



Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale pour Communications par Satellite

Garmy Sow

► To cite this version:

Garmy Sow. Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale pour Communications par Satellite. domain_other. Télécom ParisTech, 2006. English. NNT: . pastel-00001876

HAL Id: pastel-00001876

<https://pastel.hal.science/pastel-00001876>

Submitted on 13 Nov 2006

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale Pour Communications Par Satellite

THÈSE

Présentée pour Obtenir le Titre de
Docteur en Télécommunications et Traitement du Signal
de L 'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Par:

Garmy Sow

Membres de Jury:

Gérard Maral
Maryline Hélard
Pascal Larzabal
Cécile Guiraud
Roland Baudin
Marie-Laure Boucheret
Olivier Besson

Remerciements

Je tiens à remercier chaleureusement Marie-Laure Boucheret et Olivier Besson, mes directeurs de thèse, pour m'avoir encadrée mais aussi pour leur appui et leur soutien durant ces trois années de thèse.

Mes remerciements les plus vifs aux deux rapporteurs Maryline Héliard et Pascal Larzabal pour avoir accepté de juger mon travail et pour leurs commentaires très pertinents.

Un grand merci au professeur Gérard Maral pour avoir accepté de faire partie du jury, c'était un grand honneur pour moi.

Je remercie également tous mes encadrants d'Alcatel Espace : Cécile Guiraud, Roland Baudin et Jean-Didier Gayraud qui m'ont aidé à bien fixer les objectifs et le contexte de la thèse, et à redéfinir certains aspects.

Mes remerciements aussi à l'ensemble du TESA et de l'IRIT avec qui j'ai passé de merveilleux moments.

A ma mère, à toute ma famille.

Abstract

The present thesis deals with a satellite communications system that operates in emergency situations. This system proposes a multi-service platform based on a dedicated payload boarded as a piggyback of a Ka band geostationary satellite. It provides links to a fleet of small ground terminals compliant with DVB-RCS/S standards.

The combination of a Digital Beamforming Network technique (DBFN) with Spatial Division Multiple Access (SDMA) are studied for a Focal Array Fed Reflector (FAFR) antenna. The association of these two techniques allows the setting up of a "one beam per user" concept, thus ensuring maximal gain to any user of the covered area and making possible resource reuse thanks to interference rejection.

The first part of this work is devoted to the study of various digital beamforming algorithms. Conventional beamformer and adaptive algorithms are presented. Then, the performance in a realistic scenario (including perturbation of transmission channel, of steering vectors, noise...) are assessed. Implementation conditions of those algorithms are also defined.

In a second part, we propose a model for a satellite system based on adaptive digital beamforming using a training sequence and SDMA. Resource reuse factors allowed by considered algorithms are estimated. Thanks to a resource allocation algorithm and to the evaluation of reuse factors, a first analysis of the traffic capacity and system performance carried out is performed. Trade-off between this new system and existing ones shows that adaptive processing associated to resource reuse allowed by spatial processing leads to an increased traffic capacity at the cost of increased complexity.

Keywords

Ka band, Beamforming Network, SDMA, FAFR antenna, Digital Beamforming Network (DBFN), frequency reuse.

Résumé

Dans le cadre de ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications par satellite intervenant en situation d'urgence. Ce système serait embarqué comme passager d'un satellite géostationnaire travaillant en bande Ka et assurerait la transmission à une flotte de petits terminaux compatibles avec les standards DVB-RCS/S.

Les potentialités offertes par l'association de la Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC) adaptative et d'une méthode d'Accès Multiple à Répartition Spatiale (AMRS) ont été plus particulièrement étudiées pour une antenne de réception à réflecteur (antenne Focal Array Fed Reflector, FAFR). La combinaison de ces deux techniques permet la mise en place du concept «un spot par utilisateur» assurant ainsi d'une part un niveau maximal de gain en tout point de la couverture et rendant possible d'autre part la réutilisation de ressources grâce à la réjection d'interférence.

La première partie de ce travail est consacrée à une étude des algorithmes de FFC. Nous présentons le Formateur Conventionnel et quelques algorithmes adaptatifs, puis, nous analysons les performances de chacun en environnement réel (prise en compte des perturbations du canal de transmission, de celles sur les vecteurs directionnels, du bruit...). Les conditions d'implémentation de ces algorithmes sont également définies.

Dans une seconde partie, nous proposons un modèle de système satellite basé sur la formation de faisceaux adaptative par séquence de référence et l'accès AMRS. Les facteurs de réutilisation de ressources permis par les algorithmes retenus sont évalués. Grâce à un algorithme d'allocation de ressources simple et aux facteurs de réutilisation calculés, une première estimation de la capacité et des performances de ce système est réalisée. Une comparaison avec d'autres systèmes montre que celui proposé permet d'augmenter significativement la capacité au prix d'une complexité accrue.

Mots Clés :

Bande Ka, Formation de Faisceaux, SDMA, antenne FAFR, Formation de Faisceaux par le Calcul (numérique), réutilisation de fréquence.

Glossaire

AMRS : Accès Multiple à Répartition Spatiale

AWGN : Additive White Gaussian Noise

ATM : Asynchronous Transfer Mode

BER : Bit Error Rate

BFN : Beam Forming Network

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

CDMA : Code Division Multiple Access

DBFN : Digital Beam Forming Network

DRA : Direct Radiating Array

DVB-RCS : DVB Return Channel via Satellite

DVB-S : Digital Video Broadcasting by Satellite

FAFR : Focal Array Fed Reflector

FDMA : Frequency Division Multiple Access

FFC : Formation de Faisceaux par le Calcul

FMT : Fade Mitigation Technique

FTP : File Transfer Protocol

GSM : Global System for Mobile

LNA : Low Noise Amplifier

MF-TDMA : Multiple Frequency Time Division Multiple Access

MPDR : Minimum Power Distortionless Response

MPEG2 : Movie Picture Expert Group 2

MVDR : Maximum Variance Distortionless Response

OBP : On Board Processor

PER : Packet Error Rate

PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Effective

PPDR : Public Protection and Disaster Relief

PSK : Phase Shift Keying

QoS : Quality of Service

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

RSB : Rapport Signal à Bruit

RSBI : Rapport Signal à Bruit plus Interférence

RC : Raised Cosine

RF : Radio Fréquence

SCAO : Système de Contrôle d'Attitude et d'Orbite

SDMA : Space Division Multiple Access

SINR : Signal to Interference plus Noise Ratio

SNR : Signal to Noise Ratio

TEB : Taux d'Erreur Bit

TEP : Taux d'Erreur Paquet

TDMA : Time Division Multiple Access

Table des matières

1	Introduction	1
1.1	Contexte de l'étude	1
1.2	Principales Contributions	3
1.3	Plan du Mémoire	4
2	Description du Système de Communications par Satellite en Situation d'Urgence	7
2.1	Introduction	7
2.2	Le système	7
2.2.1	Les bases de l'architecture	9
2.2.2	Les terminaux	11
2.2.3	Le standard DVB-RCS	12
2.3	L'antenne	14
2.3.1	Les systèmes d'antennes	14
2.3.2	Les antennes réseaux et la formation de faisceaux (FF)	16
2.3.3	La Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC)	18
2.3.4	Le FAFR	19
2.4	Différentes possibilités pour la couverture de la zone d'intérêt	22
2.4.1	Accès avec spots fixes	23
2.4.2	Accès du type un spot par utilisateur	26
2.5	Conclusion	29
3	Modélisation des signaux	31
3.1	Introduction	31

3.2	Les signaux émis : Caractéristiques de la chaîne d'émission	31
3.3	Le canal de transmission	34
3.3.1	Le retard de propagation	34
3.3.2	Les erreurs de phase et de fréquence	35
3.4	Les vecteurs directionnels	35
3.4.1	Le modèle	36
3.4.2	Connaissance des vecteurs directionnels	38
3.5	La chaîne de réception	40
3.5.1	Le modèle	40
3.5.2	Modélisation de l'antenne et des bruits	41
3.5.3	Expression du RSB en entrée des chaînes	43
3.5.4	Expression du RSB en sortie du BFN	46
3.5.5	Implémentation du modèle utilisé dans les simulations	50
3.6	Outils d'évaluation de performance	52
3.7	Conclusion	53
4	Sélection des algorithmes de FFC	55
4.1	Introduction	55
4.2	Algorithmes de Formation de Faisceaux (FF) applicables	55
4.2.1	Le formateur Conventionnel	56
4.2.2	Les formateurs adaptatifs	57
4.2.3	Diagrammes d'antenne en sortie de FF pour un cas idéal (sans perturbations)	61
4.3	Conditions d'implémentation des algorithmes	71
4.3.1	Influence du canal de transmission	71
4.3.2	Influence de la synchronisation trame	79
4.3.3	Influence des vecteurs directionnels	84
4.3.4	Influence de la quantification sur la pondération	86
4.4	Conclusion	90
5	Procédé d'allocation de la ressource	93
5.1	Introduction	93
5.2	Facteur de réutilisation des ressources	94
5.2.1	Recherche du facteur de réutilisation maximal	96
5.2.2	Distances angulaires requises	108
5.3	Allocation dans le cas de la formation de faisceaux fixes	109
5.4	Allocation dans le cas de la formation un faisceau par utilisateur	111

5.4.1	Utilisation du critère angulaire	111
5.4.2	Description de l'algorithme d'allocation de la ressource	111
5.5	Conclusion	113
6	Comparaison des capacités et des performances de différents systèmes . . .	115
6.1	Introduction	115
6.2	Description des tests	115
6.2.1	Définition des tests	116
6.2.2	Scénario des tests	117
6.3	Comparaison des systèmes envisagés	118
6.3.1	Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe . . .	118
6.3.2	Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable .	122
6.3.3	Formation de faisceaux variables avec le formateur conventionnel et allocation de ressources variable	126
6.3.4	Formation de faisceaux variables avec un formateur adaptatif et allocation de ressources variable	130
6.3.5	En résumé	135
6.4	Conclusion	136
7	Conclusions et Perspectives	139
7.1	Conclusions	139
7.2	Perspectives	140
A	Détermination du facteur maximal de réutilisation des ressources	141
A.1	Figures correspondant au cas Trois utilisateurs	141
A.1.1	Utilisateur au centre	141
A.1.2	Utilisateur à une extrémité	152
A.2	Quatre utilisateurs	163
A.2.1	Utilisateur au centre	163
A.2.2	Utilisateur à une extrémité	176
A.2.3	Pour résumer	189
A.3	Cinq utilisateurs	189
A.3.1	Utilisateur au centre	189
A.3.2	Utilisateur à l'extrémité	201
A.3.3	Pour résumer	202
A.4	Six utilisateurs	203

A.4.1	Première configuration	203
A.4.2	Seconde configuration	205
A.4.3	Pour résumer	207
A.5	Conclusion	207
Bibliographie		209

Liste des tableaux

3.1	Valeurs retenues pour les paramètres du modèle des erreurs sur les vecteurs directionnels	39
4.1	Performances dans le cas idéal sans interférence pour 240 symboles . . .	67
4.2	Impact des perturbations sur les algorithmes de FF	90
5.1	Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (3 émetteurs)	99
5.2	Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (3 émetteurs)	99
5.3	Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (3 émetteurs)	103
5.4	Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (3 émetteurs)	103
5.5	Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 2 (3 émetteurs)	106
5.6	Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 2 (3 émetteurs)	106
5.7	Distance angulaire requise par le formateur Conventionnel pour garantir la liaison pour une densité de flux de puissance de $-126dBW/m^2$	108
5.8	Distance angulaire requise par les formateurs adaptatifs (MVDR et par séquence de référence) pour garantir la liaison pour une densité de flux de puissance de $-126dBW/m^2$	109
6.1	Valeurs numériques des différents paramètres de tests	117
6.2	Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation fixe .	118
6.3	Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation fixe	120

6.4	Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation variable	123
6.5	Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF fixe / allocation variable	123
6.6	Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF Conventionnel / allocation variable	127
6.7	Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF Conventionnel / allocation variable	127
6.8	Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF adaptative / allocation variable	131
6.9	Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF adaptative / allocation variable	132
A.1	Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (4 émetteurs)	164
A.2	Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (4 émetteurs)	165
A.3	Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (4 émetteurs)	171
A.4	Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 1 (4 émetteurs)	176
A.5	Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 1 (4 émetteurs)	181
A.6	Performances obtenues pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 2 (4 émetteurs)	184
A.7	Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (5 émetteurs)	190
A.8	Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (5 émetteurs)	196
A.9	Performances obtenues pour l'utilisateur à l'extrémité : configuration 1 (5 émetteurs)	202
A.10	Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (6 émetteurs)	203
A.11	Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (6 émetteurs)	205

