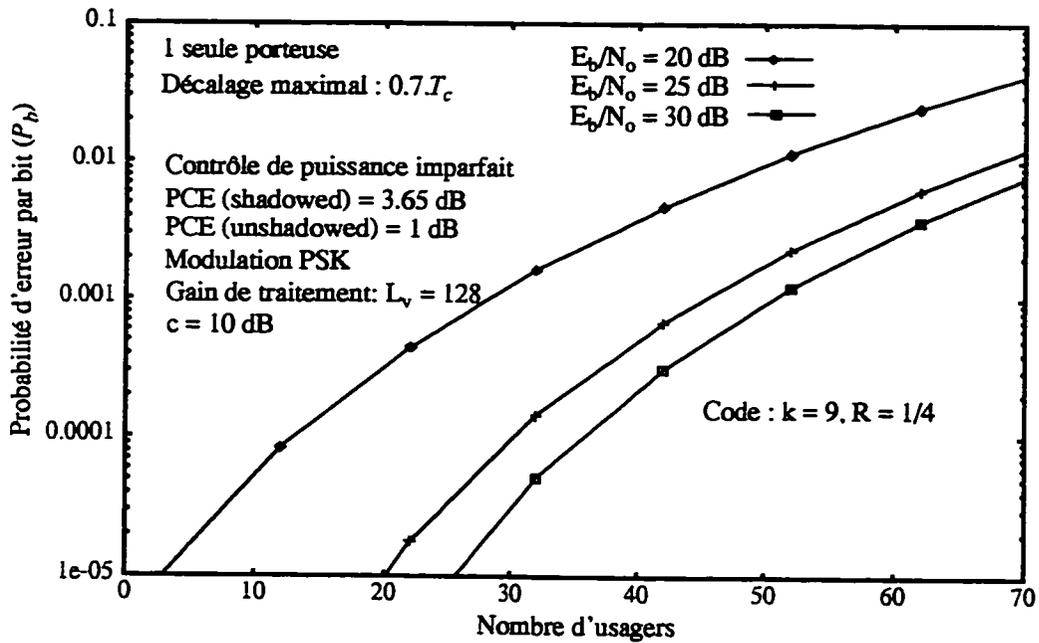


Figure 8.7 Probabilité d'erreur par bit (P_b) en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,7$) avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait.

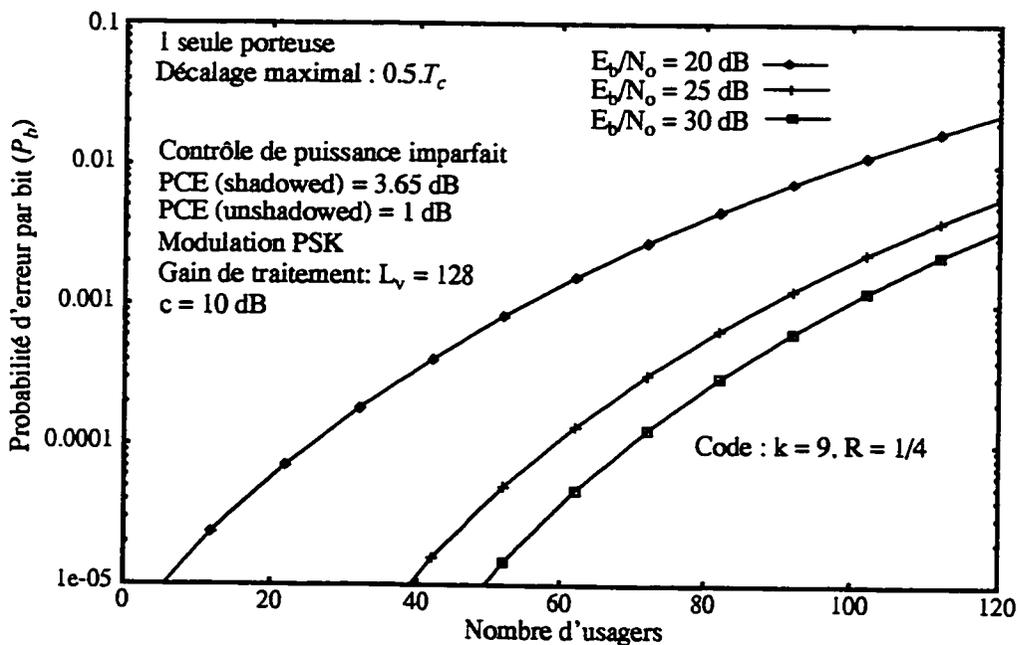


Figure 8.8 Probabilité d'erreur par bit (P_b) en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,5$) avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait.

Tableau 8.5 Variation de la capacité en fonction de l'erreur de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone (une seule porteuse) avec un contrôle de puissance imparfait ($\sigma_{\delta_s} = 3.65\text{dB}$, $\sigma_{\delta_u} = 1\text{dB}$) et avec codage correcteur d'erreurs. $E_b/N_o = 25\text{ dB}$, $P_b = 10^{-3}$.

Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage	Erreur de synchronisation normalisée sur la durée du chip	Capacité en nombre d'utilisateurs: usager en situation d'ombrage
1.0	22	0.5	88
0.9	27	0.4	138
0.8	34	0.3	245
0.7	45	0.2	551
0.6	61	0.1	2205

Si le décalage normalisé maximal des utilisateurs interférents est diminué à $\Delta_m = 0,5$ (voir figure 8.8) en gardant toujours le même modèle que celui de la figure 8.7, nous obtenons une capacité d'environ 88 utilisateurs à 25 dB, soit à peu près 7 fois plus d'utilisateurs que dans le cas asynchrone. Nous concluons alors que la combinaison de la synchronisation avec le codage correcteur d'erreurs donne des performances optimales pour les utilisateurs en situation d'ombrage.

Au tableau 8.5, nous avons évalué la capacité du système à $P_b = 10^{-3}$ en fonction de l'erreur de synchronisation en gardant le même modèle que celui de la figure 8.7. On constate

que les performances augmentent largement avec la diminution de Δ_m , et que l'efficacité spectrale maximale est atteinte à $\Delta_m = 0.2$. Toutefois, dû au fait que la séquence d'étalement a maintenant une longueur qui est quatre fois plus petite que celle du système asynchrone, cette efficacité spectrale ne peut jamais être atteinte à condition d'utiliser à chaque transition d'un symbole codé une séquence d'étalement orthogonale différente de la séquence précédente (symbole codé précédent) et ce de façon cyclique pour tous les usagers du système. Ces séquences doivent bien sûr appartenir à la même famille de code [Sou95] [Bot92].

