Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur
de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Electronique et Communications**

Jean-Pierre MILLERIOUX

Techniques de détection multi-utilisateurs pour les communications multifaisceaux par satellite

Soutenue le 27 septembre 2006 devant le jury composé de

Gérard Maral	Président
Emmanuel Boutillon	Rapporteurs
Marco Luise	
Caroline Bazile	Examinateurs
Alain Ducasse	
Marie-Laure Boucheret	Directeur de thèse

Remerciements

Je remercie Emmanuel Boutillon et Marco Luise pour avoir accepté de rapporter ce manuscrit et pour leurs commentaires sur ce travail. J'adresse également mes remerciements à Gérard Maral pour avoir accepté de présider le jury.

Je remercie Marie-Laure Boucheret pour avoir dirigé cette thèse et pour la grande autonomie qu'elle ma accordée.

Je remercie chaleureusement Caroline Bazile, notamment pour son aide lors de la rédaction du manuscrit, et Alain Ducasse, dont l'aide technique a été particulièrement précieuse.

Je tiens également à remercier les personnes que j'ai pu rencontrer ponctuellement et qui m'ont fait profiter de leur expérience, dont notamment Jacques Sombrin, Jean-Marc Lopez, Guy Lesthievent, Frédéric Cornet, Alban Duverdier, Jean-Luc Issler pour la gentillesse avec laquelle il m'a accueilli dans son service, Isabelle Buret, Roland Baudin et Cécile Guiraud.

Je remercie le CNES et Alcatel Alenia Space pour le financement de ces trois années.

Enfin, j'adresse mes remerciements à mes collègues de bureau : Vincent, Mahamadou, Bogdan, Hasan, Nicolas, et aux gens que j'ai côtoyés durant ces trois ans au TéSA puis à l'IRIT et qui ont contribué par leur soutient et leur bonne humeur à ce que cette thèse se termine, dont en particulier Vincent (l'autre), Florent, Wilfried, Audrey, Virginie, Mathieu, Alexandra, Farid, Corinne, Marie, Nathalie, Jean-Yves, Jérôme, André-Luc, Sylvie, Martial, Manu, Garmy, Olivier…

Résumé

Nous nous intéressons dans cette thèse à la définition et l'évaluation de techniques de détection multi-utilisateurs pour le traitement des interférences co-canal sur la voie retour des systèmes de communication multifaisceaux par satellite. L'utilisation de ces techniques peut en effet permettre de tolérer des C/I plus faibles que ceux des systèmes classiques, et ainsi autoriser des motifs de réutilisation de fréquence plus efficaces d'un point de vue capacité. L'accès et les formes d'ondes envisagés sont inspirés de la norme DVB-RCS.

Nous proposons des algorithmes d'élimination itérative d'interférence adaptés au contexte envisagé. Ces algorithmes incluent notamment la ré-estimation de certains paramètres du canal (réponses en amplitude et en phase des signaux sur les différents faisceaux, fréquences des signaux).

Ils sont dans un premier temps évalués en terme d'erreur d'estimation et de taux d'erreurs binaire sur des configurations d'interférences fictives. Nous montrons qu'ils permettent d'obtenir des dégradations (par rapport au cas d'un utilisateur seul) très réduites sur des configurations caractérisées par des C/I très faibles.

Nous nous intéressons dans un second temps à l'évaluation de ces algorithmes sur une couverture multifaisceaux. Des simulations effectuées sur une couverture construite à partir d'un modèle d'antenne multi-sources à réflecteur permettent une comparaison des différents algorithmes envisagés dans un contexte réaliste.

Abstract

This thesis is devoted to the definition and the evaluation of multiuser detection techniques to mitigate co-channel interference on the reverse link of multibeam satellite systems. These techniques can cope with lower C/I than classical systems: they can consequently allow more capacity efficient frequency reuse strategies. The considered access and waveforms are inspired by the DVB-RCS standard.

We propose iterative interference cancellation algorithms adapted to the satellite context. They include estimation of beamforming coefficients and frequency offsets of received signals.

These algorithms are first evaluated in terms of bit error rate and of channel estimation error on fictitious interference configurations. We show that they lead to very limited degradations (with respect to the single user case) on interference configurations characterized by very low C/I.

We then consider evaluations on a multibeam coverage. Simulation results on a multibeam coverage designed on a Focal Array Fed Reflector antenna allow comparing the algorithms in a realistic context.

Table des matières

INTRODUCTION 1

MOTIVATIONS 1
CONTRIBUTIONS 1
ORGANISATION DE LA THESE 2

CHAPITRE 1 : LES COMMUNICATIONS MULTIFAISCEAUX PAR SATELLITE 5

1.1 INTRODUCTION 5
1.2 LE CONTEXTE SYSTEME 5
1.2.1 CONTEXTE GENERAL DE L'ETUDE 5
1.2.2 CAS PARTICULIER D'APPLICATION : LES COMMUNICATIONS MULTIMEDIA EN BANDE KA 9
1.3 LES PROBLEMATIQUES DE CHARGE UTILE ET D'ANTENNE 11
1.3.1 LES ARCHITECTURES DE CHARGE UTILE 11
1.3.2 LES CONCEPTS D'ANTENNE 13
1.4 LES MESURES D'INTERFERENCE EN ANTENNE 14
1.4.1 HYPOTHESES ET NOTATIONS 14
1.4.2 DEFINITIONS DES C/I : APPROCHE PIRE CAS 14
1.4.3 DEFINITIONS DES C/I : APPROCHE STATISTIQUE 17
1.4.4 EXEMPLE D'UTILISATION DES C/I 17
1.5 CONCLUSION 20

CHAPITRE 2 : TECHNIQUES DE DETECTION MULTI-UTILISATEURS 21

2.1 INTRODUCTION 21
2.2 SYSTEMES NON CODES 21
2.2.1 MODELE ET NOTATIONS 21
2.2.2 DETECTEUR CONVENTIONNEL 26
2.2.3 DETECTEUR DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE 26
2.2.4 DETECTEURS LINEAIRES 29
2.2.5 DETECTEURS PAR SOUSTRACTION DES INTERFERENCES 35
2.3 SYSTEMES CODES 38
2.3.1 PRINCIPE DU DECODAGE MULTI-UTILISATEURS ITERATIF 38
2.3.2 CALCUL DES INFORMATIONS EXTRINSEQUES 40
2.3.3 REMARQUES 42
2.4 CONCLUSION 43

CHAPITRE 3 : MODELE ET HYPOTHESES 45

3.1 INTRODUCTION 45
3.2 MODELISATION 45
3.2.1 DESCRIPTION DU MODELE 45
3.2.2 QUELQUES REMARQUES SUR LA MODELISATION 47
3.2.3 DESCRIPTION DES CONFIGURATIONS 49
3.2.4 EXEMPLE POUR UN RESEAU LINEAIRE UNIFORME SANS REFLECTEUR 50
3.3 HYPOTHESES RETENUES POUR LA CONCEPTION DES ALGORITHMES 52
3.4 MODELE ET CONFIGURATIONS D'EVALUATION DES ALGORITHMES 53

3.4.1 MODELES DE CANAL 53
3.4.2 CONFIGURATIONS D'INTERFERENCES POUR LES EVALUATIONS DES ALGORITHMES 54
3.5 CONCLUSION 55

CHAPITRE 4 : ETUDE DES METHODES DE SUPPRESSION D'INTERFERENCES : CAS DU CANAL SYNCHRONE 57

4.1 INTRODUCTION 57
4.2 AVEC CODAGE CONVOLUTIF 57
4.2.1 SCHEMA DE TRANSMISSION 57
4.2.2 ARCHITECTURE DES RECEPTEURS 57
4.2.3 RESULTATS DE SIMULATION 63
4.3 AVEC TURBO-CODAGE 67
4.3.1 SCHEMA DE TRANSMISSION 67
4.3.2 ARCHITECTURE DES RECEPTEURS 67
4.3.3 RESULTATS DE SIMULATION 68
4.4 CONCLUSION 71

CHAPITRE 5 : ETUDE DES METHODES DE SUPPRESSION D'INTERFERENCES : EXTENSION AU CAS DU CANAL ASYNCHRONE AVEC ECARTS DE FREQUENCE 73

5.1 INTRODUCTION 73
5.2 EXTENSION AU CANAL ASYNCNHRONE 73
5.2.1 ARCHITECTURE DU RECEPTEUR 73
5.2.2 RESULTATS DE SIMULATION 76
5.3 SENSIBILITE DE L'ALGORITHME 80
5.3.1 SENSIBILITE A DES GIGUES SUR LES ESTIMATIONS DES HORLOGES SYMBOLE 80
5.3.2 SENSIBILITE A UN CONTROLE DE PUISSANCE IMPARFAIT 81
5.3.3 SENSIBILITE A DES FAIBLES ECARTS DE FREQUENCE 82
5.4 EXTENSION DE L'ALGORITHME A DES ECARTS DE FREQUENCE PLUS IMPORTANTS 83
5.4.1 EVALUATION DES POSSIBILITES DE TRAITEMENT PAR BLOC 83
5.4.2 EXEMPLES DE SCHEMAS AVEC ESTIMATION DE FREQUENCE 86
5.5 CONCLUSION 92

CHAPITRE 6 : APPLICATION A UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX REELLE 95

6.1 INTRODUCTION 95
6.2 MESURES DE PERFORMANCE PAR SINR 95
6.2.1 PRINCIPE 95
6.2.2 EVALUATION DE L'APPROXIMATION 96
6.3 EXEMPLE DE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX DANS UN CONTEXTE MULTI-UTILISATEURS . 98
6.3.1 DESCRIPTION DE L'ANTENNE 98
6.3.2 CONSTRUCTION DE LA COUVERTURE 98
6.3.3 QUELQUES EVALUATIONS STATISTIQUES SUR LA COUVERTURE 99
6.4 COMPARAISON DES ALGORITHMES SUR UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX 102
6.5 CONCLUSION 105

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES 107

CONCLUSIONS 107
PERSPECTIVES 108

LISTE DES PUBLICATIONS....111

ANNEXE DU CHAPITRE 1....113

A1.1 QUELQUES PRINCIPES DE COMPLEXITE LIES A LA FORMATION DE FAISCEAUX....113
A1.1.1 HYPOTHESES ET NOTATIONS....113
A1.1.2 DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE LA CHAINE DE RECEPTION....113
A1.1.3 FORMATION DE FAISCEAUX ANALOGIQUE ET NUMERIQUE....114
A1.1.4 ARCHITECTURE DE LA CHARGE UTILE NUMERIQUE....114
A1.1.5 CONCLUSION....116
A1.2 OPTIMISATION DU DIMENSIONNEMENT D'UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX AVEC CONTROLE DE PUISSANCE....116
A1.2.1 DESCRIPTION DE L'APPROCHE....116
A1.2.2 EFFET DE LA PRISE EN COMPTE DU CONTROLE DE PUISSANCE....117
A1.2.3 COMPROMIS ISOLATION - CAPACITE....117
A1.2.4 CONCLUSION....120
A1.3 LES MESURES D'INTERFERENCES EN ANTENNE DANS LE CAS D'UNE FORMATION DE FAISCEAUX ADAPTATIVE....120
A1.3.1 FORMATION DE FAISCEAUX PAR CANAL....120
A1.3.2 FORMATION DE FAISCEAUX PAR SOUS-BANDE....120
A1.4 BIBLIOGRAPHIE....121

ANNEXE DU CHAPITRE 2....123

A2.1 BIBLIOGRAPHIE....123

ANNEXE DU CHAPITRE 3....129

A3.1 NOTE SUR LES TECHNIQUES DE RECOMBINAISON LINEAIRE....129
A3.1.1 MODELE ET DEFINITIONS....129
A3.1.2 FILTRAGE ADAPTE AVEC BRUIT BLANC....129
A3.1.3 FILTRAGE ADAPTE AVEC BRUIT COLORE....130
A3.1.4 FILTRAGE DE WIENER....130
A3.2 APPROCHES CLASSIQUES DE DEMODULATION MONO-UTILISATEUR....131
A3.2.1 INTRODUCTION ET FONCTIONS A REALISER....131
A3.2.2 QUELQUES APPROCHES CLASSIQUES....131
A3.2.3 REMARQUE SUR LA RECUPERATION DE PHASE - FREQUENCE....132
A3.3 BORNES DE CRAMER-RAO MONO-UTILISATEURS....133
A3.4 BIBLIOGRAPHIE....134

ANNEXE DU CHAPITRE 4....135

A4.1 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS POUR LE CODAGE CONVOLUTIF....135
A4.2 DESCRIPTION DU TURBOCODE....135
A4.3 BIBLIOGRAPHIE....137

ANNEXE DU CHAPITRE 5....139

A5.1 ANALYSE DE L'ESTIMATEUR DE CANAL EN MODE DATA-AIDED....139
A5.2 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS....140
A5.2.1 SUR CANAL ASYNCHRONE....140

A5.2.2 AVEC GIGUES SUR LES HORLOGES SYMBOLE 141
A5.2.3 AVEC ECARTS DE FREQUENCE 141
A5.2.4 AVEC FENETRE D'ESTIMATION REDUITES 142
A5.3 BIBLIOGRAPHIE 142

ANNEXE DU CHAPITRE 6 143

A6.1 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS AVEC MESURE PAR SINR 143
A6.2 BIBLIOGRAPHIE 143

Table des figures

Figure 1-1 Illustration de la réutilisation de fréquence régulière avec des nombres de réutilisation de 3 et 4.....6
Figure 1-2 Illustration de l'interférence co-canal.....6
Figure 1-3 Principe d'une voie retour avec accès en MF-TDMA.....7
Figure 1-4 Effet des interférences sur les performances de la liaison pour un système non codé 8
Figure 1-5 Illustration de l'approche proposée : détection multi-utilisateurs en sortie des faisceaux.....9
Figure 1-6 Pertes en puissance dues aux interférences pour divers schémas du DVB-RCS.....11
Figure 1-7 Illustration de différents concepts d'antenne.....13
Figure 1-8 Illustration du principe de la pré-compensation des diagrammes par un recul en puissance 16
Figure 1-9 Répartition des cellules sur la couverture considérée.....18
Figure 1-10 Distribution des C/I sur quelques cellules 19
Figure 2-1 Illustration du principe de la fenêtre tronquée sur la durée d'un symbole avec deux utilisateurs 26
Figure 2-2 Structure du GSC 34
Figure 2-3 Structure du détecteur à retour de décision successif.....37
Figure 2-4 Schéma d'émission pour le décodage multi-utilisateurs itératif.....39
Figure 2-5 Schéma de réception du décodage multi-utilisateurs itératif.....40
Figure 3-1 Matrice des gains de la formation de faisceaux normalisée 47
Figure 3-2 Géométrie du réseau linéaire uniforme dans le plan 51
Figure 3-3 Description des configurations d'évaluation 54
Figure 4-1 Schéma de transmission pour l'utilisateur k avec codage convolutif.....57
Figure 4-2 Schéma du récepteur : canal synchrone, sans recombinaison, décodage Viterbi 58
Figure 4-3 Schéma du récepteur : canal synchrone, avec recombinaison, décodage Viterbi.....60
Figure 4-4 Résultats en BER : canal synchrone, sans recombinaison.....64
Figure 4-5 Résultats en BER : canal synchrone, avec recombinaison 64
Figure 4-6 Résultats en terme de E_b/N_0 requis : canal synchrone 65
Figure 4-7 Mesure de l'erreur sur le coefficient $g_{6,9}$, canal synchrone.....66
Figure 4-8 Schéma de transmission pour l'utilisateur k avec turbo-codage 67
Figure 4-9 Résultats en PER, sans recombinaison, turbocode 1/3, configuration d'interférences 2.....69
Figure 4-10 Résultats en PER, avec recombinaison, turbocode 1/3, configuration d'interférences 2 70
Figure 4-11 Résultats en PER, sans recombinaison, turbocode 1/2, configuration d'interférences 1.....70
Figure 5-1 Schéma du récepteur : canal asynchrone, sans recombinaison, décodage Viterbi 74
Figure 5-2 Choix des instants de reconstitution des signaux : sans recombinaison, décodage Viterbi.....75
Figure 5-3 Résultats en BER : canal synchrone et asynchrone.....77
Figure 5-4 Résultats en terme de E_b/N_0 requis : canal synchrone et asynchrone 77
Figure 5-5 Mesures de l'erreur sur le coefficient $g_{9,6}$, canal synchrone et asynchrone 78
Figure 5-6 Puissance du signal en fonction de l'instant d'échantillonnage 79
Figure 5-7 Résultats en BER : canal synchrone et asynchrone, sans entrelaceurs.....79
Figure 5-8 Résultats en BER avec gigue sur les horloges symbole 80
Figure 5-9 Résultats en BER avec contrôle de puissance imparfait.....81
Figure 5-10 Résultats en terme de dégradation avec des faibles écarts de fréquence 82
Figure 5-11 Résultats en terme de dégradation avec estimation par blocs.....84
Figure 5-12 Mesure de l'erreur d'estimation de canal avec une fenêtre d'estimation réduite 85
Figure 5-13 Répartition des symboles pilotes dans le burst pour les diverses architectures.....87
Figure 5-14 Résultats sans erreurs de fréquence, configuration d'interférences 2.....88
Figure 5-15 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2 \cdot 10^{-4}$, cas a), configuration d'interférences 2 88
Figure 5-16 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2 \cdot 10^{-4}$, cas b), configuration d'interférences 2 89
Figure 5-17 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2 \cdot 10^{-4}$, cas c), configuration d'interférences 2 89
Figure 5-18 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5 \cdot 10^{-4}$, configuration d'interférences 1 90
Figure 5-19 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5 \cdot 10^{-4}$, configuration d'interférences 2 90
Figure 5-20 Résultats en pire cas avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5 \cdot 10^{-4}$, configuration d'interférences 2.....92
Figure 6-1 Principe des mesures de performance en BER et en SINR convertis en BER (pour une matrice **H** donnée).....96
Figure 6-2 Comparaison des mesures en BER et en SINR convertis en BER.....97
Figure 6-3 Comparaison des mesures en BER et en SINR en fonction du C/I.....97
Figure 6-4 Comparaison des mesures en BER et en SINR en fonction du gain de recombinaison 98
Figure 6-5 Description de la réutilisation de fréquence 98
Figure 6-6 Gains du faisceau 25 sur la couverture.....100

Figure 6-7 Distribution des C/I pour différentes cellules....100
Figure 6-8 Contribution des cellules adjacentes au C/I pour différentes cellules....101
Figure 6-9 Statistiques sur les gains de recombinaison....102
Figure 6-10 Fonction de répartition des SINR....103
Figure 6-11 Pourcentage d'échec en fonction du E_b/N_0....104
Figure 6-12 Pourcentage d'échec en fonction du E_b/N_0 avec code poinçonné....105

Figure A1-1 Schéma fonctionnel d'une chaîne de réception....113
Figure A1-2 Architectures possibles de charge utile avec formation de faisceaux numérique (entre les fonctions de numérisation et de démodulation)....115
Figure A1-3 Isolation pire cas sans et avec contrôle de puissance en fonction du rayon des cellules pour différents nombre de réutilisation....116
Figure A1-4 Diagrammes pour les isolations maximales (sans et avec contrôle de puissance)....118
Figure A1-5 Capacité en fonction de l'isolation pire cas pour différents nombres de réutilisation....119
Figure A4-6 Performances du turbo-code....136
Figure A5-7 Mesure de l'erreur d'estimation de canal avec une fenêtre d'estimation réduite en mode DA sur diverses configurations....140

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Valeurs des gains et C/I sur la couverture....19
Tableau 3-1 Description des configurations d'évaluation....55
Tableau 6-1 Gains et C/I pire cas sur la couverture....99
Tableau 6-2 Statistiques sur la distribution de C/I pour différentes cellules....100

Tableau A1-1 Décompte des opérations à effectuer pour les différentes architectures possibles de charge utile avec formation de faisceaux numérique....115
Tableau A1-2 Valeurs obtenues pour une optimisation en isolation....117
Tableau A1-3 Décompte des opérations à effectuer en fonction des paramètres de réutilisation de fréquence avec formation de faisceaux numérique....119
Tableau A4-4 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal synchrone....135
Tableau A5-5 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone....140
Tableau A5-6 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec gigues sur les horloges symbole....141
Tableau A5-7 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec écarts de fréquence....141
Tableau A5-8 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec une fenêtre d'estimation réduite....142
Tableau A6-9 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal synchrone avec mesure en terme de SINR....143

Acronymes

ACI : Adjacent Channel Interference
ACPR : Adjacent Channel Power Ratio
ATM : Asynchronous Transfer Mode
AWGN : Additive White Gaussian Noise
BCJR : Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv
BCR (**CRB**) : Borne de Cramer-Rao (Cramer-Rao Bound)
BER : Bit Error Rate
BPSK: Binary Phase Shift Keying
CCI : Co-Channel Interference
CrAI : Cross Channel Interference
CRIES : Communication Recovery In Emergency Situation
DA : Data Aided
DD : Decision Directed
DF : Decision Feedback
DRA : Direct Radiating Array
DS-CDMA : Direct Sequence – Code Division Multiple Access
DVB-RCS : Digital Video Broadcasting – Return Channel by Satellite
DVB-S : Digital Video Broadcasting – Satellite
EM : Expectation-Maximisation
EXIT : EXtrinsic Information Transfer
FAFR : Focal array Fed Reflector
FFT : Fast Fourier Transform
FIR : Finite Impulse Response (Filter)
FMT : Fade Mitigation Techniques
GSC : Generalized Sidelobe Canceller
HD : Hard Decision
HIC : Hybrid Interference Cancellation
HOS : High Order Statistics
IA : Imaging Array
LCMP : Linear Constraint Minimum Power
LCMV : Linear Constraint Minimum Variance
LLR : Log-Likelihood Ratio
LMS : Least Mean Square
MAP : Maximum A Posteriori
MF-TDMA : Multiple Frequency – Time Division Multiple Access
MIMO : Multiple Input-Multiple Output
ML : Maximum Likelihood
MMSE : Minimum Mean Square Error
MOE : Minimum Output Energy
MPDR : Minimum Power Distortionless Response
MPEG : Moving Pictures Expert Group
NDA : Non Data Aided
NPR : Noise Power Ratio
ORC : Orthogonality Restoring Combining
PER : Packet Error Rate
pmf : probability mass function
PIC : Parallel Interference Cancellation
PSP : Per-Survivor Processing
QCB : Quadratically Constrained Beamformer
QPSK : Quaternary Phase Shift Keying
RLS : Recursive Least Square
SD : Soft Decision
SIC : Successive Interference Cancellation
SINR : Signal to Interference plus Noise Ratio
SISO : Soft In-Soft Out
SMI : Sample Matrix Inversion
SNR : Signal to Noise Ratio
SUMF : Single User Matched Filter
TCM : Trellis Coded Modulation
TD : Tentative Decision
TDM : Time Division Multiplex
ULPC : Up-Link Power Control
ZF : Zero-Forcing

INTRODUCTION

MOTIVATIONS

Différents systèmes de communications par satellite comme par exemple les systèmes de télécommunications en bande Ka utilisent une technologie multifaisceaux. Les avantages principaux de cette technologie sont d'une part des gains d'antenne élevés au niveau du satellite, qui améliorent le bilan de liaison, et d'autre part la réutilisation de fréquence, qui permet d'augmenter la capacité du système. Cependant, le dimensionnement de la couverture multifaisceaux et la conception des antennes sont contraints par la nécessité de limiter le niveau d'interférence co-canal, classiquement assimilée à un bruit au niveau du démodulateur. Si on considère la formation de faisceaux fixes, les contraintes consécutives sont particulièrement fortes sur la voie retour, où l'antenne doit assurer des gains élevés et une forte réjection d'interférence entre faisceaux co-fréquences.

Dans ce contexte, une solution potentielle pour s'affranchir de l'interférence co-canal est l'utilisation de techniques de démodulation multi-utilisateurs, qui peuvent permettre de relâcher les contraintes sur les antennes, ou encore d'envisager une réutilisation de fréquence plus efficace d'un point de vue capacité.

Nous considérons dans cette étude l'application de ces techniques de détection multi-utilisateurs dans un contexte de communications multimédia en bande Ka. Dans un tel système, les fortes contraintes d'efficacité en puissance et la nécessité d'une qualité de service élevée conduisent à envisager l'utilisation de puissants codes correcteurs d'erreurs, tels que les turbo-codes proposés dans la norme DVB-RCS.

Les techniques de détection multi-utilisateurs ont été principalement développées pour les communications terrestres à étalement de spectre. Durant les deux dernières décennies, une impressionnante quantité de travaux théoriques ont été menés. Des schémas de démodulation ou décodage conjoint présentant des performances proches de celles obtenues en l'absence d'interférence ont été proposés. Cependant, les modèles de canaux considérés dans ces études sont le plus souvent très simplifiés, et les paramètres du canal sont généralement considérés parfaitement connus. Un intérêt relativement réduit a été porté à la sensibilité des algorithmes aux erreurs d'estimation de canal, et plus généralement aux problèmes d'estimation de canal dans un environnement multi-utilisateurs, ce qui limite leur applicabilité.

CONTRIBUTIONS

Nous proposons dans cette thèse une architecture de démodulateur multi-utilisateurs adaptée au contexte multifaisceaux, en nous attachant à prendre en compte un canal réaliste par rapport au contexte et une connaissance a priori des paramètres du canal limitée.

Le démodulateur consiste en un schéma de soustraction parallèle d'interférence itératif utilisant les codes correcteurs. Il inclut aussi une (ré-)estimation de certains paramètres du canal : réponses en amplitude et en phases des signaux sur les différents faisceaux, et fréquences des signaux.

Différentes variantes de ce démodulateur sont évaluées (en considérant différents types de codage/décodage correcteur, avec ou sans recombinaison des signaux en sortie de la formation de faisceaux, ou encore avec différentes approches d'estimation de canal) en termes de taux d'erreurs binaire et d'erreur d'estimation de canal sur des configurations

d'interférence fictives. Nous montrons que les algorithmes considérés permettent d'approcher les performances mono-utilisateurs sur des configurations d'interférence caractérisées par des *C/I* très faibles. Nous supposons pour la démodulation que la formation de faisceaux permet d'obtenir un rapport signal à bruit plus interférence suffisant pour effectuer certaines étapes de synchronisation initiale : récupération d'horloge symbole et détection de préambule. Nous procédons à des évaluations de sensibilité pour un des algorithmes considérés, notamment en ce qui concerne la récupération d'horloge symbole.

Nous comparons ensuite les différents algorithmes sur un exemple de couverture multifaisceaux construite sur une antenne multisources à réflecteur. Le critère de comparaison utilisé est le pourcentage de la couverture pour lequel on atteint une qualité de service donnée. Nous montrons qu'avec le dimensionnement considéré, le fait de recombiner les signaux en sortie de la formation de faisceaux (pour maximiser le rapport signal à bruit) n'entraîne qu'une amélioration réduite des performances au prix d'une complexité significativement accrue.

ORGANISATION DE LA THESE

Le premier chapitre est dédié à la présentation du contexte des communications multifaisceaux par satellite. Nous introduisons d'abord le contexte système, puis quelques réflexions sur les problématiques de charge utile et de complexité liées à la formation de faisceaux et à l'utilisation de techniques de détection multi-utilisateurs, et nous faisons enfin un état de l'art des mesures d'interférence co-canal.

Le second chapitre présente un état de l'art sur les techniques de détection multi-utilisateurs dans le cas d'un accès en DS-CDMA sur canal AWGN.

Dans le troisième chapitre, nous décrivons et discutons le modèle des signaux reçus à l'entrée du démodulateur, et nous introduisons des définitions pour décrire les configurations d'interférence. Nous présentons ensuite les hypothèses retenues pour la conception des algorithmes. Nous introduisons finalement trois modèles de canal qui seront utilisés par la suite : le canal synchrone, le canal asynchrone et le canal asynchrone avec écarts de fréquence, ainsi que les configurations d'interférences fictives utilisées pour les évaluations de performance dans les quatrième et cinquième chapitres.

Le quatrième chapitre est consacré à l'évaluation des performances des algorithmes sur le canal synchrone. Nous introduisons deux types de récepteur : sans et avec recombinaison des signaux reçus en sortie de la formation de faisceaux. Les évaluations sont effectuées pour deux types de codage canal : codage convolutif et turbo-code.

Nous nous intéressons dans le cinquième chapitre au cas du récepteur sans recombinaison avec codage convolutif. Nous présentons l'extension de l'algorithme au canal asynchrone. Diverses évaluations de sensibilité de l'algorithme avec gigues sur les horloges symbole, contrôle de puissance imparfait ou écarts de fréquence montrent que c'est ce dernier point le plus critique. Nous proposons et évaluons alors diverses possibilités de prolongement de l'algorithme pour le canal asynchrone avec écarts de fréquence, avec des ré-estimations de canal par bloc ou encore en incluant des estimateurs de fréquence mono-utilisateurs.

Dans le sixième chapitre, nous considérons le canal synchrone avec codage convolutif, et nous proposons une comparaison des différents algorithmes sur une couverture multifaisceaux construite sur une antenne FAFR numérique. Nous montrons que les récepteurs avec

recombinaison n'entraînent qu'un gain très réduit sur ceux sans recombinaison, et que les seconds apparaissent donc préférables en raison de leur complexité nettement plus faible (ce qui justifie le choix de limiter l'étude aux algorithmes sans recombinaison dans le cinquième chapitre).

Nous concluons ce document avec un rappel des principaux résultats et des propositions de futurs axes de recherche.

CHAPITRE 1 : LES COMMUNICATIONS MULTIFAISCEAUX PAR SATELLITE

1.1 INTRODUCTION

Nous introduisons dans ce chapitre le contexte de l'étude.
Le paragraphe 1.2 présente l'approche générale de l'étude : l'utilisation des techniques de détection multi-utilisateurs pour le traitement des interférences co-canal sur la voie retour d'un système multifaisceaux, ainsi que le cas particulier d'application envisagé : les communications multimédia en bande Ka.
Le paragraphe 1.3 introduit ensuite quelques notions sur les charges utiles et les problèmes de complexité associés.
Le paragraphe 1.4 propose finalement une synthèse sur les mesures d'interférence co-canal classiques utilisées pour la conception antenne, qui seront utilisées dans la suite de l'étude.

1.2 LE CONTEXTE SYSTEME

1.2.1 Contexte général de l'étude

1.2.1.1 L'orbite géostationnaire

Nous considérons classiquement dans cette étude un satellite géostationnaire. La synchronisation de l'orbite du satellite avec la rotation de la Terre permet en effet de ne pas avoir à multiplier les satellites pour couvrir une zone de surface limitée. Elle permet aussi l'utilisation d'antennes ne nécessitant pas de poursuite du satellite au niveau de terminaux fixes (les antennes des terminaux sont pointées sur le satellite, en visibilité directe), des procédures de synchronisation au niveau trame relativement simples, et un effet Doppler quasi-inexistant. Ces avantages sont obtenus au prix de temps de propagation plus élevés et de pertes d'espace libre plus importantes que pour des orbites plus basses.

1.2.1.2 Les systèmes multifaisceaux

Le système considéré est un système multifaisceaux. La technologie multifaisceaux consiste à former au niveau du satellite une multitude de faisceaux étroits plutôt qu'un unique faisceau très large. Les conséquences sont d'une part des gains d'antennes plus importants sur les zones utiles (restreintes géographiquement pour chaque faisceau), et d'autre part la possibilité de réutiliser la ressource fréquentielle sur des zones suffisamment éloignées (ce qui permet une augmentation de la capacité du système). La réutilisation de fréquence constitue en fait une division spatiale de la ressource.

L'approche la plus classique consiste en une réutilisation de fréquence régulière. Pour construire une telle réutilisation, on pave la zone à couvrir (supposée plane) avec des hexagones de coté R. Ces hexagones, appelés cellules, peuvent être assimilés à des cercles de rayon R. Chaque cellule est éclairée par un faisceau. On définit ensuite un motif comportant K cellules adjacentes, chacune utilisant une sous-bande de fréquence différente. On obtient en pavant le plan avec ce motif la réutilisation sur toute la zone à couvrir. Pour qu'on puisse paver le plan, il faut que K soit de la forme $K = i^2 + ij + j^2$, i, j entiers positifs, i ou $j > 0$ [Lutz et. al, 2000]. Les premières valeurs possibles sont alors 1, 3, 4, 7. K est appelé nombre de réutilisation.

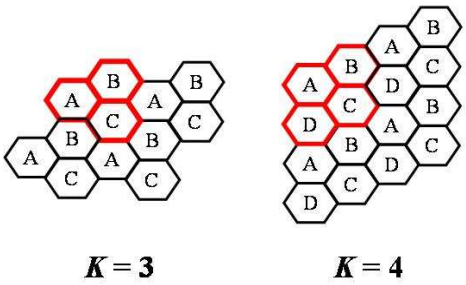


Figure 1-1 Illustration de la réutilisation de fréquence régulière avec des nombres de réutilisation de 3 et 4

La distance minimale $d_{\min}$ entre les centres de deux cellules co-canal (c'est-à-dire utilisant une même sous-bande) est alors :

$$d_{\min} = \sqrt{3K}R,$$

et la capacité du système C vérifie

$$C \propto \frac{1}{KR^2}.$$

On voit donc que pour augmenter la capacité du système, il faut diminuer le nombre de réutilisation K ou le rayon des cellules R. Cependant, ces diminutions entraînent aussi une diminution de la distance minimale entre les centres de cellules $d_{\min}$. Un utilisateur dans une cellule verra alors plus d'interférence co-canal (CCI pour « Co-Channel Interference ») due aux autres utilisateurs utilisant la même fréquence mais dans d'autres cellules. Cette interférence est généralement assimilée à un bruit supplémentaire au niveau du démodulateur, et entraîne alors une perte de performance sur la liaison. Le choix des valeurs de K et R résulte donc d'un compromis entre l'isolation qu'on veut obtenir entre les cellules co-canal et la capacité du système.

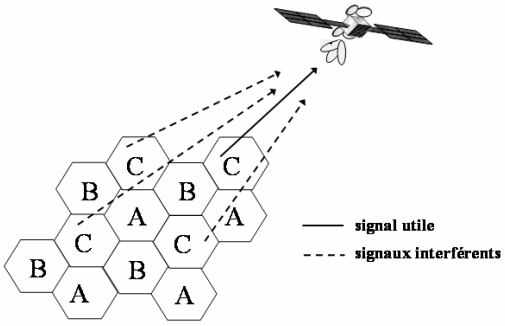


Figure 1-2 Illustration de l'interférence co-canal

Si la discrimination des signaux de cellules d'un même motif peut être obtenue par l'utilisation de sous-bandes de fréquence différentes, on peut aussi discriminer les signaux par leur polarisation (c'est-à-dire l'orientation du champ électrique de l'onde électromagnétique). L'utilisation des polarisations croisées permet un doublement de la ressource fréquentielle : on peut envisager d'utiliser les deux polarisations dans chaque cellule. Elle peut être aussi utilisée pour la construction de la réutilisation : on peut par exemple envisager un nombre de réutilisation de 4 avec 2 sous-bandes et 2 polarisations (sous-bande 1 – polarisation 1, sous-bande 1 – polarisation 2, sous-bande 2 – polarisation 1, sous-bande 2 – polarisation 2).

1.2.1.3 La voie retour

On considère dans cette étude la voie retour du système de communication, c'est-à-dire des utilisateurs vers le fournisseur de service. On se trouve donc en présence d'un grand nombre de terminaux utilisateurs transmettant des messages vers une ou plusieurs gateways via le satellite.

Au sein d'un même faisceau, les différents utilisateurs partagent la ressource fréquentielle. Le mode d'accès classique sur une voie retour par satellite est le MF-TDMA (Multiple Frequency - Time Division Multiple Access) : la ressource est divisée en temps et en fréquence. L'unité d'allocation est alors le slot, caractérisé par une fréquence centrale, une largeur de bande, un instant de début et une durée. Un slot correspond à un canal élémentaire (c'est-à-dire qu'il contient une unique porteuse).

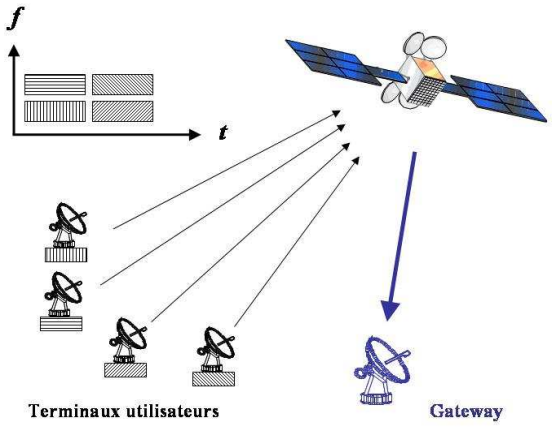


Figure 1-3 Principe d'une voie retour avec accès en MF-TDMA

1.2.1.4 Les interférences

1.2.1.4.1 Les sources d'interférences

On peut considérer trois types d'interférences (intra-systèmes) distincts dans le contexte envisagé :

- les interférences dues aux polarisations croisées (CrAI pour « Cross Channel Interference »),
- les interférences dues aux canaux adjacents (ACI pour « Adjacent Channel Interference »),
- les interférences co-canal (CCI).

Les CrAI apparaissent pour des signaux utilisant des polarisations croisées. Ces interférences dépendent du type des polarisations considérées : linéaires ou circulaires. Pour les polarisations linéaires, utilisables pour les systèmes avec terminaux fixes et satellite géostationnaire, où on peut aligner les antennes d'émission et réception, l'utilisation de bi-réflecteurs à grille permet généralement une bonne isolation (au prix d'une antenne de poids important).

Les ACI apparaissent pour des signaux occupant des canaux adjacents. Les non-linéarités des amplificateurs d'émission des terminaux entraînent un élargissement du spectre mesuré en terme d'ACPR : Adjacent Channel Power Ratio. Les non-linéarités du répéteur dans le cas d'un système transparent provoquent des produits d'intermodulation mesurés en terme de NPR : Noise Power Ratio [Maral & Bousquet, 1998].

Les CCI sont dues à l'isolation non parfaite des antennes de réception du satellite (et éventuellement des antennes d'émission sur la liaison descendante).

1.2.1.4.2 L'effet des interférences sur les performances d'une liaison

Dans les démodulateurs classiques, on assimile les interférences à un bruit additif (supposé blanc et gaussien) qui s'ajoute au bruit déjà observé sur la liaison. La densité spectrale de puissance équivalente est notée I_0. Dans le domaine des communications numériques, on travaille plus couramment avec des rapports de puissance du type puissance du signal utile sur puissance de l'interférence, notés C/I.

La présence d'interférences à C/I constant provoque l'apparition d'un plancher sur les courbes de BER en fonction du E_b/N_0. La figure suivante propose une illustration dans le cas d'une modulation QPSK non-codée, avec des interférences dont le comportement est blanc et gaussien. Si on vise par exemple un BER cible de 10^{-3}, on ne pourra pas l'atteindre, quelle que soit la puissance transmise, pour un C/I de 5 dB. Cependant, on voit que pour un C/I de 15 dB ce BER sera accessible, et se traduira par une perte de puissance Δ d'environ 1.5 dB.

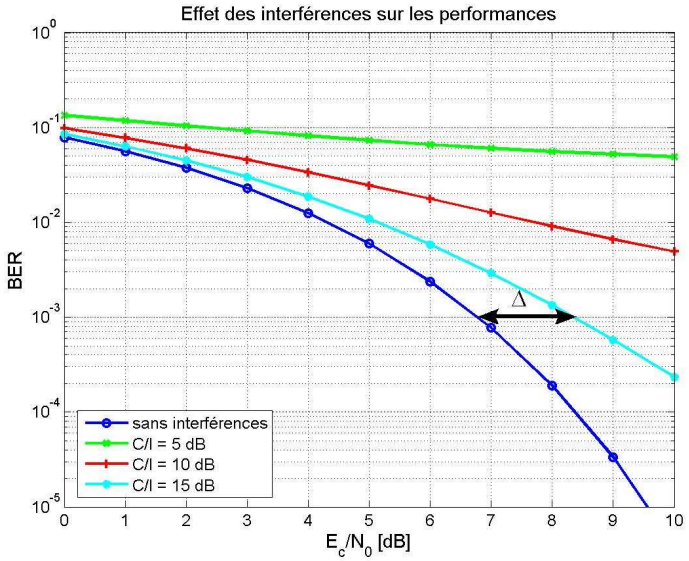


Figure 1-4 Effet des interférences sur les performances de la liaison pour un système non codé

1.2.1.5 L'approche proposée

L'approche consistant à assimiler les interférences intra-systèmes à un bruit additif en démodulant les différents signaux indépendamment les uns des autres est sous-optimale. On peut en effet potentiellement supprimer la dégradation due aux interférences en démodulant tous les signaux interférant entre eux simultanément (en utilisant la connaissance, même imparfaite, des signaux interférents) : on parle de détection multi-utilisateurs.

Dans cette étude, on s'intéresse à l'utilisation des techniques de détection multi-utilisateurs pour le traitement des CCI. La figure suivante en illustre le principe. L'utilisation de ces techniques va permettre de tolérer des niveaux d'interférence beaucoup plus grands (c'est-à-dire des C/I beaucoup plus petits) que les systèmes traditionnels. On peut ainsi envisager de modifier le dimensionnement de la réutilisation de fréquence de manière à augmenter la capacité du système, par exemple pour une réutilisation de fréquence régulière en diminuant

le nombre de réutilisation [Moher, 2000] ou encore en diminuant le rayon des cellules. On peut aussi envisager de relâcher les contraintes de réjection des interférences des antennes de réception au niveau du satellite pour en limiter la complexité matérielle.

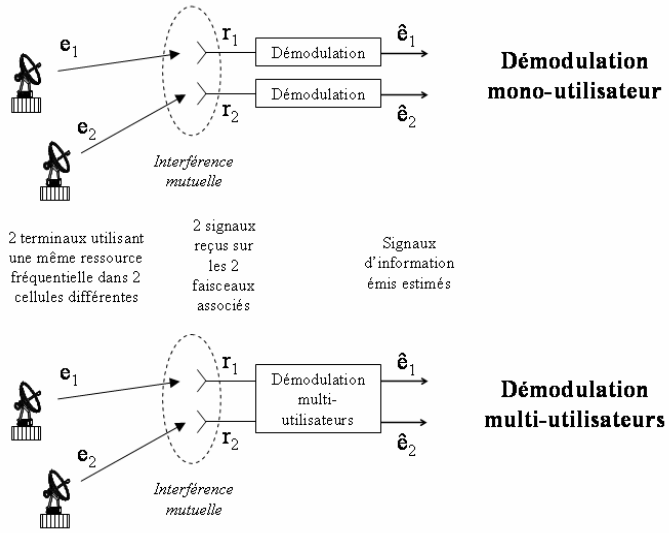


Figure 1-5 Illustration de l'approche proposée : détection multi-utilisateurs en sortie des faisceaux

1.2.2 Cas particulier d'application : les communications multimédia en bande Ka

Dans le contexte général proposé, on s'intéresse plus particulièrement au cas d'un système large bande basé sur la norme DVB-RCS et utilisant la bande Ka.

1.2.2.1 La bande Ka

L'utilisation de la bande Ka (autour de 30 GHz sur la liaison montante, autour de 20 GHz sur la liaison descendante) est principalement motivée par la saturation des bandes de fréquence plus basses. Un inconvénient majeur de cette bande est celui des pertes de propagation troposphérique [Castanet, 2001] qui augmentent d'une manière générale avec la fréquence. Les principaux phénomènes physiques rencontrés sont l'absorption par les gaz, les interactions avec les hydrométéores (particules d'eau solide ou liquide) et la scintillation. Les effets les plus pénalisants sont les effets d'atténuation dus à la pluie, qui peuvent présenter des amplitudes et des variations temporelles et spatiales importantes. D'autres inconvénients de la bande Ka sont les incertitudes de fréquence importantes ainsi que le bruit de phase provoqués par les oscillateurs des terminaux (problèmes dus à la nécessité de terminaux utilisateurs « bas coûts » et l'utilisation de hautes fréquences). Un avantage est le gain d'antenne potentiel supérieur à celui des fréquences plus basses pour une même taille de réflecteur. Cette augmentation en directivité des antennes conduit en général à considérer des couvertures multifaisceaux.

Les effets d'atténuation rencontrés dans la bande Ka nécessitent la mise en œuvre de techniques spécifiques : les « Fade Mitigation Techniques » (FMT). Les principales techniques sont le contrôle de puissance et les formes d'ondes adaptatives [Castanet, 2001] [Castanet et al., 2003] [Pech et al., 2001] [Pech et al., 2003].

Le contrôle de puissance consiste à adapter la puissance transmise à l'atténuation observée sur une liaison (et nécessite donc un recul de puissance en ciel clair). Le schéma le plus classique

est l' « Up-Link Power Control » (ULPC), qui vise à conserver une puissance constante en réception au niveau du satellite. Dans le cas d'un système transparent, l'ULPC permet en particulier de limiter l'effet de capture [Maral & Bousquet, 1998] du aux non linéarités du répéteur.

Les formes d'onde adaptatives consistent à diminuer le C/N_0 cible jusqu'à ce qu'il soit compatible avec la puissance physique disponible. On peut jouer sur plusieurs paramètres : le débit utile, le taux de codage et l'ordre de la modulation. Différents schémas de codage sont notamment prévus dans la norme DVB-RCS pour mettre en œuvre ces formes d'onde adaptatives.

1.2.2.2 La norme DVB-RCS

La norme DVB-RCS [DVB-RCS (a)] [DVB-RCS (b)] est conçue pour des applications interactives par satellite, avec un satellite géostationnaire et des terminaux fixes, et définit une voie retour. Elle donne une spécification complète au niveau de la couche accès et de la couche physique.

L'accès est en MF-TDMA fixe (durées et largeurs des slots de trafic fixées) ou dynamique (durées et largeurs des slots de trafic variables). Le second permet une allocation des ressources plus flexible mais est plus complexe à mettre en œuvre. La norme définit des procédures pour la connexion des utilisateurs, leur synchronisation au niveau trame et la gestion des ressources.

Quatre types de burst sont définis. On se concentre ici sur les bursts de trafic. Deux modes sont alors possibles. Les bursts de trafic ATM sont constitués de 1, 2 ou 4 cellules ATM de 53 ou 55 octets avec un préambule. Les bursts de trafic MPEG sont constitués de 12N (N pouvant prendre les valeurs de 1 à 12) paquets MPEG2-TS de 188 octets avec un préambule.

La modulation est de type QPSK avec un filtrage en racine de cosinus surélevé de rolloff 0.35. Deux types de schéma de codage sont possibles

- le schéma hérité du DVB-S avec concaténation d'un code de Reed-Solomon et d'un code convolutif sans entrelacement,
- un schéma de turbo-codage parallèle.

Dans le premier schéma, le code convolutif mère a un taux 1/2, et peut être poinçonné pour obtenir les taux 2/3, 3/4, 5/6, et 7/8. Le second schéma consiste en un turbo-code parallèle duo-binaire avec circularisation des treillis de taux naturel 1/3, et le poinçonnage permet d'obtenir les taux 2/5, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8.

1.2.2.3 L'effet des interférences sur les points de fonctionnement DVB-RCS

Comme dans le paragraphe 1.2.1.4.2, on peut évaluer la perte de puissance due aux interférences en fonction du C/I dans le cas des schémas du DVB-RCS. On peut utiliser directement

$$\Delta = \frac{1}{1 - m\rho \left.\frac{E_b}{N_0}\right|_{cible} \left(\frac{C}{I}\right)^{-1}}$$

où $m = \log2(M)$, avec M le nombre de symboles de la constellation, ρ est le taux de codage, et $E_b/N_0|_{cible}$ est le E_b/N_0 nécessaire sans interférence. La figure suivante propose une illustration de cette perte de puissance en utilisant les E_b/N_0 indiqués dans les directives [DVB-RCS (b)]

pour les turbo-codes. Naturellement, les faibles *C/I* sont beaucoup plus pénalisant pour les schémas à haute efficacité spectrale que pour les schémas à basse efficacité spectrale.

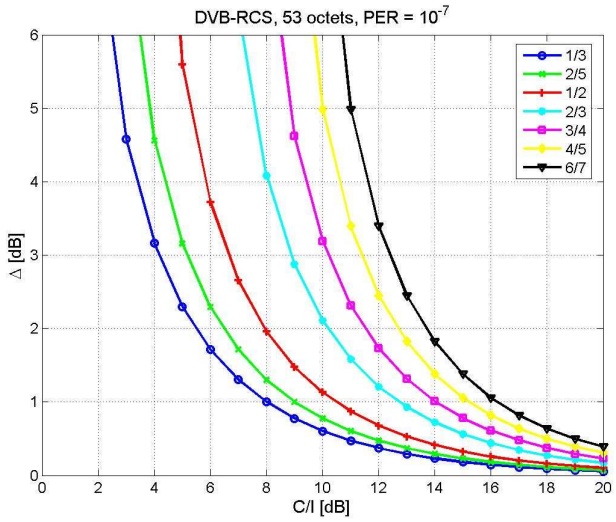


Figure 1-6 Pertes en puissance dues aux interférences pour divers schémas du DVB-RCS

On peut noter que si on sort des schémas de modulation/codage du DVB-RCS pour aller vers des modulations d'ordres supérieurs (avec une plus grande efficacité spectrale), l'impact du *C/I* devient encore plus important, et l'intérêt d'un traitement des interférences est renforcé.

1.3 LES PROBLEMATIQUES DE CHARGE UTILE ET D'ANTENNE

Les systèmes multifaisceaux sont largement dimensionnés par la complexité de la charge utile du satellite, et notamment de l'antenne et de la formation de faisceaux. Dans notre cas, le caractère transparent ou régénératif du satellite a de plus un impact sur le positionnement possible du traitement multi-utilisateurs. On discute dans ce paragraphe les architectures envisageables. On introduit aussi quelques notions de complexité de charge utile liées à la formation de faisceaux.

1.3.1 Les architectures de charge utile

1.3.1.1 Charge utile transparente

1.3.1.1.1 Charge utile transparente analogique

Une charge utile transparente analogique consiste essentiellement en une translation en fréquence des signaux reçus au niveau du satellite avant une amplification pour les re-émettre sur la liaison descendante vers une gateway. Les avantages de ce type de charge utile sont sa simplicité de mise en œuvre et l'indépendance par rapport aux formes d'onde utilisées, ce qui permet d'envisager des modifications des schémas de transmission sans conséquence sur le satellite. Les inconvénients principaux sont l'absence de flexibilité pour une éventuelle commutation de porteuses ou de paquets visant à interconnecter deux terminaux sans repasser par une gateway (pour limiter les temps de transmission), et les non-linéarités générées par l'amplificateur bord qui peuvent aboutir à une importante dégradation de certaines porteuses dans le cas d'un accès en MF-TDMA en l'absence de contrôle de puissance.

1.3.1.1.2 Charge utile transparente numérique

Dans le cas d'une charge utile transparente numérique, les signaux sont numérisés (mais pas démodulés) à bord du satellite. Les avantages de cette charge utile sur la précédente sont la

possibilité de commuter les porteuses ou les paquets et d'effectuer un contrôle de gain porteuse par porteuse qui limite l'effet des non-linéarités de l'amplificateur bord. Un inconvénient est la consommation importante des convertisseurs analogique-numérique, et plus généralement des équipements numériques.

1.3.1.2 Charge utile régénérative

Dans le cas d'une charge utile régénérative, les signaux sont démodulés à bord du satellite (qui n'est donc plus indépendant de la forme d'onde). Un satellite régénératif permet notamment d'améliorer le bilan de liaison en évitant d'amplifier le bruit de la liaison montante et en utilisant un accès optimisé pour la liaison descendante (classiquement un flux TDM pour « Time Division Multiplex ») au prix d'une complexité importante des traitements numériques de démodulation, critiques en terme de consommation.

Il est aussi possible d'envisager des satellites partiellement régénératifs, où seule une partie de la bande utilisée est échantillonnée et démodulée pour limiter la complexité des traitements numériques.

1.3.1.3 Architectures retenues

L'approche proposée au paragraphe 1.2.1.5 peut être envisagée pour les trois types de charges utiles.

Dans le cas d'un satellite régénératif, le traitement multi-utilisateurs doit être envisagé à bord du satellite. Sa complexité peut alors apparaître critique, et conduire à envisager un traitement sur une partie limitée de la bande.

Dans le cas d'un satellite transparent, il peut être envisagé au niveau des gateways où la complexité n'est plus critique. Les non-linéarités de l'amplificateur bord peuvent cependant entraîner une dégradation des performances du traitement multi-utilisateurs [Caire et al., 2005]. Mais la contrainte principale sur un traitement au niveau des gateways provient en fait de la nécessité de disposer de tous les signaux co-fréquences interférant entre eux au niveau d'une même gateway pour effectuer la démodulation conjointe. Pour un système avec un grand nombre de faisceaux, la descente vers une même gateway de toutes les sous-bandes co-fréquences sur la liaison montante nécessiterait une largeur de bande disponible sur la liaison descendante peu réaliste. Une approche pour résoudre le problème peut être de considérer une réutilisation de fréquence moins classique, telle que celle proposée par [Caire et al., 2005], où le traitement multi-utilisateurs est effectué sur des motifs de 8 cellules co-fréquences adjacentes.

Dans la suite de cette étude, on considère pour s'affranchir des problèmes posés par les non-linéarités et ceux liés à la descente des signaux co-fréquences vers une même gateway un traitement multi-utilisateurs à bord du satellite (qui est donc régénératif). Si le traitement peut apparaître peu crédible d'un point de vue complexité pour un système large bande, il peut être envisagé sur une partie réduite de la bande uniquement (par exemple en considérant un traitement multi-utilisateurs uniquement pour les schémas à haute efficacité spectrale, qui sont les plus pénalisés par les interférences, comme on l'a vu dans le paragraphe 1.2.2.3), éventuellement avec un satellite partiellement régénératif. Il peut être aussi envisagé pour des systèmes à bande plus étroite basés sur un satellite géostationnaire avec réutilisation de fréquence tels que Inmarsat [Mallison & Robson, 2001] d'EADS-Astrium, ou encore pour des systèmes à couverture très réduite comme le projet CRIES d'Alcatel Alenia Space [Gayrard & Blanc, 2004]. On notera que les méthodes développées dans cette étude peuvent aussi être

adaptées au cas d'une approche avec traitement multi-utilisateurs au niveau des gateways en définissant une réutilisation de fréquence adaptée.

1.3.2 Les concepts d'antenne

Les concepts d'antenne envisageables pour les couvertures multifaisceaux en bande Ka sont [Mangenot & Albert, 2002]

- « un faisceau correspond à un élément rayonnant ».
- « un faisceau est formé à partir de plusieurs éléments rayonnants ».

Ces concepts sont illustrés sur la figure suivante.

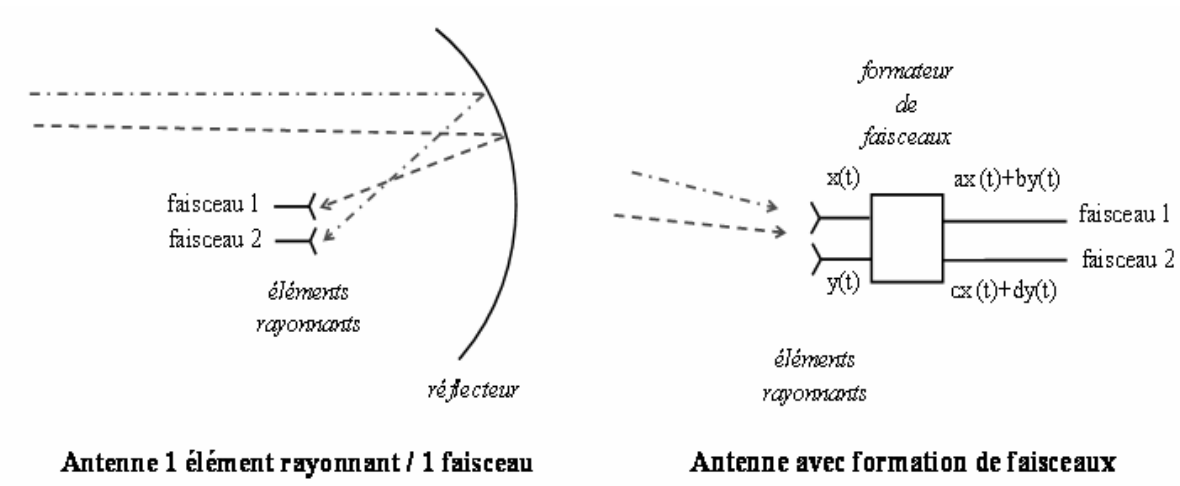


Figure 1-7 Illustration de différents concepts d'antenne

Dans le premier cas, chaque faisceau est réalisé directement par un élément rayonnant. Le réseau des éléments rayonnants est généralement disposé au foyer d'un réflecteur. Pour un schéma de réutilisation donné, l'écart entre deux cellules impose l'écart entre deux éléments rayonnants. Si la taille des éléments rayonnants est trop importante, il faut alors multiplier les ouvertures rayonnantes.

