



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par **l'Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace**
Spécialité : Télécommunications et traitement du signal

Présentée et soutenue par **Julien MONTESINOS**
le 4 novembre 2009

Traitement d'antenne SDMA pour système de télécommunications par satellite avec couverture dispersée

JURY

- M. Jean-François Héland, président
 - M. Olivier Besson, co-directeur de thèse
 - M. Francis Castanié, directeur de thèse
 - Mme Cécile Larue de Tournemine
 - M. Pascal Larzabal, rapporteur
 - M. Jacques Turbert
 - M. Yide Wang, rapporteur
-

École doctorale : **Mathématiques, informatique et télécommunications de Toulouse**

Unité de recherche : **Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR**

Directeur de thèse : **M. Francis Castanié**
Co-directeur de thèse : **M. Olivier Besson**

Remerciements

Mon travail de thèse s’est principalement déroulé au laboratoire TESA. Je tiens donc à remercier Francis Castanié, le directeur du laboratoire qui n’est autre que mon directeur de thèse, pour m’avoir accueilli au sein du laboratoire. Je souhaite également remercier Marie-Josée Estepa et Yamina Nedjari pour leur gentillesse et leur aide précieuse. Au laboratoire TESA, d’autres personnes ont également beaucoup compté pour moi : Emmanuel Dubois pour avoir toujours su corriger mes codes Latex, David Bonacci, Wilfried Chauvet et Philippe Paimblanc pour les pauses-café ouvertes aux non-fumeurs, le “bureau de la Culture” pour les discussions chaque fois plus intéressantes i.e. Ferdinand Tra, Lucile Canourgues, Patrice Michel, David Pradas, et “mi amiga” Mariana Spangenberg.

En fin de thèse, il m’arrivait très souvent de travailler à THALES ALENIA SPACE, dans l’équipe de Gérard Caille que je remercie pour l’accueil. Merci à Renaud Chiniard et Etienne Girard pour la bonne humeur précieuse du bureau (et parfois violente!) dont ils ont fait preuve. Merci à Yann Cailloce sans qui les visualisations présentées dans ce document n’auraient pas été ce qu’elles sont (merci à Jean-Paul Courson). Merci également à Isabelle Buret et Erwan Corbel pour m’avoir aidé avec les informations dont j’avais besoin. Enfin, je tiens particulièrement à remercier Cécile Larue de Tournemine pour m’avoir encouragé et guidé tout au long de la thèse (y compris pour les corrections du manuscrit!).

Je tiens également à adresser de sincères remerciements à Olivier Besson, mon véritable directeur de thèse, du département DEOS/SCAN de l’ISAE, pour m’avoir grandement aiguillé sur les algorithmes de formation de faisceaux, et ainsi m’avoir aidé à comprendre la philosophie de chaque

traitement présenté ici. Il a probablement aidé un des seuls (si ce n'est le seul!) à relire le chapitre sur les traitements à rang réduit... Enfin, d'un point de vue plus personnel, outre le peloton que je remercie pour presque quatre années d'échanges sportifs informatiques, j'aimerais surtout remercier ma famille qui m'a supporté durant ces trois années parfois difficiles et qui a fait le long déplacement pour venir me voir soutenir à Toulouse (merci MYG également!). La dernière personne que je souhaite remercier ici, est celle qui partage mon quotidien, et qui a suivi/subi mon comportement durant ces trois années : merci pour tout Amandine.

Glossaire

Acronymes

- ABFN Analogue Beamforming Network - Formateur de faisceaux analogique.
- ADC Analogue to Digital Converter - Convertisseur Analogique Numérique (CAN).
- AV Auxiliary Vector.
- CBF Conventional Beamforming - Formateur de faisceaux conventionnel.
- CG Conjugate Gradient - Gradient Conjugué.
- CGDL Conjugate Gradient with Diagonal Loading - Gradient conjugué avec *Diagonal Loading*.
- CSM Cross Spectral Metric.
- DBFN Digital Beamforming Network - Formateur de faisceaux numérique.
- DL Diagonal Loading.
- DLPK Diagonal Loading with Prior Knowledge.
- DRA Direct Radiating Array - Antenne réseau à rayonnement direct.
- EIRP Equivalent Isotropically Radiated Power - Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.
- EVD Eigen Value Decomposition - Décomposition en valeurs propres.
- FAFR Focal Array Fed Reflector - Antenne Réseau à Réflecteur.
- FDMA Frequency Division Multiple Access - Accès multiple par répartition en fréquence.

- FF Formation de Faisceaux.
- INR Interference plus Noise Ratio - Rapport interférence à bruit.
- MBA Multiple Beams Antenna - Antennes Multifaisceaux.
- MNE Minimum Norm Eigencanceler.
- ModCod Schéma de modulation et de codage.
- MOE Measure of Effectiveness - Mesure d'efficacité de convergence.
- MPDR Minimum Power Distortionless Response.
- MVDR Minimum Variance Distortionless Response.
- MWF Multistage Wiener filter.
- PC Principal Component.
- RRM Radio Resource Management - Gestion de la ressource radio.
- SCM Sample Covariance Matrix - Matrice de covariance estimée $\hat{\mathbf{R}}$.
- SDMA Space Division Multiple Access - Accès multiple par répartition spatiale.
- SFB Single Feed per Beam - Une source par spot.
- SINR ou $C/(N+I)$ Signal to Interference plus Noise Ratio - Rapport Signal à Bruit plus Interférences.
- $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ Rapport signal à bruit plus interférences total sur un lien.
- $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{User}$ Rapport signal à bruit plus interférences d'un utilisateur.
- SMI Sample Matrix Inversion.
- UOI User of Interest - Utilisateur d'intérêt.

Notations

\cdot^T	Opérateur de transposition des vecteurs et matrices.
\cdot^*	Opérateur de conjugaison des complexes.
\cdot^H	Opérateur de transposition-conjugaison des vecteurs et matrices : $\cdot^H \triangleq \cdot^{*T}$.
x	Scalaire - lettres minuscules.
\mathbf{x}	Vecteur - lettres minuscules en gras.
\mathbf{X}	Matrice - lettres majuscules en gras.
$\mathcal{N}\{\cdot\}$	noyau : pour $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{p \times q}$, $\mathcal{N}\{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^q / \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{0}\}$.
$\mathcal{R}\{\cdot\}$	image : pour $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{p \times q}$, $\mathcal{R}\{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{y} \in \mathbb{C}^p / \exists \mathbf{x} \in \mathbb{C}^q, \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{y}\}$.
γ_{eff}	Efficacité spectrale d'un lien.
$\gamma_{\text{eff}}^{\text{sh}}$	Efficacité spectrale d'un lien calculée avec le critère optimal de Shannon-Hartley.
$\gamma_{\text{eff}}^{\text{msh}}$	Efficacité spectrale d'un lien calculée avec le critère de Shannon-Hartley modifié.
$\gamma_{\text{eff}}^{\text{discr}}$	Efficacité spectrale d'un lien calculée avec le critère discret.
$\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$	Efficacité spectrale associée à un ModCod.
Γ_{eff}	Efficacité spectrale globale du système.
$\tilde{\Gamma}_{\text{eff}}$	Moyenne des efficacités spectrales cumulées.

Table des matières

Remerciements	iii
Glossaire	v
Introduction	1
1 Caractéristiques du système étudié	7
1.1 Description du système étudié	8
1.1.1 Définitions	8
1.1.1.1 Ressource radio et canalisation	8
1.1.1.2 Utilisateur principal, co-utilisateurs et brouilleurs	9
1.1.2 Zone de service	9
1.2 Bilan de liaison	10
1.2.1 Sources d'interférences et de bruit	10
1.2.2 Condition sur l'établissement du lien	11
1.2.3 Bilan de liaison sur le lien utilisateur	12
1.3 Définition de l'antenne réception de la charge utile de communication	15
1.3.1 Nécessité d'une antenne multifaisceaux	15
1.3.2 Choix du panneau rayonnant	15
1.3.2.1 Une source par spot (SFB)	16
1.3.2.2 Antenne réseau à réflecteur (FAFR)	16

1.3.2.3	Antenne réseau à rayonnement direct (DRA)	18
1.3.2.4	Règles de dimensionnement du DRA	19
1.3.2.5	Description des antennes utilisées	21
1.3.3	Formateur de faisceaux	21
1.4	Gestion de la ressource radio (RRM)	25
1.4.1	Utilité du partage des ressources	25
1.4.2	Optimisation de l'allocation de la ressource	26
1.5	Différentes stratégies pour l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux . . .	27
1.5.1	Spots Fixes, Allocation Fixe	27
1.5.1.1	Diagramme d'antenne	27
1.5.1.2	Allocation de la ressource	28
1.5.1.3	Avantages/Limitations	29
1.5.2	Spots Fixes, Allocation Variable	30
1.5.2.1	Diagramme d'antenne	30
1.5.2.2	Allocation de la ressource	30
1.5.2.3	Avantages/Limitations	30
1.5.3	Un spot par utilisateur - Pointage du faisceau	32
1.5.3.1	Diagramme d'antenne	32
1.5.3.2	Allocation de la ressource	32
1.5.3.3	Avantages/Limitations	32
1.5.4	SDMA : un spot par utilisateur et réjection des interférences	34
1.5.4.1	Diagramme d'antenne	34
1.5.4.2	Allocation de la ressource	34
1.5.4.3	Avantages/Limitations	35
1.5.5	Synthèse sur les stratégies de couverture	36
2	Formation de faisceaux à faible support d'entraînement et faible complexité	39
2.1	Rappel sur la formation de faisceaux	40

2.1.1	Modèles et notations	40
2.1.2	Formation de faisceaux	41
2.1.2.1	Formation de faisceaux conventionnelle (CBF)	42
2.1.2.2	Formation de faisceaux adaptative classique (MPDR, MVDR)	42
2.2	Limitations des traitements classiques	43
2.2.1	Limitations des formateurs SMI	43
2.2.2	Objectifs	44
2.3	Traitements basés sur le <i>Diagonal Loading</i> (DL)	44
2.3.1	Rappel sur le <i>Diagonal Loading</i>	44
2.3.2	<i>Diagonal Loading</i> avec connaissance <i>a priori</i>	45
2.4	Formation de faisceaux partiellement adaptative	50
2.4.1	Matrice de transformation indépendante des données	51
2.4.2	Réduction du rang (RR)	53
2.4.2.1	Gradient conjugué - <i>Conjugate Gradient</i> (CG)	53
2.4.2.2	Gradient conjugué avec <i>Diagonal Loading</i>	55
2.5	<i>Auxiliary Vector</i> (AV)	55
2.6	Conditions d'utilisations des traitements présentés	61
2.6.1	Scénarios de simulation	62
2.6.2	Scénario MVDR	63
2.6.2.1	Influence du nombre d'itérations r	63
2.6.2.2	Influence du nombre d'échantillons N	65
2.6.3	Scénario MPDR	66
2.6.3.1	Influence du nombre d'itérations r	66
2.6.3.2	Influence du nombre d'échantillons N	69
2.6.4	Bilan des simulations	71
3	Méthodologie pour la quantification de l'apport du SDMA	75
3.1	Problématique de l'évaluation de l'apport du SDMA	76

3.1.1	Approche intuitive	76
3.1.2	Analyse critique de cette approche	78
3.2	Séquencement choisi pour l'implémentation du SDMA	80
3.3	Efficacité spectrale cumulée	83
3.3.1	Efficacité spectrale : relation avec le $C/(N + I)$	83
3.3.2	Critère 1 : efficacité spectrale théorique optimale	85
3.3.3	Critère 2 : efficacité spectrale théorique avec modélisation des pertes	86
3.3.4	Critère 3 : efficacité spectrale associée à un ensemble de ModCod discrétisé	87
3.3.5	Comparaison des différents critères	89
4	Application à deux scénarios particuliers	93
4.1	Description des scénarios	94
4.1.1	Répartition des utilisateurs	94
4.1.2	Hypothèses sur l'algorithme de formation de faisceaux	96
4.1.3	Hypothèses sur le bilan de liaison	97
4.2	Simulations en temps de paix	97
4.2.1	Synoptique des simulations	99
4.2.2	Nombre moyen d'utilisateurs servis	100
4.2.3	Nature des liens établis	106
4.2.3.1	Formation de faisceaux fixe avec allocation fixe	107
4.2.3.2	Formation de faisceaux fixe avec allocation variable	109
4.2.3.3	Formation d'un spot par utilisateur (formation de faisceaux conventionnelle)	110
4.2.3.4	SDMA	111
4.2.4	Efficacité spectrale cumulée	114
4.3	Simulations en situation de conflit	116
4.3.1	Synoptique des simulations	116
4.3.2	Nombre moyen d'utilisateurs servis	117

4.3.3	Nature des liens établis	119
4.3.4	Efficacité spectrale cumulée	122
4.4	Synthèse des simulations	122
Conclusions et perspectives		129
A Nombres moyens d'utilisateurs servis		135
B Valeurs des efficacités spectrales obtenues		143
Bibliographie		159

Table des figures

1.1	Exemple de couverture du système	10
1.2	Voie retour d'un système de télécommunications	12
1.3	Réseau de sources entrelacées	17
1.4	FAFR (figure issue de la thèse de G.Sow [1])	17
1.5	Maille du réseau et position des lobes de réseaux	20
1.6	Représentation des deux antennes DRA utilisées	22
1.7	Architecture DBFN simplifiée	23
1.8	Association DRA-DBFN	24
1.9	Découpage de la bande en 3 sous-bandes	28
1.10	Allocation Temps-Fréquence par spot	28
1.11	Spots fixes et allocation des sous-bandes fixe	29
1.12	Spots fixes et allocation des canaux variable selon les faisceaux	31
1.13	Formation d'un spot par utilisateur	33
1.14	Allocation de la ressource pour une couverture "un spot par utilisateur"	33
1.15	Principe du SDMA	35
1.16	Complexités des différentes configurations diagramme-allocation de la ressource	36
2.1	Structure des traitements à rang réduit	50
2.2	Scénario MVDR - SINR versus nombre d'itérations	64
2.3	Scénario MVDR - SINR versus nombre d'échantillons	67
2.4	Scénario MPDR - SINR versus nombre d'itérations	68

2.5	Scénario MPDR - SINR versus nombre d'échantillons	70
3.1	Comparaison intuitive des performances des différentes stratégies de couverture	77
3.2	Séquencement de l'implantation du SDMA	81
3.3	Comparaison des 3 fonctions représentant l'efficacité spectrale	89
4.1	Exemple de distribution de 200 utilisateurs sur la zone de service	95
4.2	Synoptique des simulations en temps de paix	100
4.3	Nombre moyen d'utilisateurs servis selon le type de couverture sans brouilleur	102
4.4	Comparaison des tailles des spots au sol pour les deux antennes	103
4.5	Répartition des utilisateurs servis selon leur localisation pour l'antenne à 121 éléments sans brouilleur	104
4.6	Répartition des utilisateurs servis selon leur localisation pour l'antenne à 469 éléments sans brouilleur	105
4.7	Diagrammes d'antenne issus de la formation de faisceaux fixe et allocation fixe sans brouilleur	107
4.8	Répartition des efficacités spectrales associées à la formation de faisceaux fixe avec une allocation fixe dans un cas sans brouilleur	108
4.9	Diagrammes d'antenne issus de la formation de faisceaux fixe, et allocation variable sans brouilleur	109
4.10	Répartition des efficacités spectrales associées à la formation de faisceaux fixe avec une allocation variable dans un cas sans brouilleur	110
4.11	Diagrammes d'antenne issus de la formation de faisceaux dirigés vers chaque utilisateur	111
4.12	Répartition des efficacités spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur en l'absence de brouilleur	112
4.13	Diagrammes d'antenne issus du SDMA (pointage du faisceau + réjection des interférences) en l'absence de brouilleur	112
4.14	Répartition des efficacités spectrales associées au SDMA sans brouilleur	113
4.15	Efficacités spectrales cumulées des différentes couvertures en temps de paix	115
4.16	Synoptique des simulations en période de conflit	117

4.17 Comparaison du nombre moyen d'utilisateurs servis selon le type de couverture avec et sans brouilleur(s)	118
4.18 Diagrammes d'antenne issus de la couverture SDMA avec brouilleurs	120
4.19 Répartition des efficacités spectrales associées au SDMA avec brouilleurs	121
4.20 Comparaison des efficacités spectrales cumulées en période de conflits	123

Liste des tableaux

2.1	Résumé des informations sur les formateurs de faisceaux	72
3.1	Exemple de schémas de modulation et codage disponibles pour le système	88
4.1	Hypothèses sur le bilan de liaison pour les simulations numériques	98
4.2	Schémas de modulation et codage disponibles pour l’antenne à 121 éléments	99
4.3	Schémas de modulation et codage disponibles pour l’antenne à 469 éléments	99
4.4	Comparaison des ModCod utilisés avec l’antenne à 121 éléments pour une demande de 400 utilisateurs	125
4.5	Comparaison des ModCod utilisés avec l’antenne à 469 éléments pour une demande de 400 utilisateurs	126
A.1	Nombre moyens d’utilisateurs servis sans brouilleur pour l’antenne à 121 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation fixe.	136
A.2	Nombre moyens d’utilisateurs servis sans brouilleur pour l’antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation fixe.	137
A.3	Nombre moyens d’utilisateurs servis sans brouilleur pour l’antenne à 121 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation variable.	138
A.4	Nombre moyens d’utilisateurs servis sans brouilleur pour l’antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation variable.	139
A.5	Nombre moyens d’utilisateurs servis sans brouilleur pour l’antenne à 121 éléments avec la formation de faisceaux conventionnelle.	140

A.6	Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux conventionnelle.	141
B.1	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales obtenues pour la stratégie à faisceaux fixes et allocation fixe sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.	144
B.2	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation fixe sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.	145
B.3	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation variable sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.	146
B.4	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation variable sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.	147
B.5	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur (CBF), sans brouilleur, pour l'antenne à 121 éléments.	148
B.6	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur (CBF), sans brouilleur, pour l'antenne à 469 éléments.	149
B.7	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.	150
B.8	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.	151
B.9	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) avec brouilleurs pour l'antenne à 121 éléments.	152
B.10	Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) avec brouilleurs pour l'antenne à 469 éléments.	153

Introduction

Contexte

Le satellite, de par sa capacité à couvrir une zone géographique très large, est un moyen de communication particulièrement bien adapté quand il s'agit d'assurer des communications vers des utilisateurs dispersés à l'intérieur d'une couverture étendue. Il est par ailleurs le seul à pouvoir adresser des zones qui ne sont pas couvertes par des infrastructures de télécommunications terrestres. De plus, les réseaux terrestres sont susceptibles d'être saturés, indisponibles ou même endommagés lors de conflits ou catastrophes naturelles. Le recours au satellite est alors d'autant plus justifié pour certaines applications militaires ou des situations d'urgence qui nécessitent la mise en œuvre rapide d'un moyen de communications adaptable à des besoins qui évoluent dans le temps, sans déploiement d'infrastructures au sol [1].

Le travail réalisé durant la thèse porte sur l'étude du mode réception (Rx) d'un satellite de télécommunications. Le système doit assurer la réception de communications provenant d'utilisateurs tels que des drones, agents de mission ou des équipes de secours, tous dotés de terminaux de petite taille à puissance d'émission limitée. Les communications peuvent être ensuite routées vers un poste de commande, la partie transmission (Tx) n'étant pas étudiée ici.

Les communications doivent répondre à des exigences fortes de performances, en temps de paix comme en temps de crise. En particulier, l'antenne doit être très directive, fortement reconfigurable et capable de couvrir des utilisateurs qui peuvent être soit concentrés dans des zones d'opérations soit dispersés à l'intérieur d'une couverture étendue, typiquement toute la surface terrestre visible

par le satellite.

En plus des exigences liées à la couverture, il est souhaitable d'augmenter le débit total traité par le système. Ainsi, il est désirable en temps de paix de pouvoir optimiser l'efficacité spectrale de chaque lien, c'est-à-dire fournir le débit maximal possible à chaque communication. D'autre part, optimiser l'utilisation de la ressource en fréquence par la mise en place de la réutilisation de la bande sur des spots non adjacents est aussi un des objectifs du système. La réutilisation de fréquence doit être gérée de façon à utiliser au mieux chaque canal en s'assurant que le bilan de liaison de chaque utilisateur est respecté. L'allocation de la ressource se fait donc sous contrainte du respect d'un niveau d'interférences maximal entre utilisateurs à ne pas dépasser.

Enfin, en temps de conflits, c'est-à-dire en présence de brouilleurs externes au système, le maintien des communications vient s'ajouter aux autres exigences. Le bilan de liaison doit être respecté même dans le cas où de fortes interférences sont présentes.

Le traitement d'antenne adaptatif présente plusieurs avantages potentiels dans notre contexte :

- il permet de pointer le faisceau vers l'utilisateur, lui faisant bénéficier du maximum de gain possible. L'intérêt est soit de diminuer la taille du terminal utilisateur, soit de réduire celle de l'antenne satellite, ou encore de garder ces antennes inchangées tout en améliorant le bilan de liaison, donc potentiellement le débit des communications concernées ;
- il améliore l'isolation entre utilisateurs utilisant la même ressource, ce qui permet de réutiliser la même bande de fréquence sur deux faisceaux plus proches ;
- il permet enfin de placer des trous dans le diagramme d'antenne en direction de brouilleurs externes éventuels pour introduire de l'anti-brouillage dans le système et ainsi préserver les communications.

L'association du traitement adaptatif avec un procédé d'allocation de la ressource radio (RRM - *Radio Resource Management*) constitue la technique d'Accès Multiple par Répartition Spatiale (AMRS ou en anglais SDMA : *Space Division Multiple Access*). Nous souhaitons dans cette thèse évaluer l'intérêt de cette technique dans le contexte de télécommunications par satellite adaptables à des besoins variables et hétérogènes. Il s'agit principalement de répondre à des répartitions non uniformes d'utilisateurs en utilisant la flexibilité d'allocation des ressources radio, et d'améliorer

la réponse du système au problème du brouillage en ayant recours à des traitements d'antenne adaptatifs.

Principales contributions

Dans [1], G.Sow a étudié l'efficacité du couplage d'une allocation de la ressource temps-fréquence-position avec du traitement adaptatif. Cependant, de nombreuses différences existent avec notre étude.

Dans les deux études, le gain élevé requis sur toute la couverture par le bilan de liaison avec des terminaux de petites tailles nécessite l'utilisation d'une antenne multifaisceaux (MBA - *Multiple Beams Antenna*) de grande taille. Cependant, dans [1], la couverture considérée est une zone réduite d'environ 1000km, ce qui permet d'utiliser une antenne réseau focalisante à réflecteur de type FAFR (Focal Array Fed Reflector). Ce n'est plus possible ici compte tenu de la couverture globale envisagée. En effet, la zone de service étendue impose l'utilisation d'une antenne satellite non focalisante. Dans notre cas, l'antenne réseau à rayonnement direct (DRA - *Direct Radiating Array*) est la meilleure solution pour assurer un grand gain, une couverture large et une capacité suffisante d'isolation entre faisceaux pour permettre la réutilisation de la bande.

Etant donné sa taille et les contraintes de conception, l'antenne DRA utilisée possède un grand nombre d'éléments rayonnants, typiquement plus d'une centaine, alors que le FAFR de [1] ne comporte que 19 éléments rayonnants. Dans les algorithmes classiquement utilisés pour la formation de faisceaux (FF) adaptative sont réalisées l'estimation de la matrice de covariance des signaux reçus à l'aide d'échantillons temporels et son inversion. La dimension de cette matrice est égale au nombre d'éléments rayonnants de l'antenne [2]. Si un réseau à 19 éléments rayonnants permet l'utilisation de techniques classiques de formation de faisceaux comme dans [1], la charge calculatoire devient critique avec un nombre d'éléments rayonnants dépassant la centaine. De plus, les traitements classiques nécessitent un nombre d'échantillons trop important pour obtenir un bon rapport signal à bruit plus interférence (SINR) après formation de faisceaux, typiquement au moins deux fois le nombre d'éléments d'antenne [3]. Cela augmente encore la charge calculatoire et proscrit l'utilisation

des techniques classiques. Une des principales contributions de la thèse a été d'étudier, parmi l'état de l'art, des traitements adaptatifs alternatifs qui fonctionnent efficacement avec peu d'échantillons temporels, une vitesse de convergence améliorée et une complexité réduite. Une première partie du travail de thèse est consacrée aux traitements adaptatifs "à rang réduit" qui permettent de chercher le formateur de faisceaux dans un espace de taille plus raisonnable que le nombre d'éléments du réseau, tout en gardant une vitesse de convergence satisfaisante, ce qui permet d'alléger la charge calculatoire. Nous proposons ensuite des modifications de ces traitements dans le but de les rendre plus efficaces dans notre contexte. De plus, nous démontrons également la convergence du formateur de faisceaux proposé par Pados et Karystinos [4] dans le cas spécifique de matrices de covariance de rang déficient, ce qui a donné lieu à la publication de [5]. Enfin, nous avons défini les conditions d'utilisation de ces traitements en terme de nombre d'échantillons utilisés et de nombre d'itérations des algorithmes.

Une autre différence avec la thèse de G.Sow [1] réside dans la gestion de la ressource radio. Nous disposons ici d'un algorithme d'allocation de la ressource [6] amélioré par rapport à celui présenté dans [1]. Ce dernier est fortement sous-optimal puisqu'il attribue la ressource suivant le respect de la spécification de SINR en fonction de l'ordre d'entrée des utilisateurs. Il ne permet pas de choisir pour chaque utilisateur la "meilleure" ressource possible en fonction des positions des interférences. Cet algorithme permet de comparer les différents formateurs de faisceaux, et bien qu'il soit sous-optimal, il permet de montrer l'apport du SDMA sur le nombre d'utilisateurs servis par le système. Nous disposons ici d'un algorithme amélioré qui permet de prendre en compte globalement la répartition des utilisateurs afin d'attribuer au mieux la ressource en fonction des positions de chaque utilisateur.

Enfin, si le traitement adaptatif permet l'augmentation du SINR, l'amélioration induite sur les performances du système n'est pas directe. Il faut donc trouver une méthode qui permette l'évaluation quantitative de l'apport du SDMA et, en particulier, l'impact de cette technique sur la capacité du système. Une autre contribution majeure a alors été la définition d'un critère d'évaluation adaptable à n'importe quelle stratégie de formation de faisceaux associée à une allocation de la ressource. Ce critère, intégré dans une méthode d'évaluation générale, permet de caractériser globalement l'apport du SDMA sur le nombre d'utilisateurs servis, la capacité individuelle des liens en terme de débits, et

sur les performances de l'antibrouillage. La méthode d'évaluation ainsi proposée n'est pas spécifique à la couverture étudiée ici et peut donc s'appliquer à d'autres systèmes.

Organisation du manuscrit

Le chapitre 1 décrit le contexte étudié. Ce chapitre donne une vue générale du système et décrit également le type d'antenne réseau utilisée (DRA), ainsi que la couverture du système. Le bilan de liaison que chaque utilisateur doit respecter est présenté. Les différentes stratégies de formation de faisceaux et d'allocation de la ressource sont également décrites en introduisant différents degrés de flexibilité : faisceaux fixes et allocation fixe, faisceaux fixes et allocation variable, un faisceau par utilisateur, et enfin le SDMA, i.e. l'association du traitement d'antenne adaptatif avec l'allocation de la ressource selon la position de l'utilisateur.

Le chapitre 2 est consacré à la formation de faisceaux. Les techniques classiques sont comparées aux formateurs adaptatifs à rang réduit, notamment les algorithmes du gradient conjugué (en anglais Conjugate Gradient - CG), et celui du vecteur auxiliaire (en anglais Auxiliary Vector - AV) dont nous démontrons la convergence à faible nombre d'échantillons. Des formateurs basés sur des projections de sous-espace ont également été identifiés pour répondre au problème. Selon les différentes configurations d'étude (signal d'intérêt présent ou non, nombre d'interférences connu ou non), nous avons déterminé les conditions d'utilisation de ces algorithmes. En particulier, une étude paramétrique des performances en fonction du nombre d'échantillons utilisés et de la dimension du rang ou nombre d'itérations des algorithmes permet de déterminer les conditions optimales d'utilisation pour notre cas d'étude.

Le chapitre 3 de ce travail concerne l'évaluation quantitative de l'apport du SDMA. La marge de SINR dégagée par l'introduction de traitements d'antenne adaptatifs doit être exploitée soit en utilisant un schéma de modulation et de codage (ModCod) plus efficace permettant une communication à plus fort débit, soit en réutilisant la ressource sur un faisceau plus proche permettant l'augmentation du nombre d'utilisateurs servis. Pour prendre en compte les deux possibilités, nous avons donc défini une méthodologie globale pour évaluer les avantages du SDMA sur le système. Pour comparer

les différentes stratégies de formation de faisceaux et d'allocation de la ressource, et en particulier quantifier l'apport du SDMA par rapport aux autres stratégies, nous avons défini trois principaux critères cumulatifs caractérisant l'efficacité spectrale globale associée à un ensemble d'utilisateurs sur une configuration donnée. Par analogie avec le critère de Shannon-Hartley qui fournit l'efficacité spectrale maximale et théorique d'un lien optimal en fonction du SINR de l'utilisateur considéré, nous définissons deux fonctions reliant SINR et efficacité spectrale. Ces deux critères permettent de caractériser l'efficacité spectrale réellement disponible pour chaque lien. Les efficacités individuelles par utilisateur ainsi calculées sont ensuite sommées, permettant la traduction de l'augmentation du SINR en amélioration de débit global potentiellement traité.

Dans le chapitre 4, nous avons évalué l'apport du SDMA sur deux scénarios particuliers (avec et sans brouilleurs) en utilisant la méthodologie basée sur l'efficacité spectrale cumulée définie au chapitre 3. En temps de paix, sans brouilleur externe, nous avons montré qu'une augmentation de SINR due au SDMA se traduisait en une amélioration de l'efficacité spectrale des liens, permettant l'utilisation de ModCod plus efficaces spectralement. Ainsi les utilisateurs peuvent bénéficier de communications à plus hauts débits, répondant ainsi au besoin de maximisation de la capacité du trafic. D'autre part, en présence de brouilleurs externes, nous avons montré que le SDMA permettait de maintenir des communications là où, avec un système classique sans traitement adaptatif, les liens auraient été fortement perturbés, ce qui répond au problème de la protection des communications.

Enfin, nous résumons dans la conclusion, les principales contributions de la thèse et nous identifions les perspectives et axes de travail potentiels.

Chapitre 1

Caractéristiques du système étudié

Sommaire

1.1	Description du système étudié	8
1.2	Bilan de liaison	10
1.3	Définition de l'antenne réception de la charge utile de communication .	15
1.4	Gestion de la ressource radio (RRM)	25
1.5	Différentes stratégies pour l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux	27

Introduction

Dans ce premier chapitre, nous définissons le système considéré dans notre cas d'étude. Nous introduisons les équations du bilan de liaison que doit respecter chaque utilisateur pour établir une communication. Le choix du type d'antenne est ensuite motivé. En effet, la couverture souhaitée impose l'utilisation d'un réseau à rayonnement direct (DRA) dont nous rappelons les règles de dimensionnement.

Nous discutons également des avantages du formateur de faisceaux numérique (DBFN) par rapport au formateur analogique (ABFN), en montrant comment l'usage du formateur de faisceaux a un impact sur la charge utile et rend possible la formation de faisceaux individuelle pour chaque utilisateur. Nous introduisons enfin la notion de SDMA. Pour cela, nous expliquons les différentes façons possibles de couvrir la zone de service en associant des faisceaux fixes ou variables avec l'allocation des ressources temps-fréquence-position également fixe ou variable.

1.1 Description du système étudié

Nous étudions un système de télécommunications qui utilise un satellite géostationnaire. Sans perdre en généralité, on suppose qu'il est situé au dessus de l'Afrique, et nous prendrons, pour toutes les couvertures et simulations représentées dans ce manuscrit, la longitude $30^{\circ}E$ comme position du satellite. Dans notre l'étude, seule la voie retour est considérée et les formules du bilan de liaison sont données dans ce cas précis où la communication va de l'utilisateur au satellite puis du satellite à la passerelle. On étudie plus particulièrement la liaison montante (utilisateur vers satellite); l'antenne satellite est donc étudiée du point de vue de la réception (Rx).

1.1.1 Définitions

1.1.1.1 Ressource radio et canalisation

Dans un schéma d'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA pour *Frequency Division Multiple Access*), pour établir une communication, il est nécessaire de disposer d'une ressource fréquentielle allouée. La bande de fréquence totale est fixée pour un système donné. On appelle canal ou couleur, une sous-division fréquentielle de la bande disponible. La largeur des canaux qui sont dits élémentaires, définit ce qu'on appelle la granularité du système. Dans notre étude, on supposera d'une part qu'un canal correspond à une porteuse et que d'autre part, tous les canaux ont des largeurs identiques. Le processus de découpage de la bande allouée est appelé canalisation. On définit également la notion de sous-bande qui est un regroupement de plusieurs canaux élémentaires. Cette notion est utilisée dans le cas où un nombre fixe de canaux est attribué à chaque faisceaux.

Le partage et la réutilisation des ressources sont des processus primordiaux pour la capacité du système. En effet, il est nécessaire de transmettre simultanément sur un même canal le plus grand nombre de communications possibles pour optimiser la capacité du système à bande allouée constante. La réutilisation de la ressource est possible si le système est capable d'assurer un filtrage spatial des communications grâce à la formation de faisceaux directs. Le processus qui gère l'attribution des ressources, pour chaque utilisateur ou groupe d'utilisateurs associés à un faisceau, est appelé "gestion de la ressource radio" (RRM pour *Radio Resource Managment*).

1.1.1.2 Utilisateur principal, co-utilisateurs et brouilleurs

Quand une communication entre un utilisateur et le satellite est considérée, l'utilisateur est appelé l'utilisateur principal ou utilisateur d'intérêt (UOI - *User of Interest*). Les utilisateurs qui partagent la même ressource que l'UOI sont appelés les co-utilisateurs ou utilisateurs interférents pour la communication considérée. Par opposition à ces interférences internes au système, on appelle brouilleurs externes les stations perturbatrices extérieures au système. Un brouilleur est dans notre contexte une interférence de forte puissance. On considère par la suite qu'un brouilleur émet sur toute la bande allouée au système.

1.1.2 Zone de service

La zone de service du système se définit comme l'ensemble des positions potentielles des utilisateurs. Elle est ici très large et correspond à quasiment toute la surface de la terre visible par le satellite. Les utilisateurs peuvent être regroupés en zones d'intérêt plus petites appelées théâtres, typiquement à l'échelle d'une ville, d'une région ou d'un pays. Ils peuvent également être isolés et dispersés à l'extérieur des théâtres. Un exemple de couverture que vise à établir le système, est dessiné sur la figure 1.1.

Dans cet exemple, la majorité des utilisateurs est répartie sur trois zones théâtres, le reste étant dispersé à l'intérieur de la zone couverte en dehors des trois théâtres. C'est ce type de répartition combinant des utilisateurs répartis en théâtres et des utilisateurs isolés qui sera considérée par la suite, puisqu'elle est la plus représentative du contexte opérationnel. En effet, les zones théâtres permettent de modéliser aisément les zones de conflits ou les zones sinistrées alors que la notion d'utilisateurs isolés sert à représenter des utilisateurs en transit (drones, avions, navires).

Le système doit assurer des communications même en présence de brouilleurs. Ces derniers peuvent apparaître n'importe où sur la couverture. En particulier, nous choisissons d'étudier le cas où les brouilleurs sont situés à l'intérieur des zones théâtres pour évaluer le système en configuration très défavorable, car un système anti-brouillage est d'autant plus critique qu'il doit annuler des brouilleurs qui sont très proches des utilisateurs. D'autre part, il est réaliste de supposer que les brouilleurs se trouvent à l'intérieur des zones de conflits éventuelles.

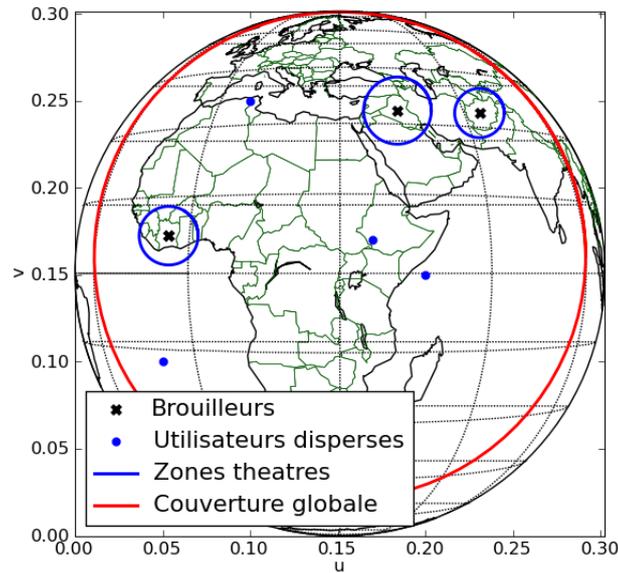


FIGURE 1.1 – Exemple de couverture du système

1.2 Bilan de liaison

1.2.1 Sources d'interférences et de bruit

Le bruit représente toutes les contributions indésirables dont la puissance s'ajoute à celle du signal utile. Il réduit la capacité du récepteur à reproduire correctement l'information contenue dans le signal utile modulé. En général, on considère que les origines du bruit sont les suivantes [7] :

- les sources naturelles de radiation qui émettent dans la zone couverte par l'antenne réception produisent du bruit (typiquement la Terre pour l'antenne satellite Rx),
- les composants qui forment les équipements de la chaîne de réception sont également des éléments générateurs de bruit.

Dans la suite, on désignera la puissance du bruit par N (pour *noise*), et la puissance du signal utile modulé par C (pour *carrier*). Les signaux reçus par l'antenne qui ne proviennent pas de la source utile avec laquelle on souhaite établir un lien, mais qui occupent la même bande de fréquence, sont appelés interférences. La puissance des interférences est notée I . On considère que les sources d'interférences sont réduites aux co-utilisateurs partageant un canal fréquentiel avec l'utilisateur principal, et aux

brouilleurs externes éventuels.

Une autre source de perturbation prépondérante dans le lien provient du partage de la bande en plusieurs canaux. En effet, plusieurs porteuses à différentes fréquences sont amplifiées en même temps. La densité spectrale de puissance en sortie de l'amplificateur non-linéaire ne comporte pas seulement des raies aux fréquences d'origines, mais aussi des raies appelées produits d'intermodulation, qui sont des combinaisons linéaires des fréquences d'origine [7]. Certains de ces produits d'intermodulation occupent la même bande que celle du signal utile et agissent comme du bruit. On notera IM la puissance de ce bruit.

Dans le bilan de liaison, on négligera les interférences dites ASI (*Adjacent System Interference*) qui représentent les effets de l'émission de terminaux d'autres opérateurs vers des satellites de télécommunications localisés près de la position du satellite étudié. On négligera également les interférences ACI (*Adjacent Channel Interference*) qui représentent les pertes causées principalement par la réalisation imparfaite du filtrage sur des canaux adjacents.

1.2.2 Condition sur l'établissement du lien

On définit une ressource comme étant une portion de l'espace temps/fréquence qui est allouée à un utilisateur (*slot* en anglais) utilisant un schéma de modulation et de codage associé ou ModCod [8]. Pour un ModCod donné, la liaison peut être établie si le rapport global de la puissance du signal utile sur la somme des puissances du bruit et des interférences $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ en réception, est supérieur au rapport signal à bruit plus interférences requis pour l'utilisation du ModCod $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ i.e. :

$$\left(\frac{C}{N+I}\right)_T \geq \left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod} . \quad (1.1)$$

Le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ est d'autant plus élevé que le ModCod est efficace, i.e. qu'il permet l'utilisation d'un débit plus important. Si le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de la liaison est inférieur au $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ de tous les ModCod disponibles, alors le lien ne peut pas être établi.

1.2.3 Bilan de liaison sur le lien utilisateur

Le terme $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ se décompose de la façon suivante pour la voie retour [7] :

$$\left(\frac{C}{N+I}\right)_T^{-1} = \left(\frac{C}{N}\right)_{Feeder}^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_{Feeder}^{-1} + \left(\frac{C}{IM}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_{User}^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_{User}^{-1} \quad (1.2)$$

où l'indice "User" se réfère au demi-lien montant entre le terminal et le satellite, et "Feeder" se réfère au demi-lien descendant entre le satellite et la passerelle (cf. figure 1.2).

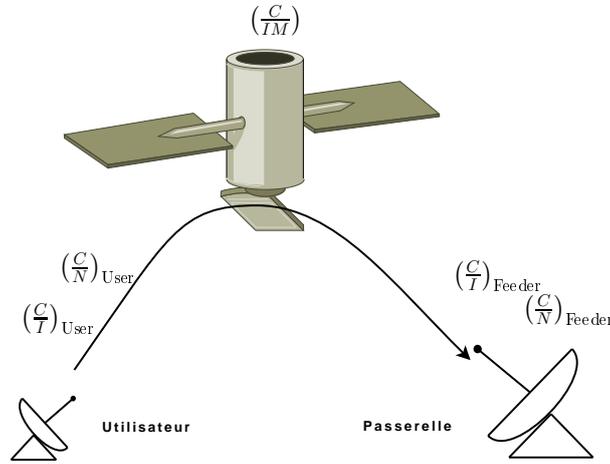


FIGURE 1.2 – Voie retour d'un système de télécommunications

Chaque terme de l'équation (1.2) représente la contribution d'une source de perturbations différentes pour le lien considéré :

- $\left(\frac{C}{N}\right)_{User}$ et $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ représentent respectivement le rapport signal à bruit et le rapport signal à interférences associé à l'utilisateur principal pour le lien montant –on utilisera aussi par la suite la notation $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{User}$,
- $\left(\frac{C}{IM}\right)$ désigne le rapport signal à interférences dues aux produits d'intermodulation nés de l'amplification non linéaire des porteuses à l'intérieur de la charge utile,
- $\left(\frac{C}{N}\right)_{Feeder}$ et $\left(\frac{C}{I}\right)_{Feeder}$ représentent respectivement le rapport signal à bruit et le rapport signal à interférences pour le lien descendant vers la passerelle.

Comme le suggère l'équation (1.2), le bilan de liaison est dimensionné par le pire des termes qui le composent. En effet, si un rapport signal à bruit est particulièrement faible –imaginons par exemple que ce soit $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ à cause d'un brouilleur externe à forte puissance–, la somme des termes de droite de l'équation (1.2) est équivalente à $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}^{-1}$, et le rapport global est donc fortement pénalisé. Il faut donc identifier les termes critiques dans l'équation (1.2) qui participent de façon prépondérante à la valeur du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$.

Dans notre cas, l'utilisateur possède une station de petite taille et à puissance limitée. La passerelle est généralement située au centre de commande et peut donc bénéficier d'une antenne de grande taille, avec une puissance conséquente. Les termes limitants dans l'équation (1.2) sont donc ceux qui concernent le demi-lien associé à l'utilisateur. En général, les termes $\left(\frac{C}{N}\right)_{Feeder}$ et $\left(\frac{C}{I}\right)_{Feeder}$ sont dimensionnés de telle sorte qu'ils ne soient pas des points bloquants pour le bilan de liaison. Le terme $\left(\frac{C}{IM}\right)$ relatif aux amplificateurs peut également faire partie des valeurs limitantes, mais on supposera que les amplificateurs sont construits de telle sorte que le $\left(\frac{C}{IM}\right)$ ne soit pas le terme dimensionnant du bilan de liaison.