8.5.3 Système quasi-synchrone avec M porteuses et avec codage correcteur d'erreurs

Lorsqu'un usager est en situation d'ombrage, les évanouissements de type Rayleigh sont prédominants et la possibilité de maintenir l'erreur de synchronisation à de petits délais de déphasage par rapport à la période du chip devient très difficile. De plus, étant donné que dans un système de SCP par satellites les délais de transmission sont élevés et que le mobile et le satellite sont en mouvement, la probabilité de garder l'erreur de synchronisation à de très petites valeurs devient presque impossible. Pour cette raison, on choisit un modèle dans lequel on module notre signal par plusieurs porteuses différentes afin d'augmenter la période du chip sans être obligé de diminuer le taux de transmission des bits d'information.

À la figure 8.9, la probabilité d'erreur par bit (équations (8.44) et (8.46)) est fournie en fonction du nombre d'usagers pour un système quasi-synchrone avec codage correcteur d'erreurs et contrôle de puissance imparfait. Nous considérons aussi que le signal est modulé par 5 porteuses et que le déphasage normalisé maximal des usagers interférants est $\Delta_m = 0,3$. En d'autres termes, cela est équivalent à dire que l'erreur de synchronisation

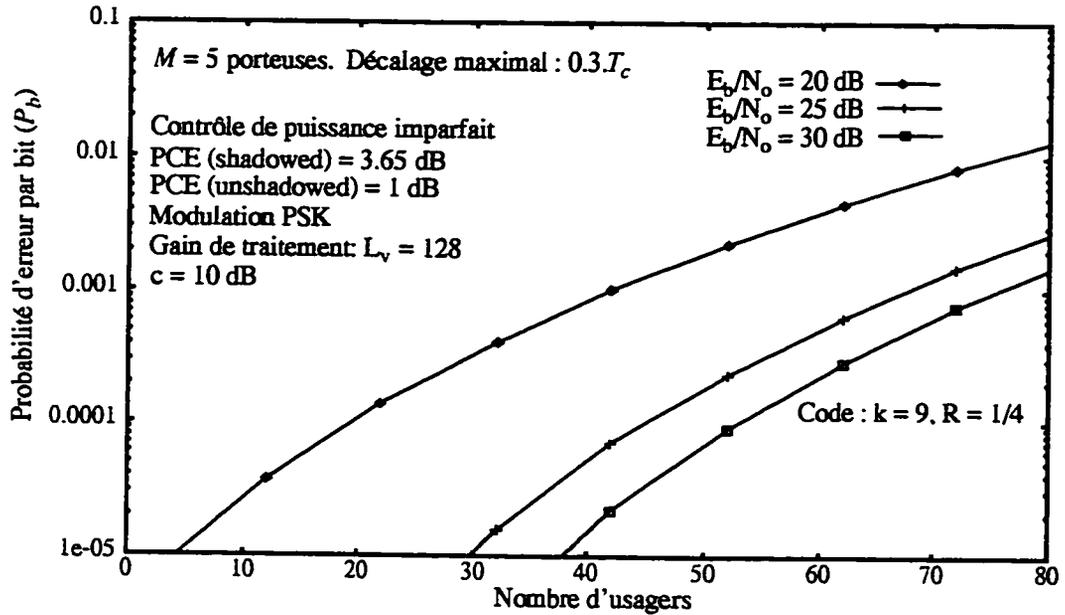


Figure 8.9 Probabilité d'erreur par bit (P_b) en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0,3$) à $M = 5$ porteuses, avec codage et un contrôle de puissance imparfait.

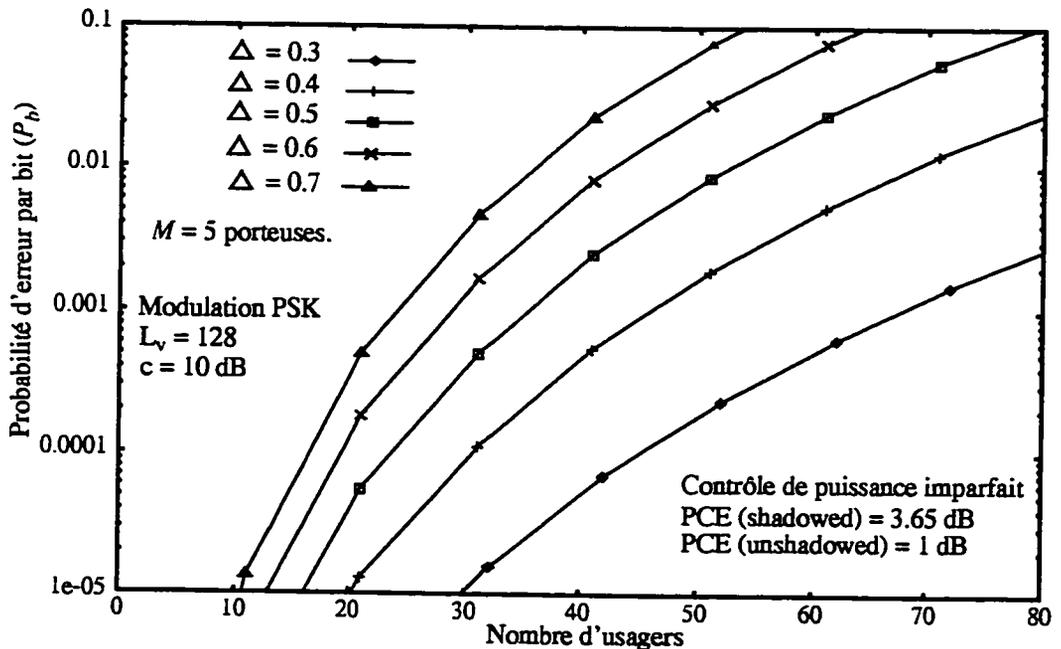


Figure 8.10 Probabilité d'erreur par bit (P_b) en fonction du nombre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone à $M = 5$ porteuses, avec codage et avec un contrôle de puissance imparfait et pour différentes valeurs de Δ_m .