Dans le second cas, chaque faisceau est réalisé par plusieurs éléments rayonnants. La formation d'un faisceau est réalisée en prenant une combinaison linéaire des signaux mesurés sur les différents éléments rayonnants. On parle de filtrage spatial. On distingue alors [Cailloce et al., 2001] :

- les DRA (Direct Radiating Array) : tous les éléments rayonnants, en visibilité directe, participent à la formation d'un faisceau,
- les FAFR (Focal Array Feed Reflector) : les éléments rayonnants sont disposés au foyer d'un réflecteur, chaque faisceau est formé en utilisant un nombre réduit d'éléments rayonnants,
- les IA (Imaging Array) : deux réflecteurs sont utilisés.

La nature de la formation de faisceaux (analogique ou numérique), sa position dans la chaîne de réception (avant ou après le démultiplexage fréquentiel pour une formation de faisceaux numérique), ou encore le type d'antenne (DRA, FAFR ou IA) dimensionnent très largement la complexité de la charge utile. Il apparaît cependant très difficile de procéder à des évaluations de complexité de charge utile (en comparant des charges utiles assurant les mêmes services !) sans une mission de référence bien définie. On se limite donc ici à évoquer ces problèmes.

A titre d'illustration, des exemples d'approches pour les évaluations de complexité, et plus particulièrement pour le cas de la formation de faisceaux numérique, sont proposés en Annexe A1.1.

1.4 LES MESURES D'INTERFERENCE EN ANTENNE

1.4.1 Hypothèses et notations

Afin d'évaluer les performances des différentes méthodes de détection multi-utilisateurs, on s'intéresse maintenant aux mesures des CCI. On regarde plus particulièrement les mesures utilisées pour les couvertures multifaisceaux à coefficients fixes, en réception au niveau de l'antenne du satellite. Pour le cas de la formation de faisceaux adaptative, assez différent, quelques mesures possibles sont brièvement présentées en Annexe A1.3.

Pour les couvertures multifaisceaux à coefficients fixes, deux types d'approches sont envisageables :

- une approches pire cas, classiquement utilisée pour la conception antenne [Alcatel-DEF-C-I],
- une approche statistique, qui se rapproche des évaluations « système » [Alcatel-IFMT] [Moher et al., 1996] [Donny et al., 2003].

Traditionnellement, la conception antenne est en effet réalisée en utilisant une isolation composite pire cas (avec ou sans contrôle de puissance). Cependant, l'utilisation d'un pire cas, par exemple pour les bilans de liaison, conduit à largement sur-dimensionner le système. On peut donc envisager pour avoir un résultat plus significatif des évaluations statistiques de *C*/*I*. On présente ici les deux approches dans les paragraphes 1.4.2 et 1.4.3, puis on propose une illustration dans le paragraphe 1.4.4.

On considère dans la suite un canal élémentaire d'une sous-bande donnée, avec des signaux co-fréquences (iso-fréquences et de même débit symbole) reçus en parallèle sur les différents faisceaux : $G_a(x_b)$ désigne le gain en puissance du faisceau formé pour la cellule *a* dans la direction x_b (dans la cellule *b*). L'indice *u* (resp. *i*) indique qu'on considère le faisceau ou la direction correspondant au signal utile (resp. interférent). Les signaux reçus sont supposés correspondre à un même schéma de modulation/codage et être affectés d'atténuations atmosphériques identiques. Cette dernière hypothèse peut être relâchée en prenant en compte l'utilisation de contrôle de puissance, et plusieurs définitions peuvent alors être utilisées.

1.4.2 Définitions des C/I : approche pire cas

Les définitions proposées sont issues de [Alcatel-DEF-C-I] (paragraphes 1.4.2.1 et 1.4.2.3) et inspirées de [Alcatel-IFMT] [Moher et al., 1996] (paragraphe 1.4.2.2). On définit :

1 L'isolation entre 2 faisceaux *u* et *i* pour les directions x_u et x_i : $C/I_{u/i}(x_u, x_i)$,

2 L'isolation pire cas entre 2 faisceaux *u* et *i* : $C/I_{u/i}$,

3 L'isolation composite pour le faisceau *u* : C/I_u,

4 L'isolation composite pire cas : C/I.

L'isolation composite correspond à l'isolation en agrégeant toutes les interférences sur toutes les cellules co-fréquences.

1.4.2.1 Sans contrôle de puissance

Les signaux sont supposés reçus « à même puissance en amont de la formation de faisceaux ». On a alors :

1 $C/I_{u/i}(x_u, x_i) = \dfrac{G_u(x_u)}{G_u(x_i)}$

2 $C/I_{u/i} = \dfrac{\min\limits_{x_u} G_u(x_u)}{\max\limits_{x_i} G_u(x_i)}$

3 $C/I_u = \dfrac{\min\limits_{x_u} G_u(x_u)}{\sum\limits_{i \neq u} \max\limits_{x_i} G_u(x_i)}$

4 $C/I = \min\limits_{u} C/I_u$

On peut aussi définir un *C/I* pire cas pour une direction donnée x_u :

$$C/I_{u/i}(x_u) = \frac{G_u(x_u)}{\sum\limits_{i \neq u} \max\limits_{x_i} G_u(x_i)}.$$

1.4.2.2 Avec contrôle de puissance : approche dynamique

Le contrôle de puissance envisagé est un schéma de type ULPC dynamique. Les signaux sont donc supposés reçus « à même puissance en aval de la formation du faisceau correspondant », pour tous les faisceaux/toutes les cellules sur toute la couverture. Soit P_{nom} cette puissance. Si on considère un signal utile et un signal interférent, en notant :

- P_u la puissance du signal utile en sortie du faisceau utile,
- P_i la puissance du signal interférent en sortie du faisceau utile,
- P_{RXi} la puissance du signal interférent avant la formation de faisceaux,

on a

- $P_u = P_{nom}$,
- $P_i = P_{RXi} G_u(x_i)$,
- $P_{RXi} G_i(x_i) = P_{nom}$,

d'où

$$C/I_{u/i}(x_u, x_i) = \frac{P_u}{P_i} = \frac{G_i(x_i)}{G_u(x_i)} = C/I_{u/i}(x_i),$$

indépendant de la direction du signal utile. On obtient les définitions suivantes :

1 $C/I_{u/i}(x_i) = \dfrac{G_i(x_i)}{G_u(x_i)}$

2 $C/I_{u/i} = \min\limits_{x_i} C/I_{u/i}(x_i)$

3 $C/I_u = \dfrac{1}{\sum\limits_{i \neq u} \max\limits_{x_i} \left(\dfrac{G_u(x_i)}{G_i(x_i)} \right)}$

4 $C/I = \min\limits_{u} C/I_u$

Puisque ces définitions sont indépendantes de la direction du signal utile, le *C/I* pire cas pour une direction donnée x_u correspond dans ce cas à l'isolation composite pour le faisceau *u* (c'est-à-dire la définition 3).

1.4.2.3 Avec contrôle de puissance : approche statique

Le contrôle de puissance envisagé est maintenant un schéma de type ULPC statique, consistant à pré-compenser les diagrammes d'antennes pour obtenir des diagrammes

équivalents plats sur chaque faisceau par un recul en puissance. Si on considère un signal utile et un signal interférent, en notant

- P_u la puissance du signal utile en sortie du faisceau utile,
- P_i la puissance du signal interférent en sortie du faisceau utile,
- P_{RXi} la puissance du signal interférent avant formation de faisceaux,
- $P_{RX,Gmin}$ la puissance avant la formation de faisceaux du signal utile de plus faible gain sur la cellule utile,

on a

- $P_u = P_{RX,G\min} \min_{x_u} G_u(x_u)$
- $P_i = P_{RXi} G_u(x_i)$
- $P_{RXi} G_i(x_i) = P_{RX,G\min} \min_{x_i} G_i(x_i)$

d'où

$$C/I_{u/i}(x_u, x_i) = \frac{P_u}{P_i} = \frac{G_i(x_i) \min_{x_u} G_u(x_u)}{G_u(x_i) \min_{x_i} G_i(x_i)},$$

indépendant de la direction du signal utile.

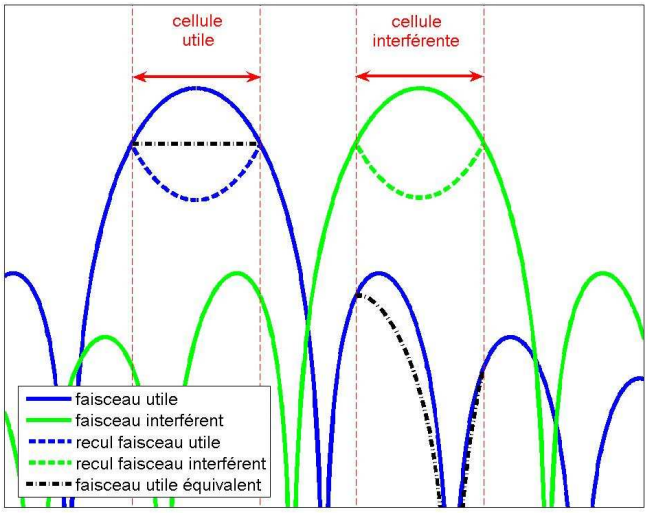


Figure 1-8 Illustration du principe de la pré-compensation des diagrammes par un recul en puissance

On obtient les définitions suivantes :

1 $$C/I_{u/i}(x_i) = \frac{G_i(x_i) \min_{x_u} G_u(x_u)}{G_u(x_i) \min_{x_i} G_i(x_i)}$$

2 $$C/I_{u/i} = \min_{x_i} C/I_{u/i}(x_i)$$

3 $$C/I_u = \frac{\min_{x_u} G_u(x_u)}{\sum_{i \neq u} \max_{x_i} \left(\frac{G_u(x_i) \min_{x_i} G_i(x_i)}{G_i(x_i)} \right)}$$

4 $C/I = \min_u C/I_u$

Puisque ces définitions sont indépendantes de la direction du signal utile, le *C/I* pire cas pour une direction donnée x_u correspond dans ce cas à l'isolation composite pour le faisceau *u* (c'est-à-dire la définition 3), comme dans le cas avec contrôle de puissance dynamique.

1.4.2.4 Remarque sur les définitions avec contrôle de puissance

Les deux définitions de *C/I* avec contrôle de puissance proposées donnent des formules différentes, mais très proches. On peut remarquer en particulier qu'elles sont confondues pour

$$\min_{x_u} G_u(x_u) = \min_{x_i} G_i(x_i) .$$

En pratique, on peut considérer qu'elles donnent des résultats pratiquement identiques et qu'elles ne diffèrent qu'au niveau de l'approche :

- la première est basée sur un contrôle de puissance dynamique visant à obtenir « une puissance constante des signaux en sortie du faisceau correspondant », et on considère donc un alignement à une puissance donnée pour toutes les cellules/tous les faisceaux sur toute la couverture,
- la seconde est basée sur un contrôle de puissance statique (ce qui permet une interprétation à partir des diagrammes d'antenne) en pré-compensant les diagrammes par un recul en puissance de façon à obtenir « une puissance constante des signaux d'une cellule en sortie du faisceau correspondant », mais cette puissance est déterminée par le gain minimum sur la cellule considérée, et peut donc varier d'une cellule à l'autre/d'un faisceau à l'autre sur la couverture.

Dans la suite, on retient uniquement l'approche de type contrôle de puissance dynamique.

1.4.3 Définitions des C/I : approche statistique

On peut définir par exemple :

1 la distribution de l'isolation pour une direction donnée x_u,
2 la distribution de l'isolation pour une cellule donnée *u*.

Dans le cas sans contrôle de puissance, on obtient

1 $p\left(C/I_u(x_u, x_i) = c/i\right)$, avec $C/I(x_u, x_i) = \dfrac{G_u(x_u)}{\sum_{i \neq u} G_u(x_i)}$,

2 $p\left(C/I_u(x_i) = c/i\right)$, avec $C/I(x_i) = \dfrac{E_{x_u}\left(G_u(x_u)\right)}{\sum_{i \neq u} G_u(x_i)}$,

Dans le cas avec contrôle de puissance dynamique, les deux définitions sont confondues et données par

$$p\left(C/I_u(x_i) = c/i\right), \text{ avec } C/I_u(x_i) = \frac{1}{\sum_{i \neq u} \dfrac{G_u(x_i)}{G_i(x_i)}} .$$

1.4.4 Exemple d'utilisation des C/I

Ce paragraphe illustre quelques unes des définitions introduites ainsi que l'effet de la prise en compte du contrôle de puissance dans les définitions des *C/I*. On procède ici à des mesures sur une couverture multifaisceaux dont les pondérations ont été préalablement optimisées.

Une autre illustration de l'effet de la prise en compte du contrôle de puissance sur le dimensionnement d'une couverture multifaisceaux est proposée en Annexe A1.2.

1.4.4.1 Description de l'antenne et de la couverture

On considère un modèle d'antenne FAFR en bande Ka fourni par Alcatel Alénia Space. Cette antenne est dérivée de celle du projet Européen de Multikara. Elle a été développée sous le logiciel GRASP. Elle utilise la bande de fréquence 29.5-30 GHz en 4 sous-bandes de 125 GHz avec une seule polarisation. Le réflecteur a un diamètre de 1.2 m et une distance focale de 1m. Le réseau est constitué de 119 éléments rayonnants, espacés de 12.8 mm (1.2 fois la longueur d'onde), sur un maillage hexagonal.

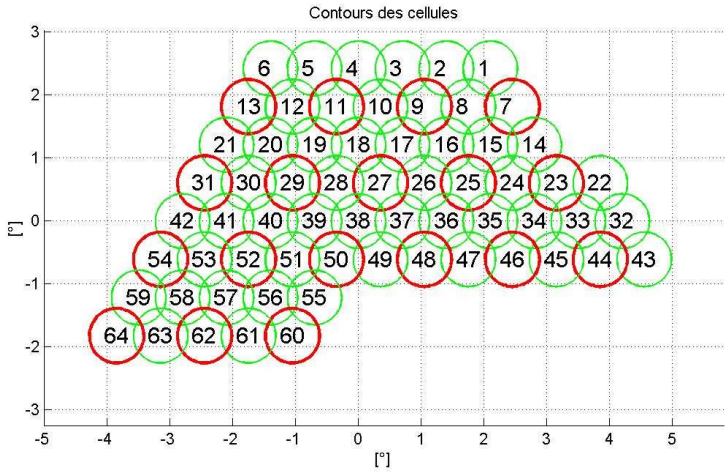


Figure 1-9 Répartition des cellules sur la couverture considérée

La couverture considérée est formée de 64 faisceaux en 4 sous-bandes. L'écartement angulaire entre les centres des cellules est de 0.7° en élévation et de 0.6° en azimut. Les pondérations ont été optimisées en gain et isolation composite pire cas sans contrôle de puissance sur chaque cellule. Les instabilités ont été prises en compte en élargissant le rayon des cellules pour le calcul du *C/I* à 0.435° (et sont prises en compte de la même façon pour les évaluations de *C/I* dans le paragraphe suivant).

1.4.4.2 Exemple de distributions de C/I

Des résultats sont proposés dans le Tableau 1-1 et la Figure 1-10.

On constate que les isolations composites pires cas sur un faisceau (qui correspondent aux plus basses valeurs des *C/I* sur la figure Figure 1-10) avec contrôle de puissance sont légèrement plus élevées que celles sans contrôle de puissance. Cependant, les isolations composites moyennes avec contrôle de puissance sont plus faibles que celles sans contrôle de puissance (Tableau 1-1). On peut aussi remarquer que les isolations composites avec contrôle de puissance ont une variance plus faible que celles sans contrôle de puissance sur une cellule donnée.

On peut noter que les *C/I* obtenus sur cette couverture sont élevés, mais que modifier la couverture en diminuant le nombre de réutilisation ou la taille des cellules conduirait à des *C/I* plus faibles.

cellule	gain pire cas [dB]	*C/I* pire cas [dB]
7	42	28,58
9	42,15	25,72
11	42	24,31
13	42,01	27,11
23	42	26,86
25	43,27	23,23
27	43,12	22,12
29	43,38	24,45
31	42,59	24,48
44	42	25,74
46	42	27,57
48	42,01	26,45
50	43,46	24,28
52	43,37	24,37
54	43,1	26,44
60	42	31,17
62	43,17	27,02
64	42	27,58

cellule	cellules co-canal adjacentes	*C/I* moyen [dB]	écart type *C/I* [dB]	*C/I* moyen avec contrôle de puissance [dB]	écart type *C/I* avec contrôle de puissance [dB]
7	9-23-26	34,8	2	34,5	1,8
27	9-11-25-29-48-50	27,4	1,9	27	1,3
52	29-31-50-54-60-62	29,4	1,9	28,9	1,5
64	54-62	32,6	2	33	1,9

Tableau 1-1 Valeurs des gains et C/I sur la couverture

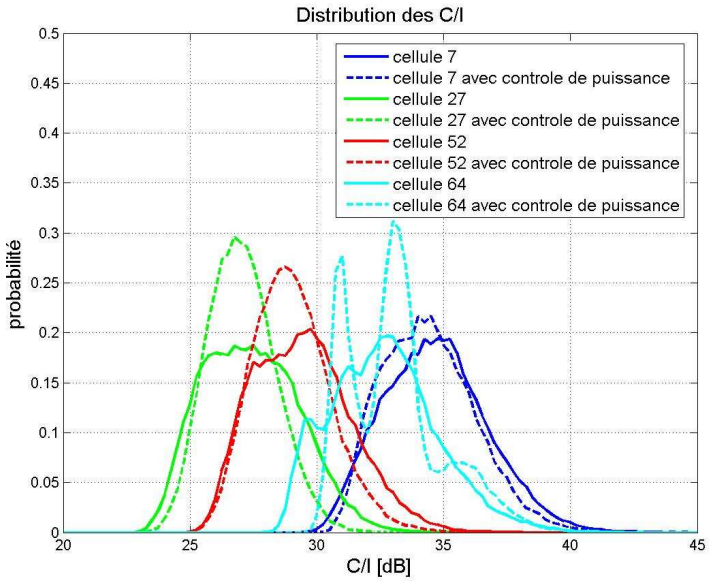


Figure 1-10 Distribution des C/I sur quelques cellules

1.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps décrit le contexte de l'étude et l'approche envisagée : l'utilisation de techniques de détection multi-utilisateurs pour le traitement des CCI sur la voie retour d'un système de communications multifaisceaux par satellite, ainsi que le cas particulier d'application envisagé : les communications multimédia en bande Ka.
Nous avons ensuite discuté la nature possible de la charge utile. Pour simplifier le problème, nous avons choisi de considérer dans la suite de l'étude une charge utile régénérative. Nous avons aussi brièvement introduit les grands concepts d'antennes et quelques notions de complexité de charge utile.
Nous avons finalement présenté les mesures de CCI utilisées pour la conception antenne, incluant ou non l'effet d'un contrôle de puissance, qui seront utilisées dans la suite de l'étude.

Nous nous intéressons dans le chapitre suivant aux différentes techniques de détection multi-utilisateurs envisageables.

CHAPITRE 2 : TECHNIQUES DE DETECTION MULTI-UTILISATEURS

2.1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente un état de l'art sur les techniques de détection multi-utilisateurs. Ces techniques ont été initialement et principalement développées pour les communications terrestres à étalement de spectre. Elles sont exposées ici dans ce contexte. Nous considérons plus précisément un accès en DS-CDMA avec modulation BPSK sur canal AWGN. On notera que ces techniques sont généralement transposables à n'importe quel type d'accès, et que certaines des références indiquées dans la suite considèrent un accès différent.

Le chapitre est divisé en deux parties.

Les systèmes non codés font l'objet du paragraphe 2.2.
Nous nous intéressons d'abord à la modélisation et aux différentes formulations du problème qui peuvent être envisagées dans paragraphe 2.2.1. Nous y distinguons classiquement les cas synchrone et asynchrone :

- cas synchrone : les instants optimaux d'échantillonnage sont les mêmes pour tous les utilisateurs,
- cas asynchrone : les instants optimaux d'échantillonnage sont a priori différents pour tous les utilisateurs.

Nous présentons ensuite les méthodes classiques de détection multi-utilisateurs dans le cas d'un système non codé.
Nous séparons grossièrement les méthodes essentielles en trois groupes :

- les détecteurs issus du maximum de vraisemblance (paragraphe 2.2.3),
- les détecteurs linéaires (paragraphe 2.2.4),
- les détecteurs par soustraction des interférences (paragraphe 2.2.5).

On peut noter que les détecteurs linéaires sont parfois interprétés comme des méthodes de démodulation mono-utilisateur dans un environnement multi-utilisateurs plutôt que comme des détecteurs multi-utilisateurs.

Les systèmes codés font l'objet du paragraphe 2.3, dans lequel nous présentons les grands principes du décodage multi-utilisateurs.

2.2 SYSTEMES NON CODES

2.2.1 Modèle et notations

2.2.1.1 Modélisation des signaux reçus

On considère donc un accès DS-CDMA par burst, avec des signaux modulés BPSK. Le canal est AWGN. On travaille sur les enveloppes complexes des signaux. Pour simplifier la présentation, on utilise des notations réelles (on travaille uniquement sur une voie, en supposant que la phase, commune à tous les utilisateurs, à été préalablement corrigée).

L'enveloppe complexe du signal reçu $r(t)$ peut alors s'écrire comme la somme des enveloppes complexes des signaux $r_k(t)$ reçus de chacun des K utilisateurs et d'un bruit blanc gaussien :

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} r_k(t) + n(t) \qquad (2.1)$$

avec

$$r_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_k b_k[i] s_k(t - iT - \tau_k) \tag{2.2}$$

où

- K est le nombre d'utilisateurs,
- N le nombre de symboles dans le burst,
- T la période symbole,
- a_k l'amplitude du signal reçu de l'utilisateur k,
- b_k[i] le $i^{\text{ème}}$ bit/symbole de l'utilisateur k, décrit comme une variable aléatoire :
  - $b_k[i] \in \{-1,1\}$
  - $E(b_k[i]) = 0$
  - $E(b_k[i]b_l[j]) = \delta(k-l)\delta(i-j)$
- $s_k(t)$ la signature normalisée en puissance de l'utilisateur k, supposée à support borné sur une durée symbole :
  - $\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t)^2 dt = 1$
  - $s_k(t) = 0$ pour $t \notin [0,T]$
- $n(t)$ un bruit additif blanc gaussien de variance σ^2
- τ_k l'horloge symbole (ou encore le retard) de l'utilisateur k, les utilisateurs étant numérotés (sans perte de généralités) par ordre de retards croissants :
  - $0 < \tau_1 < \tau_2 < \ldots < \tau_K < T$.

Les signatures peuvent être écrites explicitement pour faire apparaître les séquences d'étalement :

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{N_c-1} c_k[m] h(t - mT_c) \tag{2.3}$$

où

- $c_k[m]$ est la $m^{\text{ième}}$ valeur de la séquence d'étalement de l'utilisateur k normalisée en puissance :
  - $c_k[m] = \pm \frac{1}{\sqrt{N_c}}$
  - N_c est la longueur de la séquence d'étalement
- $h(t)$ est la forme d'onde du chip, normalisée en puissance et à support borné sur la durée d'un chip :
  - $\int_{-\infty}^{+\infty} h(t)^2 dt = 1$
  - $h(t) = 0$ pour $t \notin [0,T_c]$
- T_c est la période du chip.

2.2.1.2 Modélisation avec filtrage adapté

Un grand nombre de détecteurs sont basés sur les sorties des filtres adaptés à chaque utilisateur. On introduit :

- $y_k[i] = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) s_k(t - iT - \tau_k) dt$ la sortie du filtre adapté pour le $i^{\text{ème}}$ symbole de l'utilisateur k,

- $R_{k,l}[i] = \int_{-\infty}^{+\infty} s_l(t-\tau_l)s_k(t-iT-\tau_k)dt$ l'intercorrélation entre les signatures des utilisateurs k et l décalée de i symboles,
- $n_k[i] = \int_{-\infty}^{+\infty} n(t)s_k(t-iT-\tau_k)dt$ le bruit en sortie du filtre adapté pour le $i^{\text{ème}}$ symbole de l'utilisateur k,
- $\mathbf{b}[i] = \begin{pmatrix} b_1[i] \\ \vdots \\ b_K[i] \end{pmatrix}$, $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_1 & & \\ & \ddots & \\ & & a_K \end{pmatrix}$, $\mathbf{y}[i] = \begin{pmatrix} y_1[i] \\ \vdots \\ y_K[i] \end{pmatrix}$, $\mathbf{R}[i] = (R_{k,l}[i])_{k,l}$.

On peut remarquer qu'on a :

- $s_k(t) = 0$ pour $t \notin [0,T] \Rightarrow R_{k,l}[i] = 0 \ \forall i$ tel que $|i|>1$,
- $R_{k,l}[\mathrm{i}] = R_{l,k}[\text{-i}] \Rightarrow \mathbf{R}[\text{-}1] = \mathbf{R}^T[1]$,
- $R_{k,k}[0] = 1 \ \forall \ k$,
- $k>l \Rightarrow \tau_k > \tau_l \Rightarrow R_{k,l}[1] = 0 \Rightarrow \mathbf{R}[1]$ triangulaire supérieure avec des éléments diagonaux nuls,
- $R_{k,l}[0] = R_{l,k}[0] \Rightarrow \mathbf{R}[0]$ symétrique.

On peut alors écrire :

$$\begin{aligned} y_k[i] &= \sum_{l=1}^{K}\sum_{j=0}^{N-1} a_l R_{k,l}[i-j]b_l[j] + n_k[i] \\ &= \sum_{l=1}^{K} a_l (R_{k,l}^T[1]b_l[i+1] + R_{k,l}[0]b_l[i] + R_{k,l}[1]b_l[i-1]) + n_k[i] \end{aligned} \tag{2.4}$$

ou de façon équivalente pour les sorties des K filtres adaptés

$$\mathbf{y}[i] = \mathbf{R}^T[1]\mathbf{A}\mathbf{b}[i+1] + \mathbf{R}[0]\mathbf{A}\mathbf{b}[i] + \mathbf{R}[1]\mathbf{A}\mathbf{b}[i-1] + \mathbf{n}[i]. \tag{2.5}$$

2.2.1.3 Cas synchrone

2.2.1.3.1 Formulation A

On se place en sortie des filtres adaptés. Dans le cas synchrone, on peut prendre sans perte de généralités $\tau_1 = \tau_2 = \ldots = \tau_K = 0$, et ne considérer le signal que sur $[i, (i+1)T]$. On note alors $\mathbf{y} = \mathbf{y}[i]$, $\mathbf{b} = \mathbf{b}[i]$, $\mathbf{n} = \mathbf{n}[i]$, $\mathbf{R} = \mathbf{R}[0]$, et on obtient le modèle « canonique » du CDMA synchrone :

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}. \tag{2.6}$$

On peut remarquer qu'on a :

- $E(\mathbf{n}\mathbf{n}^T) = \sigma^2\mathbf{R}$,
- $E(\mathbf{b}\mathbf{b}^T) = \mathbf{I}_K$.

2.2.1.3.2 Formulation B

On se place en amont du filtre adapté. Comme pour la formulation A, on s'intéresse au signal reçu sur une unique période symbole $[i, (i+1)T]$. En considérant comme signal d'entrée du détecteur la sortie du filtre adapté à la forme d'onde $h(t)$ pour le chip m (la notation $\underline{x}$ désigne la valeur de x en sortie de ce filtre avec échantillonnage aux instants optimaux), on a :

$$\underline{r}[m] = \sum_{k=1}^{K} a_k b_k c_k[m] + \underline{n}[m] \tag{2.7}$$

soit

$$\underline{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^{K} a_k b_k \mathbf{c}_k + \underline{\mathbf{n}} = \mathbf{CAb} + \underline{\mathbf{n}} \tag{2.8}$$

avec

$$\underline{\mathbf{r}} = \begin{pmatrix} \underline{r}[0] \\ \vdots \\ \underline{r}[N_c - 1] \end{pmatrix},\ \mathbf{c}_k = \begin{pmatrix} c_k[0] \\ \vdots \\ c_k[N_c - 1] \end{pmatrix},\ \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{c}_1^T \\ \vdots \\ \mathbf{c}_K^T \end{pmatrix}^T,\ \underline{\mathbf{n}} = \begin{pmatrix} \underline{n}[0] \\ \vdots \\ \underline{n}[N_c - 1] \end{pmatrix}.$$

On peut remarquer qu'on a ici :

- $E(\underline{\mathbf{n}}\underline{\mathbf{n}}^T) = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_c}$.
- $\mathbf{R}=\mathbf{C}^T\mathbf{C} \Rightarrow \mathbf{R}$ est non négative.

Dans la suite, on supposera que $\mathbf{C}$ est de rang K (c'est-à-dire que tous les codes sont linéairement indépendants), et donc que $\mathbf{R}$ est définie positive.

2.2.1.4 Cas asynchrone

2.2.1.4.1 Formulation C

Dans le cas asynchrone, la plupart des détecteurs proposés dans la littérature travaillent directement en sortie des filtres adaptés, par exemple sur la formulation :

$$\mathbf{y}[i] = \mathbf{R}^T[1]\mathbf{Ab}[i+1] + \mathbf{R}[0]\mathbf{Ab}[i] + \mathbf{R}[1]\mathbf{Ab}[i-1] + \mathbf{n}[i], \tag{2.9}$$

qui fait apparaître un filtrage matriciel des symboles.

2.2.1.4.2 Formulation D

On peut aussi dans le cas asynchrone formuler le problème sous une forme matricielle analogue à celle de la formulation A. On considère pour cela le signal reçu sur toute la durée du slot. On note :

$$\overline{\mathbf{y}} = \begin{pmatrix} \mathbf{y}[0] \\ \vdots \\ \mathbf{y}[N-1] \end{pmatrix},\ \overline{\mathbf{b}} = \begin{pmatrix} \mathbf{b}[0] \\ \vdots \\ \mathbf{b}[N-1] \end{pmatrix},\ \overline{\mathbf{n}} = \begin{pmatrix} \mathbf{n}[0] \\ \vdots \\ \mathbf{n}[N-1] \end{pmatrix},\ \overline{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{A} \end{pmatrix},$$

et

$$\overline{\mathbf{R}} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}^T[1] & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}^T[1] & & \vdots \\ 0 & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \mathbf{R}^T[1] \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] \end{pmatrix}.$$

Les vecteurs $\overline{\mathbf{y}}$, $\overline{\mathbf{b}}$ et $\overline{\mathbf{n}}$ sont de longueurs KN et les matrices $\overline{\mathbf{A}}$ et $\overline{\mathbf{R}}$ de dimensions $KN \times KN$. On peut ainsi écrire, sous une forme analogue à la formulation A :

$$\overline{\mathbf{y}} = \overline{\mathbf{R}}\,\overline{\mathbf{A}}\,\overline{\mathbf{b}} + \overline{\mathbf{n}}. \tag{2.10}$$

On peut remarquer que :

- $\mathbf{R}[1]$ triangulaire supérieure (avec tous les éléments diagonaux nuls) $\Rightarrow$ $\overline{\mathbf{R}}_{i,j} = 0$ pour $|i\text{-}j| > 2K\text{-}1$ (c'est-à-dire que $\overline{\mathbf{R}}$ a seulement $2K$-1 diagonales non nulles),
- $\overline{\mathbf{R}}$ est symétrique,
- $E(\overline{\mathbf{n}}\overline{\mathbf{n}}^T) = \sigma^2 \overline{\mathbf{R}}$,
- $E(\overline{\mathbf{b}}\overline{\mathbf{b}}^T) = \mathbf{I}_{KN}$.

2.2.1.5 Résumé des différentes formulations

Formulation A (synchrone) :

$$\mathbf{y} = \mathbf{RAb} + \mathbf{n},$$

où les vecteurs **y**, **b** et **n** sont de longueurs K, et les matrices **R** et **A** de dimensions $K \times K$.

Formulation B (synchrone) :

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{CAb} + \underline{\mathbf{n}},$$

où les vecteurs $\underline{\mathbf{r}}$ et $\underline{\mathbf{n}}$ sont de longueurs N_c, et la matrice **C** de dimensions $N_c \times K$.

Formulation C (asynchrone) :

$$\mathbf{y}[i] = \mathbf{R}^T[1]\mathbf{Ab}[i+1] + \mathbf{R}[0]\mathbf{Ab}[i] + \mathbf{R}[1]\mathbf{Ab}[i-1] + \mathbf{n}[i],$$

où les vecteurs **y**[i], **b**[i] et **n**[i] sont de longueurs K, et les matrices **R**[0], **R**[1] et **A** de dimensions $K \times K$.

Formulation D (asynchrone) :

$$\overline{\mathbf{y}} = \overline{\mathbf{R}}\,\overline{\mathbf{A}}\,\overline{\mathbf{b}} + \overline{\mathbf{n}},$$

où les vecteurs $\overline{\mathbf{y}}$, $\overline{\mathbf{b}}$ et $\overline{\mathbf{n}}$ sont de longueurs KN et les matrices $\overline{\mathbf{A}}$ et $\overline{\mathbf{R}}$ de dimensions $KN \times KN$.

2.2.1.6 Remarques

Un certain nombre de détecteurs proposés dans la littérature sont décrits dans le cas synchrone, et sont présentés comme généralisables au cas asynchrone, qui peut s'écrire simplement comme une extension du cas synchrone. Cette extension peut être vue de plusieurs façons :

- les techniques basées sur la formulation A sont directement transposables au cas asynchrone avec la formulation D, ce qui conduit à interpréter le cas asynchrone comme « un cas synchrone à KN utilisateurs fictifs»,
- une autre approche consiste à considérer dans le cas asynchrone une fenêtre tronquée, par exemple en travaillant sur la durée d'un symbole T, et considérant $2(K\text{-}1)$ interféreurs fictifs pour l'utilisateur k à démoduler [Verdu, 1998].

Cette seconde approche est illustrée sur la Figure 2-1.

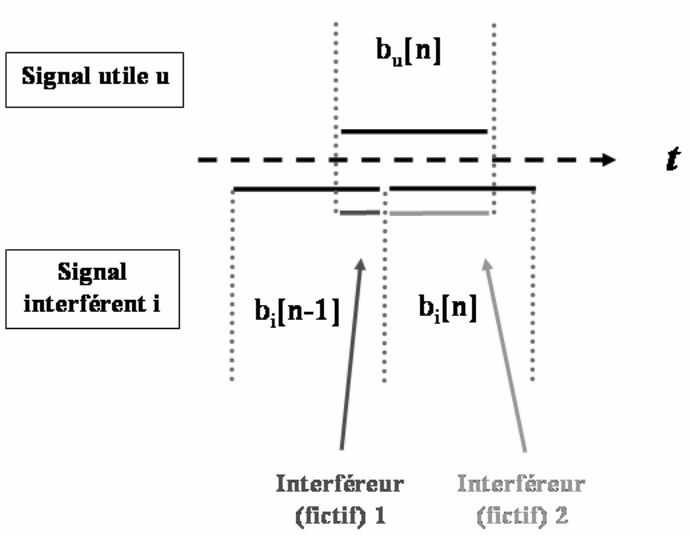


Figure 2-1 Illustration du principe de la fenêtre tronquée sur la durée d'un symbole avec deux utilisateurs

2.2.2 Détecteur conventionnel

On considère la formulation C. Ce détecteur ne prend pas en compte la présence des interféreurs. Il consiste simplement à détecter les symboles de chaque utilisateur en sortie du filtre adapté correspondant, qui maximise le rapport signal à bruit. En sortie du filtre adapté pour le bit *i* de l'utilisateur *k*, on a

$$\begin{aligned} y_k[i] &= \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) s_k(t - iT - \tau_k) dt \\ &= a_k b_k[i] + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^{K} \sum_{j=0}^{N-1} a_l R_{k,l}[i-j] b_l[j] + n_k[i] \end{aligned} \tag{2.11}$$

et la décision prise est alors

$$\hat{b}_k[i] = sgn(y_k[i]) . \tag{2.12}$$

Si les intercorrélations $R_{k,l}[i]$ ne sont pas nulles, l'accès n'est pas orthogonal, on est en présence d'interférence multi-utilisateurs. Cette interférence entraîne une probabilité d'erreur plus importante qu'en présence de bruit seul.

2.2.3 Détecteur du maximum de vraisemblance

2.2.3.1 Cas synchrone

On considère la formulation A et on reprend la formulation de [Verdu, 1986 (a)] qui considère le signal continu. On note le signal reçu en l'absence de bruit

$$S_t(\mathbf{b}) = \sum_{k=1}^{K} r_k(t) .$$

La fonction de vraisemblance pour la détection de $S_t(\mathbf{b})$ sur l'intervalle [0, *T*] dans un bruit blanc est donnée par [Helstrom, 1995] :

$$\Lambda(\mathbf{b}) = \exp\left(\frac{1}{2\sigma^2} \Omega(\mathbf{b})\right)$$

avec

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\int_0^T S_t(\mathbf{b}) r(t) dt - \int_0^T S_t(\mathbf{b})^2 dt \,.$$

Le vecteur **b** du maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) maximise $\Lambda(\mathbf{b})$, ou de façon équivalente $\Omega(\mathbf{b})$. On peut réécrire

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\sum_{k=1}^{K} a_k b_k \int_0^T s_k(t) r(t) dt - \sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{K} a_k a_l b_k b_l \int_0^T s_k(t) s_l(t) dt$$

ou encore

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} \,. \tag{2.13}$$

On en déduit :

- que les sorties des K filtres adaptés **y** sont une statistique exhaustive pour la détection de **b** (mais y_k n'est pas une statistique exhaustive pour la détection de b_k, d'où l'insuffisance du récepteur conventionnel)
- que le **b** du maximum de vraisemblance peut être obtenu par un test de Neyman-Pearson à 2^K tests élémentaires, soit avec une complexité par bit en $O(2^K/K)$.

2.2.3.2 <u>*Cas asynchrone*</u>

On considère la formulation C, et on note

$$S_t(\bar{\mathbf{b}}) = \sum_{k=1}^{K} r_k(t) \,.$$

Il faut, dans le cas asynchrone, connaître le signal reçu sur toute la durée du slot pour obtenir le détecteur du maximum de vraisemblance. On a dans ce cas

$$\Lambda(\bar{\mathbf{b}}) = \exp\left(\frac{1}{2\sigma^2}\Omega(\bar{\mathbf{b}})\right),$$

avec

$$\Omega(\bar{\mathbf{b}}) = 2\int_{-\infty}^{+\infty} S_t(\bar{\mathbf{b}}) r(t) dt - \int_{-\infty}^{+\infty} S_t(\bar{\mathbf{b}})^2 dt \,,$$

et le $\bar{\mathbf{b}}$ du maximum de vraisemblance maximise les valeurs précédentes, comme dans le cas synchrone. On peut écrire ici

$$\Omega(\bar{\mathbf{b}}) = \sum_{i=0}^{N-1} 2\mathbf{b}^T[i]\mathbf{A}\mathbf{y}[i] - \sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1} \mathbf{b}^T[i]\mathbf{A}\mathbf{R}[i-j]\mathbf{A}\mathbf{b}[j],$$

ou encore

$$\Omega(\bar{\mathbf{b}}) = 2\bar{\mathbf{b}}^T \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{y}} - \bar{\mathbf{b}}^T \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{R}}\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{b}} \,. \tag{2.14}$$

La séquence des sorties des K filtres adaptés est donc une statistique exhaustive pour la détection de $\bar{\mathbf{b}}$, qu'on peut obtenir par un test de Neyman-Pearson, avec une complexité par bit en $O(2^{KN}/KN)$. Une approche est proposée dans [Verdu, 1986 (a)] pour réduire cette complexité en utilisant les propriétés de la matrice $\bar{\mathbf{R}}$ et l'algorithme de Viterbi : en introduisant $\bar{\mathbf{d}} = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{b}}$, on a

$$\Omega(\bar{\mathbf{d}}) = 2\sum_{i=1}^{KN} \bar{\mathbf{d}}_i \bar{\mathbf{y}}_i - 2\sum_{i=1}^{KN}\sum_{j=1}^{KN} \bar{\mathbf{d}}_i \bar{\mathbf{d}}_j \bar{\mathbf{R}}_{i,j}$$

soit puisque $\bar{\mathbf{R}}$ est symétrique avec des éléments diagonaux égaux à 1 :

$$\Omega(\bar{\mathbf{d}}) = \sum_{i=1}^{KN} 2\bar{\mathbf{d}}_i \left(\bar{\mathbf{y}}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \bar{\mathbf{R}}_{i,j} \bar{\mathbf{d}}_j\right) - \bar{\mathbf{d}}_i^{\,2}$$

et puisque $\bar{\mathbf{R}}$ a seulement $2K$-1 diagonales non nulles (en prenant $\bar{\mathbf{d}}_i = 0$ pour i <1) :

$$\Omega(\bar{\mathbf{d}}) = \sum_{i=1}^{KN} 2\bar{\mathbf{d}}_i (\bar{\mathbf{y}}_i - \sum_{j=i-K+1}^{i-1} \bar{\mathbf{R}}_{i,j} \bar{\mathbf{d}}_j) - \bar{\mathbf{d}}_i{}^2 .$$

On peut alors écrire

$$\Omega(\bar{\mathbf{d}}) = \sum_{i=1}^{KN} f_i(b_i, \mathbf{x}(i))$$

où

$$\mathbf{x}(i+1) = \begin{pmatrix} x_2(i) \\ \vdots \\ x_K(i) \\ b_i \end{pmatrix}$$

n'est fonction que de $\mathbf{x}$(i) et b_i, avec

$$\mathbf{x}(1) = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

et

$$f_i(b_i, \mathbf{x}(i)) = 2\bar{\mathbf{A}}_{ii} \bar{\mathbf{b}}_i (\bar{\mathbf{y}}_i - \sum_{j=i-K+1}^{i-1} \bar{\mathbf{R}}_{i,j} \bar{\mathbf{A}}_{jj} \mathbf{x}_{j-i+K}(i)) - \bar{\mathbf{A}}_{ii}{}^2 .$$

On peut ainsi construire un système Markovien à 2^{K-1} états, dont le treillis contient NK étapes, chaque étape nécessitant le calcul de 2^K métriques. On obtient une complexité par bit en $O(2^K)$, indépendant de la longueur du burst.

2.2.3.3 Remarques

Il peut être utile, notamment lorsqu'on envisage l'emploi de codes correcteurs, d'obtenir des décisions souples (par exemples des probabilités) sur la valeur des symboles en sortie du canal. Dans le cas synchrone, on peut aisément généraliser l'algorithme pour calculer des probabilités. Certains schémas ont été proposés pour diminuer la complexité de ce type de détecteur [Nasiri-Kenari et al., 1998].

Dans le cas asynchrone, l'algorithme proposé par [Verdu, 1986 (a)] est rendu possible par la structure de $\bar{\mathbf{R}}$, due au fait qu'on a pris une signature à support sur la durée d'un symbole. Si on considère un support de la signature plus grand ou un canal sélectif en fréquence, on peut généraliser cette méthode, mais la complexité de l'algorithme augmente de façon exponentielle avec la longueur de la réponse impulsionnelle du canal en symbole.

De manière générale, la modélisation proposée dans le cas asynchrone (formulations C et D) fait apparaître un filtrage linéaire par un FIR matriciel, donc un effet de mémoire qui fait apparaître une structure en treillis. Cette structure est exploitée par le détecteur du maximum de vraisemblance présenté dans le paragraphe précédent à travers l'utilisation de l'algorithme de Viterbi. Cette structure permet aussi d'utiliser des SISO (Soft Input Soft Output) basés sur l'algorithme BCJR [Bahl et al., 1974] ou un algorithme dérivé, et donc d'obtenir des sorties souples sur les symboles.

On notera cependant que le bruit $\bar{\mathbf{n}}$ n'est pas blanc. Une méthode pour se ramener à un bruit blanc [Valenti & Woerner, 2001] peut être par exemple d'utiliser la décomposition de Cholesky de $\bar{\mathbf{R}}$: $\bar{\mathbf{F}}$ triangulaire supérieure avec des éléments diagonaux positifs telle que

$$\bar{\mathbf{F}}^T \bar{\mathbf{F}} = \bar{\mathbf{R}}$$

et de considérer l'équation

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{F}}^{-T}\bar{\mathbf{R}}\bar{\mathbf{A}}\mathbf{b} + \bar{\mathbf{F}}^{-T}\bar{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{F}}\bar{\mathbf{A}}\mathbf{b} + \bar{\mathbf{F}}^{-T}\bar{\mathbf{n}}$$

où le bruit $\bar{\mathbf{F}}^{-T}\bar{\mathbf{n}}$ est blanc (et où la matrice $\bar{\mathbf{F}}$ présente le même genre de « forme » que la matrice $\bar{\mathbf{R}}$).

2.2.4 Détecteurs linéaires

2.2.4.1 Introduction

Un détecteur linéaire peut s'écrire comme un filtrage linéaire des signaux reçus suivi d'une décision (ou éventuellement d'un décodage). Dans le cas synchrone, en s'intéressant à la démodulation de l'utilisateur *u*, tout détecteur linéaire peut s'écrire sous la forme [Honig et al., 1995] :

$$\hat{b}_u = sgn < r, f_u >= sgn(\int_0^T r(t) f_u(t) dt) .$$

La réponse impulsionnelle f_u caractérise alors complètement le détecteur linéaire pour l'utilisateur u. En utilisant la formulation B, on a, de façon équivalente :

$$\hat{b}_u = sgn(\mathbf{w}^T \underline{\mathbf{r}})$$

où $\mathbf{w}_u$, qui caractérise le détecteur linéaire, est l'échantillonnée de f_u :

$$f_u(t) = \sum_{m=0}^{N_c-1} w_u[m] h(t - mT_c) , \ \mathbf{w}_u = \begin{pmatrix} w_u[0] \\ \vdots \\ w_u[N_c - 1] \end{pmatrix}.$$

On remarquera que le détecteur conventionnel correspond à un détecteur linéaire.

2.2.4.2 Décorrélateur

2.2.4.2.1 Cas synchrone

Le décorrélateur [Lupas & Verdu, 1990][Verdu, 1998] (noté ZF : Zéro-Forcing, ou parfois ORC : Orthogonality Restoring Combining) correspond au détecteur du maximum de vraisemblance dans le cas où on n'a aucune information sur les amplitudes des signaux reçus [Verdu, 1998]. On note ici le signal reçu en l'absence de bruit

$$S_t(\mathbf{b}, \mathbf{A}) = \sum_{k=1}^{K} r_k(t) .$$

Le vecteur **b** du décorrélateur est le **b** du couple (**b**, **A**) maximisant :

$$\Omega(\mathbf{b}, \mathbf{A}) = 2\int_0^T S_t(\mathbf{b}, \mathbf{A}) r(t) dt - \int_0^T S_t(\mathbf{b}, \mathbf{A})^2 dt$$

$$= 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b}$$

On note $\mathbf{d} = \mathbf{A}\mathbf{b}$. On a alors

$$\Omega(\mathbf{d}) = \Omega(\mathbf{b}, \mathbf{A}) = 2\mathbf{d}^T \mathbf{y} - \mathbf{d}^T \mathbf{R}\mathbf{d}$$

$$= \mathbf{y}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} - (\mathbf{d} - \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})^T \mathbf{R}(\mathbf{d} - \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})$$

avec **R** non négative, donc le maximum est atteint pour $\mathbf{d}=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}=\mathbf{A}\mathbf{b}$, et on a

$$\mathbf{b} = sgn(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}) = sgn(\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}) . \qquad (2.15)$$

Ce détecteur élimine donc complètement les interférences des autres utilisateurs (d'où les termes ZF, forçage à zéros des interférences aux instants d'échantillonnage, emprunté à l'égalisation, et ORC, restauration d'orthogonalité, emprunté aux systèmes MIMO).

Cependant, il ne tient pas compte du bruit et augmente son niveau en entrée de la décision. Dans le cas où les interférences ont un niveau très faible par rapport au bruit, ce détecteur peut donner de plus mauvais résultats que le détecteur conventionnel [Verdu, 1998].

2.2.4.2.2 Cas asynchrone

Plusieurs approches sont possibles pour mettre en œuvre le décorrélateur dans le cas asynchrone.

Avec la Formulation C, par filtrage matriciel, on a

$$\mathbf{y}[i] = \mathbf{R}^T[1]\mathbf{Ab}[i+1] + \mathbf{R}[0]\mathbf{Ab}[i] + \mathbf{R}[1]\mathbf{Ab}[i-1]) + \mathbf{n}[i],$$

soit en ne prenant pas en compte le bruit,

$$\mathbf{Y}(z)=(\mathbf{R}^T[1]z+\mathbf{R}[0]+\mathbf{R}[1]z^{-1})\mathbf{AB}(z)$$

(ou **Y** et **B** désigne les transformées en z de **y** et **b**). On peut donc récupérer **Ab**[i] à partir de **y**[i] par filtrage matriciel par

$$(\mathbf{R}^T[1]z+\mathbf{R}[0]+\mathbf{R}[1]z^{-1})^{-1}$$

[Verdu, 1998] [Lupas & Verdu, 1990].

On peut considérer une fenêtre tronquée [Verdu, 1998].

On peut inverser la matrice $\overline{\mathbf{R}}$ [Kouliakiotis & Aghvani, 2000] [Moshavi, 1996]. Si cette inversion est trop complexe, on peut approximer la matrice $\overline{\mathbf{R}}^{-1}$, par exemple sous la forme [Moshavi, 1996] [Brunel, 1999]

$$\overline{\mathbf{R}}^{-1} \approx \sum_{q=0}^{Q} w_q \overline{\mathbf{R}}^q,$$

ou, en utilisant le fait que $\overline{\mathbf{R}}$ est proche d'une matrice diagonale si les intercorrélations sont faibles, par [Verdu, 1998]

$$\overline{\mathbf{R}}^{-1} \approx 2\mathbf{I} - \overline{\mathbf{R}}.$$

2.2.4.3 <u>Détecteur par minimisation de l'erreur quadratique moyenne</u>

2.2.4.3.1 Cas synchrone

On considère dans un premier temps la formulation A. On cherche une pondération linéaire **L** des sorties des K des filtres adaptés **y**. Le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE pour Minimum Mean Square Error) consiste à minimiser [Verdu, 1998]

$$E(\|\mathbf{b}-\mathbf{Ly}\|^2),$$

l'espérance portant ici sur **b** et **y**. On obtient le même résultat en minimisant

$$E(\|\mathbf{Ab}-\mathbf{Ly}\|^2).$$

On a

$$\begin{aligned} E(\|\mathbf{b}-\mathbf{Ly}\|^2) &= tr\left(E((\mathbf{b}-\mathbf{Ly})(\mathbf{b}-\mathbf{Ly})^T)\right) \\ &= tr\left(E(\mathbf{bb}) - E(\mathbf{by}^T)\mathbf{L}^T - \mathbf{L}E(\mathbf{yb}^T) + \mathbf{L}E(\mathbf{yy}^T)\mathbf{L}^T\right) \end{aligned}$$

et avec **y**=**RAb**+**n** :

$$E(\|\mathbf{b}-\mathbf{Ly}\|^2) = tr\left(\mathbf{I} - \mathbf{ARL^T} - \mathbf{LRA} + \mathbf{L}(\mathbf{RA}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R})\mathbf{L}^T\right),$$

soit encore

$$E(\|\mathbf{b}-\mathbf{Ly}\|^2) = tr\left((\mathbf{L}-\mathbf{L}_{MMSE})(\mathbf{RA}^2\mathbf{R}+\sigma^2\mathbf{R})(\mathbf{L}-\mathbf{L}_{MMSE})^T + f(\mathbf{A},\mathbf{R},\sigma^2)\right)$$

avec

$$\mathbf{L}_{MMSE} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}.$$

Puisque $\mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R}+\sigma^2\mathbf{R}$ est non négative, le minimum est atteint pour $\mathbf{L}_{MMSE}$. On a finalement

$$\begin{aligned}\mathbf{b} &= sgn((\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}\mathbf{y}) \\ &= sgn((\mathbf{A}\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{A} + \sigma^2\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{A})\mathbf{y}\end{aligned}. \quad (2.16)$$

Ce détecteur agit donc de la même façon que le décorrélateur, mais en remplaçant la matrice $\mathbf{R}^{-1}$ par $(\mathbf{R}+\sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}$. Il correspond à un compromis entre le récepteur conventionnel, qui ne prend en compte que le bruit, et le décorrélateur, qui ne prend en compte que les interférences [Verdu, 1998].

On peut aussi dériver ce détecteur avec la formulation B. On note

$$\mathbf{W} = (\mathbf{w}_1, \quad \cdots \quad, \mathbf{w}_K)$$

Le détecteur minimisant l'erreur quadratique moyenne

$$E(\left\|\mathbf{b} - \mathbf{W}^T\underline{\mathbf{r}}\right\|^2)$$

est donné par :

$$\mathbf{W} = (\mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{C}^T + \sigma^2\mathbf{I}_{N_c})^{-1}\mathbf{C}\mathbf{A},$$

soit pour l'utilisateur *u* :

$$\mathbf{w}_u \propto (\mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{C}^T + \sigma^2\mathbf{I}_{N_c})^{-1}\mathbf{c}_u$$

où $\propto$ signifie « égal à une constante multiplicative positive près ».

En utilisant le lemme d'inversion matriciel [Kay, 1988], on montre que cette expression est identique à celle donnée en utilisant directement le résultat obtenu pour la minimisation de l'erreur quadratique moyenne en sortie du banc de filtres adaptés :

$$\mathbf{W}^T = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}\mathbf{C}^T = (\mathbf{A}\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{A} + \sigma^2\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{A}\mathbf{C}^T,$$

soit

$$\mathbf{W} = \mathbf{C}\mathbf{A}(\mathbf{A}\mathbf{C}^T\mathbf{C}\mathbf{A} + \sigma^2\mathbf{I}_K)^{-1}.$$

Le banc de filtres adaptés apporte donc toute l'information nécessaire à la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

2.2.4.3.2 Cas asynchrone

Plusieurs approches sont possibles pour adapter le détecteur MMSE au cas asynchrone, de la même façon que pour le décorrélateur.

Avec la formulation C, on peut récupérer les $\mathbf{b}[i]$ des $\mathbf{y}[i]$ par filtrage matriciel par $(\mathbf{R}^T[1]z+\mathbf{R}[0]+\mathbf{R}[1]z^{-1}+\sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1}$ [Verdu, 1998].

On peut considérer une fenêtre tronquée, comme pour le décorrélateur [Verdu, 1998].

On peut inverser la matrice $\overline{\mathbf{R}} + \sigma^2\overline{\mathbf{A}}^{-2}$ [Moshavi, 1996] [Xie et. Al, 1990], ou encore approximer la matrice $(\overline{\mathbf{R}} + \sigma^2\overline{\mathbf{A}}^{-2})^{-1}$ sous une forme analogue à celle pour le décorrélateur [Moshavi, 1996] [Brunel, 1999].

On remarquera qu'on peut vérifier dans les équations que si σ tend vers 0, le détecteur MMSE tend vers le décorrélateur, et que si σ tend vers l'infini, il tend vers le filtre adapté.

2.2.4.4 *Méthodes adaptatives pour le détecteur par minimisation de l'erreur quadratique moyenne*

2.2.4.4.1 *Introduction*

On considère la formulation B. Cette mise en forme du problème dans le cas du DS-CDMA synchrone est très similaire à celle rencontrée en traitement d'antennes en bande étroite [Godara, 1997] [Van Trees, 2002] : la séquence d'étalement correspond au vecteur directionnel. La plupart des techniques de traitement d'antennes, qui visent à maximiser un *SINR* (Signal to Interference plus Noise Ratio, ou rapport signal à bruit plus interférence), sont applicables directement avec la formulation proposée ici. On présente dans la suite quelques résultats et méthodes « classiques », toujours dans le cas du DS-CDMA.