Dans notre étude, nous voulons démontrer l'intérêt d'implémenter le SDMA, qui intervient sur le lien utilisateur. Nous considérons donc le cas où le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ global est altéré par les termes relatifs au lien utilisateur. Les termes $\left(\frac{C}{I}\right)_{Feeder}$, $\left(\frac{C}{N}\right)_{Feeder}$, et $\left(\frac{C}{IM}\right)$ sont alors fixés avec des valeurs fortes qui permettent au lien "Feeder" et aux produits d'intermodulation de ne pas avoir trop d'impact sur le terme $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$. Dans la décomposition de l'équation (1.2), on se consacre en effet à travailler sur les termes qui se rapportent à l'utilisateur.

Il faut alors détailler l'écriture des termes $\left(\frac{C}{N}\right)_{User}$ et $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$. Pour cela on écrit le bilan de liaison consacré au demi-lien "User". Nous considérons ici un bilan de liaison en ciel clair dans lequel on considérera les notations suivantes :

- *EIRP* est le terme qui représente la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) d'une antenne, qui correspond au produit du gain maximum de l'antenne à l'émission par sa puissance. On emploiera ici l'indice générique $Term$ puisqu'une fois encore nous ne considérons que le demi-lien "User". On pourra différencier l'indice UOI se rapportant à l'utilisateur principal qui est visé, de l'indice *Interferer* désignant les co-utilisateurs interférents.

- $G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User)$ représente le gain de l'antenne satellite Rx dans la direction du terminal utilisateur d'intérêt. Pour prendre en compte la contribution des stations interférentes, on fera référence au terme $G_{Sat}(User_Beam(i) \rightarrow User(j))$ dès lors qu'il y a ambiguïté, pour désigner le gain du diagramme associé à l'utilisateur i dans la direction de l'utilisateur j .
- la lettre L (*losses*) regroupe les pertes dans le bilan de liaison. On fera l'hypothèse simplificatrice que les pertes sont les mêmes pour tous les utilisateurs. Parmi les pertes qui influent sur le bilan de liaison, on peut citer les pertes atmosphériques à la montée (ciel clair) notées L_{AtmoUp} , et les pertes d'espace libre à la montée notées L_{FSLUp} (*free space losses*). Ces dernières dépendent de la distance terminal-satellite R et de la longueur d'onde λ :

$$L_{FSLUp} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2. \quad (1.3)$$

- la lettre B représente la bande passante du signal utile.
- T_A et T_{Rep} sont respectivement les températures de bruit équivalentes de l'antenne et du répéteur.
- k est la constante de Boltzmann.

L'expression du rapport des puissances du signal et du bruit $\left(\frac{C}{N}\right)_{User}$ s'exprime de la façon suivante :

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{User} = \left(\frac{EIRP_{Term}}{L_{AtmoUp} L_{FSLUp} k(T_A + T_{Rep}) B} \right) G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User). \quad (1.4)$$

En ce qui concerne le rapport de puissances signal-interférences, on rappelle qu'on considère l'hypothèse selon laquelle les pertes liées à la propagation sont identiques quel que soit le terminal utilisateur considéré. Sous cette hypothèse simplificatrice, le terme $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ peut s'écrire :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{User} = \frac{EIRP_{UOI} G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User)}{\sum_{j \in Interferences} EIRP_{Interferer}(j) G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User(j))}. \quad (1.5)$$

Si on suppose tous les terminaux identiques et qu'aucun brouilleur externe n'est actif, ce terme se réduit à un simple rapport de puissance sur les gains d'antenne. L'expression complète (1.5) doit être conservée en présence de brouilleurs à forte puissance.

Le calcul de ces deux termes $\left(\frac{C}{N}\right)_{User}$ et $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ associés au lien utilisateur permet d'évaluer le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$. On peut alors déterminer quel schéma de modulation et de codage est autorisé pour chaque lien qui vérifie l'équation (1.1), et quel est le débit associé.

1.3 Définition de l'antenne réception de la charge utile de communication

1.3.1 Nécessité d'une antenne multifaisceaux

Pour respecter le bilan de liaison avec des terminaux utilisateurs de taille réduite, il est nécessaire d'utiliser une antenne Rx à fort gain, car si le terminal utilisateur est petit, son gain et donc sa puissance EIRP sont faibles. Dans l'équation (1.4), le terme $EIRP_{Term}$ est petit, ce qui est à priori pénalisant. Le seul terme à même de compenser cette valeur est le gain d'antenne $G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User)$. D'autre part, la zone de service est étendue : il faut donc pouvoir fournir un fort gain, et l'assurer sur un domaine angulaire important.

Une antenne multifaisceaux (MBA) est la seule adaptée à notre contexte d'étude, puisqu'elle satisfait l'exigence de fort gain sur une zone étendue [9], grâce à la juxtaposition de multiples diagrammes assurant un fort gain. De plus, le filtrage spatial introduit par une antenne MBA permet de réutiliser la ressource radio sur des spots non adjacents, si ceux-ci sont suffisamment isolés par les diagrammes assurant la couverture, pour que la capacité du système soit augmentée à bande allouée constante. L'antenne MBA répond donc aussi à l'exigence de réutilisation de la ressource.

1.3.2 Choix du panneau rayonnant

La génération de faisceaux multiples peut être réalisée soit avec plusieurs ouvertures soit avec une seule comportant éventuellement un équipement optique (un ou plusieurs réflecteurs). Nous discutons le choix du panneau rayonnant qui sera utilisé dans l'étude.

1.3.2.1 Une source par spot (SFB)

La solution la plus simple pour générer des faisceaux multiples consiste à former chaque faisceau à l'aide d'un seul élément rayonnant situé dans le plan focal d'une optique focalisante (réflecteur). Ce type d'antenne est appelé antenne "une source par spot" (SFB - *Single Feed per Beam*). Cependant, cette solution ne permet pas de former une couverture continue efficacement avec une seule ouverture rayonnante, car la distance entre sources est imposée par la distance entre spots. Pour la taille de source ainsi déterminée, l'illumination du réflecteur est non-optimale et les performances de l'antenne sont dégradées.

Une solution pour parvenir à former une couverture continue avec un fort gain est d'utiliser plusieurs antennes SFB. Chaque antenne forme une grille de spots plus espacés et l'entrelacement de ces grilles permet la formation de la couverture multifaisceaux continue. La taille des sources peut alors augmenter sans compromettre la distance entre spots. Cependant, l'utilisation de plusieurs antennes est pénalisante pour l'implantation satellite. Ce type de dispositifs ne permet pas d'assurer de bonnes performances sur la totalité d'une couverture étendue, car les spots placés en bord de couverture sont trop défocalisés pour avoir un gain suffisant.

1.3.2.2 Antenne réseau à réflecteur (FAFR)

Pour assurer une couverture multifaisceaux avec un seul réflecteur, une autre solution existe. Elle est basée sur la mise en réseau des sources élémentaires. Chaque faisceau est formé par la contribution de 7 à 12 éléments rayonnants [10], et chaque élément rayonnant contribue à la formation d'un à plusieurs faisceaux, jusqu'à 7 pour les sources centrales. La figure 1.3 illustre l'utilisation d'un réseau de sources entrelacées pour la formation de deux spots.

Dans la thèse de G.Sow [1], c'est ce type d'antenne à réflecteur qui est utilisé. La représentation de l'antenne FAFR utilisée est donnée en figure 1.4. L'antenne FAFR a été définie comme la meilleure solution pour répondre à la spécification de la couverture théâtre, zone de service d'environ 1000km à l'intérieur de laquelle se trouvent tous les utilisateurs. L'antenne FAFR est pointée mécaniquement vers le centre de la zone à couvrir et les spots sont ensuite formés à l'intérieur de celle-ci. Ce type d'antenne est également une bonne solution pour des couvertures moyennement étendues de type

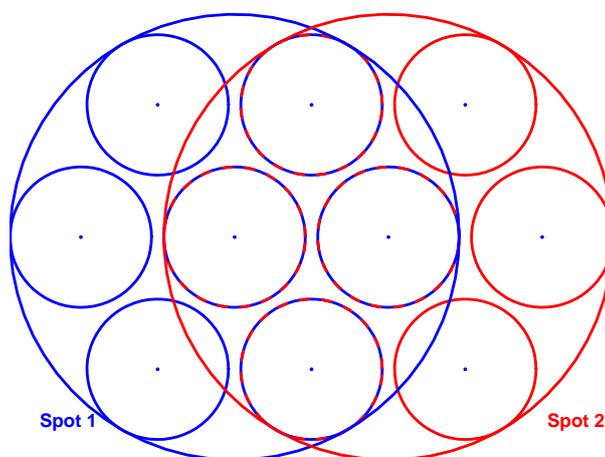


FIGURE 1.3 – Réseau de sources entrelacées

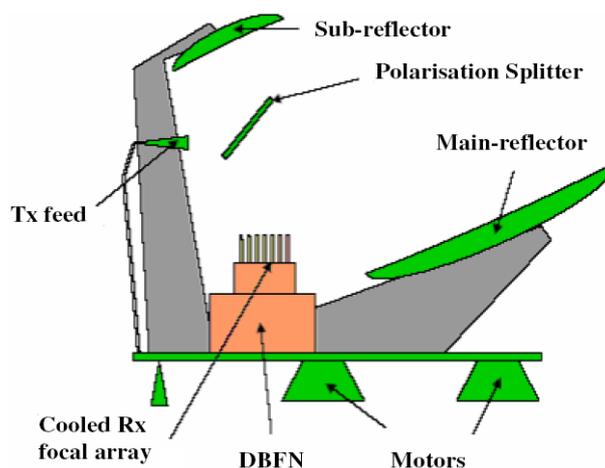


FIGURE 1.4 – FAFR (figure issue de la thèse de G.Sow [1])

couverture européenne.

Dans notre contexte avec une couverture étendue, l'utilisation d'une seule antenne FAFR est impossible, car les spots les plus défocalisés ne pourraient pas bénéficier d'un gain suffisant. Plusieurs antennes sont alors nécessaires, chaque antenne étant pointée mécaniquement vers le centre du théâtre. Le fait de recourir à l'utilisation de plusieurs antennes FAFR (ou SFB) est contraint par l'implantation satellite et l'espace restreint alloué aux antennes. La limitation est typiquement de

l'ordre de six à huit antennes théâtres.

1.3.2.3 Antenne réseau à rayonnement direct (DRA)

L'antenne réseau à rayonnement direct (DRA) est une ouverture constituée de plusieurs sources élémentaires juxtaposées. C'est une antenne capable, selon sa taille, de répondre aux exigences de fort gain sur une couverture étendue. A l'inverse d'une antenne FAFR, le DRA n'est pas un équipement focalisant : une seule antenne est suffisante pour couvrir la zone de service.

Un autre avantage lié à l'utilisation d'un DRA par rapport au FAFR et au SFB est l'application du principe de "dégradation douce" (ou *graceful degradation*). Dans un DRA, tous les éléments rayonnants contribuent à part équivalente à la formation d'un faisceau. La "perte" (i.e. panne) d'un élément rayonnant perturbe peu le diagramme global, par opposition au cas du FAFR où la performance de gain du faisceau affecté est affaiblie, et au cas du SFB où le faisceau est alors totalement perdu. La perte d'un élément rayonnant n'est donc pas critique pour un DRA. On peut éviter la mise en place de redondance des éléments rayonnants, qui existe pour les FAFR et SFB, en surdimensionnant légèrement l'antenne pour prendre en compte la perte statistique d'une partie des sources rayonnantes.

De telles antennes sont déjà utilisées sur des systèmes existants. Par exemple, le satellite expérimental japonais WINDS (Wideband InterNetworking engineering test and Demonstration Satellite) utilise deux antennes DRA (une en Rx, et une en Tx). Il a été lancé en 2008, et sa mission principale est d'assurer des communications à haut débit avec des utilisateurs disposant de stations de tailles multiples [11]. Le satellite WINDS a la capacité de former quatre spots reconfigurables (deux en Rx, deux en Tx) dans toute la zone Pacifique à l'aide des deux antennes de 128 éléments rayonnants [12, 13]. Le système américain SPACEWAY 3 utilise également une antenne DRA pour la transmission. Il forme des faisceaux multiples sur tout le territoire Nord-Américain ainsi qu'en direction de certaines grandes villes du centre et du Sud du continent américain pour des services de télévision et d'internet. L'antenne DRA utilisée sur SPACEWAY 3 possède 1500 éléments et forme 24 spots mobiles, les localisations des spots étant choisies parmi 800 positions pré-établies [14, 15].

1.3.2.4 Règles de dimensionnement du DRA

L'antenne DRA est définie par son diamètre et la taille de ses éléments rayonnants. On en déduit ensuite le nombre d'éléments rayonnants du réseau. Le dimensionnement de l'antenne s'effectue en deux étapes [16] :

- le diamètre de l'antenne est déterminé au premier ordre par le niveau de gain requis pour tous les utilisateurs de la couverture, de telle sorte que chacun respecte les contraintes liées au bilan de liaison. En première approximation, la formule (1.6) suivante est utilisée pour trouver le diamètre D_{Sat} de l'antenne selon la spécification de gain $G_{Sat,Spec}$, la longueur d'onde λ et le rendement η de l'antenne. Ce dernier comprend le rendement d'illumination, de surface, les pertes ohmiques et le rendement des éléments rayonnants [7].

$$D_{Sat} = \lambda/\pi \sqrt{G_{Sat,Spec}/\eta}. \quad (1.6)$$

- la mise en réseau des éléments rayonnants provoque une périodisation du diagramme d'antenne. En particulier, le lobe principal est reproduit à intervalles réguliers par des lobes de réseaux. La taille des éléments rayonnants détermine la distance minimale qui sépare les lobes de réseaux et le lobe principal. Les éléments rayonnants sont alors dimensionnés pour que les lobes de réseaux soient situés en dehors de la zone d'intérêt, et donc ici en dehors de la face terrestre visible par le satellite. La maille du réseau employée influe également sur les positions des lobes de réseau. Dans notre cas, le DRA utilise une maille hexagonale, c'est-à-dire que chaque rangée d'éléments rayonnants est décalée de la taille d'un demi élément par rapport à la rangée précédente, et la distance d entre chaque centre est identique ce qui est assuré par les relations $d_x = d$ et $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d$ (cf. figure 1.5(a)).

Avec une maille hexagonale, les lobes de réseaux sont situés à [16]

$$\begin{cases} u_p = \tilde{u}_0 + \frac{p\lambda}{d_x}, p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ v_q = \begin{cases} \tilde{v}_0 + \frac{q\lambda}{d_y}, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots & \text{si } p \text{ pair} \\ \tilde{v}_0 + \frac{(q-0.5)\lambda}{d_y}, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots & \text{si } p \text{ impair} \end{cases} \end{cases} \quad (1.7)$$

où $u_i = \sin(\theta_i) \cos(\phi_i)$ et $v_i = \sin(\theta_i) \sin(\phi_i)$ et le couple $(\tilde{\theta}_0, \tilde{\phi}_0)$ représente la direction de pointage en coordonnées sphériques. La figure 1.5(b) représente la position du lobe principal ($p = q = 0$) et les positions des lobes de réseaux, situés à chaque coin d'un hexagone. Le disque correspond au lobe principal et les losanges aux lobes de réseau. La limite de l'espace visible est représentée par un cercle. Les lobes de réseau sont donc visibles dès lors qu'ils sont situés à l'intérieur du cercle.

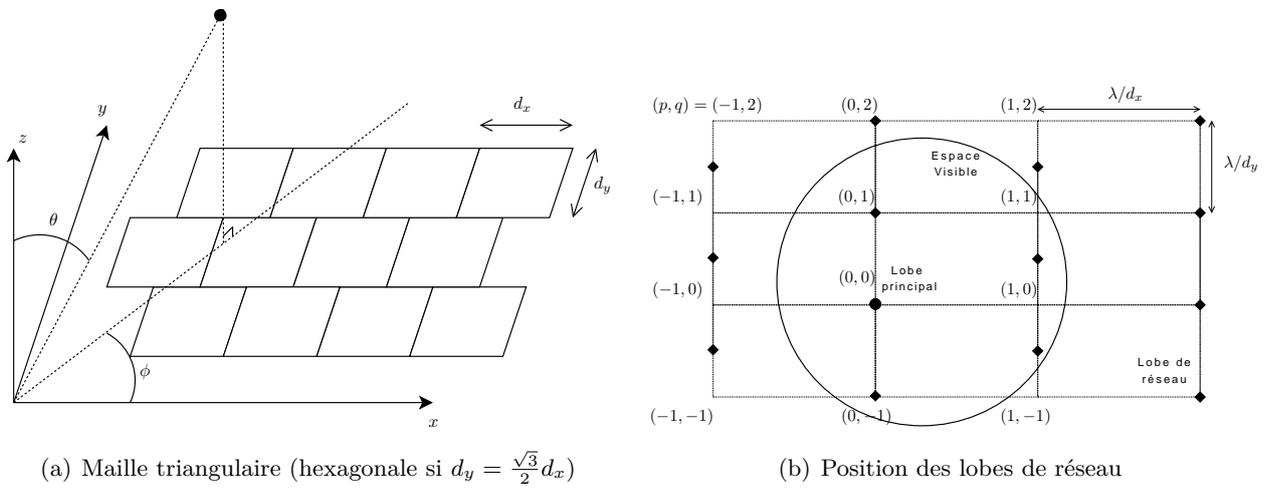


FIGURE 1.5 – Maille du réseau et position des lobes de réseaux

Ces règles de dimensionnement simples basées sur des calculs au 1er ordre montrent que pour une couverture globale comme celle visée ici avec des spots aussi directifs, le nombre d'éléments rayonnants est élevé typiquement de l'ordre de une à plusieurs centaines, ce qui est très supérieur à ce qui était considéré dans [1] où l'antenne réseau FAFR avait 19 éléments.

En pratique, pour définir précisément les dimensions d'un DRA, il faut faire des simulations d'antenne plus détaillées qui prennent en compte les performances des éléments rayonnants, et également les effets du couplage entre éléments. Cependant, les formules présentées ci-dessus donnent un bon ordre de grandeur de la dimension de l'antenne.

1.3.2.5 Description des antennes utilisées

Nous étudions en particulier deux configurations d'antennes différentes. Chaque configuration s'inscrit dans le cadre de la mission décrite précédemment, à savoir former des spots multiples pour assurer des liaisons avec des utilisateurs, à petits terminaux, qui sont potentiellement dispersés à l'intérieur d'une couverture étendue. La différence principale entre les deux configurations d'étude réside dans la taille des spots au sol, ce qui implique une différence de diamètre d'antenne, et de nombre d'éléments rayonnants :

- Dans la première configuration, les spots considérés ont un diamètre d'environ 800km, ce qui représente environ 1.28° . Pour un système fonctionnant en bande Ka à une fréquence de 30.75Ghz, les outils de dimensionnement de THALES ALENIA SPACE ont établi que la taille d'antenne était de 448mm. Pour rejeter les lobes du réseau hors de la zone de service, les éléments rayonnants doivent mesurer chacun $d = 3.9\lambda$, ce qui implique, compte tenu de la taille d'antenne, qu'ils soient au nombre de 121.
- Dans la seconde configuration, la fréquence utilisée est plus élevée (44Ghz), et les spots sont plus petits. Ils mesurent chacun 0.68° ce qui représente un diamètre de 425km. Cela implique une antenne DRA de diamètre plus important. Elle mesure 590mm et possède 469 éléments rayonnants de 3.9λ chacun.

Les représentations de ces deux antennes sont données sur la figure 1.6.

1.3.3 Formateur de faisceaux

Réaliser la formation de faisceaux consiste à modifier l'amplitude et la phase des signaux aux sorties des éléments d'antenne et à combiner les signaux ainsi obtenus. Cela offre la possibilité de focaliser le diagramme de l'antenne dans une direction particulière de l'espace, et également d'en contrôler la forme. Par conséquent, cela permet la réalisation d'un filtrage spatial.

La complexité du formateur de faisceaux dépend essentiellement de trois paramètres :

- le nombre d'éléments rayonnants,
- le nombre de faisceaux à former,
- la bande allouée traitée (dans le cas d'un formateur de faisceaux numérique).

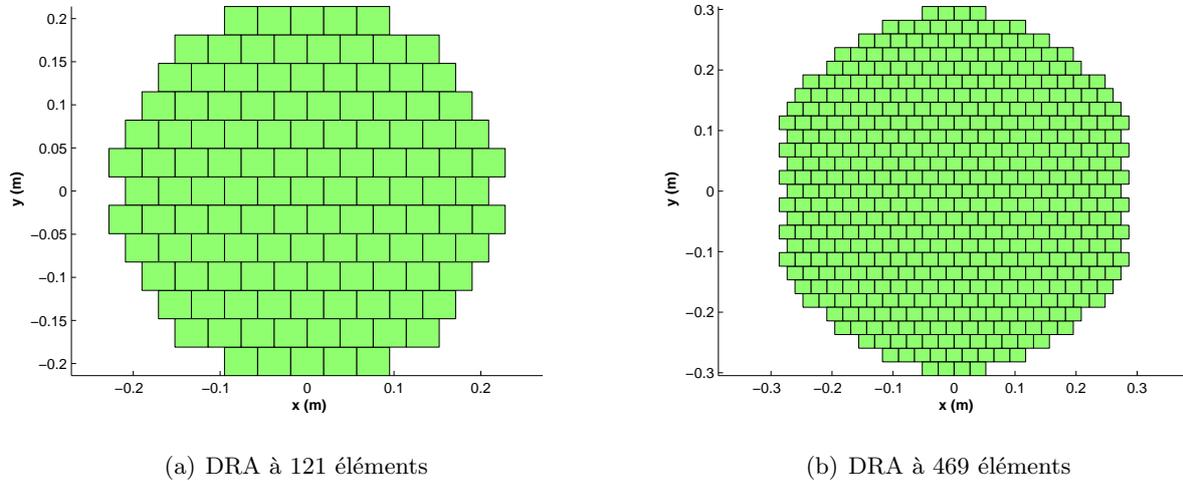


FIGURE 1.6 – Représentation des deux antennes DRA utilisées

Deux des principales technologies qui permettent de réaliser la fonction de formation de faisceaux sont brièvement présentées ici : le formateur analogique (ABFN - *Analogue Beamforming Network*) et le formateur de faisceaux numérique (DBFN - *Digital Beamforming Network*).

Si on utilise un formateur de faisceaux analogique, la formation de faisceaux est réalisée directement sur les signaux radiofréquences qui sont modifiés par des amplificateurs et déphaseurs. C'est le formateur de faisceaux le plus généralement utilisé sur les systèmes spatiaux, puisque c'est le plus simple à mettre en place [17]. Par exemple, le satellite WINDS utilise un ABFN pour former ses spots [18].

Si on réalise la formation de faisceaux en numérique, l'architecture à mettre en place est plus complexe que pour un formateur analogique. En effet, le signal radiofréquence obtenu sur chaque voie est descendu en bande de base à l'aide d'une chaîne de descente en fréquence ou DoCon (pour *Down Converter*), puis numérisé par un convertisseur analogique-numérique (ADC - *Analogue to Digital Converter*) et enfin échantillonné. La modification de phase et d'amplitude est réalisable à souhait par l'application de pondérations numériques complexes. Une architecture simplifiée d'une voie de la formation de faisceaux numérique est représentée sur la figure 1.7.

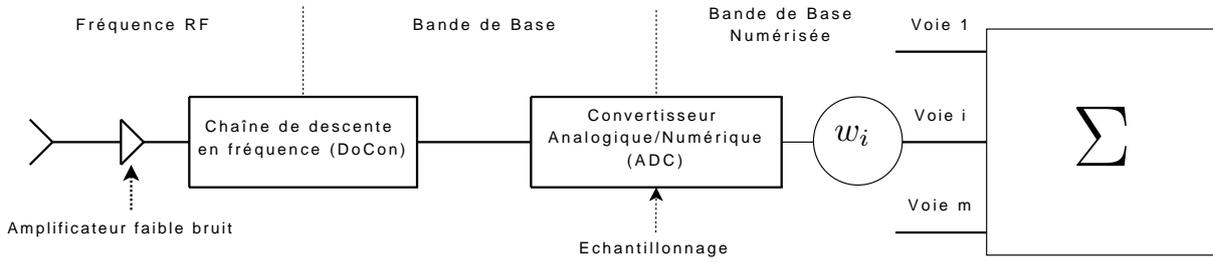


FIGURE 1.7 – Architecture DBFN simplifiée

Les avantages potentiels du formateur de faisceaux numérique par rapport au formateur de faisceaux analogique sont largement documentés [19]. On peut citer principalement :

- la reconfigurabilité des faisceaux avec possibilité d'implémenter simplement le traitement adaptatif par des pondérations numériques,
- le couplage avec d'autres fonctions de traitements numériques (filtrage, multiplexage, désétalement, démodulation, etc...).
- la possibilité de former un faisceau par utilisateur.

Pour illustrer ce dernier point, nous représentons l'architecture d'une charge utile destinée à former un spot par utilisateur sur la figure 1.8. Chaque signal reçu par un élément rayonnant est numérisé, puis le démultiplexage qui permet la canalisation est réalisé. On peut ainsi former un faisceau par canal fréquentiel et par utilisateur.

Le principal inconvénient du DBFN par rapport au formateur analogique reste la forte consommation d'énergie qu'il implique directement ou indirectement. En effet, la mise en place d'une chaîne de descente en fréquence par élément rayonnant implique une masse supplémentaire à traiter, des problèmes d'implémentation sur l'architecture de la charge utile, et par conséquent une consommation d'énergie accrue par rapport à un ABFN. De plus, la complexité du processeur réalisant le calcul des pondérations augmente la consommation induite par le DBFN. Il est toutefois le seul à pouvoir apporter la flexibilité requise pour le SDMA couplant formation de faisceaux adaptative et allocation de la ressource variable.

Tout d'abord, nous souhaitons un système qui forme un spot par utilisateur. Or un ABFN ne peut former qu'un nombre limité de faisceaux (typiquement < 50) [20]. Comme on espère maximiser

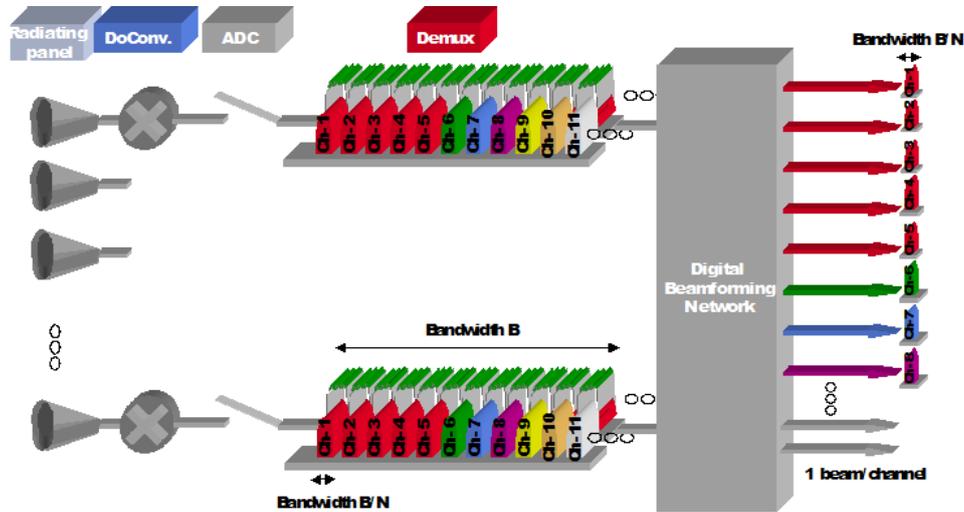


FIGURE 1.8 – Association DRA-DBFN

le nombre d'utilisateurs du système, le nombre de faisceaux à former est trop grand pour utiliser un ABFN. L'utilisation d'un ABFN sur WINDS est possible puisque seulement 4 spots mobiles sont formés [18].

Les faisceaux formés avec un DBFN sont totalement reconfigurables, puisque changer le diagramme d'antenne signifie modifier les coefficients de pondération numériques. Cette opération de pondération des signaux échantillonnés est relativement simple. Modifier les coefficients n'implique aucun changement sur l'état des composants de l'antenne ou sur les performances avant la numérisation. Avec un formateur analogique, cette flexibilité sur le diagramme est possible, mais elle est limitée par les états des composants disponibles.

De plus, l'accès aux échantillons captés aux sorties des éléments rayonnants est également un avantage, puisque cela permet de mettre en place des traitements annexes avec un processeur secondaire qui offre la possibilité, par exemple, de calculer et corriger les erreurs de calibration ou de dépointage. Pour des opérations équivalentes, un ABFN nécessite l'emploi d'un BFN auxiliaire. De plus, les échantillons ne sont pas disponibles avec un ABFN, puisque les faisceaux sont recombinaés à partir des puissances des signaux radio reçus. Aucun stockage des informations sur le signal ne peut être effectué.

Au final, le DBFN, malgré la forte consommation qu'il induit, est donc la solution envisagée pour notre contexte d'étude.

1.4 Gestion de la ressource radio (RRM)

1.4.1 Utilité du partage des ressources

Nous supposons que le système étudié utilise une interface air basée en grande partie sur l'utilisation du standard DVB-RCS [21]. Cette interface air utilise un schéma d'accès multiple MF-TDMA (pour *Multiple Frequency Time Division Multiple Access*). Cette appellation signifie que la ressource est découpée à la fois en temps et en fréquence. Nous supposons ici que des canaux fréquentiels peuvent être attribués à des spots en prenant éventuellement en compte la demande effective existante.

Lorsqu'elle est possible, la flexibilité d'allocation de la ressource permet de gérer au mieux la bande de fréquence disponible. Le RRM est défini comme la façon d'associer une ressource temps-fréquence à un spot particulier. Il doit permettre d'assurer la meilleure utilisation possible du spectre disponible. Autrement dit, l'objectif du RRM est de maximiser l'efficacité spectrale du système à bande donnée, i.e. maximiser la quantité d'information transmise aux utilisateurs avec une bande de fréquence fixée. La réutilisation des ressources doit permettre l'augmentation de la capacité du système. Le processus d'allocation de la ressource attribue les différentes ressources en temps et en fréquence aux utilisateurs concernés de telle sorte que le bilan de liaison décrit à la section 1.2.3 soit respecté pour chacun d'entre eux.

A l'issue du processus d'allocation, le système peut identifier les co-utilisateurs de chaque utilisateur. Les interférences internes sont donc définies et la formation de faisceaux adaptative peut être mise en place pour minimiser la contributions de ces interférences et ainsi augmenter l'isolation entre chaque faisceau.

1.4.2 Optimisation de l'allocation de la ressource

Pour assurer la meilleure utilisation possible des ressources, il faut disposer d'un algorithme d'optimisation permettant de maximiser le nombre de canaux attribués tout en respectant le bilan de liaison.

Dans [1], l'algorithme qui gère l'allocation de la ressource fonctionne de telle sorte que les canaux fréquentiels disponibles sont attribués selon l'ordre d'arrivée des utilisateurs. Si un utilisateur n'a pas de ressource, l'algorithme lui attribue un canal disponible. Si tous les canaux sont déjà utilisés, alors le premier canal qui permet de respecter le $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ est attribué à cet utilisateur. L'algorithme n'est donc pas optimal car il ne permet pas une considération globale de la demande. En particulier, l'algorithme ne cherche pas à attribuer à un nouvel utilisateur une ressource telle que l'interférence générée soit minimale, mais il lui alloue la première ressource disponible. L'algorithme peut ainsi arriver à "bloquer" certaines ressources très rapidement, alors que de meilleures répartitions spatiales de co-utilisateurs pourraient être trouvées en considérant globalement la demande.

Pour les travaux de thèse décrits ici, nous disposons d'un algorithme d'allocation de la ressource temps-fréquence-position appelé 3D-RRM basé sur un algorithme de type glouton décrit dans [6]. Le principe d'un algorithme glouton est de prendre n décisions (concernant l'allocation des fréquences aux n utilisateurs) sans revenir en arrière. Il est nécessaire pour un tel algorithme de définir une règle de sélection du prochain utilisateur à traiter puis une règle de sélection sur le canal à lui attribuer. L'algorithme 3D-RRM n'attribue une fréquence à un utilisateur que si cette affectation ne provoque le rejet d'aucun autre utilisateur déjà traité.

Le choix du prochain utilisateur est réalisé de la façon suivante. Parmi tous les utilisateurs restants à traiter, l'algorithme calcule pour chacun d'eux le nombre de canaux disponibles compte tenu du bilan de liaison et des utilisateurs déjà traités. L'utilisateur au plus petit nombre de canaux disponibles est sélectionné. En cas d'égalité, l'algorithme calcule la marge disponible et choisit l'utilisateur associé à la plus petite marge. L'idée de cette règle de sélection est de traiter en premier les utilisateurs les plus contraints en termes de canaux disponibles. En ce qui concerne le choix de la couleur attribuée à l'utilisateur à traiter, on privilégie celle qui préserve le plus de possibilité d'affectation de cette même couleur aux autres utilisateurs. En cas d'égalité, celle qui préserve le plus de marge pour

ces mêmes utilisateurs est choisie. L'idée de cette règle est de choisir la couleur qui laisse le plus de degrés de liberté pour les affectations ultérieures.

1.5 Différentes stratégies pour l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux

La zone de service peut être couverte de plusieurs façons en associant un processus de gestion de la ressource et une antenne multifaisceaux. Nous décrivons quatre stratégies qui associent la formation de faisceaux et l'allocation de la ressource. Elles sont classées de la plus simple à mettre en place à la plus évoluée :

1. Formation de spots fixes avec allocation fixe de la bande par spot,
2. Formation de spots fixes avec allocation d'une bande variable par spot,
3. Formation d'un spot par utilisateur avec pointage du faisceau vers l'utilisateur d'intérêt et allocation d'une ressource élémentaire par spot
4. SDMA : formation d'un spot par utilisateur avec la possibilité de réduire la contribution des interférences et allocation d'une ressource élémentaire par spot.

Ces associations sont décrites ci-dessous en détaillant à chaque fois le diagramme d'antenne, l'allocation de la ressource, l'impact sur la charge utile et les limitations associées.

1.5.1 Spots Fixes, Allocation Fixe

1.5.1.1 Diagramme d'antenne

Pour couvrir la zone d'intérêt, les systèmes satellites utilisent classiquement des faisceaux fixes. Les spots qui assurent ce type de couverture se recoupent généralement à 3 ou 4dB en dessous du niveau maximum du diagramme. En d'autres termes, un utilisateur à l'intérieur de la couverture bénéficie au pire d'un gain inférieur de 3 à 4dB par rapport au maximum.

1.5.1.2 Allocation de la ressource

Chaque ressource est réutilisée suivant un schéma fixe qui assure une distance fixe entre spots proches utilisant la même ressource. Un nombre fixe de canaux est prédéfini et attribué à chaque faisceau. On peut alors effectuer le regroupement des canaux par spot pour former des sous-bandes de même taille. Sur la figure 1.9 est représenté le schéma fixe de réutilisation de la fréquence associé au cas où la bande totale est divisée en $N = 3$ sous-bandes, soit un schéma 1/3. Les schémas classiques sont 1/3, 1/4 ou 1/7.

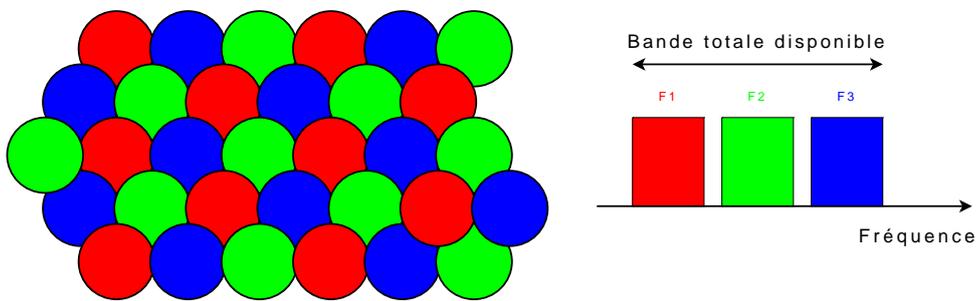


FIGURE 1.9 – Découpage de la bande en 3 sous-bandes

Si un spot contient plusieurs utilisateurs, chacun se voit attribuer une partie de la sous-bande allouée au spot d'après une découpe en fréquence et/ou en temps et conformément à leur besoin. La figure 1.10 représente l'utilisation des canaux à l'intérieur du spot. On suppose sur ce dessin que la sous-bande attribuée à chaque spot est constituée de deux canaux fréquentiels, et que trois utilisateurs sont présents et se partagent ces deux canaux. L'utilisateur U1 utilise un canal tandis que les utilisateurs U2 et U3 se partagent l'autre canal.

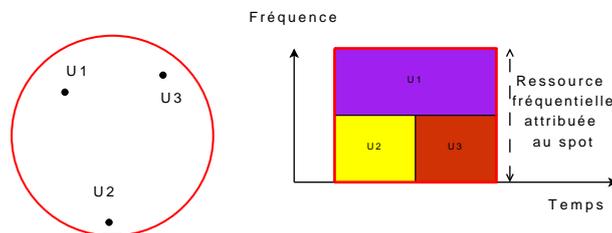


FIGURE 1.10 – Allocation Temps-Fréquence par spot

1.5.1.3 Avantages/Limitations

L'avantage principal de cette configuration de couverture réside dans la relative simplicité de l'architecture de la charge utile. Si la bande totale est divisée en N sous-bandes, la charge utile réalise alors N opérations de filtrage. La formation de spots fixes avec des sous-bandes fixes ne nécessite aucune reconfigurabilité ni pour le BFN, ni pour le filtrage, dont la granularité est élevée.

Le principal inconvénient de ce type de couverture est évidemment le manque de flexibilité au niveau de l'allocation des ressources à l'intérieur des spots, notamment quand la demande est hétérogène sur les différents faisceaux. Si des spots sont vides, les canaux de la sous-bande associée sont inutilisés et donc gaspillés. A l'inverse, si le nombre d'utilisateurs souhaitant communiquer à l'intérieur d'un même spot est supérieur au nombre de canaux prévus pour le faisceau, les utilisateurs supplémentaires sont ignorés par le système même si des canaux sont libres sur des spots adjacents. Par conséquent, le nombre d'utilisateurs qui communiquent en même temps n'est pas optimal.

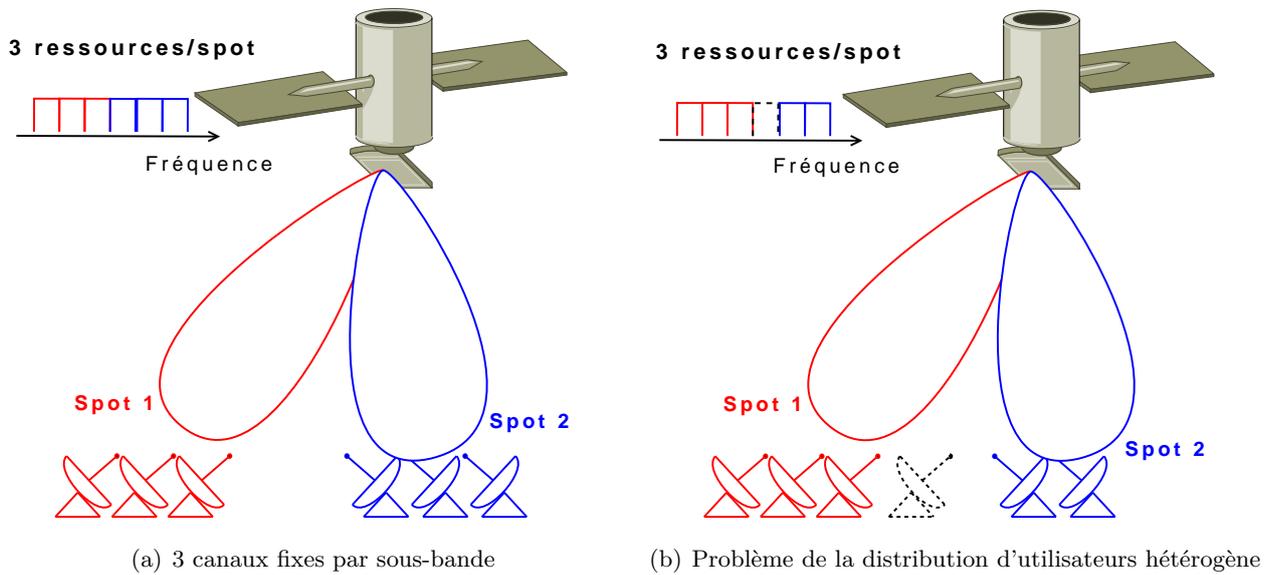


FIGURE 1.11 – Spots fixes et allocation des sous-bandes fixe

Un exemple simplifié de la couverture spots fixes/allocation fixe est représenté sur la figure 1.11(a). Deux spots contenant chacun trois utilisateurs sont illustrés. Trois canaux sont alloués par spot.

Chacun des trois utilisateurs reçoit un canal fréquentiel pour communiquer. Le découpage fréquentiel est donc adapté si les demandes sont identiques d'un spot à l'autre. Considérons maintenant le cas où un canal alloué au spot 2 n'est pas utilisé, illustré sur la figure 1.11(b). Dans le spot 1 en revanche, les trois canaux sont tous attribués et le 4ème utilisateur ne peut donc pas communiquer en même temps que les trois autres.

1.5.2 Spots Fixes, Allocation Variable

1.5.2.1 Diagramme d'antenne

La couverture réalisée par l'antenne est identique à la précédente. Chaque spot se recoupe à 3 ou 4dB du maximum de gain, qui est atteint au centre du spot.

1.5.2.2 Allocation de la ressource

Afin de répondre au problème de distributions d'utilisateurs hétérogènes sur différents spots, une allocation de la ressource variable par spot est mise en place. On ne parle donc plus de sous-bandes. La flexibilité d'allocation de la bande permet d'éviter de réserver de la capacité pour des spots qui n'en ont pas besoin et ainsi permettre une meilleure gestion des canaux que la stratégie précédente.

Sur la figure 1.12(a) est repris l'exemple de la figure 1.11(b) des 2 spots fixes dans lesquels se trouvent respectivement 4 et 2 utilisateurs. La capacité précédemment allouée au spot 2 est ré-affectée au spot 1. Le nombre de canaux est donc variable par spot et l'utilisation de la ressource est optimisée suivant le positionnement des utilisateurs.

1.5.2.3 Avantages/Limitations

La division en sous-bandes permettait au schéma d'allocation fixe de garder une architecture simple puisque le nombre de filtres utilisé était raisonnable. Dans cette configuration d'allocation variable, il faut prendre en compte le besoin de réaliser une canalisation étroite i.e. avec une granularité de filtrage plus fine. La charge utile devient plus complexe, puisque le filtrage à réaliser est plus fin et le nombre de filtres est plus important.