Table des figures

2.1	Principe du système	8
2.2	Exemple de terminal transportable	11
2.3	Chaîne de codage du DVB-RCS	13
2.4	Antenne et Système d'antenne	14
2.5	Principe de la formation de faisceaux : modèle bande étroite	17
2.6	Antenne active à Formation de Faisceaux (Smart Antenna)	19
2.7	Antenne FAFR	20
2.8	Repère d'étude	21
2.9	Diagramme élémentaire de l'antenne FAFR	22
2.10	Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe	24
2.11	Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable	26
2.12	Formation de faisceaux variables avec le formateur Conventionnel	28
2.13	Formation de faisceaux variables avec un formateur adaptatif	29
3.1	Chaîne d'émission	33
3.2	Canal de transmission	34
3.3	Vecteurs directionnels pour un DRA linéaire	36
3.4	Vecteurs directionnels pour un FAFR	37
3.5	Chaîne de réception	41
3.6	Modélisation de l'antenne	42
3.7	Modèle de simulation	51
3.8	Évaluation du $\frac{E_s}{N_0}$ en fonction du $\frac{E_b}{N_0}$	52
4.1	Fonction d'autocorrélation de la séquence de CAZAC de 16 bits utilisée	63
4.2	Fonction d'autocorrélation de séquences de taille 48 et 160 bits construites à partir de la séquence de CAZAC	64
4.3	Performances des formateurs en fonction du nombre de symboles utilisés pour les estimations (cas idéal sans interférence)	66

4.4	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (cas idéal, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	68
4.5	Performances des formateurs en fonction de la position de l'interférence	69
4.6	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (interférence, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	70
4.7	Performances des formateurs en fonction de la précision de l'horloge de réception	73
4.8	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (retard de propagation $\frac{T_s}{8}$, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	74
4.9	Performances des formateurs en fonction de l'erreur de phase	75
4.10	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (erreur de phase 45° , coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	76
4.11	Performances des formateurs en fonction de l'erreur de fréquence	77
4.12	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (erreur de fréquence $\frac{\Delta f}{R_s} = 10^{-3}$, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	78
4.13	Performances des formateurs en fonction de la désynchronisation	80
4.14	Système de synchronisation proposé pour le formateur par séquence de référence	81
4.15	Performances des formateurs en fonction de la désynchronisation (Formateur par séquence de référence synchronisé par corrélation passive)	82
4.16	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (décalage en synchronisation de 20 symboles et corrélation passive, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	83
4.17	Performances obtenues par les formateurs en présence de perturbations sur les vecteurs directionnels	85
4.18	Histogrammes de la pondération des différents formateurs	87
4.19	Performances des formateurs en fonction du nombre de bits utilisé pour la quantification de la pondération (perturbations canal et des vecteurs directionnels)	88
4.20	Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (quantification sur 8 bits des vecteurs de pondération et corrélation passive, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)	89
5.1	Séparations angulaires minimales requises par les formateurs pour garantir les performances en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile	95
5.2	Utilisateur principal au centre : configuration 1 (3 émetteurs)	98
5.3	Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+4\Delta a$ et $+4\Delta b$)	100

5.4	Utilisateur principal au centre : configuration 2 (3 émetteurs)	102
5.5	Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta a$ et $+6\Delta a$)	104
5.6	Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta a$ et $-11\Delta a$)	107
5.7	Réutilisation de la ressource suivant le schéma 1 spot sur 4	110
5.8	Synoptique de l'algorithme d'allocation de ressources	112
6.1	Répartition non uniforme d'utilisateurs étudiée	116
6.2	Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF fixe / allocation fixe, taux de rejet de 10%	119
6.3	Performances obtenues pour le système FF fixe / allocation fixe	121
6.4	Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF fixe / allocation variable, taux de rejet de 10%	122
6.5	Performances obtenues pour le système FF fixe / allocation variable	125
6.6	Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF conventionnel / allocation variable, taux de rejet de 10%	126
6.7	Performances obtenues pour le système FF variable par formateur Conventionnel / allocation variable	129
6.8	Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF adaptative / allocation variable, taux de rejet de 10%	130
6.9	Performances obtenues pour le système FF variable par formateur MVDR / allocation variable	133
6.10	Performances obtenues pour le système FF variable par formateur par séquence de référence / allocation variable	134
6.11	Capacités effectives obtenues par les différents systèmes, répartition uniforme d'utilisateurs	135
A.1	Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-4\Delta a$ et $+4\Delta b$)	142
A.2	Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs)	143
A.3	Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs)	144
A.4	Formateur Conventionnel (3 émetteurs, interférences à $+10\Delta a$ et $+8\Delta b$)	145
A.5	Formateur Conventionnel (3 émetteurs, interférences à $-10\Delta a$ et $+8\Delta b$)	146
A.6	Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta b$ et $+6\Delta b$)	147
A.7	Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs)	148
A.8	Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs)	149

A.9 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)	150
A.10 Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)	151
A.11 Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)	153
A.12 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+5\Delta a$ et $+11\Delta a$)	154
A.13 Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs) . . .	155
A.14 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta b$ et $-11\Delta b$)	156
A.15 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+5\Delta b$ et $+11\Delta b$)	157
A.16 Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs) . .	158
A.17 Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, alignement suivant a)	159
A.18 Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs, alignement suivant a)	160
A.19 Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, alignement suivant b)	161
A.20 Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs, alignement suivant b)	162
A.21 Utilisateur principal au centre : configuration 1 (4 émetteurs)	166
A.22 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $-4\Delta b$)	167
A.23 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $-4\Delta a$)	168
A.24 Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)	169
A.25 Utilisateur principal au centre : configuration 2 (4 émetteurs)	172
A.26 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $12\Delta a$)	173
A.27 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $12\Delta b$)	174
A.28 Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)	175
A.29 Utilisateur principal à une extrémité : configuration 1 (4 émetteurs)	177
A.30 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $-4\Delta b$)	178

A.31 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $-4\Delta a$)	179
A.32 Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)	180
A.33 Utilisateur principal à une extrémité (Formateur Conventionnel) : configuration 1 (4 émetteurs)	182
A.34 Diagrammes d'antenne moyens pour le Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs)	183
A.35 Utilisateur principal à une extrémité : configuration 2 (4 émetteurs)	185
A.36 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $18\Delta a$)	186
A.37 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $18\Delta b$)	187
A.38 Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)	188
A.39 Utilisateur principal au centre : configuration 1 (5 émetteurs)	189
A.40 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-7\Delta a$, $7\Delta a$, $-7\Delta b$, $6\Delta b$)	191
A.41 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-7\Delta b$, $7\Delta b$, $-7\Delta a$, $6\Delta a$)	192
A.42 Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-7\Delta a$, $7\Delta a$, $-7\Delta b$ et $6\Delta b$)	193
A.43 Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-7\Delta b$, $7\Delta b$, $-7\Delta a$ et $6\Delta a$)	194
A.44 Utilisateur principal au centre : configuration 2 (5 émetteurs)	195
A.45 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$, $-6\Delta b$, $-11\Delta b$)	197
A.46 Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$, $-6\Delta a$, $-11\Delta a$)	198
A.47 Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$, $-6\Delta b$ et $-11\Delta b$)	199
A.48 Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$, $-6\Delta a$ et $-11\Delta a$)	200
A.49 Utilisateur principal à l'extrémité : configuration 1 (5 émetteurs)	201
A.50 Utilisateur principal au centre : configuration 1 (6 émetteurs)	204
A.51 Utilisateur principal au centre : configuration 2 (6 émetteurs)	206

Introduction

1.1 Contexte de l'étude

Dans les situations d'urgence conséquentes à des catastrophes naturelles (cyclone, inondation,...) ou à des situations de crise, il existe un besoin essentiel de mise en place rapide de services de communications de type voix, vidéo ou Internet... Procurer dans un délai réduit une capacité de communication alors que les infrastructures terrestres sont saturées, détruites ou inaccessibles représente un enjeu majeur. Ces services peuvent permettre aux autorités des pays concernés l'échange de volumes de données importants (logistique, données médicales, soutien des populations sinistrées,...) afin d'assurer la gestion et le suivi de la crise.

Sur le plan international, l'ITU (International Telecommunication Union) a défini les besoins essentiels en terme de services de télécommunications et la nécessité d'harmonisation de ces services pour protéger les populations, disposer de moyens de communications et gérer les crises consécutives à ces catastrophes. Ainsi, des séminaires [1], des projets [2], [3], [4] sont menés dans ce but. Ils constituent des opérations relevant du domaine de la Protection publique et de l'organisation des secours à la suite de crises (PPDR, Public Protection and Disaster Relief). On peut distinguer, dans ce domaine, deux catégories essentielles de besoins en services de communications [5] :

- la première comprend l'ensemble des communications d'avant crise
- la seconde concerne les communications ayant lieu durant et après la crise

Nous nous intéressons essentiellement à la seconde catégorie pour laquelle la vitesse à laquelle transitent les informations est critique.

Durant et après une situation de crise, les ressources de communications terrestres sont limitées (détruites ou soumises à un trafic excessif) et il est nécessaire d'augmenter la capacité des ressources pour aider à la coordination des secours aussi bien du côté

des populations civiles (bulletins d'alertes, récupération de la communication) que des autorités (locales, nationales ou internationales).

Mettre en place un moyen de communication pour la coordination des secours est d'un intérêt essentiel. Un système de communication pour les situations d'urgence doit parfaitement fonctionner à tout moment et en toutes circonstances. Les communications doivent être effectives, mobiles et immédiates. Le système satellite semble être le moyen le plus simple pour assurer en un temps record la mise à disposition de ressources de transmission. En effet, le satellite est accessible où que l'on soit dans la zone couverte et il fournit aux utilisateurs une connexion locale, régionale ou internationale. De plus, un réseau satellitaire est déployable rapidement et ne dépend pas des infrastructures terrestres. Il permet alors de bénéficier d'un système robuste, fiable et disponible.

Parmi les systèmes satellites en place, certains (Iridium, Inmarsat,...) fournissent des services qui pourraient être utilisés pour les communications en situation d'urgence, cependant avec les débits proposés (environ 2Kb/s), ils n'offrent pas la capacité de trafic ou le haut débit essentiels à l'échange de données multimédia. Il serait alors intéressant de proposer un système satellite pour les communications multimédia en situations d'urgence.

Aujourd'hui, la bande Ka (autour de la fréquence centrale $20GHz$ à la descente et $30GHz$ à la montée) demeure sous-exploitée. Toutefois, le marché potentiel que peut offrir cette bande aux applications multimédia grand public incite les opérateurs de télécommunications, les fournisseurs d'accès ainsi que les industriels à s'y intéresser davantage. Cela s'explique non seulement par l'avènement d'applications multimédia large bande mais aussi par la quasi saturation des bandes L, C et Ku. De plus, les fréquences de la bande Ka permettraient d'avoir des terminaux utilisateurs, petits, légers et de faible puissance. Ainsi, un système dédié aux interventions dans les situations d'urgence pourrait être mis en place en Europe sous la forme d'un système passager d'un satellite commercial émettant en bande Ka. Ce système permettrait de relier les terminaux localisés dans la zone sinistrée entre eux ou à une station centrale située ailleurs. Il proposerait des services multimédia large bande tels que : la diffusion de données et vidéo, l'interconnexion de réseaux locaux (Local Area Network, LAN), l'accès Internet,...

Grâce à l'avancée dans le domaine des communications numériques spatiales, il est possible de mettre en oeuvre à bord du satellite, un processeur numérique embarqué (On-Board Processor, OBP), de petite taille, peu consommateur d'énergie et très performant. Cela autorise la commutation de paquets de données, la formation de faisceaux par le calcul (FFC) à bord. Celle-ci consiste à combiner sur un support numérique les signaux captés par chacun des éléments rayonnants d'une antenne réseau. Cette formation se substitue à

la formation de faisceau classique réalisée sur support radiofréquence. Elle permet d'introduire une plus grande flexibilité. L'association d'un OBP et de la FFC permet une plus grande performance du satellite. On peut donc relâcher les contraintes sur les terminaux utilisateurs qui peuvent être des terminaux mobiles ou transportables. Un déploiement rapide du système de secours dans les zones sinistrées serait ainsi possible. L'utilisation de la formation de faisceaux par le calcul (FFC) permettrait de pointer précisément un faisceau d'une antenne satellite vers un utilisateur en tout point de la couverture.

Enfin, la mise en oeuvre de la technique d'accès multiple à répartition spatiale (AMRS ou Spatial Division Multiple Access, SDMA) constitue dans ce cadre l'ultime étape à franchir pour permettre, grâce à la formation de faisceaux numérique, la réutilisation la plus judicieuse de la ressource temporelle et/ou fréquentielle (tout en rejetant éventuellement des interférences en provenance d'utilisateurs partageant la même ressource), et ceci pour maximiser la capacité du système. Ainsi, l'association de ces deux techniques devrait permettre d'améliorer la capacité par rapport aux systèmes traditionnels.