On note le signal utile

$$\underline{\mathbf{r}_u} = a_u b_u \mathbf{c}_u ,$$

les signaux interférents et le bruit

$$\underline{\mathbf{r}_i} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq u}}^{K} a_k b_k \mathbf{c}_k + \underline{\mathbf{n}} ,$$

et on introduit les matrices de covariances :

$$\mathbf{S}_u = E(\underline{\mathbf{r}_u}\,\underline{\mathbf{r}_u}^T) , \; \mathbf{S}_i = E(\underline{\mathbf{r}_i}\,\underline{\mathbf{r}_i}^T) ,$$

et

$$\mathbf{S} = E(\underline{\mathbf{r}}\,\underline{\mathbf{r}}^T) = \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{C}^T + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_c} .$$

2.2.4.4.2 *Equivalence avec la maximisation du SINR*

On peut définir un *SINR* par

$$SINR = \frac{E((\mathbf{w}_u{}^T \underline{\mathbf{r}_u})^2)}{E((\mathbf{w}_u{}^T \underline{\mathbf{r}_i})^2)} = \frac{\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{S}_u \mathbf{w}_u}{\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{S}_i \mathbf{w}_u} = \frac{a_u{}^2 (\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{c}_u)^2}{\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{S}_i \mathbf{w}_u} \tag{2.17}$$

Ce *SINR* est invariant à un facteur d'échelle près sur $\mathbf{w}_u$. On impose donc la contrainte $\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{c}_u$ égale à 1 pour chercher à le maximiser [Besson, 2002] [Van Trees, 2002]. On introduit le Lagrangien :

$$\mathbf{L} = \mathbf{w}^T \mathbf{S}_i \mathbf{w} + \lambda(\mathbf{w}^T \mathbf{c}_u - 1) .$$

En différenciant par rapport à $\mathbf{w}$, on a

$$\frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{S}_i \mathbf{w} + \lambda \mathbf{c}_u ,$$

et en annulant cette valeur

$$\frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{S}_i \mathbf{w} + \lambda \mathbf{c}_u = 0 \Rightarrow \mathbf{w} = -\lambda \mathbf{S}_i{}^{-1} \mathbf{c}_u .$$

La contrainte impose

$$\mathbf{w}^T \mathbf{c}_u = 1 \Rightarrow \lambda = \frac{-1}{\mathbf{c}_u{}^T \mathbf{S}_i{}^{-1} \mathbf{c}_u}$$

d'où finalement

$$\mathbf{w}_u = \frac{\mathbf{S}_i{}^{-1} \mathbf{c}_u}{\mathbf{c}_u{}^T \mathbf{S}_i{}^{-1} \mathbf{c}_u} \propto \mathbf{S}_i{}^{-1} \mathbf{c}_u .$$

En remarquant que

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_u + \mathbf{S}_i$$

et en utilisant le lemme d'inversion matricielle, on a

$$\mathbf{S}^{-1}\mathbf{c}_u \propto \mathbf{S}_i^{-1}\mathbf{c}_u .$$

La pondération $\mathbf{w}_u$ maximisant le *SINR* peut donc être obtenue à partir de la matrice $\mathbf{S}_i$ aussi bien qu'à partir de la matrice $\mathbf{S}$ et de la séquence d'étalement de l'utilisateur d'intérêt. De plus, la pondération $\mathbf{w}_u$ maximisant le *SINR* est identique à celle minimisant l'erreur quadratique moyenne (à une constante multiplicative positive près).

2.2.4.4.3 MPDR

La méthode MPDR (Minimum Power Distorsionless Response dans la littérature traitement d'antennes, ou MOE pour Minimum Output Energy dans la littérature multi-utilisateurs CDMA) consiste à minimiser la puissance de sortie du détecteur sous contrainte de non-distorsion, c'est-à-dire $\mathbf{w}_u{}^T\mathbf{c}_u$ égale à une constante positive. La puissance moyenne de sortie du détecteur s'écrit (à une constante multiplicative positive près)

$$E((\mathbf{w}_u^T \underline{\mathbf{r}})^2) = \mathbf{w}_u^T E(\underline{\mathbf{r}}\underline{\mathbf{r}}^T)\mathbf{w}_u = \mathbf{w}_u^T \mathbf{S} \mathbf{w}_u$$

En minimisant cette puissance sous la contrainte de non-distorsion, on obtient [Besson, 2002], [Van Trees, 2002]

$$\mathbf{w}_u \propto \mathbf{S}^{-1}\mathbf{c}_u ,$$

soit le détecteur MMSE.

Cette méthode peut être implémentée de plusieurs façon, par exemple par SMI (Sample Matrix Inversion), en estimant la matrice

$$\mathbf{S} = E(\underline{\mathbf{r}}\underline{\mathbf{r}}^T) = \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{C}^T + \sigma^2\mathbf{I}_{N_c}$$

à partir des signaux reçus, ou encore par LMS (Least Mean Square), RLS (Recursive least square), etc…

Une autre formulation est proposée par [Honig et al., 1995] : en notant $f_u = s_u + x_u$ la réponse impulsionnelle du filtre caractérisant le détecteur linéaire avec $< x_u, s_u >= 0$, $MOE(f_u)$ l'énergie moyenne de sortie du détecteur, et $MSE(f_u)$ son erreur quadratique moyenne, on a

$$MOE(f_u) = E(\langle r, f_u \rangle^2)$$

et

$$MSE(f_u) = E((b_u - \langle r, f_u \rangle)^2),$$

d'où en développant l'erreur quadratique moyenne

$$MSE(f_u) = MOE(f_u) + 1 - 2a_u .$$

Il est donc équivalent de minimiser l'énergie moyenne de l'erreur et l'énergie moyenne de sortie sous la contrainte

$$< f_u, s_u >= 1 .$$

2.2.4.4.4 GSC

Le GSC (Generalized Sidelobe Canceller) permet de ramener le problème du MPDR à un problème sans contrainte [Besson, 2002] [Van Trees, 2002]. La structure du GSC est indiquée sur le schéma suivant :

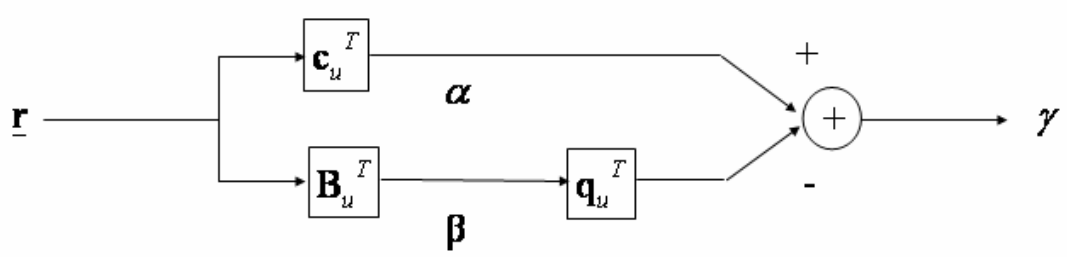


Figure 2-2 Structure du GSC

$\mathbf{B}_u$, de dimensions $N_c \times N_c$-1, désigne la matrice de blocage du code utile, ses colonnes sont indépendantes et elle vérifie $\mathbf{c}_u^T\mathbf{B}_u$=0 ($\mathbf{B}_u$ peut être obtenue par exemple par orthogonalisation de $\mathbf{I}_{N_c} - \mathbf{c}_u\mathbf{c}_u^T$). On cherche alors minimiser la puissance moyenne de sortie

$$E(\gamma^2) = E((\alpha - \mathbf{c}_u^T\boldsymbol{\beta})^2)$$

sur $\mathbf{q}_u$. On obtient, en utilisant le Lagrangien,

$$\mathbf{q}_u = \left(E(\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\beta}^T)\right)^{-1} E(\alpha\boldsymbol{\beta}).$$

On peut vérifier que ce détecteur est identique au détecteur MMSE. Ce détecteur peut être implémenté, comme le MPDR, de différentes façons : SMI, LMS, RLS, filtre de Kalman [Zhang & Wei, 2002], etc…

2.2.4.4.5 Méthodes avec séquence de référence

On suppose qu'on a une séquence de référence $r_{u,ref}$ connue pour l'utilisateur u : on peut alors chercher à minimiser

$$E((r_{u,ref} - \mathbf{w}_u^T\underline{\mathbf{r}})^2).$$

Le minimum est atteint pour

$$\mathbf{w}_u = \mathbf{S}^{-1}E(r_{u,ref}\underline{\mathbf{r}}).$$

On peut vérifier une nouvelle fois que ce détecteur est identique au détecteur MMSE. L'implémentation peut être réalisée comme précédemment par SMI, LMS ou RLS.

On peut aussi prolonger le principe de l'estimation par séquence de référence sans utiliser de séquence de référence mais en utilisant des décisions (éventuellement souples, ou encore utilisant des codes correcteurs) sur les symboles à détecter. On parle de mode « Decision Directed » (DD). On peut alors procéder de manière itérative (par exemple [Swindleshurst et al., 1995], [Terry & Williams, 2003] dans le cas non codé, [Bohlin & Lundberg, 2000] dans le cas codé).

2.2.4.4.6 Remarques

Un grand nombre d'autres techniques initialement développées pour le traitement d'antennes peuvent être envisagées, on se limite ici à en citer quelques unes (d'après [Van Trees, 2002]) :

- les techniques basées sur la méthode LCMP (Linear Constraint Minimum Power), qui consiste à minimiser la puissance de sortie sous une contrainte linéaire (le MPDR est un cas particulier du LCMP où la contrainte linéaire se limite à une contrainte de non distorsion, le GSC peut être vu comme un autre cas particulier du LCMP).
- Les techniques basées sur le LCMV (Linear Constraint Minimum Variance), qui consistent à estimer directement la matrice $\mathbf{S}_i^{-1}$, et qui nécessiteraient donc pour être appliquées la présence d'intervalle de garde pour chaque signal.

- Les techniques basées sur des décompositions sur des sous-espaces : elles consiste généralement à projeter le signal reçu sur le sous-espace utilisateur (ce qui peut permettre d'alléger la complexité des traitements, et éventuellement d'accélérer la convergence des estimations, par exemple pour le SMI).
- Les techniques utilisant des contraintes non-linéaires, telles que les QCB (Quadratically Constrained Beamformers), équivalentes au « Diagonal Loading », qui permettent lorsque le nombre d'échantillons pour estimer les espérances est faible plus de stabilité, ou lorsqu'on a une incertitude sur la signature plus de robustesse.

2.2.4.5 D'autres approches

On peut choisir, plutôt que de minimiser l'erreur quadratique moyenne (ou de façon équivalente de maximiser le *SINR*), de travailler à partir d'autres critères. On considère toujours la formulation B. On peut citer en particulier les approches de type « Constant Modulus » [Wang et al., 2001] [Miguez & Castedo, 1998], consistant à minimiser

$$E(((\mathbf{w}_u{}^T \underline{\mathbf{r}})^2 - 1)^2)$$

sous la contrainte

$$\mathbf{w}_u{}^T \mathbf{c}_u = 1 .$$

Une autre approche, aussi basée sur l'utilisation des moments d'ordres supérieurs (HOS : Higher Order Statistics) peut être de travailler sur le kurtosis des signaux reçus : [Shalvi & Weinstein, 1990] [Tracenko & Vaidyanathan, 2001] [Papadias, 2000], références dans [Paulraj & Papadias, 1997].
On trouve aussi des approches exploitant la cyclostationnarité des signaux reçus (références dans [Paulraj & Papadias, 1997]).

2.2.5 Détecteurs par soustraction des interférences

2.2.5.1 Introduction

Contrairement aux détecteurs linéaires, qui consistent à prendre une décision à partir d'une combinaison linéaire des signaux reçus, les détecteurs par soustraction des interférences consistent à détecter dans un premier temps le signal d'un utilisateur, à reconstituer le signal interférent correspondant tel qu'il est vu par un autre utilisateur et à le soustraire du signal de cet autre utilisateur.
De très nombreux schémas utilisant des soustractions d'interférences ont été proposés dans la littérature, et il apparaît difficile de proposer un classement pertinent de ces techniques. On se limite ici à présenter quelques principes.

2.2.5.2 Détection par élimination successive des interférences

On considère le cas synchrone. Ce détecteur consiste à éliminer les interférences des utilisateurs déjà détectés en les soustrayant au signal reçu [Verdu, 1998]. On parle de SIC pour Successive Interference Cancellation. Il est clairement plus avantageux de détecter dans un premier temps les utilisateurs dont la puissance est maximale : on classe donc les utilisateurs par ordre d'amplitudes décroissantes : $a_1 > a_2 \ldots > a_K$. Il peut être plus pertinent de classer les utilisateurs par *SINR* décroissant [Verdu, 1998], mais le principe reste inchangé.
On peut considérer deux approches, par élimination souple (« Soft Decision » : SD) ou par élimination dure (« Hard Decision » : HD) des interférences. Dans le premier cas, on estime les $d_k = a_k b_k$ en sortie du filtre adapté à l'utilisateur k. Dans le second cas, on suppose les amplitudes connues et on estime uniquement les $b_k \in \{-1,1\}$.

On considère qu'on a détecté les l-1 premiers utilisateurs :

Dans le cas SD, on estime alors d_l à partir du signal

$$r(t) - \sum_{k=1}^{l-1} \hat{d}_k s_k(t) = \sum_{k=1}^{l-1} (d_k - \hat{d}_k) s_k(t) + d_l s_l(t) + \sum_{k=l+1}^{K} d_k s_k(t) + n(t)\,,$$

et on a donc

$$\hat{d}_l = d_l + \sum_{k=1}^{l-1} (d_k - \hat{d}_k) R_{k,l} + \sum_{k=l+1}^{K} d_k R_{k,l} + n_l\,,$$

ce qu'on peut aussi écrire

$$\hat{d}_l = y_l - \sum_{k=1}^{l-1} \hat{d}_k R_{k,l}$$

On a ainsi une implémentation immédiate sur les sorties du banc de filtres adaptés.
Dans le cas HD, de façon similaire, on estime b_l sur le signal

$$r(t) - \sum_{k=1}^{l-1} a_k \hat{b}_k s_k(t)\,,$$

et on prend

$$\hat{b}_l = sgn(y_l - \sum_{k=1}^{l-1} a_k \hat{b}_k R_{k,l})\,.$$

Comme dans le cas SD, on élimine donc l-1 interférences pour l'utilisateur l (et le premier utilisateur ne bénéficie d'aucune élimination d'interférences, ce qui nécessite que ce soit celui dont l'amplitude est la plus grande, ou celui dont le *SINR* est le plus grand).

2.2.5.3 Détection par élimination parallèle des interférences

On considère le cas synchrone. Le principe de ce détecteur est le même que celui du détecteur par élimination successive des interférences. On a aussi les deux déclinaisons SD et HD. La différence réside dans le fait qu'on travaille ici sur tous les utilisateurs simultanément (on élimine toutes les interférences pour chaque utilisateur), alors qu'on traitait dans le détecteur SIC les utilisateurs successivement : le PIC (on parle de PIC pour Parallel Interference Cancellation) est une version symétrisée du SIC [Verdu, 1998]. On peut de plus itérer le PIC sur plusieurs étages en prenant comme variables d'entrée à l'étape n les sorties de l'étape n-1.
Pour le cas SD, à l'étape n, on a

$$\hat{d}_l^{(n)} = y_l - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{K} \hat{d}_k^{(n-1)} R_{k,l}\,,$$

où les valeurs à l'étape 0 correspondent aux sorties du récepteur conventionnel, ou encore sous forme matricielle

$$\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \mathbf{y} - (\mathbf{R} - \mathbf{I})\hat{\mathbf{d}}^{(n-1)}\,.$$

Par récurrence, on a immédiatement

$$\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \sum_{m=0}^{n} (\mathbf{I} - \mathbf{R})^m \mathbf{y}$$

d'où finalement si les valeurs propres de **R-I** sont de module strictement inférieur à 1

$$\lim_{n \to +\infty} \hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}\,.$$

Donc le PIC-SD tend vers le décorrélateur lorsque le nombre d'itérations tend vers l'infini.
Pour le cas HD, on a de façon similaire

$$\hat{b}_l^{(n)} = sgn(y_l - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{K} a_k \hat{b}_k^{(n-1)} R_{k,l})\,,$$

mais contrairement au cas SD, cette suite ne converge pas lorsque n tend vers l'infini et entre dans un cycle limite [Verdu, 1998], ce qui a conduit à envisager d'autres fonctions de décision.

2.2.5.4 Détecteurs à retour de décision successif

2.2.5.4.1 Cas synchrone

Le détecteur à retour de décision successif (DF pour Decision Feedback) combine un détecteur linéaire avec une élimination successive des interférences (avec décision dure). On distingue le DF-ZF et le DF-MMSE. On classe ici les utilisateurs par amplitudes décroissantes, comme dans le cas du SIC.

La forme générale d'un détecteur à retour de décision successif est [Verdu, 1998] :

$$\hat{b}_l = sgn(\sum_{k=1}^{K} G_{l,k}^{(f)} y_k - \sum_{k=1}^{l-1} G_{l,k}^{(b)} a_k \hat{b}_k),$$

ce qu'on peut noter sous forme matricielle :

$$\hat{\mathbf{b}} = sgn(\mathbf{G}^{(f)}\mathbf{y} - \mathbf{G}^{(b)}\mathbf{A}\hat{\mathbf{b}}),$$

avec $\mathbf{G}^{(b)}$ triangulaire inférieure. On peut remarquer que le cas $\mathbf{G}^{(f)} = \mathbf{I}_K$ et $(\mathbf{G}^{(b)})_{i,j} = \mathbf{R}_{i,j}$ si $i > j$, 0 sinon, correspond au cas SIC-HD, et que le cas $\mathbf{G}^{(b)} = 0$ correspond à un détecteur linéaire.
La matrice $\mathbf{R}$ étant définie positive, il existe une unique matrice $\mathbf{F}_{ZF}$ triangulaire inférieure avec des éléments diagonaux positifs telle que (décomposition de Cholesky) :

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}_{ZF}^{T}\mathbf{F}_{ZF}.$$

On note $\mathbf{F}_{ZF}^{-T} = (\mathbf{F}_{ZF}^{-1})^T$. Le DF-ZF est obtenu en prenant $\mathbf{G}^{(f)} = \mathbf{F}_{ZF}^{-T}$ et $\mathbf{G}^{(b)} = \mathbf{F}_{ZF} - diag(\mathbf{F}_{ZF})$ dans la forme générale. Contrairement au détecteur SIC, la détection prise par ce détecteur est parfaite en l'absence de bruit [Verdu, 1998] [Duel-Hallen, 1993]. Le DF-MMSE est obtenu en remplaçant $\mathbf{F}_{ZF}$ par $\mathbf{F}_{MMSE}$ définie comme l'unique matrice triangulaire inférieure avec des éléments diagonaux positifs telle que :

$$\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2} = \mathbf{F}_{MMSE}^{T}\mathbf{F}_{MMSE}.$$

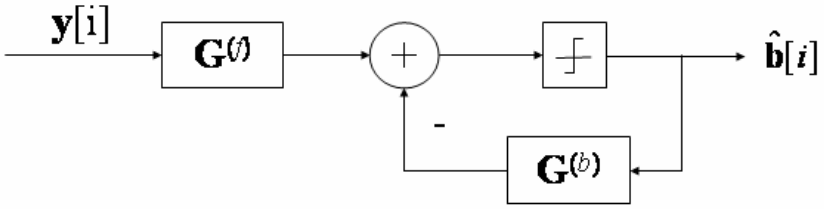


Figure 2-3 Structure du détecteur à retour de décision successif

2.2.5.4.2 Cas asynchrone

On peut prolonger les résultats du cas synchrone au cas asynchrone en utilisant des filtres matriciels (comme dans le cas du décorrélateur ou du détecteur MMSE), en utilisant la décomposition suivante [Duel-Hallen, 1995] [Verdu, 1998] : on peut trouver $\mathbf{F}_{ZF}[0]$ et $\mathbf{F}_{ZF}[1]$ telles que

$$\mathbf{R}^T[1]z+\mathbf{R}[0]+\mathbf{R}[1]z^{-1}=(\mathbf{F}_{ZF}[0]+\mathbf{F}_{ZF}[1]z)^T(\mathbf{F}_{ZF}[0]+\mathbf{F}_{ZF}[1]z^{-1}),$$

avec $\mathbf{F}_{ZF}[0]$ triangulaire inférieure, et $\mathbf{F}_{ZF}[1]$ triangulaire supérieure avec des éléments diagonaux nuls. On prend alors

$$\mathbf{G}^{(f)}(z)= (\mathbf{F}_{ZF}[0]+\mathbf{F}_{ZF}[1]z)^{-T}$$

et

$$\mathbf{G}^{(b)}(z)= \mathbf{F}_{ZF}[0]-\text{diag}\mathbf{F}_{ZF}[0]+\mathbf{F}_{ZF}[1]z^{-1}.$$

Dans le cas du MMSE, on remplace $\mathbf{F}_{ZF}[0]$ et $\mathbf{F}_{ZF}[1]$ respectivement par $\mathbf{F}_{MMSE}[0]$ triangulaire inférieure et $\mathbf{F}_{MMSE}[1]$ triangulaire supérieure avec des éléments diagonaux nuls telles que

$$\mathbf{R}^{T}[1]z+\mathbf{R}[0]+\mathbf{R}[1]z^{-1}+\sigma^{2}\mathbf{A}^{-2}=(\mathbf{F}_{MMSE}[0]+\mathbf{F}_{MMSE}[1]z)^{T}(\mathbf{F}_{MMSE}[0]+\mathbf{F}_{MMSE}[1]z^{-1}).$$

2.2.5.5 Remarques

Dans le cas du SIC ou du PIC (et éventuellement du DF), l'extension au cas asynchrone consiste généralement à travailler simultanément sur plusieurs symboles de chaque utilisateur, en suivant une approche de type « fenêtre tronquée » [Verdu, 1998] [Brunel, 1999] et de considérer un cas équivalent synchrone avec un nombre plus important d'utilisateurs fictifs. Une autre solution peut être de considérer directement la formulation D : $\bar{\mathbf{y}} = \bar{\bar{\mathbf{R}}}\bar{\bar{\mathbf{A}}}\bar{\mathbf{b}} + \bar{\mathbf{n}}$.

Mathématiquement, les SIC et PIC SD correspondent à des détecteurs linéaires.

Les détecteurs PIC, SIC et DF peuvent être itérés : on trouve alors dans la littérature la dénomination « multistage » (par exemple [Varanasi & Aazhang, 1990]) ou « iterative ».

On peut considérer des détecteurs hybrides SIC-PIC (parfois appelés HIC), qui consiste par exemple à diviser les K utilisateurs en K_1 groupes de K_2 utilisateurs ($K=K_1K_2$), et à appliquer un SIC pour chaque groupe de K_2 utilisateurs, puis un PIC pour l'ensemble des utilisateurs. Des références sont données dans [Kouliakiotis & Aghvani, 2000].

On peut envisager des détecteurs à retour de décision parallèle [Woodward et al., 2002] [Honig & Ratasuk, 2003] [Beidas et al., 2002] [Weber & Meurer, 2002].

Un grand nombre de détecteurs combinant un détecteur linéaire et un PIC ont été proposés. Des références sont données dans [Kouliakiotis & Aghvani, 2000] et [Moshavi, 1996]. Ces détecteurs peuvent être formulés comme des détecteurs à retour de décision parallèle.

Certains auteurs ont proposé de prendre en compte la fiabilité de l'observation pour les soustractions d'interférences par introduction d'une fonction f donnant la valeur à utiliser dans le retour d'interférences, ce qui donne par exemple pour le SIC

$$\hat{b}_l = f(y_l - \sum_{k=1}^{l-1} a_k \hat{b}_k R_{k,l})$$

[Zha & Blostein, 2003] [Beidas et al., 2002] [Weber & Meurer, 2002]. Ce principe peut être étendu au cas ou on considère un décodeur donnant des informations souples sur la valeur des symboles. On peut montrer dans le cas SD qu'un retour d'interférence non pondéré par une fonction de décision conduit à une élimination d'une partie du signal utile [Buehrer & Nicoloso, 1999], ce qui explique entre autres que le PIC-SD converge vers le détecteur linéaire du ZF, qui implique une perte de puissance sur le signal utile.

2.3 SYSTEMES CODES

2.3.1 Principe du décodage multi-utilisateurs itératif

2.3.1.1 Notations et schéma d'émission

On se limite au cas synchrone. En considérant un système non codé, on pouvait se limiter à l'observation sur une période symbole avec le modèle

$$\mathbf{y} = \mathbf{RAb} + \mathbf{n}$$

où

$$E(\mathbf{n}\mathbf{n}^T) = \sigma^2 \mathbf{R}$$

et

$$E(\mathbf{b}\mathbf{b}^T) = \mathbf{I}_K .$$

En faisant apparaître explicitement les séquences d'étalement, on avait aussi

$$\underline{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^{K} a_k b_k \mathbf{c}_k + \underline{\mathbf{n}} = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b} + \underline{\mathbf{n}} ,$$

avec

$$E(\underline{\mathbf{n}}\underline{\mathbf{n}}^T) = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_c} .$$

Dans la suite, on considère l'utilisation d'un même code correcteur linéaire pour tous les utilisateurs, et d'un entrelacement des bits codés différent pour chaque utilisateur. On note :

- $b_k^{(i)}[n]$ le $n^{\text{iéme}}$ des $N^{(i)}$ bits d'informations de l'utilisateur k,
- $b_k^{(c)}[n]$ le $n^{\text{iéme}}$ des N bits codés de l'utilisateur k,
- $b_k[n]$ le $n^{\text{iéme}}$ des N bits codés entrelacés de l'utilisateur k.

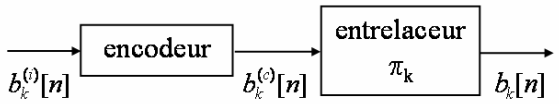


Figure 2-4 Schéma d'émission pour le décodage multi-utilisateurs itératif

Les bits codés ou entrelacés ne sont plus indépendants. On peut cependant approximer cette indépendance en supposant l'emploi de « grands entrelaceurs » et ainsi conserver les relations précédentes.

2.3.1.2 Métrique multi-utilisateurs

Supposons qu'on ait des probabilités a priori sur les valeurs des b_l, pour l de 1 à K, notées $q(b_l)$, indépendantes de l'observation $\mathbf{y}$. On peut calculer les probabilités a posteriori :

$$\begin{aligned} app(b_k) &= \Pr(b_k | \mathbf{y}) \\ &= \Pr(\mathbf{y} | b_k) \Pr(b_k) / \Pr(\mathbf{y}) \\ &\propto \sum_{\mathbf{b}|b_k} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{b}) \prod_l q(b_l) \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{b}) &= \frac{|\mathbf{R}|^{-1/2}}{(2\pi\sigma^2)^{N/2}} \exp(-\frac{1}{2\sigma^2}(\mathbf{y}-\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b})^T \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{y}-\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b})) \\ &\propto \exp(-\frac{1}{2\sigma^2}\Omega(\mathbf{b})) \end{aligned}$$

où

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} .$$

Dans le cas où on n'a aucune information a priori sur les b_l, on peut se limiter à calculer les métriques d'entrée du décodeur pour l'utilisateur k en prenant des probabilités a priori équiprobables, et on obtient la métrique du maximum de vraisemblance [Caire et al., 1997]

$$\underset{\mathbf{b}|b_k}{E}(\exp(-\frac{1}{2\sigma^2}\Omega(\mathbf{b}))).$$

Cette métrique peut être simplifiée pour les forts rapports signal à bruit en utilisant l'approximation $\log(\exp(x) + \exp(y)) \approx \max(x, y)$, et on obtient alors la métrique équivalente [Caire et al., 1997]

$$\max_{\mathbf{b}|b_k}(\Omega(\mathbf{b})).$$

2.3.1.3 Schéma de réception

En réception, on a un schéma du type :

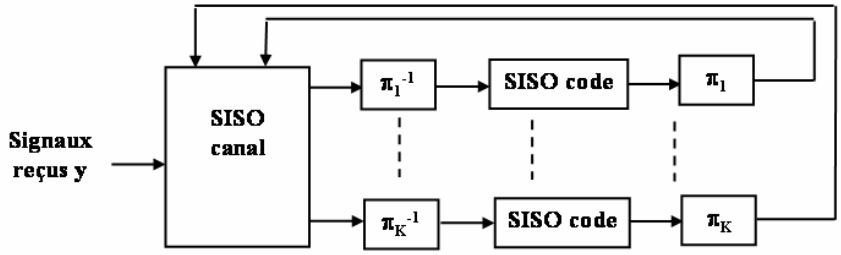


Figure 2-5 Schéma de réception du décodage multi-utilisateurs itératif

Supposons qu'on ait des probabilités a priori $q(b_l)$, provenant des SISO code, sur les valeurs des symboles transmis, indépendantes des observations. A partir de ces probabilités a priori, le SISO canal peut produire des probabilités a posteriori sur les valeurs des symboles. Ces probabilités a posteriori peuvent être obtenues en calculant les probabilités marginales en utilisant la métrique multi-utilisateurs introduite précédemment. De façon similaire, supposons qu'on ait des probabilités, provenant cette fois du SISO canal, indépendantes les unes des autres. On peut obtenir des probabilités a posteriori sur les symboles de chaque utilisateur en utilisant les SISO code.

Le principe des détecteurs multi-utilisateurs itératifs consiste à échanger des informations entre le SISO canal et le banc de SISO code.

Ces informations peuvent être échangées selon un séquencement parallèle ou successif au niveau des SISO code des utilisateurs.

Pour assurer l'indépendance des probabilités, on doit échanger des informations extrinsèques [Boutros & Caire, 2002].

Un certain nombre de définitions de probabilités extrinsèques sont possibles suivant le type de SISO (c'est-à-dire la nature des entrées et sorties du SISO), et aussi suivant le type de code. On précise cette notion dans le paragraphe suivant.

2.3.2 Calcul des informations extrinsèques

2.3.2.1 SISO canal

On raisonne sur la durée d'un bit. Supposons qu'on ait des probabilités a priori $q(b_l)$, provenant des SISO code, sur les valeurs des symboles transmis. Ces probabilités sont

supposées indépendantes des observations. L'information extrinsèque est obtenue par [Boutros & Caire, 2002]

$$ext(b_k) \propto \sum_{\mathbf{b}|b_k} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{b}) \prod_{l \neq k} q(b_l) .$$

On a notamment

$$app(b_k) \propto q(b_k) ext(b_k) .$$

2.3.2.2 SISO code

On raisonne sur un utilisateur. Supposons qu'on ait des probabilités $q(b_k^{(c)}[m])$ sur les bits codés. On peut calculer les probabilités a posteriori

$$app(b_k^{(c)}[n]) \propto \sum_{\substack{\left(b^{(c)}[1] \quad \cdots \quad b^{(c)}[N]\right) \in C \\ b^{(c)}[n]=b_k^{(c)}[n]}} \prod_m q(b_k^{(c)}[m]) ,$$

où C représente le code. L'information extrinsèque est obtenue par [Boutros & Caire, 2002]

$$ext(b_k^{(c)}[n]) \propto \sum_{\substack{\left(b^{(c)}[1] \quad \cdots \quad b^{(c)}[N]\right) \in C \\ b^{(c)}[n]=b_k^{(c)}[n]}} \prod_{m \neq n} q(b_k^{(c)}[m]) ,$$

et on a notamment

$$app(b_k^{(c)}[n]) \propto q(b_k^{(c)}[n]) ext(b_k^{(c)}[n]) .$$

2.3.2.3 Remarques

2.3.2.3.1 Algorithmes SISO pour les codes convolutifs

Dans le cas où on utilise des codes convolutifs, des probabilités a posteriori et extrinsèques sur les bits d'information et codés peuvent être calculées par des algorithmes de type BCJR [Bahk et al., 1974] qui permettent une importante réduction de complexité par rapport au calcul direct. Un grand nombre d'algorithmes dérivés sont envisageables [Robertson et al., 1995].

2.3.2.3.2 Schéma simplifié de SISO canal

Plusieurs schémas dérivés peuvent être envisagés, en particulier en approximant $ext(b_k)$ en utilisant des soustractions d'interférences (SIC ou PIC) plutôt qu'en calculant des probabilités marginales. Les deux schémas les plus classiques sont le SUMF-IC et le MMSE-IC [Boutros & Caire, 2002]. On présente rapidement les principes dans le cas d'un PIC.

- SUMF-PIC (Single User Matched Filter – Parallel Interference Cancellation)

On peut calculer les nouvelles valeurs d'entrée des SISOs en calculant les probabilités $ext(b_k)$ à partir des observations

$$y_k - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{K} a_l \hat{b}_l R_{k,l} ,$$

avec

$$\hat{b}_l = E(b_l | q(b_l)) = \tanh(LLR_q(b_l)/2) ,$$

où $LLR_q(b_l)$ désigne le rapport de vraisemblance logarithmique :

$$LLR_q(b_l) = \log \frac{q(b_l = 1)}{q(b_l = -1)} .$$

- MMSE-PIC (Minimum Mean Square Error – Parallel Interference Cancellation)

On peut calculer les nouvelles valeurs d'entrée des SISOs en calculant les probabilités $ext(b_k)$ à partir des observations

$$\mathbf{w}_k^H \left(\underline{\mathbf{r}} - \sum_{k \neq l} a_l \hat{b}_l \mathbf{c}_l + \underline{\mathbf{n}} \right)$$

où

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{S}^{-1}\mathbf{c}_k = (\mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{C}^T + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_c})^{-1}\mathbf{c}_k$$

est le filtre de recombinaison linéaire optimal au sens MMSE (et les $\hat{b}_l$ sont donnés par la formule précédente).

Dans les schémas de soustractions d'interférences précédents, on utilise des décisions souples sur les valeurs des symboles interférents basées sur les informations extrinsèques en sortie des SISO code. Dans le cas où on utilise les informations a posteriori, on peut montrer que le calcul de la probabilité est biaisée, et que cette méthode conduit à éliminer une partie du signal utile [Boutros & Caire, 2002]. Cependant, on peut remarquer [Kobayashi et al., 2002] que ce biais n'est visible au niveau de la diminution des performances que pour les très forts facteurs de charge.

2.3.2.3.3 Cas asynchrone

Le canal multi-utilisateurs asynchrone a une structure en treillis qui permet d'utiliser les algorithmes du paragraphe 2.2.3. Une autre formulation est proposée par [Moher & Guinand, 1998] et consiste à calculer directement des probabilités marginales en considérant plusieurs symboles consécutifs (approche de type fenêtre tronquée). La complexité augmentant exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs et l'ordre du canal, on peut aussi utiliser les schémas de soustraction d'interférences du paragraphe précédent.

2.3.3 Remarques

2.3.3.1 Application aux codes concaténés

Les formules de calcul des probabilités extrinsèques données précédemment sont applicables quel que soit le code correcteur linéaire envisagé. Elles sont cependant difficilement calculables directement : la somme sur l'ensemble des mots du code entraîne une complexité beaucoup trop importante. Dans le cas où on considère l'emploi de codes convolutifs, on peut calculer de manière beaucoup moins complexe les probabilités a posteriori et extrinsèques en utilisant la structure en treillis. Cependant, dans le cas où on utilise des codes correcteurs résultants de la concaténation de codes « élémentaires », un calcul direct des informations a posteriori ou extrinsèques n'est pas envisageable, et la solution la plus intéressante est un décodage itératif du turbo-code. La notion d'information extrinsèque devient alors ambiguë.

On prend par exemple le cas des turbo-codes parallèles. Les deux codes concaténés sont des codes convolutifs. En pratique, on prend souvent des codes identiques, et ces codes sont toujours récursifs afin que le turbo-code obtenu bénéficie d'un gain d'entrelacement. Un décodage (mono-utilisateur) itératif consiste à échanger des informations extrinsèques entre les deux SISO des codes convolutifs. Les informations extrinsèques portent alors sur les bits d'information, et le terme extrinsèque se rapporte aux échanges entre les deux SISO des codes convolutifs. Lors du décodage itératif multi-utilisateurs, on cherche à calculer des informations extrinsèques sur les bits codés, et le terme extrinsèque se rapporte aux échanges d'un turbo-code à l'autre. On a donc deux types d'information extrinsèques.

2.3.3.2 Sur la convergence du décodage multi-utilisateurs

Dans le cas mono-utilisateur, on peut analyser la convergence du décodage itératif par exemple d'un code concaténé par des méthodes de type diagramme EXIT (« EXIT charts », pour « EXtrinsic Information Transfer »), qui consistent à regarder l'évolution des informations extrinsèques échangées entre les SISO au cours des itérations. Ces méthodes sont aussi envisageables dans le cas d'un décodage itératif multi-utilisateurs (voir par exemple [Li and Wang, 2005]).

Cependant, dans le cas mono-utilisateur comme dans le cas multi-utilisateurs, ces méthodes ne peuvent pas permettre de garantir une convergence à des BER/PER très bas, et en particulier l'absence de plancher sur les courbes de BER/PER en fonction du E_b/N_0.
Pour garantir une telle convergence, l'approche la plus classique dans le cas mono-utilisateur pour un code concaténé consiste en une optimisation de l'entrelaceur au sens du maximum de vraisemblance, en cherchant à maximiser la distance minimale entre deux mots du code.
Dans le cas multi-utilisateurs, la distance à considérer devient une distance euclidienne (et plus une distance de Hamming), et dépend de manière générale des paramètres du canal. [Tarable et al., 2005] proposent une approche pour une optimisation des entrelaceurs dans un systèmes multi-utilisateurs indépendante des paramètres du canal, mais limitée au cas synchrone. Cette approche n'apparaît pas extensible au cas asynchrone (les horloges symbole des différents utilisateurs étant aléatoires et indépendantes). Dans ce cas, une optimisation des entrelaceurs indépendamment des paramètres du canal semble très difficile.

2.4 CONCLUSION

Nous avons proposé dans cette partie un état de l'art sur les techniques de détection multi-utilisateurs dans le contexte d'un accès en DS-CDMA sur canal AWGN. Nous avons d'abord présenté les principales techniques dans le cas d'un système non codé, puis nous avons considéré le cas d'un système codé et introduit quelques notions sur le décodage multi-utilisateurs.

Dans notre contexte, nous allons considérer une modélisation plus réaliste que celle utilisée dans cet état de l'art, et les techniques issues du maximum de vraisemblance apparaissent alors beaucoup trop complexes. De plus, les détecteurs linéaires proposés dans la littérature pour un accès à étalement de spectre correspondent en fait à des méthodes de formation de faisceaux. Nous choisissons donc dans la suite de nous intéresser aux méthodes de soustractions d'interférence.

CHAPITRE 3 : MODELE ET HYPOTHESES

3.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous introduisons le modèle et les hypothèses utilisés pour la conception et l'évaluation des algorithmes dans les chapitres suivants.
Le modèle des signaux reçus en sortie de la formation de faisceaux au niveau du satellite est présenté dans le paragraphe 3.2, dans lequel nous introduisons aussi un certain nombre de définitions pour décrire les configurations d'interférences.
Les hypothèses pour la conception des algorithmes sont présentées dans le paragraphe 3.3.
Nous introduisons finalement dans le paragraphe 3.4 des modèles simplifiés, utilisés en partie dans la suite de l'étude, ainsi que les configurations d'interférences sur lesquelles les algorithmes seront évalués.

3.2 MODELISATION

3.2.1 Description du modèle

3.2.1.1 L'antenne réseau

On considère un signal passe bande reçu à un point de référence à proximité du satellite. On écrit le signal analytique correspondant

$$\tilde{r}(t) = r(t)e^{j2\pi ft},$$

où $r(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal et f la fréquence de la porteuse. Ce signal est caractérisé par une direction d'arrivée définie par le paramètre vectoriel $\boldsymbol{\theta}$ (regroupant par exemple un angle d'élévation et un angle d'azimut dans un repère satellite).

Ce signal est mesuré par un réseau de P capteurs (ou éléments rayonnants, ou encore sources). En supposant qu'à proximité du réseau l'onde reçue est plane et que le milieu de propagation est homogène, le signal reçu au niveau du $p^{\text{iéme}}$ capteur peut s'écrire comme une translation temporelle de $\tilde{r}(t)$:

$$\tilde{r}(t-\Delta t_p(\boldsymbol{\theta})),$$

où $\Delta t_p(\boldsymbol{\theta})$ dépend de la géométrie du réseau (et de $\boldsymbol{\theta}$). L'hypothèse « bande étroite » consiste à dire que la traversée du réseau par le front d'onde se traduit simplement par un déphasage de la porteuse, c'est-à-dire

$$\tilde{r}(t-\Delta t_p(\boldsymbol{\theta})) = \tilde{r}(t)e^{-i2\pi f\Delta t_p(\boldsymbol{\theta})}.$$

Il est équivalent de considérer que le produit le la largeur de bande du signal par la dimension du réseau rapportée à la longueur d'onde est négligeable devant la fréquence porteuse.

En considérant par exemple une réponse omnidirectionnelle pour chaque capteur, et en omettant le bruit, on peut écrire simplement sous forme vectorielle les P signaux reçus sur les P capteurs :

$$\tilde{\mathbf{v}}(t) = \begin{pmatrix} \tilde{v}_1(t) \\ \vdots \\ \tilde{v}_P(t) \end{pmatrix} \propto \begin{pmatrix} e^{-i2\pi f\Delta t_1(\boldsymbol{\theta})} \\ \vdots \\ e^{-i2\pi f\Delta t_P(\boldsymbol{\theta})} \end{pmatrix} \tilde{r}(t).$$

Cependant, lorsqu'on considère un réseau de capteurs au foyer d'un réflecteur, les signaux reçus sur les différents capteurs sont pondérés à la fois en phase et en amplitude. Avec un modèle plus général, et toujours en omettant le bruit, on écrit donc :

$$\tilde{\mathbf{v}}(t) = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})\tilde{r}(t).$$

Le vecteur colonne de longueur P $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})$ est appelé vecteur directionnel du signal reçu. Il porte toute l'information relative à la direction d'arrivée du signal. Dans notre contexte, on travaillera plutôt sur les enveloppes complexes des signaux. On a la même relation :

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}) r(t) .$$

Dans le cas où on reçoit K signaux co-fréquences $r_1(t)$, … , $r_K(t)$ et qu'on considère des bruits additifs sur les capteurs $n_1^{(v)}(t)$, … , $n_K^{(v)}(t)$, cette relation devient :

$$\mathbf{v}(t) = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_k) r_k(t) + \mathbf{n}^{(v)}(t)$$

avec $\mathbf{n}^{(v)}(t) = (n_1^{(v)}(t), \ldots , n_K^{(v)}(t))^T$. En introduisant encore les relations matricielles $\mathbf{r}(t) = (r_1(t), \ldots , r_K(t))^T$ et la matrice $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_1, \ldots ,\boldsymbol{\theta}_K) = (\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_1), \ldots , \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_K))$ de dimension $P \times K$, on peut réécrire cette relation

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_1,...,\boldsymbol{\theta}_K)\mathbf{r}(t) + \mathbf{n}^{(v)}(t) .$$

Pour simplifier, on note simplement dans la suite

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{A}\mathbf{r}(t) + \mathbf{n}^{(v)}(t) \tag{3.1}$$

c'est-à-dire qu'on considère une configuration d'utilisateurs donnée (pour une antenne donnée).

3.2.1.2 La formation de faisceaux

La formation du faisceau k consiste à prendre une combinaison linéaire des signaux mesurés sur les différents capteurs (généralement pour focaliser l'énergie dans la direction du signal k et pour réduire l'influence des signaux interférents). Le signal à la sortie du faisceau k s'écrit ainsi

$$y_k(t) = \mathbf{w}_k \mathbf{v}(t) ,$$

où $\mathbf{w}_k$ est le vecteur ligne de longueur P des coefficients de la formation du faisceau k. On peut sans perte de généralité supposer qu'on a $\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H = 1$. En introduisant le vecteur des K signaux en sortie des K faisceaux $\mathbf{y}(t) = (y_1(t) \ldots y_K(t))^T$ et la matrice $\mathbf{W} = (\mathbf{w}_1{}^T \ldots \mathbf{w}_K{}^T)^T$ de dimension $K \times P$, on a

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}\mathbf{v}(t) \tag{3.2}$$

En introduisant la matrice $K \times K$ des gains (complexes) de la formation de faisceaux $\mathbf{B} = \mathbf{W}\mathbf{A}$, et le vecteur colonne des K bruit équivalents en sortie de la formation de faisceaux $\mathbf{n}(t) = \mathbf{W}\,\mathbf{n}^{(v)}(t)$, on peut réécrire cette relation

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{B}\mathbf{r}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{3.3}$$

3.2.1.3 La normalisation des gains d'antennes

Pour introduire une définition de rapport signal à bruit non ambiguë, on normalise les gains d'antenne. On introduit pour cela $x_k(t)$ défini par $x_k(t) = b_{k,k}\, r_k(t)$, ainsi que les coefficients $h_{k,l} = b_{k,l} / b_{l,l}$. On peut remarquer qu'on a $h_{k,k} = 1$ pour k de 1 à K, mais des $h_{k,l}$ complexes pour k différent de l. On a alors

$$y_k(t) = x_k(t) + \sum_{l \neq k} h_{k,l} x_l(t) + n_k(t) = \sum_{l=1}^{K} h_{k,l} x_l(t) + n_k(t) \tag{3.4}$$

En introduisant les notations $\mathbf{h}_k = (\mathbf{h}_{1,k}, \ldots, \mathbf{h}_{K,k})^T$ et $\mathbf{H} = (\mathbf{h}_1, \ldots , \mathbf{h}_K)$, on obtient

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{h}_k x_k(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{3.5}$$

On parlera de $\mathbf{H}$ comme de la matrice des gains de la formation de faisceaux normalisée. Les relations entre les différentes matrices considérées jusqu'ici et cette matrice sont résumées sur la Figure 3-1.

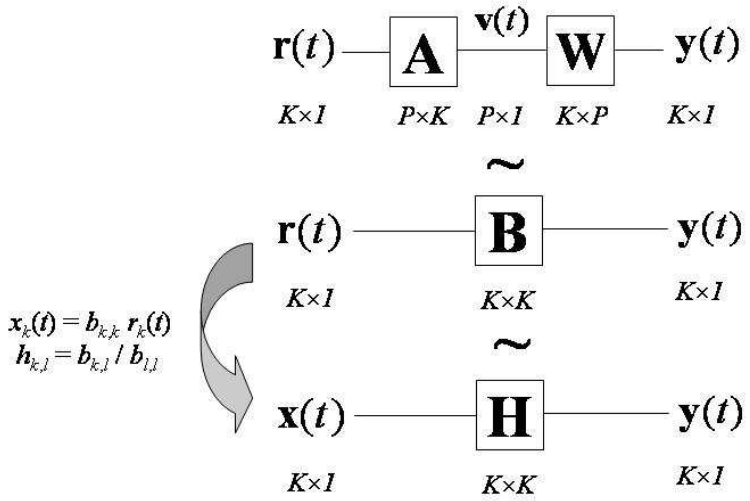


Figure 3-1 Matrice des gains de la formation de faisceaux normalisée

3.2.1.4 Modélisation des bruits

On considère que les bruits additifs sur les capteurs sont blancs, gaussiens, de même variance σ^2, et décorrélés d'un capteur à l'autre. On a donc

$$E(\mathbf{n}^{(\mathrm{v})}(t)\mathbf{n}^{(\mathrm{v})}(t)^H) = \sigma^2 \mathbf{I}_P ,$$

où $\mathbf{I}_P$ désigne la matrice identité d'ordre P. La formation de faisceaux introduit ensuite une corrélation spatiale des bruits. On a :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{n}} = E(\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H) = \sigma^2 \mathbf{W}\mathbf{W}^H \tag{3.6}$$

Puisqu'on a pris $\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^H = 1$, on a $E(n_k(t)n_k(t)^H) = \sigma^2$ pour tout k.

3.2.1.5 Modélisation des signaux reçus

On écrit les signaux $x_k(t)$

$$x_k(t) = \rho_k e^{j\varphi_k(t)} \sum_{n=0}^{N_k-1} d_k[n] s(t - nT - \tau_k) \tag{3.7}$$

avec

$$\varphi_k(t) = \varphi_k + 2\pi\Delta f_k t + \psi_k(t) ,$$

pour k de 1 à K, où

- ρ_k est l'amplitude du signal de l'utilisateur k,
- $\varphi_k(t)$ la phase de la porteuse du signal de l'utilisateur k,
- φ_k la phase de la porteuse à l'instant initial $t = 0$,
- Δf_k l'ecart sur la fréquence porteuse de l'utilisateur k,
- $\psi_k(t)$ le bruit de phase de l'utilisateur k,
- $d_k[n]$ le $n^{\text{ième}}$ symbole de l'utilisateur k,
- $s(t)$ la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme (avec $s(t)*s(-t)|_{t=0} = 1$)
- T la période symbole,
- τ_k l'horloge symbole du signal de l'utilisateur k,
- N le nombre de symbole du burst transmis.

3.2.2 Quelques remarques sur la modélisation

Toutes les étapes de descente en fréquence sont implicitement supposées effectuées à partir d'un même oscillateur, pour tous les éléments rayonnants en amont de la formation de

faisceaux, et pour tous les faisceaux en aval de la formation de faisceaux. Dans le cas contraire, on aurait en effet des fréquences différentes d'un même signal reçu sur les différents faisceaux, ce qui compliquerait largement les choses. On peut aussi considérer que les bruits de phase sont générés uniquement par les oscillateurs d'émissions, et donc qu'ils sont indépendants d'un signal à l'autre.

On a supposé les coefficients de combinaison des signaux constants. Cette approximation est valable sur la durée d'un burst. Cependant, on a en réalité une dérive temporelle (relativement lente) des réponses des éléments analogiques, et des dépointages des antennes dus aux dérives du satellite, qui font qu'on peut difficilement envisager une connaissance précise de ces coefficients a priori.

On a supposé dans ce qui précède uniquement des bruits additifs indépendants introduits au niveau des capteurs. Les bruits résultants sur les différents faisceaux sont ainsi caractérisés par une matrice de covariance $\mathbf{R_n}$ dépendant uniquement des coefficients de la formation de faisceaux. Cette modélisation est une approximation, car en réalité un grand nombre de bruits de différentes natures contribuent au bruit finalement observé au niveau du démodulateur. On discute ici la nature, et plus particulièrement la corrélation des différents bruits observés en sortie de la formation de faisceaux. Cette corrélation a en effet un impact sur les performances accessibles en terme de rapport signal à bruit, à travers le gain de recombinaison introduit dans le paragraphe suivant.

En ce qui concerne la corrélation, on peut diviser grossièrement les bruits en 3 classes :

a) Bruit d'antenne

Le bruit d'antenne est la somme des bruits élémentaires émis par les corps radiatifs dans la direction $\boldsymbol{\theta}$, pour toutes les directions $\boldsymbol{\theta}$ vues par un capteur. Il est caractérisé par la température d'antenne (au niveau d'un capteur). On suppose les bruits élémentaires non corrélés spatialement. Puisque ce sont ces même bruits qui sont vus par tous les capteurs, les bruits d'antenne apparaissant au niveau des différents capteurs sont corrélés spatialement, et caractérisés par une matrice de covariance proportionnelle à

$$\int \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})^H d\boldsymbol{\theta},$$

où $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})$ est le vecteur directionnel du réseau pour la direction $\boldsymbol{\theta}$, et l'intégrale porte sur la zone vue par l'antenne. Ces bruits d'antenne sont ensuite re-corrélés par la formation de faisceau, et apparaissent donc au niveau du démodulateur avec une corrélation proportionnelle à

$$\mathbf{W}(\int \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})^H d\boldsymbol{\theta})\mathbf{W}^H .$$

On peut envisager ainsi des bruits d'antennes non égaux sur les différents faisceaux.

b) Bruits thermiques introduits en amont de la formation de faisceaux

Les bruits introduits en amont de la formation de faisceaux sont non corrélés d'un capteur à l'autre. Ils sont corrélés par la formation de faisceaux, et apparaissent au niveau du démodulateur avec une corrélation proportionnelle à $\mathbf{W}\mathbf{W}^H$.

c) Bruits thermiques introduits en aval de la formation de faisceaux

Les bruits thermiques introduits en aval de la formation de faisceaux apparaissent non corrélés au niveau du démodulateur.

En première approximation, on peut considérer pour une antenne à formation de faisceaux numérique que l'essentiel du bruit est généré en amont de la formation de faisceaux, et que notre modèle est correct dans ce cas.

3.2.3 Description des configurations

3.2.3.1 Définitions

On définit le rapport signal à bruit pour l'utilisateur k (sur le faisceau k) par :

$$\left.\frac{E_s}{N_0}\right|_k = \left.\frac{C}{N}\right|_k = \frac{\rho_k^{\,2}}{\sigma^2} \tag{3.8}$$

On définit le rapport signal à interférences (ou isolation composite) C/I pour l'utilisateur k (sur le faisceau k) par :

$$\left.\frac{C}{I}\right|_k = \frac{\rho_k^{\,2}}{\sum_{l\neq k}\left|h_{k,l}\right|^2 \rho_l^{\,2}} \tag{3.9}$$

On définit le rapport signal à bruit plus interférences (*SINR* pour Signal to Noise plus Interference Ratio) initial pour l'utilisateur k (sur le faisceau k) par :

$$\left.\frac{C}{N+I}\right|_k = \frac{\rho_k^{\,2}}{\sum_{l\neq k}\left|h_{k,l}\right|^2 \rho_l^{\,2} + \sigma^2} \tag{3.10}$$

Avec le modèle utilisé, pour un utilisateur k donné, le signal est reçu sur le faisceau correspondant k, mais aussi sur les autres faisceaux $l \neq k$. L'exploitation du signal reçu sur les autres faisceaux peut permettre des performances supérieures en terme de rapport signal à bruit à celles du rapport signal à bruit défini précédemment. On peut en effet recombiner les signaux reçus sur les différents faisceaux. La recombinaison optimale somme les différentes répliques du signal d'intérêt en cohérence, alors que les bruits sont sommés de manière incohérente.

On définit le gain de recombinaison pour l'utilisateur k comme le rapport entre le rapport signal à bruit avec recombinaison optimale et le rapport signal à bruit défini précédemment. On peut l'exprimer sous la forme suivante (Annexe A3.1):

$$\xi_k = \sigma^2 \frac{\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)}{\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)^H \mathbf{R_n} \left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)} \tag{3.11}$$

3.2.3.2 Configurations de puissance

Pour une matrice de formation de faisceaux donnée **B**, on définit deux configurations de puissance :

3.2.3.2.1 Signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux

Les signaux reçus en amont de la formation de faisceaux $r_k(t)$ ont une même puissance. On a alors

$$\frac{\rho_l^{\,2}}{\rho_k^{\,2}} = \left|\frac{b_{l,l}}{b_{k,k}}\right|^2 \quad \forall k,l \tag{3.12}$$

On considère dans ce cas le E_s/N_0 moyen (en valeur naturelle) :

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\left.\frac{E_s}{N_0}\right|_k .$$

Le *C*/*I* devient avec cette configuration

$$\left.\frac{C}{I}\right|_k = \frac{{\rho_k}^2}{\sum_{l\neq k}\left|h_{k,l}\right|^2 {\rho_l}^2} = \frac{\left|b_{k,k}\right|^2}{\sum_{l\neq k}\left|b_{k,l}\right|^2} \tag{3.13}$$

qui est donné directement par la $k^{\text{ième}}$ ligne de la matrice **B**, et correspond au *C*/*I* antenne sans contrôle de puissance.

3.2.3.2.2 Signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux

Les signaux reçus en aval de la formation de faisceaux $x_k(t)$ ont une même puissance. On considère dans ce cas le E_b/N_0 moyen qui est aussi celui de tous les signaux. Le *C*/*I* devient avec cette configuration

$$\left.\frac{C}{I}\right|_k = \frac{\left|h_{k,,k}\right|^2}{\sum_{l\neq k}\left|h_{k,l}\right|^2} = \frac{1}{\sum_{l\neq k}\left|\frac{b_{k,l}}{b_{l,l}}\right|^2} \tag{3.14}$$

qui est donné directement par la $k^{\text{ième}}$ ligne de la matrice **H**, et correspond au *C*/*I* antenne avec contrôle de puissance (approche dynamique).