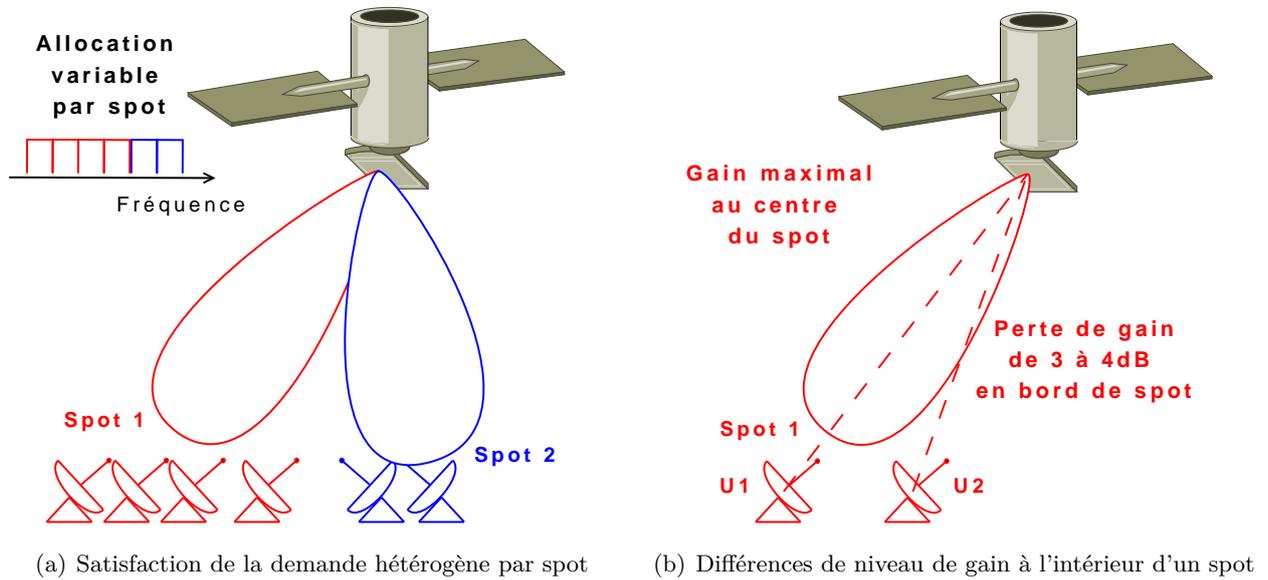


FIGURE 1.12 – Spots fixes et allocation des canaux variable selon les faisceaux

Bien qu'elle introduise de la flexibilité dans la gestion de la ressource, cette stratégie n'est pas optimale. Les valeurs de gain d'antenne satellite en direction des terminaux utilisateurs ne sont pas optimales, car à l'intérieur d'un même spot existent des disparités de gain. En effet, couvrir la zone de service par des spots fixes entraîne qu'un utilisateur en bord de spot comme l'utilisateur U2 sur la figure 1.12(b), bénéficie d'un niveau de gain qui vaut au pire 3 à 4dB de moins que le maximum obtenu au centre du spot, comme cela est illustré sur la figure 1.12(b). Pour revenir au bilan de liaison des équations (1.4) et (1.5), c'est le terme $G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User)$ qui varie de 3 à 4dB au maximum.

La prise en compte des utilisateurs en bord de spot est une donnée essentielle dans le dimensionnement de l'antenne. Cela conduit à un surdimensionnement de cette dernière puisque les spécifications de gain sont établies sur ces utilisateurs en bord de spot.

1.5.3 Un spot par utilisateur - Pointage du faisceau

1.5.3.1 Diagramme d'antenne

Pour améliorer le gain en direction de tous les utilisateurs, on forme un spot par utilisateur. Chaque spot peut alors être dirigé vers l'utilisateur à couvrir. Le terminal utilisateur bénéficie donc du maximum de gain disponible à l'intérieur du spot puisqu'il est, par construction du faisceau, au centre de celui-ci. Le bilan de liaison ne se calcule plus avec la valeur de $G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User)$ correspondant au bord de spot, mais avec celle correspondant au centre du spot. Le dimensionnement de l'antenne est réalisée non plus sur le gain en bord de spot comme dans le cas où les spots sont fixes, mais sur la valeur de gain au centre du spot.

D'un point de vue système, cet avantage peut se traduire de deux façons différentes, soit sur l'antenne satellite, soit sur les terminaux utilisateurs. Le changement de niveau de gain permet de respecter les mêmes exigences en termes de bilan de liaison qu'avec une configuration de spots fixes, soit en utilisant une antenne satellite moins directive et donc plus petite, soit en utilisant des terminaux utilisateurs qui peuvent émettre avec moins de puissance ou une plus petite antenne, i.e. avec une $EIRP_{Term}$ réduite.

Le concept de formation d'un faisceau par utilisateur est illustré sur la figure 1.13(a). Deux spots sont formés, chacun en direction de l'utilisateur associé pour lui permettre de bénéficier du maximum de gain.

1.5.3.2 Allocation de la ressource

Un canal est associé à un spot et un utilisateur. La ressource fréquentielle est, comme précédemment, réutilisée pour des spots différents à condition que la formation de faisceaux permette d'assurer un filtrage spatial suffisant. La réutilisation de la ressource est illustrée sur la figure 1.14.

1.5.3.3 Avantages/Limitations

L'architecture charge utile est plus complexe que la précédente. La formation d'un faisceau par utilisateur nécessite l'utilisation d'un DBFN qui permet de former de très nombreux faisceaux, et

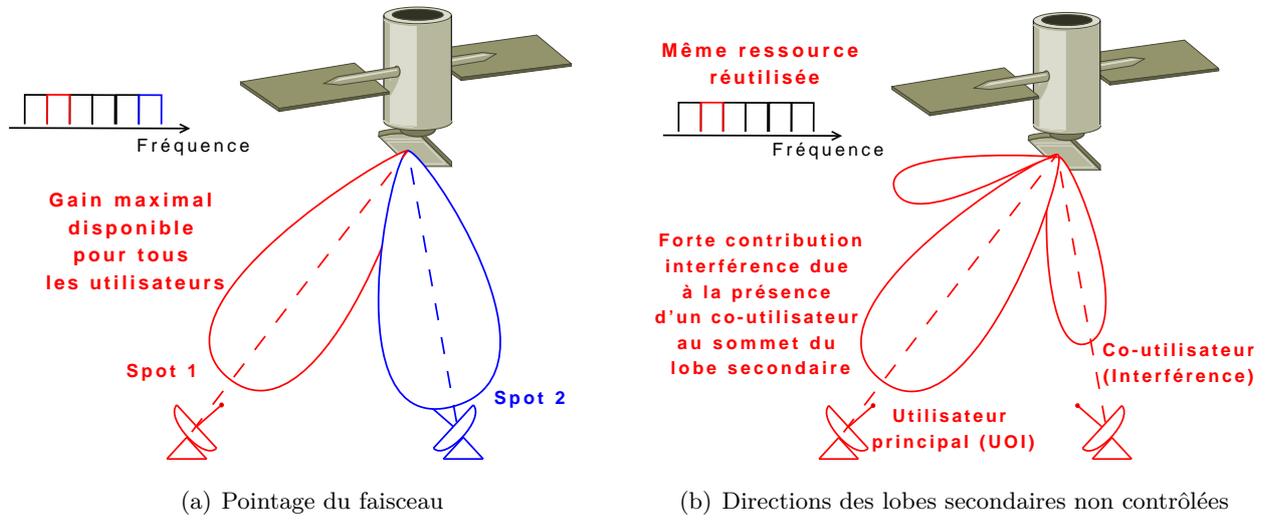


FIGURE 1.13 – Formation d'un spot par utilisateur

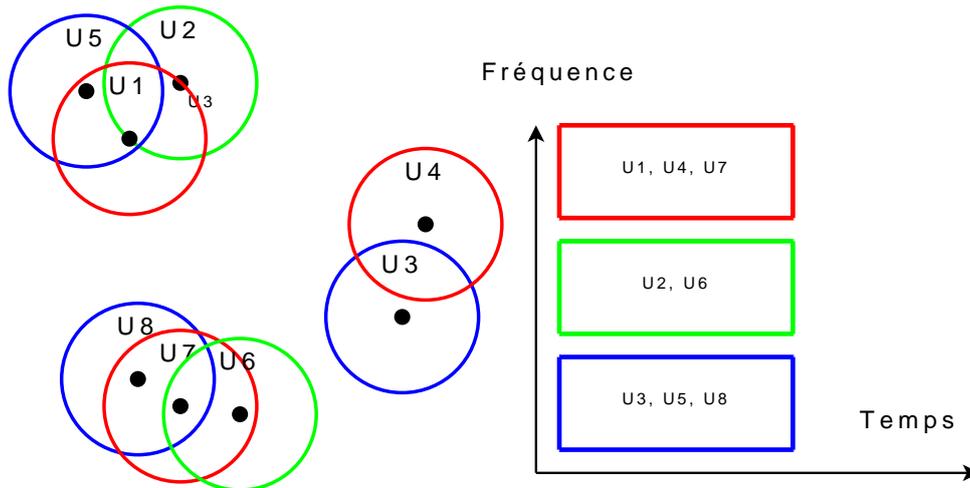


FIGURE 1.14 – Allocation de la ressource pour une couverture “un spot par utilisateur”

qui peut être associé au démultiplexeur pour gérer l'allocation, mais l'antenne nécessite une chaîne de réception par élément rayonnant, contrairement aux stratégies précédentes.

Le pointage individuel de chaque faisceau vers l'utilisateur permet certes d'optimiser le gain, mais ne donne aucun contrôle sur le niveau d'isolation relative des utilisateurs partageant la même ressource. La loi d'alimentation du réseau, qui effectue le pointage du diagramme vers l'utilisateur

principal, permet de contrôler globalement le niveau des lobes secondaires mais ne permet pas de le minimiser dans une direction particulière. Il est donc possible que ceux-ci soient dirigés vers des utilisateurs interférents, comme le montre la figure 1.13(b) où le $\left(\frac{C}{I}\right)_{User}$ n'est pas optimal. De plus, si un brouilleur est trop proche de l'UOI, il est fortement probable que le filtrage spatial introduit par l'antenne réseau soit insuffisant pour permettre la communication. En effet, le niveau de puissance d'un brouilleur dans la bande du signal est plus fort que le niveau des utilisateurs du système. Pour assurer un même $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$, la réjection du diagramme satellite doit donc être beaucoup plus importante. Dans l'équation (1.5), le seul terme qui puisse "absorber" l'augmentation de la puissance des interférences est $G_{Sat}(User_Beam \rightarrow User(j))$. Quand un brouilleur est présent, la valeur de gain satellite en direction de cette station perturbatrice doit donc être fortement diminuée.

1.5.4 SDMA : un spot par utilisateur et réjection des interférences

1.5.4.1 Diagramme d'antenne

Pour améliorer encore l'isolation spatiale entre utilisateurs et introduire la possibilité de rejeter des brouilleurs, on améliore la configuration précédente "un spot par utilisateur" en introduisant du traitement d'antenne adaptatif. La formation de faisceaux adaptative permet de contrôler le diagramme d'antenne de telle sorte que, d'une part, le lobe principal soit dirigé vers l'UOI afin qu'il bénéficie du maximum de gain disponible, et que, d'autre part, des zéros soient placés dans le diagramme en direction des interférences et brouilleurs à rejeter.

1.5.4.2 Allocation de la ressource

En l'absence de brouilleur, la réjection des interférences provenant d'utilisateurs partageant le même canal permet d'améliorer le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de la liaison. On peut donc réutiliser la même ressource sur deux utilisateurs plus proches qu'en l'absence de réjection à iso-spécification de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$. Cela signifie qu'il est possible d'augmenter le nombre d'utilisateurs à qui la même ressource est attribuée, tout en respectant la même valeur de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$, en utilisant le processus d'allocation de la ressource. Une seconde approche consiste à utiliser l'amélioration du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ pour utiliser des schémas de modulation et de codage plus efficaces, augmentant ainsi le débit sur les liens concernés.

Le couplage allocation de la ressource et formation de faisceaux adaptative est appelé SDMA. Son principe est schématisé sur la figure 1.15.

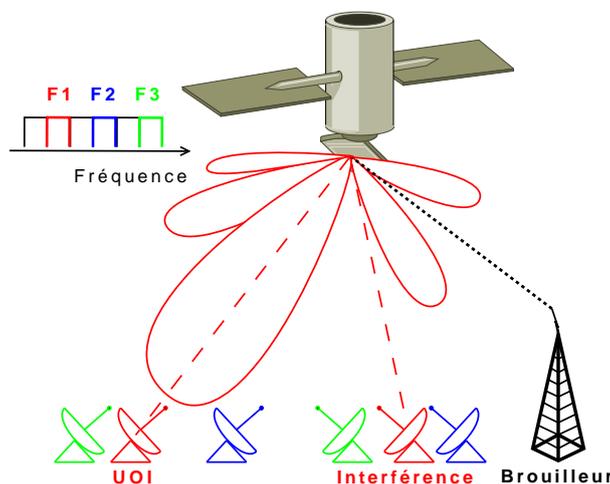


FIGURE 1.15 – Principe du SDMA

Dans cet exemple, on représente les utilisateurs associés à trois des canaux fréquentiels disponibles (F1, F2 et F3). L'utilisateur principal communique par la fréquence F1 qui est également utilisée par un co-utilisateur (*Interférence*). Un brouilleur externe (*jamming station*) est supposé interférer avec ces deux utilisateurs. Grâce au traitement adaptatif, des zéros ont été placés dans le diagramme de rayonnement en direction du brouilleur et du co-utilisateur pour minimiser leurs contributions, et le spot couvrant l'utilisateur principal est dirigé vers ce dernier pour qu'il bénéficie du maximum de gain disponible à l'intérieur du faisceau.

1.5.4.3 Avantages/Limitations

L'architecture de la charge utile est exactement la même que la précédente. Canalisation fine et DBFN permettent de réaliser le SDMA. Le contrôleur du formateur de faisceaux numérique est toutefois plus complexe car des processeurs numériques sont également nécessaires pour calculer et/ou mettre à jour les coefficients des traitements d'antenne adaptatifs pour chaque spot.

Comme dans la configuration "un spot par utilisateur", les limitations du SDMA concernent

principalement la complexité de la charge utile, et la charge liée aux traitements adaptatifs mis en œuvre, traduite soit par des calculs à bord du satellite, soit par un grand nombre de télémesures et télécommandes (TM/TC) si les calculs sont réalisés au sol.

1.5.5 Synthèse sur les stratégies de couverture

On représente sur la figure 1.16 les différentes stratégies de couverture en fonction de la flexibilité qu'elles permettent et de la couverture qu'elles assurent, et de la complexité de la charge utile qui leur est associée.

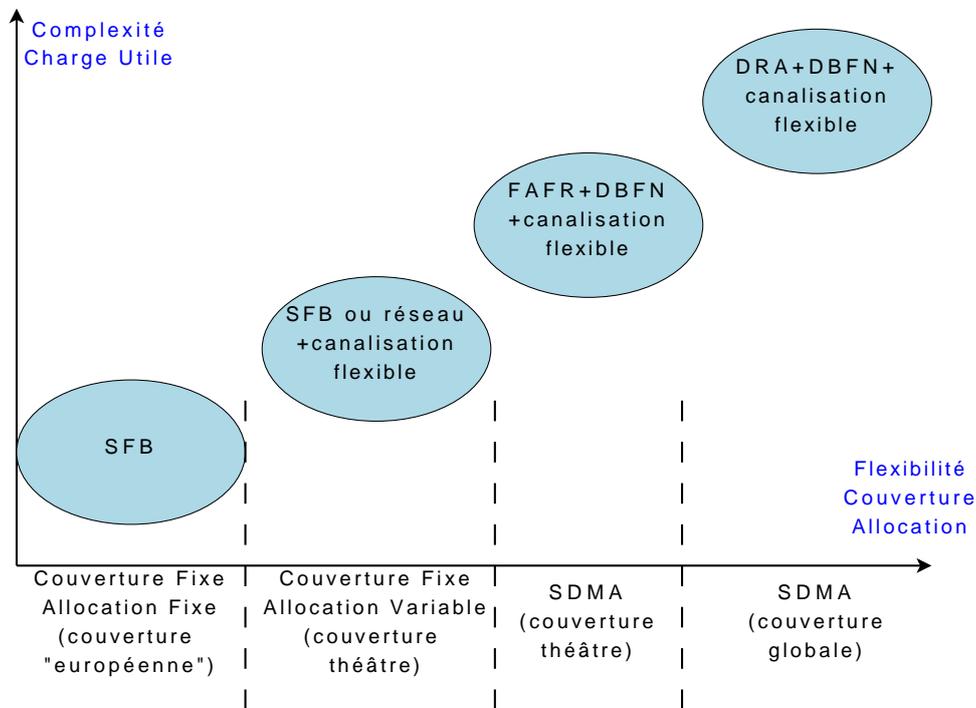


FIGURE 1.16 – Complexités des différentes configurations diagramme-allocation de la ressource

Pour couvrir une zone de la taille du continent européen, un système avec SFB est suffisant. La charge utile est alors la plus simple de toutes celles présentées. Pour assurer une couverture multi-faisceaux fixe avec une allocation de la ressource variable, l'utilisation d'une SFB ou d'un réseau est possible mais la charge utile associée est devenue plus complexe principalement à cause de l'allocation

variable. La complexité de la charge utile augmente encore pour une stratégie SDMA sur une couverture théâtre où l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux sont assurées sur une zone de service réduite qui permet l'utilisation d'un FAFR à nombre d'éléments faible. Enfin, la charge utile la plus complexe est celle qui permet la réalisation d'une couverture SDMA sur une zone étendue (DRA associé à un DBFN) parce que le nombre nécessaire d'éléments rayonnants du DRA sur une couverture globale est plus élevé que sur un FAFR pour une couverture théâtre.

Conclusion

Ce chapitre définit la mission du système de télécommunications considéré. Nous avons introduit les termes du bilan de liaison que doit satisfaire chaque utilisateur du système. Le choix de l'antenne DRA utilisée dans cette étude est motivé, de même que l'utilisation du DBFN. Une présentation des différents moyens de couverture de la zone de service est faite et nous justifions qualitativement l'intérêt du recours à la stratégie SDMA en contexte spatial.

Dans le but d'évaluer quantitativement cet intérêt, il est maintenant nécessaire de caractériser plus précisément les améliorations apportées par l'allocation variable de la ressource et par le traitement adaptatif dans notre contexte d'étude. Pour cela, nous nous intéressons d'abord dans le chapitre 2 suivant, aux techniques de formations de faisceaux adaptées à la configuration d'antennes à grand nombre d'éléments rayonnants utilisant un faible nombre d'échantillons temporels pour calculer les coefficients de pondérations.

Chapitre 2

Formation de faisceaux à faible support d'entraînement et faible complexité

Sommaire

2.1	Rappel sur la formation de faisceaux	40
2.2	Limitations des traitements classiques	43
2.3	Traitements basés sur le <i>Diagonal Loading</i> (DL)	44
2.4	Formation de faisceaux partiellement adaptative	50
2.5	<i>Auxiliary Vector</i> (AV)	55
2.6	Conditions d'utilisations des traitements présentés	61

Introduction

Nous rappelons tout d'abord la problématique de la formation de faisceaux en mentionnant rapidement les traitements classiques (CBF, MPDR, MVDR). Nous identifions les limitations de ces traitements notamment en termes de mesure d'efficacité de convergence (MOE). Dans notre contexte de grand nombre d'éléments rayonnants, la MOE trop élevée des traitements classiques rend ces traitements inapplicables. L'objectif est donc de trouver des traitements convergeant rapidement et à moindre charge calculatoire. Nous présentons plusieurs traitements à faible complexité et nécessitant un faible support d'entraînement i.e. travaillant avec un faible nombre d'échantillons, dont les traitements à rang réduits qui répondent à cette problématique. Nous proposons des modifications

de ces traitements qui sont potentiellement efficaces pour notre système. Nous démontrons également la convergence du formateur introduit par Pados [4] dans le contexte spécifique où le support d'entraînement est faible. L'expression du formateur asymptotique est également fournie. Enfin, nous donnons les conditions d'utilisation des différents traitements présentés. Nous étudions en particulier l'influence du nombre d'échantillons utilisé et de la dimension du rang des algorithmes adaptatifs sur leurs performances.

2.1 Rappel sur la formation de faisceaux

Avant de détailler les formateurs de faisceaux à faible complexité, nous rappelons rapidement l'expression des traitements classiques.

2.1.1 Modèles et notations

Dans toute la suite, les scalaires sont repérés par des lettres minuscules x , les vecteurs par des lettres minuscules en gras \mathbf{x} , et les matrices par des lettres majuscules en gras \mathbf{X} . L'exposant $.^T$ représente l'opérateur de transposition, $.^*$ celui de la conjugaison. On notera $.^H$ l'opérateur hermitien de la transposition-conjugaison. Pour une matrice $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{p \times q}$, on définit $\mathcal{N}\{\mathbf{A}\}$ le noyau de \mathbf{A} par $\mathcal{N}\{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^q / \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{0}\}$, et $\mathcal{R}\{\mathbf{A}\}$ l'image de \mathbf{A} par $\mathcal{R}\{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{y} \in \mathbb{C}^p / \exists \mathbf{x} \in \mathbb{C}^q, \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{y}\}$. L'indice 0 se rapporte au signal utile. Sans perdre en généralité, on considère dans toute l'étude des signaux à moyenne nulle.

Nous ferons par la suite l'hypothèse d'un modèle de signaux à bande étroite, c'est-à-dire qu'on considère que le temps de traversée du réseau est négligeable devant l'inverse de la bande passante du signal, ce qui est généralement vérifié en système de télécommunications par satellite. Ainsi, le temps de propagation se traduit par un simple déphasage du signal.

Les signaux $\mathbf{x}(t)$ reçus par les éléments d'antennes sont composés de trois contributions : le signal utile $\mathbf{x}_0(t)$, les interférences $\mathbf{x}_i(t)$ et le bruit additif $\mathbf{b}(t)$, i.e.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_0(t) + \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{b}(t). \quad (2.1)$$

L'hypothèse bande étroite permet d'écrire en présence de J interférences

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_0)s(t) + \sum_{i=1}^J \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_i)s_i(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.2)$$

où $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_0)$ est le vecteur directionnel associé au signal utile et $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_i)$ sont ceux associés aux interférences. Dans notre cas, le réseau est plan donc $\boldsymbol{\theta} = [\theta, \phi]^T$. Par la suite, on utilisera la notation \mathbf{a}_i pour désigner le vecteur directionnel $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_i)$. La matrice des vecteurs directionnels est notée $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_0, \dots, \mathbf{a}_J]$. Les enveloppes complexes des différents signaux émis sont notées $s_i(t)$. Les matrices de covariances associées sont définies par

$$\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t) \right\} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{R}_{i+n} = E \left\{ (\mathbf{x}_i(t) + \mathbf{b}(t)) (\mathbf{x}_i(t) + \mathbf{b}(t))^H \right\}. \quad (2.4)$$

En supposant que les sources émettrices sont décorréliées entre elles, la matrice de covariance associée à l'équation (2.2) est alors

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= P_0 \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H + \sum_{i=1}^J P_i \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= P_0 \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H + \mathbf{R}_{i+n} \end{aligned} \quad (2.5)$$

où P_i représente la puissance du signal de la source i ($P_i = E \left\{ |s_i(t)|^2 \right\}$). Dans ce modèle, on suppose que le bruit est blanc spatialement, ce qui implique que sa matrice de covariance est proportionnelle à l'identité.

2.1.2 Formation de faisceaux

La formation de faisceaux vise à focaliser le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau dans des directions particulières de l'espace afin d'améliorer la réception des signaux et de réduire au mieux toute contribution interférente. Pour cela, on combine les signaux avec une loi de pondération. Le vecteur des pondérations est noté $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_m]^T$ où m désigne le nombre d'éléments du réseau.

2.1.2.1 Formation de faisceaux conventionnelle (CBF)

La formation de faisceaux conventionnelle (CBF - *Conventional Beamforming*) permet de pointer le diagramme en direction de la source utile, mais n'impose aucune contrainte sur le niveau du diagramme en direction des interférences. Le formateur conventionnel s'écrit

$$\mathbf{w}_{\text{cbf}} = \mathbf{a}_0. \quad (2.6)$$

Ce formateur donne des performances maximales en présence de bruit blanc, mais il est inefficace dès lors que des interférences ou brouilleurs sont présents.

2.1.2.2 Formation de faisceaux adaptative classique (MPDR, MVDR)

Les formateurs MPDR (*Minimum Power Distortionless Response*) et MVDR (*Minimum Variance Distortionless Response*) cherchent à résoudre le problème d'optimisation sous contrainte suivant :

$$\min_{\mathbf{w}} (\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}) \text{ sous la contrainte } \mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1 \quad (2.7)$$

ce qui correspond à minimiser la puissance totale en sortie de formation de faisceaux sous contrainte de préserver le gain dans la direction du signal utile. La matrice \mathbf{R} représente ici une matrice "générique", en gardant à l'esprit qu'elle peut correspondre à la matrice de covariance des interférences et du bruit notée \mathbf{R}_{i+n} –scénario MVDR où $\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{b}(t)$ – ou à la matrice de covariance du signal utile, des interférences et du bruit –scénario MPDR où $\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_0(t) + \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{b}(t)$. Les deux approches MPDR et MVDR sont strictement équivalentes quand toutes les quantités sont connues, et donnent toutes deux le formateur optimal défini par :

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0}. \quad (2.8)$$

Le SINR, défini pour un vecteur \mathbf{w} quelconque par

$$SINR = \frac{P_0 |\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}} \quad (2.9)$$

devient, pour \mathbf{w}_{opt} de la formule (2.8) le SINR optimal, à savoir

$$SINR_{\text{opt}} = P_0 \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}_0. \quad (2.10)$$

En pratique, la matrice de covariance \mathbf{R} n'est pas disponible. Les traitements utilisent donc, à la place de \mathbf{R} , la matrice de covariance $\hat{\mathbf{R}}$ estimée (SCM - *Sample Covariance Matrix*) à partir de N échantillons $\mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(N)$ qui forment les colonnes de la matrice des données reçues \mathbf{X} :

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) = \frac{1}{N} \mathbf{X} \mathbf{X}^H. \quad (2.11)$$

On définit alors les formateurs MPDR-SMI et MVDR-SMI (SMI pour *sample matrix inversion*)

$$\mathbf{w}_{\text{smi}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_0}. \quad (2.12)$$

Les performances des formateurs MPDR et MVDR ne sont alors plus du tout identiques, et pour un même nombre N d'échantillons utilisé, le SINR obtenu à partir de données sans signal utile (MVDR) est supérieur à celui correspondant au cas où il est présent (MPDR) [2].

2.2 Limitations des traitements classiques

2.2.1 Limitations des formateurs SMI

La complexité des formateurs SMI dépend du nombre d'échantillons N utilisé pour estimer $\hat{\mathbf{R}}$ et du nombre d'éléments m du réseau puisque l'inversion d'une matrice de taille $m \times m$ est nécessaire. Concernant N , un critère communément adopté pour mesurer la vitesse de convergence des formateurs de faisceaux est la "mesure d'efficacité de convergence" ou *Measure of Effectiveness* (MOE), définie comme étant le nombre minimal d'échantillons nécessaire pour atteindre, en moyenne, le SINR optimal donné par l'équation (2.10), à 3dB près. La MOE a donc un impact direct sur la complexité du formateur de faisceaux. Par exemple, la MOE du MVDR –on se réfère ici au formateur SMI dès lors qu'on traite de la MOE– est de l'ordre de $2m - 3$ échantillons [3], alors que le MPDR nécessite au moins $2m - 3 + (m - 1)SINR_{\text{opt}} \approx m^2$ pour atteindre l'optimum [22, 23] à moins de 3dB.

Dans notre cas, l'antenne comporte un grand nombre d'éléments rayonnants, et donc le nombre d'échantillons N nécessaire à l'obtention d'un SINR correct par rapport à l'optimum devient un facteur limitant en ce qui concerne la complexité du formateur. Nous imposons donc l'utilisation d'un nombre d'échantillons faible devant le nombre d'éléments rayonnants, i.e. $N < m$, afin de réduire la charge de calcul. Dans ce cas, la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ est de rang déficient égal à N et, par conséquent, l'inversion de cette matrice est impossible, de sorte que les formateurs SMI (2.12) ne peuvent pas être mis en place.

2.2.2 Objectifs

Etant données les limitations des traitements classiques, on cherche des traitements adaptatifs qui possèdent une MOE faible et, si possible, des techniques qui s'affranchissent du calcul de l'inversion de la matrice de covariance estimée pour garder une complexité raisonnable. De nombreux algorithmes ont été proposés dans la littérature pour réduire la MOE [2]. Le but de cette partie n'est pas de faire une revue exhaustive des traitements adaptatifs à faible complexité, mais de présenter les traitements classiques qui, avec les modifications que nous y apportons, sont susceptibles de répondre à nos objectifs.

2.3 Traitements basés sur le *Diagonal Loading* (DL)

2.3.1 Rappel sur le *Diagonal Loading*

Le *Diagonal Loading* est un procédé qui consiste à ajouter à la matrice de covariance estimée $\hat{\mathbf{R}}$ une matrice proportionnelle à la matrice identité \mathbf{I} [24, 25, 26] de telle sorte que la nouvelle matrice obtenue soit inversible même si $\hat{\mathbf{R}}$ est de rang déficient. Dans le formateur SMI (2.12), la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ est remplacée par $\hat{\mathbf{R}} + \sigma_{dl}^2 \mathbf{I}$. Le coefficient de proportionnalité σ_{dl}^2 est appelé le niveau de charge.

Le formateur de faisceaux résultant de cette opération est utilisable même avec un faible nombre d'échantillons. En présence de J interférences de forte puissance, le *Diagonal Loading* possède une MOE faible, donc très intéressante, de l'ordre de $2J$ [2]. Ce procédé est connu pour combattre efficacement les erreurs de calibration du réseau et celles sur le vecteur directionnel \mathbf{a}_0 .

Le désavantage principal d'une telle méthode provient de la difficulté à fixer le niveau de charge σ_{dl}^2 même si des méthodes adaptatives ou automatiques ont été proposées [27, 28, 29]. Si le niveau de charge est trop faible, le formateur de faisceaux issu du *Diagonal Loading* se comporte comme le formateur SMI (2.12). Avec un niveau de charge trop élevé, le formateur se comporte comme le formateur conventionnel, et ne minimise donc plus les interférences. De plus, recourir au *Diagonal Loading* ne permet pas de s'affranchir de l'inversion d'une matrice $m \times m$. On verra cependant que cette technique est efficace en complément d'autres traitements, notamment le gradient conjugué (cf. section 2.4.2.1), et le formateur présenté ci-après.

2.3.2 *Diagonal Loading* avec connaissance *a priori*

Dans le cas où une connaissance *a priori* de la localisation des interférences est disponible, nous proposons un algorithme utilisant le *Diagonal Loading* et qui prend en compte cette information.

On suppose que J interférences sont présentes dans le champ de vision de l'antenne, et que parmi elles, q interférences ont des vecteurs directionnels connus. Dans un système de télécommunications, cela correspond par exemple au cas où q co-utilisateurs sont présents ainsi que $J - q$ brouilleurs. Sans perdre en généralité, on peut toujours décomposer la matrice des vecteurs directionnels de la manière suivante

$$\mathbf{A} = \left[\begin{array}{c|c|c} \underbrace{\mathbf{a}_0}_{\text{utilisateur}} & \underbrace{\mathbf{a}_1 \cdots \mathbf{a}_q}_{\mathbf{A}_k(\text{connue})} & \underbrace{\mathbf{a}_{q+1} \cdots \mathbf{a}_J}_{\mathbf{A}_u(\text{inconnue})} \end{array} \right]. \quad (2.13)$$

La connaissance à priori de \mathbf{A}_k peut être utilisée pour construire un formateur de faisceaux orthogonal au sous-espace des interférences, et qui répond au problème d'optimisation sous contrainte suivant

$$\min_{\mathbf{w}} (\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}) \text{ sous contraintes } \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1 \\ \mathbf{U}_k^H \mathbf{w} = \mathbf{0} \\ \mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq \varepsilon \end{cases} \quad (2.14)$$

où les colonnes de \mathbf{U}_k forment une base orthonormée de $\mathcal{R}\{\mathbf{A}_k\}$, le sous-espace des interférences connues. On peut interpréter l'équation (2.14) de la manière suivante. La contrainte $\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = 1$ assure

un gain unité en direction du signal utile qui sera donc préservé par le formateur. Avec la contrainte $\mathbf{U}_k^H \mathbf{w} = \mathbf{0}$, le formateur de faisceaux est contraint d'opérer dans un sous-espace orthogonal au sous-espace des interférences connues. Ces dernières seront donc éliminées. Enfin, la contrainte de gain en bruit blanc $\mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq \varepsilon$ est rajoutée pour des raisons de robustesse du formateur [2]. En effet, cette dernière contrainte a pour conséquence l'introduction du *Diagonal Loading* dont on a rappelé les propriétés de robustification plus haut.

Afin de résoudre (2.14), on simplifie le problème en introduisant la décomposition de \mathbf{w} en $\mathbf{w} = \mathbf{U}_k^\perp \tilde{\mathbf{w}}$, où $\tilde{\mathbf{w}}$ est le formateur dans le sous-espace orthogonal aux interférences connues et la matrice $\mathbf{U}_k^\perp \in \mathbb{C}^{m \times (m-q)}$ est la matrice complémentaire à \mathbf{U}_k . Les colonnes de \mathbf{U}_k^\perp forment donc une base de $\mathcal{R}\{\mathbf{A}_k\}^\perp$. On définit également $\tilde{\mathbf{a}}_0$ tel que $\tilde{\mathbf{a}}_0 = \mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{a}_0$ et $\tilde{\mathbf{R}}$ telle que $\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{R} \mathbf{U}_k^\perp$ qui sont respectivement le vecteur directionnel et la matrice de covariance dans le sous-espace $\mathcal{R}\{\mathbf{A}_k\}^\perp$ orthogonal aux interférences. Le nouveau vecteur de pondération $\tilde{\mathbf{w}}$ de taille $\tilde{m} = m - q$ doit vérifier l'équation (2.14) sans la contrainte d'orthogonalité, i.e.

$$\min_{\tilde{\mathbf{w}}} (\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}) \text{ sous contraintes } \begin{cases} \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 = 1 \\ \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} \leq \varepsilon \end{cases}. \quad (2.15)$$

Le choix de ε est déterminant dans l'existence d'une solution. Nous donnons ici les conditions d'existence de la solution de (2.15). Tout d'abord, la contrainte de gain unité impose une condition sur la valeur minimale que doit respecter ε , i.e.

$$1 = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 = \left| \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 \right|^2 \leq \|\tilde{\mathbf{w}}\|^2 \|\tilde{\mathbf{a}}_0\|^2 \leq \varepsilon \tilde{m} \Rightarrow \varepsilon \geq 1/\tilde{m}. \quad (2.16)$$

On appellera $\tilde{\mathbf{w}}_1$ la solution de (2.15) et $\tilde{\mathbf{w}}_0$ la solution du même problème sans condition imposée sur la norme du vecteur \mathbf{w} i.e. $\tilde{\mathbf{w}}_0 = \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0 / (\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0)$. Si la condition

$$\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{w}}_0 = \frac{\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-2} \tilde{\mathbf{a}}_0}{[\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0]^2} \leq \varepsilon \quad (2.17)$$

est satisfaite, le formateur $\tilde{\mathbf{w}}_0$ est aussi solution de (2.15). Dans le cas contraire, $\tilde{\mathbf{w}}_1 \neq \tilde{\mathbf{w}}_0$ et

$$\frac{\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-2} \tilde{\mathbf{a}}_0}{\left[\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0\right]^2} > \varepsilon \quad (2.18)$$

ce qui donne une borne supérieure de ε . Au final, la valeur de ε doit être bornée et doit satisfaire

$$\frac{1}{\tilde{m}} < \varepsilon < \frac{\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-2} \tilde{\mathbf{a}}_0}{\left[\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0\right]^2}. \quad (2.19)$$

Afin de résoudre le problème (2.15), montrons que la contrainte d'inégalité $\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} \leq \varepsilon$ est en réalité nécessairement une contrainte d'égalité $\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} = \varepsilon$ en raisonnant par l'absurde. Supposons que $\tilde{\mathbf{w}}_1$ la solution de (2.15) vérifie $\tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{w}}_1 < \varepsilon$. On construit alors $\tilde{\mathbf{w}}_\delta = \tilde{\mathbf{w}}_0 + \delta(\tilde{\mathbf{w}}_1 - \tilde{\mathbf{w}}_0)$, $\delta \in [0; 1]$. Comme $\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{w}}_0 > \varepsilon$ d'après (2.18), et $\tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{w}}_1 < \varepsilon$ par hypothèse, alors il existe $\delta \in]0; 1[$ par continuité de la norme, tel que $\tilde{\mathbf{w}}_\delta^H \tilde{\mathbf{w}}_\delta = \varepsilon$. De plus,

$$\tilde{\mathbf{w}}_\delta^H \tilde{\mathbf{a}}_0 = \tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{a}}_0 + \delta(\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{a}}_0 - \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{a}}_0) = 1. \quad (2.20)$$

Enfin,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}_\delta^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_\delta &= [(1 - \delta)\tilde{\mathbf{w}}_0 + \delta\tilde{\mathbf{w}}_1]^H \tilde{\mathbf{R}} [(1 - \delta)\tilde{\mathbf{w}}_0 + \delta\tilde{\mathbf{w}}_1] \\ &= (1 - \delta)^2 \tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_0 + \delta^2 \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 + 2\delta(1 - \delta) \operatorname{Re} \left[\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \right]. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Or

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \left[\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \right] &\leq \left| \tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \right| \\ &\leq \left(\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_0 \right)^{1/2} \left(\tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \right)^{1/2} \\ &< \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \end{aligned} \quad (2.22)$$

où on a utilisé le fait que $\tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_0 < \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1$ sinon $\tilde{\mathbf{w}}_1$ serait solution du problème sans contrainte de norme. On a alors

$$\tilde{\mathbf{w}}_\delta^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_\delta < (1 - \delta)^2 \tilde{\mathbf{w}}_0^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_0 + \delta^2 \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 + 2\delta(1 - \delta) \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 = \tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}_1 \quad (2.23)$$

ce qui est impossible. La solution $\tilde{\mathbf{w}}_1$ de (2.15) vérifie donc $\tilde{\mathbf{w}}_1^H \tilde{\mathbf{w}}_1 = \varepsilon$.

Par conséquent, on peut résoudre (2.15) en posant le Lagrangien associé

$$L_{\tilde{\mathbf{w}}}(\lambda, \mu) = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}} + \lambda(\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 - 1) + \lambda^*(\tilde{\mathbf{a}}_0^H \tilde{\mathbf{w}} - 1) + \mu(\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} - \varepsilon) \quad (2.24)$$

où λ et μ sont les multiplicateurs de Lagrange avec $\lambda \in \mathbb{C}$ et $\mu \geq 0$. En différenciant par rapport à $\tilde{\mathbf{w}}$, on obtient

$$\frac{\partial L(\lambda, \mu)}{\partial \tilde{\mathbf{w}}} = (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{w}} + \lambda \tilde{\mathbf{a}}_0 \Rightarrow \tilde{\mathbf{w}} = -\lambda (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0. \quad (2.25)$$

Or, d'après la contrainte de gain unité

$$\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 = 1 \Rightarrow -\lambda^* \tilde{\mathbf{a}}_0^H (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0 = 1. \quad (2.26)$$

Il vient donc que

$$\tilde{\mathbf{w}} = \frac{(\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0}{\tilde{\mathbf{a}}_0^H (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0}. \quad (2.27)$$

Pour trouver la valeur de μ telle que $\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} = \varepsilon$, on définit ensuite $h(\mu)$ une fonction continue de $\mu \geq 0$ telle que

$$h(\mu) = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} = \frac{\tilde{\mathbf{a}}_0^H (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-2} \tilde{\mathbf{a}}_0}{\left[\tilde{\mathbf{a}}_0^H (\tilde{\mathbf{R}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0 \right]^2}. \quad (2.28)$$

Pour respecter la contrainte sur la norme de $\tilde{\mathbf{w}}$, on veut donc trouver le μ qui vérifie $h(\mu) = \varepsilon$. Notons tout d'abord que $h(0) > \varepsilon$ d'après (2.19). De plus, en posant $\mathbf{F} = \tilde{\mathbf{R}} + \mu\mathbf{I}$, on peut écrire que [30]

$$h'(\mu) = -\frac{2(\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_0)}{(\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_0)^4} \left[(\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-3}\tilde{\mathbf{a}}_0)(\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_0) - (\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-2}\tilde{\mathbf{a}}_0)^2 \right]. \quad (2.29)$$

Comme pour $\mu \geq 0$ la matrice \mathbf{F} est définie positive, il vient que

$$\begin{aligned} (\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-2}\tilde{\mathbf{a}}_0)^2 &= (\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-3/2}\mathbf{F}^{-1/2}\tilde{\mathbf{a}}_0) \\ &\leq (\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-3}\tilde{\mathbf{a}}_0)(\tilde{\mathbf{a}}_0\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_0) \end{aligned} \quad (2.30)$$

et donc $h'(\mu) < 0$ pour $\mu \geq 0$, ce qui implique que $h(\mu)$ est décroissante. De plus,

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} h(\mu) = \frac{1}{\tilde{m}}. \quad (2.31)$$

Rappelons enfin que d'après (2.19), la valeur de ε est minorée par $1/\tilde{m}$ et majorée par $h(0)$. Il vient alors qu'il existe un unique μ qui vérifie $h(\mu) = \varepsilon$, ce qui fournit la solution du problème.

Si on revient au problème (2.14) original, l'expression du formateur, appelé *Diagonal Loading with Prior Knowledge* (DLPK) est donnée par

$$\mathbf{w}_{\text{dlpk}} = \frac{\mathbf{U}_k^\perp (\mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{R} \mathbf{U}_k^\perp + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_k^\perp (\mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{R} \mathbf{U}_k^\perp + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{U}_k^{\perp H} \mathbf{a}_0}. \quad (2.32)$$

Au final, le formateur DLPK permet de travailler avec un faible nombre d'échantillons, mais ne résout pas le problème lié à l'inversion de la matrice de covariance. De plus, trouver la valeur de μ qui permet de respecter la contrainte sur la norme du formateur n'est pas évident.

Nous présentons alors les traitements partiellement adaptatifs qui permettent d'abaisser la charge de calcul en opérant avec un faible nombre d'échantillons, et sans inversion de matrice.

2.4 Formation de faisceaux partiellement adaptative

On parle de formation de faisceaux partiellement adaptative quand tous les degrés de liberté du réseau (i.e. m dimensions) ne sont pas utilisés. Le vecteur des pondérations se calcule dans un espace de dimension réduite $r < m$. Ce type de formateur utilise le fait que les interférences occupent en général un sous-espace de dimension réduite. D'après cette observation, se focaliser sur ce sous-espace, et donc minimiser la puissance des signaux en provenant, apparaît donc comme une opération efficace. Lorsque la matrice de covariance est connue, le SINR calculé à partir de ces techniques est toujours inférieur à celui calculé en gardant tous les degrés de libertés offerts par le réseau, et ceci quelle que soit la dimension $r < m$ considérée. En revanche, les techniques de réduction des degrés de libertés peuvent se révéler efficaces dès lors que la matrice de covariance est estimée.

Le principe de la formation de faisceaux partiellement adaptative est décrit sur la figure 2.1.