L'objet de la thèse est donc d'étudier les algorithmes nécessaires au fonctionnement d'un tel système de communications en situation d'urgence, du point de vue de la FFC adaptative et à travers la mise en oeuvre d'un système basé sur un accès de type SDMA. Nous proposons ici un système particulier associant ces techniques. Les performances de ce système sont ensuite évaluées, afin de montrer l'apport potentiel en terme de capacité de l'introduction de telles techniques.

1.2 Principales Contributions

Durant cette thèse, nous nous sommes intéressés à un système combinant une méthode de formation de faisceaux numérique adaptative (en l'occurrence la formation de faisceaux par séquence de référence) et une réutilisation de ressources basée sur le SDMA. Un tel système permet une première réalisation du concept «un faisceau par utilisateur» en télécommunications par satellite, ce qui est l'une des originalités de la thèse. Un outil permettant de simuler, d'une part, l'allocation de ressources et d'autre part, d'analyser la qualité de service (Quality of Service, QoS) en terme de connexions garanties par le système a été développé dans ce cadre. Seule la liaison montante (mode réception satellite) a été étudiée.

La mise en oeuvre de la technique de formation de faisceaux numérique (FFC) à bord du satellite requiert la présence à bord d'une antenne réseau active et d'un processeur

numérique. Le processeur embarqué combine les fonctions de réseau formateur de faisceaux (beamforming network, BFN) et de régénération (démodulation et codage). Cette technique de traitement antenne est étudiée depuis plusieurs années dans le domaine des communications mobiles sol, sous le vocable général «d’antennes intelligentes» (Smart Antennas). Les antennes étudiées sont alors de type à rayonnement direct (Direct Radiated Arrays, DRA) et le nombre de sources est faible : typiquement de l’ordre de la dizaine.

Dans le domaine des communications par satellite, les antennes doivent permettre de réaliser des faisceaux fins et sont donc de taille élevée. De plus, pour le cas particulier de l’antenne réseau à rayonnement direct (DRA), la condition de non-apparition des lobes de réseau [6] sur la zone terrestre conduit à des éléments rayonnants de petite taille.

Les DRA comportent donc un nombre d’éléments élevé, de l’ordre de la centaine, voire plus. La complexité de la FFC associée à de telles antennes est donc très élevée. C’est pourquoi, on préconise actuellement d’utiliser à la réception des antennes à réflecteur de type réseau focal (Focal Array Fed Reflector, FAFR), pour lesquelles les sources élémentaires sont placées au foyer d’un système focalisant comportant un ou deux réflecteurs. On dispose ainsi à la fois d’un gain élevé lié à la taille du réflecteur principal et d’un nombre de contrôles réduit.

Au contraire des antennes DRA, pour lesquelles un grand nombre d’études est disponible dans la littérature scientifique, très peu d’études traitent du problème de la FFC avec des antennes FAFR. L’étude de la FFC avec une antenne FAFR constitue donc une autre originalité de la thèse.

1.3 Plan du Mémoire

Cette thèse est consacrée à l’étude des algorithmes nécessaires au fonctionnement d’un système de communications en situation d’urgence, du point de vue de la FFC adaptative et à travers la mise en oeuvre d’un partage de ressources de communications basé sur un accès de type SDMA.

Pour pouvoir démontrer les performances en terme de capacité d’un tel système, on va présenter d’une part les types de système classiques envisageables, et d’autre part les hypothèses et outils qui vont nous permettre de mener une comparaison pertinente des capacités obtenues.

Le second chapitre présente les principes qui sont utilisés dans le travail de thèse. Après une description des bases de l’architecture du système proposé, l’antenne FAFR étudiée

ainsi que la formation de faisceaux par le calcul sont introduites. Ensuite, nous présentons les différentes possibilités pour la couverture de la zone sinistrée :

- un accès avec des spots fixes
- un accès du type un spot par utilisateur

Le second type d'accès permet d'introduire le concept «un spot par utilisateur» qui est mis en place en combinant des techniques de FFC et d'accès SDMA.

Dans le troisième chapitre, on s'intéresse à la modélisation des signaux utilisés pour les simulations. Après une description des signaux émis, les modèles utilisés pour le canal de transmission, les vecteurs directionnels de l'antenne ainsi que la chaîne de réception sont présentés. Les valeurs des différents paramètres intervenant dans les simulations sont alors évaluées.

Un quatrième chapitre est consacré à la sélection des algorithmes de FFC (adaptatifs ou non) utilisables pour le système de communications par satellite proposé. Après une revue des algorithmes a priori disponibles, les performances de chacun en environnement réel (prenant en compte les différents types de perturbations modélisées) ainsi que leurs conditions d'implémentation à bord sont déterminées.

Dans le cinquième chapitre, nous évaluons, pour les algorithmes retenus, le facteur de réutilisation de ressources maximal envisageable. Nous décrivons ensuite les procédés d'allocation de ressources utilisés pour les différentes méthodes d'accès présentées dans le second chapitre.

Le chapitre six compare les capacités et les performances des différents systèmes envisagés pour des configurations particulières de répartition d'utilisateurs. Les tests sont menés en utilisant les modèles du chapitre 3 ainsi que les procédés d'allocation de ressource du chapitre 5. Les capacités obtenues dans les différents cas peuvent alors être comparées.

Enfin, nous concluons le manuscrit par une synthèse des résultats obtenus ainsi que par une revue des multiples perspectives futures concernant la mise en oeuvre d'un tel système de communication par satellite.

Description du Système de Communications par Satellite en Situation d'Urgence

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons un exemple typique de système de communications multimédia qui interviendrait en situation d'urgence conformément aux besoins présentés dans l'introduction.

Dans la première section, nous présentons brièvement un système multimédia par satellite qui conviendrait à ces situations de crise et qui utiliserait des technologies innovantes telles que SDMA, «smart antenna», DVB-S/DVB-RCS...

La section suivante est consacrée au type d'antenne de réception satellite du système, l'antenne Focal Array Fed Reflector (FAFR). Après une description et la comparaison de ce type d'antenne avec les antennes classiques, la technique de formation de faisceaux numérique est introduite.

Enfin, dans une dernière section, nous nous intéressons aux types d'accès et de répartition de la bande totale qui peuvent être utilisés pour couvrir l'ensemble du théâtre.

2.2 Le système

Cette partie décrit un système possible pour les communications multimédia en situation d'urgence (proposé par Alcatel Alenia Space).

Les services de communications envisagés sont les suivants : voix, vidéo-transmissions, données, accès à l'Internet via un point d'entrée. Pour pouvoir fournir des services de communications performants en situation d'urgence, le système doit répondre aux besoins suivants :

- utiliser des terminaux compacts, transportables et à puissance limitée
- permettre un déploiement rapide de la ressource de transmission
- cohabiter avec les systèmes existant (limitations des interférences)
- permettre une bonne qualité de transmission en terme de débit et disponibilité

Cela conduit à l'implémentation d'une charge utile très performante utilisant des technologies innovantes telles que : les antennes intelligentes (smart antenna), le traitement à bord (on-board processing), le Spatial Division Multiple Access (SDMA),...

Le système est constitué d'une charge utile passagère d'un satellite géostationnaire et d'une flotte de petits terminaux itinérants. Il s'agit de relier les terminaux situés dans la zone sinistrée à une station centrale localisée en Europe ou aux autres terminaux de la zone.

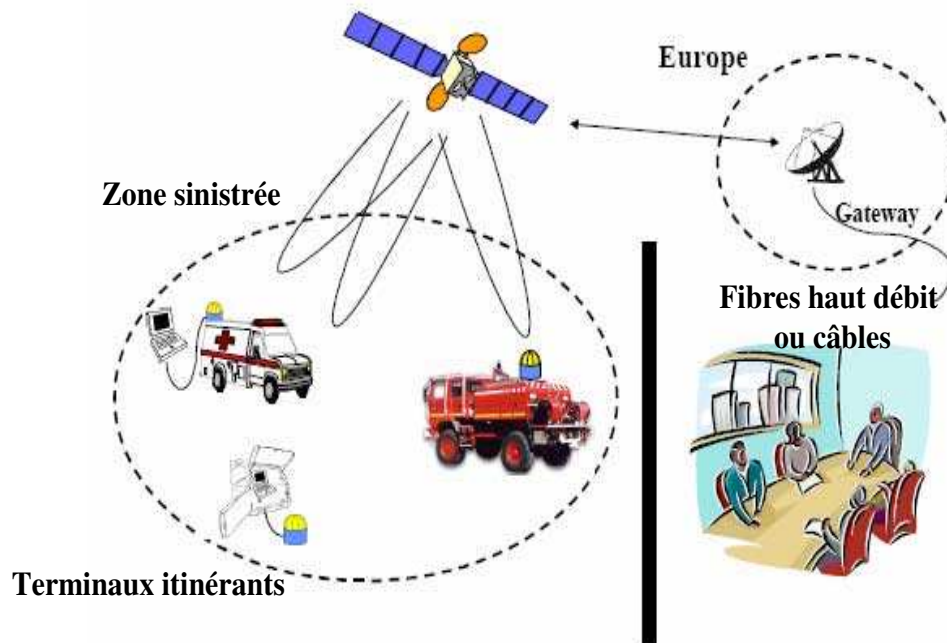


FIG. 2.1: Principe du système

Cette section présente les bases de l'architecture du système envisagé, le type et les caractéristiques des terminaux utilisateurs et pour finir, introduit le standard DVB-RCS avec lequel le système doit être compatible.

2.2.1 Les bases de l'architecture

Le système envisagé sera mis en oeuvre sous la forme d'une charge utile régénérative (avec un répéteur permettant un accès du type SDMA), passagère d'un satellite géostationnaire. Un répéteur régénératif comprend une section relative à la liaison montante et une autre relative à la liaison descendante. Entre ces deux sections, il rajoute une transposition descendante de fréquences, une démodulation multiporteuses, un traitement numérique spécifique, une remodulation et une conversion montante de fréquences. Étant donné que la formation de faisceaux en réception nécessite d'avoir des informations sur la phase et l'amplitude des signaux, ce traitement doit se faire avant la démodulation. Donc, a priori la nature du répéteur n'a pas d'influence sur l'architecture des traitements à envisager (même si cela intervient au niveau des spécifications entre les deux systèmes). Cependant, l'avantage d'un répéteur régénératif est que les signaux bande de base servant à moduler la porteuse montante sont réutilisés pour moduler la porteuse descendante.

Le processeur embarqué (On-Board Processor, OBP), qui réalise entre autres fonctions la Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC), doit permettre de former un faisceau par utilisateur, pour tout utilisateur situé n'importe où dans la zone de couverture.

Les principales caractéristiques du système étudié sont les suivantes :

- une antenne satellite pointable mécaniquement sur une zone de théâtre d'environ 1000 km de diamètre (environ 1.6°) dans laquelle sont situés tous les utilisateurs potentiels.
- une transmission en bande Ka (20 GHz à la descente et 30 GHz à la montée). L'utilisation de la bande Ka permet de réduire la taille et la consommation (et donc le coût) des terminaux. Cependant, les contraintes de propagation de cette bande impliquent l'utilisation d'OBP performants [7].
- des canaux répéteurs de largeur typique 36 MHz. Ils sont de type régénératif et incluent un OBP gérant le multiplexage des différents flux montants en un seul flux descendant, la commutation de paquet,...
- un accès montant en Multi-Frequency Time Division Multiple Access (MF-TDMA), conformément à la norme DVB-RCS, avec des débits offerts allant de 64 kbps à 2 Mbps. Le choix du MF-TDMA permet d'envisager aisément de réutiliser, grâce au Spatial Division Multiple Access (SDMA), la ressource de fréquence en divers endroits du théâtre. Pour l'accès montant, les canaux de transmission élémentaires sont de largeur 1 MHz, la bande totale de la mission étant de 56 MHz. L'accès descendant est réalisé en MF-TDM (Multi-Frequency Time Division Multiplexing) avec, par exemple, trois canaux de 36 MHz et un faisceau par canal, afin de réduire la puissance nécessaire pour la descente. A noter que dans le cadre de cette étude, seul l'aspect liaison montante (réception satellite) est traité.