3.2.4 Exemple pour un réseau linéaire uniforme sans réflecteur

3.2.4.1 <u>Le réseau linéaire uniforme dans le plan</u>

On prend comme exemple classique le cas d'un réseau linéaire uniforme sans réflecteur dans un plan (DRA dans le plan, paragraphe 1.3.2). On caractérise un signal reçu par un angle unique $\boldsymbol{\theta} = \theta$. En notant c la vitesse de propagation de l'onde, on a pour un signal

$$\Delta t_p - \Delta t_{p-1} = \frac{d\sin\theta}{c}.$$

En considérant une réponse identique unitaire de chaque capteur, on a

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{i2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta} \\ \vdots \\ e^{i2\pi(P-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta} \end{pmatrix},$$

où λ représente la longueur d'onde. On remarquera qu'on n'a pas d'ambiguïté sur la direction du signal tant que $d \leq \lambda/2$ (théorème de Shannon spatial). En pratique, pour un satellite géostationnaire, l'angle de vue de la Terre est limité (environ 17°), et on peut donc tolérer un repliement spatial. Si on considère *K* signaux, on a alors

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & & \vdots \\ e^{i2\pi\frac{d}{\lambda}(P-1)\sin\theta_1} & \cdots & e^{i2\pi\frac{d}{\lambda}(P-1)\sin\theta_K} \end{pmatrix}.$$

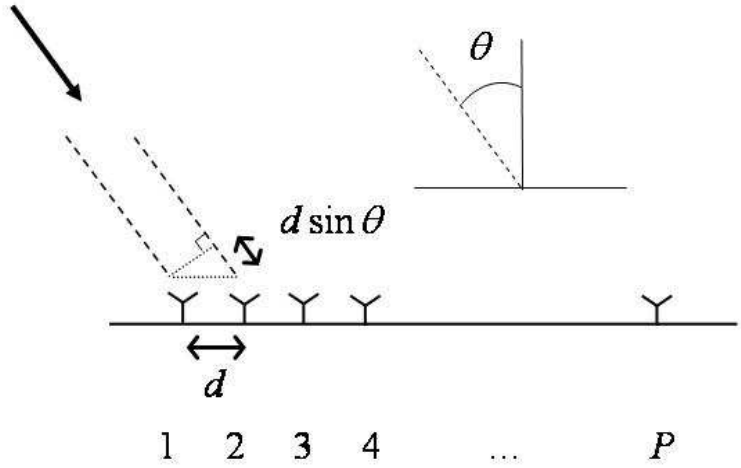


Figure 3-2 Géométrie du réseau linéaire uniforme dans le plan

3.2.4.2 La formation de faisceaux par filtrage adapté spatial en centre de cellule

En considérant que la formation de faisceaux se limite à focaliser la normale du réseau dans les directions $\theta_{k,ref}$, pour k de 1 à K, par exemple des centres des cellules, on a

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{a}(\theta_k)^H}{\|\mathbf{a}(\theta_k)\|}.$$

Les coefficients de la matrice des gains de la formation de faisceaux $b_{k,l}$ peuvent alors s'écrire :

$$b_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{P}} \exp(i\pi(P-1)\frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{k,ref})) \frac{\sin(\pi P \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{k,ref}))}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{k,ref}))}.$$

Les coefficients de la matrice des gains de la formation de faisceaux normalisée sont donnés par

$$h_{k,l} = \exp(i\pi(P-1)\frac{d}{\lambda}(\sin\theta_{l,ref} - \sin\theta_{k,ref})) \frac{\frac{\sin(\pi P \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{k,ref}))}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{k,ref}))}}{\frac{\sin(\pi P \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{l,ref}))}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_l - \sin\theta_{l,ref}))}}.$$

On remarquera que le terme de phase de ces coefficients est indépendant de la position des utilisateurs mais uniquement des positions « visées » par la formation de faisceaux. Les coefficients de la matrice de corrélation des bruits sont donnés par

$$(\mathbf{R}_\mathbf{n})_{k,l} = \sigma^2 \exp(i\pi(P-1)\frac{d}{\lambda}(\sin\theta_{l,ref} - \sin\theta_{k,ref})) \frac{\sin(\pi P \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_{l,ref} - \sin\theta_{k,ref}))}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta_{l,ref} - \sin\theta_{k,ref}))}.$$

Dans le cas où tous les signaux sont au centre des cellules, on a

$$\mathbf{H} = \mathbf{W}\mathbf{W}^H = \frac{1}{P}\mathbf{A}^H\mathbf{A}.$$

Le gain de recombinaison est alors nul pour tous les signaux. Plus précisément, sur cet exemple, un utilisateur en centre de cellule bénéficiera d'une formation de faisceaux correspondant exactement à un filtrage adapté spatial, et aura ainsi un gain de recombinaison nul.

3.3 HYPOTHESES RETENUES POUR LA CONCEPTION DES ALGORITHMES

On retient pour la conception des algorithmes les hypothèses suivantes :

H1) On considère un système synchrone au niveau burst, avec des bursts co-fréquences de mêmes longueurs et formes d'onde. On considère des retards relatifs entre les différents signaux de quelques périodes symboles. On mesurera la contrainte imposée par cette hypothèse au niveau de la flexibilité de l'allocation des ressources.

H2) On s'inspire du DVB-RCS pour les formes d'onde. On se place en entrée/sortie du codeur/décodeur (les bits d'information sont supposés uniformément répartis et aléatoires). On s'intéresse aux deux types de schémas de codage : le schéma hérité de la norme DVB-S avec concaténation d'un code de Reed-Solomon avec un code convolutif, et le turbo-codage parallèle.
Une grande partie des évaluations est effectuée dans la suite en considérant le premier schéma de codage. On considère dans ce cas un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ en sortie du décodage convolutif. Ce BER correspond à un PER de 10^{-5} en sortie du Reed-Solomon dans le schéma du DVB-S dans le cas mono-utilisateur sur canal AWGN avec synchronisation parfaite et décodage par l'algorithme de Viterbi. Dans le cas du DVB-RCS, on n'a pas d'entrelacement entre le Reed-Solomon et le code convolutif, alors que l'entrelacement dans le cas du DVB-S peut être considéré comme quasi-infini, et cette correspondance apparaît assez optimiste. De plus, la présence éventuelle d'une erreur de fréquence résiduelle en entrée du décodeur peut conduire à modifier défavorablement cette correspondance. Les résultats donnés avec ce BER cible restent donc indicatifs.
Pour les évaluations avec turbo-codage, les mesures de performance sont effectuées en PER et sont donc plus fiables.

Dans tous les cas, on s'autorise, bien que ne figurant pas dans la norme
- l'emploi d'entrelaceurs sur les bits codés ou les symboles, différents pour chaque cellule,
- l'emploi de symboles pilotes répartis dans le burst si besoin est.

H3) On considère une réutilisation de fréquence régulière. On rappelle qu'une telle réutilisation est complètement caractérisée par la donnée du nombre de réutilisation et du diamètre des cellules. Cette hypothèse n'est pas indispensable mais permet de fixer un cadre formel, en particulier au niveau des compromis C/I et capacité de la réutilisation de fréquence, mais aussi en ce qui concerne le positionnement des interféreurs prédominants, en l'absence d'un scénario plus précis.

H4) On envisage un traitement multi-utilisateurs en utilisant uniquement les sorties du formateur de faisceaux, c'est à dire sans retour au niveau des signaux mesurés sur les éléments rayonnants. A nouveau, cette hypothèse n'apparaît pas indispensable : on pourrait parfaitement étendre les approches et les algorithmes dans un contexte plus orienté « traitement d'antenne ».

Comme on l'a vu, il est difficile de considérer les coefficients de la formation de faisceaux connus précisément au niveau du démodulateur. Il reste en effet toujours une incertitude due au dépointage d'antenne avec les dérives du satellites, ou encore aux dérives des éléments analogiques des chaînes de réception. Il est possible d'envisager des procédures de calibration [Caire et al., 2005] indépendantes de la démodulation, qui permettraient une connaissance précise de ces coefficients. Ces considérations s'appliquent aussi pour les rapports signal à bruit des différents signaux, et aussi pour la covariance des bruits en réception. Ces approches n'ont pas été retenues dans le cadre de cette étude.

H5) On considère :
- que la formation de faisceaux initiale doit conduire à des *C*/*I* permettant au moins une étape démodulation/synchronisation initiale mono-utilisateur (en assimilant les interférences à du bruit supplémentaire).
- que le traitement multi-utilisateurs doit ensuite inclure une estimation du canal.

Une bibliographie sur quelques problèmes de synchronisation mono-utilisateur est proposée en Annexe A3.2.

Les étapes de synchronisation initiale qu'on suppose effectuées en mono-utilisateur sont
- la détection de préambule,
- la récupération de l'horloge symbole.

Dans la suite, ces étapes sont considérées comme acquises. Pour la récupération du rythme symbole, aux points de fonctionnement considérés, la récupération de l'horloge symbole n'apparaît pas forcément critique. La détection de préambule peut être plus problématique.

Comme on l'a vu, pour une réutilisation de fréquence régulière, des considérations de capacité conduisent à envisager une réduction du nombre de réutilisation ou une réduction de la taille des cellules par rapport à un système « classique ». L'hypothèse H5 rend difficilement envisageable un nombre de réutilisation de 1, qui conduit à des *C*/*I* beaucoup trop faibles. On considère donc un nombre de réutilisation de 3 ou plus, avec des « petites » cellules. Avec ce type de dimensionnement :

H6) On peut considérer que les interférences significatives sont essentiellement dues aux signaux des cellules co-fréquences adjacentes et que les autres interférences sont négligeables. Les signaux interférents sont au maximum 6 [Lutz et al., 2000] pour les cellules en centre de couverture, et moins pour les cellules en bord de couverture.

3.4 MODELE ET CONFIGURATIONS D'EVALUATION DES ALGORITHMES

3.4.1 Modèles de canal

Pour clarifier la présentation, on considèrera dans la suite trois modèles de canal simplifiés par rapport au modèle précédent (défini par les équations (3.5), (3.6) et (3.7)), qu'on appellera canal synchrone, canal asynchrone et canal asynchrone avec écarts de fréquence.

3.4.1.1 Canal synchrone

Ce canal est obtenu en considérant dans l'équation (3.7) des phases constantes : $\varphi_k(t) = \varphi_k$ pour tout k, et des horloges symbole identiques pour tous les signaux : on peut ainsi prendre $\tau_k = 0$ pour tout k. On suppose alors une récupération d'horloge symbole parfaite. On obtient le modèle suivant :

$$\mathbf{y}[n] = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{h}_k \rho_k e^{j\varphi_k} d_k[n] + \mathbf{n}[n]$$
$$= \mathbf{H}\mathrm{diag}(\rho_k e^{j\varphi_k})\mathbf{d}[n] + \mathbf{n}[n]$$

avec

$$\mathbf{d}[n] = [d_1[n] \ldots d_K[n]]^T,$$
$$\mathbf{y}[n] = [y_1[n] \ldots y_K[n]]^T,$$
$$\mathbf{n}[n] = [n_1[n] \ldots n_K[n]]^T,$$
$$y_k[n] = y_k(t) * s(-t)\,|_{t=nT},$$

et

$$n_k[n] = n_k(t) * s(-t)\,|_{t=nT},$$

où * représente l'opérateur de convolution. On a aussi

$$E(\mathbf{n}(n)\mathbf{n}(m)^H) = \delta(n-m)\mathbf{R}_\mathbf{n}.$$

En introduisant

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathrm{diag}(\rho_k e^{j\varphi_k}), \tag{3.15}$$

on obtient

$$\mathbf{y}[n] = \mathbf{G}\mathbf{d}[n] + \mathbf{n}[n]. \tag{3.16}$$

3.4.1.2 Canal asynchrone

Ce canal est obtenu en considérant dans l'équation (3.7) des phases constantes : $\varphi_k(t) = \varphi_k$ pour tout k (les horloges symboles τ_k sont a priori différentes). On introduit alors

$$u_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_k[n] s(t - nT - \tau_k) \tag{3.17}$$

ainsi que le vecteur correspondant : $\mathbf{u}(t) = [u_1(t) \ldots u_K(t)]^T$. On obtient

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{G}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t), \tag{3.18}$$

avec **G** définie de façon identique au paragraphe précédent.

3.4.1.3 Canal asynchrone avec écarts de fréquence

Ce canal est obtenu en considérant dans l'équation (3.7) des phases linéaires : $\varphi_k(t) = \varphi_k + \Delta f_k t$ pour tout k (c'est-à-dire qu'on néglige juste les bruits de phase, les horloges symboles τ_k sont a priori différentes, ainsi que les écarts de fréquence Δf_k).

3.4.2 Configurations d'interférences pour les évaluations des algorithmes

On considèrera pour les évaluations dans les chapitres 4 et 5 les deux configurations fictives décrites sur la figure et le tableau suivants (des configurations réelles sont considérées dans le chapitre 6).

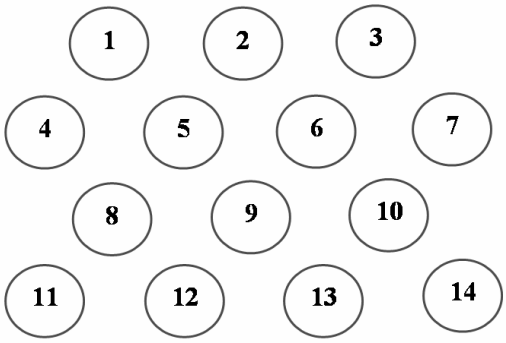


Figure 3-3 Description des configurations d'évaluation

numéro de cellule	nombre d'interféreurs	C/I configuration 1 [dB]	gain de recombinaison configuration 1 [dB]	C/I configuration 2 [dB]	gain de recombinaison configuration 2 [dB]
1, 3	3	7	0,8	5	1,2
2	4	6	1	4	1,5
4, 7	3	7	0,8	5	1,2
5, 6	6	4	1,4	2	2,1
8, 10	5	5	1,3	3	1,9
9	6	4	1,4	2	2,1
11, 14	2	8	0,5	6	0,8
12, 13	4	6	1	4	1,6

Tableau 3-1 Description des configurations d'évaluation

On se donne uniquement une matrice **H**. On considère donc implicitement la configuration de puissance « signaux isoniveaux en sortie de la formation de faisceaux », et les *C*/*I* correspondent à l'isolation composite avec contrôle de puissance.

La configuration des interférences correspond exactement à l'hypothèse H6. Les interférences sont supposées uniformément distribuées entre les faisceaux interférents. Les coefficients non nuls de **H** sont réels.
On a par exemple $h_{1,1} = 1$, et $h_{1,2} = h_{1,4} = h_{1,5}$ tels que

$$\left.\frac{C}{I}\right|_1 = \frac{1}{\left|h_{1,2}\right|^2 + \left|h_{1,4}\right|^2 + \left|h_{1,5}\right|^2},$$

soit

$$h_{1,2} = h_{1,4} = h_{1,5} = \sqrt{\frac{1}{3\left.\frac{C}{I}\right|_1}}.$$

La matrice de covariance des bruits est la matrice identité (les bruits sont supposés non corrélés d'un faisceau à l'autre).

On notera que si ces configurations peuvent apparaître « particulières » (par exemple les coefficients de la matrice **H** sont en phase, les bruits sont décorrélés d'un faisceau à l'autre), ces particularités ne sont pas exploitées par les algorithmes définis dans la suite, qui considèrent les hypothèses plus générales du paragraphe 3.3.

3.5 CONCLUSION

Nous avons d'abord introduit dans ce chapitre le modèle pour la démodulation correspondant au contexte envisagé, ainsi que quelques définitions pour décrire les configurations d'interférences.

Nous avons ensuite présenté les différentes hypothèses retenues pour la conception des algorithmes.
Nous avons finalement introduit quelques éléments utilisés dans la suite de l'étude. Pour simplifier la présentation (et aussi réduire les temps de simulation), différents modèles de canal simplifiés sont considérés : le canal synchrone, le canal asynchrone et le canal asynchrone avec écarts de fréquence. Pour évaluer les performances des algorithmes dans les chapitres 4 et 5, deux configurations d'interférences fictives sont utilisées.

Les deux chapitres suivants sont consacrés à la présentation et l'évaluation des algorithmes sur les configurations d'interférences proposées : nous considérons dans le chapitre 4 le canal synchrone, puis dans le chapitre 5 l'extension des algorithmes au canal asynchrone et au canal asynchrone avec écarts de fréquence. Des configurations d'interférences réelles sont considérées dans le chapitre 6.

CHAPITRE 4 : ETUDE DES METHODES DE SUPPRESSION D'INTERFERENCES : CAS DU CANAL SYNCHRONE

4.1 INTRODUCTION

Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'évaluation de différentes méthodes de suppression d'interférence sur les configurations introduites au chapitre précédent (paragraphe 3.4.2). Nous considérons dans tout ce chapitre le canal synchrone (paragraphe 3.4.1.1). L'extension au canal asynchrone (paragraphe 3.4.1.2) puis au canal asynchrone avec écarts de fréquence (paragraphe 3.4.1.3) fait l'objet du chapitre suivant.
Ce chapitre est divisé en deux parties : dans la première (paragraphe 4.2) nous nous intéressons à un système utilisant un codage convolutif, dans la seconde à un système utilisant un turbo-codage (paragraphe 4.3). Dans les deux parties, nous décrivons les schémas de transmission et de réception puis nous évaluons les performances par simulation. Pour la partie avec codage convolutif, les résultats sont analysés en terme de BER et d'erreur d'estimation de canal. Pour la partie avec turbo-codage, nous nous intéressons à l'éventuelle présence d'un plancher sur les résultats en terme de PER (paragraphe 2.3.3.2).

4.2 AVEC CODAGE CONVOLUTIF

4.2.1 Schéma de transmission

Le schéma de transmission est décrit sur la figure suivante pour l'utilisateur *k*.

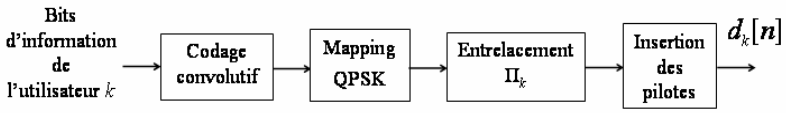


Figure 4-1 Schéma de *transmission pour l'utilisateur k avec codage convolutif*

Le codage canal, le mapping et les positions des symboles pilote sont identiques pour tous les utilisateurs. L'entrelaceur Π_k sur les symboles et les symboles pilotes sont différents pour chaque utilisateur.

4.2.2 Architecture des récepteurs

L'approche considérée est un schéma de type suppression parallèle d'interférence (PIC pour « Parallel Interference Cancellation ») itérative utilisant les codes correcteurs, et incluant une (re)-estimation du canal.

On rappelle qu'on a en réception un modèle du type (paragraphe 3.4.1.1) :

$$\mathbf{y}[n] = \mathbf{H}\mathrm{diag}(\rho_k e^{j\varphi_k}) + \mathbf{n}[n] = \mathbf{G}\mathbf{d}[n] + \mathbf{n}[n].$$

Dans toute la suite $\mathbf{g}_{k,.}$ et $\mathbf{g}_{.,k}$ indique respectivement la $k^{\text{ième}}$ ligne et la $k^{\text{ième}}$ colonne de la matrice $\mathbf{G}$, et pour tout paramètre c, $\hat{c}^{(m)}$ désigne une décision sur c ou une estimation sur c à la $m^{\text{ième}}$ itération.

L'architecture la plus classiquement rencontrée dans la littérature est un banc de décodeurs mono-utilisateurs relié à bloc multi-utilisateurs qui centralise toutes les données pour effectuer

la suppression d'interférence. Ce type d'approche n'apparaît pas particulièrement adapté à notre problème. En effet :

- D'après l'hypothèse H6 (paragraphe 3.3), le nombre d'interféreurs significatifs vus par un utilisateur d'intérêt est limité. Il n'est donc pas indispensable d'avoir recours à un traitement muti-utilisateurs centralisé.
- L'estimation du vecteurs $\mathbf{g}_{k,.}$ est uniquement liée au faisceau k, et une approche par faisceau apparaît par conséquent assez logique en ce qui concerne l'estimation de canal.

On considère donc dans la suite des architectures décentralisées, c'est-à-dire où les différentes fonctions sont effectuées faisceau par faisceau (ou utilisateur par utilisateur), et où les informations nécessaires au traitement multi-utilisateurs sont échangées d'un faisceau à l'autre.

Deux architectures de récepteur sont envisagées :

- la première architecture consiste simplement en une suppression des interférences en sortie des faisceaux,
- la seconde architecture consiste en une suppression des interférences suivie d'une recombinaison au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (ou au sens de Wiener, Annexe A3.1.4).

On parlera de récepteur sans et avec recombinaison. Les performances accessibles par le récepteur sans recombinaison sont limitées à celles d'un utilisateur seul avec un rapport signal à bruit $E_s/N_0|_k$. Les performances accessibles par le récepteur avec recombinaison sont limitées à celles d'un utilisateur seul avec un rapport signal à bruit $E_s/N_0|_k + \xi_k$ [dB] (paragraphe 3.2.3.1).

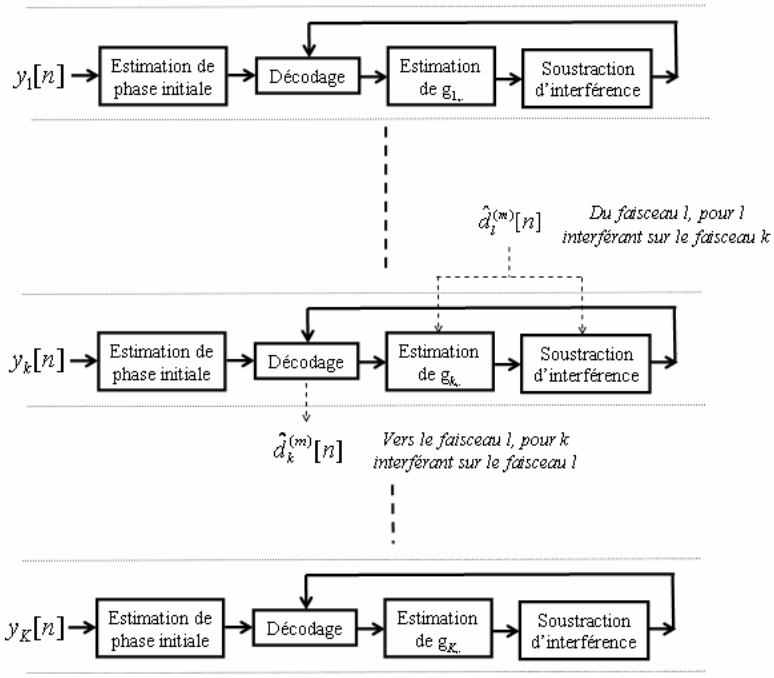


Figure 4-2 Schéma du récepteur : canal synchrone, sans recombinaison, décodage Viterbi

On envisage aussi deux types de décodage, par utilisation des algorithmes de Viterbi ou MAP (pour Maximum A Posteriori, encore appelé BCJR [Bahl et al., 1974]). Dans les deux cas, pour les codes considérés, les performances de décodage mono-utilisateur sont pratiquement identiques. On parlera de décodage Viterbi ou MAP.

4.2.2.1 *Sans recombinaison*

Un schéma de principe du récepteur dans le cas du décodage Viterbi est proposé sur la Figure 4-2 (les opérations de désentrelacement/réentrelacement et de démapping/remapping sont supposées incluses dans le bloc décodage). On détaille dans la suite les principales étapes.

Estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$

L'estimation du canal sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau (c'est à dire l'estimation de $\mathbf{g}_{k,.}$) à la $m^{\text{ième}}$ itération est effectuée par l'estimateur des moindres carrés en utilisant les estimées sur les symboles (et en incluant les symboles pilotes) :

$$\hat{\mathbf{g}}_{k,.}{}^{(m)} = \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_k[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n]^H \right) \left(\sum_{n=0}^{N-1} \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n]^H \right)^{-1}. \quad (4.1)$$

On peut remarquer que si les estimées sur les symboles sont exactes et que la matrice de covariance des bruits est proportionnelle à l'identité, cet estimateur correspond à celui du maximum de vraisemblance.

En suivant l'hypothèse H6 (paragraphe 3.3), on limite l'estimation au coefficient du faisceau d'intérêt et aux coefficients des cellules co-fréquences adjacentes, en considérant que les autres sont nuls. Pour ne pas alourdir les notations, on ne le précise pas dans les équations.

Soustraction d'interférence

Sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau, à la $(m+1)^{\text{ième}}$ itération, la soustraction d'interférence (qui inclut une correction de phase sur le signal d'intérêt) pour le $n^{\text{ième}}$ symbole est effectuée par

$$y_k{}^{(m+1)}[n] = \hat{g}_{k,k}{}^{(m)*} \left(y_k[n] - \sum_{l \neq k} \hat{g}_{k,l}{}^{(m)} \hat{d}_k{}^{(m)}[n] \right). \quad (4.2)$$

Si les décisions sur les symboles des signaux interférents et l'estimation de $\mathbf{g}_{k,.}$ sont parfaites, on a

$$y_k{}^{(m+1)}[n] = \left| g_{k,k} \right|^2 y_k[n] + g_{k,k}{}^* n_k[n], \quad (4.3)$$

les interférences sont parfaitement éliminées et la phase du signal d'intérêt est parfaitement corrigée. On se retrouve alors en présence uniquement d'un bruit additif blanc gaussien avec un rapport signal à bruit $E_s/N_0|_k$.

Décodage

On assimile le comportement de l'interférence résiduelle plus le bruit en sortie du désentrelaceur (associé à un déphasage éventuel) à celui d'un bruit additif blanc gaussien.

Initialisation

Pour initialiser le processus, on calcule une phase initiale en mono-utilisateur, en assimilant l'interférence à un bruit additif supplémentaire blanc et gaussien, à partir des symboles pilotes par l'estimateur du maximum de vraisemblance en mode DA (« Data-Aided ») :

$$\hat{\varphi}_k = \mathrm{Arg} \left(\sum_{n \text{ pilote}} y_k[n] d_k[n]^* \right).$$

On remarquera qu'on n'effectue pas d'estimation directe de canal (c'est à dire de $\mathbf{g}_{k,.}$) à l'initialisation, et qu'on se limite à une estimation de phase.

Cas du décodage MAP

Comme dans le cas du décodage Viterbi, on assimile le comportement de l'interférence résiduelle plus le bruit en sortie du désentrelaceur (associé à un déphasage éventuel) à celui d'un bruit additif blanc gaussien. Le rapport signal à bruit équivalent est calculé par

l'estimateur M2M4 [Pauluzzi & Beaulieu, 2000]. L'algorithme MAP fournit des probabilités associées aux valeurs possibles de chaque bit : on parle de pmf pour « probability mass function » a posteriori et extrinsèques [Bahl et al., 1974] [Hagenauer et al., 1996]. Le schéma considéré peut être relié aux approches de décodage conjoint multi-utilisateurs [Boutros & Caire, 2002] avec ré-estimation du canal par utilisation de l'algorithme « Espérance - Maximisation » (EM pour « Expectation – Maximisation ») [Moon, 1996] appliqué « localement » [Kobayashi et al., 2001]. On utilise donc pour les soustractions d'interférences les espérances des symboles, notées $\hat{d}_k^{(m,EXT)}$, conditionnellement aux pmf extrinsèques des bits correspondants, puisque l'utilisation des espérances conditionnellement aux pmf a posteriori conduit à éliminer une partie du signal utile [Boutros & Caire, 2002] :

$$y_k^{(m+1)}[n] = \hat{g}_{k,k}^{(m)*}\left(y_k[n] - \sum_{l \neq k} \hat{g}_{k,l}^{(m)} \hat{d}_k^{(m,EXT)}[n] \right). \tag{4.4}$$

L'algorithme EM conduit au contraire à utiliser pour l'estimation de canal les espérances des symboles, notées $\hat{d}_k^{(m,APP)}$, conditionnellement aux pmf a posteriori des bits correspondants :

$$\hat{\mathbf{g}}_{k,.}^{(m)} = \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_k[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m,APP)}[n]^H \right) \left(\sum_{n=0}^{N-1} \hat{\mathbf{d}}^{(m,APP)}[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m-1,APP)}[n]^H \right)^{-1}. \tag{4.5}$$

Si on note les rapports de vraisemblance logarithmiques associés aux pmf considérées (extrinsèques ou a posteriori) sur les voies en phase et en quadrature LLR^I et LLR^Q, on a classiquement

$$\hat{d} = E(d | LLR^I, LLR^Q) = \frac{\tanh(LLR^I / 2) + i \tanh(LLR^Q / 2)}{\sqrt{2}}. \tag{4.6}$$

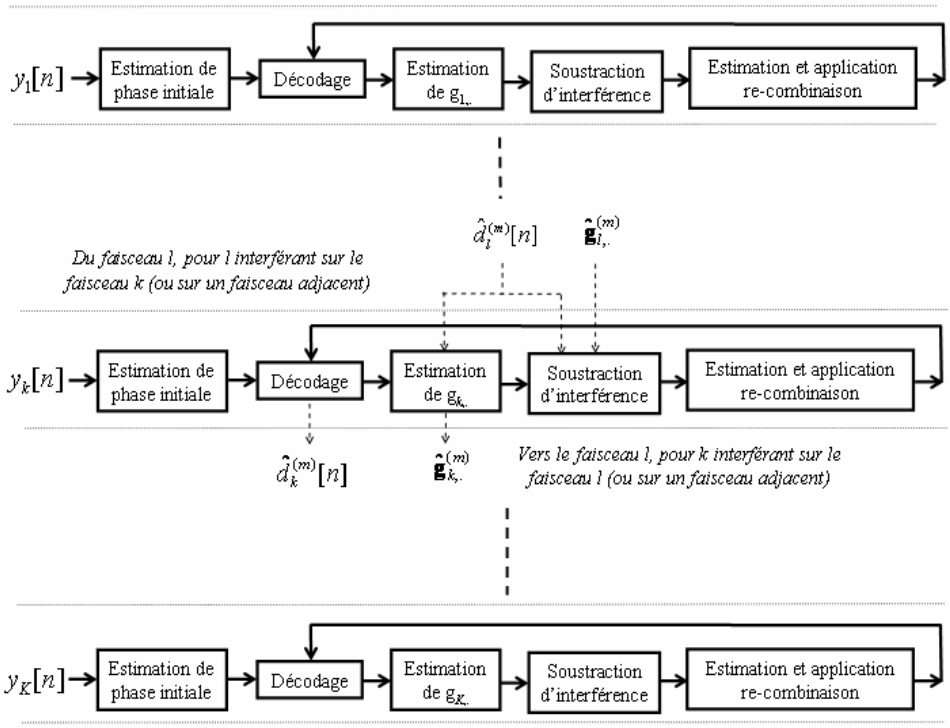


Figure 4-3 Schéma du récepteur : canal synchrone, avec recombinaison, décodage Viterbi

4.2.2.2 Avec recombinaison

Un schéma de principe du récepteur dans le cas du décodage Viterbi est proposé sur la Figure 4-3 (les opérations de désentrelacement/réentrelacement et de démapping/remapping sont toujours supposées incluses dans le bloc décodage). On détaille dans la suite les principales étapes.

Estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$

L'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ est effectuée de façon identique au paragraphe précédent.

Soustraction d'interférence

A la $(m+1)^{\text{ième}}$ itération, pour le $k^{\text{ième}}$ signal, la soustraction d'interférence pour le $n^{\text{ième}}$ symbole est effectuée par

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] = \mathbf{y}[n] - \hat{\mathbf{G}}_k^{(m)} \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n], \tag{4.7}$$

où $\hat{\mathbf{G}}_k^{(m)}$ désigne la matrice $\hat{\mathbf{G}}^{(m)}$ avec les coefficients de sa $k^{\text{ième}}$ colonne forcés à zéro.

Si les décisions sur les symboles des signaux interférents et les estimations des $\mathbf{g}_{l,.}$ sont parfaites, on a

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] = \mathbf{g}_{.,k} d_k[n] + \mathbf{n}[n], \tag{4.8}$$

les interférences sont parfaitement éliminées sur tous les faisceaux.

Estimation de la recombinaison

La recombinaison au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne est obtenue en modélisant l'interférence résiduelle plus le bruit

$$\mathbf{I}_k^{(m)}[n] = \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] - \mathbf{g}_{.,k} d_k[n] \tag{4.9}$$

et le signal d'intérêt comme des processus aléatoires stationnaires indépendants. La minimisation de l'erreur quadratique moyenne

$$E\left(\left| \boldsymbol{\eta}_k^{(m)H} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] - d_k[n] \right|^2 \right) \tag{4.10}$$

sur $\boldsymbol{\eta}_k^{(m)}$ conduit alors classiquement à

$$\boldsymbol{\eta}_k^{(m)} = E\left(\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n]^H \right)^{-1} E\left(\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] d_k[n]^* \right). \tag{4.11}$$

Si les décisions sur les symboles et les estimations des $\mathbf{g}_{l,.}$ sont parfaites, on obtient

$$\boldsymbol{\eta}_k^{(m)} = \left(\mathbf{g}_{.,k} \mathbf{g}_{.,k}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{n}} \right)^{-1} \mathbf{g}_{.,k}. \tag{4.12}$$

Dans notre schéma, $\boldsymbol{\eta}_k^{(m)}$ est estimé en utilisant les estimées sur les symboles (et en incluant les symboles pilotes) :

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\eta}}_k^{(m)} &= E\left(\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n]^H \right)^{-1} E\left(\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] \hat{d}_k[n]^* \right) \\ &\propto \left(\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n]^H \right)^{-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n] \hat{d}_k[n]^* \right). \end{aligned} \tag{4.13}$$

Comme dans le cas de l'estimation de canal, on estime et donc on applique la pondération de recombinaison en considérant uniquement le faisceau d'intérêt et les faisceaux co-fréquences adjacents (hypothèse H6 du paragraphe 3.3).

Application de la recombinaison

L'entrée du décodeur pour le $n^{\text{ième}}$ symbole du $k^{\text{ième}}$ signal à la $(m+1)^{\text{ième}}$ itération est finalement donnée par

$$y_k^{(m+1)}[n] = \hat{\boldsymbol{\eta}}_k^{(m)H} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m)}[n]. \tag{4.14}$$

On remarquera que l'application de cette recombinaison inclut une correction de phase.

Décodage
Le décodage est effectué de façon identique au paragraphe précédent.

Initialisation
L'initialisation est effectuée de façon identique au paragraphe précédent.

Cas du décodage MAP
Comme dans le paragraphe précédent, on assimile le comportement de l'interférence résiduelle plus le bruit en sortie du désentrelaceur (associé à un déphasage éventuel) à celui d'un bruit additif blanc gaussien, et le rapport signal à bruit équivalent est calculé par l'estimateur M2M4. Les espérances sur les symboles pour l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$, l'estimation des recombinaisons ou pour les soustractions d'interférence sont indiquées dans les équations suivantes :

$$\hat{\mathbf{g}}_{k,.}^{(m)} = \left(\sum_{n=1}^{N} y_k[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m,APP)}[n]^H \right) \left(\sum_{n=1}^{N} \hat{\mathbf{d}}^{(m,APP)}[n] \hat{\mathbf{d}}^{(m,APP)}[n]^H \right)^{-1}, \tag{4.15}$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] = \mathbf{y}[n] - \hat{\mathbf{G}}_k^{(m)} \hat{\mathbf{d}}^{(m,EXT)}[n], \tag{4.16}$$

$$\hat{\boldsymbol{\eta}}_k^{(m)} \propto \left(\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n]^H \right)^{-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] \hat{d}_k^{(m,APP)}[n]^* \right). \tag{4.17}$$

4.2.2.3 Remarque

On aurait pu aussi envisager une recombinaison au sens filtrage adapté spatial, après une estimation de la matrice de covariance $\mathbf{R_n}$, par exemple par

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(m)} \propto \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{y}[n] - \hat{\mathbf{G}}^{(m)} \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n] \right) \left(\mathbf{y}[n] - \hat{\mathbf{G}}^{(m)} \hat{\mathbf{d}}^{(m)}[n] \right)^H . \tag{4.18}$$

Cette approche conduit à la pondération

$$\boldsymbol{\eta}_k^{(m)} = \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{(m)^{-1}} \hat{\mathbf{g}}_{.,k} . \tag{4.19}$$

Si les décisions sur les symboles et les estimations des $\mathbf{g}_{k,.}$ sont parfaites, on a simplement

$$\boldsymbol{\eta}_k^{(m)} = \mathbf{R}_{\mathbf{n}}^{-1} \mathbf{g}_{.,k} . \tag{4.20}$$

En utilisant le lemme d'inversion matricielle, on vérifie de cette pondération est identique à celle obtenue par minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Cependant, lorsque les décisions et les estimations ne sont pas parfaites, les quelques évaluations effectuées avec cette approche ont fait apparaître des performances moins intéressantes que l'approche par recombinaison avec minimisation d'erreur quadratique moyenne retenue ici.

On souligne aussi ici que pour les étapes d'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ ou d'estimation de la recombinaison :

- l'inversion matricielle porte sur une matrice de taille maximum 7×7,
- on peut utiliser le lemme d'inversion matricielle pour éviter une inversion directe (de façon similaire aux moindres carrés récursifs [Gustafsson, 2000]).

Enfin, on notera que l'approche de type PIC a été préférée à une approche de type SIC (pour « Successive Interference Cancellation ») en raison de la complexité introduite par la ré-estimation de canal. En effet, la convergence des SIC apparaît généralement plus rapide que celle des PIC. Cependant, en prenant par exemple le cas sans recombinaison, l'utilisation d'un

SIC nécessiterait après le décodage de l'utilisateur k de ré-estimer les $g_{l,k}$ (soit jusqu'à 7 coefficients sur 7 faisceaux différents, donc nécessitant jusqu'à 7 estimations) pour procéder aux soustractions d'interférences puis au décodage de l'utilisateur suivant. Cette importante complexité supplémentaire au niveau de l'estimation de canal par rapport au cas du PIC, où on a seulement une ré-estimation de canal par faisceau à chaque itération, rend l'utilisation du SIC rédhibitoire (à moins d'envisager une autre approche d'estimation de canal).

4.2.3 Résultats de simulation

On utilise dans la suite les configurations d'interférences introduites dans le paragraphe 3.4.2.

4.2.3.1 Paramètres

On effectue à chaque paquet un nouveau tirage :

- des phases $\varphi_{k,}$ uniformément distribuées sur [0, 2π] et indépendantes,
- des 32 symboles pilotes en préambule, uniformément distribués et indépendants,
- des entrelaceurs, uniformément distribués et indépendants,
- des 424 bits d'information, correspondant à une cellule ATM (paragraphe 1.2.2.2, [DVB-RCS (a)]), uniformément distribués et indépendants.

Aucune optimisation sur les symboles pilotes, en prenant par exemple des séquences de référence orthogonales [Khalighi & Boutros, 2006], ou sur les entrelaceurs [Tarable et al., 2005] n'est effectuée car ce n'est plus possible lorsqu'on considère le canal asynchrone.

On utilise le code convolutif mère du DVB-S, de taux 1/2, non récursif non systématique, de générateurs (133,171) en octal [DVB-RCS (a)]. Les treillis sont fermés, l'état final est utilisé pour le décodage. On a donc finalement 430 symboles d'information, et 462 symboles au total. Le E_b/N_0 est calculé sans prendre en compte les symboles pilotes ni la fermeture du treillis.

4.2.3.2 Résultats en BER et influence de la configuration de puissance

Les deux figures suivantes donnent des exemples de résultats en terme de BER pour la cellule 9 dans la configuration d'interférences 2.

Dans le cas sans recombinaison, quel que soit l'algorithme de décodage, on atteint pratiquement les performances mono-utilisateurs sans gain de recombinaison (c'est-à-dire correspondant au E_b/N_0) : la dégradation est inférieure à 0.2 dB à la troisième itération.

On obtient de meilleures performances dans le cas avec recombinaison, quel que soit l'algorithme de décodage, puisqu'on bénéficie du gain de recombinaison, ce qui décale la borne constituée par la courbe de performance mono-utilisateur de ξ (avec ξ, défini dans l'équation (3.11) du paragraphe 3.2.3.1, qui traduit l'augmentation maximale possible en rapport signal à bruit lors de la recombinaison). Cependant, on peut remarquer qu'on a une dégradation significative par rapport aux performances mono-utilisateurs avec gain de recombinaison (c'est-à-dire correspondant au $E_b/N_0 + \xi$), même à la quatrième itération. De plus, augmenter le nombre d'itérations ne permet pas de s'en rapprocher significativement.

Il apparaît en fait que les cellules à plus faible gain de recombinaison que la cellule considérée présentent des performances beaucoup plus proches de celles mono-utilisateurs avec gain de recombinaison correspondantes. La Figure 4-6, qui présente le E_b/N_0 nécessaire pour atteindre le BER cible pour les différentes cellules, en donne une illustration. A la cinquième itération, avec décodage MAP, la dégradation par rapport aux performances mono-utilisateurs avec

gain de recombinaison est de 0.15 dB pour les cellules 1, 3, 4 et 7, qui ont les gains de recombinaison les plus faibles (1.2 dB), tandis qu'elle est de 0.8 dB pour les cellules 5, 6 et 9, qui ont les gains de recombinaison les plus forts (2.1 dB).

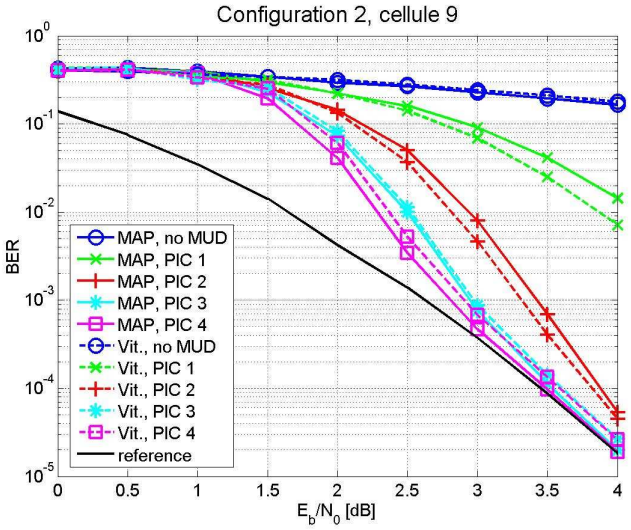


Figure 4-4 Résultats en BER : canal synchrone, sans recombinaison

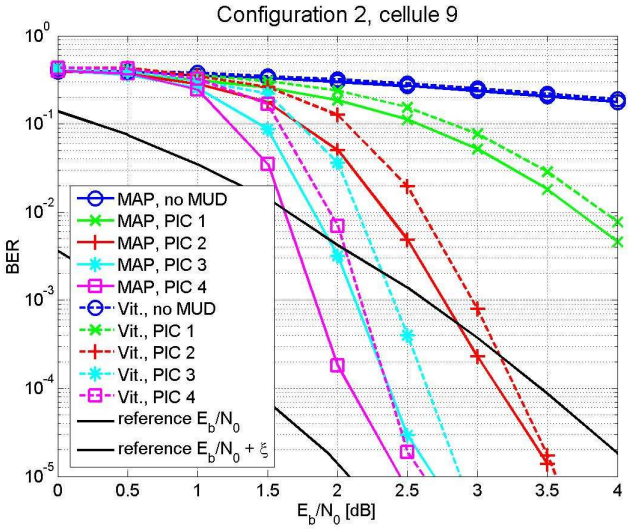


Figure 4-5 Résultats en BER : canal synchrone, avec recombinaison

On peut en conclure que les cellules à forts gains de recombinaison présentent des dégradations significatives par rapport aux performances mono-utilisateurs avec gain de recombinaison car elles sont limitées par les soustractions d'interférence imparfaites en provenance des cellules à plus faibles gains de recombinaison. Une configuration de puissance adaptée à un algorithme (dans le sens où elle permettrait potentiellement de limiter la dégradation par rapport au cas mono-utilisateur pour toutes les cellules simultanément) serait ainsi une configuration pour laquelle tous les rapports signal à bruit (avec ou sans recombinaison, suivant l'algorithme considéré) sont égaux pour les différentes cellules. Si la configuration de puissance sur l'exemple considéré (paragraphes 3.4.2 et 3.2.3.2.2 : signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceau) apparaît adaptée aux algorithmes sans recombinaison, la configuration de puissance la plus adaptée aux algorithmes avec recombinaison serait plutôt du type « $E_b/N_0|_k + \xi_k$ égaux pour tout k ». On soulignera que cette

configuration de puissance ne correspond pas d'une manière générale à celle avec signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux.

En ce qui concerne la comparaison des deux types de décodage, le décodage MAP conduit logiquement à des meilleurs résultats que le décodage Viterbi. On remarque cependant qu'étonnamment le décodage Viterbi conduit à des meilleurs résultats que le décodage MAP pour les deux premières itérations dans le cas sans recombinaison (ce qui peut être mis en rapport avec les résultats de [Khalighi & Boutros, 2006]).

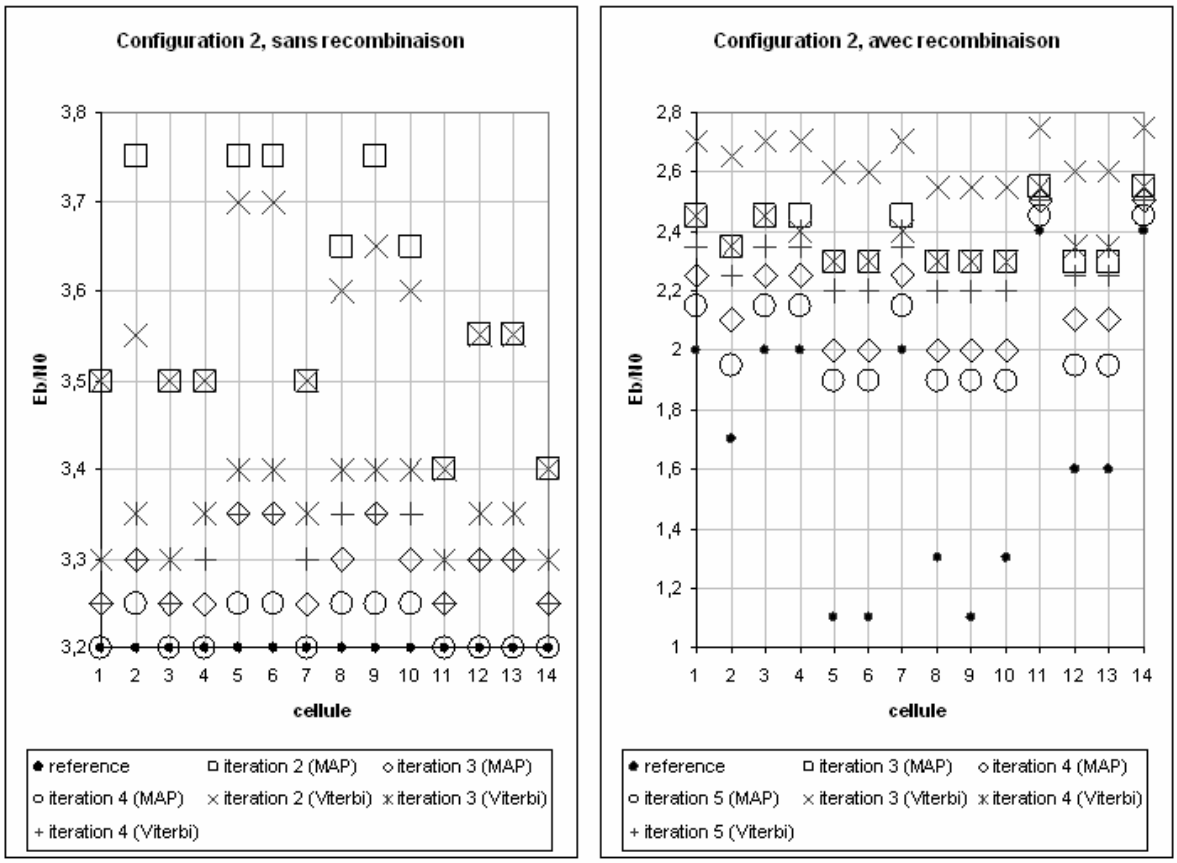


Figure 4-6 Résultats en terme de E_b/N_0 requis : canal synchrone

4.2.3.3 Mesure de l'erreur d'estimation du canal

On s'intéresse maintenant aux mesures d'erreur d'estimation sur les $g_{k,l}$ dans le cas des algorithmes sans recombinaison. Plutôt que de considérer directement une mesure d'erreur quadratique sur les coefficients complexes, on procède par mesure des erreurs sur les modules d'une part et des erreurs sur les phases d'autre part. L'intérêt est de pouvoir introduire en procédant ainsi une borne inférieure pour l'erreur quadratique moyenne de phase, donnée par la borne de Cramer-Rao modifiée mono-utilisateur (Annexe 3.3, [D'Andrea et al., 1994]).

On s'intéresse plus particulièrement au biais normalisé sur le module, calculé par

$$\mathrm{b}(|g_{k,l}|) = \frac{|g_{k,l}| - |\hat{g}_{k,l}|}{|g_{k,l}|}, \tag{4.21}$$

et à l'erreur quadratique de phase, l'estimation de phase étant non biaisée, calculée par

$$\mathrm{Var}(\mathrm{Arg}(g_{k,l})) = \left((\mathrm{Arg}(g_{k,l}) - \mathrm{Arg}(\hat{g}_{k,l}))[2\pi]\right)^2, \tag{4.22}$$

où [2π] désigne l'opérateur modulo 2π et Arg l'opérateur argument.

La borne de Cramer Rao modifiée associée, notée simplement BCR, pour l'erreur quadratique de phase est donnée dans notre modèle par

$$BCR(Arg(g_{k,l})) = \frac{1}{2N}\left|h_{k,l}\right|^2\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}, \tag{4.23}$$

avec $N = 462$ symboles.

On s'intéresse dans la suite uniquement aux coefficients $g_{k,l}$ pour l différent de k. En effet, les coefficients $g_{k,k}$, utilisés notamment pour les corrections de phase dans le schéma sans recombinaison, sont plus nettement plus grands. Les bornes de Cramer Rao associées sont donc nettement plus basses, et l'estimation est moins critique.

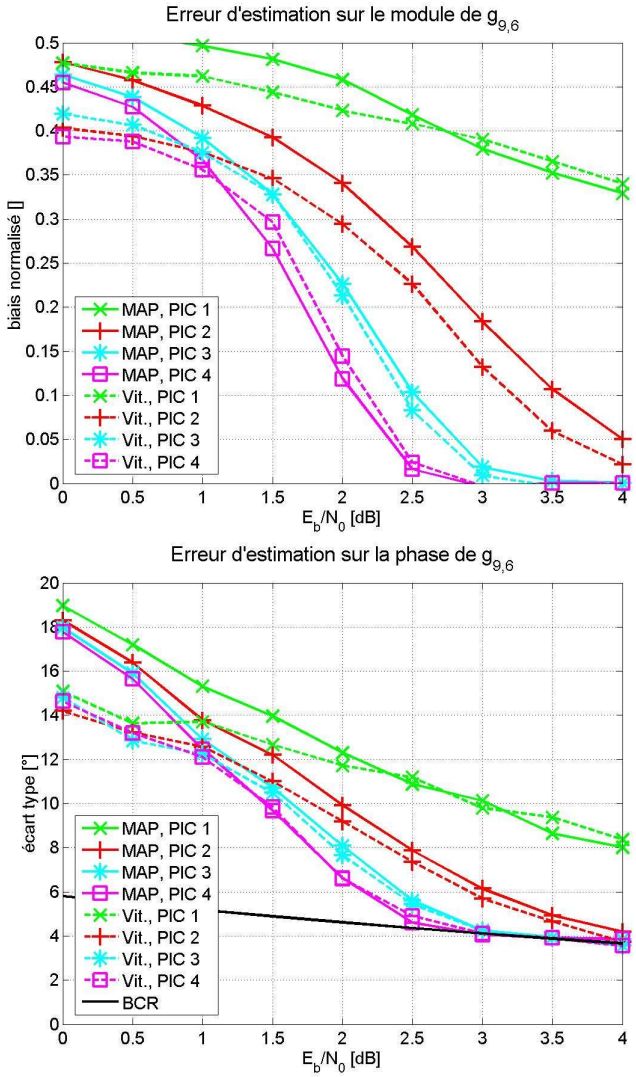


Figure 4-7 Mesure de l'erreur sur le coefficient $g_{6,9}$, canal synchrone

Un exemple d'erreur d'estimation moyenne mesurée sur le coefficient $g_{6,9}$ est donné sur la Figure 4-7.
On peut constater qu'aux premières itérations, le module est biaisé. Il est largement sous-estimé en raison des décisions ou estimées imparfaites sur les symboles. Lorsque l'algorithme

converge, les décisions ou estimées sur les symboles sont beaucoup plus fiables et conduisent à un biais pratiquement nul.
De façon similaire, l'erreur d'estimation de phase présente aux premières itérations un écart type important. Lorsque l'algorithme converge, cet écart-type diminue jusqu'à atteindre la borne de Cramer-Rao modifiée.

Un comportement identique est observé pour les autres coefficients.

Dans le cas avec recombinaison, le même comportement est observé. Cependant, les mesures d'erreurs sur les estimées des $g_{k,l}$ s'avèrent insuffisantes pour caractériser complètement l'estimation de canal, en raison de l'estimation de la re-combinaison (qui inclut notamment une estimation indirecte de la matrice de covariance des bruits $\mathbf{R_n}$).

4.3 AVEC TURBO-CODAGE

4.3.1 Schéma de transmission

On s'intéresse maintenant au cas d'un système utilisant le turbo-code défini par la norme DVB-RCS. Ce turbo-code parallèle est basé sur un code convolutif récursif systématique duobinaire à 16 états. Le turbo-code utilisé dans les simulations est légèrement simplifié par rapport à celui de la norme, et est décrit plus précisément en Annexe A4.2.

Le schéma de transmission est très similaire à celui envisagé dans le cas du codage convolutif, mais on considère un entrelacement Π_k des bits codés différent pour chaque utilisateur (alors qu'on considérait avant un entrelacement des symboles codés différent pour chaque utilisateur). On conserve pour l'entrelaceur sur les bits/symboles d'information l'entrelaceur du DVB-RCS pour tous les utilisateurs.

Ce schéma de transmission est décrit sur la figure suivante pour l'utilisateur *k*.

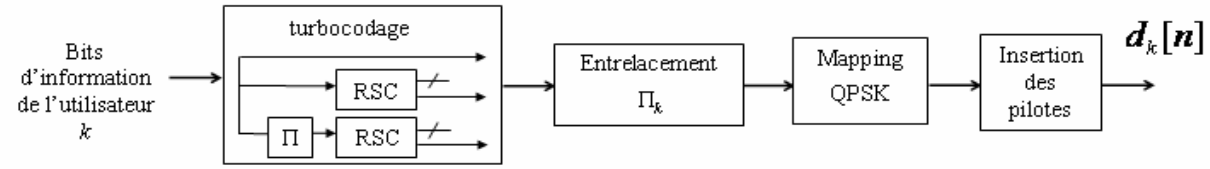


Figure 4-8 Schéma de *transmission pour l'utilisateur k avec turbo-codage*

4.3.2 Architecture des récepteurs

Les schémas de réception considérés sont identiques à ceux considérés avec codage convolutif (paragraphes 4.2.2), à part au niveau du décodage.

On considère une unique approche de décodage : à chaque itération multi-utilisateurs IT_{MUD}, pour IT_{MUD} égal 1 à N_{IT_MUD}, on effectue N_{IT_TC} itérations de turbodécodage IT_{TC}. Pour limiter la complexité, le turbodécodage n'est pas réinitialisé à chaque itération IT_{MUD}, c'est-à-dire qu'on ne considère pas les bits d'information équiprobables au début du turbodécodage : on utilise une information extrinsèque sur les bits d'information provenant de l'itération MUD précédente IT_{MUD}-1. On définit aussi des informations extrinsèques sur les bits codés pour la soustraction d'interférence : $LLR_{ext,\ bits\ codés}[IT_{MUD}] = LLR_{app,\ bits\ codés}[IT_{MUD}] - LLR_{app,\ bits\ codés}[IT_{MUD}\text{-}1]$. La pondération appliquée sur les rapports de vraisemblance (voir Annexe A4.2) logarithmiques pour le décodage itératif est une fonction affine du nombre totale d'itérations de turbodécodage, en incluant ceux des itérations MUD précédentes, entre 0.5 et 1.

Dans le cas sans recombinaison, on utilise les informations a posteriori pour l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ et les informations extrinsèques sur les bits codés pour la soustraction d'interférence.

Dans le cas avec recombinaison, on utilise toujours les informations a posteriori pour l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ mais on utilise pour la soustraction d'interférence et l'estimation de la recombinaison

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] = \mathbf{y}[n] - \hat{\mathbf{G}}_k^{(m)} \hat{\mathbf{d}}^{(m,EXT)}[n], \tag{4.24}$$

$$\hat{\boldsymbol{\eta}}_k^{(m)} = \left(\sum_{n=1}^{N} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n]^H \right)^{-1} \left(\sum_{n=1}^{N} \tilde{\mathbf{y}}_k^{(m,EXT)}[n] \hat{d}_k^{(m,APP)}[n]^* \right). \tag{4.25}$$

4.3.3 Résultats de simulation

On utilise toujours les configurations d'interférences introduites dans le paragraphe 3.4.2.

4.3.3.1 Paramètres de simulation

On effectue à chaque paquet un nouveau tirage :

- des phases $\varphi_{k,}$ uniformément distribuées sur [0, 2π] et indépendantes,
- des 32 symboles pilotes en préambule, uniformément distribués et indépendants,
- des entrelaceurs sur les bits codés, uniformément distribués et indépendants,
- des 424 bits d'information, correspondant à une cellule ATM (paragraphe 1.2.2.2, [DVB-RCS (a)], uniformément distribués et indépendants.

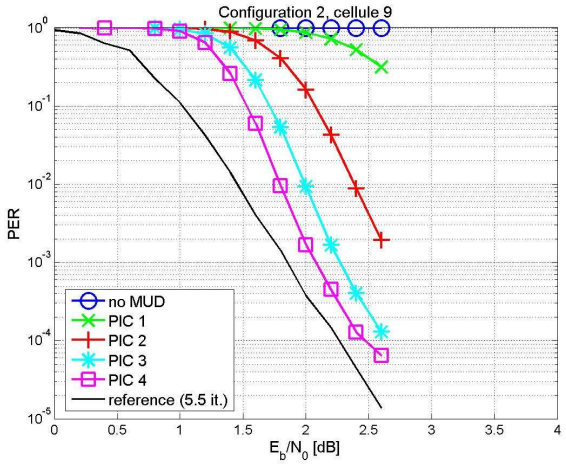
Le E_b/N_0 est calculé sans prendre en compte les symboles pilotes ni la fermeture des treillis. Comme dans le cas du codage convolutif (paragraphe 4.2.3.1), on ne cherche pas à optimiser les symboles pilotes ou les entrelaceurs sur les bits codés car ce n'est plus envisageable pour le canal asynchrone.