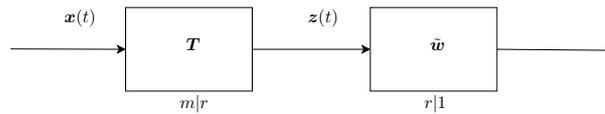


FIGURE 2.1 – Structure des traitements à rang réduit

Le vecteur des données initiales $\mathbf{x}(t)$ ($m \times 1$) est transformé à l'aide d'une matrice \mathbf{T} ($m \times r$ où $r < m$) pour réduire l'espace d'observation et obtenir le vecteur $\mathbf{z}(t) = \mathbf{T}^H \mathbf{x}(t)$. On cherche alors le formateur optimal dans le sous-espace de dimension réduite. Cela revient donc à trouver le vecteur $\tilde{\mathbf{w}}$ de taille $r \times 1$ qui vérifie

$$\min_{\tilde{\mathbf{w}}} (\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{R}_z \tilde{\mathbf{w}}) \text{ avec } \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{a}}_0 = 1 \quad (2.33)$$

où $\mathbf{R}_z = E \{ \mathbf{z}(t) \mathbf{z}^H(t) \} = \mathbf{T}^H \mathbf{R} \mathbf{T}$ et $\tilde{\mathbf{a}}_0 = \mathbf{T}^H \mathbf{a}_0$. La solution de ce type d'équation est connue

$$\tilde{\mathbf{w}} = \frac{\mathbf{R}_z^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0}{\tilde{\mathbf{a}}_0^H \mathbf{R}_z^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0}. \quad (2.34)$$

Le formateur équivalent s'écrit donc

$$\mathbf{w}_{\text{df}} = \mathbf{T}\tilde{\mathbf{w}} = \alpha \mathbf{T} \mathbf{R}_z^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_0 = \alpha \mathbf{T} \left(\mathbf{T}^H \mathbf{R} \mathbf{T} \right)^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{a}_0. \quad (2.35)$$

Par conséquent, le vecteur des pondérations est caractérisé par le choix de la matrice \mathbf{T} .

2.4.1 Matrice de transformation indépendante des données

Une opération classique consiste à choisir les colonnes de \mathbf{T} comme les vecteurs directionnels qui permettent de capturer les interférences et de préserver la direction du signal utile. La MOE est alors très efficace et la charge calculatoire est faible dans ces conditions. Cependant, les directions des interférences sont rarement toutes connues et fixer la matrice de transformation \mathbf{T} *a priori* est un problème délicat. Une alternative intéressante quand aucune information n'existe sur les directions d'arrivée des interférences, suggérée dans [31], est de choisir des matrices unitaires aléatoires et de moyenner les formateurs correspondants, de façon à bénéficier d'un effet de diversité.

Dans [31], cette technique est utilisée pour un problème de localisation et l'idée est donc de moyenner sur un certain nombre de matrices aléatoire $\mathbf{T} = \Phi$ la puissance en sortie de transformation afin de construire un estimateur spectral. Cette méthode fonctionne également dans le cas de matrices de covariance singulières comme cela est le cas ici. Elle évite le recours au *Diagonal Loading* et élimine le problème du choix pas toujours évident du niveau de charge. Il a été montré que cette technique fonctionnait bien avec un nombre d'échantillons plus petit que le nombre d'éléments du réseau. Nous avons donc adapté cette idée pour construire un formateur de faisceaux basé sur le principe utilisé dans [31].

Nous expliquons ici une façon de choisir la matrice de transformation. Comme la contrainte sur la transformation est de préserver le signal utile, la matrice Φ peut être choisie de telle sorte que

$$\Phi = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{a}_0}{\|\mathbf{a}_0\|} & \phi_2 & \cdots & \phi_r \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

où ϕ_2, \dots, ϕ_r sont des faisceaux orthonormaux entre eux et orthogonaux à \mathbf{a}_0 . Soit \mathbf{Q} une matrice unitaire qui place \mathbf{a}_0 sur la première composante, i.e. $\mathbf{Q}^H \mathbf{a}_0 = \|\mathbf{a}_0\| \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T = \|\mathbf{a}_0\| \mathbf{e}_1$. Alors,

Φ peut s'écrire

$$\begin{aligned}
\Phi &= \begin{bmatrix} Qe_1 & \phi_2 & \cdots & \phi_r \end{bmatrix} \\
&= Q \begin{bmatrix} e_1 & Q^H \phi_2 & \cdots & Q^H \phi_r \end{bmatrix} \\
&= Q \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{0}_{r-1}^T \\ \mathbf{0}_{m-1} & \Psi \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.37}$$

où Ψ est une matrice unitaire $m-1 \times r-1$ non contrainte et choisie de façon aléatoire et isotropique, c'est-à-dire sans privilégier un sous-espace particulier. Par exemple, la matrice Ψ peut être générée à partir d'une matrice \mathbf{W} de taille $m-1 \times r-1$ contenant des colonnes indépendantes et aléatoirement distribuées selon une même loi gaussienne

$$\Psi = \mathbf{W} (\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1/2}. \tag{2.38}$$

Une fois Ψ déterminée, la matrice de transformation Φ est appliquée aux données, et le formateur de faisceaux correspondant $\tilde{\mathbf{w}}$ est calculé d'après (2.34) pour obtenir au final le formateur équivalent $\Phi \tilde{\mathbf{w}}$. Ce dernier est moyenné sur un nombre L de réalisations multiples avec différentes matrices Ψ pour finalement produire le formateur de faisceaux qui sera appelé le formateur *unitary beamspace* (UB). Les différentes étapes de cet algorithme sont résumées dans l'algorithme 2.4.1.

Algorithme 2.4.1 Unitary beamspace beamformer

Entrées: \mathbf{R} , \mathbf{a}_0 , r

- 1: $\mathbf{w}_{\text{ub}} = \mathbf{0}$
- 2: **for** $\ell = 1, \dots, L$ **do**
- 3: générer Ψ d'après l'équation (2.38)
- 4: calculer Φ d'après l'équation (2.37)
- 5: calculer $\tilde{\mathbf{w}}$ de l'équation (2.34)
- 6: $\mathbf{w}_{\text{ub}} = \frac{1}{\ell} \Phi \tilde{\mathbf{w}} + \frac{\ell-1}{\ell} \mathbf{w}_{\text{ub}}$
- 7: **end for**

Sortie: \mathbf{w}_{ub}

2.4.2 Réduction du rang (RR)

Les techniques de réduction de rang (RR) permettent une approche “adaptative” pour le choix de la matrice \mathbf{T} qui sera donc déterminée en fonction des données. Cette approche est plus complexe que la précédente où \mathbf{T} était indépendante des données, car elle nécessite souvent le recours à une décomposition en valeurs propres (EVD - *Eigen Value Decomposition*). Parmi les méthodes existantes, le *Principal Component* (PC) [32] également connu sous le nom d’*eigencanceler* [33], fait référence aux composantes principales de la matrice de covariance des données, c’est-à-dire que la matrice de transformation est composée des vecteurs propres principaux, i.e. associés aux plus fortes valeurs propres. Une autre approche est le *Cross Spectral Metric* (CSM) [34] qui est fondée sur la constatation que la sélection des vecteurs propres principaux n’implique pas nécessairement l’obtention du meilleur SINR. Le CSM s’attache donc à choisir les vecteurs propres qui maximisent le SINR. Cependant, si ces deux traitements ne nécessitent pas d’inversion matricielle, ils nécessitent tout de même une EVD qui peut engendrer une lourde charge calculatoire quand le nombre m d’éléments du réseau est grand. Dans [35] est proposé le *Multistage Wiener Filter* (MWF) qui est un filtre RR dans lequel le sous-espace de rang réduit est déterminé en maximisant l’inter-corrélation entre le signal désiré et les données observées. Contrairement aux techniques PC ou CSM, il ne recourt pas à une décomposition en valeurs propres. Cependant, il a été montré que ses performances étaient généralement meilleures que celles du PC et CSM avec potentiellement une plus faible MOE, ce qui le rend donc très intéressant. Le MWF opère dans le sous-espace de Krylov de dimension n , défini par $\mathcal{K}(\mathbf{a}_0, \mathbf{R}, n) = \mathcal{R}\{\mathbf{a}_0, \mathbf{R}\mathbf{a}_0, \dots, \mathbf{R}^{n-1}\mathbf{a}_0\}$ [36], comme le gradient conjugué présenté ci-dessous.

2.4.2.1 Gradient conjugué - *Conjugate Gradient* (CG)

Le Gradient conjugué (*Conjugate Gradient* - CG) est une technique connue pour résoudre des systèmes linéaires d’équations tels que $\mathbf{R}\mathbf{w} = \mathbf{a}_0$ [37]. Il permet d’obtenir la solution en m étapes sans recourir à une quelconque inversion de matrice. Cet algorithme est alors très intéressant du point de vue de la contrainte liée à la charge de calcul. Nous reproduisons une implémentation possible du CG dans l’algorithme 2.4.2. L’algorithme CG n’était pas utilisé pour obtenir le formateur de faisceaux optimal jusqu’à la découverte de son lien avec le MWF [38] puisque tous deux recherchent

une solution approchée dans le sous-espace de Krylov. Pour rappel, la matrice \mathbf{R} représente ici une matrice d'entrée "générique". Elle peut correspondre à la matrice de covariance des scénarios MPDR ou MVDR. En pratique, la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ est utilisée à la place de \mathbf{R} comme matrice d'entrée.

Algorithme 2.4.2 Gradient Conjugué (CG)

Entrées: \mathbf{R} , \mathbf{a}_0

```

1:  $w_0 = \mathbf{0}$ ,  $\beta_1 = 0$ ,  $\mathbf{u}_1 = \mathbf{e}_0 = \mathbf{a}_0$ 
2: for  $n = 1, \dots, r$  do
3:   if  $n > 1$  then
4:      $\beta_n = \|\mathbf{e}_{n-1}\|^2 / \|\mathbf{e}_{n-2}\|^2$ 
5:      $\mathbf{u}_n = \mathbf{e}_{n-1} + \beta_n \mathbf{u}_{n-1}$ 
6:   end if
7:    $\mathbf{z}_n = \mathbf{R} \mathbf{u}_n$ 
8:    $c_n = \|\mathbf{e}_{n-1}\|^2 / \mathbf{u}_n^H \mathbf{z}_n$ 
9:    $\mathbf{e}_n = \mathbf{e}_{n-1} - c_n \mathbf{z}_n$ 
10:   $\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + c_n \mathbf{u}_n$ 
11: end for

```

Sortie: suite de formateurs \mathbf{w}_n

Dans l'algorithme 2.4.2, les itérations doivent être calculées jusqu'à $r = m$ pour résoudre l'équation $\mathbf{R} \mathbf{w} = \mathbf{a}_0$. Cependant, il peut être recommandé d'arrêter le calcul avant. En effet, si la matrice de covariance contient la contribution de J interférences à fortes puissances, sa décomposition EVD peut s'écrire

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{U}_i^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (2.39)$$

avec $\mathbf{\Lambda}_i = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_J)$ et $\lambda_k \gg \sigma^2$. Il vient ensuite que $\mathbf{R}^n \simeq \mathbf{U}_i \mathbf{\Lambda}_i^n \mathbf{U}_i^H$ et donc, à l'itération $n = J + 1$, le sous-espace de Krylov peut "capturer" le sous-espace des interférences : le formateur de faisceaux est alors des plus efficaces pour rejeter les interférences. En d'autres termes, l'algorithme 2.4.2 ne doit pas nécessairement être utilisé jusqu'à $n = \min(m, N)$ mais plutôt arrêté à $n = J + 1$ où le SINR est maximum. En réalité, en utilisant $\hat{\mathbf{R}}$ à la place de \mathbf{R} , il a été observé que le SINR diminue généralement lorsque n dépasse $J + 1$, et que le SINR du formateur CG tend vers

celui obtenu avec le \mathbf{w}_{smi} sous condition que la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ soit inversible. Le problème reste qu'en pratique on peut ne pas connaître exactement le nombre d'interférences présentes. Pour résumer, d'une part, on ne doit pas stopper le calcul avant $n = J + 1$ pour supprimer toutes les interférences, et d'autre part, si la valeur de n est trop grande, le SINR chute surtout si la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ utilisée dans l'algorithme 2.4.2 est de rang déficient.

2.4.2.2 Gradient conjugué avec *Diagonal Loading*

Pour remédier au problème du choix du nombre d'itérations quand J est inconnu, nous intégrons le *Diagonal Loading* directement dans le formateur CG. Nous ferons référence à ce formateur par la dénomination CGDL. Cela revient donc simplement à remplacer \mathbf{R} -en fait $\hat{\mathbf{R}}$ - par $\hat{\mathbf{R}} + \sigma_{\text{dl}}^2 \mathbf{I}$ à la ligne 7 de l'algorithme 2.4.2. Bien que cette modification soit mineure, elle apporte une amélioration considérable. En effet, la connaissance du nombre exact J d'interférences est inutile. Il suffit de connaître une borne supérieure du nombre d'interférents car dans un scénario de type MPDR, choisir $r > J + 1$ ne produit pas une baisse du SINR contrairement à l'algorithme CG original. En fait, on observe qu'en faisant varier r , le SINR est généralement optimum à $r = J + 1$ puis tend ensuite à être plutôt constant. De plus, quand on estime la matrice de covariance avec un nombre d'échantillons faible devant le nombre d'éléments du réseau $N < m$, la matrice estimée $\hat{\mathbf{R}}$ n'est pas inversible. En revanche, dès lors qu'on utilise la matrice issue du *Diagonal Loading* $\hat{\mathbf{R}} + \sigma_{\text{dl}}^2 \mathbf{I}$, aucun problème numérique n'est rencontré quel que soit le nombre d'échantillons N utilisé, puisque la matrice chargée est toujours inversible. Ce fait sera illustré à la section 2.6.

2.5 Auxiliary Vector (AV)

Une autre alternative pour éviter l'inversion matricielle est l'utilisation du formateur itératif appelé *Auxiliary Vector* (AV), qui a été introduit dans [4]. Il permet de calculer le formateur optimal sans recourir à une quelconque inversion matricielle. A chaque itération, le formateur AV est construit en ajoutant au formateur conventionnel CBF, des vecteurs auxiliaires orthogonaux au vecteur directionnel \mathbf{a}_0 . Nous rappelons les étapes successives de ce procédé dans l'algorithme 2.5.1,

dans lequel la notation $P_{\mathbf{a}_0}^\perp$ fait référence à la matrice de projection sur le sous-espace orthogonal à \mathbf{a}_0 . Dans [4], il est prouvé que, sous condition d'une matrice \mathbf{R} symétrique définie positive (i.e. $\forall \mathbf{x} \in \mathbb{C}^m - \mathbf{0}, \mathbf{x}^H \mathbf{R} \mathbf{x} > 0$ et $\mathbf{x}^H \mathbf{R} \mathbf{x} = 0 \Rightarrow \mathbf{x} = \mathbf{0}$), le vecteur des pondérations AV converge vers le formateur optimal \mathbf{w}_{opt} de (2.8) quand n tend vers l'infini.

Algorithme 2.5.1 Auxiliary Vector (AV)

Entrées: \mathbf{R}, \mathbf{a}_0

```

1:  $\mathbf{w}_0 = (\mathbf{a}_0^H \mathbf{a}_0)^{-1} \mathbf{a}_0$ 
2: for  $n = 1, \dots, r$  do
3:    $\mathbf{g}_n = P_{\mathbf{a}_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1}$ 
4:   if  $\mathbf{g}_n = \mathbf{0}$  then
5:     exit
6:   else
7:      $\mu_n = (\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1}) / (\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{g}_n)$ 
8:      $\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{g}_n$ 
9:   end if
10: end for

```

Sortie: suite de formateurs \mathbf{w}_n

Cependant, aucun résultat de convergence n'existe dès lors que la matrice de covariance n'est plus de rang plein. Nous apportons la réponse à ce manque **en démontrant que l'algorithme AV converge même si le support d'entraînement est faible**, i.e. même si la matrice d'entrée de l'algorithme est de rang déficient. Nous synthétisons ce résultat dans la proposition 1 suivante.

Proposition 1 Soit \mathbf{R} une matrice de covariance à rang déficient dont la décomposition en valeurs propres (EVD) est donnée par $\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ avec $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2 \ \dots \ \mathbf{u}_p] \in \mathbb{C}^{m \times p}$ une matrice semi-unitaire. En supposant que $\mathbf{a}_0 \notin \mathcal{R}\{\mathbf{U}\}$, la limite du vecteur des pondérations \mathbf{w}_n de l'algorithme 2.5.1 est

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{w}_n = \frac{\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0} \triangleq \mathbf{w}_{\text{av}-\infty} \quad (2.40)$$

où \mathbf{U}_\perp est une base orthonormale de $\mathcal{R}\{\mathbf{U}\}^\perp$, l'espace orthogonal à l'image de \mathbf{U} .

■

Démonstration 1 La preuve donnée ici commence de la même manière que la démonstration donnée dans [4] mais des résultats supplémentaires sont rapidement nécessaires pour traiter le cas d'une matrice \mathbf{R} de rang déficient.

De même que dans [4], nous observons que

$$\begin{aligned}
\mathbf{g}_n^H \mathbf{g}_{n+1} &= \mathbf{g}_n^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_n \\
&= \mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_n \\
&= \mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{g}_n \\
&= 0
\end{aligned} \tag{2.41}$$

où nous avons utilisé le fait que $\mathbf{g}_n = \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{g}_n$ -cf. ligne 3 de l'algorithme 2.5.1- et la définition de μ_n .

Nous allons maintenant montrer que, malgré le fait que \mathbf{R} soit de rang déficient, les scalaires μ_n restent bornés. A ce propos, nous écrivons

$$\begin{aligned}
\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{g}_n &= \mathbf{g}_n^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{g}_n \\
&= \mathbf{g}_n^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{g}_n.
\end{aligned} \tag{2.42}$$

Donc $\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{g}_n = 0$ si et seulement si $\mathbf{U}^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{g}_n = \mathbf{0}$ ce qui implique que $\mathbf{g}_n \in \mathcal{N}\{\mathbf{U}^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp\} = \mathcal{R}\{\mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{U}\}^\perp$. Or ce résultat est impossible - sauf si $\mathbf{g}_n = \mathbf{0}$ - puisque, d'après la ligne 3 de l'algorithme 2.5.1, $\mathbf{g}_n \in \mathcal{R}\{\mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{U}\}$. Il vient ensuite que

$$\lambda_p \leq \frac{\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{g}_n}{\mathbf{g}_n^H \mathbf{g}_n} \leq \lambda_1 \tag{2.43}$$

où λ_1 et λ_p sont, respectivement, les valeurs propres maximale et minimale non nulles de \mathbf{R} . Par conséquent, en utilisant le fait que $\mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} = \mathbf{g}_n^H \mathbf{P}_{a_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} = \mathbf{g}_n^H \mathbf{g}_n$, l'inverse de μ_n et donc μ_n est borné. D'après les remarques précédentes, on peut donc observer que

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_n &= \mathbf{w}_n^H \mathbf{R} (\mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{g}_n) \\
&= \mathbf{w}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} \\
&= \mathbf{w}_{n-1}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} \\
&= \mathbf{w}_{n-1}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{g}_n.
\end{aligned} \tag{2.44}$$

La suite $\mathbf{w}_n^H \mathbf{R} \mathbf{w}_n$ est alors une suite décroissante et positive. Comme μ_n est bornée, nous concluons de la même manière que dans [4] que \mathbf{g}_n converge vers $\mathbf{0}$ quand n tend vers l'infini. En particulier, cela implique que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{P}_{\mathbf{a}_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_n = \mathbf{0}. \quad (2.45)$$

Contrairement à [4], nous démontrons que $\mathbf{R} \mathbf{w}_n$ converge également vers $\mathbf{0}$. A partir de l'équation précédente, on peut écrire que

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_n - \frac{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R} \mathbf{w}_n}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{a}_0} \mathbf{a}_0 \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \mathbf{0}. \quad (2.46)$$

En multipliant à gauche par $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H$ et en observant que, par hypothèse, $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0 \neq \mathbf{0}$ et $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{R} = \mathbf{0}$, nous concluons que $\mathbf{a}_0^H \mathbf{R} \mathbf{w}_n$ converge vers zéro quand n tend vers l'infini. Cela implique que $\mathbf{P}_{\mathbf{a}_0} \mathbf{R} \mathbf{w}_n$ converge également vers $\mathbf{0}$. Finalement comme d'après (2.45), $\mathbf{P}_{\mathbf{a}_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_n$ a aussi une limite nulle, on en déduit que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{R} \mathbf{w}_n = \mathbf{0}. \quad (2.47)$$

Par conséquent, la composante de \mathbf{w}_n dans $\mathcal{R}\{\mathbf{U}\}$ converge vers $\mathbf{0}$, ou de façon équivalente

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{w}_n = \mathbf{0}. \quad (2.48)$$

Considérons maintenant la composante de \mathbf{w}_n dans $\mathcal{R}\{\mathbf{U}_\perp\}$. D'après la ligne 8 de l'algorithme 2.5.1, on peut écrire que

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_n &= \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{P}_{\mathbf{a}_0}^\perp \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} \\ &= \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_{n-1} - \mu_n \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} + \mu_n \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{P}_{\mathbf{a}_0} \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1} \\ &= \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_{n-1} + \mu_n \frac{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{n-1}}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{a}_0} \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Puisque $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_0 = (\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0) / (\mathbf{a}_0^H \mathbf{a}_0)$, il suit d'après l'équation (2.49) que $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_n$ est colinéaire à $\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0$ pour tout n . En reformulant cette observation, on obtient

$$\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_n = \alpha_n \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0 \quad \forall n. \quad (2.50)$$

De plus, puisque $\mathbf{a}_0^H \mathbf{w}_n = 1$ par construction, il suit

$$\mathbf{a}_0^H \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{w}_n + \alpha_n \mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0 = 1. \quad (2.51)$$

Comme $\mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{w}_n$ converge vers $\mathbf{0}$, la suite α_n est également convergente

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \alpha_n = \left(\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0 \right)^{-1}. \quad (2.52)$$

D'après cette observation, nous concluons donc que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{w}_n = \frac{\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}. \quad (2.53)$$

Au final, les équations (2.48) et (2.53) impliquent que

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{w}_n = \frac{\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}. \quad (2.54)$$

Nous avons donc montré la convergence du vecteur \mathbf{w}_n quand \mathbf{R} est de rang déficient, et nous avons également déterminé la valeur limite.

□

Quelques remarques sur la proposition 1 sont données ci-dessous.

Remarque 1 Il existe une autre preuve moins rigoureuse mais plus intuitive de la convergence de l'algorithme 2.5.1 quand \mathbf{R} est de rang déficient. Pour une lecture plus pratique, on utilise temporairement la notation $\mathbf{w}_n(\mathbf{R})$ pour désigner la suite des vecteurs de pondération de l'algorithme 2.5.1 obtenue avec la matrice d'entrée \mathbf{R} . Pour obtenir la limite de $\mathbf{w}_n(\mathbf{R})$, nous considérons $\mathbf{w}_n(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})$ et faisons tendre σ^2 vers zéro. Pour tout $\sigma^2 > 0$, la matrice $\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}$ est symétrique, définie positive, et le théorème de convergence de [4] s'applique, i.e.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{w}_n(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) = \frac{(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}_0} \triangleq \mathbf{w}_\infty(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}). \quad (2.55)$$

Par conséquent, toutes les “trajectoires” de $\mathbf{w}_n(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})$ convergent vers $\mathbf{w}_\infty(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})$. Pour obtenir la limite de $\mathbf{w}_n(\mathbf{R})$, examinons les trajectoires particulières de $\mathbf{w}_\infty(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})$ quand σ^2 tend vers zéro. Pour tout σ^2 , on peut écrire que

$$\begin{aligned}
(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} &= (\mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \\
&= [\mathbf{U} (\boldsymbol{\Lambda} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{U}^H + \sigma^2 \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H]^{-1} \\
&= \mathbf{U} (\boldsymbol{\Lambda} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{U}^H + \sigma^{-2} \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \\
&= \sigma^{-2} [\mathbf{U} (\mathbf{I} + \sigma^{-2} \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \mathbf{U}^H + \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H].
\end{aligned} \tag{2.56}$$

Et par conséquent,

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_\infty(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) &= \frac{\mathbf{U} (\mathbf{I} + \sigma^{-2} \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{a}_0 + \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U} (\mathbf{I} + \sigma^{-2} \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0} \\
&\xrightarrow{\sigma^2 \rightarrow 0} \frac{\mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{U}_\perp \mathbf{U}_\perp^H \mathbf{a}_0} = \mathbf{w}_{\text{av}-\infty}.
\end{aligned} \tag{2.57}$$

Bien que le raisonnement précédent n'ait pas rigoureusement valeur de preuve, il donne une vision supplémentaire de la convergence de $\mathbf{w}_n(\mathbf{R})$ vers $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$.

Remarque 2 Quand l'algorithme 2.5.1 est utilisé avec $\hat{\mathbf{R}}$ et $N \leq m$, le formateur AV converge vers un vecteur qui opère dans un sous-espace de dimension réduite. Donc le formateur AV appartient de façon asymptotique (en n) à la classe des formateurs à rang réduit. Par conséquent, il doit en hériter leurs bonnes propriétés sur la faiblesse de la MOE. De plus, il permet d'annuler efficacement les interférences.

En effet, en l'absence de bruit et dans un scénario de type MVDR, la sortie du réseau est donnée par $\mathbf{X} = \mathbf{A}_i \mathbf{S}_i^H$ où les colonnes de $\mathbf{A}_i \in \mathbb{C}^{m \times J}$ sont les vecteurs directionnels des J interférences, et les colonnes de \mathbf{S}_i représentent leurs formes d'onde associées. Dans ce cas, si $N \geq J$, on a $\text{rang}(\hat{\mathbf{R}}) = J$ et le sous-espace principal \mathbf{U} de $\hat{\mathbf{R}}$ contient le sous-espace $\mathcal{R}\{\mathbf{A}_i\}$, ainsi que $N - J$ vecteurs orthogonaux à \mathbf{A}_i . Dans tous les cas, tous les vecteurs dans $\mathcal{R}\{\mathbf{U}_\perp\}$ sont orthogonaux à \mathbf{A}_i et donc les interférences seront annulées puisque l'asymptote vérifie $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty} \in \mathcal{R}\{\mathbf{U}_\perp\}$. Cependant, $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$ n'utilisera pas tous les degrés de libertés disponibles dans le sous-espace orthogonal aux interférences mais seulement $m - N$ sur les $m - J$ possibles.

Dans un scénario de type MPDR où le signal d'intérêt est également présent, et toujours sans bruit, la matrice \mathbf{X} est de rang $J+1$ -avec $N \geq J+1$ - et son espace image est $\mathcal{R}\{\mathbf{X}\} = \mathcal{R}\left\{\begin{bmatrix} \mathbf{a}_0 & \mathbf{A}_i \end{bmatrix}\right\}$. Il suit alors que \mathbf{U}_\perp est orthogonal \mathbf{A}_i ce qui est souhaitable, mais aussi à \mathbf{a}_0 ce qui ne l'est pas puisque le signal utile est éliminé.

Si on considère maintenant la présence de bruit dans la matrices des données en MVDR $\mathbf{X} = \mathbf{A}_i \mathbf{S}_i^H + \mathbf{N}$, la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ est alors de rang N avec une probabilité de 1. L'image $\mathcal{R}\{\mathbf{A}_i\}$ de \mathbf{A}_i n'est pas entièrement contenue dans $\mathcal{R}\{\mathbf{U}\}$, puisqu'elle possède des composantes dans $\mathcal{R}\{\mathbf{U}_\perp\}$. Cependant, dans des cas d'interférences fortes, i.e. pour un fort rapport interférence à bruit (INR - *Interference plus Noise Ratio*), le débordement sur $\mathcal{R}\{\mathbf{U}_\perp\}$ est faible car les colonnes de \mathbf{U}_\perp sont quasi-orthogonales à \mathbf{A}_i , i.e. $\mathbf{U}_\perp^H \mathbf{A}_i \simeq \mathbf{0}$. En d'autres termes, en cas de fort INR, l'algorithme 2.5.1 converge vers un vecteur des pondérations qui occupent principalement le sous-espace orthogonal aux interférences.

Dans le cas MPDR avec bruit, le rang de $\hat{\mathbf{R}}$ est encore N et la plupart de l'énergie de \mathbf{a}_0 et \mathbf{A}_i est contenue dans \mathbf{U} . Il en résulte que le formateur $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$ n'est pas adapté au cas MPDR. Cependant, le précédent commentaire doit être contre-balané par le fait qu'en général, les itérations ne sont pas calculées jusqu'à la convergence, principalement parce qu'elle peut être lente et donc la charge calculatoire correspondante devient un facteur limitant. En réalité, le comportement transitoire de l'algorithme 2.5.1 est plus intéressant dans ce cas. La valeur de r choisie est relativement petite pour garder une complexité calculatoire faible. De plus il peut être observé (cf. section 2.6) que le formateur obtenu après quelques itérations possède de meilleures performances que le formateur asymptotique.

Remarque 3 Une dernière observation peut être faite sur l'algorithme AV. Dans le cas particulier où $N = J$, la matrice \mathbf{U}_\perp contient les $m - J$ vecteurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$ correspondants aux $m - J$ plus petites valeurs propres, et donc le formateur asymptotique $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$ n'est autre que le Minimum Norm Eigencanceler (MNE) décrit dans [39].

2.6 Conditions d'utilisations des traitements présentés

Les algorithmes présentés ci-dessus sont des solutions potentielles pour une implémentation d'algorithme adaptatif sur une antenne avec un grand nombre d'éléments. Nous évaluons maintenant leurs performances sur deux scénarios particuliers décrits dans la section 1.3.2.5. Nous ne représenterons pas les performances du formateur DLPK puisqu'il requiert une décomposition en vecteurs

propres et ne s'affranchit pas de l'inversion de la matrice de covariance estimée. Ses performances ont par ailleurs été étudiées dans [40].

2.6.1 Scénarios de simulation

Nous illustrons ici les performances en SINR après formation de faisceaux des traitements à faible complexité et faible support d'entraînement présentés ci-dessus :

- le formateur avec matrice de transformation aléatoire UB
- le gradient conjugué avec et sans *Diagonal Loading*, CG et CGDL,
- le formateur basé sur la construction de vecteurs auxiliaires AV et son formateur asymptotique AV- ∞ .

Les SINR présentés ici sont des SINR moyens qui résultent de 1000 réalisations de Monte-Carlo indépendantes, où pour chaque réalisation, la matrice des données \mathbf{X} est tirée aléatoirement, ce qui permet de calculer le vecteur des pondérations \mathbf{w} et le SINR en sortie de formation de faisceaux correspondant d'après (2.9). Nous étudions en particulier :

1. l'influence de r , c'est-à-dire le nombre d'itérations auquel les algorithmes 2.4.2 (CG) et 2.5.1 (AV) doivent s'arrêter. On rappelle que r correspond aussi à la dimension du sous-espace auquel appartiennent les formateurs CG et UB.
2. l'influence du nombre d'échantillons N .

Nous avons classé les simulations selon deux scénarios différents : MPDR et MVDR. Il est à noter que le scénario MVDR peut imposer de sérieuses contraintes pour un système de télécommunications puisque les liens doivent être interrompus afin de pouvoir obtenir des données sans signal utile. La motivation de ce classement réside dans les différences notables d'ordres de grandeur des SINR obtenus en sortie de formation de faisceaux. Les analyses dans ces deux modes opératoires montrent que les écarts relatifs entre formateurs de faisceaux peuvent changer d'un scénario à l'autre.

Les simulations sont réalisées pour deux antennes DRA particulières qui sont décrites dans le chapitre 1. Nous rappelons que les nombres d'éléments associés valent $m = 121$ pour la plus petite et $m = 469$ pour la plus grande. La configuration des utilisateurs est la suivante. L'utilisateur principal est situé dans le repère (u, v) à $u_0 = v_0 = 0$. On suppose que deux co-utilisateurs sont présent

ainsi qu'un brouilleur externe ce qui fait un total de $J = 3$ interférences dans le champ de vision de l'antenne. Chaque interférence est située à 0.3° de l'utilisateur d'intérêt, ce qui représente à peu près 200km, et leurs INR valent 0dB pour les co-utilisateurs et 10dB pour le brouilleur.

Dans cette configuration particulière d'utilisateurs et de brouilleurs, les SINR en sortie de formation de faisceaux obtenus avec le CBF -sans formation de faisceaux adaptative- sont de -10.5 dB pour $m = 121$ et -9.8 dB pour $m = 469$. Ces valeurs sont données à titre indicatif pour justifier le besoin de l'utilisation de traitements adaptatifs sur cette configuration. Il n'est pas question pour le moment de respecter une spécification de SINR. Les valeurs obtenues avec le CBF seront considérées comme les valeurs de références à améliorer dans chaque cas.

2.6.2 Scénario MVDR

2.6.2.1 Influence du nombre d'itérations r

Sur la figure 2.2 sont représentés les SINR moyens en sortie de formation de faisceaux en fonction de r pour $m = 121$ (figure 2.2(a)) et $m = 469$ (figure 2.2(b)). Le nombre d'échantillons utilisé pour calculer la matrice de covariance estimée est fixé à $N = 20$ dans les deux cas. L'algorithme CG est potentiellement associé à du *Diagonal Loading* dont le niveau de charge est fixé arbitrairement à 10dB ou 20dB au dessus du niveau de bruit blanc.

La lecture de ces figures permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le formateur CG fournit les meilleurs résultats avec le moins d'itérations. Comme écrit précédemment, le SINR maximum est obtenu pour $r = J + 1 = 4$ itérations et se situe très près du SINR optimum. Il vaut 18.8dB pour la plus petite antenne et 36dB pour la plus grande. De plus, si le nombre d'itérations dépasse $J + 1$, le SINR en sortie de formation de faisceaux reste constant. Ce fait est très intéressant puisque la connaissance exacte du nombre d'interférences (co-utilisateurs plus brouilleurs) n'est pas une nécessité. Il suffit de connaître un majorant de ce nombre pour pouvoir bénéficier d'un SINR maximal.
- Le *Diagonal Loading* n'est pas utile dans la configuration MVDR et peut même dégrader les performances quand le niveau de charge σ_{dl}^2 est mal choisi.
- En ce qui concerne le formateur AV, les remarques suivantes peuvent être faites. Le SINR du

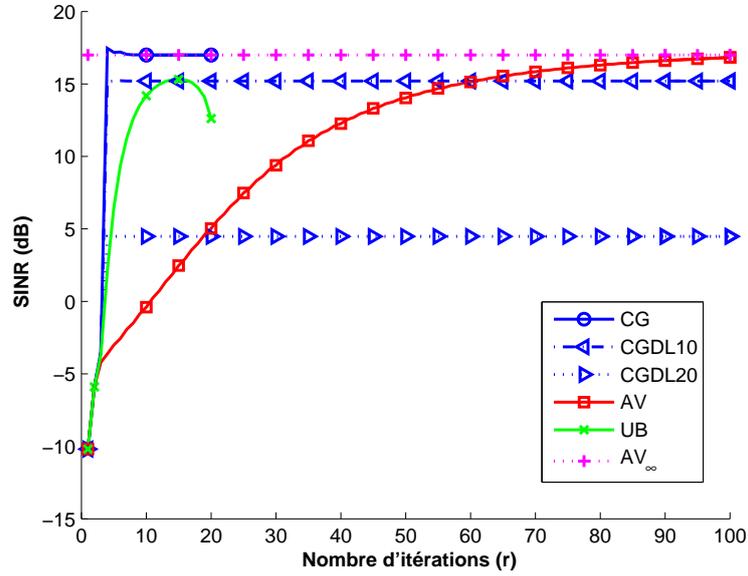
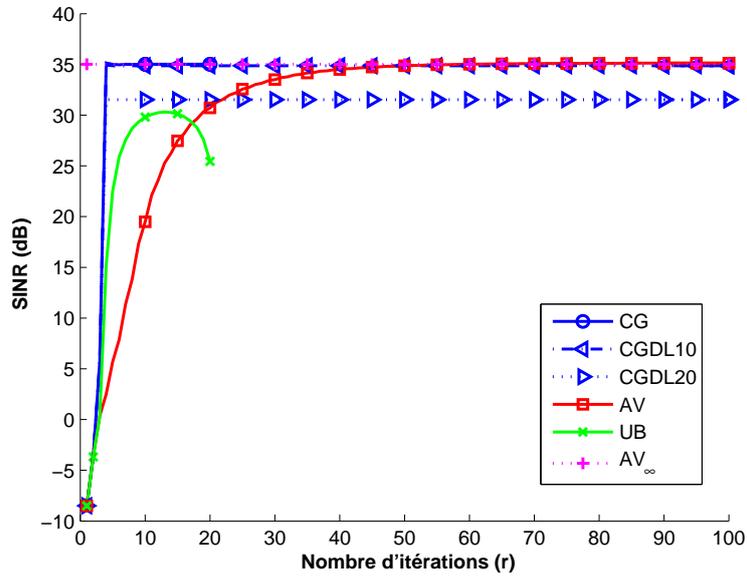
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 2.2 – Scénario MVDR - SINR versus nombre d'itérations

formateur asymptotique $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$ de (2.40) est très proche de celui obtenu avec le CG. L'asymptote est atteinte pour $r = 90$ avec la plus petite antenne et $r = 40$ pour la plus grande. Dans les deux cas, si le nombre d'itérations est sensiblement inférieur au nombre d'éléments du réseau, il reste tout de même fortement supérieur au nombre d'itérations requises pour arriver aux mêmes performances que le formateur CG. Par conséquent, si les formateurs AV et CG permettent d'obtenir sensiblement le même SINR, la vitesse de convergence du CG est plus rapide.

- Le formateur UB permet d'atteindre un SINR inférieur aux SINR maximum des deux autres formateurs AV et CG. Il est à noter dans la simulation, que r varie tout en gardant des valeurs inférieures à N qui est le rang de $\hat{\mathbf{R}}$, puisque $\Phi^H \hat{\mathbf{R}} \Phi$ doit rester inversible. De plus, ce maximum est atteint pour $r \simeq 13$ pour les deux antennes, qui est en fait plus grand que la dimension réelle du sous-espace des interférences. Cela provient du fait que la matrice de transformation Φ est tirée de façon aléatoire et que, par conséquent, un sous-espace de dimension plus grande est requis pour contenir avec une forte probabilité le vrai sous-espace interférent. Si r est trop faible, Φ peut ne pas réussir à capturer ce sous-espace interférent, ce qui provoque un faible SINR. Pour améliorer les performances du formateur UB, la matrice Φ ne doit pas être tirée complètement au hasard, mais de façon aléatoire en étant contraint de rester dans un sous-espace particulier qui contient les interférences. Cette méthode qui requiert une connaissance a priori de la position des interférences n'est pas développée ici, mais pourrait amener une certaine amélioration.

2.6.2.2 Influence du nombre d'échantillons N

Nous étudions maintenant l'influence du nombre d'échantillons utilisé pour estimer la matrice de covariance. Le nombre d'échantillons varie de $N = 10$ à $N = 50$. Chaque algorithme est utilisé avec un nombre d'itérations "proche" de l'optimum. En effet, comme expliqué ci-dessus, si le nombre d'interférences J est connu, le meilleur formateur est le CG avec $r = J + 1$. Ici, on suppose seulement qu'un majorant $J_{\text{sup}} = 5$ de J est connu. L'algorithme CG est donc calculé jusqu'à $r = J_{\text{sup}} + 1 = 6$. Le formateur AV est arrêté à $r = 60$ pour la petite antenne et $r = 30$ pour la plus grande, c'est-à-dire

avant la convergence, de façon à garder une charge calculatoire raisonnable. Enfin, le formateur UB utilise $r = 10$ pour légèrement surestimer la vraie dimension du sous-espace des interférences. Les résultats de ces simulations sont représentés sur la figure 2.3.

Les résultats confirment la hiérarchie établie précédemment :

- Le formateur CG semble meilleur que les formateurs AV et UB. De plus, on observe que les MOE des formateurs AV et CG sont très bonnes, même quand les algorithmes ne sont pas utilisés au nombre d'itérations optimal. Plus précisément, les formateurs CG et AV atteignent le SINR optimal à 3dB près avec moins de $N = 30$ échantillons seulement, alors que le UB nécessite un nombre N supérieur.

2.6.3 Scénario MPDR

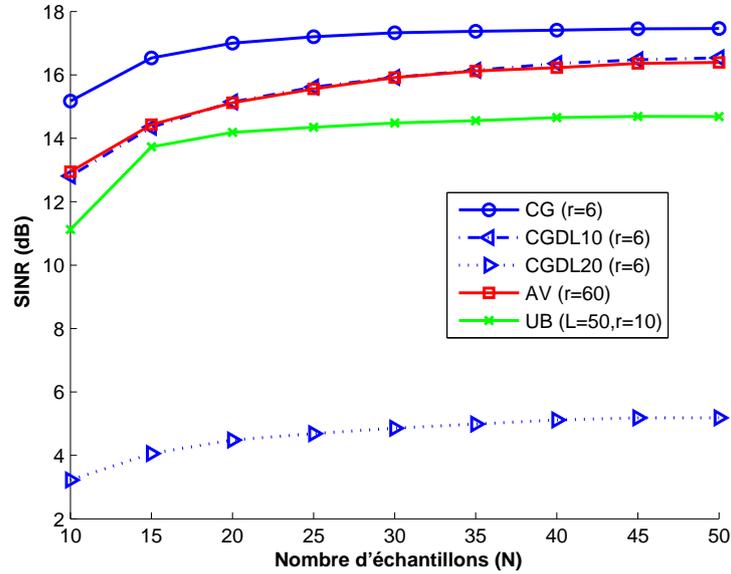
On considère maintenant un scénario MPDR, le signal utile est donc présent dans les données reçues. Comme précédemment, nous étudions successivement l'influence de r et de N .

2.6.3.1 Influence du nombre d'itérations r

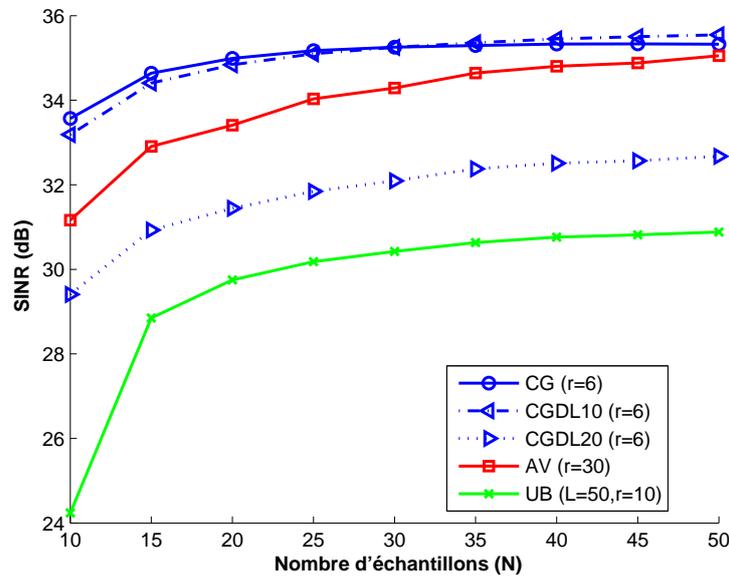
La figure 2.4 représente les SINR obtenus en fonction du nombre d'itérations des algorithmes pour les deux antennes considérées.