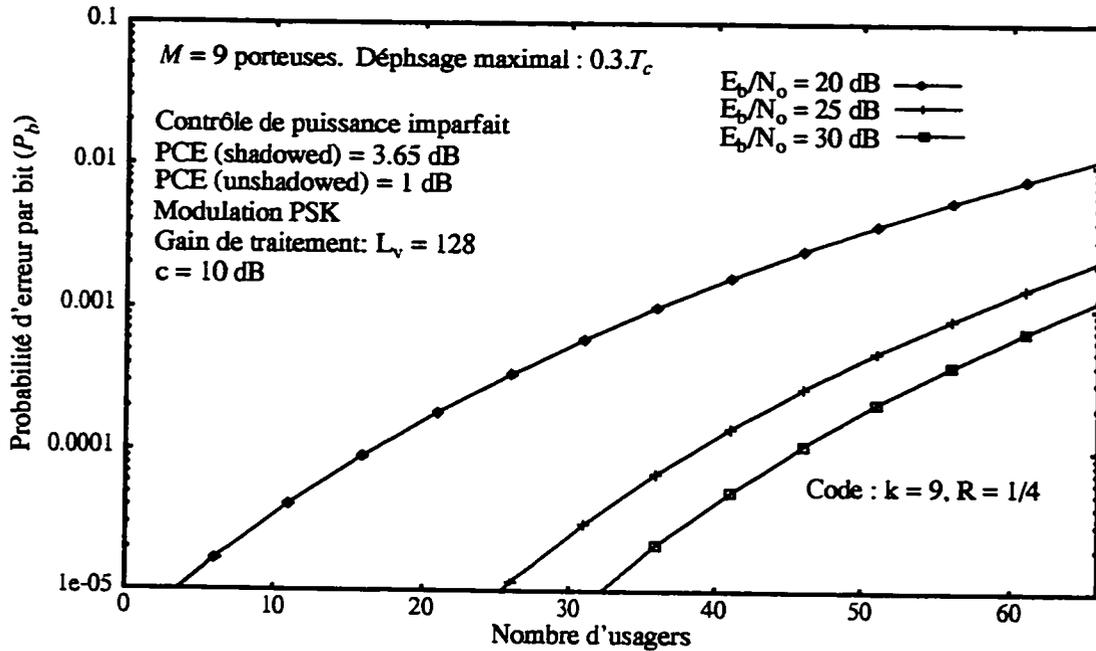


Figure 8.11 Probabilité d'erreur par bit (P_b) en fonction du nbre d'utilisateurs pour un système quasi-synchrone ($\Delta_m = 0, 3$) à $M = 9$ porteuses, avec codage et un contrôle de puissance imparfait

maximale (Δ_m) supportée par le système est maintenant deux fois plus élevée que dans le cas d'une porteuse unique où $\Delta_m = 0, 7$ par rapport à une durée de chip cinq fois moins élevée. Nous observons que les performances sont meilleures que celles de la figure 8.7, malgré le fait que l'erreur de synchronisation soit deux fois plus élevée. Cela est dû au fait que le niveau d'interférence entre signaux de porteuses différentes est faible car le décalage Δ_m que l'on a choisi est très petit. Cependant, les performances de la figure 8.9 sont pires que celles du modèle à une seule porteuse avec $\Delta_m = 0.5$ (figure 8.8). En effet la capacité du système passe de 100 utilisateurs à 80 utilisateurs, soit une chute de 20% de la capacité. À la figure 8.10, on fait varier Δ_m en gardant le nombre de porteuses égal à 5. On remarque que les performances du système chutent assez rapidement avec l'augmentation de Δ_m . En effet, à $\Delta_m = 0.7$, le nombre d'utilisateurs que peut supporter le système à

une probabilité de 10^{-3} est égal à 20 usagers, ce qui est proche des performances du système asynchrone codé où l'on avait une capacité de 12 usagers à la même probabilité d'erreur et au même rapport signal sur bruit (25 dB).

Notre objectif est donc de maintenir Δ_m petit par rapport à la période du chip afin de garder une capacité élevée sans pour autant compliquer la synchronisation. Dans ce cas, on augmente le nombre de porteuses du système. Cela a pour désavantage d'augmenter la complexité du système.

À la figure 8.11, le nombre de porteuses est choisi égal à 9. La diminution des performances n'est pas aussi sévère puisque l'interférence augmente légèrement (voir tableau 8.1), et la capacité demeure assez élevée. En effet, l'augmentation du nombre de porteuses de $M = 5$ à $M = 9$ pour un $\Delta_m = 0.3$, réduit la capacité d'environ 14 usagers. Par ailleurs, la complexité du système augmente nettement car on doit recevoir et démoduler 9 porteuses au lieu de 5 porteuses, mais leurs synchronisations devient plus facile à réaliser.

8.5 Conclusion

On a étudié dans ce chapitre les performances d'un système AMRC quasi-synchrone. Nous avons considéré plusieurs cas d'analyse dans lesquels nous avons introduit le codage correcteur d'erreur de type convolutionnel et la modulation à plusieurs porteuses ou *multi-carrier CDMA* en anglais. En ce qui concerne les performances du système AMRC quasi-synchrone sans codage, on remarque que la capacité des usagers en ligne directe augmentait de façon spectaculaire mais que cette même synchronisation n'avait presque aucun effet sur les performances des usagers en situation d'ombrage. Cependant, avec un codage correcteur d'erreurs, les performances des usagers en situation d'ombrage augmentent de façon satisfaisantes, mais le nombre d'usagers devient limité car longueur de la séquence d'étalement diminue par un facteur égal à l'inverse du taux de codage. Toutefois, il existe

un moyen de contourner ce problème en utilisant à chaque transition d'un symbole codé une séquence d'étalement orthogonale différente de la séquence précédente (symbole codé précédent) et ce de façon cyclique pour tous les usagers du système. Ces séquences doivent bien sûr appartenir à la même famille de code [Sou95] [Bot92]. Malgré cela, il restait un problème à résoudre, celui de la faisabilité d'une telle synchronisation qui exigeait de très petits délais pour l'erreur de synchronisation afin de garder l'efficacité spectrale à un niveau acceptable. Or dans un environnement où le mobile et le satellite sont en mouvement et où les évanouissements rapides sont assez présents, la synchronisation devient une tâche très difficile à réaliser. On a donc pour cela étudié le cas d'un système quasi-synchrone où le signal codé était modulé par M porteuses, augmentant ainsi la période du chip par M et facilitant par le fait même la synchronisation. On a observé alors que ce modèle conduisait à une légère perte de la capacité à cause de l'interférence supplémentaire créée par les différentes porteuses mais que les performances restaient en général assez satisfaisantes, car il permet d'avoir de petites erreurs de synchronisation. Le seul inconvénient d'un tel modèle est qu'il augmente la complexité du système, surtout lorsqu'on est obligé d'augmenter le nombre de porteuses afin de faciliter la synchronisation.