4.3.3.2 Résultats

4.3.3.2.1 Sans recombinaison

On considère dans un premier temps le taux de codage 1/3 : on a alors 676 symboles dans le burst. On s'intéresse ici au cas sans recombinaison, sur la configuration d'interférences 2. On prend :

- $N_{IT_MUD} = 4$,
- $N_{IT_TC} = 3$.



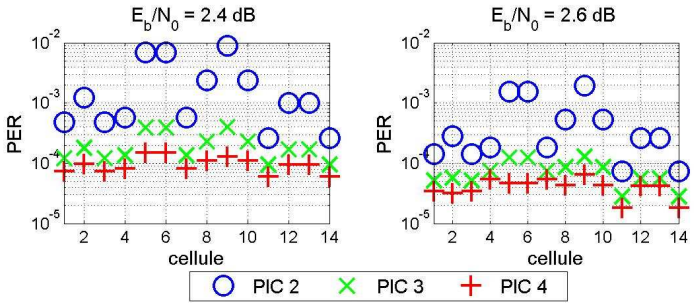


Figure 4-9 Résultats en PER, sans recombinaison, turbocode 1/3, configuration d'interférences 2

Des résultats en PER sont donnés sur la Figure 4-9. On peut observer un comportement globalement très semblable à celui observé dans le cas du codage convolutif. On n'observe pas sur cet exemple de phénomène de plancher évident jusqu'à des PER de l'ordre de 10^{-4}, au dessous desquels il devient difficile d'obtenir des résultats en raison des temps de simulation.

4.3.3.2.2 Avec recombinaison

On considère toujours le taux de codage 1/3, maintenant dans le cas avec recombinaison, toujours sur la configuration d'interférences 2.
On constate en fait qu'une recombinaison dès la première itération ne conduit pas à des performances très intéressantes, à moins de prendre une valeur importante pour N_{IT_TC}, qui conduit à une complexité importante (les résultats ne sont pas reportés). On procède donc de la façon suivante :

- on prend comme précédemment $N_{IT_MUD} = 4$ et $N_{IT_TC} = 3$,
- pour les trois premières itérations, on n'effectue pas de recombinaison (même schéma que dans le paragraphe précédent),
- pour les itérations suivantes, on procède à une recombinaison des signaux.

Des résultats en PER sont donnés sur la figure Figure 4-10. Contrairement au cas sans recombinaison, on semble observer un phénomène de début de plancher d'erreur pour certaines cellules, et pas de plancher pour d'autres. Ces résultats peuvent s'expliquer par les différences de gain de recombinaison d'un utilisateur à l'autre. Comme dans le cas du codage convolutif, les utilisateurs à fort gain de recombinaison sont pénalisés par les retours d'interférences imparfaits des utilisateurs à plus faible gain de recombinaison. Ainsi, les utilisateurs à fort gain de recombinaison présentent des performances plutôt éloignées de la référence mono-utilisateur avec gain de recombinaison correspondant, ce qui semble apparaître comme un début de phénomène de plancher d'erreur. L'homogénéité des performances des différents utilisateurs apparaît encore plus nettement en terme de PER qu'en terme de E_b/N_0 requis.

4.3.3.2.3 Sans recombinaison avec code poinçonné

On considère maintenant le taux de codage 1/2 (on a alors 464 symboles dans le burst) sans recombinaison sur la configuration d'interférences 1. Des résultats en PER sont donnés sur la Figure 4-11. Le comportement est très semblable à celui du codage 1/3.

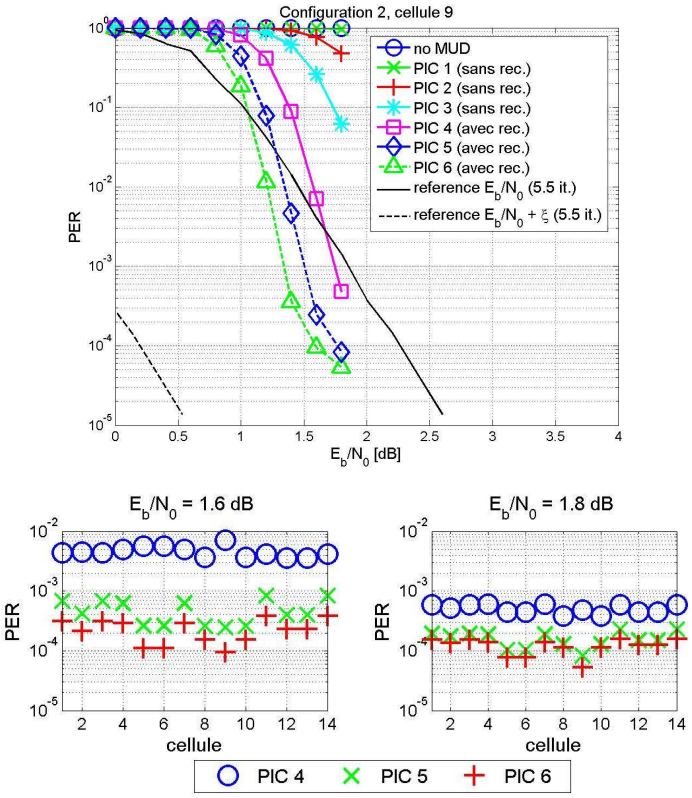


Figure 4-10 Résultats en PER, avec recombinaison, turbocode 1/3, configuration d'interférences 2

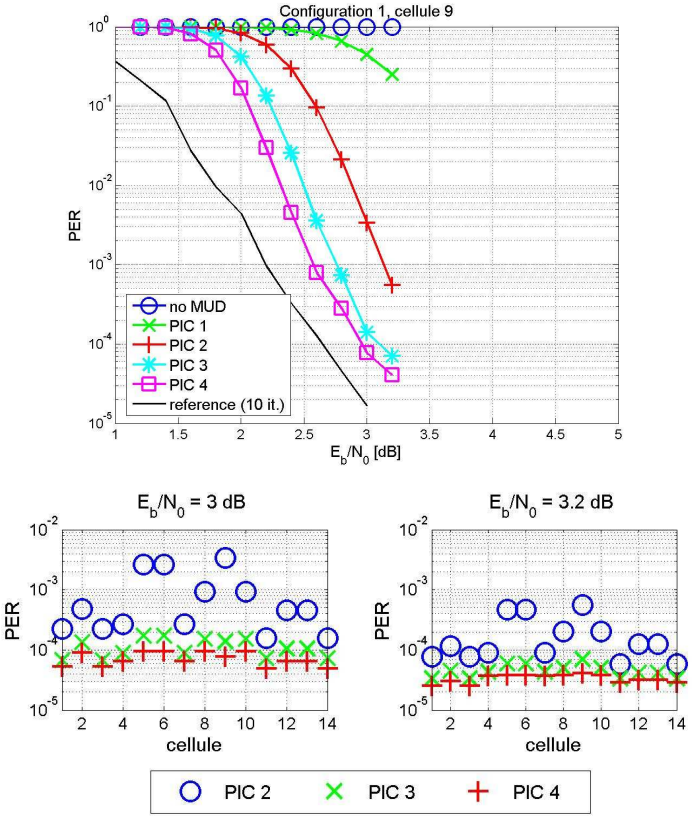


Figure 4-11 Résultats en PER, sans recombinaison, turbocode 1/2, configuration d'interférences 1

4.4 CONCLUSION

Nous avons procédé dans ce chapitre à l'évaluation de différentes méthodes de suppression d'interférences sur les configurations introduites au chapitre précédent (paragraphe 3.4.2) sur le canal synchrone (paragraphe 3.4.1.1).
Dans le cas du codage convolutif, nous avons d'abord introduit les différents algorithmes, sans et avec recombinaison, avec décodage Viterbi ou MAP. Nous avons ensuite par simulation évalué les performances des différents algorithmes en terme de BER et mis en évidence l'influence de la configuration de puissance sur leur comportement. Nous avons enfin montré que dans le cas sans recombinaison la ré-estimation de canal permet d'atteindre les bornes de Cramer-Rao mono-utilisateurs sur les phases des coefficients du canal.
Dans le cas du turbocodage, nous nous sommes intéressés à l'éventuelle présence d'un plancher d'erreur sur les résultats en terme de PER. Sur les résultats obtenus, il ne semble pas y avoir de plancher évident jusqu'à des PER de 10^{-4}. Pour les PER plus bas, il devient difficile d'obtenir des résultats en raison des très longs temps de simulation.

Pour limiter les temps de simulation, nous nous limitons dans toute la suite au cas du codage convolutif.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à l'extension des algorithmes considérés au cas du canal asynchrone (paragraphe 3.4.1.2), puis du canal asynchrone avec écarts de fréquence (paragraphe 3.4.1.3).

CHAPITRE 5 : ETUDE DES METHODES DE SUPPRESSION D'INTERFERENCES : EXTENSION AU CAS DU CANAL ASYNCHRONE AVEC ECARTS DE FREQUENCE

5.1 INTRODUCTION

Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'extension des algorithmes introduits dans le chapitre précédent sur le canal synchrone (paragraphe 3.4.1.1) au cas du canal asynchrone (paragraphe 3.4.1.2) puis au cas du canal asynchrone avec écarts de fréquence (paragraphe 3.4.1.3), toujours sur les configurations d'interférences introduites au paragraphe 3.4.2. Nous nous limitons au cas du codage convolutif. De plus, nous considérons plus spécifiquement le cas de l'algorithme sans recombinaison avec décodage Viterbi (paragraphe 4.2.2.1).
Le paragraphe 5.2 présente le principe d'extension des algorithmes au canal asynchrone (paragraphe 3.4.1.2) puis propose quelques résultats sur le comportement relatif canal synchrone – canal asynchrone dans le cas sans recombinaison avec décodage Viterbi.
Le paragraphe 5.3 propose une étude de sensibilité de l'algorithme pour des estimations d'horloges symbole imparfaites, un contrôle de puissance imparfait ou encore en présence de faibles écarts de fréquence.
Ce dernier point apparaissant assez critique, le paragraphe 5.4 propose finalement quelques extensions possibles de l'algorithme pour le cas d'écarts de fréquence plus importants.

5.2 EXTENSION AU CANAL ASYNCNHRONE

5.2.1 Architecture du récepteur

L'approche classique pour un traitement multi-utilisateurs sur canal asynchrone est de travailler en sortie des filtres adaptés aux instants d'échantillonnage optimaux pour tous les utilisateurs sur tous les faisceaux [Miller & Schwartz, 1995], qui sont une statistique exhaustive pour la détection des symboles. Nous avons suivi une autre approche, plus adaptée à notre contexte.

On rappelle le modèle du canal synchrone (paragraphe 3.4.1.1) :

$$\mathbf{y}[n] = \mathbf{G}\mathbf{d}[n] + \mathbf{n}[n],$$

et celui du canal asynchrone (paragraphe 3.4.1.2) :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{G}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t).$$

On notera la grande similarité. Les schémas sur canal asynchrone sont très proches de ceux sur canal synchrone. La modification essentielle se situe au niveau de l'estimation de canal et de la soustraction d'interférence. On introduit

$$\hat{u}_k^{(m)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{d}_k^{(m)}[n] s(t - nT - \hat{\tau}_k),$$

qu'on désignera comme l'estimée du $k^{\text{ième}}$ signal à la $m^{\text{ième}}$ itération, ainsi que le vecteur des signaux correspondant $\hat{\mathbf{u}}^{(m)}(t) = [\hat{u}_1^{(m)}(t) \ \ldots \ \hat{u}_K^{(m)}(t)]^T$.

5.2.1.1 Sans recombinaison avec décodage Viterbi

Un schéma de principe dans le cas sans recombinaison avec décodage Viterbi est donné sur la Figure 5-1 , en faisant apparaître, pour plus de clarté, les étapes de récupération des rythmes symbole (qu'on suppose toujours effectuées avant la détection multi-utilisateurs).

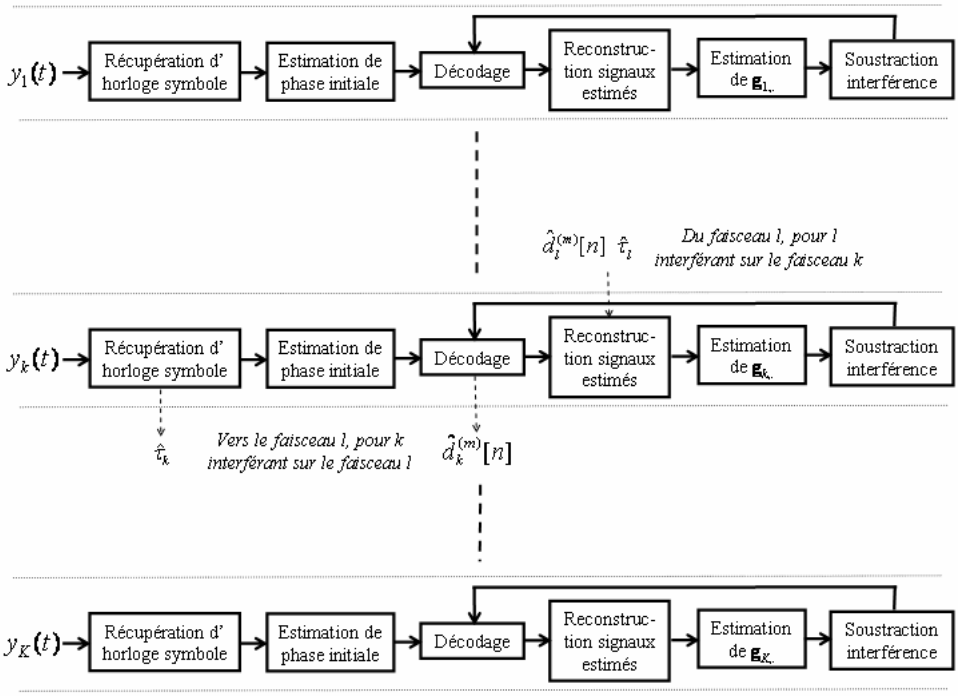


Figure 5-1 Schéma du récepteur : canal asynchrone, sans recombinaison, décodage Viterbi

Reconstruction des signaux estimés

Sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau, à la $m^{\text{ième}}$ itération, les signaux estimés $\hat{u}_l^{(m)}(t)$, pour l égal à k ou l interférent sur k sont reconstruit en sortie du filtre adapté, c'est-à-dire qu'on reconstitue en fait les $\hat{u}_l^{(m)}(t) * s(-t)$.

On considère un échantillonnage régulier. Les signaux sont reconstitués à un rythme de deux échantillons par symbole. Les instants d'échantillonnage sont les mêmes pour les différents signaux. Pour limiter la complexité :

- on utilise des filtres en cosinus surélevé polyphasés,
- on choisit sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau les instants d'échantillonnage de façon à ce qu'ils incluent les instants d'échantillonnage optimaux estimés pour le $k^{\text{ième}}$ signal, ce qui permet de réutiliser un échantillon sur deux pour la soustraction d'interférence.

Une illustration est donnée sur la figure suivante.

On donne aussi la traduction en équations. Le $q^{\text{ième}}$ échantillon du $l^{\text{ième}}$ signal reconstitué sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau peut s'écrire :

$$\begin{aligned}\hat{z}_{l\to k}^{(m)}[q] &= \hat{u}_k^{(m)}(t) * s(\hat{\tau}_k - t)\Big|_{t=qT/2} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \hat{d}_l^{(m)}[n] s(t - nT - \hat{\tau}_l) * s(\hat{\tau}_k - t)\Big|_{t=qT/2}\end{aligned} \tag{5.1}$$

ou de façon équivalente en introduisant la réponse impulsionnelle du filtre équivalent au canal, en cosinus surélevé, $p(t) = s(t) * s(-t)$:

$$\hat{z}_{l\to k}^{(m)}[q] = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{d}_l^{(m)}[n] p(t - nT + \hat{\tau}_k - \hat{\tau}_l)\Big|_{t=qT/2} . \tag{5.2}$$

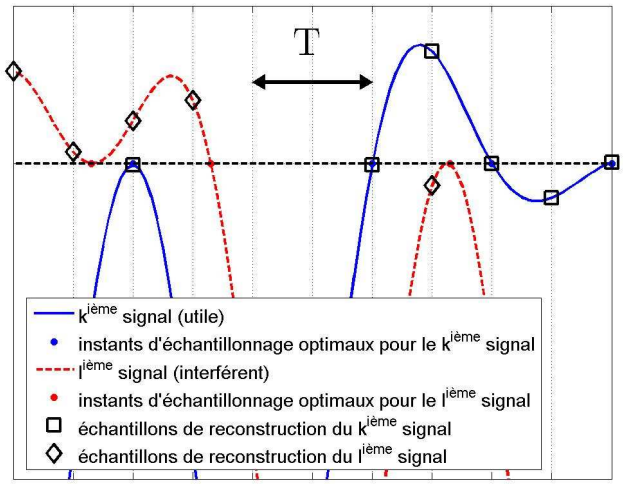


Figure 5-2 Choix des instants de reconstitution des signaux : sans recombinaison, décodage Viterbi

Estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$

L'estimation du canal sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau à la $m^{\text{ième}}$ itération est effectuée par l'estimateur des moindres carrés en utilisant les signaux reconstitués et le signal reçu sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau en sortie du filtre adapté, à deux échantillons par symbole, synchrones avec ceux de reconstitution des signaux.

En équation, en notant

$$\hat{\mathbf{z}}_{l\to k}^{(m)}[q] = \begin{pmatrix} \hat{z}_{1\to k}^{(m)}[q] \\ \vdots \\ \hat{z}_{K\to k}^{(m)}[q] \end{pmatrix} \tag{5.3}$$

et

$$\hat{y}_{k\to k}[q] = y_k(t) * s(\hat{\tau}_k - t)\big|_{t=qT/2}, \tag{5.4}$$

on a

$$\hat{\mathbf{g}}_{k,.}^{(m)} = \left(\sum_{q=0}^{2N-1} \hat{y}_{k\to k}[q] \hat{\mathbf{z}}_{l\to k}^{(m)}[q]^H \right) \left(\sum_{q=0}^{2N-1} \hat{\mathbf{z}}_{l\to k}^{(m)}[q] \hat{\mathbf{z}}_{l\to k}^{(m)}[q]^H \right)^{-1}. \tag{5.5}$$

Comme pour le cas du canal synchrone, on limite l'estimation au coefficient du faisceau d'intérêt et aux coefficients des cellules co-fréquences adjacentes, sans le faire apparaître dans les équations.

On notera que bien que ne soit pas aux instants d'échantillonnage optimaux pour les signaux interférents, en travaillant à deux échantillons par symbole, on respecte le théorème d'échantillonnage de Shannon. Ainsi, toute l'information sur les signaux reçus sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau est conservée, et on peut espérer avoir un estimateur efficace.

Soustraction d'interférence

Sur le $k^{\text{ième}}$ faisceau, à la $(m+1)^{\text{ième}}$ itération, la soustraction d'interférence (qui inclut comme dans le cas synchrone une correction de phase sur le signal d'intérêt) pour le $n^{\text{ième}}$ symbole est effectuée par

$$\hat{g}_{k,k}^{(m)*}\left(\hat{y}_{k\to k}[2n]-\sum_{l\neq k}\hat{g}_{k,l}^{(m)}\hat{z}_{l\to k}^{(m)}[2n]\right). \quad (5.6)$$

Décodage
Le décodage est effectué de façon identique au cas du canal synchrone.

Initialisation
L'initialisation est effectuée de façon identique au cas du canal synchrone.

5.2.1.2 Extension au décodage MAP et avec recombinaison

Pour étendre l'algorithme au décodage MAP, en adaptant au canal asynchrone les principes d'application du décodage conjoint et de l'algorithme EM, il faudrait générer :

- les signaux estimés reconstitués à deux échantillons par symbole basés sur les espérances des symboles conditionnellement aux pmf a posteriori des bits correspondants,
- les signaux interférents estimés reconstitués à un échantillon par symbole aux instants d'échantillonnage optimaux de l'utilisateur d'intérêt.

En procédant brutalement, cela conduirait à doubler la complexité du filtrage. Une autre approche pourrait consister à utiliser les signaux estimés basés sur les espérances des symboles conditionnellement aux pmf soit a posteriori, soit extrinsèques, des bits correspondants, à la fois pour l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ et la soustraction d'interférence, ce qui permettrait de conserver la même complexité de filtrage que dans le cas du décodage Viterbi.

On peut aussi étendre l'algorithme au cas avec recombinaison. La soustraction d'interférence nécessiterait alors une reconstitution des signaux interférents estimés (à un ou deux échantillons par symbole), mais pour un nombre d'interféreurs plus importants. Pour un utilisateur en centre de couverture, on a jusqu'à 18 signaux interférents à reconstituer (contre 6 dans le cas sans recombinaison). En procédant brutalement, cela conduirait à tripler la complexité du filtrage.

Dans tous les cas, on se concentre dans la suite de ce chapitre sur le cas sans recombinaison avec décodage Viterbi.

5.2.2 Résultats de simulation

5.2.2.1 Paramètres

Les paramètres sont identiques à ceux du cas synchrone, excepté qu'on considère maintenant des horloges symboles τ_k uniformément distribuées sur une période symbole et indépendantes. Les estimées des horloges symbole sont supposées parfaites.

5.2.2.2 Comparaison canal synchrone – canal asynchrone

Les figures suivantes donne des exemples de résultats en terme de BER pour la cellule 9 dans la configuration d'interférences 2 et en terme de E_b/N_0 requis sur la configuration d'interférences 2, pour l'algorithme considéré, sur le canal synchrone et sur le canal asynchrone. On peut voir que le comportement de l'algorithme sur le canal asynchrone est très similaire à celui sur le canal synchrone. Les résultats en terme d'erreur d'estimation de canal, présentés sur la Figure 5-5, confirme cette similarité. On peut notamment remarquer qu'on atteint toujours la borne de Cramer Rao sur l'estimée de phase.

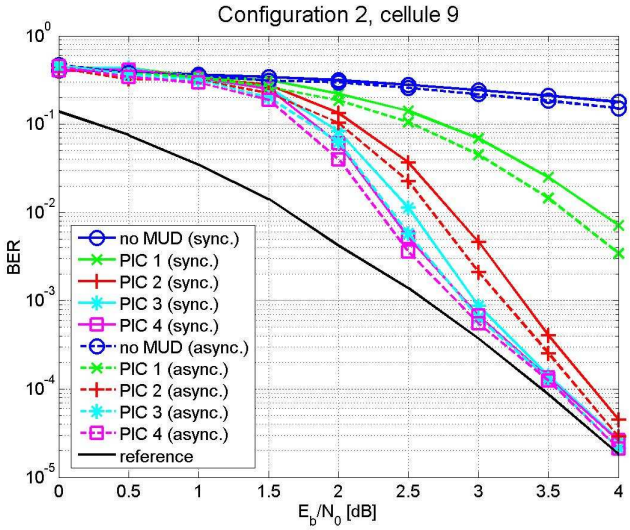


Figure 5-3 Résultats en BER : canal synchrone et asynchrone

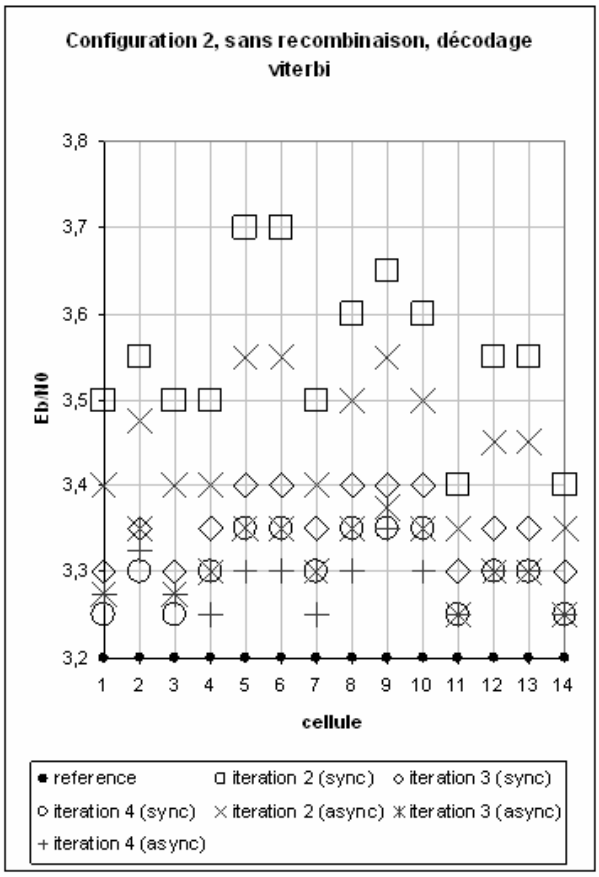


Figure 5-4 Résultats en terme de E_b/N_0 requis : canal synchrone et asynchrone

Cependant, on constate que l'algorithme converge légèrement plus rapidement sur le canal asynchrone, en terme de BER et d'erreur d'estimation de canal. De plus, le récepteur mono-utilisateur donne aussi des résultats légèrement meilleurs en terme de BER. On peut penser que ce dernier résultat est essentiellement du au fait que pour une même configuration, le niveau d'interférence vu au décodage sur le canal asynchrone est inférieur à celui du canal synchrone.

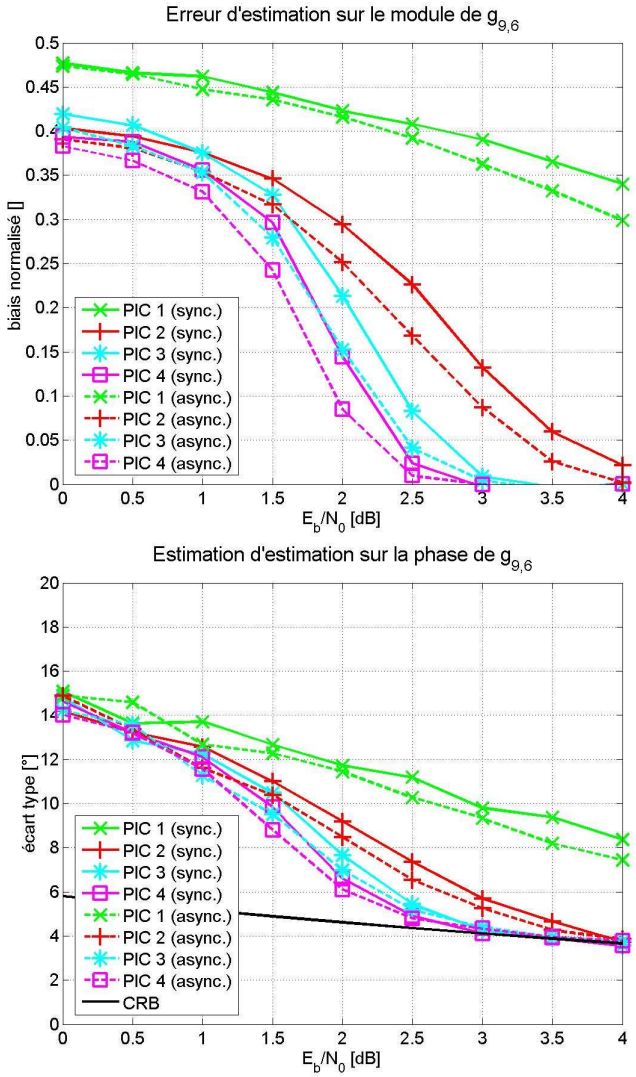


Figure 5-5 Mesures de l'erreur sur le coefficient $g_{9,6}$, canal synchrone et asynchrone

En effet, en raisonnant uniquement en puissance, dans le cas synchrone, l'utilisateur k voit un niveau d'interférence correspondant au $C/I|_k$. Dans le cas asynchrone, aux instants d'échantillonnage optimaux pour l'utilisateur k, la puissance des signaux interférents n'est pas maximisée car les instants optimaux diffèrent d'un utilisateur à l'autre : l'utilisateur k voit donc un niveau d'interférence correspondant à un C/I supérieur à $C/I|_k$, et qui dépend en fait des horloges symbole des différents utilisateurs. La Figure 5-6 illustre cette différence de puissance d'un signal en fonction de l'instant d'échantillonnage (la première courbe est obtenu par simulation, la seconde correspond à l'approximation proposée par [Cavers & Varaldi, 1993]). En moyennant sur les retards, on obtient pour l'utilisateur k un C/I effectif moyen égal à $C/I|_k + 0.4$ dB.
On peut considérer que les meilleurs résultats observés sur le canal asynchrone avec traitement multi-utilisateurs sont essentiellement dus à cette différence initiale de C/I qui conduit à de meilleures décisions sur le premier décodage, donc à une meilleure estimation de canal et une meilleure soustraction d'interférence.

On considèrera dans la suite qu'en première approximation, les comportements de tous les algorithmes considérés sur le canal asynchrone sont identiques à ceux sur le canal synchrone. L'intérêt principal est que les algorithmes peuvent être évalués par simulation beaucoup plus rapidement sur le canal synchrone car il n'y a pas besoin de filtrage.

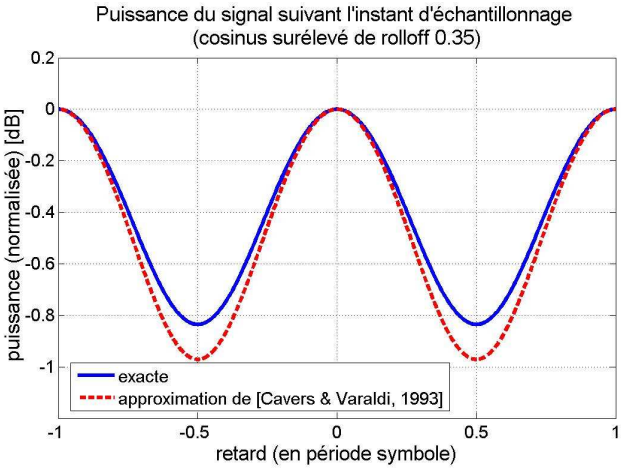


Figure 5-6 Puissance du signal en fonction de l'instant d'échantillonnage

5.2.2.3 *Remarque sur la similarité canal synchrone – canal asynchrone*

On souligne juste que l'approximation précédente reste indicative et peut dépendre d'un grand nombre de paramètres. A titre d'exemple, on considère toujours l'algorithme sans recombinaison avec décodage Viterbi, mais sans entrelaceurs. Des résultats sont proposés sur la Figure 5-7.

Le traitement multi-utilisateurs entraîne des dégradations nettement plus importantes que celle observées précédemment : l'absence d'entrelaceurs provoque en effet la possibilité d'une convergence locale (sur quelques symboles) des treillis des différentes utilisateurs vers « une mauvaise solution », alors qu'on peut considérer que le décodage et le traitement multi-utilisateurs sont indépendants lorsqu'on utilise des entrelaceurs différents pour chaque cellule. Cependant, le comportement relatif synchrone - asynchrone n'est pas parfaitement identique dans le cas avec ou sans entrelaceurs. A titre d'exemple, à l'itération 3, pour la cellule considérée, la différence entre la dégradation synchrone - asynchrone est à peu près nulle avec entrelaceurs, mais de 0.15 dB sans entrelaceurs. L'absence d'entrelaceurs est donc mieux tolérée sur le canal asynchrone que sur le canal synchrone.

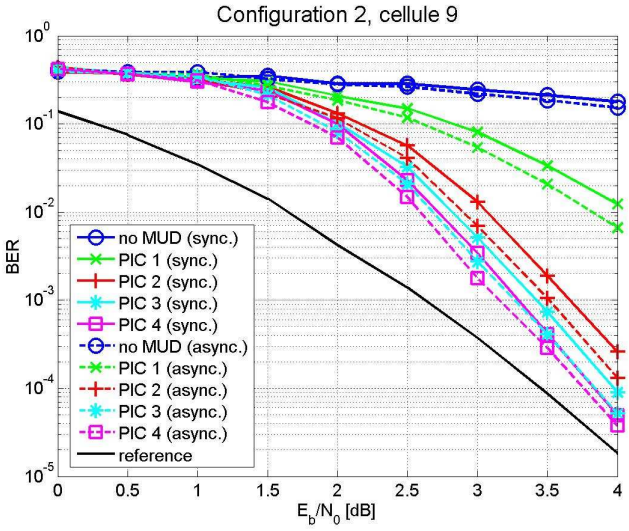


Figure 5-7 Résultats en BER : canal synchrone et asynchrone, sans entrelaceurs

5.3 SENSIBILITE DE L'ALGORITHME

5.3.1 Sensibilité à des gigues sur les estimations des horloges symbole

On s'intéresse dans ce paragraphe à la sensibilité de l'algorithme à des erreurs d'estimation sur les horloges symbole. On évalue un cas moyen plutôt qu'un pire cas. Les principales raisons de ce choix sont :

- qu'on peut penser qu'un pire cas n'est pas significatif étant donné que la probabilité d'avoir simultanément une mauvaise estimation pour tous les signaux est très faible,
- que déterminer un véritable pire cas peut apparaître délicat.

Pour le second point, si on prend par exemple pour tout k

$$\hat{\tau}_k = \tau_k + \varepsilon ,$$

les résultats vont être dégradés par l'interférence entre symboles et la désadaptation pour chaque utilisateur, ce qui se répercutera sur les décisions, l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$ et donc l'efficacité des soustractions d'interférence. Cependant, les soustractions d'interférence en elles-mêmes ne seront pas affectées par ce décalage (puisqu'il est identique pour tous les signaux). On peut ainsi difficilement parler de pire cas.

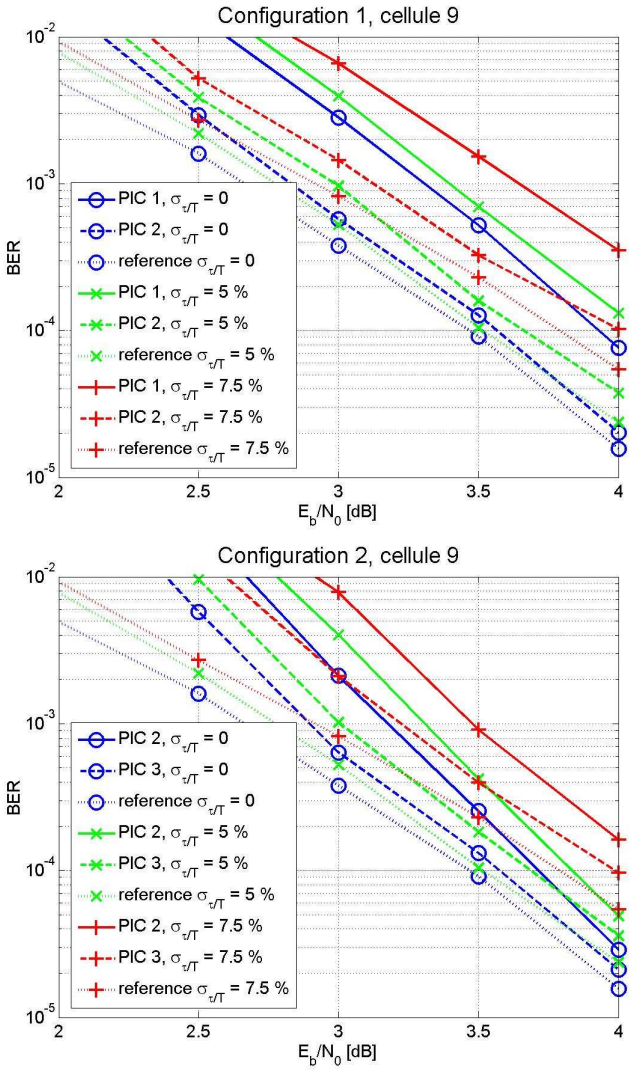


Figure 5-8 Résultats en BER avec gigue sur les horloges symbole

On a donc choisi une approche où les erreurs d'estimation d'horloge symbole sont modélisées comme des variables aléatoires gaussiennes indépendantes, c'est-à-dire

$$\hat{\tau}_k = \tau_k + \varepsilon_k ,$$

où les ε_k suivent une loi gaussienne centrée d'écart type $T\sigma_{\tau/T}$.

Pour les simulations, les paramètres sont identiques à ceux du paragraphe précédent, et on génère à chaque paquet de nouveaux ε_k (les τ_k sont comme précédemment uniformément distribuées sur une période symbole et indépendants). Des résultats pour la cellule 9 sont proposés sur la Figure 5-8, sur laquelle on représente aussi les résultats obtenus dans le cas mono-utilisateur avec gigue sur l'horloge symbole. On peut constater que le comportement de l'algorithme est identique avec ou sans gigue d'estimation sur les horloges symbole. La dégradation apportée par l'erreur d'estimation reste raisonnable même pour des gigues très élevées (sur la configuration d'interférences 1 à l'itération 2 ou sur la configuration d'interférences 2 à l'itération 3 : 0.2 dB de dégradation pour $\sigma_{\tau/T}$ = 7.5 %). Le même comportement et les mêmes ordres de grandeur sont observés pour les autres cellules.

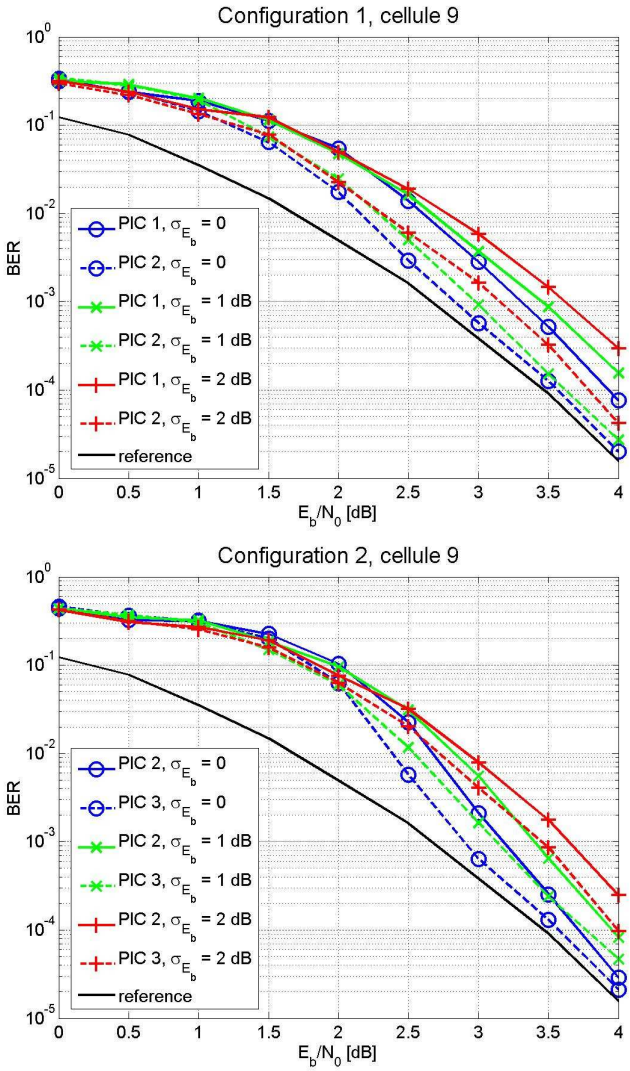


Figure 5-9 Résultats en BER avec contrôle de puissance imparfait

5.3.2 Sensibilité à un contrôle de puissance imparfait

On s'intéresse dans ce paragraphe à la sensibilité de l'algorithme à un contrôle de puissance non idéal. Comme dans le paragraphe précédent, on évalue un cas moyen plutôt qu'un pire cas. On procède de la façon suivante :

- les $E_b/N_0|_l$ sont modélisées comme des variables aléatoires indépendantes gaussiennes en dB d'écart-type σ_{E_b} et de moyenne E_b/N_0
- excepté pour une cellule d'intérêt k, pour laquelle la puissance est déterministe : $E_b/N_0|_k = E_b/N_0$.

Des résultats sont proposés sur la Figure 5-9, en prenant comme cellule d'intérêt la cellule 9. On peut constater que l'algorithme apparaît relativement robuste à un contrôle de puissance imparfait.

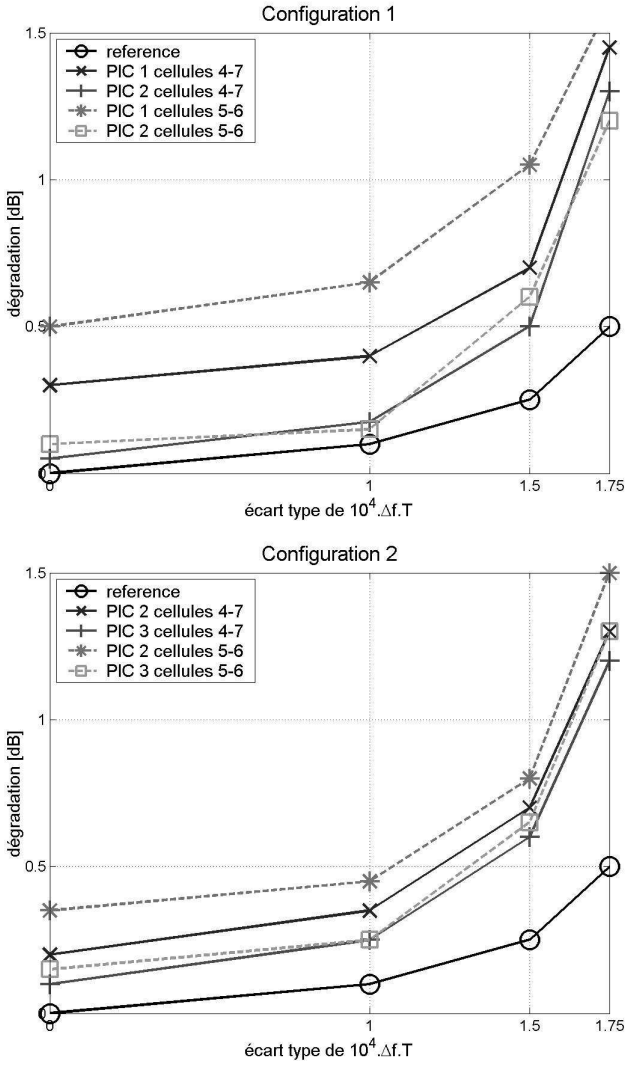


Figure 5-10 Résultats en terme de dégradation avec des faibles écarts de fréquence

5.3.3 Sensibilité à des faibles écarts de fréquence

On s'intéresse dans ce paragraphe au comportement de l'algorithme en présence de phases variant lentement dans le temps. Pour simplifier, on ne considère que des écarts de fréquence. On considère donc le canal asynchrone avec écarts de fréquence introduit au paragraphe 3.4.1.3. Comme dans les paragraphes précédents, on évalue un cas moyen plutôt qu'un pire cas. Les phases des différents utilisateurs $\varphi_k(t)$ sont modélisées sous la forme suivante :

$$\varphi_k(t) = \varphi_k + \Delta f_k t \,,$$

où

- les phases à l'origine φ_k sont uniformément distribuées sur [0, 2π] et indépendantes,

- les écarts de fréquences suivent une loi gaussiennes d'écart type $\sigma_{\Delta fT}/T$, et sont indépendants.

Pour éviter d'avoir des estimées initiales de phase trop biaisées, les symboles pilotes sont placés au milieu du burst, en midambule.

On notera que les BER obtenus ne dépendent pas de la position du bit considéré dans le burst en raison de l'emploi d'entrelaceurs.

Des résultats sont présentés sur la Figure 5-10 en terme de dégradation (par rapport à la référence mono-utilisateur avec synchronisation parfaite). On reporte aussi les performances obtenues dans le cas d'un utilisateur seul avec le même écart de fréquence.

On peut constater que pour $\sigma_{\Delta fT} = 10^{-4}$, la dégradation est de l'ordre de 0.1/0.15 dB par rapport au cas sans erreurs de fréquence. On notera qu'un ΔfT de 10^{-4} correspond à une rotation de la constellation d'environ 15° sur le burst (de longueur 462 symboles), et qu'on peut donc considérer que l'algorithme se comporte « bien » dans ce cas. On peut souligner le rôle des entrelaceurs, qui contribuent beaucoup à la robustesse de l'algorithme : si on avait pas d'entrelacement, on pourrait avoir des divergences complètes des treillis aux extrémités du burst (qui n'arrivent pas avec entrelacement). Cependant, il apparaît difficile de supporter un $\sigma_{\Delta fT} = 2 \cdot 10^{-4}$ sans une dégradation très importante.

5.4 EXTENSION DE L'ALGORITHME A DES ECARTS DE FREQUENCE PLUS IMPORTANTS

Pour supporter des écarts de fréquence plus important que $\sigma_{\Delta fT} = 10^{-4}$, on doit donc modifier l'algorithme. On s'intéresse dans ce paragraphe aux différentes adaptations envisageables, et à leurs performances (on considère toujours le canal asynchrone avec écarts de fréquence).

5.4.1 Evaluation des possibilités de traitement par bloc

On suit l'approche classique d'un traitement par bloc pour l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$.
Plutôt que de considérer que les phases sont invariantes sur tout le burst, on va considérer qu'elles sont invariantes sur des blocs (ou fenêtres) de longueurs plus réduit(e)s. L'algorithme est modifié dans ce sens : l'estimation des $\mathbf{g}_{k,.}$, qui inclut indirectement des estimations de phases, est effectuée sur des blocs de longueurs réduites. La suppression d'interférence et la correction de phase sont ensuite effectuées sur le bloc considéré en utilisant les coefficients estimés correspondant.

Pour des raisons évidentes de complexité, on ne considère que des traitements par blocs disjoints (et pas des approches de type fenêtres glissantes). On notera que les décodages mono-utilisateurs sont toujours effectués sur l'ensemble du burst.

On s'intéresse dans un premier temps à l'effet d'une réduction des fenêtres d'estimation en l'absence d'écarts de fréquence. Les paramètres de simulation sont les mêmes que du paragraphe 5.2.2, excepté qu'on considère ici 32 symboles pilotes uniformément répartis dans le burst. L'initialisation consiste toujours à calculer une phase à partir des symboles pilotes pour chaque utilisateur. La réduction de l'estimation à des blocs n'intervient donc qu'à partir de la première itération.

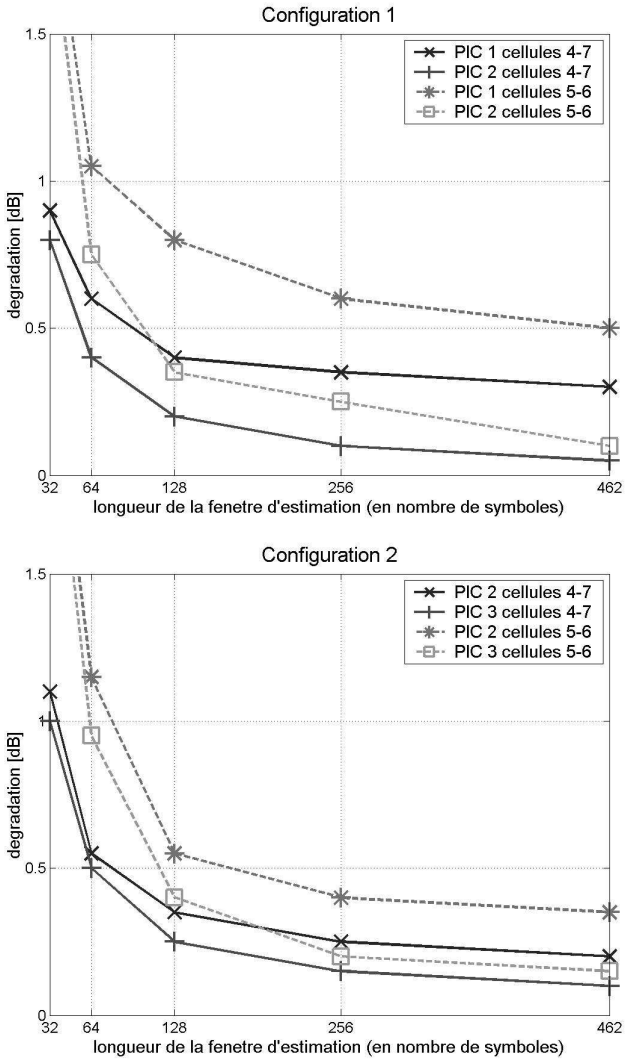


Figure 5-11 Résultats en terme de dégradation avec estimation par blocs

Des résultats en terme de dégradation sont proposés sur la Figure 5-11. On constate que qu'une réduction de la longueur des blocs d'estimation conduit à des dégradations significatives. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que les bornes de Cramer-Rao pour l'estimation des $g_{k,l}$ augmentent avec une réduction de la longueur des blocs d'estimation, ce qui conduit à des soustractions d'interférence et des corrections de phases moins performantes.

Cependant, contrairement à toutes les évaluations de sensibilité effectuées jusqu'ici, on constate que la dégradation varie de façon importante d'une cellule à l'autre. Sur les résultats proposés, pour une fenêtre de 64 symboles, la dégradation est de l'ordre de 1 dB pour les cellules 5 et 6, tandis qu'elle est de l'ordre de 0.5 dB pour les cellules 4 et 7. Ce résultat peut apparaître d'autant plus surprenant que les bornes de Cramer-Rao sont égales pour les cellules considérées : on a en effet pour les cellules 5 et 4 $|g_{5,2}| = |g_{5,6}| = |g_{5,9}| = |g_{5,8}| = |g_{5,4}| = |g_{5,1}| = |g_{4,1}| = |g_{4,5}| = |g_{4,8}|$.

On peut en fait penser que la différence de dégradation d'une cellule à l'autre est déterminée essentiellement par le nombre d'interféreurs. La Figure 5-12 présente les résultats de mesure d'erreurs d'estimation de phase sur les coefficients $g_{4,5}$ et $g_{5,6}$ pour différentes longueurs de fenêtre d'estimation. Ces résultats semblent confirmer cette hypothèse : on constate en effet

qu'une réduction de la fenêtre d'estimation entraîne un décrochage de la borne de BCR, de manière similaire à l'estimation de phase mono-utilisateur classique, qui apparaît beaucoup plus tôt pour le coefficient $g_{5,6}$ que pour le coefficient $g_{4,5}$. Ce comportement apparaît assez logique dans la mesure ou le coefficient $g_{5,6}$ est estimé par moindres carrés simultanément avec 6 autres coefficients, tandis que le coefficient $g_{4,5}$ est estimé simultanément avec seulement 3 autres coefficients.

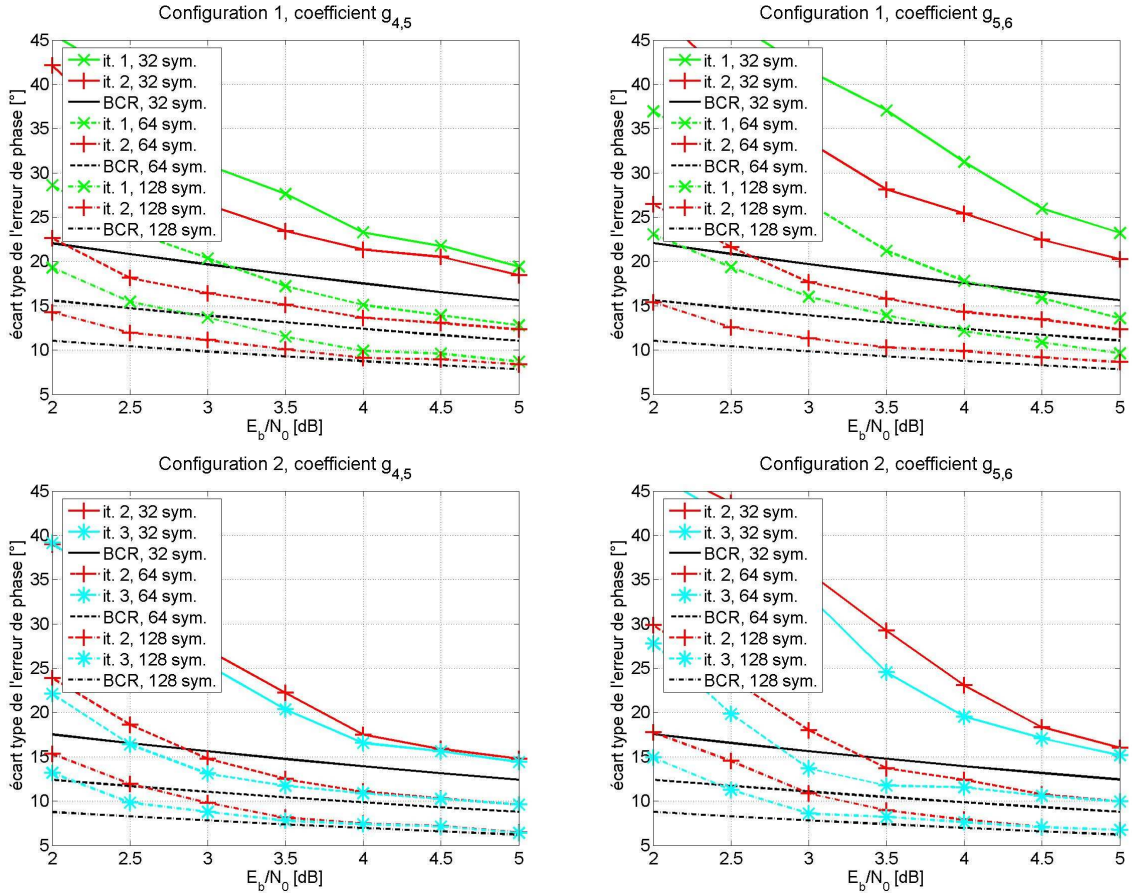


Figure 5-12 Mesure de l'erreur d'estimation de canal avec une fenêtre d'estimation réduite

Pour s'en persuader, on pourra consulter en Annexe A5.1 la Figure A5-7 qui propose des résultats de mesures d'estimation de canal en supposant les symboles parfaitement connus (estimation en mode DA « Data-Aided »). Le comportement y apparaît de manière évidente. En l'absence d'erreurs sur les symboles, on peut l'attribuer à la corrélation des signaux pour des courtes fenêtres d'estimation et un grand nombre d'interféreurs. Cette corrélation entraîne un biais sur l'estimation du module ainsi qu'un décrochage des bornes de Cramer-Rao pour la phase (d'autant plus importants que le signal interférent considéré est faible, que la fenêtre d'estimation est courte, ou que le nombre d'interféreurs est grand).

On soulignera que si on cherchait à optimiser la taille des fenêtres pour un $\sigma_{\Delta f.T}$ donné, il faudrait par conséquent considérer différentes tailles de fenêtres pour les différentes cellules, en fonction du nombre d'interféreurs : on obtiendrait des longueurs plus courtes pour les cellules à faibles nombre d'interféreurs, et inversement.

On remarquera aussi que ces résultats justifient a posteriori l'hypothèse H6 (paragraphe 3.3), qui a conduit à n'utiliser que les signaux interférents prédominants pour l'estimation de canal.

La principale conclusion de ces évaluations reste cependant que si l'utilisation de fenêtres d'estimation réduites peut potentiellement permettre de supporter des écarts de fréquence plus importants, elle entraînera une dégradation importante. De plus, les évaluations précédentes considéraient séparément soit la dégradation due à des phases variant dans le temps, soit la dégradation due à des fenêtres d'estimation réduites. On peut s'attendre à ce que le couplage des deux entraîne des dégradations encore plus importantes, de manière similaire à ce qu'on observe pour l'estimation de phase mono-utilisateur classique. Une autre approche est donc envisagée dans le paragraphe suivant : elle consiste à utiliser des estimateurs de fréquence, et à inclure une correction de fréquence pour la reconstitution des signaux estimés, ce qui permet de garder des grandes fenêtres d'estimation pour l'estimation de canal, c'est-à-dire toute la durée du burst. On peut cependant coupler l'approche avec estimation de fréquence avec celle avec estimation par bloc (par exemple en utilisant l'approche par bloc pour les premières itérations, puis en utilisant l'approche par estimation de fréquence pour les itérations suivantes).

5.4.2 Exemples de schémas avec estimation de fréquence

Supposons qu'on ait des estimées de fréquence $\Delta\hat{f}_k^{(m)}$. On peut utiliser pour les signaux estimés reconstitués en sortie du filtre de réception à la place de l'expression (5.1)

$$\hat{z}_{l\to k}^{(m)}[q] = \left(\sum_{n=0}^{N-1} \hat{d}_l^{(m)}[n] p(t - nT + \hat{\tau}_k - \hat{\tau}_l) \right) \exp(j2\pi\Delta\hat{f}_k^{(m)} t) \Big|_{t=qT/2}, \qquad (5.7)$$

en supposant que le filtre de réception n'est pas significativement désadapté. On peut ensuite procéder de la même façon que précédemment pour l'estimation de canal et la soustraction d'interférence.

On considère deux modes d'estimation de fréquence :

- en DA (« Data Aided »), basé sur l'utilisation de symboles pilotes uniquement,
- en DD (« Decision Directed »), en utilisant des décisions sur les symboles, provenant dans notre cas des itération précédentes.

Pour les deux modes, on considère l'approche de [Adriansen et al., 2003] : l'estimation de la fréquence consiste grossièrement à calculer des phases par blocs (à partir des symboles pilotes en DA ou des décisions sur les symboles en DD), à dérouler ces phases, puis à effectuer une régression linéaire.