Les observations suivantes contrastent avec le scénario MVDR :

- L'algorithme CG atteint toujours son SINR maximum à $r = J + 1 = 4$, mais au delà de cette valeur, on observe une baisse significative du SINR. Contrairement au MVDR, les itérations doivent donc être stoppées précisément à $r = J + 1$, sous peine d'obtenir un SINR non maximum. En pratique, cela nécessite une connaissance exacte du nombre d'interférences présentes, ce qui n'est pas toujours une information disponible. Le *Diagonal Loading* permet d'alléger la perte de SINR, sous condition que le niveau de charge soit choisi correctement. En effet, une trop forte charge résulte en une chute trop brutale et rend donc inutile l'emploi du *Diagonal Loading*. En revanche, si on trouve le bon niveau de charge, la chute du SINR est moins importante que dans le cas du CG classique. Par conséquent, la modification mineure d'un simple ajout d'un coefficient sur la diagonale de la SCM peut être relativement efficace. Cependant, il faut régler



(a) $m = 121$



(b) $m = 469$

FIGURE 2.3 – Scénario MVDR - SINR versus nombre d'échantillons

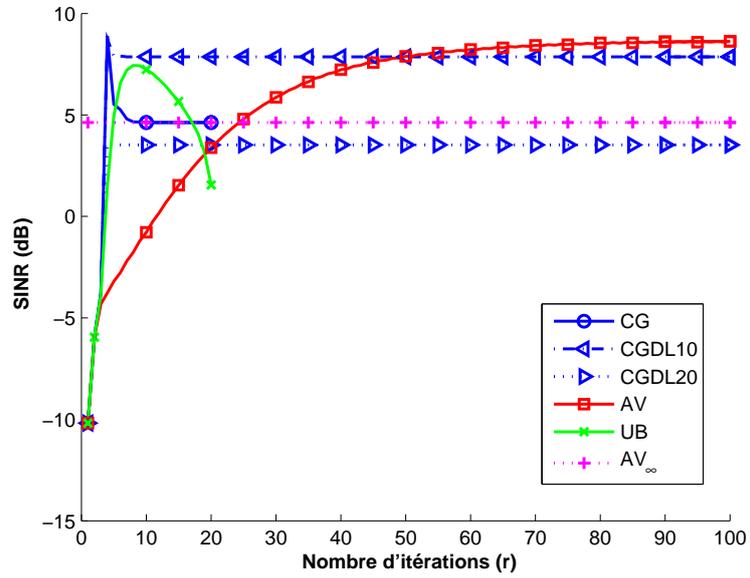
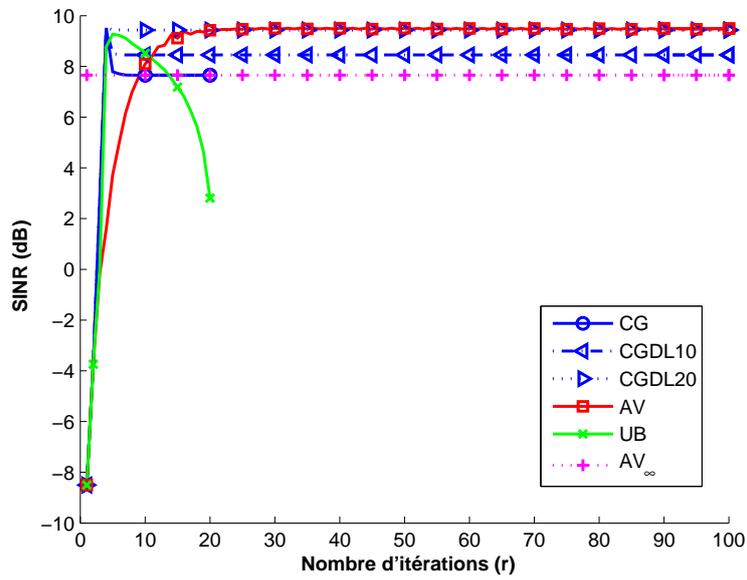
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 2.4 – Scénario MPDR - SINR versus nombre d'itérations

le problème du choix du coefficient, qui reste une tâche délicate en pratique.

- Le formateur AV permet d'obtenir des performances équivalentes au CG-DL, et approche le SINR maximum assez rapidement ($r \approx 50$ pour $m = 121$, et $r \approx 20$ pour $m = 469$). De plus, le formateur AV ne nécessite aucun paramètre tel que σ_{dl}^2 à régler, ce qui le rend très intéressant. Un autre aspect attractif vient du fait que le choix de r ne nécessite pas une extrême précision, puisqu'en effet, le SINR sur la figure 2.4(a) est constant de $r = 50$ à $r = 100$. Il est constant sur une plus grande plage encore, $r \in [20, 100]$, sur la figure 2.4(b). Pour les deux antennes quand $r = 100$, le formateur AV est encore dans un état transitoire, puisque le SINR obtenu est supérieur à celui du formateur asymptotique. Cet état transitoire est très intéressant ici pour obtenir un bon SINR, puisque si r était trop grand, le SINR du formateur AV chuterait pour converger vers le SINR du formateur asymptotique $\mathbf{w}_{\text{av}-\infty}$ quand $r \rightarrow \infty$. Par conséquent, il existe un double intérêt à ne pas utiliser un trop grand nombre d'itérations, en termes de SINR et de charge calculatoire.
- Le formateur UB présente un comportement similaire au cas MVDR, à ceci près que le SINR maximum est atteint pour un nombre d'itérations r plus petit ($r = 8$ quand $m = 121$ et $r = 5$ pour $m = 469$). Si le nombre d'itérations augmente, le SINR correspondant chute.

2.6.3.2 Influence du nombre d'échantillons N

La figure 2.5 représente, en configuration MPDR, le SINR en sortie en fonction du nombre d'échantillons N . Les algorithmes sont utilisés à des nombres d'itérations "proches" de l'optimum comme pour les simulations en configuration MVDR.

- Le formateur AV permet d'obtenir le meilleur SINR et surpasse donc le formateur CG. Ce dernier n'offre pas de bonnes performances quand le nombre d'échantillons utilisé augmente. Ceci est dû au fait que le nombre d'itérations r utilisé n'est pas optimal, i.e. $r \neq J + 1$. Le *Diagonal Loading* permet une nette amélioration sur le SINR, mais, comme indiqué précédemment, le choix de σ_{dl}^2 est crucial. Le SINR du formateur UB est proche du SINR maximal, et même si $r = 10$ n'est pas le choix optimal pour le UB, le SINR de ce dernier est meilleur que celui du CG pour $N \geq 15$.

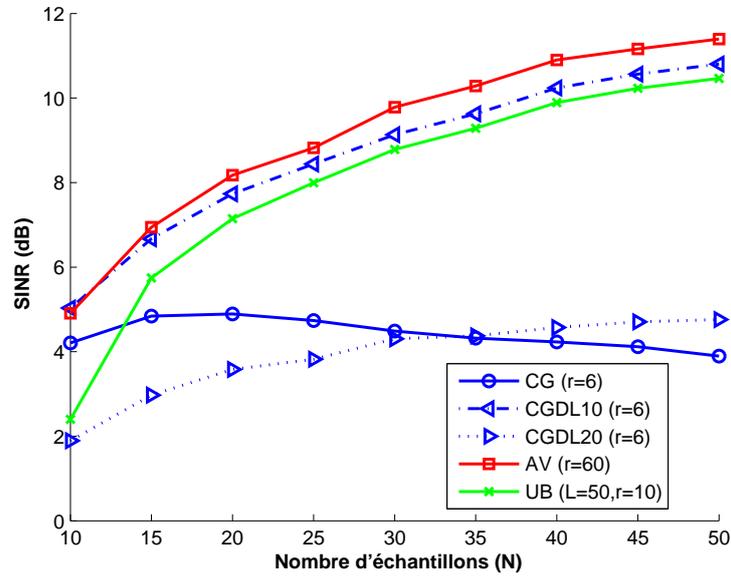
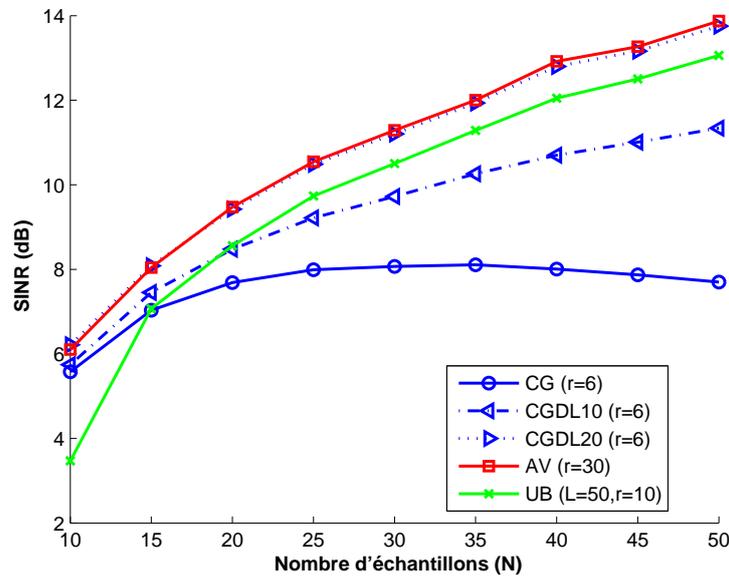
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 2.5 – Scénario MPDR - SINR versus nombre d'échantillons

2.6.4 Bilan des simulations

Pour conclure sur les résultats de simulation, on peut faire les observations suivantes :

- Dans un scénario MVDR, le CG apparaît comme la méthode à choisir. L'algorithme converge très rapidement en r et en N , et permet d'atteindre un SINR proche de l'optimal. De plus, le nombre d'interférences n'est pas une donnée essentielle, il suffit d'en connaître un majorant.
- Dans un scénario MPDR, la hiérarchie n'est pas aussi claire. Le formateur AV permet d'obtenir de bonnes performances sans avoir de paramètre sur les sources émettrices. Son comportement transitoire permet d'obtenir le meilleur SINR tout en étant robuste sur le choix de r . Le *Diagonal Loading* est très utile en complément du CG, mais le problème du choix de σ_{dl}^2 reste délicat. En l'absence de *Diagonal Loading*, le formateur CG n'arrive pas obtenir des performances aussi bonnes que celles du formateur AV.
- Le formateur UB est potentiellement intéressant mais le choix des matrices "aléatoires" Φ doit être étudié plus en détails pour permettre des améliorations.

Afin de résumer les différentes informations disponibles sur chaque formateur et d'aider l'opérateur à choisir un traitement pour la mise en place du SDMA en fonction d'une configuration opérationnelle donnée, on dresse le tableau 2.1 suivant. Dans ce tableau, on indique une évaluation des complexités relatives de calcul de chaque formateur. Le but visé ici n'était pas de réaliser une étude détaillée d'évaluation de complexité, mais de fournir, à titre indicatif une comparaison relative des charges de calcul. La colonne correspondante dans le tableau permet de classer les traitements selon leur appartenance à un groupe où chaque groupe est défini par l'ordre de grandeur de charge de calcul des traitements qui y appartiennent. Le symbole ++ indique l'appartenance au groupe à la plus faible complexité calculatoire alors que le symbole – fait référence à celle du groupe à la charge la plus lourde. Deux traitements qui ont le même symbole sont approximativement équivalents en terme de charge de calcul.

Scénario	Formateur	Nombre d'itérations r	Avantages liés aux charges de calcul	Points limitants
MPDR	CG	$r = J + 1$	++	Connaissance exacte de J requise
	CGDL	$r = J + 1$	+	Difficulté à fixer le bon niveau de charge σ_{dl}^2
	AV	inconnu (mais $> J + 1$)	++	r inconnu à priori
	UB	inconnu (mais $> J + 1$)	-	r inconnu à priori Moyenne à calculer
MVDR	CG	$\forall r \geq J + 1$	++	Connaissance d'une borne supérieure de J requise
	CGDL	$\forall r \geq J + 1$	+	Difficulté à fixer le bon niveau de charge σ_{dl}^2
	AV	inconnu (mais $> J + 1$)	++	r inconnu à priori
	UB	inconnu (mais $> J + 1$)	-	r inconnu à priori Moyenne à calculer

TABLE 2.1 – Résumé des informations sur les formateurs de faisceaux

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les notions classiques de la formation de faisceaux. Nous avons ensuite étudié des algorithmes de réduction de rang, qui ont été utilisés avec un faible nombre d'échantillons. Nous avons proposé des modifications de méthodes existantes (DLPK, UB, CGDL), qui permettent d'obtenir potentiellement des performances efficaces en terme de SINR après formation de faisceaux. Nous avons également démontré la convergence de l'algorithme AV dans le contexte d'étude où les matrices de covariance estimées ne sont pas inversibles, et nous fournissons l'expression du formateur asymptotique. Les différents traitements ont été étudiés pour deux antennes différentes sur deux types de scénarios (MPDR et MVDR) et les conditions d'utilisations de ces traitements ont

été définies en termes de nombre d'échantillons et de nombre d'itérations à utiliser.

Dans le chapitre 3 suivant, nous proposons une méthode qui permet de caractériser, pour une stratégie allocation de la ressource/formation de faisceaux, les valeurs de SINR obtenues sur chaque lien utilisateur, et le nombre de connexions permises par le système. Cette méthode globale permet en particulier de quantifier l'amélioration apportée le SDMA par rapport aux autres stratégies de couvertures.

Chapitre 3

Méthodologie pour la quantification de l'apport du SDMA

Sommaire

3.1	Problématique de l'évaluation de l'apport du SDMA	76
3.2	Séquencement choisi pour l'implémentation du SDMA	80
3.3	Efficacité spectrale cumulée	83

Introduction

Nous avons vu que les traitements à faible complexité et à faible support d'entraînement permettent, quand ils sont employés sous des conditions d'utilisation qui ont été définies au chapitre 2, d'augmenter le SINR—ou $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{U_{ser}}$ — de l'utilisateur concerné après formation de faisceaux par rapport au formateur conventionnel CBF, et à fortiori par rapport à la formation de faisceaux fixe. Il est maintenant nécessaire de traduire l'apport de l'amélioration de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{U_{ser}}$ sur le fonctionnement du système et en particulier sur le débit global traité :

- en montrant que le nombre d'utilisateurs acceptés par le système peut être amélioré,
- et/ou en prouvant que le débit de chaque communication peut être augmenté individuellement.

Ce chapitre est consacré à la définition d'une méthode globale qui permet de caractériser l'apport lié à l'amélioration du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{U_{ser}}$ et à l'augmentation du nombre d'utilisateurs servis sur un système donné. Nous décrivons tout d'abord une approche intuitive pour tenter de caractériser les différentes stratégies de couverture les unes par rapport aux autres. Cette approche permet de mettre en évidence d'une part, le besoin de définir un séquencement pour la mise en place du SDMA, qui a un impact sur

la capacité finale du système; et d'autre part l'utilité de la définition d'un critère global qui permet d'englober les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ et le nombre de connexions acceptées. Ce critère global est basé sur la notion d'efficacité spectrale et est utilisable en temps de paix sans brouilleur ou en période de conflit avec brouilleurs.

La méthodologie présentée ici est générale et s'applique à tout type de système et de stratégie de couverture. Elle permet en particulier dans le cas qui nous intéresse, de quantifier l'apport du SDMA par rapport aux autres types de couverture basés sur des faisceaux fixes avec allocation fixe ou variable de la ressource, ou sur le pointage individuel des faisceaux vers les utilisateurs.

3.1 Problématique de l'évaluation de l'apport du SDMA

3.1.1 Approche intuitive

Pour une antenne multifaisceaux donnée, différentes stratégies existent pour améliorer la façon de couvrir la zone d'intérêt par rapport à la formation de faisceaux fixe avec allocation des ressources fixe. Comme on l'a vu au chapitre 1, une première amélioration consiste à rendre flexible l'allocation de la ressource fréquentielle pour pouvoir servir plus d'utilisateurs par spot lorsque la demande est hétérogène, et donc permettre plus de connexions au total. Une autre stratégie consiste à former un spot par utilisateur et pointer chaque faisceau en direction de l'utilisateur associé pour que chaque utilisateur puisse bénéficier d'une amélioration de gain d'au plus 4dB. Enfin, une dernière stratégie de couverture, le SDMA, consiste à associer la formation d'un spot par utilisateur avec un traitement adaptatif qui permet la réduction des effets des interférences. Ces améliorations successives doivent permettre une augmentation du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de chaque lien formé qui peut amener une amélioration du débit utile sur les liens, et/ou une augmentation du nombre de communications autorisées.

Pour caractériser les différentes stratégies de couverture, on peut imaginer les placer sur un graphe dont les deux axes représentent respectivement la tendance à augmenter le nombre d'utilisateurs servis et celle à améliorer les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenus sur les liens. Pour toutes les différentes stratégies décrites au 1.5, on aboutit alors à une représentation du type de celle de la figure 3.1 qui représente un cas sans brouilleur. Les axes ne sont pas gradués et les positions précises des stratégies de couverture

sur cette figure ne sont pas connues. Elles sont donc représentées par des nuages de points et leurs positions les unes par rapport aux autres sont simplement indicatives. Une stratégie sera s'autant plus efficace que le nuage de points sur cette représentation est situé loin de l'origine, i.e. avec un grand nombre d'utilisateurs servis et des $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ élevés. Cependant, nous allons voir que ce type de représentation est insuffisant pour caractériser les différentes stratégies d'allocation et de formation de faisceaux.

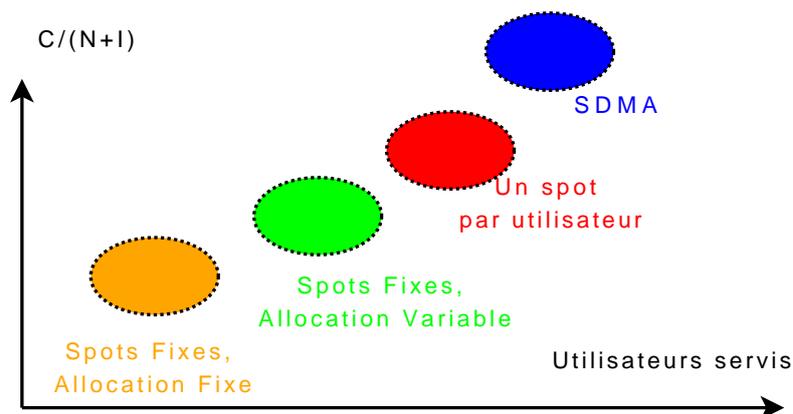


FIGURE 3.1 – Comparaison intuitive des performances des différentes stratégies de couverture

Si l'augmentation du nombre de connexions est un paramètre significatif qu'il est facile d'interpréter, la traduction de l'augmentation des $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur les performances du système n'est pas directe. En effet, le bilan de liaison brut permet de calculer un $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$, qui respecte ou non la spécification pour établir une communication, mais il n'indique pas directement une augmentation du débit possible sur le lien pour une amélioration du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$. Pour quantifier l'apport des différentes stratégies de couverture et en particulier l'apport du SDMA, il devient alors nécessaire de disposer d'un outil permettant de convertir la marge dégagée sur le bilan de liaison de chaque lien en amélioration effective des capacités du système. La problématique qui apparaît ici concerne le choix des paramètres à comparer pour quantifier réellement les améliorations apportées par le SDMA par rapport aux autres stratégies de couverture.

Quelle que soit la stratégie utilisée (spots fixes, individuels ou SDMA), le processus de gestion de la ressource assure que le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de chaque lien communiquant respecte la spécification imposée

par la valeur seuil $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$:

$$\left(\frac{C}{N+I}\right)_T \geq \left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod} \quad (3.1)$$

où $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ représente le rapport signal à bruit plus interférence minimal qu'un lien doit respecter pour permettre l'utilisation du ModCod considéré. On peut s'attendre au fait qu'en disposant d'un $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ supérieur sur un lien particulier, l'utilisation d'un ModCod plus efficace spectralement soit possible d'après l'équation (3.1), et le débit utilisateur associé peut alors être augmenté. Alternativement, si les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ des liens subissent une amélioration, on peut utiliser la marge dégagée pour prendre en charge un certain nombre d'utilisateurs additionnels de façon à se rapprocher du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ spécifié. Dans ce cas, ce n'est pas le débit utilisateur qui est augmenté, mais le nombre total d'utilisateurs autorisés à communiquer.

On peut donc imaginer un système où la priorité est donnée essentiellement au nombre d'utilisateurs servis où chaque lien bénéficierait d'un débit relativement faible. Une autre alternative consiste à essayer d'améliorer les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ au détriment du nombre de liens, pour pouvoir utiliser des ModCod supérieurs et ainsi augmenter les débits sur les liens servis. Au final, pour une stratégie donnée, la tendance à évoluer sur un axe représentant le nombre d'utilisateurs servis plutôt que sur un second représentant l'augmentation de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ dépend essentiellement de ce que souhaite privilégier l'opérateur.

3.1.2 Analyse critique de cette approche

Pour pouvoir attribuer une ressource temps-fréquence-position à un utilisateur, l'algorithme 3D-RRM requiert les valeurs de gain d'antenne réception en direction de chaque utilisateur. Cela correspond au calcul du terme $G_{Sat}(User_Beam(i) \rightarrow User(j)), \forall i, j$ des équations (1.4) et (1.5) du bilan de liaison. Dès lors que les ressources sont attribuées par le 3D-RRM, on connaît pour chaque utilisateur, quels sont les co-utilisateurs interférents.

Utiliser l'algorithme d'allocation 3D-RRM avec des diagrammes formés par des traitements adaptatifs comme dans le SDMA est impossible. En effet, afin de mettre en place la formation de faisceaux

adaptative et calculer les valeurs de gain d'antenne réception en direction de chaque utilisateur pour le 3D-RRM, il faut la connaissance à priori de la carte des co-utilisateurs interférents. Or cette dernière est justement définie par l'allocation des ressources issue de l'algorithme 3D-RRM.

Nous ne disposons pas pour l'étude menée ici, d'un moyen d'optimiser simultanément l'allocation des ressources et la formation de faisceaux adaptative. Une telle option est vraisemblablement très lourde à mettre en place. En effet, pour optimiser allocation et formation de faisceaux adaptative, il faut calculer, pour chaque utilisateur visé et pour chaque ressource disponible, les diagrammes adaptatifs avec comme interférences toutes les combinaisons de co-utilisateurs possibles afin de prendre une décision quant aux utilisateurs qui partageront la ressource en question. Il est probable que même en configuration opérationnelle, le système ne puisse disposer d'un tel algorithme optimisant conjointement l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux adaptative.

Pour utiliser le SDMA dans cette étude avec les moyens dont nous disposons, il est nécessaire de déterminer un séquençement particulier des opérations de formation de faisceaux et d'allocation des ressources pour les simulations. Ce séquençement aura un impact sur la position finale du système sur la figure 3.1, car travailler d'abord sur un axe de la cette figure puis l'autre peut ne pas aboutir à la même position qu'un séquençement inverse.

On ne veut pas ici décider quelle solution est la meilleure entre fournir un fort débit pour peu d'utilisateurs servis, ou de faibles débits assurés pour un maximum de liens établis. De plus, les priorités pourraient être différentes selon que le système fonctionne en temps de paix ou en période de conflit. Par conséquent et comme le séquençement influence la position finale sur la figure 3.1, il est nécessaire de définir un critère global prenant en compte à la fois les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ et le nombre d'utilisateurs servis.

Une autre justification du recours à un critère global réside dans la définition précise des axes de la figure 3.1. Dans l'optique d'effectivement tracer cette représentation pour comparer toutes les stratégies disponibles, il est facile de déterminer le nombre d'utilisateurs servis pour chaque couverture. En revanche, même si calculer le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur chaque lien est aisément réalisable, il est plus difficile de trouver quelle valeur de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ doit être reportée sur l'axe des ordonnées, afin de caractériser globalement une stratégie de couverture par rapport à une autre. Considérer un

$C/(N + I)$ moyen n'est pas significatif puisqu'un $C/(N + I)$ moyen au dessus de la spécification ne garantit pas la réalisation d'une communication sur chaque lien. On pourrait caractériser une stratégie par rapport au $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ le plus faible, mais ce paramètre est trop pénalisant, car une seule communication perturbée dégraderait fortement la valeur du $C/(N + I)$ reportée sur le graphe. En particulier, en situation de conflits où des brouilleurs sont présents, c'est la communication la plus dégradée qui conditionnerait la caractérisation d'une stratégie de couverture. Une autre possibilité consiste à considérer le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ le plus faible parmi tous les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenus exceptés un certain pourcentage $X\%$ de liens qui ont les pires $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$, pour définir ainsi un $C/(N + I)_{X\%}$. Le problème est alors de justifier le choix de la valeur du pourcentage retenue, et la caractérisation des stratégies en configuration brouillée reste problématique car elle peut introduire une certaine quantité de cas aberrants.

Au final, compte tenu du séquençement qu'il est nécessaire de définir et de la difficulté à identifier les axes de la figure 3.1, il serait intéressant de disposer d'un critère global qui prenne en compte le nombre d'utilisateurs auxquels une ressource a été attribuée, et toutes les valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenues par lien, afin de les traduire en une amélioration des capacités du système. Ce critère doit également pouvoir caractériser les configurations où des brouilleurs sont présents dans la zone d'intérêt, afin de connaître la disponibilité des liens en fonction de la stratégie utilisée.

Nous allons maintenant définir :

- le séquençement retenu pour la mise en place du SDMA,
- un critère global qui prend en compte le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu sur chaque lien, et le nombre total d'utilisateurs servis.

3.2 Séquençement choisi pour l'implémentation du SDMA

Nous choisissons d'utiliser le séquençement décrit sur la figure 3.2 pour la mise en place conjointe de l'allocation de la ressource et la formation de faisceaux adaptative.

Le séquençement choisi est le suivant :

1. **Expression de la demande.** Les utilisateurs qui souhaitent communiquer font une requête

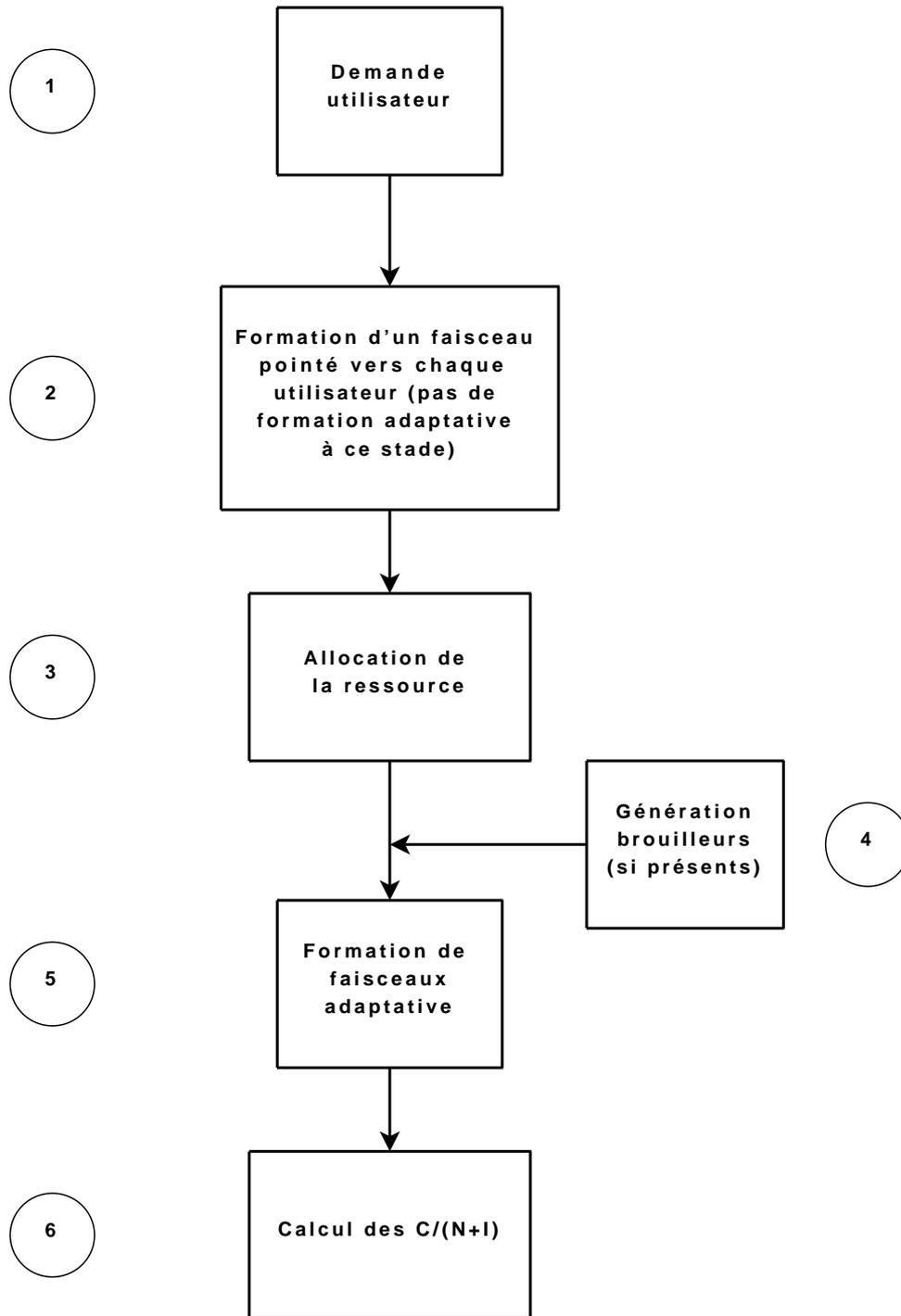


FIGURE 3.2 – Séquencement de l'implantation du SDMA

au système. A ce stade, les ressources ne sont pas attribuées. On considère que la position de chaque utilisateur est parfaitement connue.

2. **Calcul des diagrammes d'antenne avec le formateur de faisceaux conventionnel (CBF).** Le système qui connaît la localisation des terminaux, évalue la valeur de chacun des diagrammes d'antennes assurant la couverture en direction de chaque utilisateur. Cela permet de calculer, pour un utilisateur donné, le gain dont il bénéficie avec son diagramme d'antenne, mais aussi la valeur du gain en direction des interférences potentielles. A ce stade, la formation de faisceaux adaptative ne peut pas être employée puisque les ressources n'ont pas encore été attribuées et donc les interférences dues aux co-utilisateurs ne sont pas connues.

Pour calculer les diagrammes d'antenne qui serviront à l'algorithme d'allocation, on utilise le CBF plutôt que les spots fixes. Le CBF est en effet la meilleure solution car d'une part le pointage des faisceaux permet un gain maximal envers chaque utilisateur ce qui n'est pas le cas avec des faisceaux fixes. On peut donc s'attendre à établir plus de connexions avec le CBF qu'avec des spots fixes, ce qui doit correspondre aussi à la caractéristique du SDMA. D'autre part, l'expression du formateur CBF a l'avantage d'être facile à calculer quand on connaît les directions des utilisateurs et la géométrie du réseau.

3. **Allocation de la ressource.** Dès lors que les valeurs de gain d'antenne réception sont calculées à partir des coefficients de la formation de faisceaux conventionnelle, l'algorithme d'allocation 3D-RRM peut attribuer les ressources fréquentielles disponibles. Les utilisateurs sont servis uniquement s'ils respectent le bilan de liaison et la spécification de $C/(N+I)$ minimale requise pour l'utilisation du schéma de modulation et de codage le plus robuste, donc le moins efficace (i.e. celui qui permet de passer le moins de débit) parmi ceux disponibles pour le système. Pour chaque utilisateur, une carte des interférences est alors établie. On peut alors calculer les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur chaque lien établi sans formation de faisceaux adaptative.
4. **Prise en compte du brouillage (optionnel).** Cette étape s'applique uniquement en période de conflits : les brouilleurs sont considérés comme étant des co-utilisateurs à forte puissance qui interfèrent avec tous les utilisateurs du système. On peut alors calculer les nouveaux $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ qui tiennent compte de l'effet des brouilleurs.

5. **Calcul des diagrammes adaptatifs.** L'algorithme 3D-RRM a abouti à une solution de partage de la ressource qui définit donc quels sont les terminaux qui utilisent le même canal. La mise en place du traitement adaptatif est alors possible. Un formateur adaptatif choisi parmi ceux présentés au chapitre 2 est calculé pour minimiser les interférences générées par les co-utilisateurs ainsi que les brouilleurs potentiellement actifs à l'intérieur de la zone de service. Avec un tel séquençement, le nombre d'utilisateurs servis par la stratégie SDMA est donc le même que dans la stratégie "un spot par utilisateur".
6. **Analyse : Calcul des $C/(N + I)$.** On arrive donc à la répartition finale des utilisateurs et brouilleurs éventuels, à l'allocation des ressources, aux diagrammes adaptatifs associés. On peut maintenant calculer les valeurs finales de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenues pour chaque lien qui a reçu une ressource dans le cas sans brouilleur et avec brouilleurs.

A ce stade, on a établi une cartographie des utilisateurs et de leurs $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ associés. Il reste à introduire un critère général permettant d'une part de traduire l'impact des valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur la capacité des liens établis, et d'autre part de caractériser globalement l'efficacité du système dans les différentes stratégies d'allocation et de formation de faisceaux.

3.3 Efficacité spectrale cumulée

Nous allons définir un critère global appelé efficacité spectrale cumulée qui permet caractériser les différentes stratégies de couverture dans leur ensemble, quel que soit le choix de l'opérateur quant à la préférence du nombre d'utilisateurs servis ou des débits des liens, et quel que soit l'effet du séquençement sur ces deux paramètres. Ce critère doit permettre une prise en compte globale des utilisateurs qui communiquent effectivement, et de la valeur de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenue sur chaque lien. Il doit également caractériser la capacité de maintien des liaisons en présence de brouillage.

3.3.1 Efficacité spectrale : relation avec le $C/(N + I)$

L'efficacité spectrale d'une communication, notée γ_{eff} , permet d'évaluer la quantité d'information transmise pour une bande allouée donnée. Elle est une grandeur physique qui témoigne donc de la

quantité du débit transmis sur le lien par unité de bande de fréquence et s'exprime en $[b/s/Hz]$. L'efficacité spectrale d'un lien est associée à un ModCod particulier dont l'utilisation dépend d'une spécification de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur le lien. Plus un ModCod est robuste, moins il est efficace et plus la valeur de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ demandée est faible. Avec un ModCod très robuste, la relative faiblesse de qualité du lien est compensée par les redondances introduites dans le ModCod. En revanche, obtenir un meilleur $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur un lien permet de limiter les redondances dans le ModCod et ainsi de le rendre plus efficace. Pour que l'amélioration de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ d'un lien permette l'utilisation d'un ModCod associée à une meilleure efficacité spectrale, il faut que l'interface air du système supporte une adaptation des schémas de modulation et de codage, ce que l'on suppose par la suite.

Pour pouvoir quantifier l'apport du SDMA, on souhaite associer à chaque utilisateur une efficacité spectrale en fonction de son rapport signal à bruit plus interférence. On veut donc définir une fonction notée f qui relie l'efficacité spectrale d'un lien donné et le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu dans le bilan de liaison telle que :

$$\gamma_{\text{eff}} = f\left(\left(\frac{C}{N+I}\right)_T\right). \quad (3.2)$$

En utilisant la relation donnée par (3.2), on peut alors définir une efficacité spectrale globale Γ_{eff} –ou efficacité spectrale cumulée– du système. Cette dernière permet de caractériser les performances globales du système pour une répartition d'utilisateurs donnée, en particulier le nombre d'utilisateurs qui reçoivent une ressource, et les valeurs d'efficacité spectrales des liens associées aux différents ModCod autorisés par les valeurs des $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenues sur chaque lien. Elle est définie comme la somme des efficacité spectrales individuelles chaque utilisateur notées γ_{eff_i} :

$$\Gamma_{\text{eff}} = \sum_{i=1}^{N_u} \gamma_{\text{eff}_i} = \sum_{i=1}^{N_u} f\left(\left(\frac{C}{N+I}\right)_{T_i}\right) \quad (3.3)$$

où $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{T_i}$ représente le rapport signal à bruit plus interférence total du lien i . Le critère cumulé issu de (3.3) permet donc de définir l'efficacité spectrale cumulée du système, pour une répartition d'utilisateurs, un algorithme de formation de faisceaux, et un schéma d'allocation de la ressource

donnés. Il n'est alors plus question de privilégier dans la caractérisation de la performance l'un ou l'autre des axes de la figure 3.1 mais de placer les différentes stratégies de couverture sur un même axe représentant leurs efficacités spectrales cumulées. Il faut maintenant définir la fonction f qui relie les grandeurs γ_{eff} et $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$.

3.3.2 Critère 1 : efficacité spectrale théorique optimale

Une première façon de relier l'efficacité spectrale du lien γ_{eff} et son rapport signal à bruit plus interférences $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ est d'utiliser le théorème de Shannon-Hartley [41]. En effet, ce dernier associe l'efficacité spectrale maximale théorique $\gamma_{\text{eff}}^{\text{sh}}$ que l'on peut obtenir sur un lien au $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du même lien. Le théorème de Shannon-Hartley donne la relation suivante

$$\gamma_{\text{eff}}^{\text{sh}} = \log_2 \left(1 + \left(\frac{C}{N+I} \right)_T \right) \quad (3.4)$$

où $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ est exprimé comme un ratio de puissances exprimées en valeurs naturelles. Cette formule suppose que l'agrégation des interférences peut être assimilée en sortie de formation de faisceaux à une source de bruit blanc de distribution gaussienne. En sommant les efficacités spectrales à la manière de (3.2), on obtient l'efficacité spectrale optimale cumulée qui permet de connaître la bande agrégée maximale théorique pour une répartition d'utilisateurs, un formateur de faisceaux et un schéma d'allocation de la ressource donnés.

Si le critère (3.4) autorise une comparaison théorique des différentes stratégies d'allocation de la ressource et de formation de faisceaux, il ne peut en revanche révéler l'efficacité spectrale réelle du système associée à chacune de ces couvertures. En effet, le théorème de Shannon-Hartley suppose l'utilisation de schémas de modulation et de codage idéaux, ce qui n'est pas le cas dans un système réel. De plus, la formulation de ce critère implique d'avoir à disposition une infinité de ModCod disponibles pour optimiser le lien pour chaque valeur de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$, ce qui ne correspond pas non plus à un contexte opérationnel. Ce critère théorique donne cependant une majoration de l'efficacité spectrale que l'on pourrait obtenir pour le système.

3.3.3 Critère 2 : efficacité spectrale théorique avec modélisation des pertes

Pour se rapprocher de l'efficacité spectrale d'un système réel et mieux prendre en compte l'efficacité spectrale effective des ModCod existants, on définit, à partir de l'équation (3.4), un critère de Shannon-Hartley modifié par l'introduction d'un coefficient $\chi > 1$. L'efficacité spectrale $\gamma_{\text{eff}}^{\text{msh}}$ du critère de Shannon-Hartley modifié est définie par :

$$\gamma_{\text{eff}}^{\text{msh}} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\chi} \left(\frac{C}{N+I} \right)_T \right). \quad (3.5)$$

Ce critère permet de disposer d'une fonction du $\left(\frac{C}{N+I} \right)_T$ inspirée de la formule théorique, mais qui vise à atteindre des valeurs d'efficacité spectrale plus proches de la réalité du contexte opérationnel. Le coefficient de marge χ permet de prendre en compte les différentes pertes et dégradations introduites par la chaîne de réception et le canal de propagation qui peut être mobile et prendre en compte les phénomènes atmosphériques, pour ainsi disposer d'une valeur d'efficacité spectrale plus proche de la réalité.

La difficulté du choix d'un coefficient de marge χ réaliste est le principal point limitant à ce critère. En effet, pour disposer d'un tel critère approchant les conditions opérationnelles, il faut pouvoir déterminer les pertes liées aux différentes opérations de quantification, de modulation et démodulation, les pertes radio-fréquence, et celles liées au canal mobile. Par exemple, le canal mobile représente les disparités de milieux dans lesquels se trouvent potentiellement l'utilisateur (milieu urbain, semi-urbain, forestier ou dégagé). Pour modéliser les pertes liées à la suppression de la visée directe avec le satellite, il faut utiliser des modèles statistiques de terrain qui sont à associer avec un pourcentage de disponibilité de service. Cela montre la difficulté à associer une efficacité spectrale réelle aux valeurs de $\left(\frac{C}{N+I} \right)_T$. Des études précédentes menées par THALES ALENIA SPACE montrent que dans notre contexte, χ aurait une valeur typique autour de $\chi \approx 6.2\text{dB}$

Un autre problème lié à l'utilisation de ce modèle pour caractériser les efficacités spectrales effectivement disponibles demeure le caractère continu du critère (3.5). En effet, si ce critère permet de modéliser différentes pertes pour approcher les efficacités spectrales réelles, il ne permet pas en revanche de prendre en compte le fait qu'il n'existe qu'un nombre limité de ModCod disponibles pour

un système réel de communications donné. Il offre cependant la possibilité de connaître les efficacités spectrales que l'on pourrait obtenir si on disposait, pour un système donné, de plus de ModCod.

3.3.4 Critère 3 : efficacité spectrale associée à un ensemble de ModCod discrétisé

Pour obtenir un critère plus représentatif des performances réelles du système, notamment en ce qui concerne les schémas de modulation et de codage effectivement disponibles, nous introduisons un nouveau critère discrétisé. Il a pour but de caractériser les avantages liés à l'utilisation du SDMA en se servant des véritables efficacités spectrales associées aux ModCod effectivement disponibles en regard des valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenues sur chaque lien.

Ce critère est basé sur l'adaptation dynamique du débit (ou *Dynamic Rate Adaptation*) associée à l'interface air utilisée par le système. Comme indiqué au chapitre 1, l'interface air n'a pas encore été totalement définie, mais se base sur le standard DVB-RCS [21] qui est bien adapté au cas d'un système souhaitant mettre en place la stratégie SDMA pour la voie retour. Le DVB-RCS définit un certain nombre de ModCod pour lesquels un $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ et une efficacité spectrale $\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$ sont déterminés. Les efficacités spectrales des ModCod sont calculées en prenant en compte toutes les pertes attendues sur le canal de propagation et les chaînes de réception, couvrant ainsi les termes regroupés dans χ , défini pour le critère précédent. Les efficacités spectrales considèrent également l'insertion des communications à l'intérieur de trames définies par l'opérateur en fonction de l'interface air utilisée. Les valeurs d'efficacités spectrales sont donc affaiblies par rapport au critère précédent, par l'ajout d'informations supplémentaires aux communications utiles.

Nous supposons ici, comme le permet le DVB-RCS, qu'une adaptation dynamique du débit est proposée par le système. Elle permet d'adapter le ModCod utilisé par un terminal au $C/(N+I)$ effectivement obtenu sur le lien. On fait l'hypothèse ici, sans perdre en généralité, que l'adaptation dynamique du débit n'intervient que sur le ModCod utilisé sans modifier la taille des porteuses comme le préconise le standard DVB-RCS. Pour utiliser un ModCod particulier, le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ doit être supérieur au $\left(\frac{C}{N+I}\right)_{ModCod}$ seuil associé à ce ModCod. Pour chaque lien, on définit donc l'efficacité spectrale $\gamma_{\text{eff}}^{\text{discr}}$ associée au critère discret en fonction des ModCod disponibles et du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du lien :

$$\gamma_{\text{eff}}^{\text{discr}} = \arg \max_{\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}} \left\{ \exists \left(\left(\frac{C}{N+I} \right)_{\text{ModCod}}, \gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}} \right) / \left(\frac{C}{N+I} \right)_{\text{ModCod}} \leq \left(\frac{C}{N+I} \right)_T \right\} \quad (3.6)$$

Un exemple de liste de schémas de modulation et de codage pour une interface air possible pour le standard DVB-RCS est donné sur le tableau 3.1, qui regroupe les $\left(\frac{C}{N+I} \right)_{\text{ModCod}}$ requis et les efficacités spectrales $\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$ correspondantes.

Comme on l'a rappelé plus haut, le DVB-RCS travaille en pratique avec des porteuses de largeur variable, ce qui n'est pas le cas du système étudié ici. Il faudrait donc, pour obtenir le tableau exact correspondant à notre système, remettre à jour les valeurs de ce tableau en fonction de la forme d'onde et de l'interface air qui seraient définies pour le système. Les différences entre les valeurs présentées dans le tableau et celles qui correspondraient exactement à notre système sont liées à la définition des trames et seraient par conséquent mineures. Les valeurs présentées ici sont donc réalistes pour le système considéré ici. Il suffirait pour obtenir les véritables valeurs de réajuster les coefficients du tableau en fonction de l'interface air complètement définie.