CHAPITRE 9

CONCLUSION

Dans ce mémoire, nous avons comparé les performances du système AMRC asynchrone avec celles d'un système AMRC quasi-synchrone, dans un réseau de SCP mobiles par satellites et nous avons comparé les capacités des deux approches. En premier lieu, nous avons analysé les performances du système AMRC asynchrone selon une approche paramétrique qui nous a permis de mesurer l'effet de certains paramètres (facteur d'utilisation de la voix, erreur du contrôle de puissance, facteur de compensation des évanouissements rapides, facteur d'utilisation des fréquences par la polarisation, facteur de chevauchements des faisceaux d'antenne) sur l'interférence inter-usagers (MAI), et de déduire ensuite l'efficacité spectrale du système AMRC. Nous avons constaté alors que l'ajout de certains de ces paramètres fait chuter le niveau d'interférence, ce qui se traduit par une augmentation de l'efficacité spectrale, alors que d'autres paramètres ont pour effet d'augmenter l'interférence, faisant ainsi chuter la capacité du système. Cependant, la combinaison des paramètres de deuxième ordre fait augmenter l'efficacité spectrale de 50% lorsque le contrôle de puissance est imparfait.

Afin d'obtenir une mesure plus réaliste des performances d'un système AMRC asynchrone dans un réseau de SCP mobiles par satellites, nous avons évalué la capacité du système, que l'on a exprimé en nombre d'utilisateurs par cellule, suivant une approche probabiliste. Nous avons considéré alors deux cas d'analyses que l'on ne pouvait considérer

dans l'approche paramétrique, soit une situation dans laquelle un usager est en situation permanente d'ombrage et une autre dans laquelle l'usager est en permanence en ligne directe avec le satellite. Nous avons constaté que lorsqu'on appliquait un contrôle de puissance imparfait, les performances pour ces deux type d'usagers devenaient très mauvaises, surtout pour les usagers en situation d'ombrage. Dans ce dernier cas, aucun usager n'atteint la qualité de service requise exprimée sous forme de probabilité d'erreur par bit égale 1×10^{-3} . Alors que pour un usager en ligne directe avec le satellite, les performances sont mauvaises, malgré qu'il soit possible d'atteindre la qualité de service requise avec une efficacité spectrale d'environ 0.14 bits/s/Hz (72 usagers). Afin d'augmenter les performances des usagers en situation d'ombrage, nous avons essayé d'augmenter leur puissance émise afin de combattre l'effet des évanouissements de Rayleigh. Mais cela s'est avéré inutile car la capacité n'augmentait presque pas dans le cas des usagers en situation d'ombrage, alors qu'elle diminuait de façon substantielle pour les usagers en ligne directe. Finalement, nous avons appliqué un codage convolutionnel en considérant la pire situation uniquement, c'est à dire le cas où l'usager est en situation permanente d'ombrage. Nous avons constaté alors une augmentation des performances de ces usagers. Cependant, le système est extrêmement sensible à la variation de l'erreur de contrôle de puissance. En effet, à un écart-type de l'erreur de 2.7 dB, la capacité atteinte est d'environ 40 usagers, alors qu'à 3.5 dB elle devient égale à 20 usagers. Avec l'ajout des paramètres de deuxième ordre, la capacité augmente de 50% mais reste très insuffisante pour une erreur de contrôle de puissance supérieure à 3 dB. Ainsi, l'efficacité spectrale maximale que l'on peut atteindre dans un système AMRC asynchrone avec l'ajout des paramètres de deuxième ordre est de 0.035 bits/s/Hz pour un niveau d'ombrage plutôt élevé (écart-type = 3.65 dB), de 0.09 pour un niveau d'ombrage moyen (écart-type = 3 dB), et de 0.15 pour un niveau d'ombrage faible (écart-type = 2.5 dB).

Afin d'améliorer les performances du système AMRC dans un réseau de communication par satellites, on a choisi une approche qui consiste à synchroniser les transmissions des différents signaux au niveau du chip de la séquence d'étalement. Il a été prouvé que la synchronisation peut être réalisable pour un gain de traitement et un débit d'information modérés, avec toutefois des erreurs de synchronisation plus en moins élevées. On a constaté alors que la synchronisation améliorerait de façon spectaculaire les performances des usagers en ligne directe sans qu'on ait besoin d'utiliser un codage correcteur d'erreurs. Cependant, les performances des usagers en situation d'ombrage demeuraient très mauvaises. Avec un codage convolutionnel, les performances des usagers en situation d'ombrage allaient augmenter énormément, pouvant même atteindre 100 usagers dans le système lorsque l'erreur de synchronisation est égale à la demi période du chip et que le PCE est à son maximum (3.65 dB). Mais de telles erreurs de synchronisation sont presque impossibles à maintenir sur la liaison montante d'un système de communication par satellites où les délais de transmission sont grands et surtout lorsqu'on est en présence d'évanouissements rapides (Rayleigh), ce qui rend la synchronisation difficile à réaliser. Dans ce cas, nous avons développé un modèle dans lequel l'information codée est modulée par plusieurs porteuses, de sorte que la période du signal codé et la période de la séquence d'étalement soient multipliées par un facteur égal au nombre de porteuses. De cette façon, la synchronisation est facilitée mais l'interférence est légèrement augmentée. On a évalué les performances d'un tel système et avons constaté que pour un nombre de porteuses égale à 5, les performances restaient très bonnes mais se dégradèrent rapidement lorsque l'erreur de synchronisation augmentait. Nous avons refait les calculs avec un nombre de porteuses plus grand, soit 9 porteuses, afin que la période du chip soit suffisamment grande et le processus de synchronisation suffisamment facilité pour que l'erreur ne dépasse plus 30% de la période du chip. Avec 9 porteuses, nous constatons que les performances chutent mais qu'elles restent satisfaisantes. En effet, la capacité atteinte avec un système

AMRC quasi-synchrone modulé avec 9 porteuses est de 65 usagers, alors qu'elle n'était que de 12 usagers pour le système AMRC asynchrone modulé à une seule porteuse (sans l'ajout des paramètres de deuxième ordre). Le seul inconvénient de ce système est que le nombre de porteuses fait augmenter la complexité du système.

On peut conclure que l'AMRC quasi-synchrone avec un modèle de transmission à plusieurs porteuses est une alternative attrayante au système AMRC asynchrone. De plus, si l'erreur de synchronisation peut être maintenue à de petites valeurs, ou si le système peut gérer un nombre élevé de porteuses, la capacité de l'AMRC quasi-synchrone peut être plus grande que celle des systèmes AMRF et AMRT pour un réseau de communication mobiles par satellites.