- une réutilisation spatiale de la ressource fréquentielle grâce au SDMA [8], [9], [10]. Le SDMA consiste à allouer la ressource aux utilisateurs en fonction de leur position. Une même ressource sera partagée entre plusieurs utilisateurs à condition qu'ils soient suffisamment séparés angulairement. Ceci conduit à envisager des algorithmes de réduction des interférences (amélioration du $\frac{C}{I}$ qui représente le rapport de la puissance du signal utile sur celle de l'interférence) afin d'augmenter la capacité du système. La FFC associée aux techniques de traitement d'antennes permet d'envisager un arsenal de techniques performantes pour améliorer le $\frac{C}{I}$.
- une forme d'onde dérivée du DVB-RCS (QPSK avec turbo-codes) [11]. Le récepteur devra être capable de fonctionner à faible $\frac{E_b}{N_0}$ (rapport de l'énergie transmise par bit utile sur la densité spectrale de bruit), étant donnée la petite taille des terminaux et les contraintes de propagation dues à la bande Ka. Ceci induit des contraintes de fort $\frac{C}{T}$ (facteur de mérite, rapport du gain d'antenne sur la température de bruit) au niveau de l'antenne de réception satellite.

En pratique, un utilisateur désireux d'établir une communication dans la zone de théâtre (avec un autre utilisateur ou avec une gateway) installera son terminal dans une zone en visibilité du satellite. Le terminal émettra alors un signal de logon afin de demander l'accès au réseau (accès basé sur le standard DVB-RCS).

Grâce aux informations connues a priori contenues dans les paquets émis (signal de référence, informations de position,...), le processeur à bord du satellite sera à même d'identifier et de localiser le terminal. Il pourra ensuite lui allouer un canal de communication (par un algorithme basé sur le SDMA). Puis, le processeur effectuera un pointage électronique du diagramme vers le terminal, avec la possibilité de maximiser le $\frac{C}{I}$ (algorithmes de formation de faisceaux adaptatifs) dans le cas où la ressource est utilisée par ailleurs. L'utilisateur se trouvera donc au centre du faisceau et bénéficiera du maximum du gain de l'antenne (accès un spot par utilisateur).

Cette technique d'accès est désormais rendue possible grâce aux réseaux formateurs de faisceaux numériques (Digital Beamforming Network, DBFN) qui permet entre autres une reconfiguration plus facile des spots et grâce à la possibilité offerte par les processeurs embarqués (On-Board Processing, OBP) de démoduler ou effectuer des traitements numériques à bord du satellite.

Le facteur de réutilisation de fréquence du système, défini comme le nombre d'utilisateurs entre lesquels une ressource en fréquence peut être partagée, sera une donnée de sortie de l'étude : il est impossible de prédire a priori sa valeur, qui dépendra de l'efficacité des algorithmes de réduction des interférences et de la répartition des utilisateurs et aussi du dimensionnement de l'antenne.

2.2.2 Les terminaux

Le type de terminaux à utiliser représente la partie la plus délicate à définir. En effet, le contexte étant une situation d'urgence, ils doivent être facile à utiliser et facilement transportables avant tout.

Le système travaille en bande Ka, il est donc possible d'envisager des terminaux avec des tailles d'antennes de l'ordre de 40 cm et une puissance d'émission de 0.5 Watt. Ces terminaux doivent fonctionner sur leur propre batterie et être facilement rechargeables.

Les terminaux sont dimensionnés de manière à pouvoir assurer la liaison dans les pires conditions de propagation. En garantissant un meilleur gain de l'antenne satellite grâce à un accès de type un spot par utilisateur, on peut relâcher les contraintes sur le gain et donc la taille des terminaux utilisateurs.

La figure 2.2 présente un exemple de terminal pouvant être utilisé. D'autres prototypes sont étudiés dans [12].

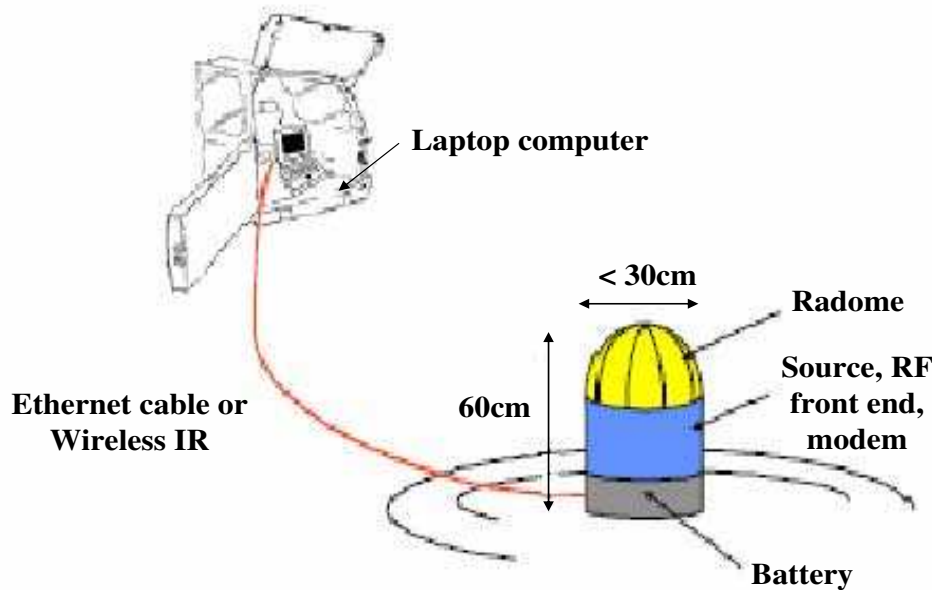


FIG. 2.2: Exemple de terminal transportable

L'installation et la connexion au système doit être simple : l'utilisateur connecte le terminal par exemple à un ordinateur. Le terminal équipé d'un récepteur GPS pointe en

direction du satellite et se connecte au réseau de façon automatique. La connexion établie, l'utilisateur peut faire tourner ses applications (Internet, FTP,...)

2.2.3 Le standard DVB-RCS

Une autre caractéristique du système est sa compatibilité avec les standards Européens Digital Video Broadcasting (DVB).

Le système de transmission comprend une voie aller (du satellite vers les terminaux, Forward Link), une voie retour (des terminaux vers le satellite, Return Link) ainsi qu'une liaison bi-directionnelle entre le satellite et une gateway en Europe.

La voie aller fournit des services multimédia large bande à très hauts débits (jusqu'à 25 Mbps) aux utilisateurs de la zone sinistrée. Elle est basée sur le standard DVB-S.

La voie retour permet des transmissions à bas ou haut débits (32 kbps à 2048 kbps) et est basée sur le standard DVB-Return Channel Satellite (DVB-RCS) [11], [13].

On ne s'intéresse, dans ce travail qu'à la voie retour basée sur le DVB-RCS. Cette norme est utilisée pour les communications multimédia par satellite entre terminaux et fournisseurs de service.

La norme DVB-RCS contient des spécifications concernant la couche physique et elle détaille les échanges de signalisation nécessaires à la connexion des terminaux, l'allocation de ressources et la gestion du réseau.

Cette norme prévoit un accès satellite de type Multi-Frequency Time Division Multiple Access (MF-TDMA). Ce type d'accès permet d'avoir à chaque fréquence porteuse (MF) et à chaque intervalle de temps (TDMA) plusieurs stations actives. Cela permet d'envisager de la réutilisation de fréquence. De plus, la bande de fréquence et l'intervalle de temps alloués à un terminal peuvent être fixes (Fixed MF-TDMA) ou variables (Dynamic MF-TDMA) suivant les besoins du système, ce qui est typique en transmission multimédia.

La voie retour DVB-RCS permet d'envoyer des paquets de trafic au format ATM ou MPEG2 ainsi que de la signalisation, sous forme de bursts (séries de bits séparés par des intervalles de garde). Ces bursts présentent chacun un préambule de longueur variable qu'il serait intéressant d'utiliser pour transporter des informations nécessaires à la formation de faisceaux (direction d'arrivée du signal utile ou encore signal pilote).

La chaîne de codage préconisée par la norme est la suivante :

- l'embrouillage (scrambling) qui permet de disperser les 0 et les 1 et ainsi d'éviter une concentration de l'énergie.
- un codage de type Cyclic Redundancy Check (CRC) qui permet de détecter les erreurs de transmission sans toutefois les corriger.

- l'utilisation de turbo-code [14] comme code correcteur d'erreur. Le taux de codage nominal sans poinçonnage est de $1/3$.
- le poinçonnage qui permet d'améliorer le rendement du turbo-code en éliminant certains bits de redondance. On peut alors avoir des taux de codage de $2/5$, $1/2$, $2/3$, $3/4$, $4/5$ et $6/7$.
- la modulation est de type Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), modulation de phase à 4 états et le filtre d'émission est un filtre en racine de cosinus surélevé avec un roll-off de 0.35.

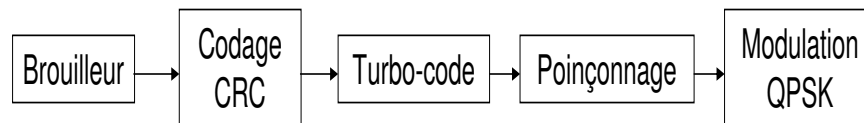


FIG. 2.3: Chaîne de codage du DVB-RCS

La procédure de connexion (log-on) [11] se déroule comme suit : le terminal souhaitant se connecter reçoit les informations concernant la position du satellite, la répartition en slots / fréquences, la composition des bursts que le NCC (Network Control Center), centre de contrôle du réseau, envoie en broadcast. Il peut ensuite demander un accès initial au réseau via un type de burst particulier et recevoir ensuite les premières informations de connexion. On a ensuite deux procédures optionnelles qui servent à la synchronisation physique du terminal.

Tout ceci suppose que **le terminal connaît sa position dès le début de la procédure** ce qui devrait lui permettre de calculer le retard de propagation subi par le signal arrivant au satellite, et ainsi d'envoyer ses trames aux bons instants. De ce fait, dans le système proposé, on suppose que les utilisateurs disposent de leurs coordonnées (grâce par exemple à un GPS) et les transmettent au satellite grâce à des canaux de pré-signalisation.

Dans la section suivante, on s'intéresse plus particulièrement à l'antenne satellite de réception utilisée par le système et à une technique de traitement d'antennes, la formation de faisceaux.

2.3 L'antenne

Cette partie est consacrée à la description de l'antenne embarquée au niveau de la charge utile du satellite. Après un retour sur les différents types d'antenne, nous nous intéresserons plus particulièrement aux antennes réseaux qui permettent la Formation de Faisceaux (FF). Nous présentons ensuite une technique de formation de faisceaux, la Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC). Enfin, l'antenne réseau utilisée (Focal Array Fed Reflector, FAFR) sera décrite.

2.3.1 Les systèmes d'antennes

Depuis quelques années, on assiste à un besoin croissant en terme de capacité et de qualité du signal, notamment dans le domaine de la téléphonie mobile de troisième génération (UMTS, IMT2000) [15]. Le développement des techniques de traitements numériques et d'antennes a permis de disposer, en plus, des antennes élémentaires (antenne de base) [6] des systèmes d'antennes, plus particulièrement les systèmes d'antennes connues sous le vocable «d'antennes intelligentes» (Smart Antenna) [16], [17], [18]. Ces systèmes d'antennes comprennent les antennes réseaux. Ils peuvent également être composés de plusieurs antennes indépendantes permettant de mettre en place un système exploitant la diversité.

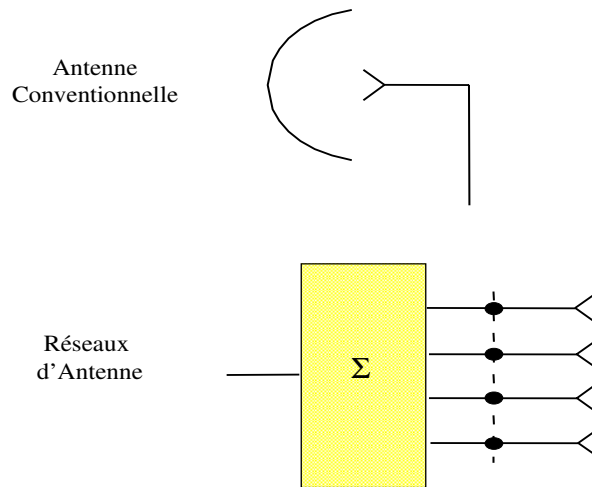


FIG. 2.4: Antenne et Système d'antenne

C'est avec les systèmes d'antennes qu'arrive la notion de parties matérielle et logicielle d'une antenne. On distingue alors trois grandes catégories que sont les systèmes sectorisés, les systèmes de diversité et les systèmes intelligents [19].

Les systèmes sectorisés découpent la zone cellulaire traditionnelle en secteurs qui sont couverts en utilisant des antennes directionnelles (rayonnant l'essentiel de leur puissance dans une direction) placées dans la même cellule. Chaque secteur est alors traité comme une cellule différente. Ce système permet d'augmenter la possibilité de réutilisation de canal de fréquence en réduisant les interférences potentielles à travers la cellule originale.