ModCod	$\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$ [b/s/Hz]	$\left(\frac{C}{N+I} \right)_{\text{ModCod}}$ [dB]
QPSK - 1/2	0.63	10.0
QPSK - 2/3	0.84	12.1
QPSK - 4/5	0.97	14.5
QPSK - 6/7	1.03	15.5

TABLE 3.1 – Exemple de schémas de modulation et codage disponibles pour le système

Pour chaque stratégie de couverture, l'utilisation d'efficacités spectrales issues de l'ensemble discret de ModCod disponibles, permet d'avoir accès aux ModCod réellement utilisables par l'adaptation dynamique du débit, en fonction des $\left(\frac{C}{N+I} \right)_T$ obtenus. Cela permet d'obtenir l'efficacité spectrale cumulée Γ_{eff} calculée comme la somme des efficacités spectrales individuelles γ_{eff_i} de chaque lien obtenues par l'équation (3.6). Ce critère caractérise donc l'impact de l'amélioration des valeurs de $\left(\frac{C}{N+I} \right)_T$ par lien ainsi que du nombre d'utilisateurs servis dans une configuration réelle. En effet, avec le critère discret, un lien dont le $\left(\frac{C}{N+I} \right)_T$ est inférieur au seuil minimal permettant l'utilisation

du ModCod à l'efficacité spectrale minimale ne peut pas établir de communication. Son efficacité spectrale est alors nulle, et il ne contribue pas à modifier l'efficacité spectrale cumulée.

De plus, si le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ d'un lien subit une amélioration qui est suffisante pour permettre l'utilisation d'un ModCod amélioré, alors l'efficacité spectrale associée est augmentée. Si en revanche l'amélioration de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ ne lui permet pas d'atteindre le seuil supérieur, l'efficacité spectrale cumulée reste identique, ce qui est particulièrement intéressant pour connaître quels sont les nombres de liens servis au total, notamment en cas de brouilleurs actifs.

3.3.5 Comparaison des différents critères

La comparaison des différentes fonctions reliant le $C/(N+I)$ à l'efficacité spectrale est donnée sur la figure 3.3. Le critère discret représenté est associé à l'exemple de schémas de modulation et de codage présenté dans le tableau 3.1.

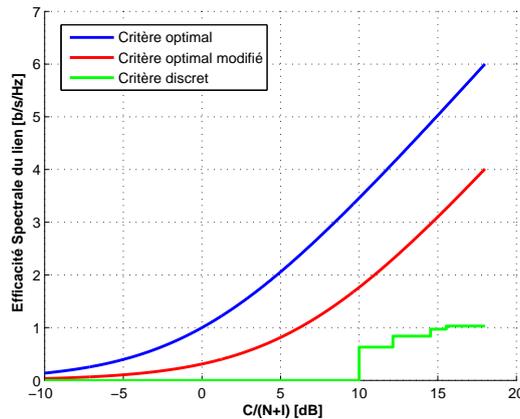


FIGURE 3.3 – Comparaison des 3 fonctions représentant l'efficacité spectrale

Sur la figure 3.3, la courbe représentant le critère optimal modifié et celle associée au critère discret ne se coupent pas. En effet, les valeurs d'efficacité spectrales indiquées dans le tableau 3.1 prennent également en compte la définition de la trame et les pertes dues au filtrage non idéal, ce qui explique que les efficacités spectrales soient plus faibles qu'avec le critère de Shannon-Hartley modifié, qui prend certes en compte les pertes liées au canal de propagation mais pas celles induites

par l'intégration de la communication dans la trame.

Les deux critères issus de l'équation (3.4) et (3.5) sont continus et leurs versions cumulées ne permettent pas de caractériser de façon réaliste le nombre d'utilisateurs servis, ni l'amélioration apporté par le SDMA en terme d'utilisation de ModCod supérieur pour une interface air donnée. Le premier critère de Shannon-Hartley donne cependant une limite théorique de l'efficacité spectrale, et le critère modifié permet de situer les efficacités spectrales possiblement atteintes si plus de ModCod étaient disponibles. Le dernier critère discrétisé permet de calculer une efficacité spectrale cumulée plus réaliste en prenant en compte l'effet de seuillage induit par le nombre limité de ModCod disponible, à condition d'avoir défini une interface air associée au système.

Comme on travaille ici avec une interface air donnée et un système particulier, on n'utilisera dans la suite que le critère discret. Il permet en effet de caractériser au mieux l'apport du SDMA pour une configuration donnée avec un ensemble de ModCod disponibles limité comme dans un système réel.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord évoqué une approche qualitative qui vise à caractériser les différentes stratégies de couverture en termes de nombre d'utilisateurs servis et de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu sur chaque lien. Nous avons montré qu'une telle approche est insuffisante, compte tenu de la difficulté à fixer la valeur de $C/(N+I)$ utile pour comparer les différentes stratégies d'allocation et de formation de faisceaux, et de la sensibilité des résultats obtenus aux choix de privilégier le nombre d'utilisateurs ou le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$.

Comme nous ne disposons pas de moyens permettant l'optimisation simultanée de l'allocation des ressources et de la formation de faisceaux adaptative, nous avons défini un séquençement particulier pour pouvoir mettre en place des simulations sur le SDMA.

Pour caractériser de façon globale l'apport d'une stratégie de couverture, nous avons défini un critère global de caractérisation du service établi qui prend en compte le nombre d'utilisateurs servis et toutes les valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$. Ce critère est basé sur l'efficacité spectrale cumulée qui somme les efficacités spectrales individuelles de chaque lien. Le séquençement de l'allocation de la ressource

et de la formation de faisceaux, associé à une analyse des efficacités spectrales cumulées obtenues permet de comparer entre elles les différentes stratégies de couverture et en particulier d'évaluer l'apport du SDMA par rapport aux autres stratégies. Cette méthodologie est toutefois très générale et permettrait de comparer par exemple différents séquençements des opérations, ou les performances obtenues avec des interfaces air différentes, ou encore des antennes de géométrie différentes –pour évaluer l'apport d'un surdimensionnement de l'antenne par exemple–.

Dans le chapitre 4 suivant, nous appliquons la méthodologie décrite ci-dessus pour évaluer l'apport du SDMA sur deux scénarios particuliers qui correspondent à des simulations en temps de paix (sans brouilleur) ou en période de conflit (avec brouilleurs). Les simulations sont réalisées pour deux antennes différentes pour chaque scénario.

Chapitre 4

Application à deux scénarios particuliers

Sommaire

4.1	Description des scénarios	94
4.2	Simulations en temps de paix	97
4.3	Simulations en situation de conflit	116
4.4	Synthèse des simulations	122

Introduction

Nous avons défini au chapitre 3 une méthodologie qui permet de caractériser le nombre de connexions, les valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de chaque lien et l'efficacité spectrale globale du système, pour une couverture donnée. En particulier, cette méthode est utile pour quantifier l'apport de l'utilisation du SDMA par rapport aux autres types de couverture décrite dans cette étude. Les résultats que donne la méthode sont cependant dépendants du type de répartition des utilisateurs et du nombre des connexions demandées, ainsi que du séquençement retenu pour implanter le SDMA.

Dans ce chapitre, nous appliquons la méthodologie sur deux scénarios différents afin d'évaluer l'intérêt du SDMA sur un type de répartition d'utilisateurs particulier non homogène. Le premier scénario considéré correspond à l'utilisation du système en temps de paix, et le second à une utilisation en période de conflit. Ces scénarios correspondent respectivement à l'absence et à la présence de brouilleurs à l'intérieur de la zone de service.

4.1 Description des scénarios

4.1.1 Répartition des utilisateurs

L'apport du SDMA ne peut être déterminé pour un système de façon globale. Il faut prendre en considération le type de répartition d'utilisateurs. En effet, on peut penser que pour une zone de service donnée, une configuration d'utilisateurs répartis de façon uniforme ne procurera pas les mêmes $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ que si les utilisateurs étaient situés uniquement dans un théâtre. De plus, allouer la ressource de façon variable par spot n'apporterait pas grand chose pour des utilisateurs répartis uniformément, puisque les spots ne seraient pas pleins. Il faut donc définir une répartition d'utilisateurs sur laquelle seront comparées les performances des différentes stratégies formation de faisceaux/allocation de la ressource.

Les simulations présentées dans ce chapitre se basent sur le calcul d'une efficacité spectrale cumulée sur une répartition d'utilisateurs particulière. Pour éviter de livrer une analyse sur un tirage d'utilisateurs particulier, nous étudions la moyenne $\tilde{\Gamma}_{\text{eff}}$ des efficacités spectrales cumulées, sur un nombre K de tirages respectant la répartition statistique des utilisateurs choisie :

$$\tilde{\Gamma}_{\text{eff}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Gamma_{\text{eff}}(k) \quad (4.1)$$

où $\Gamma_{\text{eff}}(k)$ représente l'efficacité spectrale cumulée associée au tirage numéro k . La répartition des utilisateurs à l'intérieur de la zone de service se décrit de la façon suivante.

Nous rappelons tout d'abord que les positions des utilisateurs considérées pour les simulations sont situées à l'intérieur de la zone de service présentée sur la figure 1.1 du chapitre 1. Elle comprend trois zones théâtres (T1, T2 et T3), chacune de taille différente, dans lesquelles les utilisateurs sont concentrés. Un théâtre est supposé correspondre à une zone sensible du monde dans laquelle les enjeux sur la sécurité des populations sont élevés. La couverture comprend également des utilisateurs isolés situés à l'extérieur de ces zones théâtres. Ces utilisateurs dispersés à l'extérieur des théâtres peuvent être par exemple des avions ou des navires.

La répartition des utilisateurs est faite de telle sorte que :

- chacun des trois théâtres correspondant à une zone d'intérêt déterminée, regroupe un quart des utilisateurs du système. A l'intérieur d'un théâtre, les positions des utilisateurs sont issues d'un tirage aléatoire et uniforme.
- le quart des utilisateurs restant est reparti à l'intérieur de la zone couverte tout en étant en dehors des trois théâtres. Les positions de ces utilisateurs dispersés sur la couverture résultent également d'un tirage aléatoire et uniforme.
- Pour ce qui est de la position des brouilleurs externes, nous nous plaçons dans un cas extrêmement défavorable pour évaluer les performances du SDMA. De façon intuitive, un brouilleur est d'autant plus gênant qu'il est proche des utilisateurs qu'il souhaite perturber. Par conséquent, nous faisons l'hypothèse que les brouilleurs, quand ils sont présents, sont au nombre de 3, et que chaque brouilleur est situé au centre d'un théâtre, de manière à gêner tout particulièrement les utilisateurs présents à l'intérieur de cet espace d'intérêt.

La figure 4.1 représente un exemple de tirage d'utilisateurs selon les règles de répartition décrites ci-dessus.

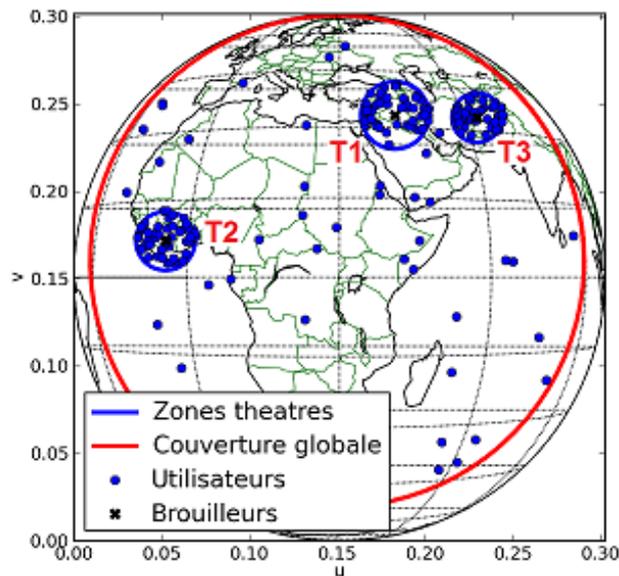


FIGURE 4.1 – Exemple de distribution de 200 utilisateurs sur la zone de service

Les utilisateurs répartis dans la zone de couverture sont au nombre de 200 sur cette figure. Il

est important de noter que tous les utilisateurs représentés correspondent à une demande initiale de connexions. Par conséquent, tous ne recevront pas une ressource pour établir une communication.

4.1.2 Hypothèses sur l'algorithme de formation de faisceaux

Dans le chapitre 2, nous avons présenté plusieurs algorithmes à faible complexité et faible support d'entraînement. Il a été montré que le choix du nombre d'échantillons pour estimer la matrice de covariance des signaux reçus, et celui de la dimension du rang de l'algorithme utilisé, ont un impact sur les performances de chaque algorithme. Pour la mise en place du SDMA, il est nécessaire de choisir un formateur de faisceaux à associer à l'algorithme de gestion de la ressource 3D-RRM. Ce choix a un impact sur les performances du système et la méthodologie appliquée serait également utilisable avec d'autres formateurs de faisceaux. Le tableau 2.1 du chapitre 2 résume les informations disponibles pour le choix du formateur de faisceaux à priori.

Pour les simulations qui sont présentées ici, on suppose que le système possède une fonction permettant la détection des brouilleurs externes. Par conséquent, l'hypothèse que le nombre J d'interférences et de brouilleurs présents est parfaitement connu sera utilisée. D'autre part, on suppose qu'il est possible de disposer d'échantillons exempts de la contribution de l'utilisateur principal, i.e. l'utilisateur principal n'émet pas au moment où on calcule les coefficients de la formation de faisceaux du spot qui lui est associé. Cela correspond à une situation MVDR selon les termes du chapitre 2. Enfin, on suppose comme au chapitre 2, que les vecteurs directionnels $\mathbf{a}_i, \forall i$ associés à chacun des utilisateurs sont parfaitement connus, puisqu'on connaît les positions des utilisateurs, ce qui est en effet nécessaire pour réaliser l'allocation des ressources.

Dans le cas précis où le nombre exact d'interférences J est connu et que les données reçues par le réseau ne contiennent pas de signaux provenant de l'utilisateur d'intérêt (MVDR), le formateur de faisceaux qui donne les meilleurs performances, en ce qui concerne le rapport signal à bruit plus interférence en sortie de formation de faisceaux, est l'algorithme CG du gradient conjugué. Par conséquent, c'est cet algorithme qui est retenu pour mettre en évidence les bénéfices de l'utilisation du SDMA en appliquant la méthodologie définie au chapitre 3. Par ailleurs, le nombre d'échantillons utilisé pour calculer la matrice de covariance estimée $\hat{\mathbf{R}}$ est fixé en fonction des courbes de la figure 2.3.

En effet, pour approcher le meilleur $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ possible, on utilisera 40 échantillons pour estimer la matrice de covariance.

4.1.3 Hypothèses sur le bilan de liaison

Les simulations sur les deux scénarios avec et sans brouilleur(s) sont réalisées pour les deux antennes. Cela permet d'illustrer, pour chaque scénario, l'utilisation du système avec deux antennes différentes par leurs tailles et donc leurs directivités.

- l'antenne à $m = 121$ éléments fonctionne à 30.75GHz avec une bande disponible divisée en 16 canaux de 911kHz.
- l'antenne à $m = 469$ éléments rayonnants utilise une fréquence de 44GHz pour la réception, et une bande divisée en 16 canaux de 1717kHz.

Pour la stratégie d'allocation de la ressource fixe avec faisceaux fixes, on fait l'hypothèse que 4 canaux sont alloués par spot, c'est-à-dire qu'on utilise en schéma de réutilisation 1 par 4 partagés sur 4 couleurs différentes.

Concernant les termes du bilan de liaison relatifs aux pertes à la montée, et au demi-lien descendant concernant la passerelle, on fait l'hypothèse simplificatrice qu'ils sont identiques pour les deux configurations d'antennes. Les valeurs de ces termes sont regroupées dans le tableau 4.1.

On suppose que chaque utilisateur possède le même terminal, et donc la puissance des interférences provenant des co-utilisateurs vue par l'antenne réception est identique à celle de l'utilisateur principal. Les brouilleurs externes lorsqu'ils sont présents, sont assimilés à des interférences à forte puissance qui perturbent tous les utilisateurs à qui une ressource à été attribuée. On supposera que la puissance des brouilleurs vue par l'antenne est supérieure de 10dB par rapport au niveau de bruit, et de 30dB par rapport à la puissance d'un utilisateur.

4.2 Simulations en temps de paix

Les simulations présentées ici visent à quantifier l'apport du SDMA en l'absence de brouilleur par rapport aux schémas de couverture fixe et au formateur conventionnel CBF. En particulier,

Terme	Valeur	Commentaires
$\left(\frac{C}{I}\right)_{Feeder}$	20dB	Lien avec la passerelle
$\left(\frac{C}{N}\right)_{Feeder}$	20dB	Lien avec la passerelle
$\left(\frac{C}{IM}\right)$	22dB	Niveau des produits d'intermodulation
$EIRP_{Term}$	50dBW	Puissance isotrope rayonnée équivalente du terminal
$T_A + T_{Rep}$	$290 + 460 = 750K$	Température équivalente antenne + répéteur
L_{AtmoUp}	0.5dB	Pertes atmosphériques à la montée
L_{FSLUp}	213dB	Pertes d'espace libre à la montée
k	-228.6dBJ/K	Constante de Boltzmann
m	121 ou 469	Nombre d'éléments d'antenne
N	40	Nombre d'échantillons pour estimer \mathbf{R}
f	30.75GHz ou 44GHz	Fréquence à la montée
B	911kHz ou 1717kHz	Largeur d'un canal fréquentiel

TABLE 4.1 – Hypothèses sur le bilan de liaison pour les simulations numériques

nous étudions pour un formateur de faisceaux et une antenne donnée, et sur 20 tirages d'utilisateurs respectant la répartition établie au 4.1.1 :

- le nombre moyen d'utilisateurs servis par l'algorithme 3D-RRM,
- la nature des liens établis avec l'étude des différents ModCod utilisés
- l'efficacité spectrale cumulée des différentes stratégies allocation/formation de faisceaux, calculée à partir du critère discrétisé. Les ModCod disponibles ainsi que les efficacités spectrales associées sont listés dans les tableaux 4.2 et 4.3 qui coresspondent respectivement à l'antenne à 121 éléments et à celle à 469 éléments.

ModCod	$\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$ [b/s/Hz]	$\left(\frac{C}{N+I}\right)_{\text{ModCod}}$ [dB]
QPSK - 1/2	0.63	10.0
QPSK - 2/3	0.84	12.1
QPSK - 4/5	0.97	14.5
QPSK - 6/7	1.03	15.5

TABLE 4.2 – Schémas de modulation et codage disponibles pour l’antenne à 121 éléments

ModCod	$\gamma_{\text{eff}}^{\text{ModCod}}$ [b/s/Hz]	$\left(\frac{C}{N+I}\right)_{\text{ModCod}}$ [dB]
QPSK - 1/2	0.68	9.6
QPSK - 2/3	0.9	11.75
QPSK - 4/5	1.07	14.04

TABLE 4.3 – Schémas de modulation et codage disponibles pour l’antenne à 469 éléments

Les simulations sont effectuées pour une demande variant de 20 à 400 utilisateurs par pas de 20.

4.2.1 Synoptique des simulations

Le synoptique des simulations est décrit sur la figure 4.2.

Pour chaque antenne, et pour chaque valeur de la demande, un tirage d’utilisateurs est généré selon la règle de répartition décrite au 4.1.1. Le gain en réception en direction de chaque terminal est ensuite calculé avec les formations de faisceaux fixe et conventionnelle. Dans cette première phase, on privilégie l’établissement de communications utilisant le ModCod le moins efficace c’est-à-dire que la spécification de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ est fixée pour que le débit minimum possible soit privilégié. A posteriori, si le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du lien est suffisamment élevé, un débit plus fort sera utilisé. Etant donné les valeurs de gain d’antenne obtenues avec le CBF et la spécification du bilan de liaison pour respecter le ModCod à l’efficacité spectrale la plus faible, l’algorithme 3D-RRM partage les ressources disponibles et les attribue à chaque utilisateur. Il détermine les utilisateurs qui interfèrent entre eux à travers la carte des interférences. Une première analyse est réalisée concernant le nombre d’utilisateurs servis, la nature des liens et l’efficacité spectrale globale des couvertures sans formation de faisceaux adaptative.

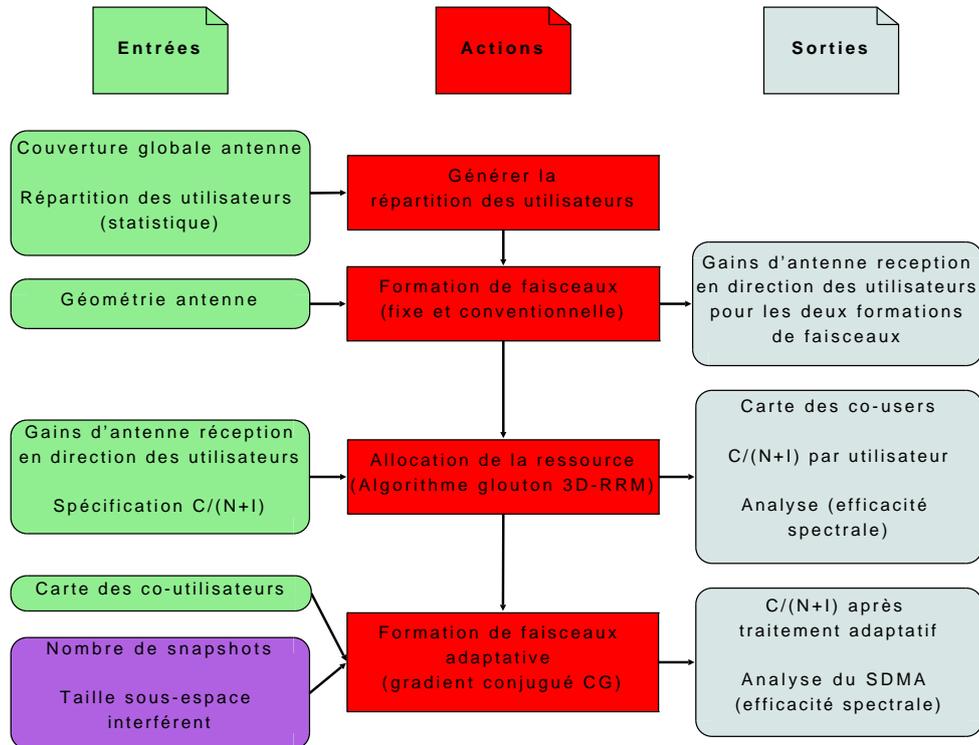


FIGURE 4.2 – Synoptique des simulations en temps de paix

Comme chaque ressource est utilisée par un nombre connu de terminaux connus, le traitement adaptatif CG peut alors être mis en place. A l'issue de la formation de faisceaux adaptative, les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenus avec le SDMA sont à nouveau calculés, et une nouvelle analyse du nombre de liens, de leur nature et de l'efficacité spectrale cumulée est réalisée pour la couverture SDMA. On peut alors comparer les différentes stratégies d'allocation et de formation de faisceaux.

4.2.2 Nombre moyen d'utilisateurs servis

Nous étudions ici le nombre moyen d'utilisateurs servis sur les 20 tirages d'utilisateurs suivant la répartition décrite au 4.1.1. Nous comparons les différentes stratégies d'allocation et de formation de faisceau :

- Formation de faisceaux fixe avec allocation de la ressource fixe par spot,
- Formation de faisceaux fixe avec allocation de la ressource variable par spot,

- Formation de faisceaux conventionnelle (spots individuels et dirigés vers les utilisateurs) avec allocation de la ressource variable par spot

Compte tenu du séquençement adopté pour la mise en place du SDMA (cf. figure 3.2), le nombre d'utilisateurs acceptés par le système utilisant le SDMA est identique à celui du système utilisant la formation de faisceaux pointés vers chaque utilisateur.

La figure 4.3(a) illustre le nombre de connexions acceptées par le système équipé de l'antenne à 121 éléments, en fonction du nombre d'utilisateurs qui souhaitent communiquer. Les trois stratégies d'allocation et de formation de faisceaux sont représentées. La figure 4.3(b) représente le cas de l'antenne à 469 éléments.

Quelle que soit l'antenne utilisée, les trois courbes permettent de mettre en évidence du point de vue du nombre de connexions supportées, l'apport d'une allocation de la ressource variable par rapport à une allocation fixe, puis l'amélioration induite par le pointage des faisceaux. En effet, la formation de faisceaux fixe avec allocation fixe, qui constitue la stratégie de référence, est très vite dépassée par l'introduction d'une allocation variable qui permet de servir plus d'utilisateurs. Sur la figure 4.3(a), les courbes du nombre de terminaux acceptés par les deux stratégies à spots fixes diffèrent plus rapidement (20 demandes) que sur la figure 4.3(b) (80 demandes). Cela s'explique par le fait que l'antenne à 469 éléments est plus directive, et donc que les spots formés pour couvrir la zone de service sont plus fins et plus nombreux. Une représentation des tailles des spots au sol pour les deux antennes est donnée sur la figure 4.4. Il faut par conséquent plus de demandes pour remplir entièrement un spot et dépasser le nombre d'utilisateurs maximal autorisé par spot avec l'allocation fixe. Ce nombre est fixé à 4 utilisateurs puisque par hypothèse, seuls quatre canaux sont attribués par spot avec une allocation fixe.

De plus, le pointage du spot vers l'utilisateur permet d'augmenter de manière significative le nombre d'utilisateurs servis par rapport à des spots fixes. En effet, le gain vu par l'utilisateur est amélioré et donc le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du lien associé est plus élevé. De nouvelles communications peuvent donc être satisfaites puisque l'allocation est réalisée avec ces nouvelles valeurs améliorées de gain.

Les courbes de la figure 4.3 ne font pas apparaître clairement une asymptote qui marquerait le nombre d'utilisateurs maximal que le système peut accepter. Cela est dû au type de répartition

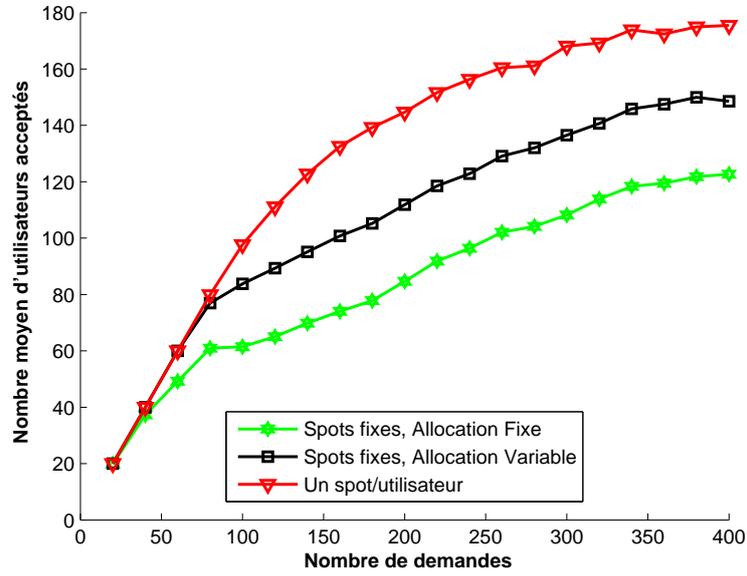
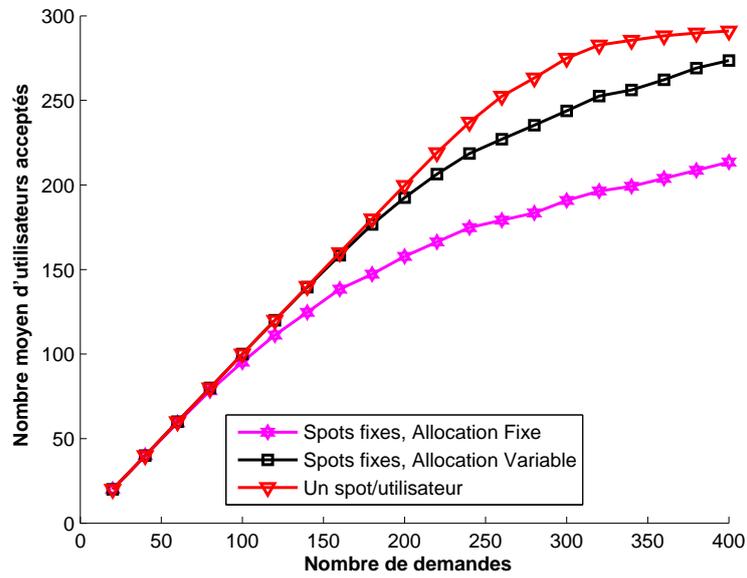
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 4.3 – Nombre moyen d'utilisateurs servis selon le type de couverture sans brouilleur

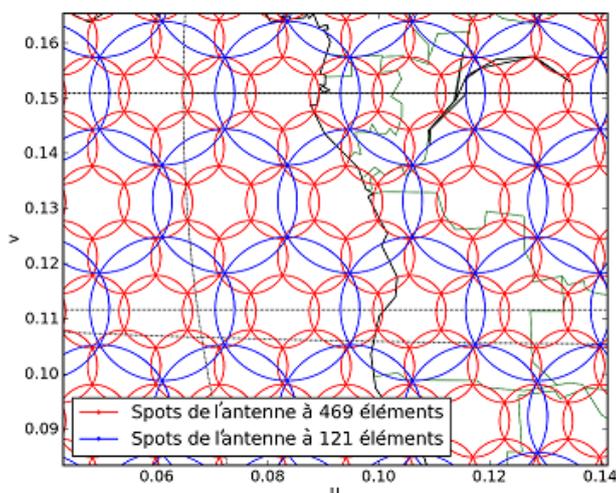
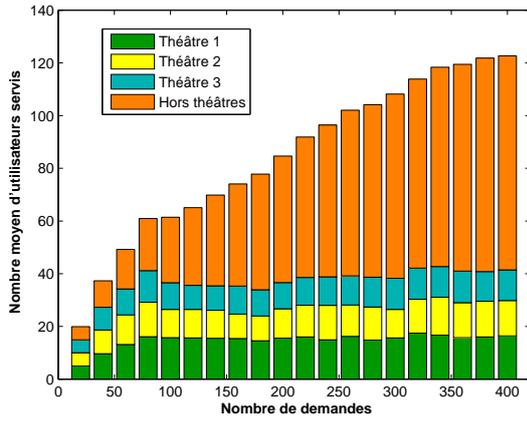


FIGURE 4.4 – Comparaison des tailles des spots au sol pour les deux antennes

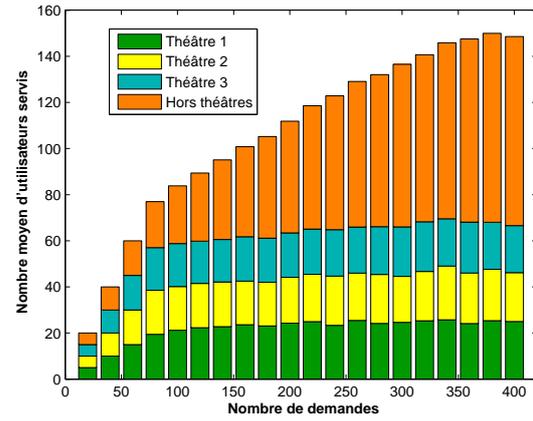
choisie, qui comprend des utilisateurs en théâtre et d'autres qui sont isolés sur une zone étendue. Pour analyser ce point plus en détails, on étudie le nombre d'utilisateurs acceptés en fonction de leur appartenance à un théâtre ou à la zone extérieure aux théâtres. La figure 4.5 représente la répartition des utilisateurs servis en fonction de la demande selon leurs localisations pour les différentes stratégies allocation/formation de faisceaux, pour l'antenne à 121 éléments. Le cas de l'antenne à 469 éléments est traité sur la figure 4.6. L'annexe A regroupe tous les tableaux des différentes valeurs dont les figures 4.5 et 4.6 sont issues.

Il est alors possible de distinguer une valeur limite qui indique le nombre maximal d'utilisateurs servis par théâtre. En effet, sur chaque courbe apparaît clairement une asymptote lorsque les trois théâtres sont pleins. L'utilisation d'une stratégie de couverture plus ou moins améliorée (spots fixes ou pointés, allocation fixe ou variable) augmente le nombre maximal d'utilisateurs acceptés à l'intérieur des théâtres.

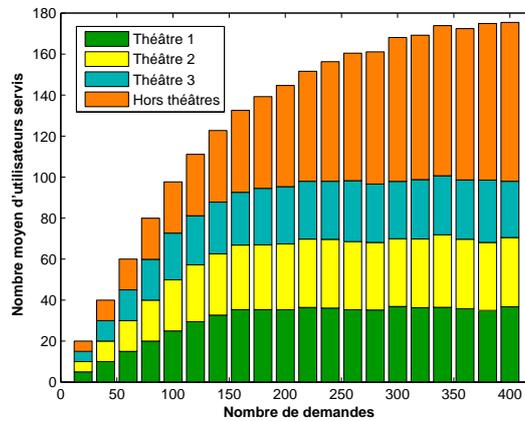
Par exemple, pour l'antenne à 121 éléments, une allocation fixe avec spots fixes (figure 4.5(a)) permet de servir environ 40 utilisateurs situés dans l'un des trois théâtres. Le tableau A.1 indique qu'environ 16 utilisateurs au maximum sont servis sur le premier théâtre, 13 pour le deuxième et 11 sur le dernier. Les trois théâtres n'ont pas la même taille donc le nombre maximal d'utilisateurs



(a) Formation de faisceaux fixe, allocation fixe

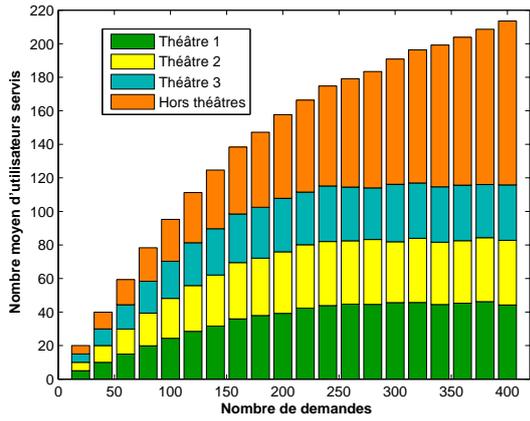


(b) Formation de faisceaux fixe, allocation variable

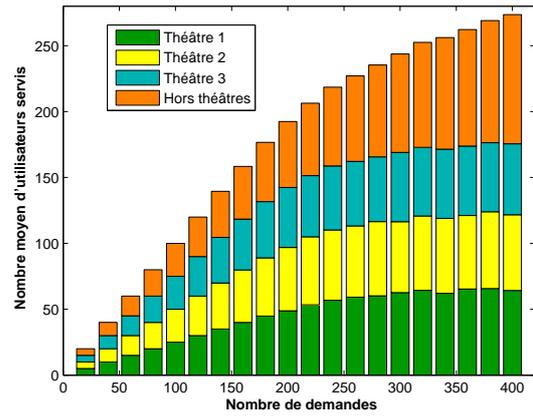


(c) Formation de faisceaux conventionnelle

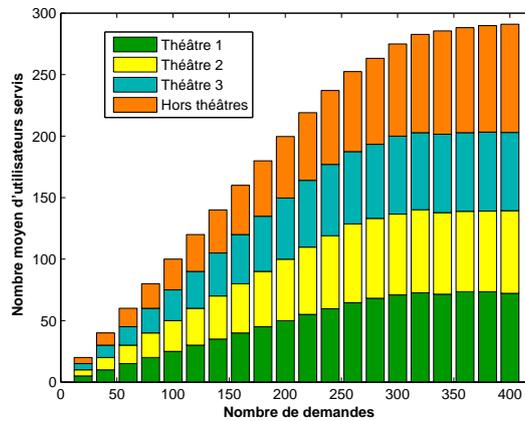
FIGURE 4.5 – Répartition des utilisateurs servis selon leur localisation pour l'antenne à 121 éléments sans brouilleur



(a) Formation de faisceaux fixe, allocation fixe



(b) Formation de faisceaux fixe, allocation variable



(c) Formation de faisceaux conventionnelle

FIGURE 4.6 – Répartition des utilisateurs servis selon leur localisation pour l’antenne à 469 éléments sans brouilleur

servis à l'intérieur d'un théâtre varie d'un théâtre à l'autre. En utilisant une allocation variable (figure 4.5(b)), l'asymptote se situe à environ 70 utilisateurs (environ 25 pour le premier théâtre, 22 pour le deuxième, et 21 pour le troisième, cf. tableau A.3). Enfin, pour la dernière stratégie de couverture à spots pointés, le nombre maximal d'utilisateurs servis dans une zone théâtre avoisine les 100 utilisateurs sur la figure 4.5(c). Avec la formation de faisceaux conventionnelle, on peut servir environ 36 utilisateurs dans le théâtre numéro 1, 33 dans le numéro 2, et 28 au maximum dans le numéro 3, (cf. tableau A.5).

En ce qui concerne l'antenne la plus directive, le même phénomène peut être observé, mais les valeurs des différents seuils sont augmentées par rapport à l'antenne à 121 éléments. En effet, la stratégie de référence (figure 4.6(a)) autorise environ 115 utilisateurs répartis dans les trois théâtres (45, 38 et 33 utilisateurs au maximum cf. tableau A.2), l'allocation variable avec spots fixes (figure 4.6(b)) permet de faire communiquer environ 170 utilisateurs en théâtre (au maximum respectivement 65, 56 et 52 utilisateurs, cf. tableau A.4), et la formation de faisceaux conventionnelle (figure 4.6(c)) augmente cette valeur jusqu'à environ 200 utilisateurs (72 utilisateurs au maximum pour le premier théâtre, 66 pour le deuxième, et 63 pour le dernier, cf. tableau A.6). L'augmentation des seuils par théâtre d'une antenne à l'autre s'explique par le fait que la deuxième antenne est plus directive, donc son pouvoir de filtrage spatial est meilleur.

4.2.3 Nature des liens établis

On compare maintenant la nature des liens établis, c'est-à-dire les efficacités spectrales individuelles obtenues sur chaque lien, dans les différentes stratégies de couverture de la zone d'intérêt. On regarde plus précisément quelles sont les efficacités spectrales que l'on peut obtenir sur chaque lien si le ModCod le plus efficace possible est utilisé, i.e. celui dont la valeur de $C/(N+I)$ seuil est immédiatement inférieure au $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu sur le lien. On rappelle que l'allocation de la ressource pour l'établissement d'un lien est réalisée sur la base de l'utilisation du ModCod le moins efficace. A posteriori, si le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du lien est suffisamment élevé, un ModCod plus efficace est utilisé. On étudie donc ici la nature des liens obtenus, i.e. l'efficacité spectrale associée au ModCod utilisé pour chaque lien. On s'attend à ce que le SDMA permette l'utilisation des ModCod les plus efficaces spectralement

par rapport aux autres stratégies de couvertures.

4.2.3.1 Formation de faisceaux fixe avec allocation fixe

Pour quantifier l'apport du SDMA, la configuration de référence est la formation de faisceaux fixe avec une allocation fixe de la bande par spot. Un exemple de diagramme d'antenne mis en place pour couvrir un utilisateur particulier est représenté sur la figure 4.7.

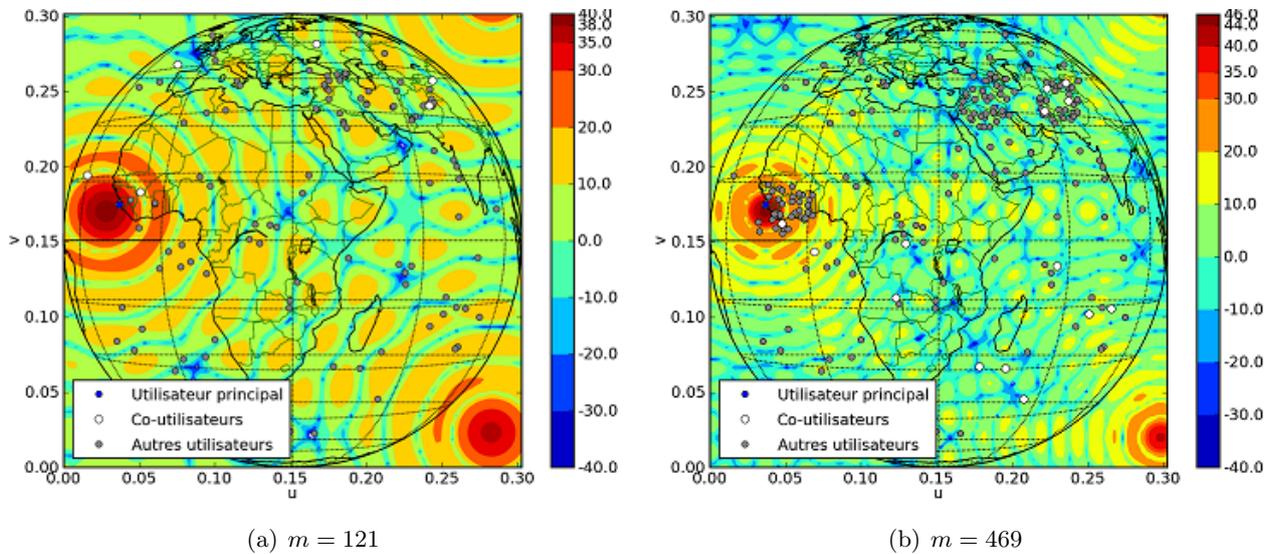


FIGURE 4.7 – Diagrammes d'antenne issus de la formation de faisceaux fixe et allocation fixe sans brouilleur

L'utilisateur principal est représenté par le point bleu. Les co-utilisateurs qui interfèrent avec l'utilisateur d'intérêt sont matérialisés par des points blancs. Le maximum du diagramme d'antenne n'est pas localisé en direction de l'utilisateur principal puisque les faisceaux sont fixes et indépendants des positions des utilisateurs. De plus, l'algorithme 3D-RRM a défini comme co-utilisateurs interférents, les utilisateurs qui sont situés dans des creux du diagramme entre deux lobes secondaires, tout en maintenant à 4 le nombre maximal d'utilisateurs par spot. Une dernière remarque peut être faite sur la position des lobes de réseaux. Comme prévu lors du dimensionnement des éléments du réseau, les lobes de réseau sont bien situés à l'extérieur de la zone d'intérêt.

La figure 4.8 représente pour chaque antenne, la répartition des différentes efficacités spectrales

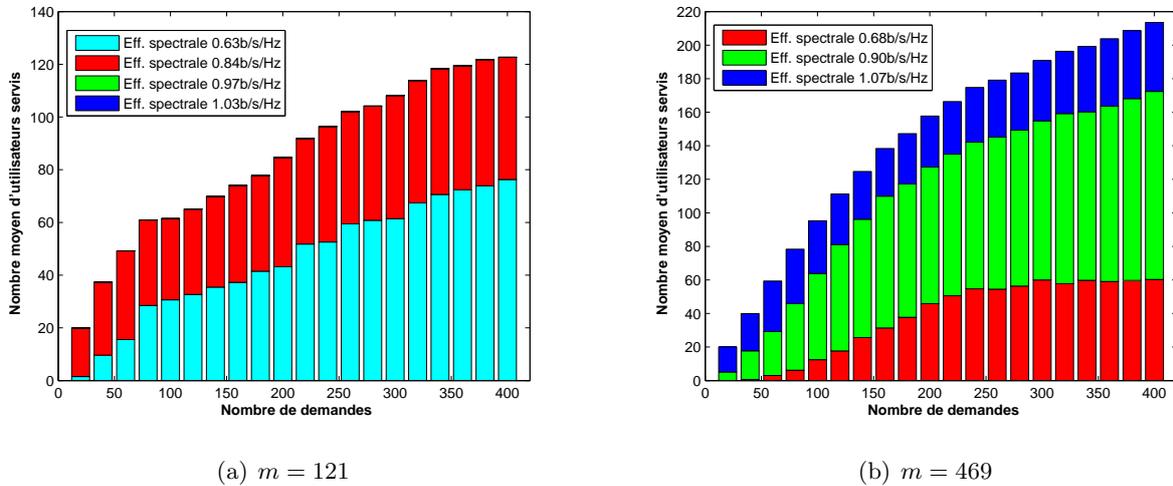


FIGURE 4.8 – Répartition des efficacités spectrales associées à la formation de faisceaux fixe avec une allocation fixe dans un cas sans brouilleur

individuelles obtenues sur chaque lien établi par le système utilisant une stratégie d'allocation fixe avec des faisceaux fixes. Lorsqu'un lien bénéficie d'une efficacité spectrale qui n'est pas la plus faible, cela signifie que le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ du lien associé est suffisamment haut et permet d'utiliser un des ModCod les plus efficaces spectralement. Lorsque la marge sur le bilan de liaison est réduite, un lien établi ne peut utiliser que le ModCod le moins efficace.