Lorsque le mode DD est envisagé, les ré-estimations de fréquence sont effectuées après la soustraction d'interférences, c'est-à dire qu'on utilise les $\Delta\hat{f}_k^{(m)}$ pour l'estimation de $\hat{\mathbf{g}}_k^{(m+1)}$. On pourrait en effet aussi considérer des ré-estimations de fréquence avant la soustraction d'interférence.

Lorsque le mode DA est envisagé, on utilise des symboles pilotes distribués, en s'inspirant des indications de [Adriansen et al., 2003].

5.4.2.1 $\sigma_{\Delta f.T}$ cible de $2\cdot10^{-4}$

On considère ici un $\sigma_{\Delta f.T}$ cible de $2\cdot10^{-4}$. Trois schémas sont envisagés :

a) Pour chaque faisceau, on procède à une estimation initiale de fréquence en DA, sans ré-estimation de fréquence (on utilise l'estimée de fréquence initiale pour toutes les itérations). Les coefficients $\mathbf{g}_{k,.}$ sont estimés sur tout le burst.

b) Pour chaque faisceau, on procède à une estimation initiale de fréquence en DA, avec ensuite ré-estimation de fréquence en DD à chaque itération. Les coefficients $\mathbf{g}_k$ sont toujours estimés sur tout le burst.
c) On n'utilise pas d'estimations initiales de fréquence. Pour les deux premières itérations, on utilise un traitement par blocs, en supposant le canal invariant sur chaque bloc. A partir de l'itération 3 et au-delà, on estime sur chaque faisceau la fréquence en DD et on estime les $\mathbf{g}_{k,.}$ sur tout le burst.

Dans tous les cas, on utilise seulement 32 symboles pilotes répartis comme indiqués sur la Figure 5-13.

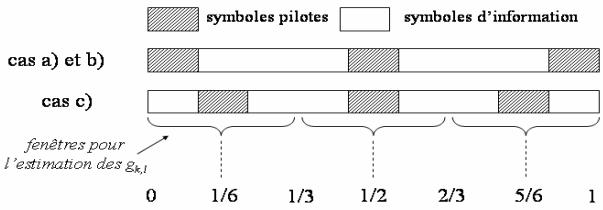


Figure 5-13 Répartition des symboles pilotes dans le burst pour les diverses architectures

Dans les cas a) et b), ces symboles sont divisés en trois groupes en début (11 symboles), milieu (10 symboles) et fin de burst (11 symboles). La levée d'ambiguïté pour l'estimation de fréquence initiale conduit alors à un taux de saut de cycle négligeable.
Dans le cas c), les symboles pilotes sont divisés en trois groupes à 1/6 (11 symboles), 3/6 (10 symboles) et 5/6 (11 symboles) du burst. Pour le traitement par bloc, le burst est divisé en trois blocs de 154 symboles, chacun initialisé par le groupe de symboles pilotes correspondant sur lequel on calcule une phase moyenne. Lors du basculement du traitement par bloc à l'estimation de fréquence, on travaille pour l'estimation de fréquence sur les signaux reçus sur lesquels on a supprimé les interférences mais sans correction antérieure de phase (une correction de phase par bloc antérieure limite largement l'efficacité de l'estimation de fréquence).
Pour la ré-estimation de fréquence en DD, on utilise dans tous les cas des blocs contigus de 40 symboles pour le calcul des phases.

Les estimées de fréquence sont supposées non biaisées. On mesure l'erreur quadratique par :

$$\mathrm{Var}(\Delta f_k) = \left(\Delta f_k - \Delta \hat{f}_k\right)^2. \tag{5.8}$$

Pour la ré-estimation de fréquence en DD, effectuée sur l'ensemble du burst, la borne de Cramer-Rao mono-utilisateur modifiée, toujours notée simplement BCR, est donnée par

$$BCR(\Delta f_k T) = \frac{3}{2\pi^2 N^3}\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}, \tag{5.9}$$

avec $N = 462$ symboles.
Pour l'estimation initiale de fréquence en DA, la borne de Cramer-Rao mono-utilisateur modifiée associée est différente. La formule (5.9) avec N=32 symboles ne s'applique pas car les symboles ne sont pas consécutifs. Cette borne est plus haute que la précédente, et difficilement calculable.

On remarquera que puisque la fréquence est liée au signal reçu, recombiner un signal permettrait de faire baisser la borne de Cramer-Rao mono-utilisateur modifiée d'un facteur égal au gain de diversité ξ.

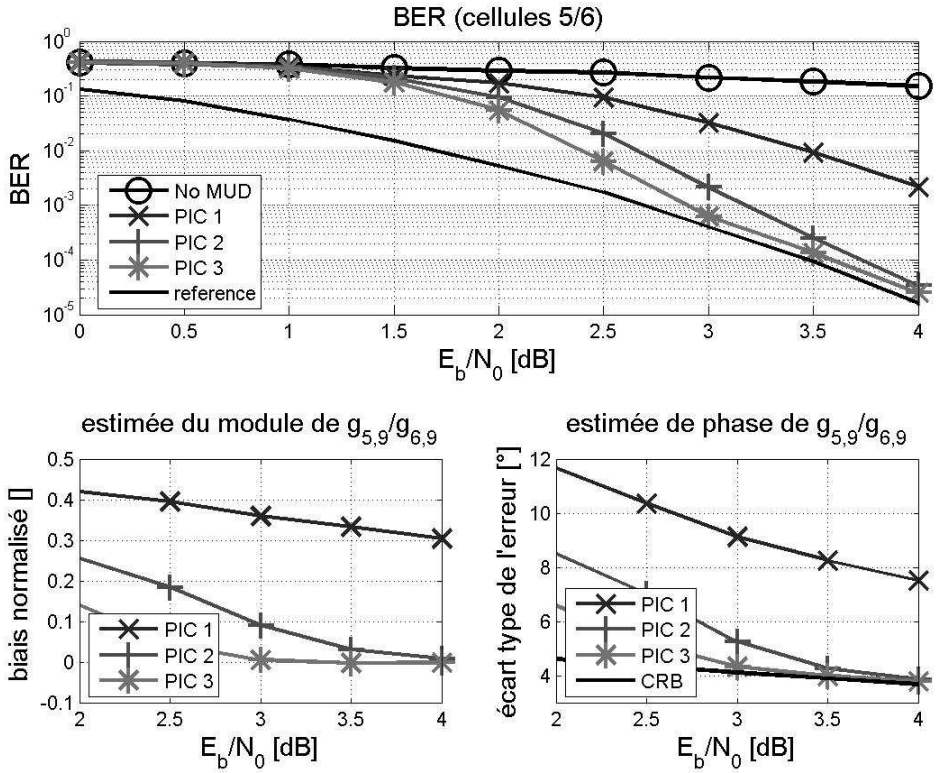


Figure 5-14 Résultats sans erreurs de fréquence, configuration d'interférences 2

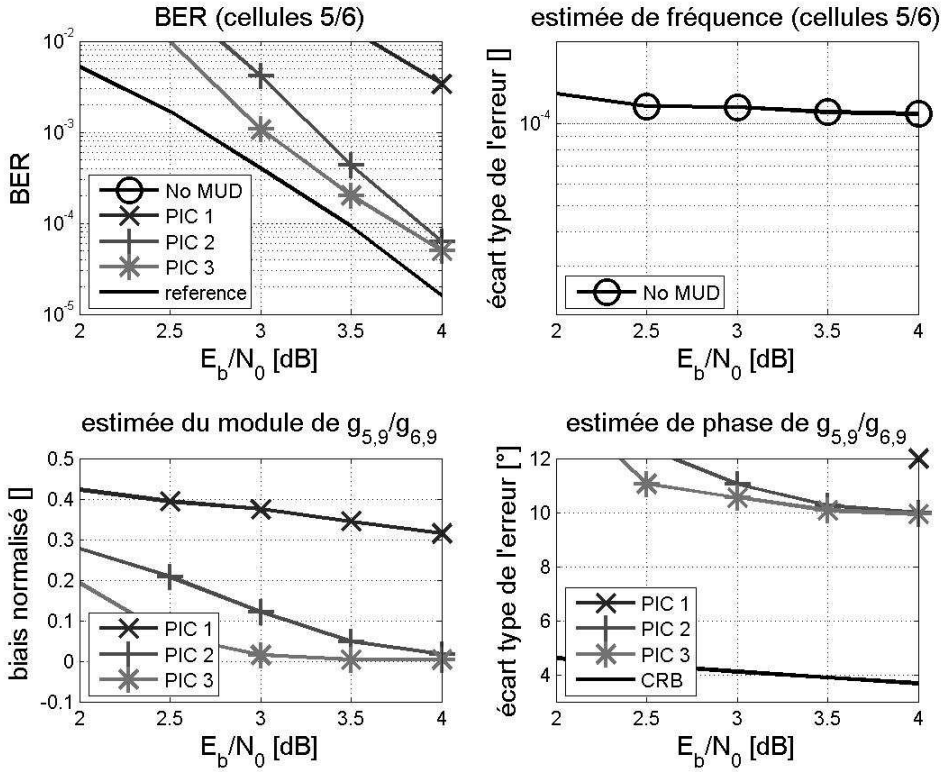


Figure 5-15 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2{\cdot}10^{-4}$, cas a), configuration d'interférences 2

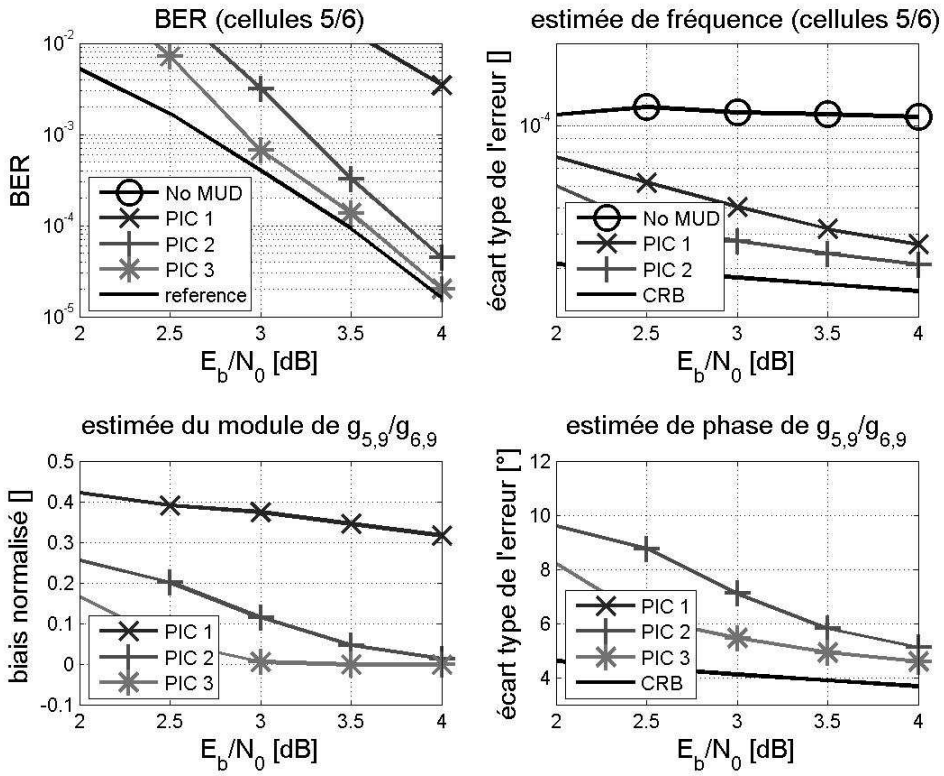


Figure 5-16 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2{\cdot}10^{-4}$, cas b), configuration d'interférences 2

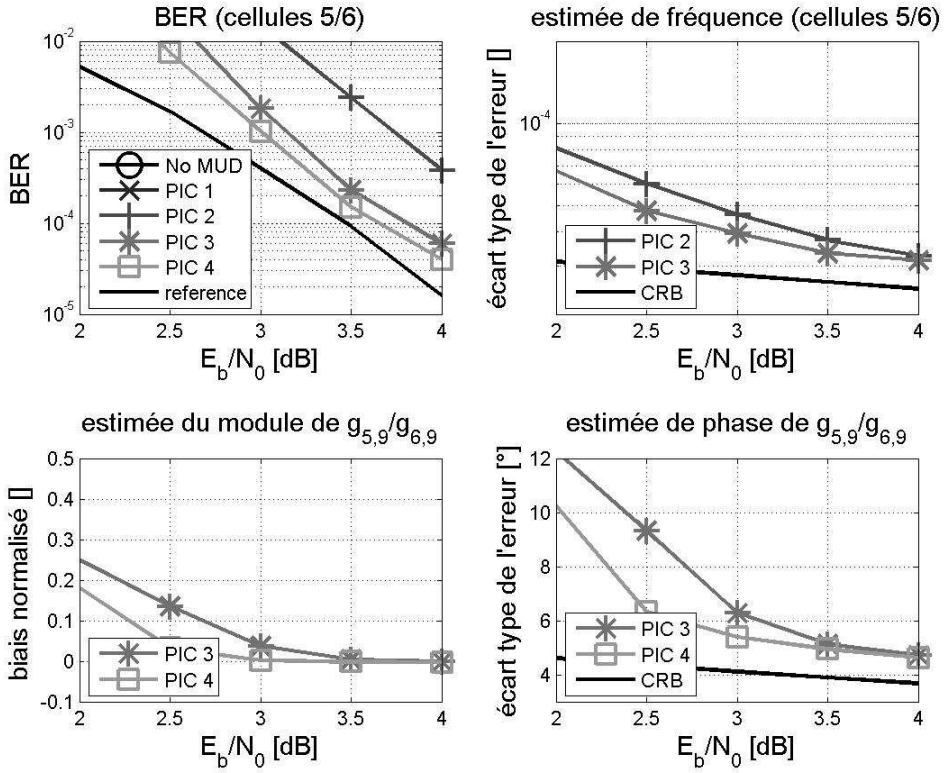


Figure 5-17 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 2{\cdot}10^{-4}$, cas c), configuration d'interférences 2

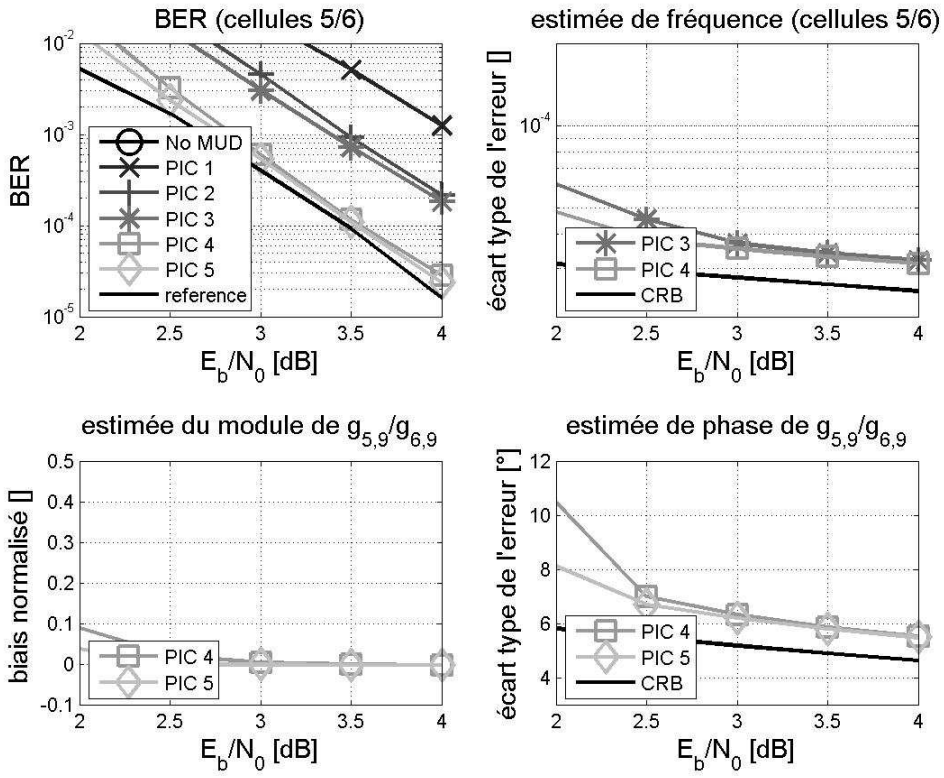


Figure 5-18 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5 \cdot 10^{-4}$, configuration d'interférences 1

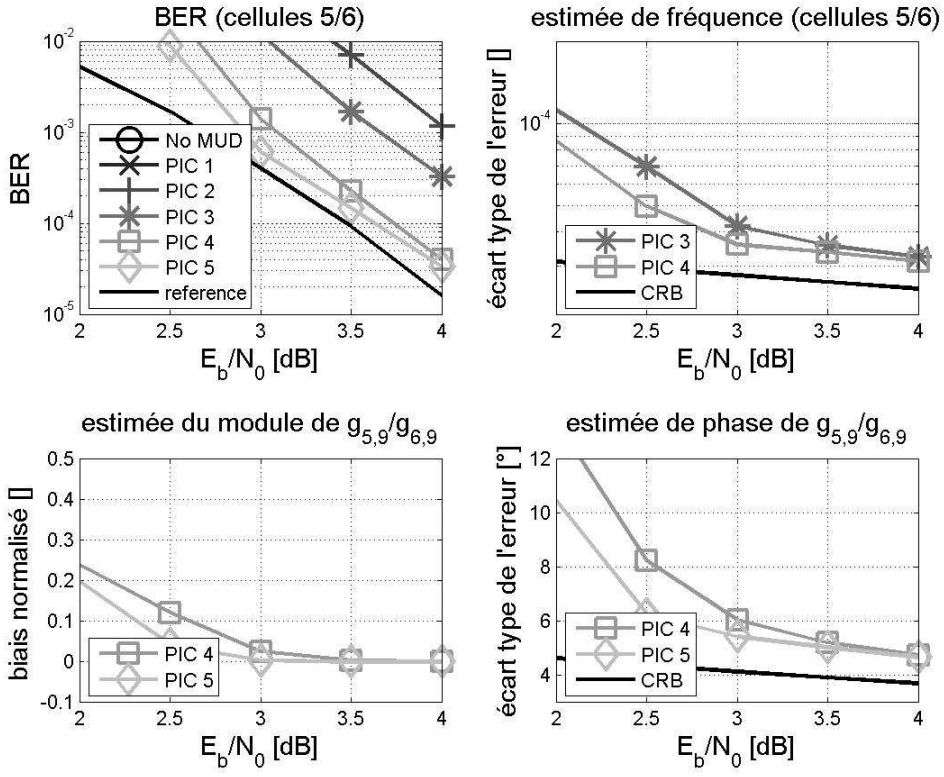


Figure 5-19 Résultats avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5 \cdot 10^{-4}$, configuration d'interférences 2

Des résultats sont proposés sur les Figures 5-15, 5-16 et 5-17 pour les cellules 5 et 6. On donne aussi les résultats pour le cas sans écarts de fréquence sur la Figure 5-14, correspondant aux résultats du paragraphe 5.2.2.

Pour le cas a), l'écart type de l'erreur de fréquence est d'environ 10^{-4}. Le processus d'élimination d'interférence fonctionne, mais conduit à une légère dégradation en terme de BER, de la même façon que dans le paragraphe 5.3.3. On peut constater qu'à la troisième itération, l'écart type de l'erreur de phase sur les coefficients $g_{5,9}/g_{6,9}$ est loin de la BCR, clairement à cause des estimations imparfaites de fréquence.

Pour le cas b), la ré-estimation en DD permet de pratiquement atteindre la BCR sur l'estimée de fréquence. Une conséquence est que l'erreur d'estimation de phase sur les coefficients $g_{5,9}/g_{6,9}$ est beaucoup plus proche de la BCR que dans le cas a). On obtient le même BER que dans le cas sans erreurs de fréquence.

Pour le cas c), la suppression d'interférence fonctionne, mais la convergence est plus lente que dans les cas a) et b). Ce schéma peut donc paraître à première vue moins intéressant que le b). Cependant, il présente l'avantage de ne pas poser de problème de saut de cycle lors d'une éventuelle estimation initiale de fréquence, ce qui peut s'avérer intéressant si on considère des écarts de fréquence plus importants. Nous en donnons un exemple dans la suite.

5.4.2.2 $\sigma_{\Delta f.T}$ cible de $5\cdot10^{-4}$

On considère maintenant un $\sigma_{\Delta f.T}$ cible de $5\cdot10^{-4}$. Il apparaît dans ce cas très difficile d'obtenir une estimation initiale de fréquence « correcte » sans un taux de saut de cycle significatif en considérant toujours un nombre raisonnable de symboles pilotes. On considère donc le schéma c).

Après une brève optimisation (effectuée pour la configuration 2) :

- on utilise des fenêtres d'estimation de 60-70-80-90-100 pour les cellules à 2-3-4-5-6 interféreurs,
- on divise les symboles pilotes en trois groupes placés de la même façon que dans le paragraphe précédent (1/6, 3/6 et 5/6 du burst) : pour l'initialisation, on calcule un phase moyenne pour chaque tiers du burst
- on procède à trois itérations avec traitement par bloc, puis on bascule vers une estimation de fréquence à la quatrième itération.

Des résultats sont proposés sur les Figures 5-18 et 5-19 pour les configurations 1 et 2, toujours pour les cellules 5 et 6.

Dans le cas de la configuration 2, le traitement par blocs permet d'obtenir à l'itération 3 un BER de l'ordre de $8\cdot10^{-3}$ pour un E_b/N_0 de 3.2 dB. Ce BER est suffisamment faible pour obtenir une bonne estimée de fréquence, donc des bonnes estimations des $g_{k,l}$, et on obtient finalement à l'itération 5 le même BER que dans le cas sans erreurs de fréquence.

Dans le cas de la configuration 1, on a à l'itération 3 un BER d'environ $2\cdot10^{-3}$ pour un E_b/N_0 de 3.2 dB, ce qui conduit à une bonne estimation de la fréquence puis des coefficients $g_{k,l}$, et finalement à l'itération 5 à un BER identique à celui du cas sans erreurs de fréquence. On notera que le basculement du traitement par bloc à l'estimation de fréquence après l'itération 3 apparaît un peu tardif dans le cas de la configuration 1. On pourrait en effet basculer après l'itération 2, puisque l'amélioration en terme de BER entre les itérations 2 et 3 est très limitée.

De plus, la cinquième itération n'apparaît pas indispensable, puisqu'elle n'entraîne qu'une amélioration très faible du BER par rapport à l'itération 4. On pourrait donc espérer obtenir les mêmes performances en seulement 3 itérations.

On doit aussi relever que les résultats donnés ici en terme de BER moyen peuvent masquer certains phénomènes. En effet, pour des réalisations d'écarts de fréquence élevés, il pourrait arriver qu'on ait pour un utilisateur donné un paquet avec un BER trop élevé à la troisième itération qui entraîne une estimation complètement fausse de la fréquence (par exemple à cause d'un saut de cycle). On aurait dans ce cas sur le paquet un BER proche de 1/2 aux itérations suivantes.

Pour évaluer quantitativement les occurrences de ces mauvais accrochages de la fréquence, on peut mesurer le pourcentage de paquet pour lesquels on a une BER très largement supérieur au BER moyen (voire proche de 1/2). On s'intéresse donc à la distribution du nombre d'erreurs sur les bits d'information par paquet pour un pire cas en terme d'écart de fréquence. On considère comme pire cas pour une cellule d'intérêt donnée une configuration où toutes les cellules ont des écarts de fréquence aléatoires (comme précédemment gaussiens, indépendants, d'écart type $\sigma_{\Delta f.T}$), excepté la cellule d'intérêt, dont l'écart de fréquence est déterministe, et fixé à $3\sigma_{\Delta f.T}$ ou $4\sigma_{\Delta f.T}$. La Figure 5-20 présente une estimation de la distribution du nombre de bits erronés par paquet pour la cellule 5 à un E_b/N_0 de 3.5 dB, à l'itération 5. A partir de ces distributions, en prenant un seuil à 106 bits (c'est-à-dire un quart des bits d'information), on déduit une probabilité de paquet à « BER très élevé» de 10^{-4} à $3\sigma_{\Delta f.T} = 1.5\cdot10^{-3}$, et de $2\cdot10^{-3}$ à $4\sigma_{\Delta f.T} = 2\cdot10^{-3}$.

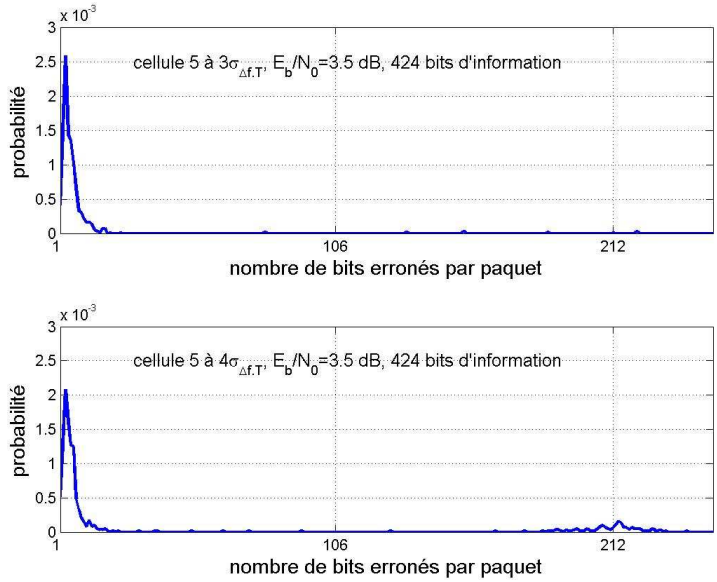


Figure 5-20 Résultats en pire cas avec $\sigma_{\Delta f.T} = 5\cdot10^{-4}$, configuration d'interférences 2

5.5 CONCLUSION

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à l'extension au canal asynchrone puis au canal asynchrone avec écarts de fréquence des algorithmes du chapitre précédent, sur les mêmes configurations d'interférences. Nous nous sommes plus particulièrement concentré sur le cas sans recombinaison avec décodage Viterbi en considérant un codage convolutif.

Nous avons proposé une architecture à complexité réduite adaptée au canal asynchrone. Les résultats de simulation ont montré des résultats très similaires, et même légèrement meilleurs, à ceux du canal synchrone, en terme d'estimation de canal et de BER.
Nous avons ensuite évalué la sensibilité de l'algorithme à la présence de gigues sur les estimations des horloges symbole, puis à un contrôle de puissance imparfait, et enfin à la présence d'écarts de fréquence. C'est ce dernier point qui est apparu le plus limitant.
Nous avons donc étudié différentes approches pour étendre l'algorithme au cas d'écarts de fréquence plus importants. Nous avons d'abord évalué les possibilités de traitement par bloc, qui sont apparues assez limitées. Nous avons en effet mis en évidence qu'une réduction de la taille des fenêtres d'estimation entraîne une dégradation de la qualité de l'estimation de canal (l'estimateur décroche de la borne de Cramer-Rao), de plus en plus critique à mesure que le nombre de signaux interférents augmente. Nous avons donc proposé des schémas incluant des ré-estimations de fréquence mono-utilisateurs, qui permettent d'obtenir les mêmes performances en BER que dans le cas sans écarts de fréquence. Nous avons discuté les avantages et inconvénients de ces différents schémas.

Si nous avons procédé jusqu'ici à des évaluations sur des configurations d'interférence fictives, on peut chercher à avoir une idée plus globale du comportement d'un algorithme, par exemple en considérant l'ensemble des configurations d'une véritable couverture multifaisceaux. Cette approche, qui peut notamment nous donner des indications sur les performances relatives des différents algorithmes dans un contexte plus réaliste, fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 6 : APPLICATION A UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX REELLE

6.1 INTRODUCTION

Nous avons étudié dans les deux chapitres précédents différentes méthodes de soustraction d'interférence itératives en procédant à des évaluations de performance sur des configurations d'interférences fictives. Ces configurations étaient notamment construites en respectant exactement les hypothèses utilisées pour la conception du démodulateur (paragraphe 3.3, hypothèse H6). Si ces évaluations ont permis de dégager certaines grandes lignes du comportement des algorithmes, il apparaît cependant que ce comportement peut potentiellement largement varier d'une configuration à l'autre. Nous nous intéressons donc dans ce chapitre l'évaluation des performances des algorithmes en prenant en compte la variabilité des configurations d'interférences qu'on peut rencontrer sur une couverture multifaisceaux. Nous nous intéressons aussi au dimensionnement de la couverture multifaisceaux et aux conséquences sur les performances relatives des algorithmes.

Dans tout ce chapitre, nous considérons le cas du codage convolutif sur le canal synchrone (paragraphe 3.4.1.1).
Le paragraphe 6.2 introduit une approximation pour la mesure des performances des algorithmes qui est utilisée dans la suite.
Le paragraphe 6.3 présente un exemple de couverture multifaisceaux adaptée à notre contexte multi-utilisateurs ainsi que quelques analyses sur les valeurs des C/I et gains de recombinaison.
Nous présentons finalement dans le paragraphe 6.4 quelques résultats de performance des algorithmes sur la couverture multifaisceaux considérée.

6.2 MESURES DE PERFORMANCE PAR SINR

6.2.1 Principe

Si on voulait obtenir des résultats de performance d'un algorithme pour l'ensemble des configurations d'une couverture multifaisceaux, il faudrait procéder à une évaluation par simulation en BER pour chaque configuration d'interférences. Le nombre de configurations possibles étant très important, une approche de ce type n'est pas envisageable au niveau des temps de simulation. On propose donc ici une autre méthode pour la mesure de performance, donnant des résultats approchés mais conduisant à des temps de simulation beaucoup moins longs.

Cette approche, inspirée de [Nordio et al., 2004], consiste simplement à estimer des rapports signal à bruit plus interférence (SINR) équivalents en sortie des algorithmes, en considérant que les bruit plus les interférences résiduelles en entrée des décodeurs ont le comportement d'un bruit additif blanc gaussien. Ces SINR peuvent ensuite être convertis en BER en tabulant les performances sur canal AWGN du code correcteur considéré. Un schéma de principe est donné sur la Figure 6-1. L'intérêt de cette approximation vient du fait que l'estimation d'un SINR moyen nécessite pour converger un nombre de paquets beaucoup plus faible que le BER moyen.

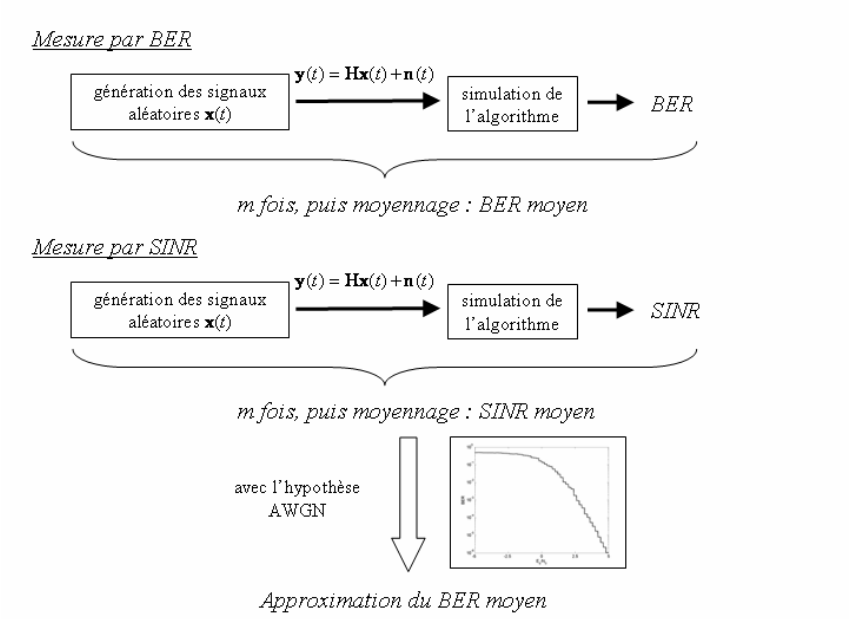


Figure 6-1 Principe des mesures de performance en BER et en SINR convertis en BER (pour une matrice **H** *donnée)*

Pour les estimations de SINR, on utilise l'estimateur de rapport signal à bruit ML-DA (« Maximum Likelihood - Data Aided ») [Pauluzzi & Beaulieu, 2000] à 1 échantillon par symbole. Cet estimateur prend notamment en compte l'effet d'une récupération imparfaite de phase.

6.2.2 Evaluation de l'approximation

Pour valider l'approche consistant à mesurer des SINR plutôt que des BER, on compare dans ce paragraphe les résultats obtenus avec les deux méthodes sur les deux configurations fictives considérées précédemment, et ce pour les divers algorithmes considérés.

Des exemples de résultats sont donnés sur la Figure 6-2 pour les cellules 5/6 sur la configuration d'interférences 2. On peut constater que sur ces exemples les mesures de SINR conduisent à des résultats optimistes. Les résultats obtenus en SINR sont cependant proches de ceux obtenus en BER pour les algorithmes sans recombinaison (moins de 0.2 dB de décalage), mais s'en éloignent significativement pour les algorithmes avec recombinaison.

Si on s'intéresse aux autres cellules et à l'autre configuration d'interférence, on constate que les résultats obtenus en SINR sont toujours optimistes, plutôt proches des résultats en BER pour les algorithmes sans recombinaison, et que la différence de résultats avec mesure de SINR ou de BER peut varier de manière significative d'une cellule à l'autre ou d'une configuration d'interférences à l'autre, en particulier pour les algorithmes avec recombinaison. On peut établir quelques grandes tendances en ce qui concerne le dernier point. La Figure 6-3 présente la différence de puissance entre la mesure en SINR et la mesure en BER pour atteindre le BER cible, en fonction du *C*/*I*. On voit que la mesure par SINR conduit à des résultats de plus en plus optimistes à mesure que les *C*/*I* décroissent, pour les algorithmes avec ou sans recombinaison. Pour les algorithmes avec recombinaison, on peut aussi considérer la différence de puissance entre la mesure en SINR et la mesure en BER en fonction du gain de recombinaison. On voit alors sur la Figure 6-4 que la mesure par SINR conduit à des résultats de plus en plus optimistes à mesure que les gains de recombinaison croissent.

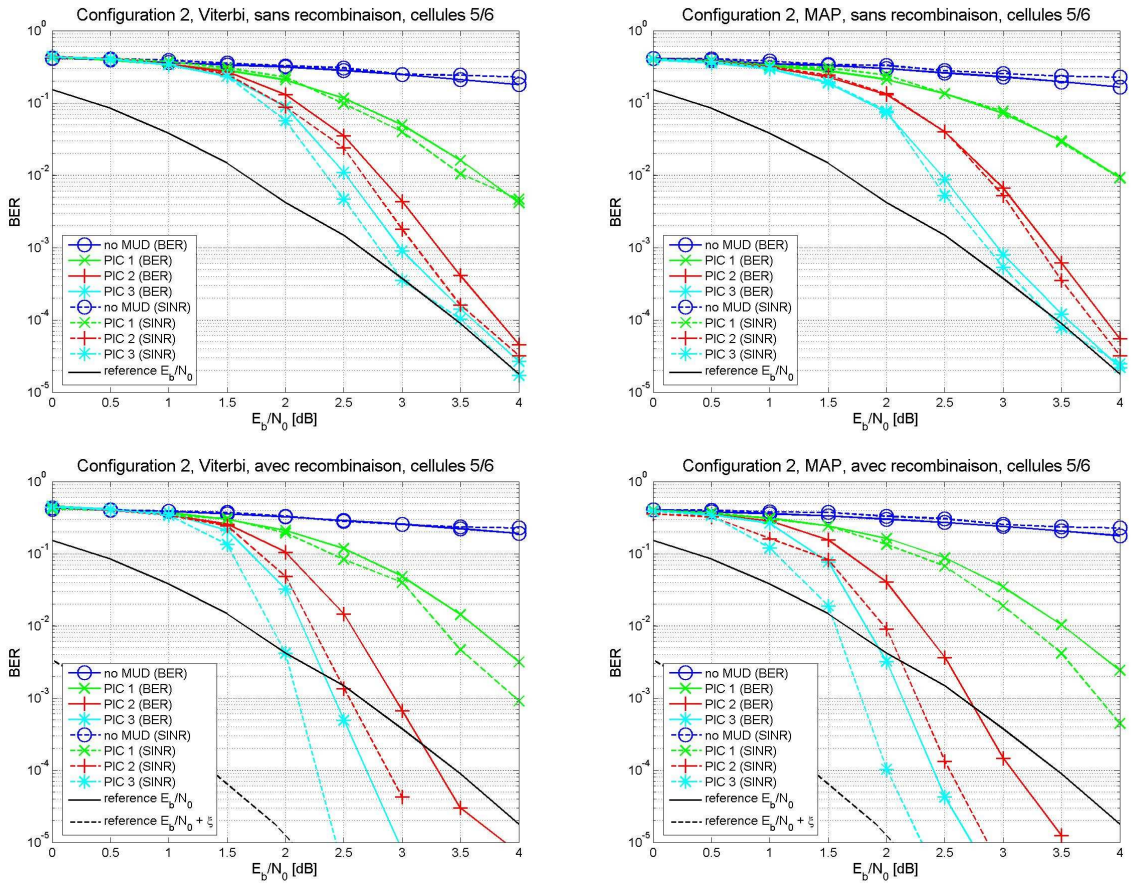


Figure 6-2 Comparaison des mesures en BER et en SINR convertis en BER

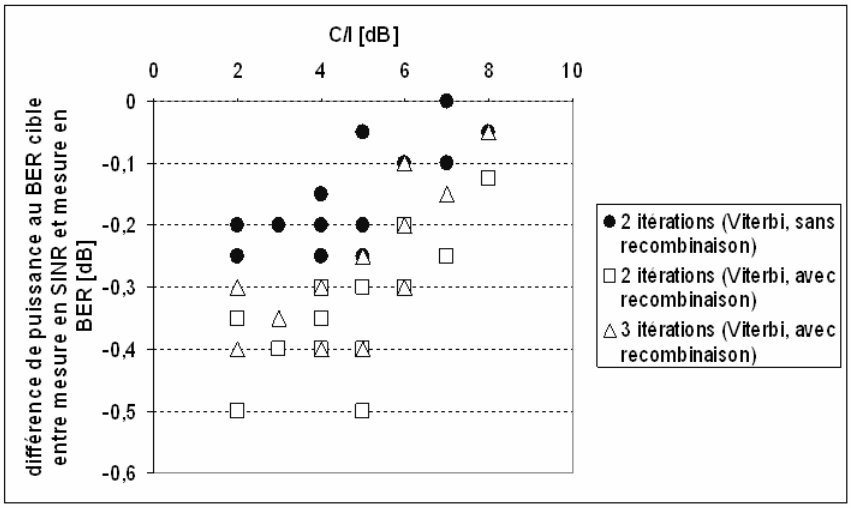


Figure 6-3 Comparaison des mesures en BER et en SINR en fonction du C/I

On souligne juste que ces tendances restent très indicatives, car le comportement relatif des mesures en SINR ou en BER peut être a priori fortement influencé par un très grand nombre de paramètres. On pourrait notamment penser que la configuration de puissance joue un rôle important.

On considère dans la suite que la mesure en terme de SINR donne un ordre de grandeur, et on l'utilise sur une couverture multifaisceaux.

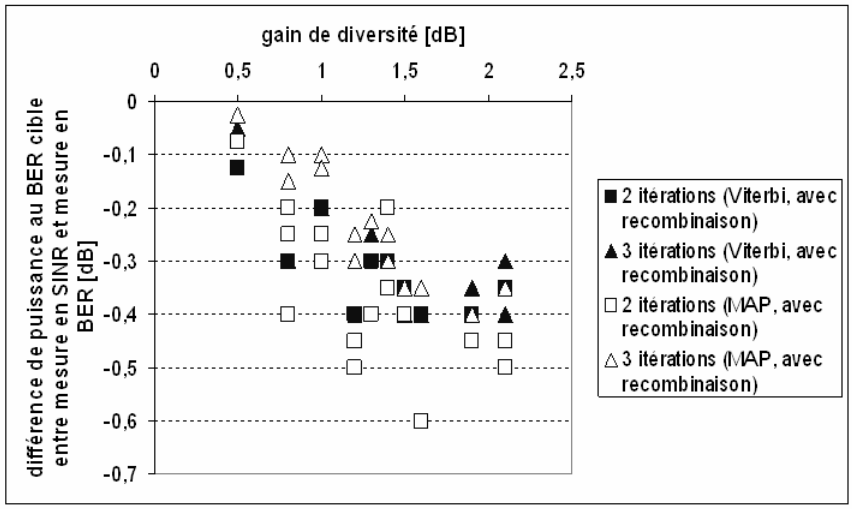


Figure 6-4 Comparaison des mesures en BER et en SINR en fonction du gain de recombinaison

6.3 EXEMPLE DE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX DANS UN CONTEXTE MULTI-UTILISATEURS

6.3.1 Description de l'antenne

On considère l'antenne introduite dans le premier chapitre (paragraphe 1.4.4), dérivée de celle du projet Européen Multikara, dont on rappelle les principales caractéristiques : 1 polarisation, gamme de fréquence : 29.5-30 GHz en 4 sous-bandes de 125 GHz, réflecteur de 1.2 m avec une distance focale de 1 m, 119 éléments rayonnants sur un maillage hexagonal espacés de 12.8 mm (1.2 fois la longueur d'onde).

6.3.2 Construction de la couverture

La couverture initiale considérait un nombre de réutilisation de 4 avec un rayon de cellule de 0.325°. En suivant des considérations de capacité, on réduit le nombre de réutilisation à 3, et on réduit le rayon des cellules à 0.25°. En terme de réutilisation de fréquence, la capacité de la nouvelle couverture est donc 2.25 fois celle de la couverture initiale.

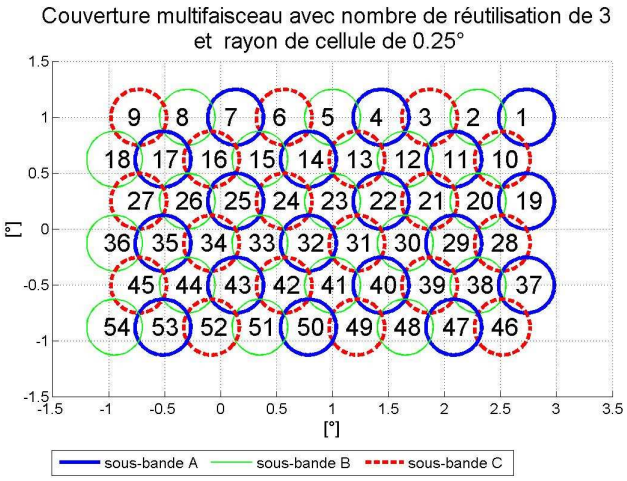


Figure 6-5 Description de la réutilisation de fréquence

Si on considère toute la couverture Européenne, on aboutit à un nombre de cellules très important. On se limite à titre d'exemple à zone réduite d'environ 1600 × 2700 km avec 54 cellules divisées en trois couleurs. La Figure 6-5 illustre la réutilisation.

On considère dans la suite uniquement la sous-bande A (Figure 6-5). On utilise pour chaque formation de faisceaux les 4 sources de plus forts gains sur la cellule considérée. Les coefficients de la formation de faisceaux sont ensuite optimisés en termes de gain et *C*/*I* pire cas (sans contrôle de puissance) avec un algorithme de recuit simulé fourni par Alcatel Alénia Space.

Les résultats en terme de gain et *C*/*I* pire cas (sans contrôle de puissance) sont proposés dans le Tableau 6-1. On constate d'une part que les *C*/*I* pire cas sont très bas : jusqu'à -1.4 dB pour les cellules en centre de couverture, d'autres part que les gains pire cas sont très élevés. Ce dernier point est du au fait qu'on a une différence de gain très faible entre le centre et le bord de cellule grâce à l'utilisation de petites cellules. On peut remarquer que puisqu'on a considéré pour la couverture une zone plus réduite que la couverture initialement prévue pour le dimensionnement antenne, les gains pire cas ne sont pas significativement plus faibles pour les cellules en bord de couverture que pour les cellules en centre de couverture.

cellule	gain pire cas [dB]	*C*/*I* pire cas [dB]
1	45,1	4,2
4	45,1	3,7
7	46	6
11	45,3	-0,1
14	45,3	0,2
17	45	3,9
19	45,5	3
22	45	-0,5
25	45,5	-1,4
29	45,5	-1,2
32	45,3	1,2
35	45,1	7,7
37	45,2	5,7
40	45,3	1,23
43	45	0,8
47	45	3,6
50	45	3,8
53	45,1	6,3

Tableau 6-1 Gains et C/I pire cas sur la couverture

6.3.3 Quelques évaluations statistiques sur la couverture

Dans toute la suite de ce chapitre, les positions des utilisateurs sont supposées uniformément distribuées dans les cellules correspondantes et indépendantes.

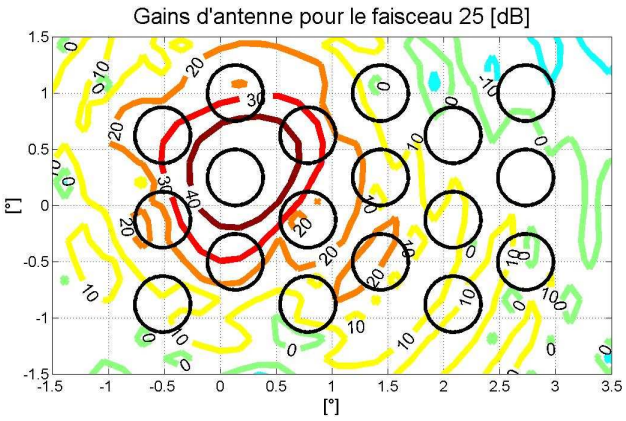


Figure 6-6 Gains du faisceau 25 sur la couverture

6.3.3.1 Distribution des C/I

Le Tableau 6-2 et la Figure 6-7 proposent quelques résultats sur les distributions de *C/I* pour différentes cellules (les moyennes et écarts types sont calculés sur les valeurs en dB). On peut constater que dans tous les cas, la gamme de valeurs de *C/I* est relativement étendue. On peut par exemple avoir pour la cellule 1 des *C/I* d'environ 4 à 23 dB. On voit aussi que classiquement les *C/I* sont plus faibles pour les cellules en bord de couverture que pour les cellules en centre de couverture. Les distributions des *C/I* avec ou sans contrôle de puissance sont relativement semblables pour toutes les cellules.

cellule	cellules co-canal adjacentes	*C/I* moyen sans contrôle de puissance [dB]	écart type *C/I* sans contrôle de puissance [dB]	*C/I* moyen avec contrôle de puissance [dB]	écart type *C/I* avec contrôle de puissance [dB]
1	11-19	12,8	3,2	13,2	3,2
14	4-7-22-25-32	7,9	2,5	8,1	2,3
32	14-22-25-40-43-50	9,8	2,2	9,2	2,2
35	17-25-43-53	12,9	1,4	12,4	1,1

Tableau 6-2 Statistiques sur la distribution de C/I pour différentes cellules

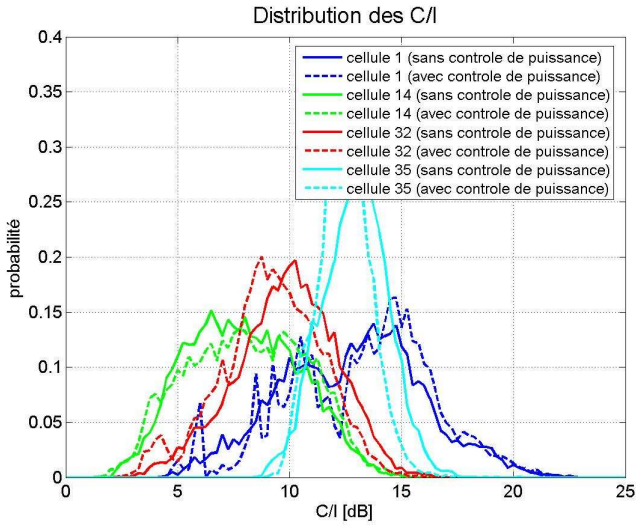


Figure 6-7 Distribution des C/I pour différentes cellules

6.3.3.2 *Localisation des interféreurs prédominants*

On s'intéresse ici à la validité de l'hypothèse H6 du paragraphe 3.3, par laquelle on supposait les interféreurs significatifs localisés dans les cellules co-canal adjacentes. La Figure 6-8 propose la distribution du pourcentage de puissance de l'interférence due aux cellules co-canal adjacentes. On constate que cette hypothèse apparaît relativement bien vérifiée, en particulier pour les cellules en centre de couverture.

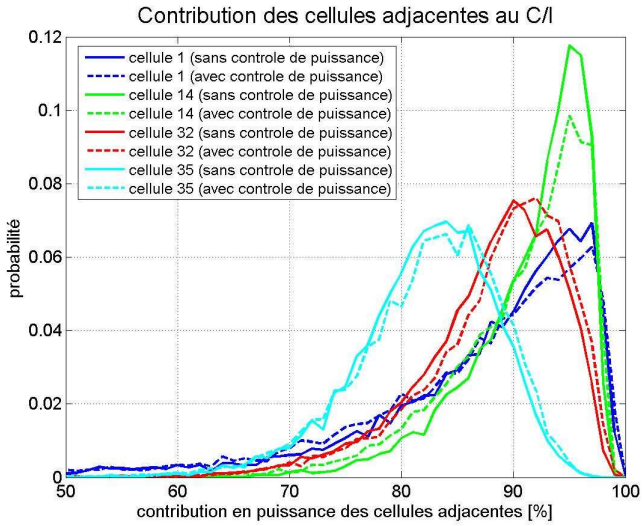


Figure 6-8 Contribution des cellules adjacentes au C/I pour différentes cellules

6.3.3.3 *Distribution des gains de recombinaison*

On s'intéresse ici à diverses statistiques sur les gains de recombinaison. On rappelle que le gain de recombinaison pour un utilisateur d'intérêt représente le gain (supplémentaire au gain d'antenne) en terme de rapport signal à bruit accessible en exploitant le signal reçu sur les autres faisceaux. On s'appuie sur la Figure 6-9.

On peut d'abord souligner que le gain de recombinaison pour le $k^{\text{iéme}}$ utilisateur est a priori différent, et toujours inférieur ou égal à la différence entre le gain obtenu par un filtrage spatial adapté au $k^{\text{iéme}}$ utilisateur au niveau des éléments rayonnants et le gain du $k^{\text{iéme}}$ utilisateur sur le $k^{\text{iéme}}$ faisceau (figure a). L'égalité pourrait apparaître pour toutes les positions si on avait pour la sous-bande considérée un nombre de faisceaux supérieur ou égal au nombre d'éléments rayonnants. On peut aussi remarquer que le gain obtenu par un filtrage spatial adapté au $k^{\text{iéme}}$ utilisateur au niveau des éléments rayonnants n'est pas exactement le même pour les différentes positions. Cependant, les valeurs sont relativement homogènes : étalement sur moins de 2 dB (ce qui est en partie du au fait qu'on a considéré pour la couverture une zone plus réduite que la couverture initialement prévue pour le dimensionnement antenne).

Sur la couverture considérée ici, la gamme de valeurs des gains de recombinaison est de 0 à 2 dB, avec une valeur moyenne de 0.5 dB (figure b). On peut considérer que ces gains sont dans l'ensemble plutôt réduits.

Logiquement, le gain de recombinaison a tendance à diminuer lorsque le gain d'antenne augmente, ce qui explique les valeurs plutôt faibles des gains de recombinaison puisqu'on a des gains d'antennes plutôt élevés. Cependant, un gain d'antenne « faible » ne conduit pas nécessairement à un gain de recombinaison élevé (figure c). Les points associés à un faible

gain d'antenne avec un faible gain de recombinaison correspondent logiquement sur la couverture considérée à des positions en bord de cellule et bord de couverture. Cependant, on trouve aussi certaines positions en bord de cellule en centre de couverture qui conduisent à un gain d'antenne « faible » associé à un gain de recombinaison limité : on a par exemple une position dans la cellule 25 avec un gain d'antenne de 45.6 dB et un gain de recombinaison de 0.6 dB.

Dans le cas des algorithmes avec recombinaison, le rapport signal à bruit disponible qui va nous intéresser correspond à la somme gain d'antenne plus gain de recombinaison. La distribution de ces valeurs pour la couverture considérée est indiquée sur la figure d. On peut constater qu'on a un étalement des valeurs sur 3.5 dB.

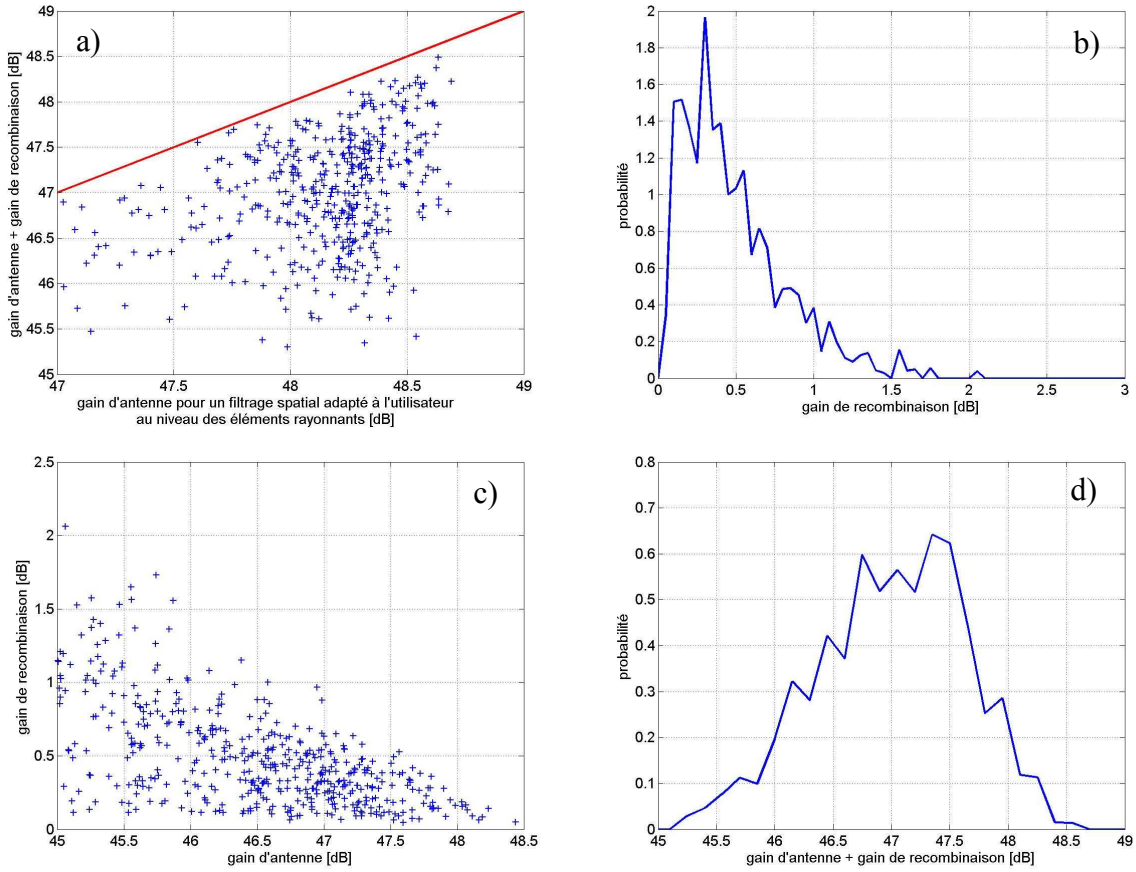


Figure 6-9 Statistiques sur les gains de recombinaison

6.4 COMPARAISON DES ALGORITHMES SUR UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX

On s'intéresse maintenant aux performances des différents algorithmes sur la couverture multifaisceaux décrite au paragraphe précédent.

On considère ici uniquement deux algorithmes :

- avec décodage Viterbi sans recombinaison,
- avec décodage MAP et avec recombinaison.

Ces algorithmes sont ceux conduisant respectivement aux pires et aux meilleures performances sur les configurations étudiées dans le chapitre 4 (paragraphe 4.2.3).

Les deux configurations de puissance introduites au paragraphe 3.2.3.2 sont considérées. On rappelle brièvement comment sont définies ces configurations. La première configuration considère des signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux. On mesure dans ce cas la puissance transmise par le E_b/N_0 moyen en sortie de la formation de faisceaux (la moyenne étant calculée en valeurs naturelles). La seconde configuration considère des signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux. On mesure dans ce cas la puissance transmise par le E_b/N_0 commun à tous les utilisateurs en sortie de la formation de faisceaux.

Pour un E_b/N_0 donné, on effectue différents tirages de positions des utilisateurs, en évaluant à chaque fois les performances en terme de SINR. On peut s'intéresser par exemple à la fonction de répartition des SINR (Figure 6-10), et évaluer la probabilité que le SINR cible soit atteint.