Les résultats obtenus dans ce mémoire nous semblent être un pas de plus dans la bonne direction pour développer un modèle complet et proche de la réalité pour l'AMRC asynchrone dans un réseau de communication par satellites. De plus, ce mémoire encourage la recherche d'autres alternatives au système AMRC asynchrone comme par exemple le modèle quasi-synchrone développé dans ce projet.

Comme recherches futures, on peut suggérer :

- Le modèle AMRC quasi-synchrone peut être étudié en considérant des évanouissements sélectifs en fréquence, rendant ainsi l'analyse beaucoup plus réaliste. Dans ce cas, l'effet de la diversité d'espace peut être vérifié, malgré que la réalisation d'une telle opération semble être un peu plus complexe dans un système synchrone : [Gau95] et [Gaud95].
- Des séquences d'étalement orthogonales qui minimiseraient l'intercorrélacion lorsque l'erreur de synchronisation est élevée pourront être développées afin de réduire l'interférence inter-usagers (MAI) dans un système AMRC quasi-syn-

- chrone : [Bot92].
- Une analyse plus détaillée sur le codage correcteur d'erreurs dans un système AMRC quasi-synchrone pourrait être élaborée. En effet, un modèle assez complexe a été mis en oeuvre par [Gaud95] afin de garder la longueur de la séquence d'étalement constante avec la variation du taux de codage dans un système AMRC synchrone.
 - Toujours dans le 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 en permanence en situation d'ombrage : [Che90].
 - Un modèle tenant compte de l'interférence provenant des cellules adjacentes à la cellule-cible pourrait être développé : [Mils91].
 - Dans le cas d'un système asynchrone, un modèle de transmission à plusieurs porteuses beaucoup plus élaboré que celui qu'on a présenté dans ce mémoire pourrait être analysé et comparé avec le système AMRC asynchrone modulé avec une seule porteuse et le système AMRC quasi-synchrone : [Nag96], [Gaud95], [Sour96], [Yee94].
 - De nouvelles techniques de réception multi-usagers qui tiennent compte des évanouissements non sélectifs pourraient être étudiées dans le cas d'un système AMRC quasi-synchrone : [Var94].
 - Un modèle qui considère les aspects réseautiques de la constellation de satellites (couverture des satellites, délais, etc.) pourrait être envisagé : [Rad95] et [Lia96].

BIBLIOGRAPHIE

- [Ana95] ANANASSO, F. et PRISCOLLI, F., (Février 1995), "The Role of Satellites in Personal Communication Services", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, pp. 180-195.
- [Bha81] BHARGAVA V. K., HACCOUN D. et al. (1981), *Digital communications by satellite*, Wiley & Sons, Toronto.
- [Bot92] BOTTOMLEY G. E., (Février 1992), "Signature Sequence Selection in a CDMA System with Orthogonal Coding", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 42, pp. 62-67.
- [Che90] CHEN Y. L. et WEI C. H., (Mai 1990), "On the performance of rate 1/2 convolutional codes with QPSK on Rician fading channels", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 39, pp. 161-170.
- [Des96] DESPINS C., (1996), *notes de cours sur la Radiocommunication Mobile*, INRS, Montréal, Québec.
- [Gau95] GAUDENZI R., GARDE T., GIANNETTI F., LUISE M., (Février 1995), "A Performance Comparison of Orthogonal Code Division Multiple-Access Techniques for Mobile Satellite Communications", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, pp. 325-331.
- [Gaud95] GAUDENZI R., GIANNETTI F., (Avril 1995), "Analysis and Performance Evaluation of Synchronous Trellis-Coded CDMA for Satellite Applications", *IEEE Transactions on communications*, vol. 43, pp. 1400-1408.
- [Gil90] GILHOUSEN K., JACOBS I. et al, (Mai 1990), "Increased capacity using CDMA for mobile satellite communication", *IEEE Journal on selected areas*

- in communications*, vol. 8, no. 4.
- [Gol94] GOLDSMITH A. J., GREENSTEIN L. J., FOSCHINI G. J., (Août 1994), "Error statistics of real-time power measurements in cellular channels with multipath and shadowing", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 43, pp. 439-446.
- [Gud91] GUDMUNDSON M., (Novembre 1991), "Correlation model for shadow fading in mobile systems", *Electr. Letts.*, vol. 27, pp. 2145-2146.
- [Héb96] HÉBERT M., (1996). *Analyse de la capacité de systèmes de communications personnelles par satellites en orbites basses utilisant l'accès multiple par répartition des codes*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec.
- [Lef94] LEFRANÇOIS S., (1994), *Applications des codes convolutionnels dans les systèmes AMRC*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec.
- [Lia96] LIANG H., LEUNG V. C. M., (Octobre 1996), *Geographical distribution of gateways to support satellite diversity in CDMA LEO mobile satellite systems*, ICUPC'96, Boston, MA.
- [Lut91] LUTZ E. et al., (Mai 1991), "The land mobile satellite communication channel-Recording, statistics, and channel model", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 40.
- [Meh96] MEHN E., (1996), *Capacité des systèmes AMRC utilisant des codes convolutionnels de très faibles taux*, Mémoire de Maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec.
- [Mil91] MILSTEIN L. B., RAPPAPORT T. S., BARGHOUTI R., (Mai 1991) "Performance Evaluation for Cellular CDMA", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 10, pp. 680-689.
- [Mon95] MONSEN P., (Mai 1991) "Multiple-Access Capacity in Mobile User Satellite

- Systems”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, no2.
- [Monk95] MONK M., MILSTEIN L. B., (Février 1995), “Open-Loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite System”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, no2, pp. 205-212.
- [Nag96] NAGUIB A., PAULRAJ A., (Décembre 1996), “Performance of Wireless CDMA with M-ary Orthogonal Modulation and Cell Site Antenna Arrays”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 14, no9.
- [Par75] PARES J., TOSKER V., (1975), *Les systèmes de communications par satellites*, Masson.
- [Pars91] PARSONS J. D., TURKMANI A. M. D., (Décembre 1991), “Characterisation of mobile radio signals: model description”, *IEE Proc.-I*, vol. 138, pp. 549-556.
- [Pro89] PROAKIS J. G., (1989), *Digital communications*, 2nd ed., New York: McGrawHill.
- [Rad95] RADZIK J., MARAL G., (Février 1995), “A Methodology of Rapidly Evaluating the Performance of Some Low Earth Orbit Satellite Systems”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 13, no2.
- [Sou94] SOUSA E. S., DASILVA V. M., (Juin 1994), “Multicarrier Orthogonal CDMA Signals for Quasi-Synchronous Communications Systems” *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 12, no5.
- [Sour96] SOUROUR E., NAKAGAWA M., (Mars 1996) “Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel”, *IEEE Transactions on communications*, vol. 44, no 3.
- [Var94] VARANASI M. K., (Fev/Mars/Avril 1994), “Multiuser Detctors for synchronous CDMA Communication over Non-Selective Rician Fading Channels”, *IEEE Transactions on communications*, vol. 42, no 2/3/4.