Sur la figure 4.8(a) correspondant à l'antenne à 121 éléments, les valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur chaque lien n'autorisent que l'utilisation de deux ModCod parmi les quatre disponibles : ceux associés aux efficacités spectrales qui valent chacune 0.63b/s/Hz et 0.84b/s/Hz. En ce qui concerne l'antenne à 469 éléments (cf. figure 4.8(b)), les valeurs de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ permettent l'utilisation des trois ModCod disponibles. En effet, l'antenne à 469 éléments est plus directive. Par conséquent, les valeurs de gain et de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenues sont meilleures et expliquent l'utilisation de tous les ModCod existants. Chaque lien a donc un des trois niveaux d'efficacité spectrale disponibles (0.68, 0.9 et 1.07b/s/Hz).

4.2.3.2 Formation de faisceaux fixe avec allocation variable

Comme pour la stratégie précédente, les valeurs de gain en direction de chaque utilisateur ne sont pas maximales si l'utilisateur n'est pas au centre du spot. La figure 4.9 représente en effet le même diagramme d'antenne que précédemment, à la différence que le nombre d'utilisateurs servis n'est pas identique.

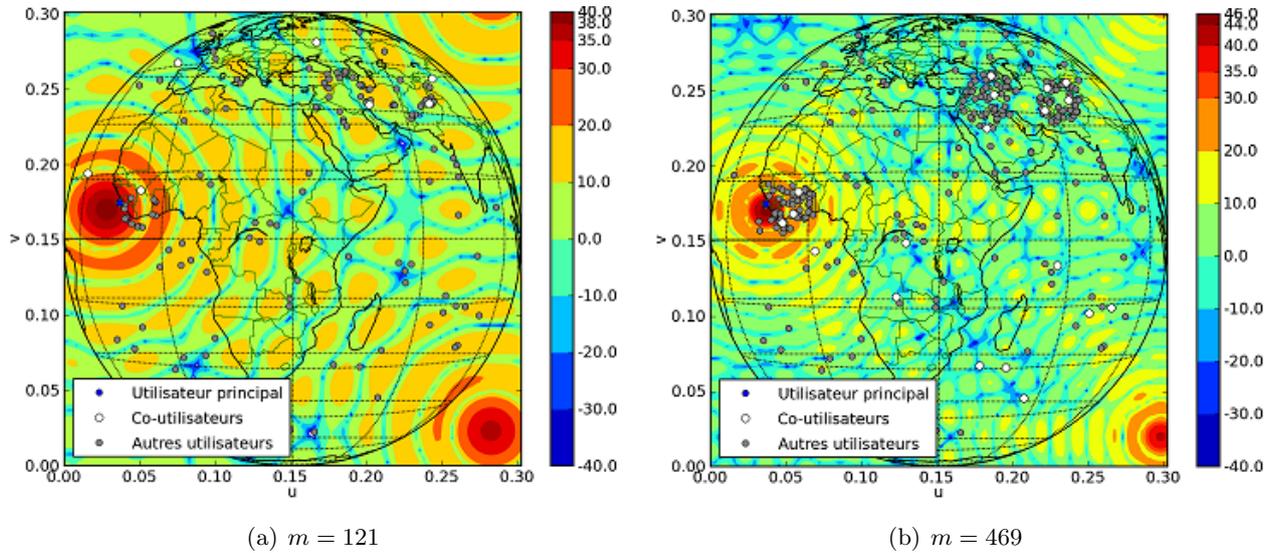


FIGURE 4.9 – Diagrammes d'antenne issus de la formation de faisceaux fixe, et allocation variable sans brouilleur

L'allocation variable des ressources disponibles ne limite plus le nombre d'utilisateurs par spot à 4, mais à 16 puisque la bande est divisée en 16 canaux. Cela permet d'établir plus de connexions sur la base du ModCod le plus bas. On peut donc s'attendre à ce que le nombre d'utilisateurs servis soit plus grand, et la proportion de liens utilisant un ModCod plus élevé soit plus petite. En effet, si plus d'utilisateurs sont servis sur la base du ModCod le moins efficace, cela signifie que les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ des liens sont plus contraints qu'avec l'allocation fixe qui limite le nombre de connexions établies. Par conséquent la marge sur les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ peut ne pas être suffisante pour utiliser un ModCod à l'efficacité spectrale plus élevée.

La figure 4.10 représente, pour les deux antennes, la répartition moyenne sur 20 réalisations des

efficacités spectrales par utilisateur ayant reçu une ressource du processus d'allocation variable. Les courbes confirment que si le nombre d'utilisateurs servis est plus important, la proportion de liens utilisant un ModCod plus élevé a baissé, que ce soit pour l'antenne à 121 éléments (figure 4.10(a)) ou pour l'antenne à 469 éléments (figure 4.10(b)). Les valeurs exactes de la proportion d'utilisation de chaque ModCod, pour chaque demande de connexion, sont données en annexe B.

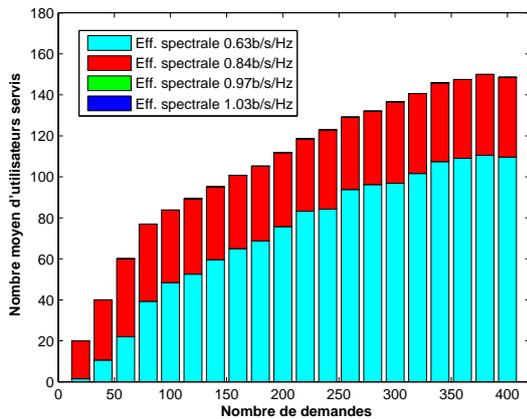
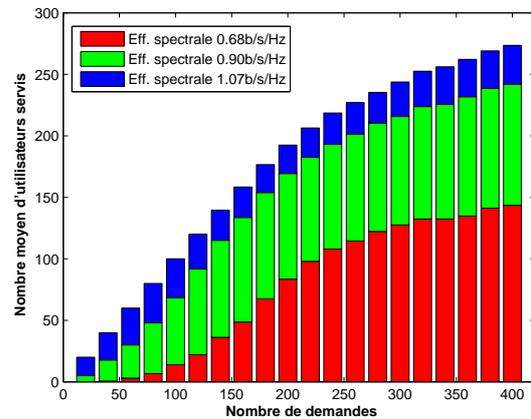
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 4.10 – Répartition des efficacités spectrales associées à la formation de faisceaux fixe avec une allocation variable dans un cas sans brouilleur

4.2.3.3 Formation d'un spot par utilisateur (formation de faisceaux conventionnelle)

Avec la formation de faisceaux conventionnelle (un spot par utilisateur), chaque spot est dirigé vers un utilisateur de façon à ce que le terminal soit situé au centre du spot et puisse bénéficier du maximum de gain d'antenne dans sa direction. Un exemple de diagramme d'antenne à la réception est donné sur la figure 4.11.

Chaque utilisateur bénéficie au maximum de 3 à 4dB de plus que dans le cas avec des spots fixes. Pour assurer le $C/(N+I)$ du ModCod le moins efficace, il se peut que le niveau des interférences soit moins contraint puisque le gain est meilleur qu'avec des spots fixes. Il est donc possible que l'algorithme 3D-RRM attribue des ressources à des co-utilisateurs interférents qui ne se trouvent pas

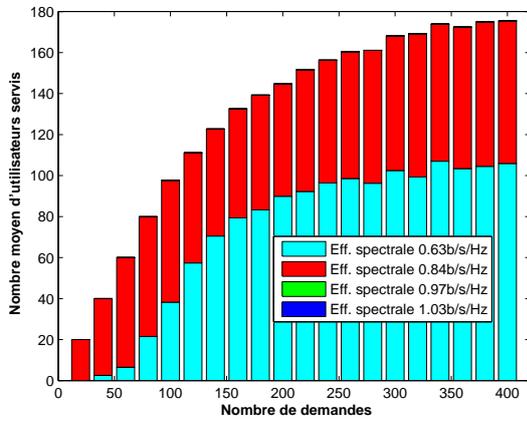
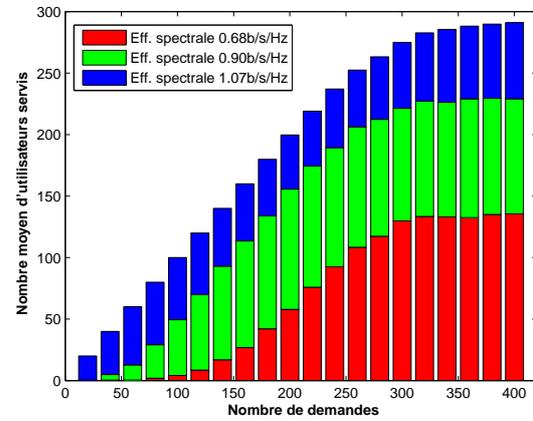
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 4.12 – Répartition des efficacités spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur en l'absence de brouilleur

adaptative. La figure 4.13(b) représente la diagramme de l'antenne à 469 éléments avec une loi de pondération calculée avec l'algorithme du gradient conjugué.

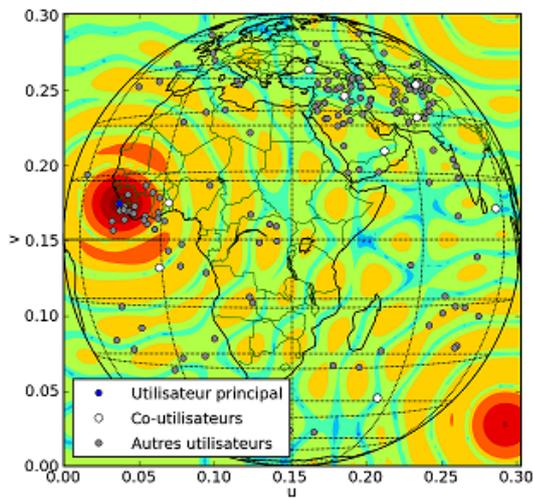
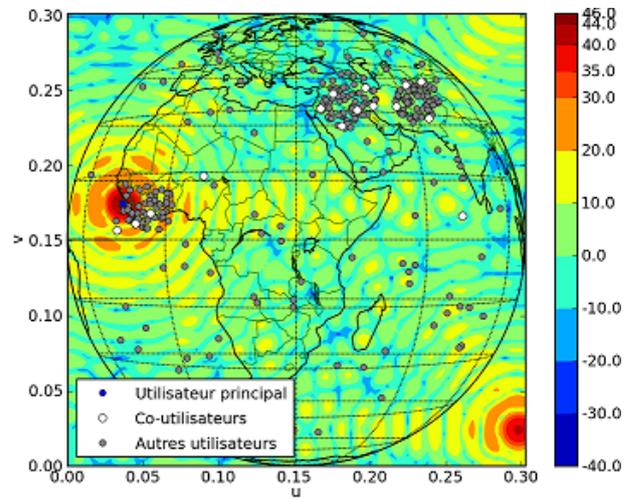
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 4.13 – Diagrammes d'antenne issus du SDMA (pointage du faisceau + réjection des interférences) en l'absence de brouilleur

Les co-utilisateurs qui se trouvaient parfois en direction des remontées de lobes secondaires avec le formateur de faisceaux conventionnel (CBF) voient maintenant un niveau de gain inférieur. Par exemple, pour l'antenne à 121 éléments, le co-utilisateur le plus proche de l'utilisateur principal voit un gain supérieur à 20dB avec le CBF (figure 4.11(a)), alors qu'avec le CG, le gain baisse à un niveau inférieur à 10dB (figure 4.13(a)). Les effets des co-utilisateurs dans le bilan de liaison de l'utilisateur principal sont alors minimisés avec le traitement adaptatif.

Quand on analyse la répartition des efficacités spectrales individuelles pour les connexions qui sont établies, on obtient la figure 4.14.

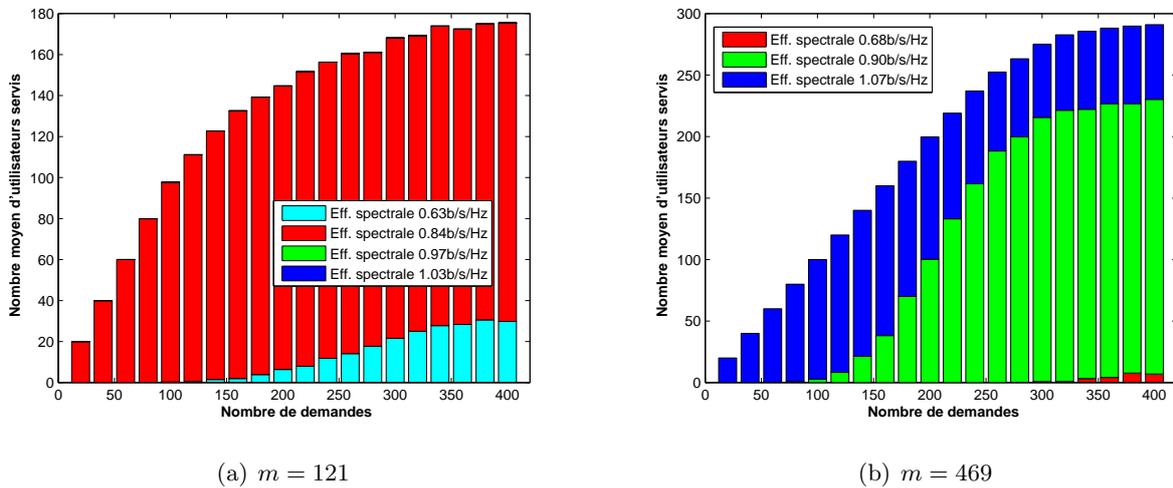


FIGURE 4.14 – Répartition des efficacités spectrales associées au SDMA sans brouilleur

Comme expliqué précédemment, le nombre d'utilisateurs servis est identique à celui de la stratégie de couverture formant un spot par utilisateur avec le CBF, puisqu'on ne dispose pas d'outil capable d'optimiser l'allocation avec la formation de faisceaux adaptative. On cherche donc à convertir toute marge dégagée sur les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ en augmentation d'efficacité spectrale individuelle plutôt qu'en amélioration du nombre d'utilisateurs servis. Avec l'antenne à 121 éléments, le premier ModCod à l'efficacité spectrale la plus basse est celui qui est le moins utilisé (cf. figure 4.14(a)). Jusqu'à 120 utilisateurs, le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu avec le traitement adaptatif est suffisamment élevé pour que le deuxième ModCod associé à l'efficacité spectrale valant 0.84b/s/Hz soit le seul à être utilisé. Quand

le nombre de demandes augmente, seulement 25 utilisateurs au maximum bénéficient de l'efficacité spectrale minimale (0.63b/s/Hz), alors que tous les autres utilisateurs servis établissent des liens qui utilisent le ModCod immédiatement supérieur. Sur la figure 4.14(b) qui correspond à l'antenne la plus grande, on observe que l'efficacité spectrale la plus basse (0.63b/s/Hz) n'est quasiment pas utilisée. Quand peu de demandes de communications sont faites, le $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenu sur chaque lien avec le traitement adaptatif permet l'utilisation du ModCod à l'efficacité spectrale maximale (1.07b/s/Hz).

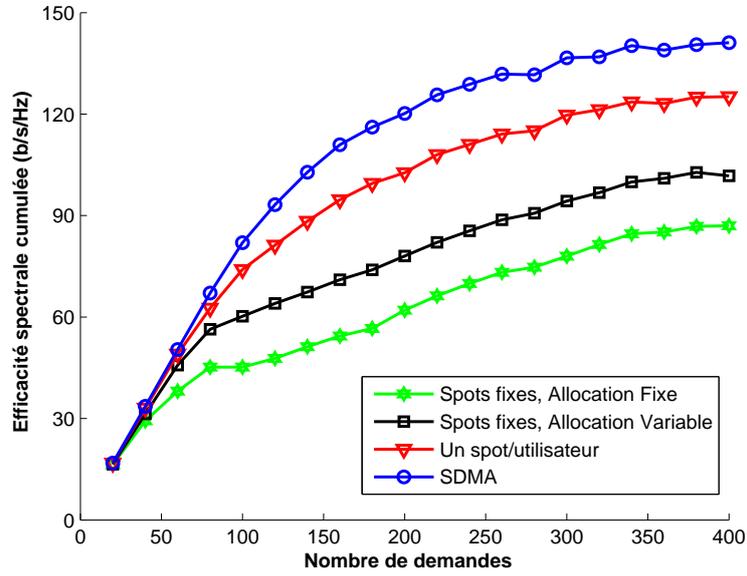
On peut donc faire les observations suivantes à la vue des courbes présentées ici :

- Quand l'allocation de la ressource est faite sur la base de l'utilisation du ModCod le moins efficace, le traitement adaptatif permet de gagner suffisamment de marge sur les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ pour utiliser des ModCod plus efficaces et ainsi améliorer l'efficacité spectrale des liens.
- L'antenne à 469 éléments rayonnants permet une utilisation complète de tous les ModCod disponibles, au contraire de l'antenne à 121 éléments qui ne permet pas l'utilisation des deux ModCod les plus élevés. En effet, l'antenne à 469 éléments est la plus directive, donc le gain en direction des utilisateurs est plus élevé. De plus, la capacité d'isolation est également plus grande, ce qui explique l'obtention de $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ plus hauts et donc la possibilité d'une utilisation de ModCod plus efficaces.

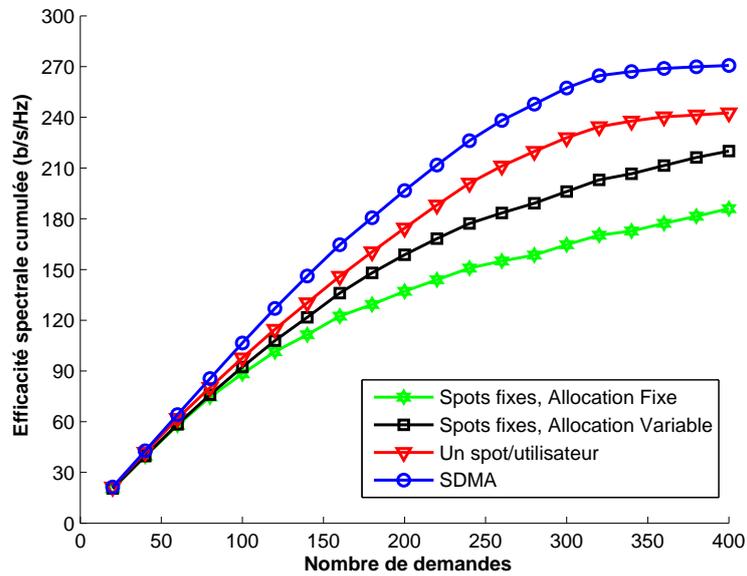
4.2.4 Efficacité spectrale cumulée

Nous examinons maintenant les efficacités spectrales cumulées obtenues pour les différentes stratégies de couverture suivant le critère défini au chapitre 3. Les efficacités spectrales cumulées sont comparées sur la figure 4.15.

Les deux couvertures améliorées basées sur la formation d'un spot par utilisateur avec ou sans traitement adaptatif sont meilleures en terme d'efficacité spectrale cumulée que les deux couvertures à spots fixes. Cela s'explique en partie par l'obtention d'un meilleur $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ sur chaque lien, mais également par la présence d'un nombre non négligeable d'utilisateurs supplémentaires acceptés par le système. En revanche, le nombre d'utilisateurs servis est identique sur les couvertures SDMA et "un spot par utilisateur" à cause du séquençement retenu pour les simulations. La différence de performances se situe alors dans l'augmentation des $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ apportée par le traitement adaptatif



(a) $m = 121$



(b) $m = 469$

FIGURE 4.15 – Efficacités spectrales cumulées des différentes couvertures en temps de paix

du SDMA qui permet d'utiliser des schémas de modulation et de codage plus efficaces, à l'efficacité spectrale plus élevée.

Pour conclure sur ces simulations en temps de paix, la stratégie SDMA permet une amélioration nette de l'efficacité spectrale globale du système par rapport à la stratégie de référence à spots fixes. L'efficacité spectrale obtenue avec le SDMA est également supérieure à celle obtenue avec la couverture où les faisceaux sont pointés vers les utilisateurs. L'augmentation de l'efficacité du système avec le SDMA permet d'assurer plus de communications à plus hauts débits. L'allocation variable permet d'augmenter le nombre de communications établies, et le traitement adaptatif conduit à améliorer l'efficacité spectrale des liens établis.

4.3 Simulations en situation de conflit

4.3.1 Synoptique des simulations

Nous effectuons maintenant des simulations numériques qui intègrent la présence de brouilleurs externes. Le synoptique des simulations est décrit sur la figure 4.16.

Le synoptique des simulations est en grande partie identique au déroulement des simulations précédentes. La seule différence intervient après l'allocation des ressources où les brouilleurs externes sont générés. Ces brouilleurs sont situés chacun au centre d'un théâtre afin de perturber statistiquement le plus d'utilisateurs possibles. On rappelle qu'on considère l'hypothèse que les brouilleurs interfèrent avec tous les utilisateurs. On se place donc dans un cas pire. A l'étape suivante, un nouveau calcul du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de chaque lien perturbé par les brouilleurs est effectué. Une analyse est alors réalisée pour connaître quels sont les liens qui sont perdus, et quels sont ceux qui restent établis même en présence de brouilleur. On peut en effet supposer que quelques communications d'utilisateurs les plus loins des brouilleurs soient maintenus. La formation de faisceaux adaptative est ensuite mise en place, avec pour objectif de faire en sorte que les efficacités spectrales obtenues soient suffisantes pour établir un lien malgré le brouillage.

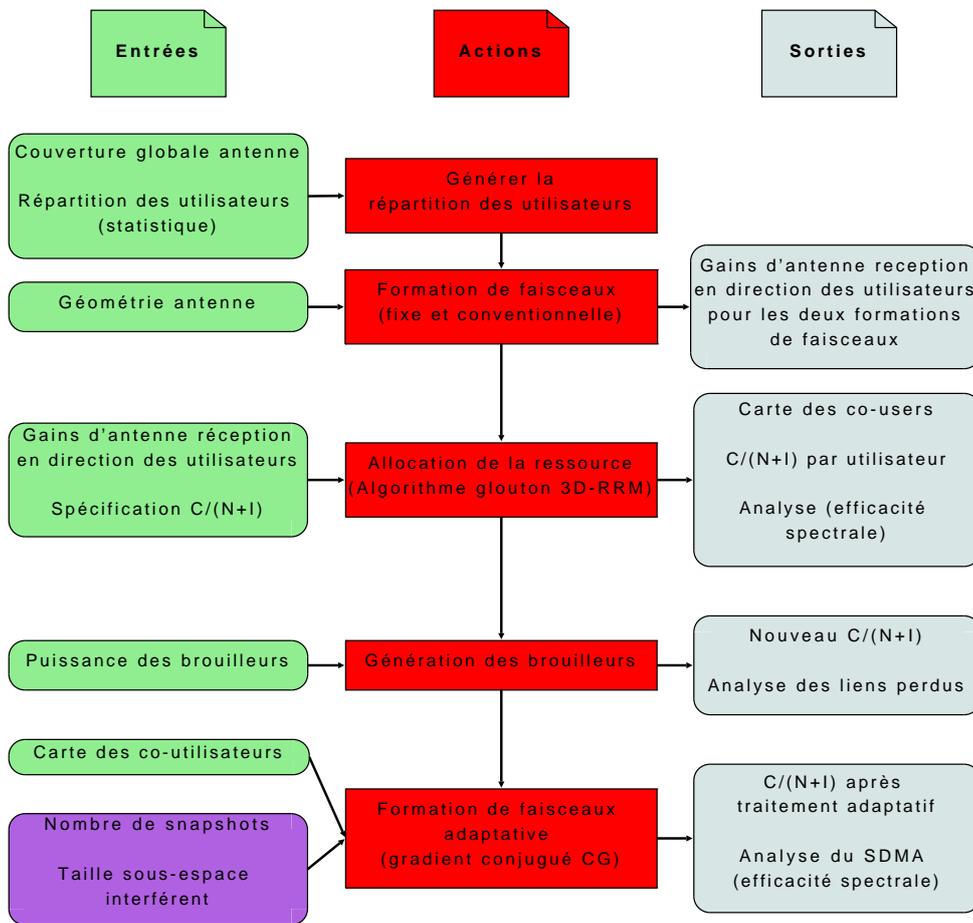


FIGURE 4.16 – Synoptique des simulations en période de conflit

4.3.2 Nombre moyen d'utilisateurs servis

La présence des brouilleurs à forte puissance à l'intérieur des zones théâtres perturbe fortement le système quand celui-ci n'utilise pas de traitement adaptatif. La figure 4.17 représente le nombre de liens maintenus en fonction de la demande, pour les différentes stratégies en présence de brouilleurs. Pour faciliter la comparaison avec le cas précédent sans brouilleur externe, on a représenté en pointillés sur la figure 4.17, le nombre d'utilisateurs servis avec les mêmes stratégies en temps de paix.

On observe qu'en présence de brouilleurs, les deux stratégies de couverture à spots fixes ne permettent de servir quasiment aucun utilisateur. Les effets des brouilleurs sur le bilan de liaison sont

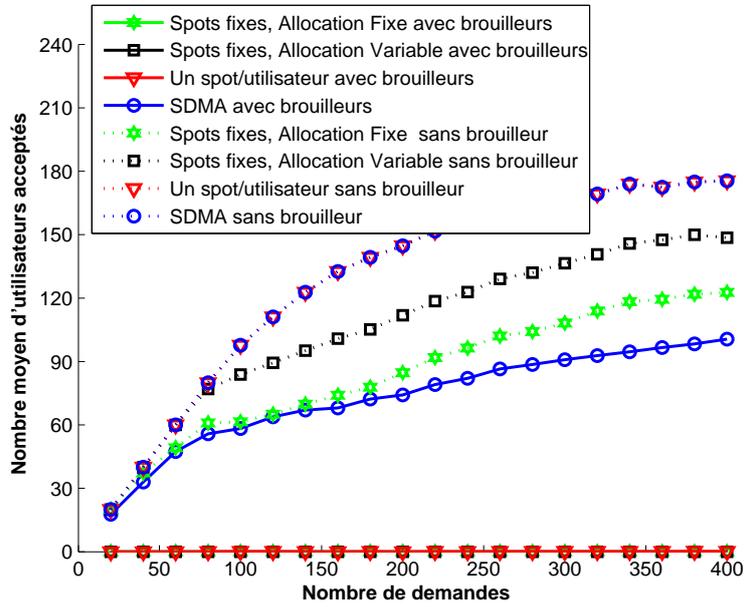
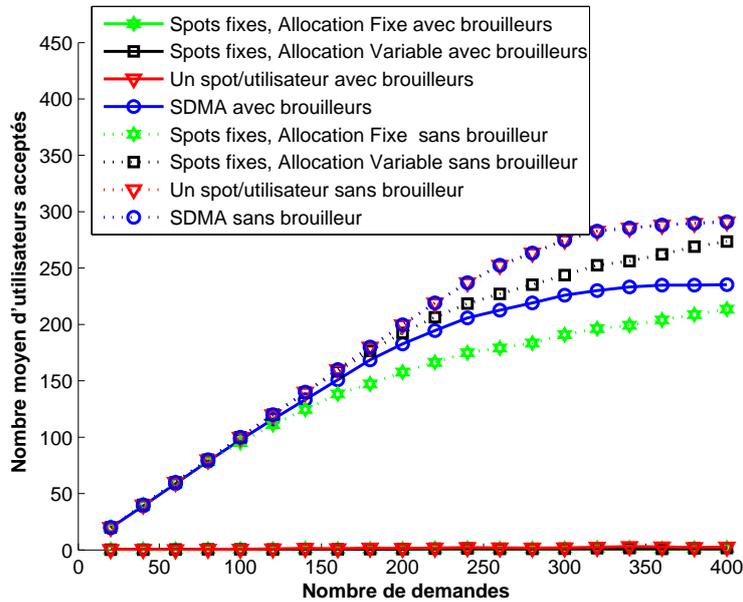
(a) $m = 121$ (b) $m = 469$

FIGURE 4.17 – Comparaison du nombre moyen d'utilisateurs servis selon le type de couverture avec et sans brouilleur(s)

tels que le fait de former un spot par utilisateur n'est pas plus efficace. En effet, le gain amené par le recentrage du spot ne permet pas de compenser les dégâts provoqués par le niveau élevé des interférences. Seule l'introduction du traitement adaptatif contenu dans le SDMA permet l'établissement d'un certain nombre de liens de communications.

Pour l'antenne à 469 éléments (figure 4.17(b)), le nombre d'utilisateurs servis avec le SDMA dépasse celui obtenu avec la stratégie de référence en temps de paix (spots fixes et allocation fixe). Il approche même celui obtenu avec une allocation variable de la ressource. Pour l'antenne plus petite (figure 4.17(a)), ce n'est pas le cas. Le SDMA permet de servir en présence de brouilleurs un nombre d'utilisateurs qui est moindre que les autres stratégies en temps de paix. Cette différence de comportement des deux antennes s'explique par le fait que l'antenne à 469 éléments est plus directive. Par conséquent, le gain d'antenne à la réception est plus élevé, et la capacité d'isolation plus importante puisque les spots sont plus étroits. L'introduction du traitement adaptatif est d'autant plus efficace que la capacité intrinsèque de discrimination de l'antenne est grande. Cette capacité de filtrage spatial est liée à la géométrie de l'antenne.

Le SDMA permet de servir moins d'utilisateurs en présence de brouilleurs qu'en temps de paix. Bien que le traitement adaptatif permette de rejeter les interférences générées par les brouilleurs, la capacité de réjection spatiale de l'antenne est limitée par sa taille. Il existe donc autour du brouilleur, une zone où aucun utilisateur ne peut être servi. Comme les positions des brouilleurs sont par hypothèse, au centre des théâtres où les utilisateurs sont concentrés, le nombre d'utilisateurs servis en configuration brouillée par rapport au scénario en temps de paix est par conséquent limité.

4.3.3 Nature des liens établis

En ce qui concerne l'efficacité spectrale du système en présence de brouilleurs, elle est nulle pour les liens qui ne sont pas établis. Compte tenu du fait que les couvertures sans traitement adaptatif permettent de ne servir quasiment aucun utilisateur, on ne calculera l'efficacité spectrale du système que sur la stratégie SDMA uniquement. Avant cela, nous étudions le diagramme d'antenne adaptatif qui influe sur les valeurs du $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ de chaque lien, et donc sur l'efficacité spectrale associée. La figure 4.18 représente les diagrammes des deux antennes en réception, avec une loi de pondération

issue de l'algorithme du gradient conjugué.

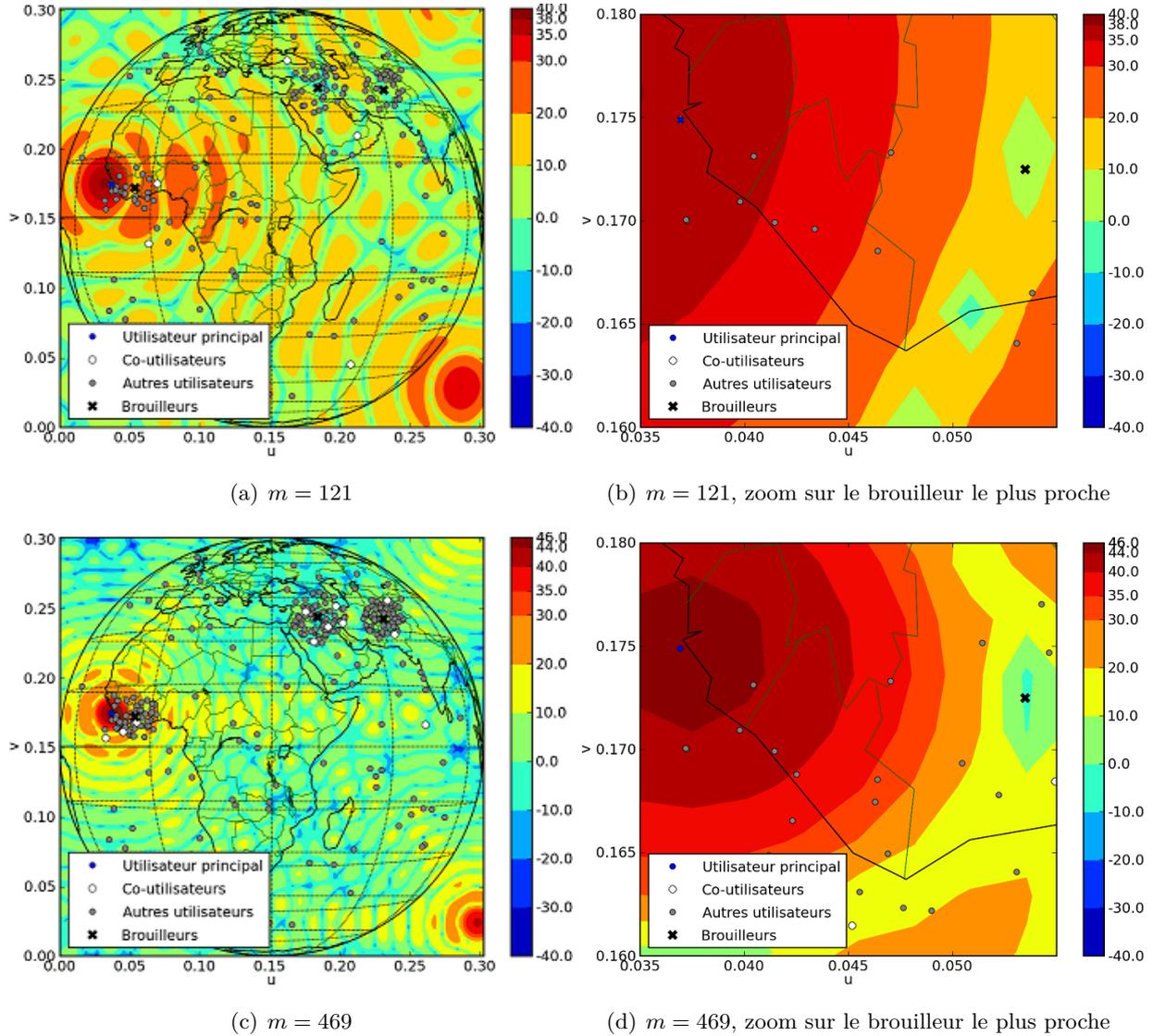


FIGURE 4.18 – Diagrammes d'antenne issus de la couverture SDMA avec brouilleurs

Que le système évolue en temps de conflits ou en temps de paix, i.e. avec ou sans brouilleur(s), le diagramme d'antenne de la formation de faisceaux fixe est inchangé, tout comme celui basé sur le formateur de faisceaux conventionnel qui permet la formation d'un spot individuel par utilisateur. Avec des brouilleurs présents à l'intérieur de la zone de service, le seul diagramme d'antenne qui est

modifié est le diagramme issu de la formation de faisceaux adaptative. En effet, seule cette dernière prend en compte les contributions des brouilleurs externes et tente de minimiser leurs effets.

Sur la figure 4.18(a) qui correspond à l'antenne à 121 éléments, on observe que le diagramme a formé un trou en direction des trois brouilleurs. Une meilleur vue du diagramme en direction du brouilleur le plus proche est donnée sur la figure 4.18(b). On peut remarquer également que le lobe principal a été légèrement dépointé par rapport à la formation de faisceaux conventionnelle, à cause de la grande proximité du brouilleur externe avec l'utilisateur principal. En effet, quand le brouilleur est situé trop près de l'utilisateur visé, le lobe principal subit une déformation pour placer un creux en direction du brouilleur, et il en résulte un dépointage du diagramme. Ce phénomène n'a pas lieu pour l'antenne à 469 éléments (figures 4.18(c) et 4.18(d)), car les faisceaux produits sont plus étroits. Son pouvoir séparateur est donc plus grand que celui de l'antenne à 121 éléments.

La figure 4.19 représente la répartition des efficacités spectrales individuelles obtenues par lien établi, pour la couverture réalisée avec le SDMA en présence de brouilleurs.

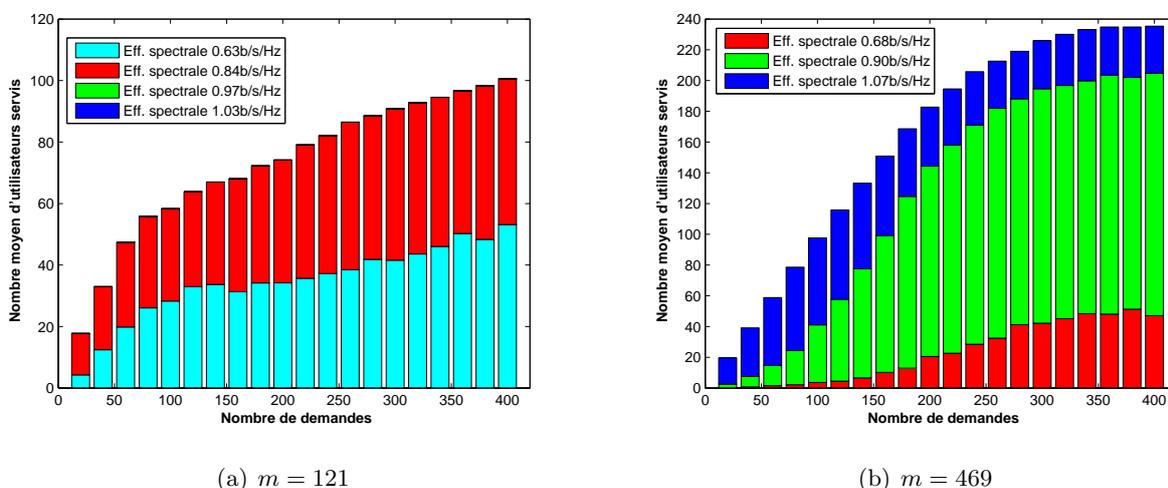


FIGURE 4.19 – Répartition des efficacités spectrales associées au SDMA avec brouilleurs

Parmi les liens qui sont établis malgré la présence de brouilleurs par le système avec l'antenne à 121 éléments, on peut noter que le premier ModCod qui est le moins efficace (0.63b/s/Hz), est utilisé plus souvent que lorsque les brouilleurs sont absents. Il est en de même avec l'utilisation de l'antenne

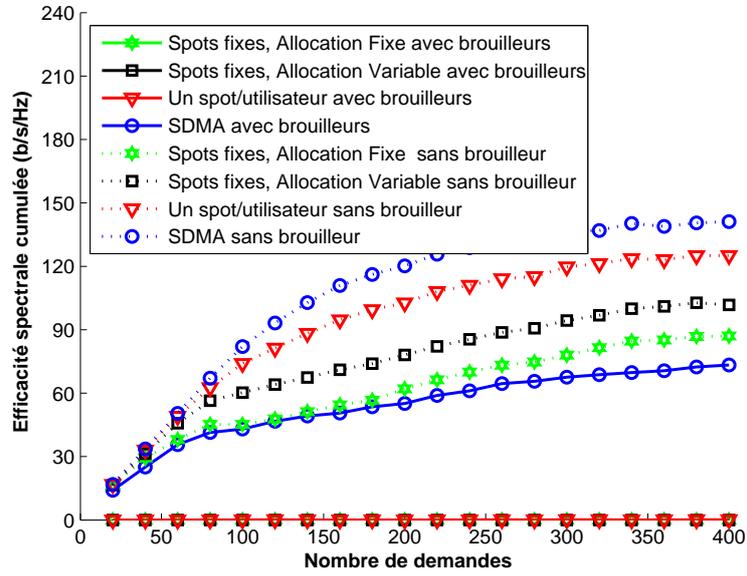
à 469 éléments. Ce résultat est logique puisque même si le traitement adaptatif permet de combattre la présence des interférences à forte puissance, le bilan de liaison est plus difficile à respecter pour certains utilisateurs. Par conséquent, les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ obtenus sur ces liens sont insuffisants pour pouvoir utiliser un ModCod plus efficace.

4.3.4 Efficacité spectrale cumulée

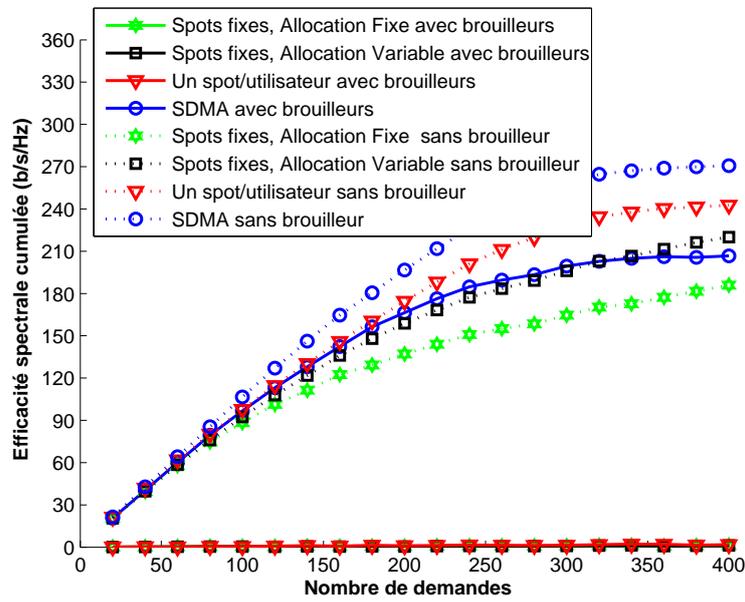
La figure 4.20 compare les efficacités spectrales cumulées du système pour différentes stratégies de couverture en présence de brouilleurs. La figure 4.20(a) concerne l'efficacité spectrale obtenue avec l'antenne à 121 éléments tandis que la figure 4.20(b) représente le cas de l'antenne à 469 éléments. On a également affiché en pointillés, sur chacune de ces figures, les efficacités spectrales cumulées en temps de paix, i.e. sans brouilleur. Ces deux figures confirment que les efficacités spectrales des couvertures sans traitement adaptatif sont nulles dès lors que des brouilleurs externes perturbent les communications, et démontrent la nécessité de disposer de la formation de faisceaux adaptative. En effet, pour l'antenne la plus directive, la couverture SDMA avec brouilleurs permet d'obtenir une efficacité spectrale cumulée qui est meilleure que pour la stratégie de référence en temps de paix. De plus, elle atteint les mêmes ordres de grandeur que la stratégie à spots fixe et allocation variable sans brouilleur. Ce n'est pas le cas avec l'antenne à 121 éléments car son pouvoir de séparation est limité, mais l'efficacité spectrale cumulée du SDMA avec brouilleurs reste relativement élevée, et cela permet de réaliser l'objectif principal qui est le maintien des communications en période de conflits.