Les systèmes de diversité incorporent deux éléments d'antennes relativement proches (séparés de quelques longueurs d'onde) au niveau de la station de base. Le principe est de fournir au récepteur plusieurs répliques du signal transmis sur des canaux à évanouissements indépendants. Ces systèmes permettent d'obtenir de la diversité sans toutefois compenser le problème des interférences.

Les deux systèmes d'antenne présentés précédemment s'utilisent dans le cadre des systèmes mobile sol et ne sont pas adaptés au contexte satellite.

On arrive ensuite aux systèmes dits intelligents qui eux combinent un réseau (linéaire, circulaire, plan,...) d'éléments rayonnants à un processeur numérique de traitement du signal. Suivant le niveau d'intelligence, on distingue 3 types de systèmes :

- Switched Beam : le système sélectionne un nombre fini de lobes d'antennes statiques et prédéfinis. Ces lobes couvrent leurs propres secteurs de la cellule, assurant un gain maximum dans des directions particulières.
- Phased Array : le système dirige électroniquement le lobe principal vers l'utilisateur voulu et le suit en ajoutant progressivement un déphasage aux signaux reçus par les éléments du réseau. La sensibilité ou résolution angulaire d'un tel système est déterminée par la taille de l'antenne et par le nombre de bits utilisés par l'additionneur de phase.
- Adaptive Array : le processeur de traitement numérique du signal est utilisé pour changer de façon dynamique le diagramme de rayonnement de l'antenne afin d'optimiser la voie de communication. Au lieu d'utiliser un additionneur de phase pour compenser les retards de phase entre signaux reçus par les différents éléments du réseau, les signaux individuels sont multipliés par des nombres complexes appelés poids permettant d'ajuster aussi bien la phase que l'amplitude. Différents algorithmes adaptatifs peuvent être utilisés pour ajuster les poids. On peut également inclure des algorithmes permettant d'estimer les directions d'arrivée des signaux ou encore de localiser les sources d'interférences et de les annuler.

Dans l'ensemble, ces systèmes dits «intelligents» offrent une amélioration de la capacité, de la qualité de transmission, du Rapport Signal à Bruit plus Interférences, une réduction de l'étalement des échos...

Par ailleurs, dans le domaine des systèmes satellite embarqués, la qualité de signal requise est de plus en plus importante et la quantité de trafic quant à elle ne cesse d'augmenter. On assiste ainsi à l'établissement de spécifications système devant allier performance et souplesse. Cela se traduit au niveau de l'antenne par des contraintes sur le nombre de diagrammes à former pour la couverture ainsi que le nombre de sources nécessaires pour leur contrôle. L'utilisation des «Antennes Intelligentes» est une solution pour l'amélioration des performances et de la capacité des systèmes satellites.

La partie suivante revient sur les antennes réseaux et décrit le principe de la formation de faisceaux.

2.3.2 Les antennes réseaux et la formation de faisceaux (FF)

Dans le cadre des systèmes «Smart Antenna», les antennes réseaux sont associées à un dispositif appelé réseau formateur de faisceaux (Beamforming Network, BFN), qui en combinant les signaux d'un ensemble de sources élémentaires, permet de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement. Ces réseaux possèdent autant d'entrées que d'éléments rayonnants, et autant de sorties que de faisceaux à former, pour les couvertures multifaisceaux.

Pour le contrôle et la formation des diagrammes, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) correspondant aux critères fixés (maximisation du gain dans une direction donnée, maîtrise du niveau des lobes secondaires,...) sur les éléments rayonnants.

Les algorithmes de formation de faisceaux [20], [21], vont permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum.

On se place en hypothèse bande-étroite c'est-à-dire que la fréquence est restreinte à un domaine très étroit du spectre de fréquences.

Soit un signal $s(t)$ émis dans la direction (θ_0, ϕ_0) (angles d'élévation et d'azimut respectivement) d'un satellite ayant une antenne réseau à K éléments rayonnants. En supposant une propagation en milieu homogène, le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélisés par le vecteur à K composantes $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$. Ce vecteur constitue la réponse au niveau de chaque élément d'antenne pour la direction considérée et est appelé vecteur directionnel (steering vector) suivant (θ_0, ϕ_0) (voir chapitre 3).

Le vecteur des signaux reçus au niveau des différents capteurs d'antenne s'écrit alors :

$$\vec{x}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \vec{b}(t) \quad (2.1)$$

avec

$$\vec{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_K(t) \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$x_i(t)$ représente le signal reçu par l'élément i et $\vec{b}(t)$ désigne le vecteur bruit additif.

La formation de faisceaux va consister à focaliser le faisceau de l'antenne (à l'émission ou à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies. Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes, aussi appelés poids, des signaux reçus sur chacun des capteurs d'antenne. Les signaux pondérés sont ensuite sommés pour former la sortie du réseau qui est alors donnée par :

$$y(t) = \vec{w}^H \times \vec{x}(t) \quad (2.3)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^K w_i^* x_i(t) \quad (2.4)$$

où le vecteur $\vec{w}^H$ représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur des poids complexes.

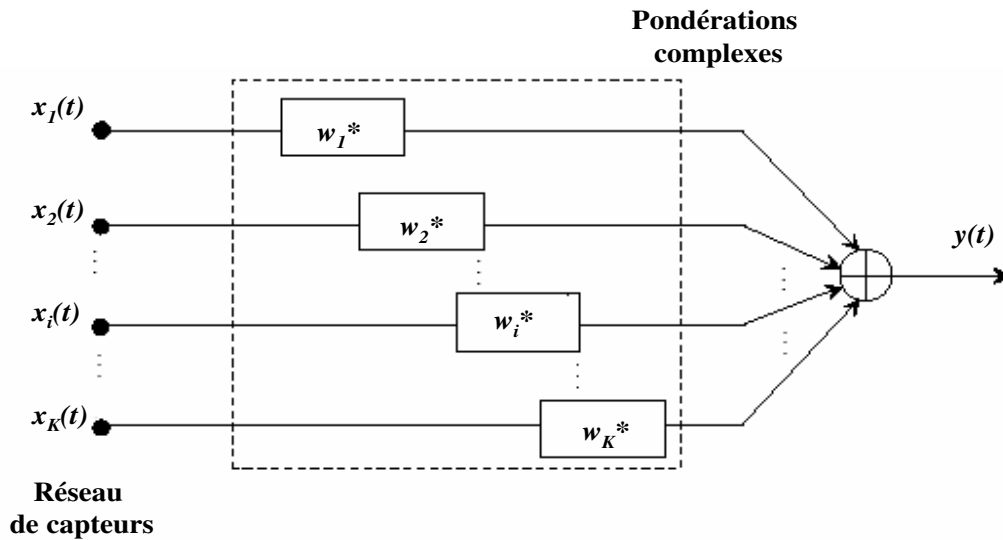


FIG. 2.5: Principe de la formation de faisceaux : modèle bande étroite

La figure 2.5 donne la structure d'un formateur de faisceaux bande-étroite. En effet, c'est parce que le signal est en bande étroite que la FF consiste à appliquer un coefficient complexe par voie.

La formation de faisceaux consiste à choisir judicieusement les poids complexes de façon à satisfaire un critère (minimiser les interférences, maximiser le gain,...). Suivant le calcul de la matrice des poids, on distingue deux catégories d'algorithmes de formation de faisceaux [22], [23] :

- la formation de faisceaux conventionnelle (FFconv) ou formation de voies permettant de pointer le faisceau dans la direction voulue.
- les formations de faisceaux adaptatives (FFA), permettant en plus de rejeter les interférences éventuelles.

Ces algorithmes sont présentés dans le chapitre 4.

2.3.3 La Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC)

On distingue deux types de réseau formateur de faisceaux (FIG. 2.6), le réseau de formation de faisceaux analogique et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique. Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF alors que pour le deuxième, on est sur un support numérique, beaucoup plus flexible.

Le type de formation de faisceaux (analogique ou numérique) retenu dépend des contraintes de la mission envisagée [24]. Dans le cadre d'une mission pour les situations d'urgence, on prévoit une bande utile d'environ 56 MHz. On est donc en hypothèse «bande étroite pour les réseaux» (56 MHz de bande passante pour une fréquence de 30 GHz, soit une bande relative de 1.9/1000). De plus, la mise en place du concept «un faisceau par utilisateur» suppose un nombre de faisceaux à former élevé (typiquement supérieur à 100), ainsi que la nécessité de faire du traitement adaptatif.

La formation de faisceaux numériques a été nommée par Alcatel «Formation de Faisceau par le Calcul (FFC)» ou Digital Beam Forming (DBF). La FFC permet de former de nombreux faisceaux alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau de formation de faisceaux. Le fait de travailler avec des signaux numérisés [25], [26] facilite, de plus, les calculs de pondération. Par ailleurs, l'application de la loi d'alimentation par des coefficients numériques permet d'introduire plus facilement de la reconfigurabilité dans le système.

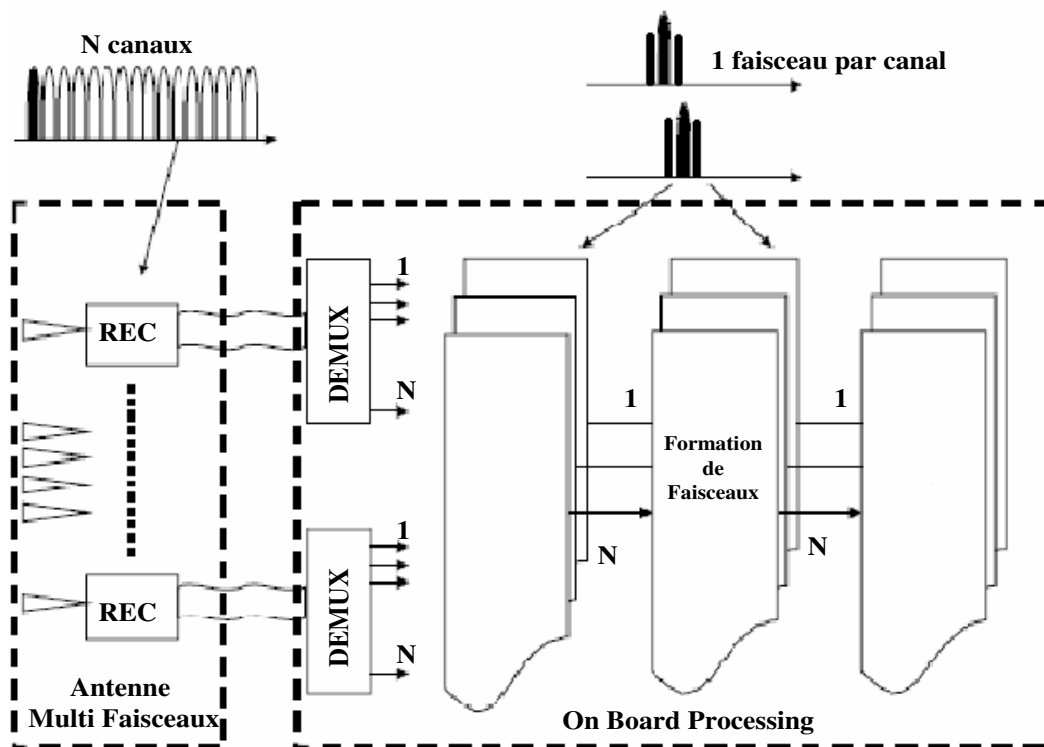


FIG. 2.6: Antenne active à Formation de Faisceaux (Smart Antenna)

C'est pourquoi le support numérique est retenu pour le système, c'est une donnée d'entrée.

Le principe de FFC est applicable quel que soit le type d'antenne réseau considéré. Le paragraphe suivant présente l'antenne réseau à réflecteurs (antenne réseau Focal Array Fed Reflector, FAFR) qui a été retenue pour le système envisagé compte-tenu de la couverture à réaliser.

2.3.4 Le FAFR

Dans le cas des antennes réseaux classiques (Direct Radiated Array, DRA), les éléments rayonnants sont éclairés directement par l'onde incidente. Il est alors possible de calculer de façon analytique la réponse de chaque élément. Par contre, pour une antenne à réflecteur (Focal Array Fed Reflector, FAFR), l'éclairement des sources du réseau se fait via celle

du réflecteur. On ne peut donc pas déterminer analytiquement, sous une forme simple, les réponses des éléments rayonnants. Cependant des méthodes numériques [27], et des logiciels commerciaux de calcul du rayonnement de structure comme GRASP, développé par TICRA [28], permettent d'y accéder.

Les optimisations antenne menées par le service Antennes d'Alcatel Alenia Space, sur la couverture souhaitée pour cette mission d'urgence ont conduit à choisir une antenne de type FAFR plutôt qu'une antenne classique de type DRA. En effet, avec un DRA, le nombre de sources permettant d'avoir le gain requis tout en rejetant les lobes de réseaux lors de la couverture terrestre est très important. Comme la zone à couvrir est étroite (1.6°), l'antenne FAFR correspondante a un nombre réduit d'éléments rayonnants. Le FAFR est donc plus avantageux que le DRA.