- [Vit86] VITERBI A. J., (Avril 1986), "When not to spread spectrum- A sequel", *IEEE communication magazine*, vol. 23, pp. 12-17.
- [Voj94] VOJCIC B., PICKHOLTZ R., MILSTEIN L. B., (Mai 1994), "Performance of DS-CDMA with Imperfect Power Control Operating Over a Low Orbiting Satellite Link", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 12, pp. 555-567.
- [Yee94] YEE N., LINNARTZ J-P., FETTWEIS G., (1993-1994), "Multi-carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA): a New Spreading Technique for Communication Over Multipath Channels", Final report for MICRO Project 93-101.

ANNEXE I

CALCUL DU PREMIER ET DU DEUXIÈME MOMENT DE L'ERREUR DU CONTRÔLE DE PUISSANCE

Le premier et le deuxième moment de ε , si l'on se réfère à la relation (5.8), doivent être semblables à :

$$E\{\varepsilon\} = \exp(-2\bar{\delta} + 2\sigma_{\delta}^2) \quad (\text{I.1})$$

$$E\{\varepsilon^2\} = \exp(-4\bar{\delta} + 8\sigma_{\delta}^2) \quad (\text{I.2})$$

Ainsi, on évalue analytiquement le premier et le deuxième moment de ε à partir de l'équation (5.13) et sont prises égale à (I.1) et (I.2) afin de tirer les expressions de $\bar{\delta}$ et de σ_{δ}^2 .

D'après (5.3), (5.5), (5.7), (5.8) et (5.13), on trouve [Monk95] :

$$E\{\varepsilon\} = c_1 M_1$$

et

$$E\{\varepsilon^2\} = c_1^2 V_1$$

où

$$M_1 = \frac{(1+c)}{mc} \sum_{k=1}^m \exp(4\sigma_\zeta^2 - 4C_\zeta((m+\Delta-k)T)) + \sigma_N^2 \exp(-2\bar{\zeta} + 2\sigma_\zeta^2) \quad (\text{I.3})$$

et

$$V_1 = V_{11} + V_{22} + V_{33} + V_{13} \quad (\text{I.4})$$

Les trois premiers termes de (I.4) correspondent à l'espérance mathématique des trois premiers termes de (5.13) élevés au carré, et le quatrième terme de (I.4) correspond à l'espérance du produit du premier et du troisième terme de (5.13). Les autres produits sont égaux à zéro étant donné qu'ils correspondent à un moment d'ordre impair d'une variable aléatoire gaussienne. Les expressions de V_{11} , V_{22} , V_{33} et V_{13} sont données par (I.5), (I.6), (I.7) et (I.8) :

$$V_{11} = \frac{1}{m^2} \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^m R_{\alpha^2}((k-i)T) \exp(\sigma_{\zeta_a}^2 / 2) \quad (\text{I.5})$$

où

$$\sigma_{\zeta_a}^2 = \text{Var} \{2\zeta_k - 4\zeta_{m+\Delta} + 2\zeta_i\}$$

donc :

$$\sigma_{\zeta_a}^2 = 24\sigma_\zeta^2 - 16C_\zeta((m+\Delta-k)T) - 16C_\zeta((m+\Delta-i)T) + 8C_\zeta((k-i)T)$$

et

$$V_{22} = \frac{4}{m^2} ((1+c)/c) \sigma_N^2 \sum_{k=1}^m \exp\left(-2\bar{\zeta} + \sigma_{\zeta_b}^2 / 2\right) \quad (\text{I.6})$$

où

$$\sigma_{\zeta_b}^2 = \text{Var} \{2\zeta_k - 4\zeta_{m+\Delta}\} = 24\sigma_{\zeta}^2 - 16C_{\zeta}((m + \Delta - k)T)$$

et

$$V_{33} = \left(\frac{3}{m} + \frac{m^2 - m}{m^2}\right) \sigma_N^2 \exp(-4\bar{\zeta} + 8\sigma_{\zeta}^2) \quad (\text{I.7})$$

$$V_{13} = \frac{2}{m} ((1+c)/c) \sigma_N^2 \sum_{k=1}^m \exp\left(-2\bar{\zeta} + \sigma_{\zeta_c}^2 / 2\right) \quad (\text{I.8})$$

où $\sigma_{\zeta_c}^2 = \sigma_{\zeta_b}^2$.

ANNEXE II

ANALYSE D'UNE ERREUR DE SYNCHRONISATION SUPÉRIEURE À LA PÉRIODE DU CHIP

Dans le cas d'un déphasage dû à une erreur de synchronisation supérieure à la période T_c du chip de la séquence d'étalement orthogonale, il serait pertinent de savoir si l'intercorrélation devient supérieure, égale ou demeurera inférieure à celle du cas asynchrone où l'on utilisait des séquences de Gold générées de façon pseudo-aléatoire. Le cas d'un déphasage supérieur à la période T_c du chip de la séquence d'étalement orthogonale correspond en réalité à une situation asynchrone mais avec l'emploi de codes orthogonaux.