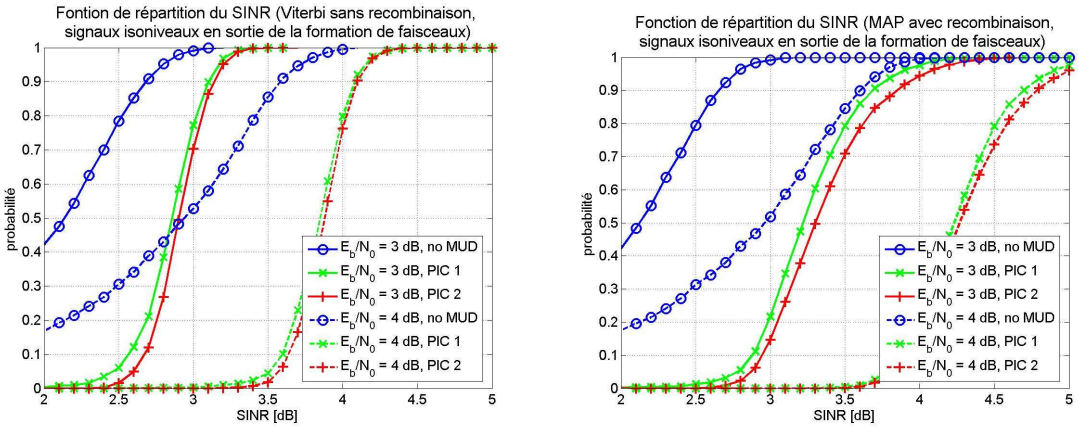


Figure 6-10 Fonction de répartition des SINR

En balayant toute une gamme de E_b/N_0, on peut ainsi obtenir une relation entre la probabilité d'atteindre le SINR et le E_b/N_0. On utilise plutôt dans la suite la probabilité de ne pas atteindre le SINR cible, et on parle de probabilité d'échec. On considère un pourcentage d'échec cible de 0.01%. La Figure 6-11 présente les résultats pour les deux configurations de puissance et les deux algorithmes considérés (avec un SINR cible de 3.2 dB, correspondant au BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$).

On peut d'abord constater qu'on ne peut pas atteindre le pourcentage cible sans détection multi-utilisateurs. Pour atteindre ce pourcentage avec une dégradation limitée, deux itérations sont nécessaires dans le cas de signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux, une à deux itérations dans le cas de signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux, et ce quel que soit l'algorithme. Le gain apporté par une troisième itération est négligeable pour les deux algorithmes.

Logiquement, l'algorithme avec décodage MAP et avec recombinaison conduit à de meilleures performances que celui avec décodage Viterbi et sans recombinaison. Cependant, la différence de performance apparaît assez limitée : à la deuxième itération, 0.2/0.3 dB pour le cas de signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux, 0.4/0.5 dB pour le cas de signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux. La complexité nettement plus importante de l'algorithme avec décodage MAP et avec recombinaison apparaît difficilement justifiable par cette différence de performance.

Cette différence de performance très limitée entre les algorithmes sans et avec recombinaison est essentiellement due à la répartition des valeurs des gains d'antenne et de recombinaison

observée sur la couverture (paragraphe 6.3.3.3). Ces valeurs sont bien sur conditionnées par le dimensionnement de la couverture : le fait qu'on ait pris des petites cellules conduit à des gains d'antenne élevés et des gains de recombinaison faibles. Cependant, l'hypothèse H5 (paragraphe 3.3) de démodulation mono-utilisateur initiale interdisant un nombre de réutilisation de 1, l'approche naturelle pour augmenter la capacité du système est de diminuer le rayon des cellules.

On peut aussi souligner que cette différence de performance est conditionnée par la configuration de puissance, et que la configuration avec signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux a tendance à « favoriser » l'algorithme sans recombinaison, ce qui apparaît cohérent avec les observations du chapitre 4 (cette configuration se rapprochant plus du cas « $E_b/N_0|_k + \xi_k$ égaux pour tout k » que l'autre).

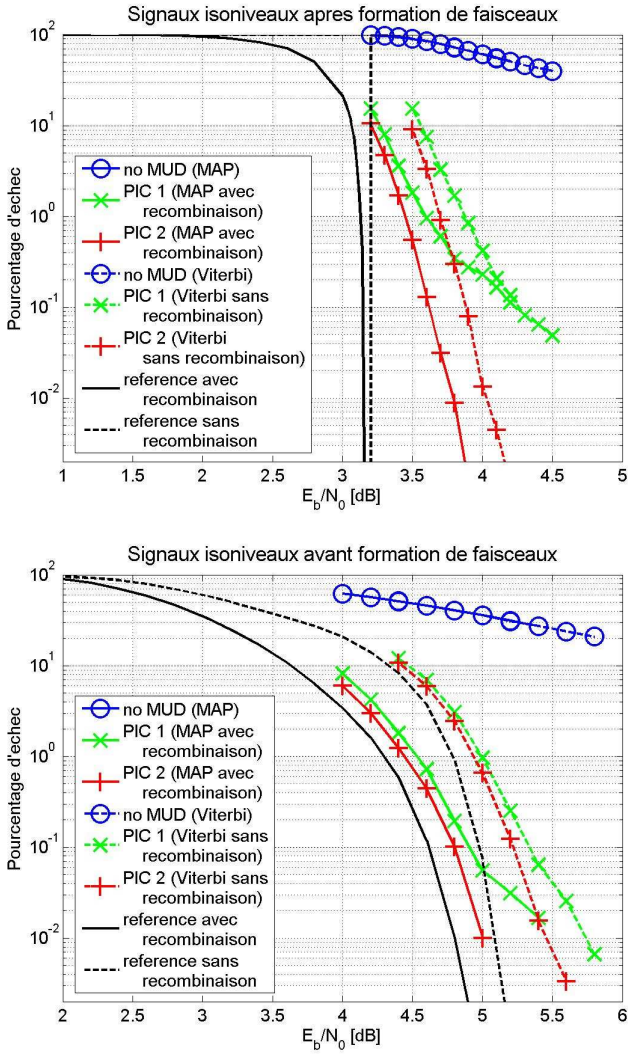


Figure 6-11 Pourcentage d'échec en fonction du E_b/N_0

La Figure 6-12 propose finalement quelques résultats en considérant le code poinçonné pour obtenir un rendement 3/4. Le E_b/N_0 conduisant au BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ est alors de 4.2 dB, soit un E_s/N_0, qui correspond au SINR cible, de 6 dB.

On peut constater que le comportement général est globalement le même que dans le cas précédent.

Cependant, la courbe de pourcentage d'échec semble présenter un plancher pour l'algorithme avec recombinaison à la deuxième itération. Ce plancher apparaissant légèrement au dessus du pourcentage cible dans le cas de la configuration de puissance avec signaux isoniveaux en aval de la formation de faisceaux, il rend nécessaire une troisième itération. Toujours pour cette configuration de puissance, la différence de performance entre l'algorithme avec recombinaison à l'itération 3 et l'algorithme sans recombinaison à l'itération 2 est alors d'environ 0.5 dB.

Dans le cas de la configuration de puissance avec signaux isoniveaux en amont de la formation de faisceaux, on ne voit pas apparaître de plancher évident, et la différence de performance entre les deux algorithmes après deux itérations est d'environ 0.6/0.7 dB.

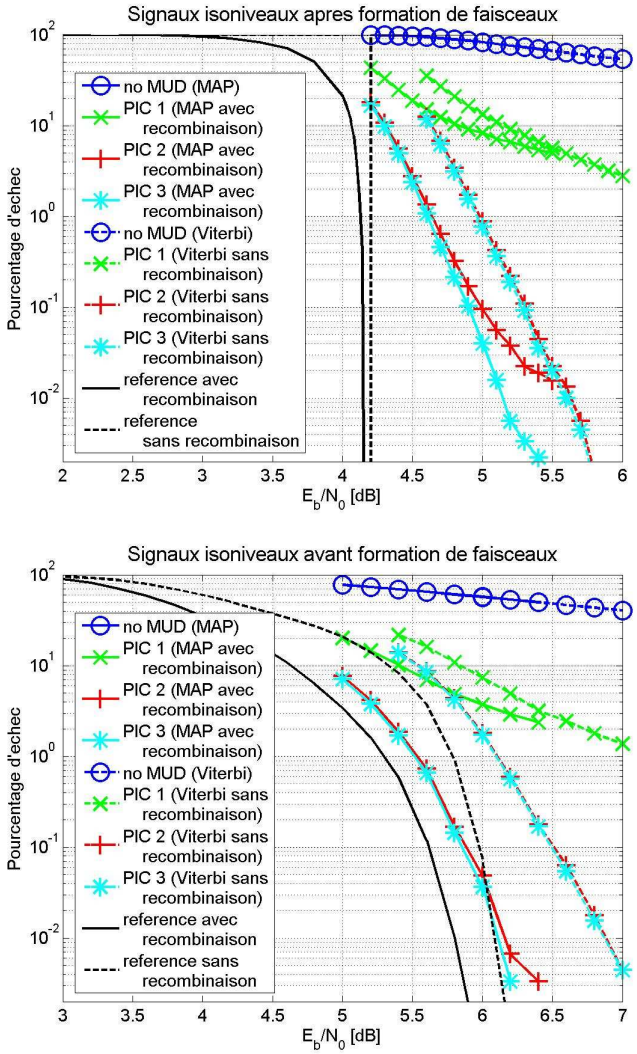


Figure 6-12 Pourcentage d'échec en fonction du E_b/N_0 avec code poinçonné

6.5 CONCLUSION

Nous avons étudié dans ce chapitre le comportement des différents algorithmes sur une couverture multifaisceaux.

Pour limiter les temps de simulation, nous avons introduit une mesure de performance en terme de SINR à la sortie des algorithmes. Bien qu'approchée, nous avons vérifié que cette mesure donne des résultats comparables à ceux obtenus en mesurant des BER moyens.
Nous avons ensuite décrit la couverture multifaisceaux test utilisée pour évaluer les algorithmes. En raison du choix de petites cellules avec un nombre de réutilisation de 3 imposé par l'hypothèse H5 du paragraphe 3.3 et des considérations de capacité (la capacité de cette couverture en terme de réutilisation de fréquence est de l'ordre de 2.25 fois celle de la couverture considérée au premier chapitre), nous avons vu qu'on obtenait des gains d'antenne élevés associés à des gains de recombinaison plutôt limités.
Nous avons finalement vu en simulant les algorithmes pour en évaluer les performances en terme de pourcentage de la couverture pour lequel un SINR cible est atteint que ce dimensionnement entraîne des différences de performances très faibles entre les algorithmes avec et sans recombinaison.
En raison de leur complexité nettement plus faible, les algorithmes sans recombinaison paraissent donc plus intéressants. On notera que les résultats obtenus dans cette partie justifient a posteriori le choix de se limiter à étudier les algorithmes sans recombinaison dans le chapitre précédent.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

CONCLUSIONS

Nous avons proposé dans cette thèse une approche d'utilisation des techniques de détection multi-utilisateurs dans un contexte de communications multifaisceaux par satellite. Nous avons plus précisément considéré la voie retour d'un système de communications multimédia utilisant la bande Ka et basé sur la norme DVB-RCS. Nous avons envisagé un traitement à bord du satellite.

Nous avons proposé une architecture de démodulateur multi-utilisateurs adaptée à ce contexte. Le schéma consiste essentiellement en un algorithme de suppression parallèle d'interférence itérative incluant une ré-estimation de certains paramètres du canal.

Nous avons montré que dans le cas du canal synchrone, les algorithmes considérés permettent d'obtenir des performances proches de celles mono-utilisateurs sur des configurations d'interférences caractérisées par des très faibles C/I. Nous avons mis en évidence l'influence de la configuration de puissance sur les résultats. Nous avons aussi montré que l'estimateur utilisé permet d'atteindre les bornes de Cramer Rao sur les phases des coefficients du canal. Les simulations effectuées avec turbo-codage n'ont pas fait apparaître de plancher d'erreur jusqu'à des PER de l'ordre de 10^{-4} (en dessous desquels nous n'avons pas pu obtenir de résultats en raison des temps de simulation).

Nous avons présenté les principes d'extension des algorithmes au cas du canal asynchrone et du canal asynchrone avec écarts de fréquence. Pour le canal asynchrone (sans écart de fréquence), nous avons d'abord procédé à des évaluations pour l'algorithme sans recombinaison avec codage convolutif, qui ont montré que l'estimateur de canal permet encore d'atteindre les bornes de Cramer Rao sur les phases des coefficients du canal, et plus généralement que le comportement observé est très proche de celui observé sur le canal synchrone. Nous avons ensuite procédé à diverses évaluations de sensibilité de l'algorithme, qui ont mis en évidence le point qui semble le plus limitant : les écarts de fréquence élevés. Nous avons enfin évalué divers schémas adaptés au cas d'écarts de fréquence significatifs. Nous avons notamment montré qu'un traitement par bloc pour l'estimation de canal entraîne une dégradation significative des résultats, et donc qu'il est nécessaire d'introduire des estimations de fréquence pour limiter cette dégradation.

Nous avons introduit une méthode d'évaluation des algorithmes sur une couverture multifaisceaux (en considérant un codage convolutif sur le canal synchrone). Nous avons mesuré les performances en terme de pourcentage de configurations sur la couverture pour lesquelles un SINR cible est atteint. L'application de cette méthode à un exemple de couverture multifaisceaux a montré qu'avec le dimensionnement imposé par nos hypothèses (nécessité d'une étape de synchronisation initiale des signaux, donc nécessité de C/I pas trop faibles, ce qui implique en suivant des considérations de complexité une réutilisation de fréquence avec de petites cellules et un nombre de réutilisation supérieur ou égal à 3), les algorithmes avec recombinaison ne permettent des performances que très légèrement meilleures à celles obtenues avec les algorithmes sans recombinaison (alors qu'il présentent une complexité nettement plus importante).

PERSPECTIVES

Si nous avons mis en évidence le potentiel des techniques de détection multi-utilisateurs dans un contexte multifaisceaux, les travaux effectués sont encore loin de permettre d'envisager à court terme l'application de ces techniques dans un système réel : plusieurs points nécessitent encore d'être étudiés ou approfondis. Nous indiquons ici quelques pistes d'études.

Nous avons procédé à la majorité des simulations pour l'évaluation des algorithmes en considérant un codage convolutif et en nous limitant à un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$. Nous avons donc dans certains cas évalué grossièrement des probabilités de perte de paquet non visible sur les résultats en BER (paragraphe 5.4.2.2). Cependant, pour évaluer les performances du schéma de codage DVB-RCS concaténé Reed Solomon - code convolutif, une approche plus complète consiste à mesurer directement des PER en sortie du code de Reed Solomon. Il serait particulièrement intéressant de reprendre certaines des évaluations effectuées mais avec cette nouvelle mesure, ce qui n'a pas été fait en raison des temps de simulation plus importants que cela implique.

De plus, il apparaît naturel d'envisager le schéma de turbo-code du DVB-RCS, beaucoup plus puissant que le schéma avec concaténation Reed Solomon – code convolutif. Des simulations avec des turbo-codes plus poussées que celles que nous avons effectuées pourraient s'avérer très instructives. Si nous avons constaté sur un exemple qu'aucun plancher d'erreur n'apparaît jusqu'à des PER de l'ordre de 10^{-4} (paragraphe 4.3), nous avons souligné que rien ne garantit que c'est le cas pour des PER plus bas (alors que les communications multimédias conduisent généralement à viser des PER très bas, typiquement 10^{-5} à 10^{-7} pour des transmissions DVB-RCS) ou encore sur d'autres configurations d'interférences. Il pourrait aussi être intéressant d'effectuer les simulations avec un jeu d'entrelaceurs fixe, sachant qu'une optimisation de ces entrelaceurs apparaît difficilement envisageable.

En ce qui concerne les étapes de synchronisation initiale, la validité des hypothèses effectuées (hypothèse H5 du paragraphe 3.3) est à étudier, en particulier pour la détection de préambule, qui peut apparaître critique.

Pour la partie relative à l'adaptation de l'algorithme aux cas d'écarts de fréquence élevés (paragraphe 5.4), où nous avons conclu qu'il fallait utiliser des estimateurs de fréquence pour limiter les dégradations, la présence en bande Ka de bruit de phase significatif nécessiterait a priori de modifier légèrement le schéma en remplaçant les étapes « estimation de fréquence mono-utilisateur » par des étapes « suivi de phase mono-utilisateur ».

En ce qui concerne l'application à une couverture multifaisceaux réelle, plusieurs points mériteraient d'être approfondis. Un premier point pourrait consister à rechercher une réduction de complexité des algorithmes sans recombinaison en réduisant le nombre de signaux interférents à éliminer. On pourrait en effet envisager d'avoir une connaissance a priori, même approximative, de la couverture multifaisceaux et des positions des utilisateurs, et ainsi avoir des ordres de grandeurs des réponses des signaux sur les différents faisceaux. On pourrait donc choisir de ne pas traiter les interférences a priori très faibles. On constate en fait que sur la plupart des configurations de la couverture considérée dans le sixième chapitre, un très grand nombre d'interférences peuvent ainsi être négligées, ce qui conduit à une réduction de complexité potentielle très importante. Un second point pourrait être de prolonger les évaluations en s'intéressant à l'influence de la position de l'utilisateur. Cette approche devrait logiquement faire apparaître des zones critiques qui ne sont pas visibles dans

les évaluations en terme de pourcentage de configurations pour l'ensemble des positions sur la couverture.

D'un point de vue plus global, on peut aussi discuter l'approche système envisagée.

Nous avons choisi, pour les besoins de l'étude, de simplifier le problème en considérant notamment un traitement multi-utilisateurs à bord du satellite. Pour un système large bande avec une couverture européenne, scénario typique d'étude pour la bande Ka, cette approche n'est clairement pas réaliste d'un point de vue complexité si on envisage un traitement pour tous les signaux. Comme nous l'avons vu (paragraphe 1.3.1.3), on peut envisager de réduire la complexité en limitant les traitements à une partie des signaux, par exemple en considérant un traitement pour une bande de fréquence limitée (éventuellement en considérant un satellite partiellement régénératif) dédiée aux schémas à haute efficacité spectrale, fortement pénalisés par les faibles C/I, ou encore en considérant un traitement uniquement pour les signaux à faibles C/I. On peut aussi considérer un système avec une couverture plus petite, tel que le projet CRIES d'Alcatel Alénia Space [Gayrard & Blanc, 2004] (on peut remarquer que le dimensionnement de la couverture multifaisceaux utilisée dans le sixième chapitre se rapproche de ce contexte), ou encore un système multifaisceaux à bande plus réduite, type Inmarsat.

Dans tous les cas, la complexité des techniques multi-utilisateurs pour un traitement bord est un point critique. Des évaluations de complexité seraient particulièrement intéressantes, mais il apparaît très difficile d'effectuer ces évaluations sans la donnée d'un contexte précis. On pourrait par exemple envisager, dans le contexte du projet CRIES, une comparaison des méthodes de détection multi-utilisateurs (éventuellement en travaillant au niveau des éléments rayonnants) avec les méthodes de traitement d'antenne (par canal élémentaire) en terme de performance et de complexité afin d'évaluer la pertinence de l'approche détection multi-utilisateurs. On peut cependant relever que même dans ce contexte, un avantage certain des méthodes de traitement d'antennes au niveau complexité est qu'elles ne nécessitent pas forcément de régénérer les signaux à bord du satellite, contrairement aux méthodes de détection multi-utilisateurs.

On peut finalement relever une nouvelle fois qu'il est possible d'envisager un traitement au niveau des gateways en définissant une réutilisation de fréquence appropriée [Caire et al., 2005], mais que de nouvelles problématiques apparaissent alors, parmi lesquelles l'effet des non-linéarités de l'amplificateur bord.

LISTE DES PUBLICATIONS

J.-P. Millerioux, M.-L. Boucheret, C. Bazile, A. Ducasse, « Iterative joint detection with channel estimation for multibeam satellite systems », *AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC)*, Rome, Septembre 2005.

J.-P. Millerioux, M.-L. Boucheret, C. Bazile, A. Ducasse, « Iterative multiuser detection and channel estimation for multibeam satellite communication systems », *7th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances for Wireless Communications (SPAWC)*, Cannes, Juillet 2006.

J.-P. Millerioux, M.-L. Boucheret, C. Bazile, A. Ducasse, « Iterative multiuser detection performance evaluation on a satellite multibeam coverage », *14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Florence, Septembre 2006.

J.-P. Millerioux, M.-L. Boucheret, C. Bazile, A. Ducasse, « Iterative multiuser detection in multibeam satellite communication systems: channel estimation issues », *9th International Workshop on Signal Processing for Space Communications (SPSC)*, Noordwijk, Septembre 2006.

J.-P. Millerioux, M.-L. Boucheret, C. Bazile, A. Ducasse, « Iterative frequency and channel estimation coupled with multiuser detection in multibeam satellite communications », *49th IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, San-Francisco, Novembre 2006.

ANNEXE DU CHAPITRE 1

A1.1 QUELQUES PRINCIPES DE COMPLEXITE LIES A LA FORMATION DE FAISCEAUX

Les résultats proposés dans ce paragraphe sont issus de [Alcatel-COMP-NUM] [Alcatel-MASSE-CONSO] [Alcatel-COMP-A-N] [Alcatel-MAX-C-I] [Guiraud, 2000] et visent à illustrer les grands principes de complexité liés à la formation de faisceaux dans le contexte envisagé.

A1.1.1 Hypothèses et notations

Pour les besoins de la comparaison, on suppose :

- une réutilisation de fréquence régulière,
- une canalisation fixe et régulière,
- une charge utile régénérative avec échantillonnage de la bande totale,
- une formation de faisceaux à coefficients fixes.

On note alors :

- *NER* le nombre d'éléments rayonnants,
- *NF* le nombre de faisceaux à former,
- *BT* la largeur de la bande totale disponible,
- *SB* la largeur d'une sous-bande,
- *NSB* le nombre de sous-bandes (égal au nombre de réutilisation *K*),
- *CN* la largeur d'un canal élémentaire (c'est-à-dire contenant une unique porteuse),
- *NCN* le nombre de canaux élémentaires.

On a donc $BT = SB.NSB$ et $SB = NCN.CN$.

A1.1.2 Description fonctionnelle de la chaîne de réception

La figure suivante présente un schéma de principe de la chaîne de réception dans le cas mono-faisceau.

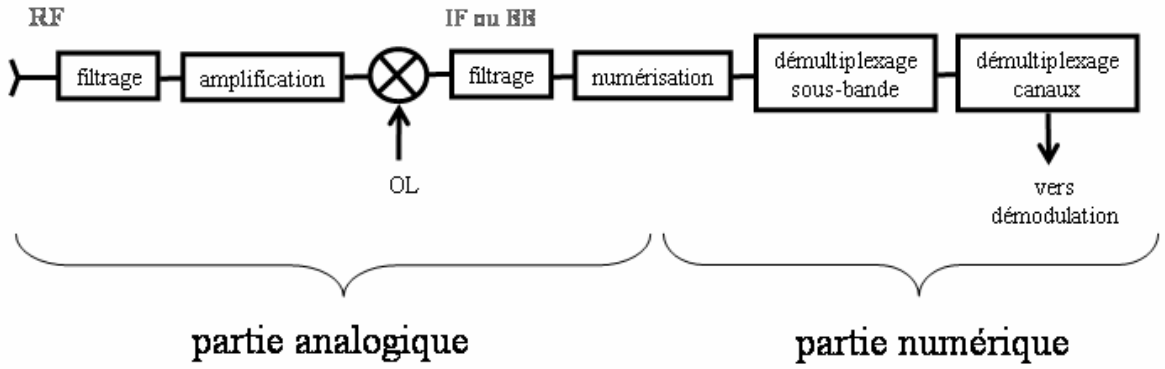


Figure A1-1 Schéma fonctionnel d'une chaîne de réception

Le premier filtre, radiofréquence (RF), élimine les signaux hors de la bande utile. On procède ensuite à une amplification par un amplificateur faible bruit (« Low Noise Amplifier » : LNA). L'oscillateur local (OL) et le mélangeur associé constituent l'étage de transposition en fréquence, qui peut être constitué de plusieurs oscillateurs et mélangeurs en cascade, et permet de descendre le signal en fréquence intermédiaire (IF) ou en bande de base (BB). Le signal est ensuite filtré à nouveau pour éliminer la fréquence image, puis numérisé.

Plusieurs types de numérisation sont possibles [Guiraud, 2000] :

- en bande de base, en générant en analogique les signaux en phase et en quadrature, puis en procédant à un échantillonnage réel pour chacun d'entre eux en respectant Shannon,
- en fréquence intermédiaire, en utilisant une tête analytique (la fréquence d'échantillonnage nécessaire n'est pas liée directement à la fréquence intermédiaire : on parle d'échantillonnage passe-bande).

Une fois le signal numérisé, il faut filtrer les sous-bandes, puis les canaux élémentaires: on parle de démultiplexage fréquentiel. Les signaux peuvent ensuite être démodulés.

Si on considère maintenant le cas multifaisceaux, la formation de faisceaux peut être théoriquement réalisée à n'importe quel endroit sur cette chaîne de réception (avant la démodulation). On peut en effet par exemple permuter l'ordre d'un filtrage fréquentiel et d'un filtrage spatial sans aucun effet sur la fonction globale équivalente. Cependant, ce type de permutation a des conséquences importantes sur le nombre de fonctions à réaliser, c'est-à-dire la complexité de la charge utile. On présente dans la suite quelques principes.

A1.1.3 Formation de faisceaux analogique et numérique

La formation de faisceaux analogique nécessite la descente en fréquence et l'échantillonnage de *NF* faisceaux, tandis que la formation de faisceaux numérique nécessite ces mêmes opérations pour les *NER* éléments rayonnants.

Ces opérations s'avèrent particulièrement critiques au niveau de la charge utile : les chaînes de descente en fréquence en terme de masse et d'encombrement, les convertisseurs analogique-numérique en terme de consommation.

Au premier ordre, on favorise donc la formation de faisceaux analogique si le nombre d'éléments rayonnants est supérieur au nombre de faisceaux à former (et inversement).

A1.1.4 Architecture de la charge utile numérique

Dans le cas de la formation de faisceaux numérique, plusieurs architectures sont envisageables. On suppose pour simplifier que tous les éléments rayonnants sont utilisés pour la formation de chaque faisceau (cas d'une antenne DRA, paragraphe 1.3.2).

On note :

- FF la formation de faisceaux,
- DX-SB le démultiplexage des sous-bandes,
- DX-CN le démultiplexage des canaux.

La figure suivante décrit les différentes options possibles. Le nombre de « voies » à traiter, c'est-à-dire de faisceaux ou d'éléments rayonnants, est indiqué en caractères gras. Le tableau suivant présente un décompte du nombre et de la nature des fonctions à réaliser pour les différentes options.

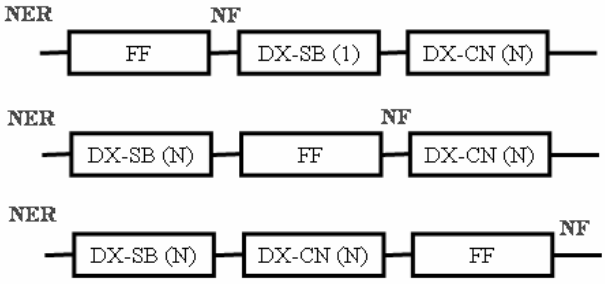


Figure A1-2 Architectures possibles de charge utile avec formation de faisceaux numérique (entre les fonctions de numérisation et de démodulation)

option	nombre de FF	rythme de la FF	type du DX-SB	nombre de DX-SB	type du DX-CN	nombre de DX-CN
FF+DX-SB+DX-CN	*NF*	*BT*	DX-SB de 1 SB	NF	DX-CN de *NCN* CN	*NF*
DX-SB+FF+DX-CN	*NF*	*SB*	DX-SB de *NSB* SB	NER	DX-CN de *NCN* CN	*NF*
DX-SB+DX-CN+FF	*NF.NCN*	*CN*	DX-SB de *NSB* SB	NER	DX-CN de *NCN* CN	*NER.NSB*

Tableau A1-1 Décompte des opérations à effectuer pour les différentes architectures possibles de charge utile avec formation de faisceaux numérique

Il apparaît que la complexité de l'option (DX-SB + DX-CN + FF) est plus importante que celle de l'option (DX-SB + FF + DX-CN) tant qu'on a *NER.NSB* supérieur au nombre de faisceaux *NF*.
En effet, la charge de calcul due à la formation de faisceaux est identique pour les deux options (DX-SB+FF+DX-CN) et (DX-SB+DX-CN+FF) : il est équivalent d'effectuer *NF* formations de faisceaux à un rythme *SB* et *NF.NCN* formations de faisceaux à un rythme *CN*.
Cependant, la formation de faisceaux par canal élémentaire nécessite le démultiplexage de tous les canaux élémentaires pour chaque élément rayonnant, tandis que la formation de faisceaux avant le démultiplexage des sous-bandes ne nécessite le démultiplexage des sous-bandes et des canaux que pour chaque faisceau.

En ce qui concerne les options (FF+DX-SB+DX-CN) et (DX-SB+FF+DX-CN), la complexité de la formation de faisceaux n'est pas identique dans les deux cas, mais une comparaison immédiate n'est plus possible.
La complexité de la formation de faisceaux est *NSB* fois plus importante pour l'option (FF+DX-SB+DX-CN) que pour l'option (DX-SB+FF+DX-CN), mais l'option (DX-SB+FF+DX-CN) nécessite le démultiplexage de *NSB* sous-bandes, alors que l'option (FF+DX-SB+DX-CN) ne nécessite que le démultiplexage de 1 sous-bande.

[Guiraud, 2000] et [Alcatel-COMP-NUM] indiquent que dans le cas plus général d'une antenne utilisant *NEF* éléments rayonnants par faisceau, il existe (sous conditions sur la valeur de *NER*/*NF*) une valeur critique de *NEF* au dessous de laquelle l'architecture (FF+DX-SB+DX-CN) est préférable, et au dessus de laquelle l'architecture (DX-SB+FF+DX-CN) est préférable.
Grossièrement, on peut considérer que si *NER*/*NF* est grand, il est préférable de placer en tête la formation de faisceaux pour limiter le nombre de démultiplexage de sous-bandes à *NF*, tandis que si *NER*/*NF* est petit, il est préférable de limiter la complexité des formations de faisceaux en réduisant leur rythme en les plaçant après le démultiplexage des sous-bandes.

A1.1.5 Conclusion

Nous avons introduit dans ce paragraphe quelques principes de complexité liée à la formation de faisceaux. Les grandes tendances qu'on peut dégager sont :

- qu'on favorise généralement la formation de faisceaux analogique par rapport à la formation de faisceaux numérique si le nombre d'élément rayonnant est grand devant le nombre de faisceaux (et inversement),
- que dans le cas de la formation de faisceaux numérique, la complexité de la charge utile numérique est dépendante du positionnement de la formation de faisceaux, l'architecture optimale étant fonction des paramètres du système : nombre de faisceaux, nombre d'éléments rayonnants, nombre de sous-bandes, etc.

A1.2 OPTIMISATION DU DIMENSIONNEMENT D'UNE COUVERTURE MULTIFAISCEAUX AVEC CONTROLE DE PUISSANCE

A1.2.1 Description de l'approche

On reprend l'approche de [CNES-DEMO-CU-Ka] sur le dimensionnement de la réutilisation de fréquence, et on s'intéresse aux conséquences du contrôle de puissance sur l'optimisation de ce dimensionnement.

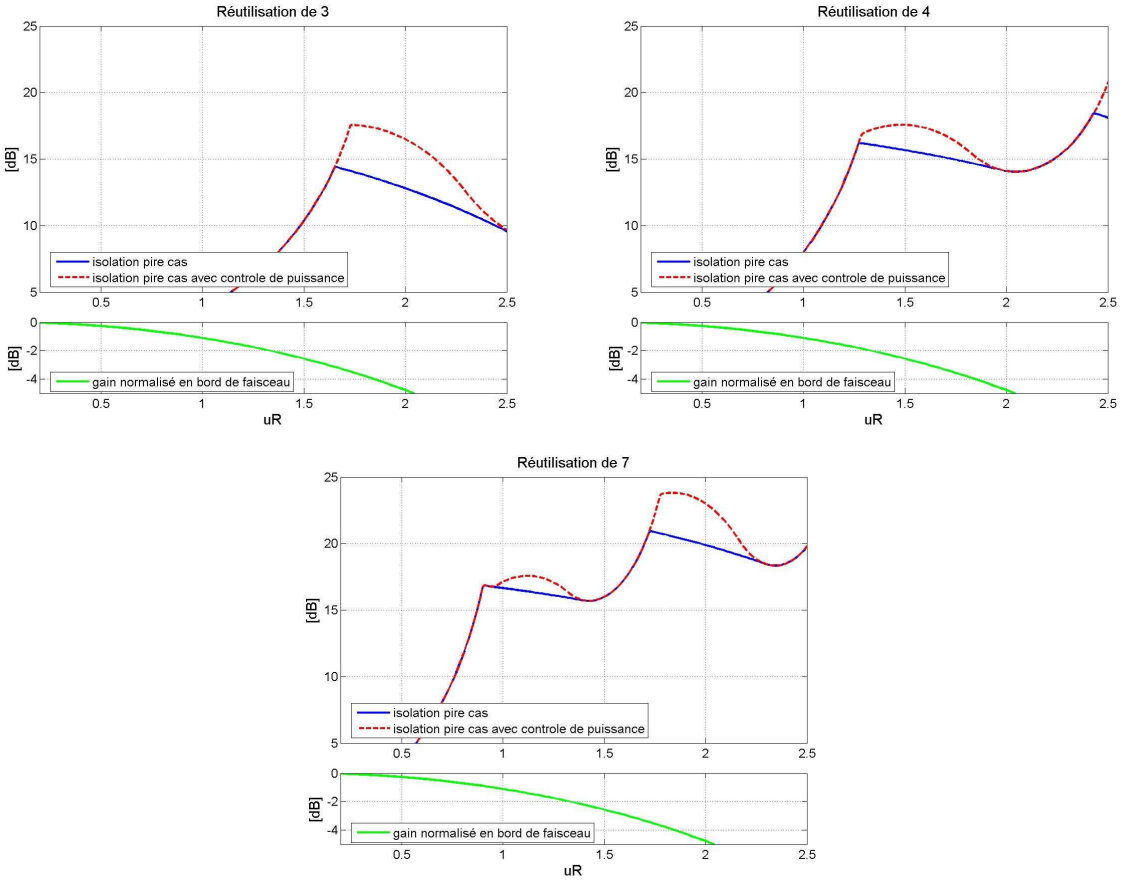


Figure A1-3 Isolation pire cas sans et avec contrôle de puissance en fonction du rayon des cellules pour différents nombre de réutilisation

L'approche proposée consiste à raisonner sur le diagramme de gain théorique d'une antenne à réflecteur de découpe circulaire de diamètre D avec une répartition de puissance uniforme. En notant θ l'angle par rapport à la normale à la surface, le gain en puissance est donné par [Combes, 1986]

$$G(\theta) \propto \left| \frac{J_1(u)}{u} \right|^2 \text{, avec } u = \frac{\pi D}{\lambda} \sin(\theta) \text{,}$$

où J_1 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 1 et λ la longueur d'onde. Pour un satellite géostationnaire, on considère des faibles valeurs de θ, et u est donc proportionnel à θ (sin $\theta \sim \theta$), ainsi qu'à la distance terrestre correspondante (tan $\theta \sim \theta$). On raisonne sur la variable u. Pour une réutilisation de fréquence régulière donnée, le rayon des cellules uR est directement relié à la distance entre cellules [Lutz et al., 2000]. On procède ici à une optimisation sur l'isolation pire cas entre un faisceau utile u et une cellule interférente i en faisant varier le rayon de la cellule, sans et avec contrôle de puissance

A1.2.2 Effet de la prise en compte du contrôle de puissance

Des résultats en terme d'isolation pire cas en fonction du rayon des cellules sont donnés sur la Figure A1-3. Un maximum local apparaît pour les nombres de réutilisation de 3 ou 4, deux maxima locaux apparaissent pour un nombre de réutilisation de 7. Le Tableau A1-1 donne les valeurs correspondant à ces maxima. Les diagrammes correspondant à ces maxima sont proposés sur la Figure A1-4.

réutilisation	Optimisation sur l'isolation calculée sans contrôle de puissance (dimensionnement classique)				Optimisation sur l'isolation calculée avec contrôle de puissance (dimensionnement avec contrôle de puissance)			
	rayon	isolation pire cas sans contrôle de puissance [dB]	isolation pire cas avec contrôle de puissance [dB]	gain en bord de faisceau [dB]	rayon	isolation pire cas sans contrôle de puissance [dB]	isolation pire cas avec contrôle de puissance [dB]	gain en bord de faisceau [dB]
3	1,66	14,4	14,7	-3,2	1,74	14	17,6	-3,5
4	1,28	16,2	16,6	-1,8	1,48	15,7	17,6	-2,5
7 (1)	0,91	16,9	16,9	-0,9	1,12	16,4	17,6	-1,4
7 (2)	1,73	20,9	21,2	-3,5	1,84	20,5	23,8	-4

Tableau A1-2 Valeurs obtenues pour une optimisation en isolation

On constate que dans le cas d'une optimisation en isolation avec contrôle de puissance, les rayons obtenus sont plus grand que ceux obtenus sans contrôle de puissance. La Figure A1-4 indique que ce dernier point peut s'expliquer par le fait qu'il est plus avantageux, lorsque l'isolation est calculée avec contrôle de puissance, de centrer les cellules interférentes sur des lobes secondaires du faisceau utile pour placer les interféreurs bénéficiant le plus du contrôle de puissance (en bord de cellule interférente) sur des trous du faisceau utile. Dans les cas considérés, on obtient alors des rayons plus larges que ceux obtenus sans contrôle de puissance.

A1.2.3 Compromis isolation - capacité

On a vu dans le paragraphe 1.2.1.2 que la capacité du système C en terme de réutilisation de la ressource fréquentielle est proportionnelle à l'inverse du nombre de réutilisation et à l'inverse du carré du rayon des cellules R : $C \sim K^{-1}R^{-2}$. On peut donc visualiser l'isolation pire cas en fonction du rayon des cellules pour différents nombres de réutilisation. On voit ainsi sur la Figure A1-5 que pour une isolation pire cas donnée, il est plus intéressant au niveau capacité de considérer un grand nombre de réutilisation (associé nécessairement à un petit rayon de cellule). On peut le formuler de manière équivalente en disant que l'isolation pire cas à une capacité donnée augmente avec K, de façon vraiment significative jusqu'à $K = 7$.

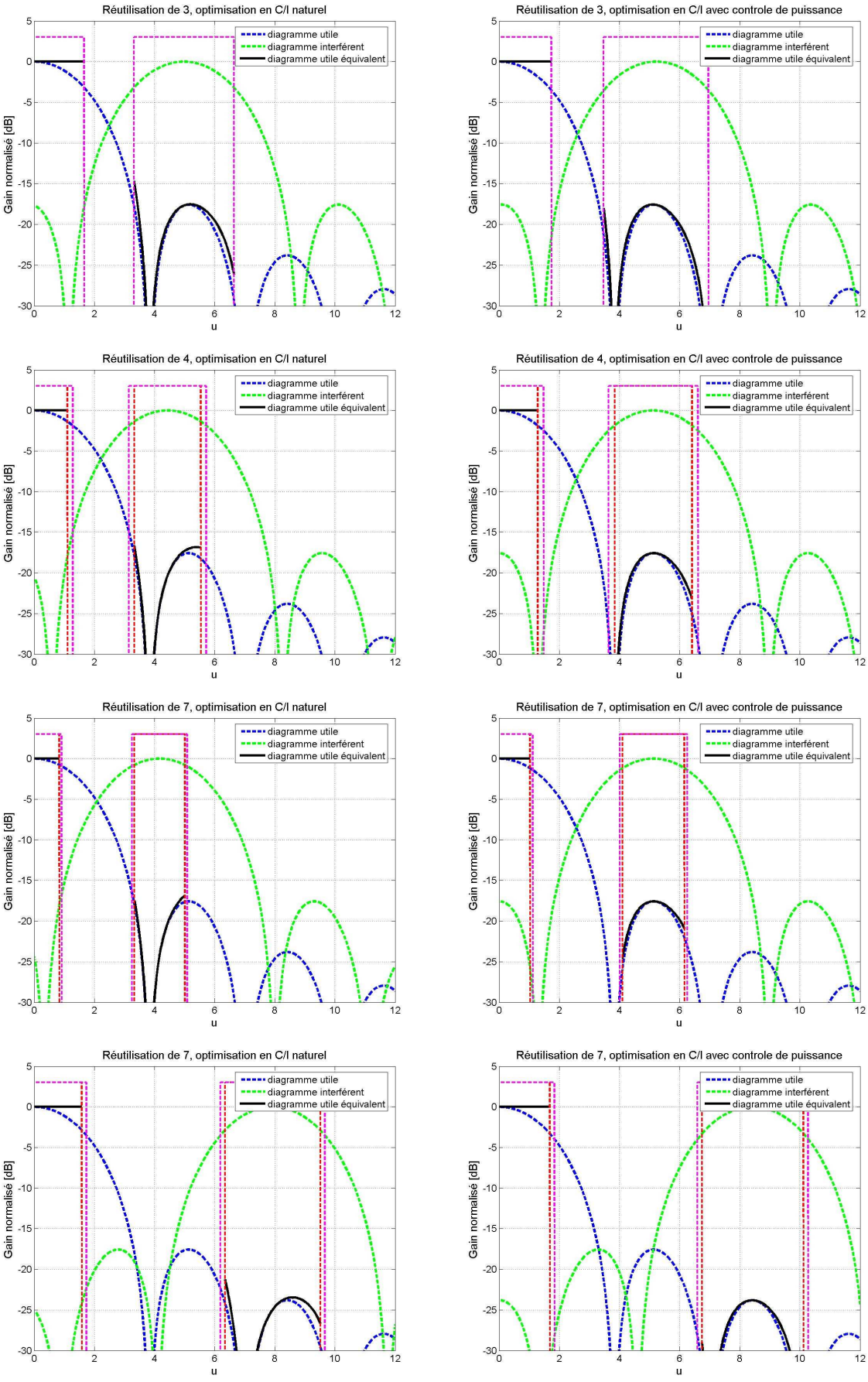


Figure A1-4 Diagrammes pour les isolations maximales (sans et avec contrôle de puissance)

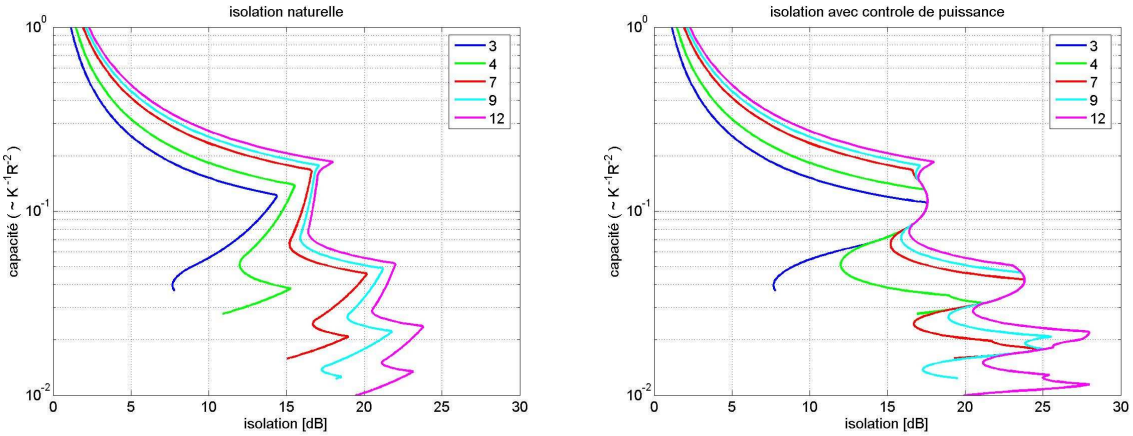


Figure A1-5 Capacité en fonction de l'isolation pire cas pour différents nombres de réutilisation

Cependant, on notera que ce gain (en isolation ou en capacité) est obtenu au prix d'une augmentation du nombre de faisceaux à former, qui peut poser des problèmes de faisabilité.

Dans cette évaluation au premier ordre, on a considéré simplement un diagramme théorique dans un cas très simple. On peut quand même penser que les résultats obtenus sont aussi indicatifs pour une antenne à formation de faisceaux, c'est-à-dire qu'augmenter le nombre de réutilisation à capacité constante pourra conduire à augmenter les isolations (éventuellement composites) pire cas. On s'intéresse donc maintenant à l'influence du nombre de réutilisation sur la complexité de la charge utile, en reprenant les hypothèses et les notations de l'Annexe A1.1, mais pour simplifier sans considérations sur le démultiplexage des canaux. On s'intéresse donc uniquement au démultiplexage des sous-bandes et à la formation de faisceaux, et on a seulement 2 options (FF+DX-SB) et (DX-SB+FF).

Le nombre de faisceaux à former étant proportionnel à l'inverse du carré du rayon, on peut écrire $NF = \alpha.R^{-2}$. En raisonnant à capacité $K.R^2$ constante, on peut aussi écrire $K.R^2 = \beta$. A partir du Tableau A1-1, on obtient le Tableau A1-3

option	nombre de FF	fréquence FF	type du DX-SB	nombre de DX-SB
FF+DX-SB	$(\alpha/\beta).K$	BT	DX-SB de 1 SB	$(\alpha/\beta).K$
DX-SB+FF	$(\alpha/\beta).K$	BT/K	DX-SB de K SB	NER

Tableau A1-3 Décompte des opérations à effectuer en fonction des paramètres de réutilisation de fréquence avec formation de faisceaux numérique

Pour l'option (FF+DX-SB), les complexités de la formation de faisceaux et du démultiplexage des sous-bandes sont proportionnelles au nombre de réutilisation K. Augmenter le nombre de réutilisation afin d'augmenter l'isolation pire cas conduira alors à une augmentation de complexité.

Pour l'option (FF+DX-SB), la complexité de la formation de faisceaux est indépendante du nombre de réutilisation K, et si on suppose l'utilisation d'un algorithme de type polyphase-FFT (voir par exemple [Mortensen, 1997]), la complexité du démultiplexage des sous-bandes

est alors en c_1+c_2.log2(K). Une augmentation de K ne conduira alors pas nécessairement à une augmentation de complexité significative.

A1.2.4 Conclusion

Nous avons illustré dans ce paragraphe l'effet de la prise en compte du contrôle de puissance dans le calcul des isolations pire cas sur le dimensionnement d'une couverture multifaisceaux. Nous avons aussi discuté le compromis isolation pire cas / capacité du système. On pourrait penser qu'il est plus intéressant de considérer un petit rayon de cellule associé à un grand nombre de réutilisation plutôt que l'inverse (au prix d'une augmentation du nombre de faisceaux et donc d'un augmentation de complexité).

A1.3 LES MESURES D'INTERFERENCES EN ANTENNE DANS LE CAS D'UNE FORMATION DE FAISCEAUX ADAPTATIVE

A1.3.1 Formation de faisceaux par canal

On considère une formation de faisceau par canal élémentaire, avec K signaux co-fréquences (correspondant aux K cellules de la couleur considérée) et une antenne à P éléments rayonnants. Le vecteur des signaux reçus sur chacune des sources peut s'écrire :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{y}_u(t) + \mathbf{y}_i(t) + \mathbf{n}(t)$$

avec le signal d'intérêt

$$\mathbf{y}_u(t) = \mathbf{a}_u x_u(t)$$

et les signaux interférents

$$\mathbf{y}_i(t) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq u}}^{K} \mathbf{a}_k x_k(t)$$

où $\mathbf{a}_k$ désigne le vecteur directionnel (vecteur colonne de dimension P) associé au signal k, $x_k(t)$ désigne le $k^{\text{iéme}}$ signal reçu, et $\mathbf{n}$(t) le vecteur des bruits additifs sur les éléments rayonnants. Les $x_k(t)$ sont modélisés comme des processus aléatoires stationnaires centrés non corrélés. Les bruits additifs sont décorrélés des signaux reçus. On considère une pondération des éléments rayonnants $\mathbf{w}$.

Le rapport signal à bruit plus interférence *SINR* (pour « Signal to Interference plus Noise Ratio ») est défini comme le rapport puissance du signal utile sur puissance des signaux interférents plus puissance du bruit en sortie de la formation de faisceau :

$$SINR = \frac{P_u}{P_i + P_n} = \frac{E(\left|\mathbf{w}^H \mathbf{y}_u(t)\right|^2)}{E(\left|\mathbf{w}^H \left(\mathbf{y}_i(t) + \mathbf{n}(t)\right)\right|^2)}.$$

A1.3.2 Formation de faisceaux par sous-bande

On peut considérer une formation de faisceaux par sous-bande, qui est alors commune aux N signaux de la sous-bande considérée. Deux approches sont alors possibles :

- on peut considérer un *SINR* global en considérant simultanément tous les signaux du faisceau utile,
- on peut aussi considérer un *SINR* par canal, qui correspond à une mesure plus fiable du niveau d'interférence, et on se ramène alors exactement au cas du paragraphe précédent.

Dans la première approche, de manière similaire au paragraphe précédent, le vecteur des signaux reçus sur chacun des éléments rayonnants peut s'écrire :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{y}_u(t) + \mathbf{y}_i(t) + \mathbf{n}(t)$$

avec les signaux d'intérêt

$$\mathbf{y}_u(t) = \sum_{n=1}^{N} \mathbf{a}_{u,n} x_{u,n}(t)$$

et les signaux interférents

$$\mathbf{y}_i(t) = \sum_{n=1}^{N} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq u}}^{K} \mathbf{a}_{k,n} x_{k,n}(t) .$$

On peut alors définir un *SINR* global par

$$SINR = \frac{P_u}{P_i + P_n} = \frac{E(\left|\mathbf{w}^H \mathbf{y}_u(t)\right|^2)}{E(\left|\mathbf{w}^H \left(\mathbf{y}_i(t) + \mathbf{n}(t)\right)\right|^2)} .$$

A1.4 BIBLIOGRAPHIE

[Alcatel-SDMA] R. Baudin, « Filtrage spatial et SDMA appliqués aux systèmes de communications par satellite », Note interne Alcatel Alénia Space, 2002.

[Alcatel-COMP-NUM] D. Rousset, « Etude de faisabilité matérielle d'une antenne à formation numérique de faisceaux, chapitre 2 : évaluation de complexité du sous-ensemble numérique », Etude Alcatel Alénia Space, 2002.

[Alcatel-MASSE-CONSO] L. Castel, D. Rousset, C. Guiraud, « Etude de faisabilité matérielle d'une antenne à formation numérique de faisceaux, chapitre 4 : évaluation de masse et consommation, conclusion sur la faisabilité », Etude Alcatel Alénia Space, 2002.

[Alcatel-COMP-A-N] C. Guiraud, D. Rousset, « Comparaison des solutions analogique et numérique, perspectives, chapitre 1 : comparaison des solutions analogique et numérique », Etude Alcatel Alénia Space, 2002.

[Alcatel-MAX-C-I] R. Baudin, C. Guiraud, « Etudes de charges utiles innovantes, volet 3, maximisation du C/I », Etude Alcatel Alénia Space, 2002.

[Alcatel-DEF-C-I] H. Chane, « Définition des C/I émission et réception », Note interne Alcatel Alénia Space, 2001.

[Alcatel-IFMT] K. Leconte, I. Tebassi, A. Bolea, « Adaptive coding-modulation techniques for Ka/Q-band systems, Etude Alcatel Alénia Space, 2003.

[Caille et al., 2001] G. Caille, Y. Cailloce, B. Demolder, G. Bekaert, « High gain multibeam antenna demonstrator for Ka-band satellites », *Alcatel Telecommunications Review*, 2001.

[Cailloce et al., 2001] Y. Cailloce, G. Caille, I. Albert, J.M. Lopez, « Ka-band Antennas providing multiple beams for a multimedia via satellite mission », *Proceedings of AIAA International Communication Satellite Systems Conference*, Apr. 2001.

[Caire et al., 2005] G. Caire, M. Debbah, L. Cottatellucci, R. De Gaudenzi, R. Rinaldo, R. Mueller, G. Gallinaro, « Perspective of adopting interference mitigation techniques in the context of broadband multimedia satellite systems », *Proceedings of AIAA International Satellite Communication Conference*, Sep. 2005.

[Castanet, 2001] L. Castanet, « Techniques adaptatives de lutte contre les affaiblissements de propagation pour les systèmes de télécommunication par satellite en EHF », PhD thesis report, 1999.

[Castanet et al., 2003] L. Castanet, A. Bolea-Alamañac, M. Bousquet, « Interference and Fade Mitigation techniques for Ka and Q/V band satellite communication systems », *Workshop of COST Actions 272 and 280*, May 2003.

[Combes, 1986] P.F. Combes, « Antennes pour techniques Spatiales », *Techniques de l'ingénieur*, 1986.

[CNES-DEMO-CU-Ka] J. Sombrin, J.M. Lopez, I. Albert, M. Dejus, A. Duverdier, G. Lesthievent, L. Lapierre, « Définition préliminaire d'un démonstrateur de charge utile de télécommunications en bande Ka », Note interne CNES, Juillet 1999.

[CNES-DVB-RCS] C. Bazile, A. Duverdier, « Le DVB-RCS : une nouvelle norme pour les transmission voie retour par satellite », Note interne CNES, Mai 2000.

[Donny et al., 2003] C. Donny, S. May, V. Foix, « Statistical Link Budget Method for Multi-Beam Telecommunication Satellite System », *Proceedings of AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Apr. 2003.

[DVB-RCS (a)] Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction channel for satellite distribution systems, ETSI EN 301 790, v1.2.2, Dec. 2000.

[DVB-RCS (b)] Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction channel for satellite distribution systems, Guidelines for the use of EN 301 790, ETSI TR 101 790, v1.1.1, Sep.2001.

[Gayrard & Blanc, 2004] J.D. Gayrard, F. Blanc, « Ka-band satellite system for public protection and disaster relief operations », *Proceedings of AIAA International Satellite Communication Conference*, May 2004.

[Guiraud, 2000] C. Guiraud, « Algorithmes de formation de faisceaux par le calcul pour un système d'antennes de satellites de télécommunications avec ou sans réflecteur », PhD thesis report of ENST, 2000.

[Kreuer et al., 1994] D. Kreuer, S. Martin, T. Frach, A. Radermacher, « A Prototype Adaptive Fade Countermeasure System for TDMA Operation at Ka Band », *Proceedings of Personal, Indoor, and Mobile Communications*, Sep. 1994.

[Lutz et. al, 2000] E. Lutz, M. Werner, A. Jahn, *Satellite systems for personal and broadband communications*, Springer, 2000.

[Mallison & Robson, 2001] M.J. Mallison, D. Robson, « Enabling technologies for Eurostar Geomobile satellite », *Proceedings of AIAA International Communication Satellite Systems Conference*, Apr. 2001.

[Mangenot & Albert, 2002] C. Mangenot, I. Albert, « Antennes multifaisceaux pour applications multimédias en bande Ka », *Journées Micro-ondes et Electromagnétisme de Toulouse*, 2002.

[Maral & Bousquet, 1998] G. Maral, M. Bousquet, *Satellite communications systems*, Wiley, 1998.

[Moher et al., 1996] M. Moher, L. Erup, R.G. Lyons, « Interference statistics for multibeam satellites », Proceedings of the second European Workshop on Mobile/Personal Satcoms, pp. 366-384, Oct. 1996.

[Moher, 2000] M.L. Moher, « Multiuser decoding for Multibeam system », *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 1226–1234, July 2000.

[Mortensen, 1997] I. Mortensen, « Traitement en bande de base pour charge utile à régénération Bord », PhD Thesis report of ENST, 1997.

[Pech et al., 2001] P. Pech, M. Bousquet, L. Castanet, J. Radzik, B. Fabre, « Methodology to Optimise Techniques of Resource Management for Ka-band GEO SatelliteNetworks from the Introduction of Propagation Information », *Meeting of COST 280*, Oct. 2001.

[Pech et al., 2003] P. Pech, M. Bousquet, J. Radzik, L. Castanet, L. Feral, S. Combes, B. Fabre, « A Ka-band OBP satellite system simulation platform involving Fade Mitigation Techniques with channel attenuation timeseries and static radar images of rain cell evolution », *Proceedings of AIAA International Communication Satellite Systems Conference*, Apr. 2003.

ANNEXE DU CHAPITRE 2

A2.1 BIBLIOGRAPHIE

[AlRustamani et al., 2001] A.A. AlRustamani, A.D. Damnjanovic, B.R. Vojcic, « Turbo Greedy Mutliuser Detection », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*,Vol. 19, p. 1638-1645, Aug. 2001.

[Bahl et al., 1974] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv, « Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 20, p. 284-287, Mar. 1974.

[Beidas et al., 2002], B.F. Beidas, H. El Gamal, S. Kay, « Iterative interference cancellation for High Spectral Efficiency Satellite Communications », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, p. 31-36, Jan. 2002.

[Besson, 2002] O. Besson, Introduction au traitement d'antennes, ENSICA, 2002.

[Bohlin & Lundberg, 2000] P. Bohlin, M. Lundberg, « A blind and robust space-time receiver for a turbo coded system », *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Vol. 1 , p. 532-536, Nov. 2000.