4.4 Synthèse des simulations

Nous donnons ici une synthèse des simulations menées dans ce chapitre concernant l'efficacité spectrale cumulée des différentes stratégies, et la façon dont sont utilisés les différents ModCod. Les tableaux 4.4 et 4.5 représentent ces paramètres pour le cas où le nombre de demandes est tel que la capacité maximale donnée par l'asymptote du nombre maximal d'utilisateurs servis dans les théâtres, est atteinte. On est alors certain que les zones théâtres sont toutes saturées. Les valeurs des tableaux correspondent donc au cas où 400 connexions sont demandées. Les pourcentages indiquent la



(a) $m = 121$



(b) $m = 469$

FIGURE 4.20 – Comparaison des efficacités spectrales cumulées en période de conflits

variation observée d'une stratégie de couverture à l'autre. En période de conflits, aucun pourcentage n'est représenté puisque la stratégie de référence ne peut servir qu'un nombre moyen quasi nul d'utilisateurs.

Pour illustrer la lecture de ces tableaux, on prend l'exemple du tableau 4.4 correspondant à l'antenne à 121 éléments. La stratégie utilisant des spots fixes avec allocation variable permet de servir plus d'utilisateurs que la stratégie de référence. Les $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ des liens servis sont plus faibles ce qui explique que l'utilisation du deuxième ModCod se fait plus rare (-16%). En revanche le premier ModCod est utilisé sur beaucoup plus de liens (+44%). Le fait de pointer les spots en direction des utilisateurs permet également de servir plus d'utilisateurs. Le deuxième ModCod est plus souvent utilisé que dans les deux stratégies précédentes avec spots fixes.

Enfin, le SDMA, qui sert autant d'utilisateurs que la couverture à spots pointés, permet une amélioration des $\left(\frac{C}{N+I}\right)_T$ suffisante pour que le ModCod le plus efficace soit utilisé dans plus de deux fois plus de cas (+109% par rapport à la formation d'un spot par utilisateur avec le CBF). Au final, le SDMA permet une augmentation de l'efficacité spectrale cumulée qui témoigne du nombre d'utilisateurs servis et de l'efficacité des ModCod associés à chaque lien. Pour l'antenne (cf. tableau 4.4), les analyses sont identiques à ceci près que trois ModCod sont disponibles.

Conclusion

Les simulations numériques présentées dans ce chapitre illustrent l'utilisation de la méthode d'évaluation du SDMA présentée au chapitre 3 pour des stratégies précises de couverture et des configurations particulières d'antennes associées. Elles permettent de quantifier l'aspect bénéfique de l'utilisation combinée d'une allocation de la ressource variable et de la formation de faisceaux adaptative sur un type de répartition d'utilisateurs particulier qui comprend 3 théâtres à l'intérieur d'une couverture étendue.

Les résultats des simulations montrent en particulier que le SDMA offre les avantages suivants :

- en temps de paix, l'utilisation du SDMA permet une augmentation du nombre d'utilisateurs acceptés par rapport à la couverture de référence à spots fixes, ainsi que l'amélioration de

Stratégie	Liens avec le 1 ^{er} ModCod	Liens avec le 2 ^{eme} ModCod	Nombre moyen de liens servis	Efficacité spectrale cumulée [b/s/Hz]
Spots fixes Allocation fixe sans brouilleur	76.3	46.4	122.7	87
Spots fixes Allocation variable sans brouilleur	109.7 (+43.8%)	38.9 (-16.2%)	148.6 (+21.1%)	101.8 (+17%)
Un spot par utilisateur (CBF) sans brouilleur	105.9 (-3.5%)	69.6 (+78.9%)	175.5 (+18.1%)	125.1 (+22%)
SDMA (CG) sans brouilleur	29.8 (-71.9%)	145.7 (+109%)	175.5 (+0%)	141.1 (+12%)
SDMA (CG) avec brouilleurs	53.2	47.5	100.7	73.3

TABLE 4.4 – Comparaison des ModCod utilisés avec l'antenne à 121 éléments pour une demande de 400 utilisateurs

Stratégie	Liens avec le 1 ^{er} ModCod	Liens avec le 2 ^{eme} ModCod	Liens avec le 3 ^{eme} ModCod	Nombre moyen de liens servis	Efficacité spectrale cumulée (b/s/Hz)
Spots fixes Allocation fixe sans brouilleur	60.3	112.1	41.2	213.6	185.9
Spots fixes Allocation variable sans brouilleur	143.5 (+138%)	98.5(-12.1%)	31.6 (-23.3%)	273.6 (+28.1%)	220 (+18.3%)
Un spot par utilisateur (CBF) sans brouilleur	135.5 (-5.6%)	93.6 (-5%)	61.9 (+95.9%)	291 (+8.2%)	242.6 (+10.2%)
SDMA (CG) sans brouilleur	7 (-94.8%)	223.4 (+138.7%)	60.7 (-1.9%)	291 (+0%)	270.7 (+11.6%)
SDMA (CG) avec brouilleurs	47	157.8	30.6	235.4	206.6

TABLE 4.5 – Comparaison des ModCod utilisés avec l'antenne à 469 éléments pour une demande de 400 utilisateurs

l'efficacité spectrale individuelle des liens. On augmente donc l'efficacité spectrale globale du système par rapport à la stratégie "un spot par utilisateur".

- en période de conflits, les couvertures sans traitement adaptatif sont fortement perturbées par les brouilleurs externes à fortes puissances. Rares sont les communications qui sont réalisées. Le SDMA permet, par la mise en place de l'antibrouillage grâce au traitement adaptatif, de combattre les effets des brouilleurs, et un grand nombre de communications est maintenu.

Conclusions et perspectives

Conclusions

Pour les organismes nationaux et/ou internationaux, disposer d'un moyen de communication rapidement déployable sur une zone de service très étendue représente un enjeu majeur. Pour assurer la sécurité des personnes dans des zones parfois difficiles, il est également important de pouvoir bénéficier d'une infrastructure de communication qui permet la maximisation du nombre de communications traitées et/ou du débit sur chaque lien, et qui fonctionne même en présence de brouilleurs. Nous avons montré dans cette étude qu'un système disposant d'une antenne réseau à rayonnement direct associée à un formateur de faisceaux numérique et à un algorithme d'allocation de la ressource temps-fréquence-position permet de réaliser ces objectifs.

Avant de montrer les apports du SDMA par rapport aux stratégies de couverture plus classiques, nous avons étudié plusieurs traitements pour réaliser la formation de faisceaux utilisée dans le SDMA. Dans notre contexte d'utilisation qui comporte un zone de service étendue, le système est muni d'une antenne réseau comportant un grand nombre d'éléments rayonnants ce qui rend les traitements classiques trop lourds à mettre en place. Nous avons donc étudié dans le chapitre 2 des traitements à faible complexité et faible support d'entraînement. Parmi les traitements adaptatifs qui répondent à cette problématique d'une faible complexité avec peu d'échantillons disponibles, nous avons étudié en particulier l'algorithme du gradient conjugué (CG), l'*Unitary BeamSpace* (UB) et l'algorithme *Auxiliary Vector* (AV), dont nous avons démontré la convergence et déterminé la limite dans ce contexte d'utilisation [5]. Nous avons également déterminé un formateur spécifique pour les cas où une information à priori sur la position des utilisateurs est disponible, appelé le *Diagonal Loading*

avec connaissance à priori. Pour tous les formateurs à faible complexité présentés dans le chapitre 2, nous avons également déterminé les conditions d'utilisations de ces traitements et nous avons étudié en particulier l'influence du rang et du nombre d'échantillons sur le rapport signal à bruit plus interférence de l'utilisateur en sortie de formation de faisceaux.

Nous avons ensuite développé au chapitre 3, une méthode qui permet de caractériser les performances d'une stratégie de couverture donnée. Pour un séquençement particulier de la formation de faisceaux et d'allocation de la ressource, elle permet d'évaluer l'apport de la flexibilité concernant ces opérations, en terme d'utilisateurs servis et de qualité des liens établis. La définition d'un critère global basé sur l'efficacité spectrale de chaque lien offre une caractérisation du débit finalement traité pour les différentes stratégies de couverture. La méthode employée ici pour évaluer les avantages liés à l'utilisation du SDMA peut également être étendue de façon plus générale pour évaluer les débits et nombre de connexions acceptées sur différentes répartition d'utilisateurs, interface air ou de séquençement des opérations d'allocation et de formation de faisceaux.

Enfin, au chapitre 4, nous avons appliqué la méthode du chapitre 3 sur une répartition particulière d'utilisateurs pour déterminer les avantages d'une utilisation du SDMA. Nous avons montré que le SDMA permet une amélioration significative de l'efficacité spectrale globale du système par rapport aux stratégies de couverture plus classiques à spots fixes, mais également par rapport à une stratégie améliorée de type "un spot par utilisateur". Le SDMA permet d'optimiser l'utilisation de la bande passante allouée au système, et améliore la quantité d'informations transmises en direction des utilisateurs, puisqu'il permet une utilisation de schémas de modulation et de codages plus efficaces. Dès lors que la zone de service comprend des brouilleurs à forte puissance, le SDMA permet de maintenir les communications à condition que les utilisateurs soient suffisamment éloignés du brouilleur par rapport à la taille d'antenne, alors que ces communications seraient perdues sans l'utilisation de la formation de faisceaux adaptative.

Perspectives

A la suite de ce travail de recherche, les résultats présentés font apparaître plusieurs perspectives qu'il serait intéressant d'étudier.

Tout d'abord, la méthodologie d'évaluation du SDMA présentée ici pourrait être appliquée à un ensemble de répartitions d'utilisateurs couvrant tous les types de répartitions envisagées en temps de paix et de conflit, afin d'évaluer globalement la valeur ajoutée du SDMA pour la durée de vie du satellite. On pourrait également évaluer l'intérêt de disposer de plus de ModCod ou encore permettre un choix entre différents séquençements pour les opérations d'allocation de la ressource et de formation de faisceaux adaptative.

La méthode de quantification de l'apport du SDMA est appliquée sur un scénario dont les conditions sont relativement favorables. En effet, le vecteur directionnel de chaque utilisateur est supposé connu, les données reçues par l'antenne sont exemptes de la contribution du signal utile (MVDR) et le nombre d'interférences (co-utilisateurs et éventuellement brouilleurs externes) est également supposé connu. Il serait intéressant de prolonger l'étude sur des configurations plus défavorables, en étudiant par exemple l'influence, sur l'efficacité spectrale cumulée du système, d'erreurs sur le vecteur directionnel comme les erreurs de calibration de l'antenne ou les erreurs sur la direction d'arrivée des signaux, qui peuvent être à l'origine d'une chute des performances. Pour éviter de trop contraindre l'établissement d'une communication, dont on suppose ici qu'il existe un temps de latence avant la communication pour estimer la matrice de covariance des interférences et du bruit (MVDR), on pourrait étudier les mêmes scénarios en configuration MPDR.

Enfin, parmi les perspectives existantes, on pourrait appliquer la même méthodologie en modifiant le traitement adaptatif et l'algorithme d'allocation employés de façon à prendre en compte l'ajout d'un ou plusieurs utilisateurs sur une configuration d'utilisateurs pour laquelle la formation de faisceaux adaptative et l'allocation des ressources ont déjà été effectuées. En effet, les résultats présentés ici concernent une considération globale d'utilisateurs sans prendre en compte l'arrivée de nouveaux utilisateurs ou la fin d'une communication déjà établie. On pourrait par exemple étudier la mise à jour des coefficients du formateur de faisceaux adaptatifs, et les adaptations nécessaires sur l'ordre

et les nouveaux échantillons disponibles, selon la demande variable d'utilisateurs. La définition d'un nouvel algorithme d'allocation de la ressource serait également intéressante dans la perspective de mettre à jour les ressources attribuées en fonction du temps, plutôt que d'allouer la ressource en fonction d'une demande globale comme c'est le cas ici.

Annexes

Annexe A

Nombres moyens d'utilisateurs servis

Dans cette annexe sont donnés les nombres moyens d'utilisateurs servis en fonction de la demande et de leurs localisations à l'intérieur ou à l'extérieur des différents théâtres pour les différentes antennes et stratégies d'allocation/formation de faisceaux. Ces valeurs sont données en période de paix, c'est à dire sans brouilleur externe.

- les tableaux [A.1](#), respectivement [A.2](#) représentent les valeurs relatives à la formation de faisceaux fixe associée à une allocation fixe pour les antennes à 121, respectivement 469 éléments rayonnants.
- les tableaux [A.3](#) et [A.4](#) concernent la formation de faisceaux fixe avec une allocation variable.
- les tableaux [A.5](#) et [A.6](#) regroupent les valeurs associées à la formation de faisceaux conventionnelle.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	4.9	5
40	9.7	9	8.7	10
60	13.2	11.2	9.9	15
80	16.1	13.1	12	19.8
100	15.8	10.7	10.2	24.9
120	15.7	10.8	9.2	29.5
140	15.5	10.7	9.3	34.5
160	15.4	9.3	10.6	38.8
180	14.6	9.4	10	43.9
200	15.6	11.2	10	48
220	16	12.1	10.6	53.3
240	14.9	13.1	10.8	57.6
260	16.3	11.9	11.1	62.9
280	14.9	12.5	11.4	65.5
300	15.7	10.8	11.8	70
320	17.5	12.9	11.9	71.7
340	16.7	14.4	11.6	75.7
360	15.8	13.3	12	78.5
380	16	13.6	11.3	81
400	16.4	13.4	11.7	81.2

TABLE A.1 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation fixe.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	5	5
40	10	10	10	10
60	15	14.9	14.5	15
80	19.9	19.5	19	20
100	24.4	23.8	22.1	25
120	28.5	27.3	25.6	29.9
140	31.7	30.4	27.7	35
160	36	33.6	29	39.9
180	38	34.2	30.3	44.8
200	39.2	36.7	32	49.9
220	42.4	37.7	31.5	54.8
240	43.9	38.2	33.1	59.7
260	44.7	37.8	32.1	64.7
280	44.6	38.7	30.8	69.5
300	45.7	36.3	34.3	74.7
320	45.8	38.3	33	79.4
340	44.5	37.1	33.1	84.6
360	45.3	37.3	33.2	88.2
380	46.3	38.1	31.7	92.6
400	44.3	38.6	33.1	97.7

TABLE A.2 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation fixe.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	5	5
40	10	10	10	10
60	15	15	15	15
80	19.5	19.1	18.5	19.9
100	21.2	19	18.7	25
120	22.3	19.2	18.4	29.5
140	22.8	19.4	18.4	34.6
160	23.6	18.9	19.3	39.1
180	23.1	19	19.1	44.1
200	24.3	19.9	19.3	48.5
220	25	20.5	19.6	53.5
240	23.4	21.3	20.2	58.1
260	25.5	20.5	20	63.2
280	24.2	21.3	20.7	66
300	24.7	19.9	21.5	70.5
320	25.3	21.4	21.6	72.4
340	25.7	23.4	20.5	76.3
360	24.1	21.9	22.1	79.4
380	25.4	22.3	20.4	81.9
400	25	21.2	20.4	82

TABLE A.3 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation variable.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	5	5
40	10	10	10	10
60	15	15	15	15
80	20	20	20	20
100	25	25	25	25
120	30	30	30	30
140	35	35	34.6	35
160	40	39.8	38.6	40
180	44.9	44.2	42.7	45
200	48.9	48	45.6	50
220	53.4	51.6	46.4	55
240	56.9	53.3	48.6	59.8
260	59.2	54.1	49	64.8
280	60.2	56.4	49.2	69.7
300	62.6	53.8	52.6	74.8
320	64.4	56.4	52.1	79.7
340	62.1	56.9	52.5	84.7
360	65.4	55.8	52.7	88.4
380	65.8	58.2	52.4	92.7
400	64.3	57.4	53.9	98

TABLE A.4 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux fixe et allocation variable.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	5	5
40	10	10	10	10
60	15	15	15	15
80	20	20	19.9	20
100	25	25	22.8	25
120	29.5	27.8	24	30
140	32.7	30	25.2	35
160	35.4	31.5	25.8	40
180	35.4	31.6	27.6	44.8
200	35.3	32.1	28	49.4
220	36.4	33.4	28.2	53.7
240	36.1	33.6	28.4	58.3
260	35.3	33.3	29.7	62.2
280	35.2	33	28.5	64.5
300	36.9	33.1	28	70.2
320	36.3	33.6	29	70.5
340	36.5	35.4	28.8	73.3
360	35.9	33.9	28.9	73.9
380	35	33.2	30.5	76.4
400	36.8	33.8	27.5	77.5

TABLE A.5 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments avec la formation de faisceaux conventionnelle.

Nombre de demandes	Nombre moyen d'utilisateurs servis			
	Théâtre 1	Théâtre 2	Théâtre 3	Hors théâtre
20	5	5	5	5
40	10	10	10	10
60	15	15	15	15
80	20	20	20	20
100	25	25	25	25
120	30	30	30	30
140	35	35	35	35
160	40	40	40	40
180	45	45	44.9	45
200	50	49.9	49.8	50
220	55	54.8	54.4	55
240	59.6	59.4	58.1	60
260	64.6	64	58.9	65
280	68.2	65	60.3	70
300	71	65.7	63.4	74.9
320	72.6	67.6	62.7	79.9
340	71.5	66.3	63.8	84
360	73.6	65.3	64	85.4
380	73.4	65.7	64.2	86.6
400	72.2	67.2	63.7	88

TABLE A.6 – Nombre moyens d'utilisateurs servis sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments avec formation de faisceaux conventionnelle.

Annexe B

Valeurs des efficacités spectrales obtenues

Dans cette annexe sont donnés les répartitions du nombre moyen d'utilisateurs servis en fonction de la demande pour les différentes antennes et stratégies d'allocation/formation de faisceaux. Ces valeurs sont données en période de paix, c'est à dire sans brouilleur externe, puis en période de conflits, avec brouilleurs.

- les tableaux [B.1](#), respectivement [B.2](#) représentent les valeurs relatives à la formation de faisceaux fixe associée à une allocation fixe pour les antennes à 121 et 469 éléments rayonnants, sans brouilleur.
- les tableaux [B.3](#) et [B.4](#) concernent la formation de faisceaux fixe avec une allocation variable sans brouilleur.
- les tableaux [B.5](#) et [B.6](#) regroupent les valeurs associées à la formation de faisceaux conventionnelle sans brouilleur.
- les tableaux [B.7](#) et [B.8](#) font référence aux valeurs obtenues avec le SDMA sans brouilleur.
- les tableaux [B.9](#) et [B.10](#) font référence aux valeurs obtenues avec le SDMA en présence de brouilleurs.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod
20	1.5 (7.5%)	18.4 (92%)
40	9.7 (24.1%)	27.7 (69.1%)
60	15.6 (25.9%)	33.7 (56.1%)
80	28.5 (35.6%)	32.5 (40.6%)
100	30.7 (30.7%)	30.8 (30.8%)
120	32.7 (27.3%)	32.4 (27%)
140	35.5 (25.3%)	34.4 (24.6%)
160	37.3 (23.3%)	36.8 (23%)
180	41.5 (23.1%)	36.3 (20.2%)
200	43.2 (21.6%)	41.5 (20.7%)
220	51.8 (23.5%)	40.1 (18.2%)
240	52.6 (21.9%)	43.8 (18.3%)
260	59.5 (22.9%)	42.6 (16.4%)
280	60.8 (21.7%)	43.4 (15.5%)
300	61.5 (20.5%)	46.8 (15.6%)
320	67.5 (21.1%)	46.4 (14.5%)
340	70.6 (20.8%)	47.8 (14%)
360	72.5 (20.1%)	47 (13.1%)
380	74 (19.5%)	47.9 (12.6%)
400	76.3 (19.1%)	46.4 (11.6%)

TABLE B.1 – Répartition des différentes valeurs d'efficacité spectrales obtenues pour la stratégie à faisceaux fixes et allocation fixe sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 3 ^{eme} ModCod
20	0.1 (0.3%)	5.1 (25.3%)	14.9 (74.5%)
40	0.7 (1.6%)	17.1 (42.8%)	22.2 (55.5%)
60	3 (5%)	26.3 (43.8%)	30.1 (50.2%)
80	6.2 (7.8%)	39.8 (49.7%)	32.4 (40.4%)
100	12.5 (12.5%)	51.4 (51.4%)	31.4 (31.4%)
120	17.7 (14.7%)	63.5 (52.9%)	30.1 (25.1%)
140	25.7 (18.3%)	70.6 (50.4%)	28.5 (20.3%)
160	31.4 (19.6%)	78.6 (49.1%)	28.4 (17.8%)
180	37.8 (21%)	79.7 (44.3%)	29.9 (16.6%)
200	45.9 (22.9%)	81.5 (40.8%)	30.4 (15.2%)
220	50.6 (23%)	84.5 (38.4%)	31.4 (14.3%)
240	54.8 (22.8%)	87.4 (36.4%)	32.7 (13.6%)
260	54.5 (21%)	90.7 (34.9%)	34 (13.1%)
280	56.4 (20.1%)	93 (33.2%)	34.1 (12.2%)
300	60 (20%)	94.9 (31.6%)	36 (12%)
320	57.8 (18.1%)	101.4 (31.7%)	37.2 (11.6%)
340	59.8 (17.6%)	100.5 (29.6%)	39 (11.5%)
360	59.1 (16.4%)	104.7 (29.1%)	40.2 (11.2%)
380	59.7 (15.7%)	108.5 (28.5%)	40.5 (10.7%)
400	60.3 (15.1%)	112.1 (28%)	41.2 (10.3%)

TABLE B.2 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation fixe sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod
20	1.5 (7.5%)	18.5 (92.5%)
40	10.6 (26.5%)	29.4 (73.5%)
60	22.1 (36.8%)	38 (63.3%)
80	39.3 (49.1%)	37.7 (47.1%)
100	48.4 (48.4%)	35.4 (35.4%)
120	52.6 (43.8%)	36.8 (30.7%)
140	59.6 (42.6%)	35.5 (25.4%)
160	65 (40.6%)	35.8 (22.4%)
180	68.8 (38.2%)	36.5 (20.3%)
200	75.7 (37.9%)	36.2 (18.1%)
220	83.3 (37.8%)	35.3 (16%)
240	84.3 (35.1%)	38.6 (16.1%)
260	93.8 (36.1%)	35.3 (13.6%)
280	96.2 (34.4%)	35.9 (12.8%)
300	96.9 (32.3%)	39.7 (13.2%)
320	101.7 (31.8%)	39 (12.2%)
340	107.5 (31.6%)	38.4 (11.3%)
360	109.1 (30.3%)	38.5 (10.7%)
380	110.6 (29.1%)	39.4 (10.4%)
400	109.7 (27.4%)	38.9 (9.7%)

TABLE B.3 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation variable sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 3 ^{eme} ModCod
20	0.1 (0.3%)	5.1 (25.3%)	14.9 (74.5%)
40	0.7 (1.6%)	17.2 (42.9%)	22.2 (55.5%)
60	3 (5%)	27.1 (45.1%)	30 (49.9%)
80	6.7 (8.4%)	41.3 (51.6%)	32.1 (40.1%)
100	14 (14%)	54.6 (54.6%)	31.5 (31.5%)
120	22.1 (18.4%)	69.9 (58.3%)	28.1 (23.4%)
140	36.2 (25.8%)	79 (56.4%)	24.4 (17.4%)
160	48.6 (30.4%)	85.1 (53.2%)	24.7 (15.4%)
180	67.6 (37.6%)	86.4 (48%)	22.7 (12.6%)
200	83.5 (41.7%)	86 (43%)	23 (11.5%)
220	98 (44.5%)	84.9 (38.6%)	23.6 (10.7%)
240	108 (45%)	85.3 (35.5%)	25.3 (10.5%)
260	114.7 (44.1%)	86.8 (33.4%)	25.6 (9.8%)
280	122.4 (43.7%)	88.1 (31.4%)	25 (8.9%)
300	127.6 (42.5%)	88.2 (29.4%)	28 (9.3%)
320	132.5 (41.4%)	91.4 (28.5%)	28.7 (9%)
340	132.4 (38.9%)	93.2 (27.4%)	30.6 (9%)
360	134.9 (37.5%)	96.9 (26.9%)	30.4 (8.4%)
380	141.2 (37.2%)	97.4 (25.6%)	30.5 (8%)
400	143.5 (35.9%)	98.5 (24.6%)	31.6 (7.9%)

TABLE B.4 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la stratégie à faisceaux fixes et allocation variable sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod
20	0 (0%)	20 (100%)
40	2.6 (6.4%)	37.5 (93.6%)
60	6.5 (10.8%)	53.5 (89.2%)
80	21.5 (26.9%)	58.4 (73%)
100	38.3 (38.3%)	59.5 (59.5%)
120	57.4 (47.8%)	53.7 (44.8%)
140	70.5 (50.4%)	52.3 (37.3%)
160	79.4 (49.6%)	53.2 (33.2%)
180	83.3 (46.3%)	56 (31.1%)
200	89.9 (45%)	54.8 (27.4%)
220	92.3 (41.9%)	59.4 (27%)
240	96.5 (40.2%)	59.9 (24.9%)
260	98.6 (37.9%)	61.9 (23.8%)
280	96.3 (34.4%)	64.8 (23.1%)
300	102.5 (34.2%)	65.7 (21.9%)
320	99.4 (31.1%)	69.9 (21.8%)
340	107.1 (31.5%)	66.9 (19.7%)
360	103.4 (28.7%)	69.1 (19.2%)
380	104.5 (27.5%)	70.5 (18.5%)
400	105.9 (26.5%)	69.6 (17.4%)

TABLE B.5 – Répartition des différentes valeurs d'efficacité spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur (CBF), sans brouilleur, pour l'antenne à 121 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 3 ^{eme} ModCod
20	0 (0%)	0.4 (2%)	19.6 (98%)
40	0.3 (0.8%)	4.7 (11.6%)	35.1 (87.6%)
60	0.5 (0.8%)	12.3 (20.4%)	47.3 (78.8%)
80	1.9 (2.4%)	27.3 (34.1%)	50.8 (63.5%)
100	4.2 (4.2%)	45.3 (45.3%)	50.6 (50.6%)
120	8.5 (7.1%)	61.5 (51.2%)	50.1 (41.7%)
140	16.9 (12%)	76.2 (54.4%)	47 (33.6%)
160	26.8 (16.8%)	86.7 (54.2%)	46.5 (29.1%)
180	42.1 (23.4%)	91.8 (51%)	46 (25.6%)
200	57.9 (29%)	97.8 (48.9%)	44.1 (22%)
220	75.9 (34.5%)	98.6 (44.8%)	44.7 (20.3%)
240	92.7 (38.6%)	96.8 (40.3%)	47.7 (19.9%)
260	108.4 (41.7%)	98 (37.7%)	46.1 (17.7%)
280	117.3 (41.9%)	95.2 (34%)	50.9 (18.2%)
300	129.9 (43.3%)	91.6 (30.5%)	53.5 (17.8%)
320	133.4 (41.7%)	94 (29.4%)	55.3 (17.3%)
340	133.1 (39.1%)	93.2 (27.4%)	59.3 (17.4%)
360	132.6 (36.8%)	96.5 (26.8%)	59.2 (16.4%)
380	135.1 (35.5%)	94.6 (24.9%)	60.2 (15.8%)
400	135.5 (33.9%)	93.6 (23.4%)	61.9 (15.5%)

TABLE B.6 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales associées à la formation d'un spot par utilisateur (CBF), sans brouilleur, pour l'antenne à 469 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod
20	0 (0%)	20 (100%)
40	0 (0%)	40 (100%)
60	0 (0%)	60 (100%)
80	0.1 (0.1%)	79.9 (99.8%)
100	0.3 (0.3%)	97.4 (97.4%)
120	0.6 (0.5%)	110.6 (92.1%)
140	1.5 (1.1%)	121.3 (86.6%)
160	2 (1.2%)	130.6 (81.6%)
180	3.9 (2.2%)	135.4 (75.2%)
200	6.4 (3.2%)	138.3 (69.2%)
220	8 (3.6%)	143.7 (65.3%)
240	11.8 (4.9%)	144.5 (60.2%)
260	14.1 (5.4%)	146.4 (56.3%)
280	17.7 (6.3%)	143.4 (51.2%)
300	21.7 (7.2%)	146.5 (48.8%)
320	25 (7.8%)	144.3 (45.1%)
340	27.8 (8.2%)	146.2 (43%)
360	28.4 (7.9%)	144.1 (40%)
380	30.6 (8.1%)	144.4 (38%)
400	29.8 (7.5%)	145.7 (36.4%)

TABLE B.7 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) sans brouilleur pour l'antenne à 121 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 3 ^{eme} ModCod
20	0 (0%)	0.1 (0.3%)	20 (99.8%)
40	0 (0%)	0 (0%)	40 (100%)
60	0 (0%)	0.3 (0.4%)	59.8 (99.6%)
80	0 (0%)	0.8 (1%)	79.2 (99%)
100	0 (0%)	2.8 (2.8%)	97.3 (97.3%)
120	0 (0%)	8.3 (6.9%)	111.7 (93.1%)
140	0 (0%)	21.6 (15.4%)	118.4 (84.6%)
160	0 (0%)	38.3 (23.9%)	121.8 (76.1%)
180	0 (0%)	70.1 (38.9%)	109.8 (61%)
200	0 (0%)	100.2 (50.1%)	99.5 (49.8%)
220	0 (0%)	133.2 (60.5%)	86 (39.1%)
240	0 (0%)	161.7 (67.4%)	75.4 (31.4%)
260	0 (0%)	188.4 (72.4%)	64.1 (24.7%)
280	0.1 (0%)	199.7 (71.3%)	63.5 (22.7%)
300	0.8 (0.3%)	214.8 (71.6%)	59.4 (19.8%)
320	1 (0.3%)	220.5 (68.9%)	61.3 (19.2%)
340	3.3 (1%)	218.9 (64.4%)	63.4 (18.6%)
360	4.1 (1.1%)	222.7 (61.8%)	61.5 (17.1%)
380	7.8 (2%)	219 (57.6%)	63.1 (16.6%)
400	7 (1.7%)	223.4 (55.8%)	60.7 (15.2%)

TABLE B.8 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) sans brouilleur pour l'antenne à 469 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod
20	4.3 (21.3%)	13.5 (67.5%)
40	12.5 (31.1%)	20.5 (51.2%)
60	19.9 (33.1%)	27.6 (45.9%)
80	26.1 (32.6%)	29.8 (37.2%)
100	28.3 (28.3%)	30 (30%)
120	33 (27.5%)	30.9 (25.7%)
140	33.7 (24.1%)	33.3 (23.8%)
160	31.4 (19.6%)	36.7 (22.9%)
180	34.2 (19%)	38.1 (21.2%)
200	34.2 (17.1%)	40 (20%)
220	35.7 (16.2%)	43.4 (19.7%)
240	37.3 (15.5%)	44.8 (18.7%)
260	38.5 (14.8%)	48 (18.4%)
280	41.9 (14.9%)	46.7 (16.7%)
300	41.6 (13.8%)	49.3 (16.4%)
320	43.6 (13.6%)	49.2 (15.4%)
340	46.1 (13.5%)	48.5 (14.3%)
360	50.3 (14%)	46.4 (12.9%)
380	48.4 (12.7%)	50 (13.1%)
400	53.2 (13.3%)	47.5 (11.9%)

TABLE B.9 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) avec brouilleurs pour l'antenne à 121 éléments.

Nombre d'utilisateurs	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 1 ^{er} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 2 ^{eme} ModCod	Nombre d'utilisateurs moyen utilisant le 3 ^{eme} ModCod
20	0.2 (0.8%)	2.4 (11.8%)	17.1 (85.5%)
40	0.8 (1.9%)	6.8 (17%)	31.6 (78.9%)
60	1.6 (2.6%)	13.1 (21.8%)	44.2 (73.6%)
80	2.2 (2.7%)	22.4 (27.9%)	54.2 (67.7%)
100	3.6 (3.6%)	37.5 (37.5%)	56.6 (56.6%)
120	4.5 (3.8%)	53.2 (44.3%)	58.2 (48.5%)
140	6.6 (4.7%)	71 (50.7%)	55.8 (39.9%)
160	10.2 (6.3%)	89.1 (55.7%)	51.7 (32.3%)
180	12.9 (7.2%)	111.8 (62.1%)	44 (24.4%)
200	20.6 (10.3%)	123.9 (61.9%)	38.3 (19.2%)
220	22.7 (10.3%)	135.5 (61.6%)	36.5 (16.6%)
240	28.5 (11.9%)	142.7 (59.4%)	34.6 (14.4%)
260	32.4 (12.5%)	149.6 (57.5%)	30.7 (11.8%)
280	41.2 (14.7%)	146.9 (52.5%)	31 (11.1%)
300	42.2 (14.1%)	152.5 (50.8%)	31.3 (10.4%)
320	45.1 (14.1%)	151.7 (47.4%)	33.3 (10.4%)
340	48.3 (14.2%)	151.6 (44.6%)	33.4 (9.8%)
360	48.1 (13.3%)	155.6 (43.2%)	31.2 (8.7%)
380	51.3 (13.5%)	150.8 (39.7%)	32.8 (8.6%)
400	47.1 (11.8%)	157.8 (39.4%)	30.6 (7.6%)

TABLE B.10 – Répartition des différentes valeurs d'efficacités spectrales utilisées dans la couverture SDMA (CG) avec brouilleurs pour l'antenne à 469 éléments.

Bibliographie

- [1] G. Sow, “Méthodes d’accès multiple à répartition spatiale pour communications par satellite,” Ph.D. dissertation, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2006.
- [2] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*. New York : John Wiley, 2002.
- [3] I. S. Reed, J. D. Mallett, and L. E. Brennan, “Rapid convergence rate in adaptive arrays,” *IEEE Transactions Aerospace Electronic Systems*, vol. 10, no. 6, pp. 853–863, November 1974.
- [4] D. A. Pados and G. N. Karystinos, “An iterative algorithm for the computation of the MVDR filter,” *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 49, no. 2, pp. 290–300, February 2001.
- [5] O. Besson, J. Montesinos, and C. Larue de Tournemine, “On convergence of the auxiliary-vector beamformer with rank-deficient covariance matrices,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 249–252, April 2009.
- [6] L. Houssin, C. Artigues, and E. Corbel, “Frequency allocation problem in a sdma satellite communication system,” in *International Conference on Computers & Industrial Engineering (CIE39)*, Troyes, France, July 2009.
- [7] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite Communications Systems*, 4th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [8] E. Corbel, “Etude SDMA,” Thales Alenia Space, Tech. Rep., 28 May 2009, ref. RT2E-TAS-MO-641 v.1.4.
- [9] A. Jacomb-Hood and E. Lier, “Multibeam active phased arrays for communications satellites,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 1, no. 4, pp. 40–47, December 2000.

- [10] Y. Cailloce, G. Caille, I. Albert, and J. Lopez, "Ka-band antennas providing multiple beam for a multimedia via satellite mission," in *Proceedings American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA)*, Toulouse, 17–20 April 2001.
- [11] K. Hara, N. Kawai, S. Ogawa, and D. Cai, "E-larning Experiment over Satellite between Asian Universities toward the developement of Wideband InterNetworking engineering test and Demonstration Satellite (WINDS)," in *24th International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit*. AIAA 2006-5383, 11-14 June 2006.
- [12] R. Kuramasu, T. Araki, M. Shimada, E. Tomita, T. Satoh, T. Kuroda, M. Yajima, T. Maeda, T. Mukai, N. Kadowaki, and M. Nakao, "The Wideband Internetworking Engineering Test and Demonstration Satellite (WINDS) system," in *20th International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit*. AIAA 2002-2044, March 2002.
- [13] M. Yajima, T. Kuroda, T. Maeda, M. Shimada, S. Kitao, and K. Hariu, "Active phased array antenna for WINDS satellite," in *Proceedings of the 25th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 2007.
- [14] D. Whitefield, R. Gopal, and S. Arnold, "Spaceway now and in the future : On-board ip packet switching satellte communication network," in *Proc. Military Communications Conference MILCOM 2006*, 23–25 Oct. 2006, pp. 1–7.
- [15] S. Arnold, A. Noerpel, R. Gopal, and S. Chandrasekharan, "Implementing a mobility architecture for a regenerative satellite mesh architecture (RSM-A) system a spaceway perspective," in *Proc. IEEE Military Communications Conference MILCOM 2008*, 16–19 Nov. 2008, pp. 1–6.
- [16] R. J. Mailloux, *Phased Array Antennas Handbook*, 2nd ed. Artech House, 1994.
- [17] C. Guiraud, "Algorithmes de formation de faisceaux par le calcul pour un système d’antennes de satellites de télécommunications avec ou sans réflecteur," Ph.D. dissertation, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2000.
- [18] N. Kojima, S. Kitao, K. Shiramatsu, M. Yajima, M. Shimada, and Y. Nakamura, "Development results of a proto flight model of the ka-band active phased array antenna for winds," in *Proc.*

- First European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 6–10 Nov. 2006, pp. 1–5.
- [19] J. Litva and T. K. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House, 1996.
- [20] C. Guiraud, D. Rousset, and I. Albert, “Digital beamforming for multimedia flexible antennas,” in *Proceedings 17th International Conference Applied Electromagnetics and Communications*, 2003, pp. 366–369.
- [21] *Digital Video Broadcasting (DVB) : Interaction channel for satellite distribution systems*, ETSI Std. ETSI EN 301 790, March 2003.
- [22] D. M. Boroson, “Sample size considerations for adaptive arrays,” *IEEE Transactions Aerospace Electronic Systems*, vol. 16, no. 4, pp. 446–451, July 1980.
- [23] D. D. Feldman and L. J. Griffiths, “A projection approach for robust adaptive beamforming,” *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 42, no. 4, pp. 867–876, April 1994.
- [24] Y. I. Abramovich and A. I. Nevrev, “An analysis of effectiveness of adaptive maximization of the signal to noise ratio which utilizes the inversion of the estimated covariance matrix,” *Radio Engineering and Electronic Physics*, vol. 26, pp. 67–74, December 1981.
- [25] O. P. Cheremisin, “Efficiency of adaptive algorithms with regularised sample covariance matrix,” *Radio Engineering and Electronic Physics*, vol. 27, no. 10, pp. 69–77, 1982.
- [26] B. D. Carlson, “Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays,” *IEEE Transactions Aerospace Electronic Systems*, vol. 24, no. 4, pp. 397–401, July 1988.
- [27] J. Li, P. Stoica, and Z. Wang, “On robust Capon beamforming and diagonal loading,” *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 51, no. 7, pp. 1702–1715, July 2003.
- [28] S. Vorobyov, A. Gershman, and Z.-Q. Luo, “Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization : a solution to the signal mismatch problem,” *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 51, no. 2, pp. 313–324, 2003.
- [29] J. Li, L. Du, and P. Stoica, “Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming,” in *Proceedings of ICASSP 2008*, Las Vegas, NV, April 2008, pp. 2325–2328.

- [30] J. Li, P. Stoica, and Z. Wang, "Doubly constrained robust Capon beamformer," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 9, pp. 2407–2423, Sept. 2004.
- [31] T. L. Marzetta, S. H. Simon, and H. Ren, "Capon-MVDR spectral estimation from singular data covariance matrix, with no diagonal loading," in *Proceedings 14th Adaptive Sensor Array Processing Workshop*, Lexington, MA, June 6-7 2006.
- [32] D. W. Tufts, R. Kumaresan, and I. Kirshtein, "Data adaptive signal estimation by singular value decomposition of a data matrix," *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no. 6, pp. 684–685, June 1982.
- [33] A. M. Haimovich and Y. Bar-Ness, "An eigenanalysis interference canceler," *IEEE Transactions Acoustics Speech Signal Processing*, vol. 39, no. 1, pp. 76–84, January 1991.
- [34] J. Goldstein and I. Reed, "Reduced-rank adaptive filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 2, pp. 492–496, Feb. 1997.
- [35] J. Goldstein, I. Reed, and L. Scharf, "A multistage representation of the Wiener filter based on orthogonal projections," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 7, pp. 2943–2959, Nov. 1998.
- [36] M. L. Honig and W. Xiao, "Performance of reduced-rank linear interference suppression," *IEEE Transactions Information Theory*, vol. 47, no. 5, pp. 1928–1946, July 2001.
- [37] G. Golub and C. Van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore : John Hopkins University Press, 1996.
- [38] G. Dietl, M. Zoltowski, and M. Joham, "Reduced-rank equalization for edge via conjugate gradient implementation of multi-stage nested wiener filter," in *Proc. VTC 2001 Fall Vehicular Technology Conference IEEE VTS 54th*, vol. 3, 7–11 Oct. 2001, pp. 1912–1916.
- [39] A. M. Haimovich, "The eigencanceler : Adaptive radar by eigenanalysis methods," *IEEE Transactions Aerospace Electronic Systems*, vol. 32, no. 2, pp. 532–542, April 1996.
- [40] J. Montesinos, O. Besson, and C. Guiraud, "Adaptive beamforming for large arrays in satellite communications," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-S 2008*, 5–11 July 2008, pp. 1–4.

- [41] B. Sklar, *Digital communications*. Prentice All, 1988.

Traitement d'antenne SDMA pour système de télécommunications par satellite avec couverture dispersée

Pour les organismes nationaux et/ou internationaux, disposer d'un moyen de communication flexible et rapidement déployable sur une zone de service étendue représente un enjeu majeur. Pour assurer la sécurité des personnes dans des zones parfois difficiles d'accès, il est également important de posséder une infrastructure de communication qui fonctionne même en présence de brouilleurs. Un système satellite disposant d'une antenne réseau à rayonnement direct (DRA) associée à un formateur de faisceaux numérique (DBFN) et à un algorithme d'allocation de la ressource temps-fréquence-position permet d'atteindre ces objectifs, en réalisant un accès multiple à répartition spatiale (SDMA). Le SDMA est le couplage d'une allocation flexible de la ressource et de la formation de faisceaux adaptative. Compte tenu des contraintes spatiales, l'utilisation de traitements à faible complexité et faible support d'entraînement est nécessaire pour la mise en place d'une stratégie SDMA afin de permettre une utilisation efficace de la ressource en fréquence. Les conditions d'utilisation de tels algorithmes de formation de faisceaux requis dans le SDMA sont déterminées en fonction du contexte opérationnel rencontré. La quantification des bénéfices apportés par le SDMA montre qu'en temps de paix l'efficacité spectrale, et donc le débit des liens sont augmentés, et qu'en présence de brouilleurs, le maintien d'une partie des communications est réalisé.

Mots-clés: SDMA, allocation flexible, un spot par utilisateur, antenne adaptative, antibrouillage, traitements à rang réduit, efficacité spectrale, formateur de faisceaux numérique (DBFN)

Spatial Division Multiple Access (SDMA) antenna processing for satellite telecommunications system addressing dispersed users over a global coverage

For national/international organisms, it is of utmost importance to own a communication mean over a wide zone able to connect, upon request, potentially dispersed users. To ensure the security of people even in areas difficult to access, to have at one's disposal a system able to work even if surrounded by jamming stations. A satellite system with a direct radiating array (DRA) associated with a digital beamforming network (DBFN) and a space-time-position radio resource management allows to achieve these objectives thanks to a spatial division multiple access (SDMA). SDMA is the combination of a flexible resource allocation and adaptive beamforming.

Given spatial constraints, low complexity and low sample support beamformers are required to use a SDMA strategy in order to allow an efficient use of frequency resources. The conditions to use such algorithms that are needed for a SDMA strategy are determined given the encountered operational context. SDMA benefits quantification shows that in peacetime the spectral efficiency and therefore the link rates are increased, while in a jammed environment, SDMA provides the ability to maintain some links that would be lost without the adaptive beamforming.

Abstract : SDMA, Flexible allocation, One spot per user, Adaptive array, Antijamming, Reduced rank processing, Spectral efficiency, Digital beamforming network (DBFN)