Lorsque le déphasage de l'erreur de synchronisation devient supérieur à la période T_c dans le cas synchrone, la figure 8.1 devient :

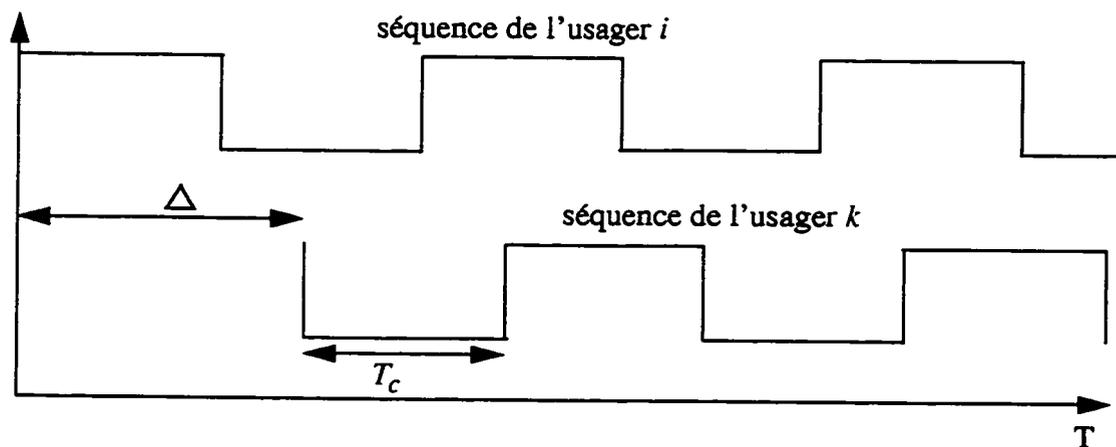


Figure II.1 Modélisation de l'erreur de synchronisation

À partir de la figure II.1, la fonction d'intercorrélation entre les codes suivra la relation suivante:

$$I_i(\tau_i) = T_c \sum_{l=0}^{L-1} c_l^k ((2-|\Delta|) c_{l\pm 1}^i + (|\Delta| - 1) c_{l\pm 2}^i) \quad (\text{II.1})$$

Nous allons considérer que le deuxième moment de l'intercorrélation de deux séquences déphasées de deux périodes de chip est égale au deuxième moment de l'intercorrélation de deux séquences déphasées d'un chip : cette approximation n'est pas trop mauvaise pour de grandes longueurs de codes [Sou94].

De plus, nous avons établi au chapitre 8 que si les séquences de codes orthogonales étaient de type Hadamard, alors le deuxième moment de l'intercorrélation de deux séquences déphasées d'un chip est égale à :

$$\mu_{cor}(T_c) = E \left[\left(\sum_{l=0}^{L-1} c_l^k c_{l+1}^i \right)^2 \right] = L \quad (\text{II.2})$$

Le deuxième moment de l'intercorrélation devient alors :

$$E [I_i^2(\tau_i)] = T_c^2 L (5 + (2\Delta^2) / 3) \quad (\text{II.3})$$

où $1 < \Delta < 2$. Il est clair d'après l'équation (II.3) que l'intercorrélation est largement supérieur au cas où l'erreur de synchronisation ne dépassait pas la période du chip. De plus on remarque que le deuxième moment de (II.3) est aussi beaucoup plus grand que dans le cas où l'on avait des séquences de Gold générées aléatoirement et transmis de façon asynchrone. La puissance moyenne de l'intercorrélation était alors égale à: $E [I_i^2(\tau_i)] = T_c^2 \frac{2L}{3}$.

Dans un système de communications personnelles par satellite utilisant l'AMRC syn-

chrone, il est probable qu'un certain nombre de signaux d'utilisateurs arrivent au récepteur du satellite avec des erreurs de synchronisation supérieures à la durée du chip. Il serait alors intéressant de vérifier si l'interférence devient plus grande que celle du cas asynchrone.

Dans le calcul de l'interférence, nous tiendrons compte uniquement de la puissance moyenne de l'intercorrélation étant donné que c'est le seul paramètre qui change d'un cas à l'autre.

Pour un grand nombre d'utilisateurs, nous pouvons écrire:

$$E [I_i^2(\tau_i)] \Big|_{\text{asynch(orthogonal)}} + (1 - A) E [I_i^2(\tau_i)] \Big|_{\text{quasi-synchrone}} \leq E [I_i^2(\tau_i)] \Big|_{\text{asynchGold}} \quad (\text{II.4})$$

où A est la fraction des utilisateurs qui arrivent désynchronisés (déphasage de l'erreur plus grand qu'un chip) dans un système synchrone. En se basant sur les équations (II.3) et (8.10), on obtient :

$$A (T_c^2 L (5 + (2\Delta^2) / 3)) + (1 - A) \left(\frac{\Delta_m^2}{3} T_c^2 L \right) \leq T_c^2 \frac{2L}{3} \quad (\text{II.5})$$

Pour L grand et $\Delta_m < 1$ nous obtenons :

$$A \leq \frac{(2 - \Delta_m^2)}{(15 + 2\Delta^2 - \Delta_m^2)} \quad (\text{II.6})$$

Nous avons calculé au tableau II.1 les valeurs de A en fonction de Δ_m : $\Delta = 1.5$

Tableau II.1 Fraction d'usagers A en fonction de l'erreur maximale de synchronisation pour un système AMRC quasi-synchrone.

Erreur maximale de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone.	fraction d'usagers A désynchronisés que peut supporter le système pour des performances supérieures ou égales à l'AMRC asynchrone.
0.1	0.102104
0.2	0.100719
0.3	0.0984029
0.4	0.0951396
0.5	0.0909091
0.6	0.0856844
0.7	0.0794319
0.8	0.0721103
0.9	0.0636704

D'après le tableau II.1 on remarque que le nombre d'usagers A asynchrones que peut supporter le système pour des performances supérieures à l'AMRC asynchrone est extrêmement faible, et il est en moyenne égale à 8%. Au-dessus de cette valeur, le système quasi-synchrone aura des performances encore plus mauvaises que le système AMRC asynchrone. Cette fraction chute évidemment avec l'augmentation de Δ_m . Pour un $\Delta_m = 0.7$ (valeur utilisée dans le calcul des performances du système AMRC quasi-synchrone au chapitre 8), le nombre d'usager A doit être inférieur à environ 8%. Donc si 8% des usagers

arrivent asynchrones pour un $\Delta_m = 0.7$, les performances du système quasi-synchrone deviennent équivalentes à celles du système AMRC asynchrone. Si l'on augmente cette barre des 8%, les performances du système quasi-synchrone deviennent très rapidement pires que celles du système AMRC asynchrone.

Nous avons traité aussi le cas où un très petit nombre d'utilisateurs A arrivent avec des erreurs de synchronisation supérieures à la période du chip au récepteur du satellite.

Nous avons alors calculé pour cette valeur le rapport de performances (capacités) entre un système quasi-synchrone avec ces valeurs de A qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire en fonction de Δ_m . Δ est toujours fixée à 1.5 et la fraction A est prise égale à 0%, 3% et 6%. Les résultats sont décrits aux tableaux II.2, II.3 et II.4:

Tableau II.2 Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec aucun utilisateur asynchrone et le système asynchrone ordinaire.