[Boutros & Caire, 2002] J. Boutros, G. Caire, « Iterative Multiuser Joint Decoding : Unified Framework and Asymptotic Analysis », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 48, p. 1772-1793, July 2002.

[Brannstrom et al., 2001] F.N. Brannstrom, T.M. Aulin, L.K. Rasmussen, « Capacity Considerations for Treillis Code Multiple Access Systems », *Information Theory Workshop Proceedings*, p. 153-155, Sep. 2001.

[Brannstrom et al., 2002] F.N. Brannstrom, T.M. Aulin, L.K. Rasmussen, « Iterative Detectors for Treillis-Code Multiple-Access », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, p. 1478-1481, Sep. 2002.

[Brunel, 1999] L. Brunel, « Algorithmes de décodage de canal pour l'accès multiple à étalement de spectre », PhD thesis report of ENST, 1999.

[Buehrer & Nicoloso, 19999] R.M. Buehrer, S.P. Nicoloso, « Comments on "Partial parallel interference cancellation for CDMA », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, p. 658-661, May 1999.

[Bugallo et al., 2001] M.F. Bugallo, J. Miguez, L. Castedo, « A Maximum Likelihood Approach to Blind Multiuser Interference Cancellation », *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, p. 1228-1239, June 2001.

[Caire et al., 1997] G. Caire, G. Taricco, J. Ventura-Traveset, E. Biglieri, « A Multiuser Approach to Narrowband Cellular Communications », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 43, p. 1503–1517, Sep. 1997.

[Courville, 2000] N. Courville, « Détection multi-utilisateurs pour le système Argos », Internship report of CNES/ENST, Aug. 2002.

[Damnjanovic & Vojcic, 2001] A.D. Damnjanovic, B.R. Vojcic, « Iterative Multiuser Detection/Decoding for Turbo Coded CDMA Systems », *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, p. 104-106, Mar. 2001.

[Duel-Hallen, 1995] A. Duel-Hallen, « A Family of Multiuser Decision-Feedback Detectors for Asynchronous Code-Division Multiple-Access Channels », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, p. 421-434, Feb. 1995.

[Duel-Hallen, 1993] A. Duel-Hallen, « Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detector for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, p. 285-590, Feb. 1993.

[Gershman & Shahbazpanahi, 2003] A.B. Gershman, S. Shahbazpanahi, « Robust blind multiuser detection for synchronous CDMA systems », *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 4, p. 53-56, Apr. 2003.

[Godara, 1997] L.C. Godara, « Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations », *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, p. 1195-1245, Aug. 1997.

[Haakegaard, 1997] J.E. Haakegaard, « Récepteurs numériques pour canaux à évanouissements non sélectifs en fréquence », PhD thesis report of ENST, 1997.

[Hagenauer et al., 1996] J. Hagenauer, E. Offer, L. Papke, « Iterative decoding of binary block and convolutional codes », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 42, p. 429-445, Mar. 1996.

[Helstrom, 1995] C.W. Helstrom, *Elements of signal detection and estimation*, Prentice- Hall, 1995.

[Honig et al., 1995] M. Honig, U. Madhow, S. Verdu, « Blind Adaptative Multiuser Detection », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 41, p. 944-960, July 1995.

[Honig & Tsatsanis, 2000] M. Honig, M. K. Tsatsanis, « Adaptative Techniques for Multiuser CDMA Receivers », *IEEE Signal Processing Magazine*, p. 49-61, May 2000.

[Honig & Ratasuk, 2003] M.L. Honig, R. Ratasuk, « Large-System Performance of Iterative Multiuser Decision-Feedback Detection », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, p.1368-1377, Aug.2003.

[Kay, 1988] S.M. Kay, *Modern spectral estimation: theory and application*, Prentice-Hall, 1987.

[Kobayashi et al., 2001] M. Kobayashi, J. Boutros, G. Caire, « interference cancellation with SISO decoding and EM channel estimation », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, p. 1450-1460, Aug. 2001.

[Kouliakiotis & Aghvami, 2000] Dimitris Kouliakiotis, A. H. Aghvami, « Data Detection Techniques for DS/CDMA Mobile Systems: A Review », *IEEE Personal Communications*, p. 24-34, June 2000.

[Li & Wang, 2005] K. Li, X. Wang, « EXIT chart analysis of turbo multiuser detection », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, p. 300-311, Jan. 2005.

[Lupas & Verdu, 1990] R. Lupas & S. Verdu, « Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, p. 496-508, Apr.1990.

[Madhow & Honig, 1994] U. Madhow, M. L. Honig, « MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, p. 3178-3188, Dec. 1994.

[Miguez & Castedo, 1998] J. Miguez, L. Castedo, « A linearly Constrained Constant Modulus Approach to Blind Adaptative Multiuser Interference Suppression », *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, p. 217-219, Aug. 1998.

[Moher, 1998] M. Moher, « An iterative Multiuser Decoder for Near-Capacity Communications », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, p. 870-880, July 1998.

[Moher & Guinand, 1998] M. Moher, P. Guinand, « An Iterative Algorithm for Asynchronous Coded Multiuser Detection », *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, p. 229-231, Aug. 1998.

[Moher, 2000] M.L. Moher, « Multiuser Decoding for Multibeam Systems », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, p. 1226-1234, July 2000.

[Moshavi, 1996] S. Moshavi, « Multi-User Detection for DS-CDMA Communications », *IEEE Communications Magazine*, p. 124-136, Oct.1996.

[Nasiri-Kenari et al., 1998] M. Nasiri-Kenari, R.R. Sylvester, C.K. Rushforth, « An Efficient Soft-In-Soft-Out Mutliuser Detector for Synchronous CDMA with Error-Control Coding », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 47, p. 947-953, Aug. 1998.

[Papadias, 2000] C.B. Papadias, « Globally Convergent Blind Source Separation Based on a Multiuser Kurtosis Maximisation Criterion », *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, p. 3508-3519, Dec. 2000.

[Paulraj & Papadias, 1997] A.J. Paulraj, C.B. Papadias, « Space-Time Processing for Wireless Communications », *IEEE Signal Processing Magazine*, p. 49-83, Nov.1997.

[Ranheim, 1999] A. Ranheim, « A Decoupled Approach to Adaptative Signal Separation Using an Antenna Array », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, p. 676-682, May 1999.

[Ranheim et al., 2000] A. Ranheim, A.P. des Rosiers, P.H. Siege, « An iterative receiver algorithm for space-time encoded signals », *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Vol. 1, p. 516-520, Nov. 2000.

[Reed at al., 1998] M.C. Reed, C.B. Schlegel, P.D. Alexander, J.A. Asenstorfer, « Iterative Multiuser Detection for CDMA with FEC: Near-Single-User Performance », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, p. 1693-1699, Dec. 1998.

[Reynolds & Wang, 2002] D. Reynolds, X. Wang, « Turbo Multiuser Detection With Unknown Interferers », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, p. 616-622, Apr. 2002.

[Robertson et al., 1995] P. Robertson, E. Villebrun, E. Hoeher, « A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain », *Proceedings of the International Communications Conference*, Vol. 2, p. 1009-1013, June 1995.

[Romero-Garcia et al., 2000] J. Romero-Garcia, R. De Gaudenzi, F. Giannetti, M. Luise, « A frequency Error Resistant Blind CDMA Detector », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, p. 1070-1076, July 2000.

[Shalvi & Weinstein, 1990] O. Shalvi, E. Weinstein, « New Criteria for Blind Deconvolution of Non-minimum Phase Systems (Channels) », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 36, p. 312-321, Mar. 1990.

[Shen & Burr, 2002] J. Shen, A.G. Burr, « Iterative multi-user-antenna detector for MIMO CDMA employing space-time turbo codes », *Proceedings of the Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, p. 419–423, Nov. 2002.

[Singh & Milstein, 1999], R. Singh, L.B. Milstein, « Interference Suppression for DS/CDMA », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, p. 446-453, Mar. 1989.

[Swindleshurst et al., 1995] A.L. Swindleshurst, S. Daas, J. Yang, « Analysis of a Decision Directed Beamformer », *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, p. 2920-2927, Dec. 1995.

[Tarable et al., 2001] A. Tarable, G. Montorsi, S. Benedetto, « Analysis and Design of Interleavers for CDMA Systems », *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, p. 420 – 422, Oct. 2001.

[Tarable et al., 2005] A. Tarable, G. Montorsi, S. Benedetto, « Analysis and design of interleavers for iterative multiuser receivers in coded CDMA systems », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, p. 1650-1666, May 2005.

[Terry & Williams, 2003] J.D. Terry, D.B. Williams, « Convergence Analysis of Finite Alphabet Beamformers for Digital Cochannel Signals », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, p. 929-939, June 2003.

[Tracenko & Vaidyanathan, 2001] A. Tracenko, P.P. Vaidyanathan, « Generalized Kurtosis and applications in blind equalization of MIMO channels », *Conference on Signals, Systems and Computers proceedings*, Vol. 1, p. 742-746, Nov. 2001.

[Valenti & Woerner, 1999] M.C. Valenti, B.D. Woerner, « Distributed multiuser detection for the TDMA cellular uplink », *Electronics Letters*, Vol. 35, p. 1803-1804, Oct. 1999.

[Valenti & Woerner, 2001] M.C. Valenti, D. Woerner, « Iterative Multiuser Detection, Macrodiversity Combining, and Decoding for the TDMA Cellular Uplink », *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, Vol. 19, p. 1570-1583, Aug. 2001.

[Van Trees, 2002] H.L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, Wiley & Sons, 2002.

[Varanasi & Aazhang, 1990] M. K. Varanasi, B. Aazhang, « Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, p. 509-519, Apr.1990.

[Verdu, 1986 (a)] S. Verdu, « Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 32, p. 85-96, Jan. 1986.

[Verdu, 1986 (b)] S. Verdu, « Optimum Multiuser Asymptotic Efficiency », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 34, p. 890-897, Sep. 1986.

[Verdu, 1994] S. Verdu, « Adaptative Multiuser detection », *Proceedings of the IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 1, p. 43-50, July 1994.

[Verdu, 1998] S. Verdu, *Multiuser detection*, Cambridge University Press, 1998.

[Wang & Poor, 1998] X. Wang, H. V. Poor, « Blind Multiuser Detection: A Subspace Approach », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, p. 677-690, Mar. 1998.

[Wang & Poor, 1999] X. Wang, V. Poor, « Iterative (Turbo) Soft interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, p. 1046-1061, July 1999.

[Wang et al., 2001] X.M. Wang, W.-S. Lu, A. Antoniou, « A Constant-Modulus Algorithm for Blind Multiuser Detection in DS-CDMA Systems with Antenna Array », *Proceedings of the IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Vol. 1, p. 234-237, Aug. 2001.

[Wang & Phan, 2000] X. Wang, V.D. Phan; « Turbo multiuser detection for nonlinearly modulated CDMA in unknown channels »**,** *Proceedings of the IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 2, p. 598-602, Sep. 2002.

[Weber & Meurer, 2002] T. Weber, M. Meurer, « Iterative Multiuser Detection for TD-CDMA Exploiting Data Estimate Refinement Techniques », *Vehicular Technology Conference Proceedings*, Vol. 3, p. 1642-1646, Sep. 2002.

[Woodward & Vucetic, 1998] G. Woodward, B. S. Vucetic, « Adaptative Detection for DS-CDMA », *Proceedings of the IEEE*, Vol. 86, p. 1413-1434, July 1998.

[Woodward et al., 2002] G. Woodward, R. Ratasuk, M.L. Honig, P.B. Rapajic, « Minimum Mean-Squared Error Multiuser Decision-Feedback Detectors for DS-CDMA », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, p. 2104-2112, Dec. 2002.

[Wu & Wang, 2001] K.M. Wu, C.L. Wang, « An iterative multiuser receiver using partial parallel interference cancellation for turbo-coded DS-CDMA systems », *Proceedings of the Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, p. 25-29, Nov. 2001.

[Xie et al., 1990] Z. Xie, R. T. Short, C. K. Rushforth, « A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, p. 2943-2959, Nov. 1998.

[Xu et al., 2004] Z. Xu, P. Liu, X. Wang, « Blind Multiuser Detection: From MOE to Subspace Methods », *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, p. 510-524, Feb. 2004.

[Xu & Liu, 2004] Z. Xu, P. Liu, « Blind Multiuser Detection by Kurtosis Maximisation/Minimization », *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 11, p. 1-4, Jan.2004.

[Zha & Blostein, 2003] W. Zha, S.D. Blostein, « Soft-Decision Multistage Multiuser Interference Cancellation », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 52, p. 380-389, Mar. 2003.

[Zhang & Wei, 2002] X.D. Zhang, Wei Wei, « Blind Multiuser Detection Based on Kalman Filtering », *IEEE Transactions on Signals Processing*, Vol. 50, p. 87-95, Jan. 2002.

ANNEXE DU CHAPITRE 3

A3.1 NOTE SUR LES TECHNIQUES DE RECOMBINAISON LINEAIRE

On présente dans ce paragraphe quelques grands principes sur les techniques de recombinaison linéaire dans un contexte « traitement d'antenne ».

A3.1.1 Modèle et définitions

Les $x_k(t)$, pour k de 1 à K, sont des processus aléatoires complexes centrés indépendants de puissance P_k. On a la relation matricielle suivante :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{h}_k x_k(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t),$$

où $\mathbf{H}$ est directement relié à la structure de la formation de faisceau. Le bruit est blanc dans la bande et caractérisé par sa matrice de covariance spatiale

$$\mathbf{R}_\mathbf{n} = E(\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H).$$

On introduit aussi

$$\mathbf{P} = E(\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H) = \begin{pmatrix} P_1 & & \\ & \ddots & \\ & & P_K \end{pmatrix},$$

et on a finalement

$$\mathbf{R}_\mathbf{y} = E(\mathbf{y}(t)\mathbf{y}(t)^H) = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_\mathbf{n}.$$

On cherche alors une pondération linéaire $\boldsymbol{\omega}_k$ de $\mathbf{y}(t)$, pour k de 1 à K, visant à recombiner le signal k :

$$\hat{x}_k(t) \approx \boldsymbol{\omega}_k{}^H \mathbf{y}(t).$$

On mesure le $SINR_k$ obtenu avec cette pondération par

$$SINR_k = \frac{E\left(\left|\boldsymbol{\omega}_k{}^H \mathbf{h}_k x_k(t)\right|^2\right)}{E\left(\left|\sum_{\substack{l=1 \\ l\neq k}}^{K} \mathbf{h}_l x_l(t) + \mathbf{n}(t)\right|^2\right)} = \frac{P_k \left|\boldsymbol{\omega}_k{}^H \mathbf{h}_k\right|^2}{\boldsymbol{\omega}_k{}^H \left(\mathbf{R}_\mathbf{y} - P_k \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k{}^H\right) \boldsymbol{\omega}_k}.$$

A3.1.2 Filtrage adapté avec bruit blanc

On suppose qu'on a un seul utilisateur k présent (mais toujours K faisceaux en réception) et que les bruit additifs sont blancs spatialement, soit

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}_k x_k(t) + \mathbf{n}(t)$$

avec

$$\mathbf{R}_\mathbf{n} = E(\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H) = \sigma^2 \mathbf{I}_K.$$

La recombinaison maximisant le $SINR$ est alors

$$\boldsymbol{\omega}_k = \mathbf{h}_k{}^H,$$

et le $SINR$ maximum $SINR_{k,\max}$ (qui correspond ici simplement à un SNR) est donné par

$$SINR_{k,\max} = \frac{P}{\sigma^2} \mathbf{h}_k{}^H \mathbf{h}_k = \frac{P}{\sigma^2} \sum_{l=1}^{K} \left|h_{l,k}\right|^2.$$

A3.1.3 Filtrage adapté avec bruit coloré

On suppose toujours qu'on a un seul utilisateur k présent (et toujours K faisceaux en réception) mais que le bruit est coloré spatialement. Pour obtenir la pondération optimale, on blanchit le bruit en introduisant

$$\begin{aligned}\mathbf{y}'(t) &= \mathbf{R_n}^{-1/2}\mathbf{y}(t)\\ &= \mathbf{R_n}^{-1/2}\mathbf{h}_k x(t) + \mathbf{R_n}^{-1/2}\mathbf{n}(t),\\ &= \mathbf{h}_k' x(t) + \mathbf{n}'(t)\end{aligned}$$

où $\mathbf{R_n}^{-1/2}$ est donnée par la décomposition de Cholesky de $\mathbf{R}^{-1}$:

$$\mathbf{R_n}^{-1/2}\left(\mathbf{R_n}^{-1/2}\right)^H = \mathbf{R}^{-1}$$

Le bruit $\mathbf{n}'(t)$ est blanc spatialement. On se ramène alors au cas précédent : la recombinaison maximisant le *SINR* est

$$\boldsymbol{\omega}_k' = \mathbf{h}_k'^H,$$

puis en revenant sur le signal non blanchi

$$\boldsymbol{\omega}_k = \mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k$$

et le *SINR* maximum $SINR_{k,\max}$ (qui correspond toujours ici à un *SNR*) est donné par

$$SINR_{k,\max} = P_k \frac{\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)^H \mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^H\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)}{\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)^H \mathbf{R_n}\left(\mathbf{R_n}^{-1}\mathbf{h}_k\right)}.$$

On peut remarquer que pour

$$\mathbf{R_n} = \sigma^2\mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^H,$$

ce qui est le cas si on se place en sortie d'une formation de faisceaux qui correspond à un filtrage adapté spatial au signal k, on a

$$SINR_{k,\max} = \frac{P}{\sigma^2},$$

et donc aucun gain par rapport au faisceau de référence, et que pour

$$\mathbf{R_n} = \sigma^2\mathbf{I},$$

on a

$$SINR_{k,\max} = \frac{P}{\sigma^2}\mathbf{h}_k^H\mathbf{h}_k = \frac{P}{\sigma^2}\sum_{l=1}^{K}\left|h_{l,k}\right|^2.$$

A3.1.4 Filtrage de Wiener

On suppose maintenant qu'on a K utilisateurs présents, avec un bruit coloré spatialement. Le filtrage de Wiener pour le signal k consiste à prendre la pondération $\boldsymbol{\omega}_k$ minimisant

$$E\left(\left|\hat{x}_k(t) - \boldsymbol{\omega}_k^H\mathbf{y}(t)\right|^2\right).$$

On obtient classiquement

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\omega}_k &= \mathbf{R_y}^{-1}\mathbf{h}_k\\ &= \left(\mathbf{HPH}^H + \sigma^2\mathbf{R_n}\right)^{-1}\mathbf{h}_k\end{aligned}.$$

La même pondération est obtenue en cherchant à maximiser le $SINR_k$. Le $SINR_{k,\max}$ est alors

$$SINR_{k,\max} = P_k\boldsymbol{\omega}_k^H\left(\mathbf{R_y} - P_k\mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^H\right)^{-1}\boldsymbol{\omega}_k.$$

A3.2 APPROCHES CLASSIQUES DE DEMODULATION MONO-UTILISATEUR

A3.2.1 Introduction et fonctions à réaliser

On présente dans ce paragraphe les approches classiques de démodulation mono-utilisateur. On se place en sortie du démultiplexage fréquentiel, et on considère une porteuse sur un faisceau donné (sans considération sur les interférences, assimilées à du bruit supplémentaire). On rappelle que le signal reçu s'écrit lors

$$x(t) = \rho e^{j\varphi(t)} \sum_{n=0}^{N_k-1} d[n]s(t - nT - \tau) + n(t)\,,$$

avec

$$\varphi(t) = \varphi + 2\pi\Delta f t + \psi(t)\,.$$

Les différentes fonctions à réaliser sont :

F1) le filtrage de réception,
F2) la détection de préambule,
F3) la récupération de l'horloge symbole et l'échantillonnage aux instants optimaux,
F4) la récupération de la fréquence et de la phase de la porteuse, et la correction correspondante sur les échantillons reçus,
F5) le demapping et le décodage.

L'ordre des différentes fonctions peut (légèrement) varier d'un démodulateur à l'autre. On ne s'intéresse dans ce paragraphe qu'aux fonctions F3 et F4. On suppose que l'erreur de fréquence est suffisamment faible pour ne pas engendrer de désadaptation significative du filtre de réception ni d'interférence entre symboles. Pour des erreurs de fréquences très peu significatives, on peut envisager une correction conjointe de la phase et de la fréquence porteuse. Pour des erreurs de fréquences significatives, une correction spécifique de l'erreur de fréquence est nécessaire. Pour chacune des étapes, l'accès de type TDMA avec des paquets courts conduit généralement à l'utilisation d'estimateurs (structures directes) plutôt que de détecteurs (structures bouclées) qui présenteraient un temps d'accrochage trop long.

A3.2.2 Quelques approches classiques

A3.2.2.1 L'estimation du rythme symbole

L'estimateur de [Oerder & Meyer, 1988], non issu du maximum de vraisemblance et de type NDA (« Non Data Aided »), utilise les propriétés de cyclostationnarité du signal reçu. Le signal en sortie du filtre de réception est suréchantillonné à N_{surech} (> 2·(1+rolloff)) fois le rythme symbole. L'estimateur consiste à prendre le module carré des échantillons, puis à calculer la transformée de Fourier discrète. Des implantations simples sont obtenues avec 4 échantillons par symbole.

A3.2.2.2 L'estimation de la fréquence de la porteuse

On envisage deux types d'estimation, en DA (« Data Aided ») ou NDA. On se place en sortie du filtre adapté, aux instants d'échantillonnage optimaux r_k. Les estimateurs NDA de la fréquence de la porteuse sont basés sur l'utilisation d'une non-linéarité pour supprimer la modulation. Deux types de non-linéarités sont classiquement envisagés pour les M-PSK :

- en travaillant sur les phases, prendre les valeurs modulo $2\pi/M$,
- en travaillant sur les échantillons, prendre la puissance M.

Une première approche [Bellini et al., 1990] peut être une régression linéaire sur les phases des symboles observées après suppression de la modulation (ce qui fonctionne bien tant qu'on a pas de saut de cycle). Une seconde approche [Classen et al., 1993] [Fitz, 1991], en

considérant des approximations du maximum de vraisemblance, peut être de travailler à partir d'un filtrage linéaire des $(r_k r_{k+1}^*)^M$ ou plus généralement des $(r_k r_{k+m}^*)^M$. De façon similaire, [Luise & Regiannini, 1995] proposent un estimateur basé sur le calcul de l'autocorrélation des échantillons. On peut envisager d'effectuer tous les calculs en coordonnées polaires pour réduire la complexité d'implémentation [Mortensen, 1997] [Morlet, 2000].
Pour les estimateurs DA de la fréquence de la porteuse, les mêmes principes que pour le cas NDA sont applicables en utilisant la valeur connue des symboles pilotes à la place de la non-linéarité pour supprimer la modulation. La répartition des symboles pilotes apparaît particulièrement déterminante. La borne de Cramer-Rao sur laquelle travaillent ces estimateurs en dépend.

A3.2.2.3 L'estimation de la phase de la porteuse

On se place toujours en sortie du filtre adapté, aux instants d'échantillonnage, en considérant que l'erreur de fréquence a été corrigée. L'algorithme NDA le plus utilisé est celui de Viterbi & Viterbi ([Viterbi & Viterbi, 1983]), qui présente une complexité réduite et des performances similaires à l'approche du maximum de vraisemblance. Brièvement, il consiste : à partir des échantillons $x_k + jy_k$, à appliquer une non linéarité pour obtenir de nouveaux échantillons : $x_k' + jy_k' = F(\sqrt{x_k^2 + y_k^2})\exp(jM \arctan(y_k / x_k))$ et à prendre l'argument de la moyenne de ces échantillons . Le choix pour F de la fonction constante égale à 1 représente un bon compromis entre performance et coût d'implémentation. Comme dans le cas de la fréquence de la porteuse, on peut réduire la complexité en effectuant les calculs en coordonnées polaires [Mortensen, 1997].

A3.2.3 Remarque sur la récupération de phase - fréquence

L'utilisation de codes correcteurs d'erreurs puissants fonctionnant à de très faibles E_s/N_0 et de paquets courts rend la synchronisation difficile. Un point particulièrement bloquant concerne la récupération de phase/fréquence.
Dans le contexte de la bande Ka, en envisageant des terminaux faibles coûts, on peut en effet avoir des écarts de fréquence ΔfT élevés, qui rendront indispensable une estimation de fréquence. Or les estimateurs de fréquence de type NDA ont des performances médiocres aux points de fonctionnement considérés (les variances obtenues sont loin de la borne de Cramer-Rao). Les performances de l'algorithme de Viterbi & Viterbi apparaissent ensuite critiques en présence d'une erreur résiduelle de fréquence (après correction) trop importante. La présence de bruit de phase contribue encore à compliquer le problème au niveau de l'estimation de fréquence.
Un grand nombre de techniques « avancées » ont été proposées. Dans le cas des formes d'ondes utilisant un code interne convolutif (par exemple DVB-S) ou des TCM, les algorithmes de type « Tentative Decision » (TD : [Ungerboeck, 1982], [Morlet, 2000], [Boucheret, 1997]) ou « Per Survivor Processing » (PSP : [Raheli et al., 1995], [Boucheret, 1997]) pour la récupération de phase apparaissent intéressants. Dans le cas des turbo-codes parallèles, les mêmes schémas peuvent être envisagés pour suivre un des deux codes convolutifs ([Morlet, 2000]). Cependant, l'applicabilité de ces techniques dépend de la répartition des bits codés dans le burst. Dans le cas du turbo-code DVB-RCS, ces schémas ne sont pas envisageables. On peut aussi noter que le DVB-RCS impose une répartition des symboles pilotes en un préambule (interdit l'utilisation de symboles pilotes distribués). La seule solution semble donc finalement être un long préambule. Cependant, un grand nombre de symboles pilotes se traduit par une perte d'efficacité de transmission importante.
Parmi les autres approches (s'écartant du DVB-RCS par l'utilisation de symboles pilotes répartis), on peut citer [Adriaensen et al., 2003], qui proposent une optimisation de la

répartition des pilotes dans le burst de façon à obtenir une estimée de fréquence correcte en limitant la probabilité de saut de cycle, ou encore [Bazile et al., 2006], qui proposent un test d'hypothèse à partir d'un banc de boucles d'ordre un en parallèles (après correction des échantillons par différentes hypothèses de fréquence).
On peut finalement noter que si on a des estimées initiales de phase/fréquence suffisamment fiables pour permettre un premier décodage « pas trop mauvais », la plupart des schémas de type « décodage itératif avec ré-estimation de canal » (par exemple [Giugno et al., 2002]) peuvent être envisagés.

A3.3 BORNES DE CRAMER-RAO MONO-UTILISATEURS

Les bornes de Cramer-Rao modifiées pour chacun des paramètres de synchronisation sont données dans le cas d'un bruit additif blanc gaussien par les formules suivantes [D'Andrea et al., 1994]. On peut considérer que ces bornes sont des bornes inférieures aux bornes de Cramer-Rao exactes (qui sont le plus souvent très difficiles à calculer et dépendent de très nombreux paramètres, dont le codage, le nombre et la disposition des pilotes, etc…).

- Sur l'horloge symbole

$$MCRB(\tau / T) = \frac{1}{8\pi^2 N\xi}\frac{1}{\frac{E_s}{N_0}} \tag{3.1}$$

avec

$$\xi = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |G(f)|^2 df} = \frac{1}{12} + \beta^2\left(\frac{1}{4} - \frac{2}{\pi^2}\right),$$

où β désigne le rolloff et $|G(f)|^2$ la densité spectrale de puissance du filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé (ξ = 0.0891 pour un rolloff de 0.35),

- Sur la fréquence de la porteuse

$$MCRB(\Delta fT) = \frac{3}{2\pi^2 N^3}\frac{1}{\frac{E_s}{N_0}} \tag{3.2}$$

parfois donnée sous la forme [Classen et al., 1993]

$$\frac{3}{2\pi^2 N(N^2-1)}\frac{1}{\frac{E_s}{N_0}}.$$

- Sur la phase de la porteuse

$$MCRB(\theta) = \frac{1}{2N}\frac{1}{\frac{E_s}{N_0}} \tag{3.3}$$

en Rad^2.

A3.4 BIBLIOGRAPHIE

[Adriaensen et al., 2003] F. Adriaensen, W. Steinert, A.Van Doninck, « MF-TDMA burst demodulator design with pilot symbol assisted frequency estimation », *Proceedings of the International Workshop on Signal Processing for Space Communications*, Sep. 2003.

[Bazile et al., 2006] C. Bazile, J.-F. Delaune, X. Deplancq, J. Eudes, G. Lesthievent, D. Merel, T. Robert, J.-P. Taisant, « Performance of low SNR DVB-RCS modem using test frequency algorithm », *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal processing*, May 2006.

[Bellini et al., 1990] S. Bellini, C. Molinari, G. Tartara, « Digital frequency estimation in burst mode PQSK transmission », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, July 1990.

[Besson, 2002] O. Besson, Introduction au traitement d'antennes, ENSICA, 2002.

[Boucheret, 1997] M.L. Boucheret, « Récepteur numérique pour système à modulations codées en treillis : algorithmes et architecture », PhD thesis report of ENST, 1997.

[Caire et al., 2005] G. Caire, M. Debbah, L. Cottatellucci, R. De Gaudenzi, R. Rinaldo, R. Mueller, G. Gallinaro, « Perspectives of adopting interference mitigation techniques in the context of broadband multimedia satellite systems », *Proceedings of the AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Sep. 2005.

[Classen et al., 1993] F. Classen, H. Meyr, P. Sehier, « Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio », *Proceedings of the International Conference on Communication*, May 1993.

[D'Andrea et al., 1994] A.N. D'Andrea, U. Mengali, R. Reggiannini, « The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, p. 1391-1399, Feb. 1994.

[Fitz, 1991] M.P. Fitz, « Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization », *Global Telecommunications Conference*, p. 365-369, dec. 1991.

[Giugno et al., 2002] L. Giugno, V. Lottici, M. Luise, « Another 'Turbo-Something': Carrier Synchronization », *European Signal Processing Conference*, Sep. 2002.

[Luise & Regiannini, 1995] M. Luise, R. Reggiannini, « Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst Mode Transmissions », *IEEE Transactions on Communications*, p. 1169-1178, Vol. 43, Feb. 1995.

[Lutz et. al, 2000] E. Lutz, M. Werner, A. Jahn, *Satellite systems for personal and broadband communications*, Springer, 2000.

[Morlet, 2000] C. Morlet, « Démodulateur embarqué multiporteuse pour service multimédia par satellite », PhD Thesis report of ENST, 2000.

[Mortensen, 1997] I. Mortensen, « Traitement en bande de base pour charge utile à régénération Bord », PhD Thesis report of ENST, 1997.

[Oerder & Meyer, 1988] M. Oerder, H. Meyr, « Digital filter and square timing recovery », *IEEE Transactions on Communications*, Vol 36, p. 605-612, May 1988.

[Raheli et al., 1995] R. Raheli, A. Polydoros, Ching-Kae Tzou, « Per-Survivor Processing: a general approach to MLSE in uncertain environments », *IEEE Transactions on Communications*, Vol 43, p. 354-364, Feb. 1995.

[Ungerboeck, 1982] G. Ungerboeck, « Channel coding with multilevel/phase signals », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 28, p. 55-67, Jan. 1982.

[Viterbi & Viterbi, 1983] A.J. Viterbi, A.M. Viterbi, « Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Applications to Burst Digital Transmission », *IEEE Transactions on Information Theory*, p. 543-551, July 1983.

ANNEXE DU CHAPITRE 4

A4.1 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS POUR LE CODAGE CONVOLUTIF

Configuration d'interférences 1 — Configuration d'interférences 2

numéro des cellules	Viterbi synchrone sans recombinaison		Viterbi synchrone avec recombinaison			Viterbi synchrone sans recombinaison			Viterbi synchrone avec recombinaison			
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	5 itérations
1, 3	3,5	3,25	3.35	2.7	2.55	3,5	3,3	3,25	3,2	2,7	2,45	2,35
2	3,65	3,3	3.4	2.6	2.35	3,55	3,35	3,3	3,1	2,65	2,35	2,25
4, 7	3,55	3,3	3.4	2.7	2.55	3,5	3,35	3,3	3,2	2,7	2,4	2,35
5, 6	3,85	3,35	3.5	2.5	2.2	3,7	3,4	3,35	3,25	2,6	2,3	2,2
8, 10	3,75	3,35	3.3	2.5	2.25	3,6	3,4	3,35	3,1	2,55	2,3	2,2
9	3,9	3,4	3.6	2.5	2.2	3,65	3,4	3,35	3,2	2,55	2,3	2,2
11, 14	3,45	3,25	3.3	2.8	2.75	3,4	3,3	3,25	3,1	2,75	2,55	2,5
12, 13	3,45	3,3	3.25	2.6	2.4	3,55	3,35	3,3	3,1	2,6	2,35	2,25

numéro des cellules	MAP synchrone sans recombinaison		MAP synchrone avec recombinaison			MAP synchrone sans recombinaison			MAP synchrone avec recombinaison			
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	5 itérations
1, 3	3,5	3,2	3.2	2.65	2.5	3,5	3,25	3,2	2,95	2,45	2,25	2,15
2	3,65	3,2	3.2	2.5	2.3	3,75	3,3	3,25	2,9	2,35	2,1	1,95
4, 7	3,6	3,2	3.25	2.6	2.5	3,5	3,25	3,2	2,95	2,45	2,25	2,15
5, 6	3,9	3,3	3.35	2.35	2.05	3,75	3,35	3,25	2,9	2,3	2	1,9
8, 10	3,7	3,3	3.25	2.45	2.1	3,65	3,3	3,25	2,85	2,3	2	1,9
9	3,95	3,3	3.5	2.35	2.1	3,75	3,35	3,25	3	2,3	2	1,9
11, 14	3,45	3,2	3.2	2.8	2.7	3,4	3,25	3,2	2,9	2,55	2,5	2,45
12, 13	3,6	3,2	3.2	2.45	2.3	3,55	3,3	3,2	2,85	2,3	2,1	1,95

Tableau A4-4 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal synchrone

A4.2 DESCRIPTION DU TURBOCODE

On utilise un turbocode proche de celui du DVB-RCS mais légèrement simplifié.

Le turbo-code du DVB-RCS est basé sur un code convolutif récursif systématique duo-binaire avec circularisation des treillis. Le turbo-code utilisé dans les simulations est basé sur ce code convolutif, mais les deux treillis sont fermés et pas circularisés. Les bits de fermeture sont transmis quelque soit le rendement du code : le rendement effectif du code est donc légèrement inférieur à celui de la norme. On utilise bien sur les entrelaceurs définis dans la norme.

Le décodage itératif est effectué en utilisant l'algorithme MAP. Les informations extrinsèques, sur les bits ou symboles d'information, sont prises au sens bit d'information

[Hagenauer et al., 1996]. Les résultats sont moins bons qu'en prenant les informations extrinsèques au sens symbole d'information [Saouter, 2003]. En effet, les entrelaceurs DVB-RCS permutent les symboles d'information. Lors du décodage itératif, les informations extrinsèques de deux bits d'un même symbole d'information sont corrélées, et les informations a priori correspondantes à l'itération suivante sont donc aussi corrélées, ce qui implique une perte d'indépendance des informations a priori, et donc de moins bonnes performances du décodage itératif. Les performances peuvent cependant être légèrement améliorées en pondérant les rapports de vraisemblance logarithmiques des informations a priori par une constante inférieure à 1 augmentant avec l'itération.

On notera que toutes les méthodes utilisées dans le paragraphe 4.3 peuvent être généralisées au cas d'un décodage MAP (ou dérivé) symbole et de treillis circularisés.

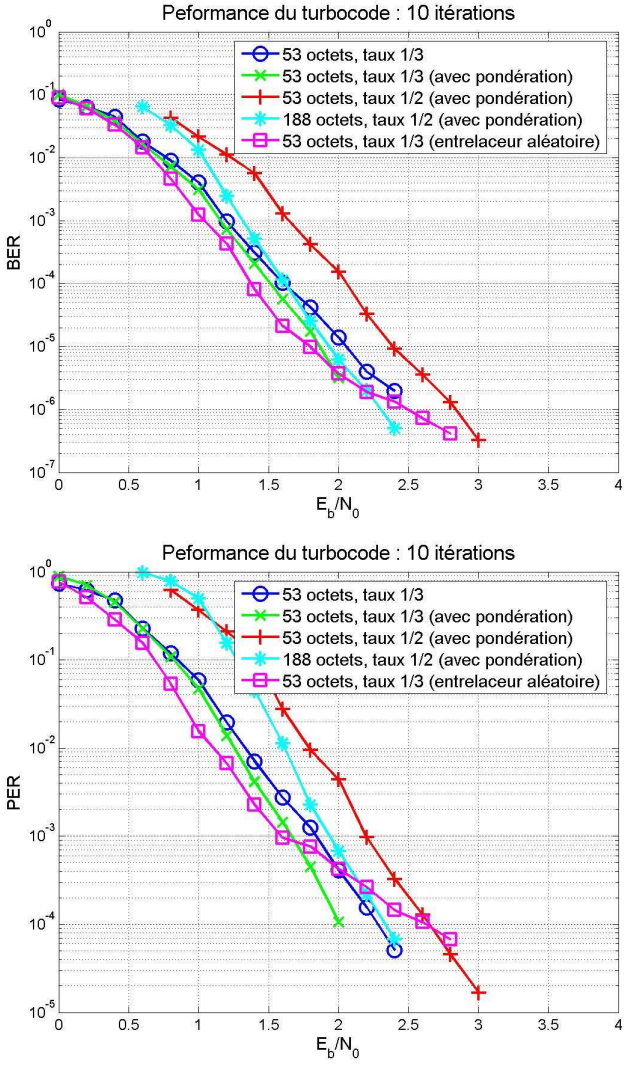


Figure A4-6 Performances du turbo-code

A titre d'illustration, quelques résultats sont donnés sur la Figure A4-6 en taux d'erreurs binaires et taux d'erreur paquet :

- 53 octets taux1/3, sans pondération, entrelaceur DVB-RCS,
- 53 octets taux 1/3, avec pondération, entrelaceur DVB-RCS,
- 53 octets taux 1/2, avec pondération, entrelaceur DVB-RCS,
- 188 octets taux 1/2, avec pondération, entrelaceur DVB-RCS,

- 53 octets taux 1/3, sans pondération, entrelaceur bit aléatoire.

La pondération appliquée sur les rapports de vraisemblance logarithmiques pour le décodage itératif est une fonction affine du nombre d'itération entre 0.5 et 1. Le E_b/N_0 est calculé sans prendre en compte la fermeture des treillis.

On voit que la pondération des informations extrinsèques permet effectivement d'améliorer les résultats. On peut aussi remarquer que l'utilisation d'un entrelaceur bit aléatoire donne des résultats meilleurs pour des PER pas trop bas (supérieurs à 10^{-3}) que l'entrelaceur DVB-RCS. En effet, dans cette zone, c'est le processus itératif qui est déterminant : puisqu'on prend des informations extrinsèques au sens bit avec un entrelaceur sur les symboles d'information dans le cas de l'entrelaceur DVB-RCS, on a une perte de performance au niveau du décodage itératif. Ce n'est plus vrai pour les PER plus bas (inférieurs à 10^{-3}) : dans cette zone, c'est la distance libre du code qui devient prépondérante (l'entrelaceur du DVB-RCS garantit une grande distance minimale entre deux mots de code) sur la « propreté » du décodage itératif.

A4.3 BIBLIOGRAPHIE

[Bahl et al., 1974] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv, « Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 20, p. 284-287, Mar. 1974.

[Boutros & Caire, 2002] J. Boutros, G. Caire, « Iterative Multiuser Joint Decoding : Unified Framework and Asymptotic Analysis », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 48, No. 7, p. 1772-1793, July 2002.

[D'Andrea et al., 1994] A.N. D'Andrea, U. Mengali, R. Reggiannini, « The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, p. 1391-1399, Feb. 1994.

[DVB-RCS (a)] Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction channel for satellite distribution systems, ETSI EN 301 790, v1.2.2, Dec. 2000.

[DVB-RCS (b)] Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction channel for satellite distribution systems, Guidelines for the use of EN 301 790, ETSI TR 101 790, v1.1.1, Sep.2001.

[Gustafsson, 2000] F. Gustafsson, *Adaptive filtering and change detection*, Wiley, 2000.

[Hagenauer et al., 1996] J. Hagenauer, E. Offer, L. Papke, « Iterative decoding of binary block and convolutional codes », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 42, p. 429-445, Mar. 1996.

[Khalighi & Boutros, 2006] M.A. Khalighi, J. Boutros, « Semi-blind channel estimation using EM algorithm in iterative MIMO APP decoders », *to appear in the IEEE Journal on Wireless Communications in 2006*.

[Kobayashi et al., 2001] M. Kobayashi, J. Boutros, G. Caire, « interference cancellation with SISO decoding and EM channel estimation », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, p. 1450-1460, Aug. 2001.

[Moon, 1996] T.K. Moon, « The expectation-maximization algorithm », *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 13, p. 47-60, Nov. 1996.

[Pauluzzi & Beaulieu, 2000] D.R. Pauluzzi, N.C. Beaulieu, « A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, p. 1681-1691, Oct. 2000.

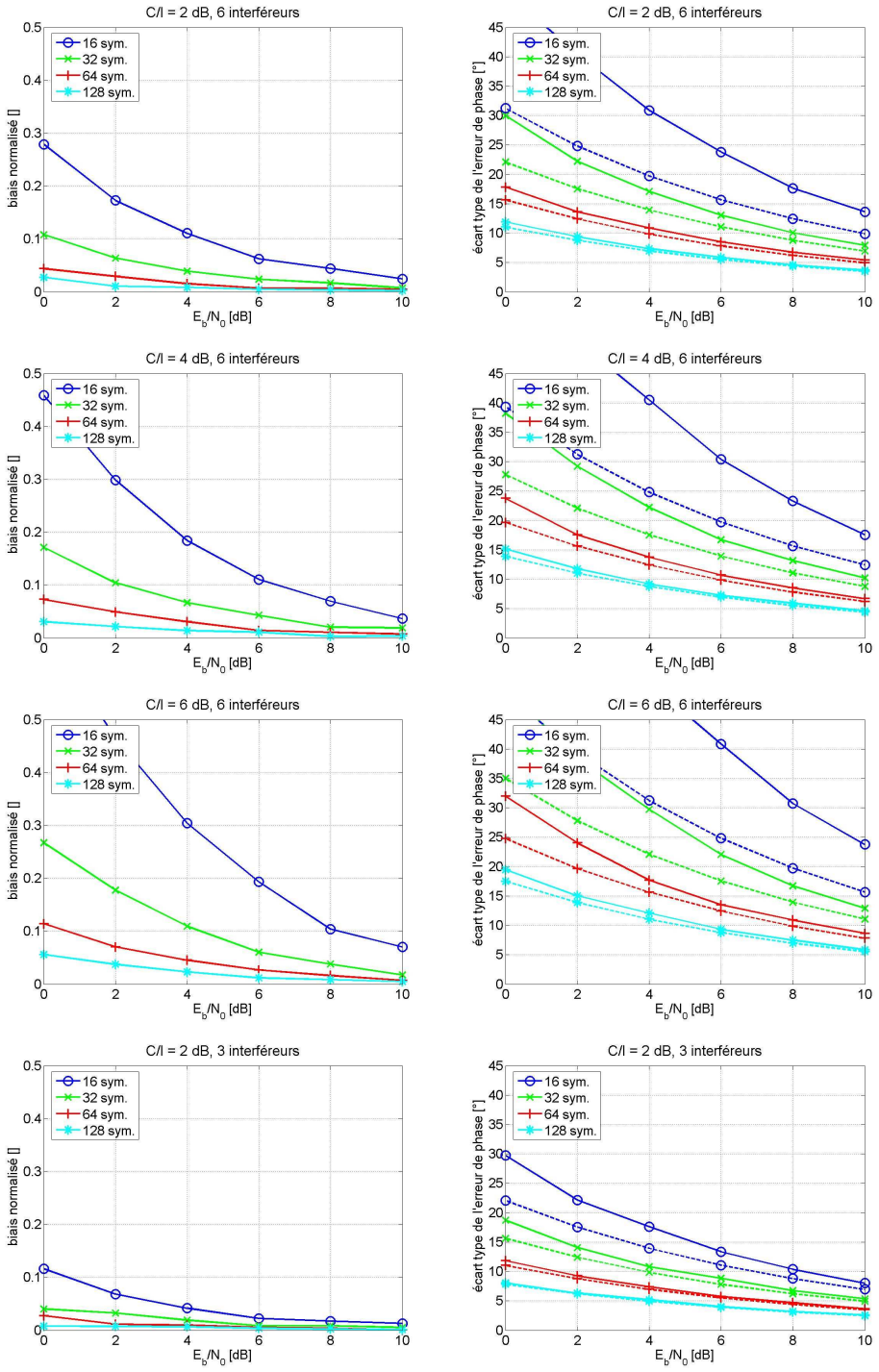
[Saouter, 2003] Y. Saouter, « Decoding M-binary turbo codes by the dual method », *Proceedings of the IEEE Information Theory Workshop*, p. 74-77, Apr. 2003.

[Tarable et al., 2005] A. Tarable, G. Montorsi, S. Benedetto, « Analysis and design of interleavers for iterative multiuser receivers in coded CDMA systems », *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, p. 1650-1666, May 2005.

ANNEXE DU CHAPITRE 5

A5.1 ANALYSE DE L'ESTIMATEUR DE CANAL EN MODE DATA-AIDED

La figure suivante propose les résultats d'analyse de l'estimateur de canal (paragraphe 5.4.1) en mode Data-Aided avec réduction de la longueur des fenêtres d'estimation (les erreurs sont mesurées sur les coefficients des signaux interférents, les bornes de Cramer-Rao sont indiquées en pointillé).



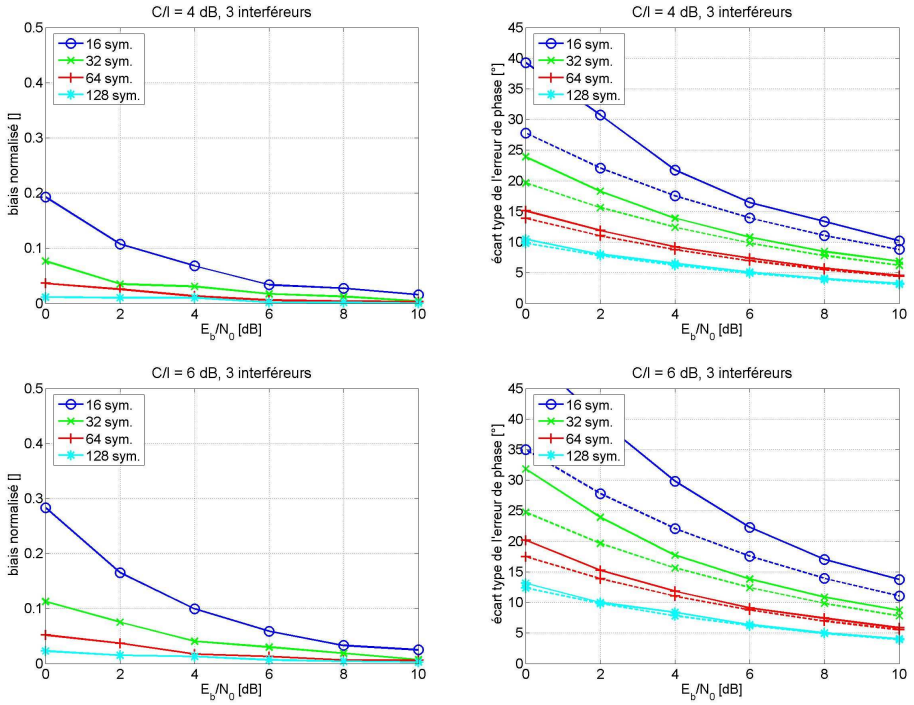


Figure A5-7 Mesure de l'erreur d'estimation de canal avec une fenêtre d'estimation réduite en mode DA sur diverses configurations

A5.2 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS

A5.2.1 Sur canal asynchrone

Configuration d'interférences 1

numéro des cellules	asynchrone (référence 3,2)	
	1 itération	2 itérations
1, 3	3.5	3.25
2	3.6	3.3
4, 7	3.5	3.25
5, 6	3.7	3.3
8, 10	3.6	3.3
9	3.75	3.35
11, 14	3.4	3.25
12, 13	3.5	3.3

Configuration d'interférences 2

asynchrone (référence 3,2)		
2 itérations	3 itérations	4 itérations
3.4	3.25	3.25
3.475	3.35	3.325
3.4	3.3	3.25
3.55	3.35	3.3
3.5	3.35	3.3
3.55	3.4	3.35
3.35	3.25	3.25
3.45	3.3	3.3

Tableau A5-5 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone

A5.2.2 Avec gigues sur les horloges symbole

Configuration d'interférences 1

numéro des cellules	gigue horloges symbole 5% (référence 3,275)		gigue horloges symbole 7,5% (référence 3,55)	
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations
1, 3	3.55	3.3	3.85	3.65
2	3.7	3.4	3.9	3.65
4, 7	3.6	3.35	3.85	3.55
5, 6	3.8	3.45	4.2	3.7
8, 10	3.7	3.4	4	3.65
9	3.9	3.4	4.2	3.65
11, 14	3.5	3.3	3.75	3.6
12, 13	3.65	3.4	3.9	3.65

Configuration d'interférences 2

gigue horloges symbole 5% (référence 3,275)		gigue horloges symbole 7,5% (référence 3,55)	
2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations
3.5	3.4	3.8	3.65
3.6	3.45	3.9	3.75
3.5	3.4	3.775	3.65
3.7	3.5	3.95	3.8
3.6	3.45	3.95	3.775
3.7	3.5	3.95	3.75
3.45	3.35	3.7	3.6
3.55	3.4	3.85	3.7

Tableau A5-6 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec gigues sur les horloges symbole

A5.2.3 Avec écarts de fréquence

Configuration d'interférences 1

numéro des cellules	gigue fréquences 0,01% (référence 3,3)		gigue fréquences 0,015% (référence 3,45)		gigue fréquences 0,0175% (référence 3,7)	
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations
1, 3	3.55	3.4	4.15	3.8	4.5	4.2
2	3.7	3.45	4.1	3.75	4.4	4
4, 7	3.6	3.4	3.9	3.7	4.65	4.5
5, 6	3.85	3.35	4.25	3.8	4.8	4.4
8, 10	3.75	3.4	4.1	3.8	4.8	4.2
9	3.9	3.5	4.35	3.8	4.7	4.4
11, 14	3.5	3.35	3.9	3.75	4.3	4.2
12, 13	3.6	3.4	4.1	3.8	4.5	4.2

Configuration d'interférences 2

gigue fréquences 0,01% (référence 3,3)		gigue fréquences 0,015% (référence 3,45)		gigue fréquences 0,0175% (référence 3,7)	
2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations
3.5	3.4	3.85	3.65	4.4	4.3
3.55	3.4	3.9	3.8	4.6	4.5
3.55	3.45	3.9	3.8	4.5	4.4
3.65	3.45	4	3.85	4.7	4.5
3.7	3.5	4	3.8	4.6	4.4
3.7	3.55	4	3.85	4.6	4.4
3.45	3.4	3.85	3.8	4.25	4.2
3.55	3.15	3.95	3.8	4.5	4.4

Tableau A5-7 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec écarts de fréquence

A5.2.4 Avec fenêtre d'estimation réduites

	Configuration d'interférences 1								Configuration d'interférences 2							
numéro des cellules	fenêtre d'estimation 32 symboles		fenêtre d'estimation 64 symboles		fenêtre d'estimation 128 symboles		fenêtre d'estimation 256 symboles		fenêtre d'estimation 32 symboles		fenêtre d'estimation 64 symboles		fenêtre d'estimation 128 symboles		fenêtre d'estimation 256 symboles	
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations	2 itérations	3 itérations
1, 3	4	3,9	3,7	3,6	3,55	3,35	3,55	3,35	4,3	4,2	3,8	3,7	3,5	3,4	3,45	3,3
2	4,4	4,25	3,9	3,7	3,6	3,35	3,6	3,3	4,6	4,5	4	3,9	3,7	3,6	3,5	3,35
4, 7	4,1	4	3,8	3,6	3,6	3,4	3,55	3,3	4,3	4,2	3,75	3,7	3,55	3,45	3,45	3,35
5, 6	5,2	5,1	4,25	3,95	4	3,55	3,8	3,45	5,5	5,4	4,35	4,15	3,75	3,6	3,6	3,4
8, 10	4,7	4,55	4	3,85	3,8	3,6	3,8	3,5	4,9	4,85	4,1	4	3,85	3,75	3,55	3,4
9	5,15	5,05	4,3	4	3,9	3,6	3,8	3,4	5,4	5,35	4,2	4,05	3,8	3,55	3,6	3,35
11, 14	3,75	3,7	3,6	3,45	3,5	3,35	3,5	3,3	3,95	3,9	3,65	3,6	3,55	3,45	3,35	3,25
12, 13	4,5	4,3	3,85	3,65	3,75	3,5	3,5	3,3	4,6	4,5	3,9	3,8	3,7	3,6	3,5	3,35

Tableau A5-8 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal asynchrone avec une fenêtre d'estimation réduite

A5.3 BIBLIOGRAPHIE

[Cavers & Varaldi, 1993] J.K. Cavers, J. Varaldi, « Cochannel interference and pilot symbol assisted modulation », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 42, p. 407-413, Nov. 1993.

[Miller & Schwartz, 1995] S.Y. Miller, S.C. Schwartz, « integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, p. 396-411, Feb-Mar-Apr. 1995.

ANNEXE DU CHAPITRE 6

A6.1 RESULTATS EN TERME DE E_B/N_0 REQUIS AVEC MESURE PAR SINR

Configuration d'interférences 1

numéro des cellules	Viterbi synchrone sans recombinaiso		Viterbi synchrone avec recombinaison		
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	3 itérations
1, 3	3,3	3,15	3,1	2,45	2,4
2	3,5	3,2	3,2	2,4	2,25
4, 7	3,45	3,3	3,2	2,45	2,4
5, 6	3,7	3,2	3,2	2,2	1,9
8, 10	3,6	3,3	3,05	2,2	2
9	3,6	3,2	3,25	2,2	1,9
11, 14	3,4	3,2	3,2	2,7	2,7
12, 13	3,4	3,2	3,05	2,3	2,2

Configuration d'interférences 2

Viterbi synchrone sans recombinaison			Viterbi synchrone avec recombinaison			
2 itérations	3 itérations	4 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	5 itérations
3,3	3,25	3,25	2,7	2,3	2,2	2,1
3,3	3,2	3,2	2,75	2,25	2	1,95
3,25	3,2	3,2	2,8	2,3	2,2	2,15
3,45	3,25	3,2	2,75	2,2	1,95	1,85
3,4	3,2	3,2	2,7	2,2	1,95	1,85
3,45	3,3	3,2	2,85	2,25	1,95	1,9
3,3	3,2	3,2	2,8	2,45	2,4	2,4
3,3	3,2	3,2	2,7	2,2	2	1,95

numéro des cellules	MAP synchrone sans recombinaiso		MAP synchrone avec recombinaison		
	1 itération	2 itérations	1 itération	2 itérations	3 itérations
1, 3	3,45	3,2	3	2,4	2,4
2	3,65	3,2	2,9	2,2	2,2
4, 7	3,5	3,2	3,05	2,4	2,4
5, 6	3,8	3,3	3,1	2	1,8
8, 10	3,65	3,3	2,95	2,05	1,9
9	3,85	3,3	3,2	2,15	1,8
11, 14	3,4	3,2	3,15	2,7	2,7
12, 13	3,6	3,2	2,95	2,2	2,2

MAP synchrone sans recombinaison			MAP synchrone avec recombinaison			
2 itérations	3 itérations	4 itérations	2 itérations	3 itérations	4 itérations	5 itérations
3,45	3,25	3,2	2,45	2,2	2	2
3,5	3,25	3,2	2,5	2	1,9	1,7
3,45	3,25	3,25	2,5	2,15	2	2
3,65	3,25	3,2	2,45	1,95	1,75	1,6
3,65	3,3	3,25	2,4	1,9	1,7	1,6
3,65	3,3	3,3	2,5	1,95	1,75	1,6
3,4	3,25	3,25	2,5	2,4	2,4	2,4
3,55	3,3	3,2	2,25	1,95	1,85	1,75

Tableau A6-9 Résultats en terme de E_b/N_0 [dB] requis pour un BER cible de $2 \cdot 10^{-4}$ sur le canal synchrone avec mesure en terme de SINR

A6.2 BIBLIOGRAPHIE

[Nordio et al., 2004] A. Nordio, M.A. Hernandez, G. Caire, « Low-complexity turbo equalization and multiuser decoding for TD-CDMA », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 3, p. 454-465, Mar. 2004.

[Pauluzzi & Beaulieu, 2000] D.R. Pauluzzi, N.C. Beaulieu, « A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, p. 1681-1691, Oct. 2000.