La couverture requise pour les missions d'urgence s'étend sur une zone de 1000 km, sur laquelle on doit pouvoir assurer en tout point un gain de 40 dB.

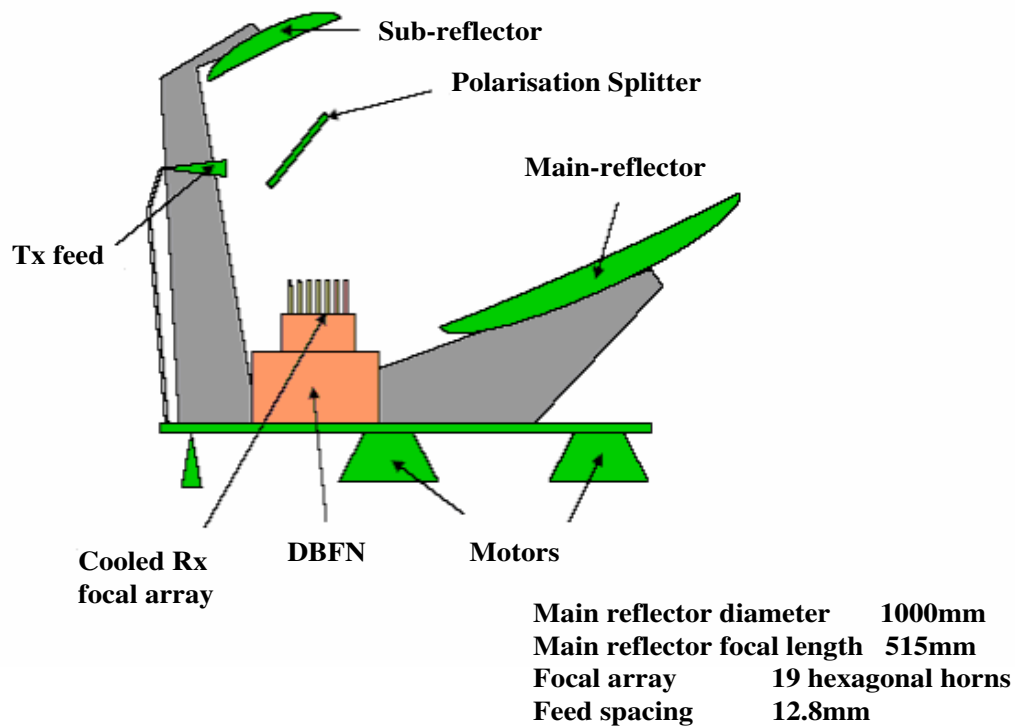


FIG. 2.7: Antenne FAFR

Cette géométrie a été déterminée par optimisation de la géométrie de l'antenne par rapport à la couverture souhaitée.

L'antenne transmet dans la bande Ka et est constituée de deux réflecteurs et d'un réseau hexagonal de 19 cornets hexagonaux espacés de 12.8 millimètres. Le réflecteur principal a 1 mètre de diamètre et 515 millimètres de distance focale. Le gain maximal atteignable pour cette antenne est d'environ 47 dB à 30 GHz avec un facteur de mérite ($\frac{G}{T}$) de l'ordre de 19 dB/K. Cette valeur de 47 dB correspond au gain maximal si l'on ne maîtrise pas l'isolation

Pour décrire le diagramme de rayonnement de l'antenne, on se place dans le repère sphérique (r, θ, ϕ) centré sur l'antenne à bord du satellite (FIG. 2.8).

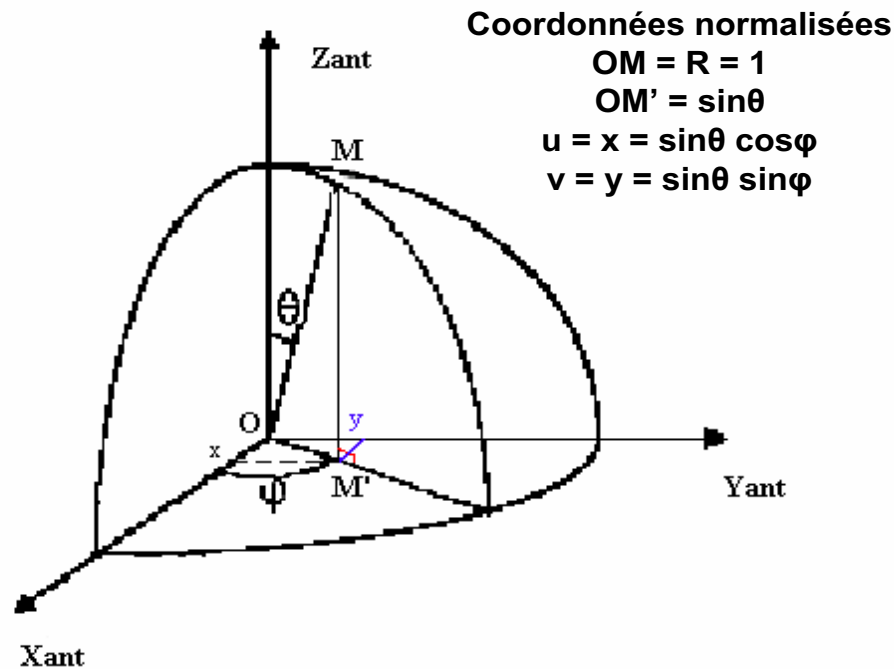


FIG. 2.8: Repère d'étude

La figure 2.9 représente les diagrammes élémentaires des 19 sources placées au foyer de l'antenne FAFR dans le plan $(\theta \cos(\phi), \theta \sin(\phi))$. Ce diagramme s'obtient en traçant pour chacun des 19 éléments rayonnants de l'antenne, l'isoniveau correspondant à un gain d'antenne [6] de 43 dB (petits cercles). La zone d'étude (cercle principal) est couverte par 7 des 19 faisceaux élémentaires de l'antenne.

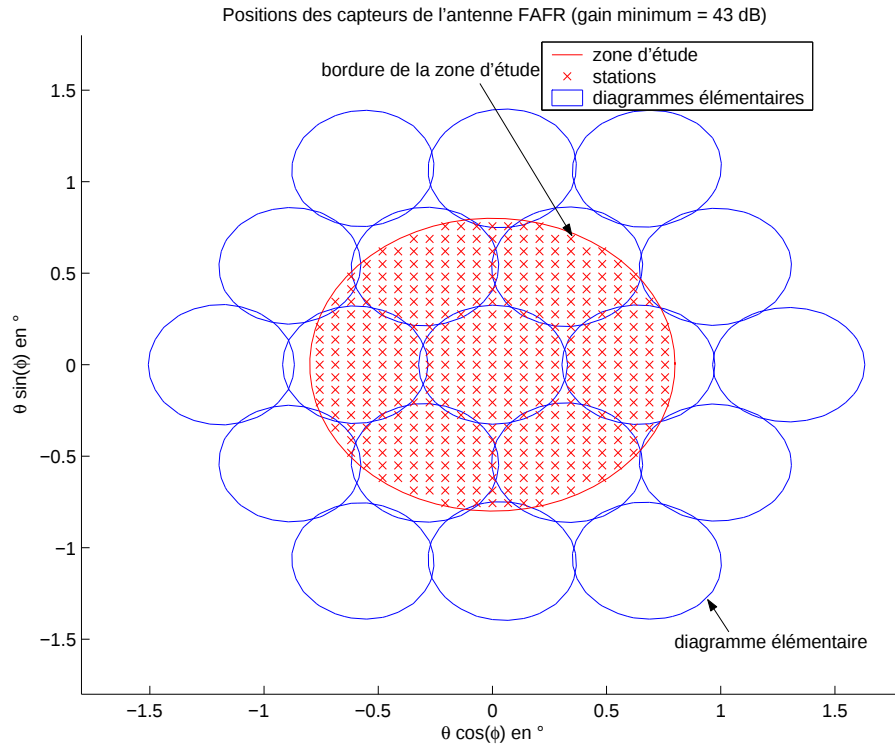


FIG. 2.9: Diagramme élémentaire de l'antenne FAFR

Après la présentation de l'antenne choisie pour assurer la communication pour cette mission, on s'intéresse, dans la section suivante, aux types d'accès possibles pour assurer la couverture de la zone sur laquelle nous travaillons.

2.4 Différentes possibilités pour la couverture de la zone d'intérêt

On se place dans le cadre de la liaison montante (réception satellite).

Dans les systèmes traditionnels, la couverture de la zone étudiée est en général assurée par des spots fixes. Les pondérations de la formation de faisceaux sont calculées lors de la conception de l'antenne pour assurer la communication aux utilisateurs de tous les spots. Ce faisant, les utilisateurs en bord de spot seront en général défavorisés par rapport à ceux au centre. Un accès du type un spot par utilisateur doit permettre de pallier ce type d'inconvénient en assurant que tous les utilisateurs disposent du maximum de gain qui

peut être délivré par l'antenne. Dans cette partie, ces deux types d'accès sont décrits plus précisément.

De plus, dans le cadre d'un système basé sur le DVB-RCS (voir paragraphe 1.2.3), le schéma d'accès au satellite est du type Multi-Frequency Time Division Multiple Access (MF-TDMA). Dans ce type d'accès, on dispose d'un certain nombre de fréquences porteuses (ressources en fréquence) qui vont être partagées en intervalles de temps (time-slots). A chaque fréquence porteuse (MF) et à chaque intervalle de temps de la trame (TDMA), un faisceau est généré dans la direction de la source (terminal). Le signal reçu dans ce faisceau est alors démodulé.

Grâce à cette technique, une même fréquence peut être partagée entre plusieurs utilisateurs. En effet, le mode TDMA permet de partager une ressource fréquentielle en plusieurs intervalles de temps qui sont affectés aux utilisateurs partageant la ressource. Cela permet de réutiliser la fréquence en fonction du facteur de réutilisation de fréquence (nombre d'utilisateurs pouvant partager une ressource donnée) permis par le système. L'attribution de la ressource fréquentielle se fait grâce à une méthode d'allocation de ressources prédéfinie suivant le système.

Dans cette étude, la ressource fréquentielle est un canal élémentaire de 1 MHz.

2.4.1 Accès avec spots fixes

Dans les systèmes satellitaires actuels, le type d'accès utilisé est du type accès avec spots fixes. Ces faisceaux sont optimisés pour assurer un niveau minimum de gain garanti sur l'ensemble du spot et un $\frac{C}{T}$ minimum aux utilisateurs de chacun des spots. Avec une telle couverture on peut envisager deux types d'allocation différentes.

Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe

Ce système est celui actuellement utilisé, il est le plus simple à mettre en oeuvre et nous servira de référence. Il propose une couverture de la zone avec des spots fixes et une allocation de la ressource figée c'est-à-dire dans chaque spot, les utilisateurs n'auront accès qu'à un nombre défini de ressources.

Pour ce système, la zone d'étude est recouverte par 7 spots fixes et la bande de fréquence de 56 MHz est partagée en 4 sous bandes de 14 MHz chacune. Autrement dit le motif de réutilisation de fréquence est de 4. Cela permet d'avoir 14 ressources fréquentielles (ca-

naux élémentaires de 1 MHz) par sous bande. Chaque spot dispose alors de 14 ressources correspondant à l'une des sous bandes.

Une ressource d'une sous bande donnée peut être réutilisée par 2 utilisateurs appartenant aux différents spots partageant cette sous bande. La figure 2.10 donne la répartition des sous bandes entre les 7 faisceaux formés. Le facteur de réutilisation maximal permis est alors de 2. La sous bande utilisée dans le spot central ne peut pas être réutilisée.

La capacité maximale de ce type de système est alors fixée et s'élève à 14×7 soit 98 utilisateurs pouvant se connecter en même temps. Le nombre maximal de ressources disponibles pour chaque spot est de 14 quelque soit le nombre d'utilisateurs du spot.

Les spots fixes sont optimisés grâce à un algorithme de recuit simulé, en maximisant simultanément le gain minimum sur le spot et le $\frac{C}{I}$ (sauf évidemment pour le spot 4 qui n'a pas de spot interférent et pour lequel on ne maximise que le gain minimum).