Erreur maximale de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone.	rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec aucun utilisateur asynchrone et le système asynchrone ordinaire
0.1	200
0.2	50
0.3	22.2
0.4	12.5
0.5	8.0
0.6	5.5
0.7	4.0
0.8	3.12
0.9	2.46

Tableau II.3 Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 3% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire.

Erreur maximale de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone.	rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 3% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire
0.1	3.36
0.2	3.21
0.3	2.97
0.4	2.70
0.5	2.42
0.6	2.14
0.7	1.89
0.8	1.66
0.9	1.46

Tableau II.4 Erreur de synchronisation Δ_m en fonction du rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 6% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire.

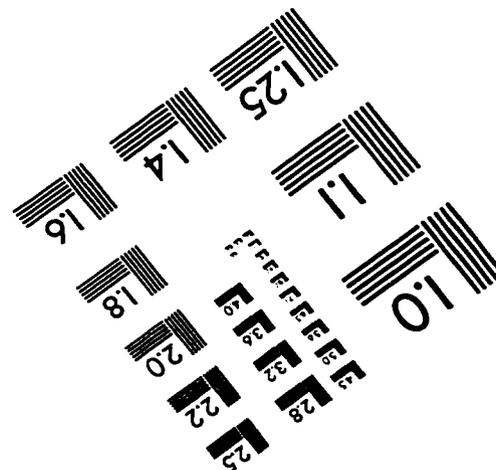
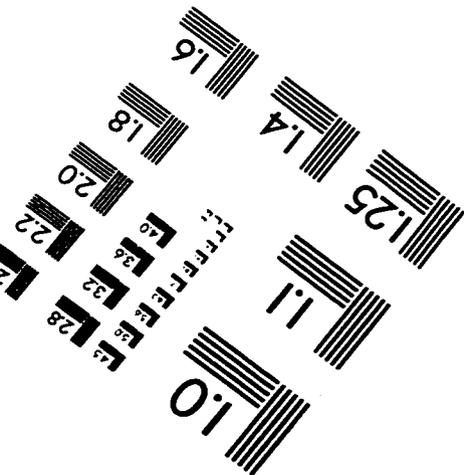
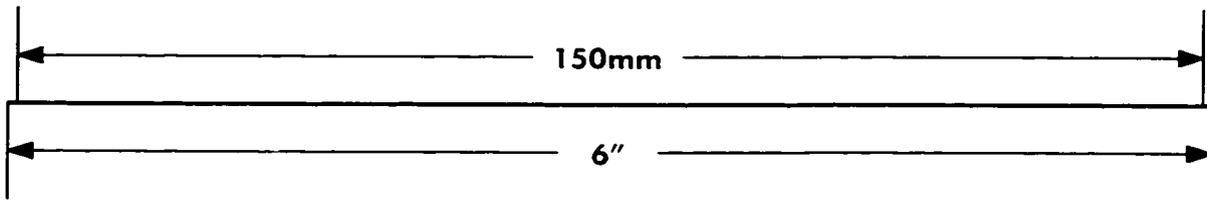
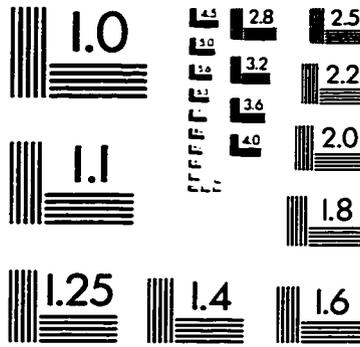
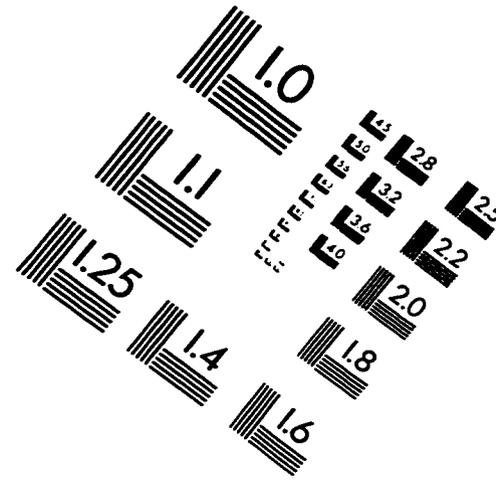
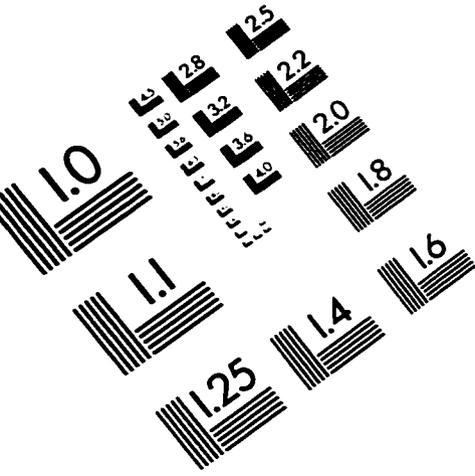
Erreur maximale de synchronisation Δ_m pour un système AMRC quasi-synchrone .	rapport de performances entre un système quasi-synchrone avec 6% d'utilisateurs qui sont asynchrones et le système asynchrone ordinaire
0.1	1.70
0.2	1.66
0.3	1.60
0.4	1.52
0.5	1.42
0.6	1.32
0.7	1.22
0.8	1.13
0.9	1.03

À partir des tableaux II.2, II.3, II.4 on remarque que les performances du système quasi-synchrone chutent dramatiquement par rapport au cas où tous les utilisateurs arrivaient synchronisés à l'intérieur de la période du chip (tableau II.2) . Ainsi lorsque A est égale à 3%, la capacité de l'AMRC quasi-synchrone à $\Delta_m = 0.7$ est presque deux fois plus élevée que la capacité du système asynchrone. Le rapport de capacité était égale à 4 (toujours $\Delta_m = 0.7$: tableau II.2) lorsqu'il n'y avait aucun utilisateur asynchrone.

En conclusion, lorsque le nombre d'utilisateurs qui arrivent à des délais supérieurs à la pé-

iode du chip (erreur de synchronisation plus grande que la période du chip) devient grand, les performances de l'AMRC quasi-synchrone se dégradent énormément et le processus de synchronisation devient inutile. À noter que cette analyse est légèrement pessimiste car on ne tient pas compte de l'atténuation de l'amplitude des signaux qui arrivent asynchrones (erreur supérieure à T_c) par rapport à l'amplitude des signaux synchrones (erreur inférieure à T_c).

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



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

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