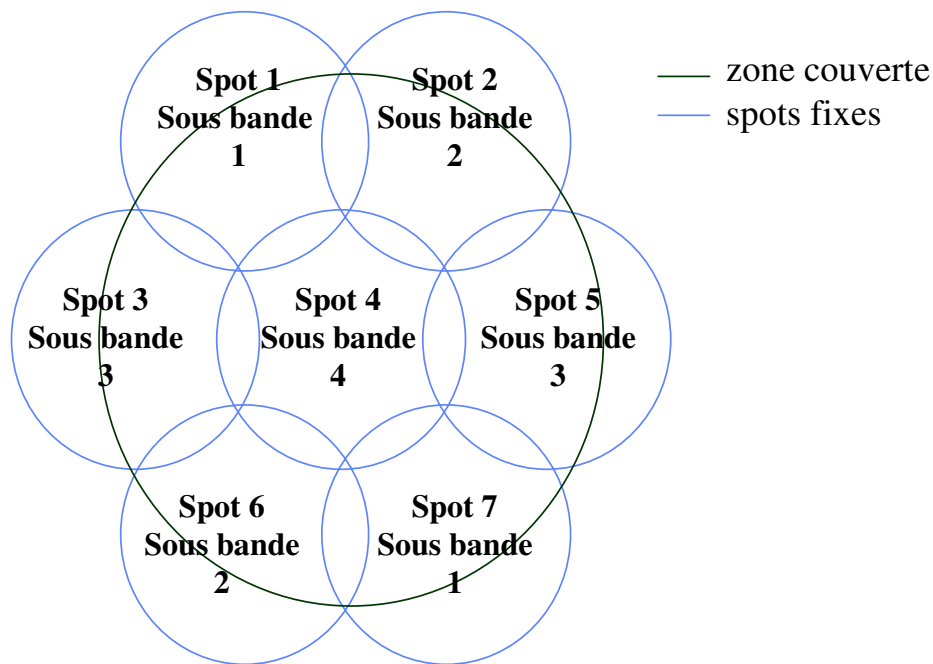


FIG. 2.10: Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe

Le principal inconvénient de ce système est le manque de souplesse de l'attribution des ressources. En effet, le nombre de ressources disponibles par spot étant figé, si l'on

a une concentration d'utilisateurs dans un spot donné, tous ne pourront bénéficier d'une ressource, celles-ci étant limitées à 14 par spot alors que la capacité allouée à un spot en sous-charge n'est pas utilisée. Ainsi, pour ce système, la capacité effective va dépendre de la répartition spatiale des utilisateurs souhaitant se connecter.

Cela nous conduit au système suivant pour lequel on associe une allocation de ressources dynamique aux faisceaux fixes préformés, ce qui doit permettre de mieux gérer l'attribution de la ressource en fonction de la répartition de la demande.

Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable

La zone d'étude est recouverte par les 7 spots fixes définis précédemment et cette fois-ci, la bande de 56MHz n'est pas partagée en sous bandes. L'objectif ici sera de faire en plus une allocation dynamique de toutes les 56 ressources (canaux de 1MHz) disponibles entre tous les spots.

La figure 2.11 montre le schéma de réutilisation de ressources (catégorie de ressources 1 utilisée par les spots 1 et 7, catégorie 2 par les spots 2 et 6, catégorie 3 par les spots 3 et 4, catégorie 4 par le spot 4). Ainsi, si l'on attribue à un utilisateur du spot 1, un canal élémentaire (dans la bande totale), ce canal ne pourra être réutilisé que par un utilisateur du spot 7, un canal du spot 2 sera réutilisé dans le spot 6, un canal du spot 3 dans le spot 5 et les canaux du spot 4 ne seront pas réutilisés.

Comme dans le cas précédent, le facteur maximal de réutilisation de fréquence sera de 2. En revanche, si les utilisateurs sont concentrés dans un spot, les 56 canaux disponibles leur seront attribués.

Les systèmes à accès avec spots fixes ont toutefois une capacité limitée. En effet, la formation fixe de spots oblige à prendre compte les pires configurations d'interférences possible et ne permet pas d'adapter le diagramme aux interférences effectives. Il en résulte une faible réutilisation possible de chaque ressource. De plus, le gain garanti sur chaque spot est inférieur à celui que peut fournir l'antenne.

On souhaite améliorer les performances du système (en terme de capacité et de niveau de gain garanti aux utilisateurs). C'est pourquoi, dans le cadre des missions en situations d'urgence, on envisage la mise en place d'un accès du type un spot par utilisateur. Ce type d'accès doit permettre de gagner en capacité et en performance par rapport aux systèmes classiques à spots fixes.

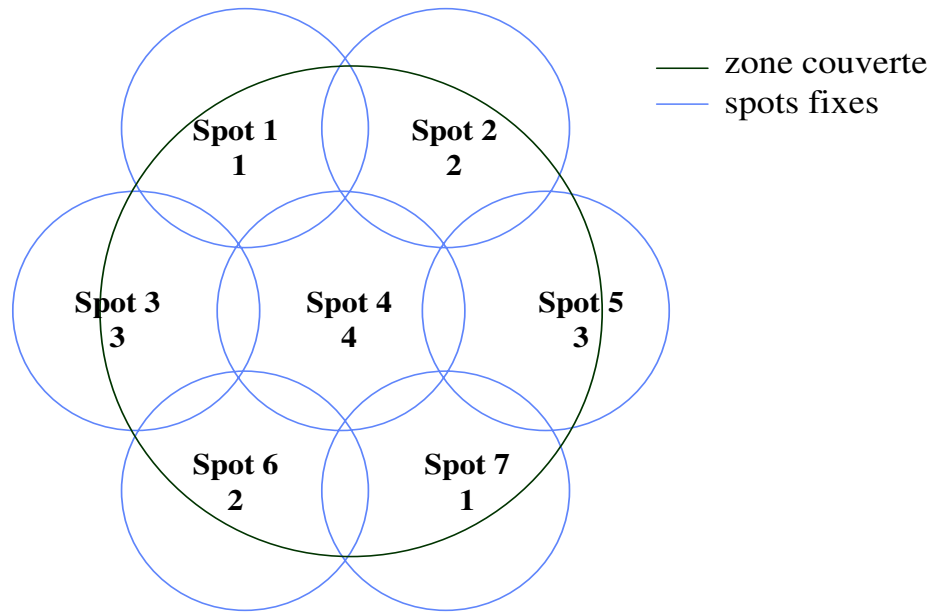


FIG. 2.11: Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable

2.4.2 Accès du type un spot par utilisateur

L'idée d'un accès du type un spot par utilisateur consiste à pointer vers chaque station émettrice (terminal utilisateur ou gateway) un faisceau de l'antenne satellite. La station se trouve alors au centre du faisceau et bénéficie du gain maximum de l'antenne. En terme de performance, la focalisation du faisceau vers l'utilisateur permet d'augmenter le gain utile de 3 à 4 dB par rapport à une formation de faisceau fixe.

Ceci est rendu possible par la technique de formation de faisceaux par le calcul (FFC), qui permettent de créer une multitude de faisceaux et donc de mettre en place ce type d'accès.

La technique d'accès multiple par séparation spatiale (Spatial Division Multiple Access, SDMA) consiste à partager la ressource en fonction de la position des utilisateurs. L'utilisation de cette technique permettrait une réutilisation plus judicieuse de la ressource et une amélioration du facteur de réutilisation de fréquence.

Dans le cadre d'un accès MF-TDMA, on peut concevoir qu'à chaque fréquence et intervalle de temps, plusieurs stations soient actives. Autant de faisceaux seront alors créés, et dans la mesure où les stations sont suffisamment séparées angulairement (algorithme d'attribution de la ressource basée sur le SDMA), les émissions de ces stations sont recevables et démodulables simultanément.

L'intérêt du concept «un spot par utilisateur» est double. Il permet tout d'abord de pointer le maximum de gain vers l'utilisateur. Il permet également, en introduisant la réjection des interférences, d'améliorer le facteur de réutilisation de fréquence.

Formation de faisceaux variables avec le formateur conventionnel

Le premier système envisagé pour ce type d'accès est celui avec le formateur de faisceaux conventionnel (chapitre 4). Cette méthode de formation de faisceaux permet de pointer le faisceau vers l'utilisateur concerné lui assurant un maximum de gain. On n'a pas ici de réjection d'interférence. Cette amélioration du gain permet de relâcher les contraintes concernant le dimensionnement des antennes (satellite et/ou utilisateurs) et ainsi d'obtenir des terminaux plus petits, facilement transportables.

La figure 2.12 montre le principe d'un accès avec formation de faisceaux conventionnel.

Une allocation de ressources basée sur le SDMA (utilisation d'un critère angulaire pour l'attribution de la ressource) doit permettre, à bande passante fixée, d'avoir un gain en capacité par rapport aux systèmes précédents (facteur de réutilisation de ressources amélioré).

Cependant, la largeur du lobe principal dans cette méthode de FF limite performances en terme de niveau de rapport signal à bruit plus interférences (RSBI) obtenu et donc la qualité de la connexion ainsi que le facteur de réutilisation maximal permis.

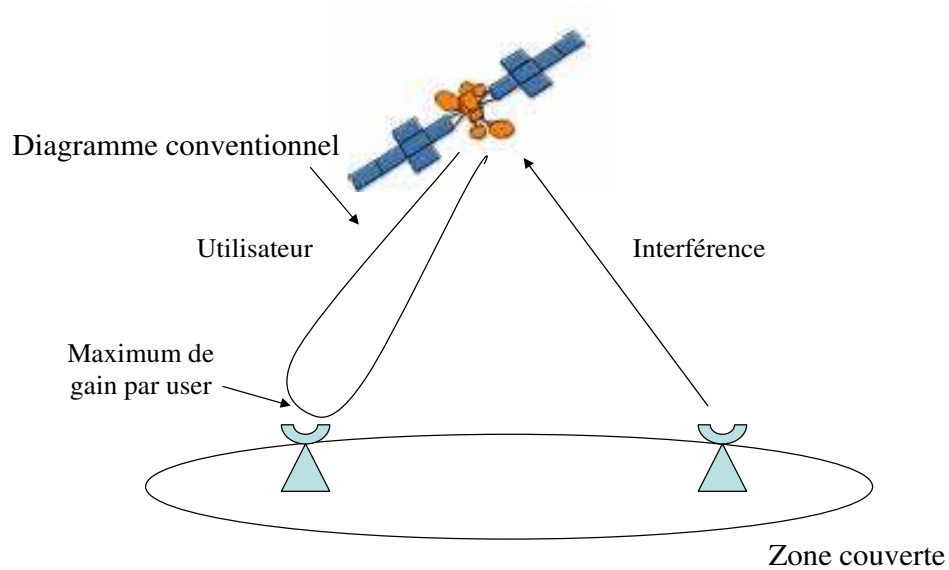


FIG. 2.12: Formation de faisceaux variables avec le formateur Conventionnel

Cela nous conduit au système suivant qui grâce à l'utilisation de formateurs adaptatifs (possibilité de réjection des interférences) doit permettre une amélioration de la qualité de connexion.

Formation de faisceaux variables avec un formateur adaptatif

Pour ce système, on adopte cette fois une méthode de formation de faisceaux adaptatives. Cette technique, parce qu'elle prend en compte le signal total reçu par l'antenne dans l'évaluation du vecteur de pondération, permet de rejeter les interférences en adaptant le diagramme de rayonnement de l'antenne.

La FF adaptative former un trou dans la diagramme de rayonnement vers l'interférence contrairement au formateur Conventionnel. Cela est dû à la possibilité de rejeter les interférences grâce aux algorithmes adéquats.

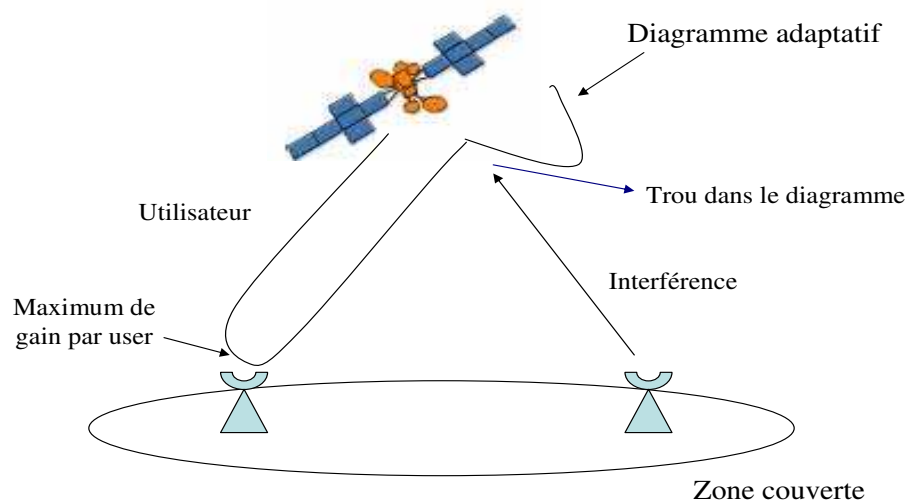


FIG. 2.13: Formation de faisceaux variables avec un formateur adaptatif

Ce système va conduire à une augmentation considérable de la capacité à bande passante fixée (faisceaux plus étroits, possibilité de rajouter plus d'utilisateurs sur la même ressource) et/ou de la qualité de connexion (amélioration du RSBI grâce à la réjection des interférences).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques du système satellite envisagé. Ce dernier doit assurer des communications en bande Ka et permettre de relier de petits terminaux situés dans la zone sinistrée entre eux ou à une gateway localisée en Europe.

Le choix d'une part, d'une méthode d'accès multiple de type MF-TDMA (utilisation du standard de communications DVB-RCS) associée au SDMA et d'autre part, la combinaison de la technique de formation de faisceaux par le calcul au SDMA, doit conduire à la mise en place d'un accès du type un spot par utilisateur. Cela permet d'envisager de

former un faisceau vers chaque utilisateur de la couverture, assurant à chacun le maximum de gain.

En effet, les antennes à formation de faisceaux par le calcul (DBFN) facilitent la formation de faisceaux multiples qui n'est plus limitée par la complexité du réseau formateur de faisceaux comme c'est le cas pour les formateurs analogiques.

De plus, l'utilisation d'une méthode d'accès MF-TDMA permet d'avoir plusieurs utilisateurs actifs en même temps, à chaque fréquence et à chaque intervalle de temps. Une réutilisation de la ressource fréquentielle est alors possible. Un algorithme fondé sur le SDMA est alors adéquat pour optimiser la réutilisation spatiale de ressources. Parallèlement, l'utilisation d'algorithmes adaptatifs de formation de faisceaux permet de faire de la réjection d'interférence et ainsi d'augmenter le facteur de réutilisation de ressources.

Pour estimer les gains en performance, on compare alors les types de couvertures possibles pour la zone d'intérêt à savoir :

- celles proposant un accès classique avec spots fixes et allocation de ressources fixe ou variable
- et celles permettant un accès du type un spot par utilisateur où l'accès est réalisé avec des spots variables et une allocation de ressources variable.

Pour ce faire, on cherche à évaluer au chapitre 6 d'une part les capacités de trafic permises et d'autre part les niveaux de RSBI obtenus par chaque utilisateur disposant d'une ressource pour chacun des quatre systèmes présentés plus haut dans des conditions réalistes. Le chapitre suivant présente quant à lui le modèle de signal utilisé pour évaluer les ressources et les performances associées dans les différentes configurations.

Modélisation des signaux

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au modèle équivalent en bande de base (on n'inclut pas la mise sur porteuse ainsi que la récupération de celle-ci dans la description des chaînes) qui va nous permettre d'évaluer l'apport du SDMA et des traitements adaptatifs en termes de performance et capacité par rapport aux systèmes classiques. L'ensemble de la chaîne de transmission (chaînes d'émission, de réception et canal de transmission) est modélisé.

La première section décrit le modèle utilisé pour les signaux émis par les stations utilisateurs situés au sol, notamment les caractéristiques de la chaîne d'émission.

Ensuite, le canal de transmission et son influence sur le signal transmis sont modélisés.

Une troisième partie est consacrée au réseau d'antenne à la réception, principalement, à la détermination des vecteurs directionnels (réponse au signal reçu de chaque élément d'antenne pour la direction considérée).

Enfin, une dernière partie décrit la chaîne de réception au niveau du satellite et évalue les niveaux de bruit associés.

3.2 Les signaux émis : Caractéristiques de la chaîne d'émission

La forme d'onde du système est dérivée du DVB-RCS, de ce fait, on préconise pour le signal émis par les terminaux, un signal modulé en QPSK et l'utilisation d'un turbo-code de rendement $\frac{1}{2}$.

Dans ce système, des interférences en provenance d'utilisateurs autres que l'utile considéré interviennent. La densité de puissance de bruit N_t comprend alors la densité de bruit

seul N_0 et celle des interférences éventuelles I_0 ($N_t = N_0 + I_0$).

Nous nous intéressons ici à la forme d'onde des signaux utilisateurs. Le train binaire émis à une cadence R_b , rythme binaire utile, est codé par un turbo-code de rendement $\rho = \frac{1}{2}$ (codage canal, cadence R_c , rythme binaire codé).

La modulation est de type QPSK [29] (ordre de modulation $M = 4$). Sur chacune des voies I (voie en phase) et Q (voie en quadrature), la cadence d'émission est égale au rythme symbole R_s . On fixe R_s à 700 kilosymboles par secondes dans toute cette étude (valeur de référence pour le système).

On a :

$$R_c = \frac{R_b}{\rho} \quad (3.1)$$

et :

$$R_s = \frac{R_c}{\log_2(M)} \quad (3.2)$$

On en déduit :

$$R_s = \frac{R_b}{\rho \times \log_2(M)} \quad (3.3)$$

soit :

$$R_s = R_b \quad (3.4)$$

Le filtre d'émission retenu est un filtre en racine de cosinus surélevé [30] avec un facteur de roll-off (noté α) de 0.35. Ce filtre vérifie le critère de Nyquist qui garantit en réception l'absence d'interférences entre symboles. La fréquence de coupure du filtre f_c est alors de :

$$f_c = \frac{(1 + \alpha) \times R_s}{2} \quad (3.5)$$

Pour pouvoir respecter le critère de Shannon minimal [30] lors du filtrage, la fréquence d'échantillonnage doit être le double de la fréquence de coupure soit $2 \times \frac{(1+\alpha) \times R_s}{2} = (1 + \alpha) \times R_s$. Dans nos simulations, on la prend égale à $2R_s$. Ainsi, avant le filtrage, on sur-échantillonne les signaux de chaque voie avec un facteur de sur-échantillonnage de $n = 2$ puis, les deux voies I et Q sont sommées ($I+jQ$). La cadence d'émission est alors de $n \times R_s = 2R_s$ dans toute la suite de la chaîne de traitement.

La chaîne d'émission est décrite sur la figure 3.1.

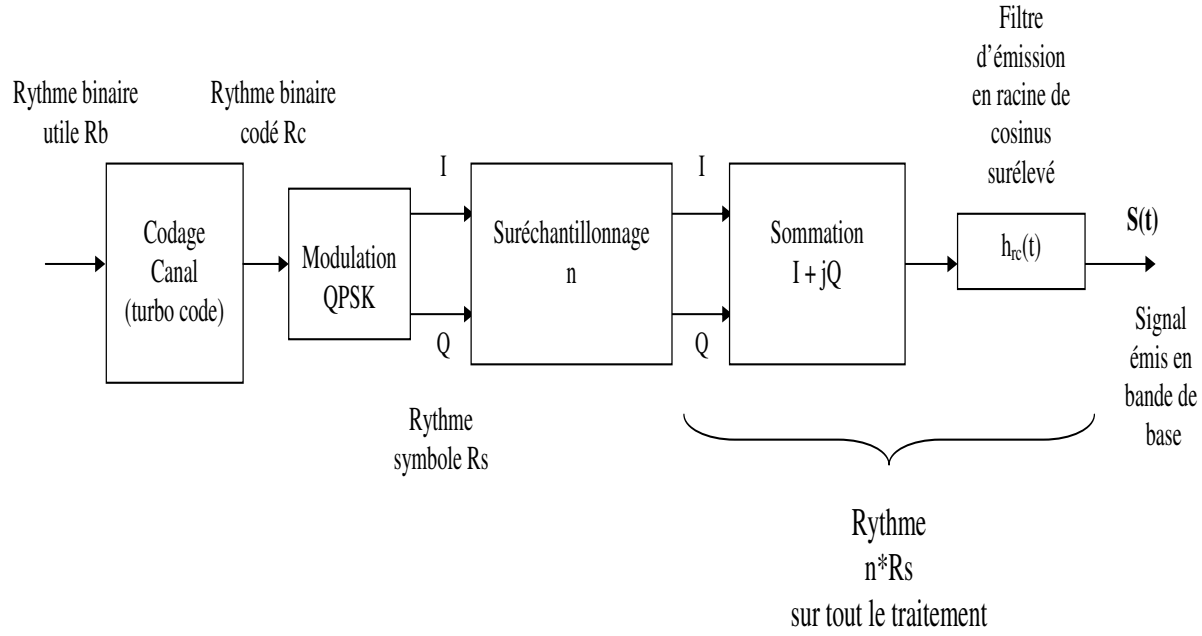


FIG. 3.1: Chaîne d'émission

Le signal émis en bande de base $S(t)$ s'écrit alors :

$$S(t) = \sum_k d_k h_{rc}(t - k \times T_s) \quad (3.6)$$

où les d_k sont les symboles QPSK (1+j, 1-j, -1-j, -1+j), $h_{rc}(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre en racine de cosinus surélevé, T_s est la période symbole ($T_s = \frac{1}{R_s}$) et k le numéro d'échantillon.

Les signaux émis étant caractérisés, on s'intéresse dans la section suivante au canal de transmission.

3.3 Le canal de transmission

Le passage du signal dans le canal de transmission [30] se traduit par un retard de propagation (τ) ainsi que des erreurs en fréquence (Δf) et des erreurs de phase (ψ). La figure 3.2 présente un modèle du canal de transmission.

A la sortie du canal, le signal s'écrit :

$$S_{canal}(t) = S(t - \tau) \exp(j2\pi\Delta ft + j\psi) \quad (3.7)$$

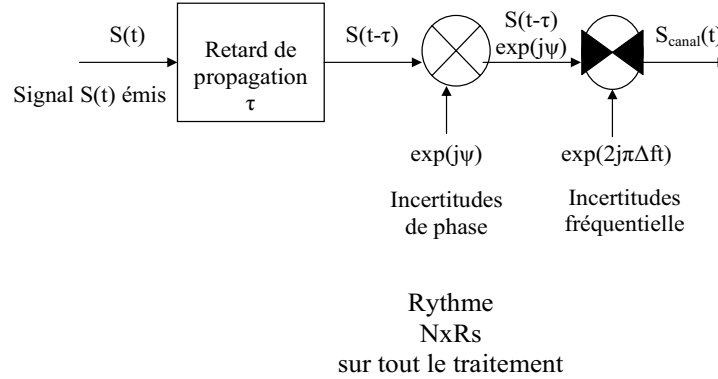


FIG. 3.2: Canal de transmission

3.3.1 Le retard de propagation

Pour modéliser, dans les simulations, le retard de propagation, on sur-échantillonne le signal par un facteur 32, puis on décale la séquence d'échantillons d'une valeur notée *delay*. On ne garde ensuite qu'un échantillon sur 16 pour retrouver le facteur de suréchantillonnage de 2 souhaité. Le retard s'écrit sous la forme :

$$\tau = T_s \times \frac{delay}{32} \quad (3.8)$$

où T_s est la période symbole et *delay* le nombre d'échantillons de décalage.

3.3.2 Les erreurs de phase et de fréquence

Pour modéliser les erreurs de phase et de fréquence, les échantillons de signal émis sont multipliés par des exponentielles complexes ($\exp(j2\pi\Delta ft + j\psi)$ comme vu plus haut).

Pour les incertitudes fréquentielles, le terme $2\pi\Delta ft$ correspond à un incrément de phase entre chaque échantillon. En effet :

$$F_e = n \times R_s \quad (3.9)$$

$$t = k \times T_e \quad (3.10)$$

$$\Delta ft = \frac{\Delta f}{R_s} \times \frac{k}{n} \quad (3.11)$$

avec F_e et T_e les fréquence et période d'échantillonnage, n le facteur de suréchantillonnage, R_s le rythme symbole, k le numéro d'échantillon, et Δf l'erreur en fréquence. Les incertitudes fréquentielles sont prises en compte par le paramètre $\frac{\Delta f}{R_s}$ dans la suite.

Les perturbations du canal de propagation étant modélisées, on s'intéresse maintenant à l'influence de l'antenne de réception sur les signaux reçus.

3.4 Les vecteurs directionnels

Au niveau d'une antenne réseau de K éléments, le signal émis est reçu sur chacun des capteurs avec une atténuation et un déphasage qui varient d'un capteur à l'autre et dépendent de la direction d'arrivée (DOA) du signal (θ_0, ϕ_0) . Pour une DOA donnée, le vecteur de dimension K correspondant à l'ensemble de ces atténuations et déphasage est appelé vecteur directionnel dans la direction (θ_0, ϕ_0) . Ce vecteur correspond à la réponse des capteurs au signal reçu.

Le signal émis par l'utilisateur au sol (ayant la position (θ_0, ϕ_0)) est reçu au niveau des capteurs de l'antenne satellite avec des déphasages et des atténuations dus d'une part à la propagation jusqu'au satellite (canal de transmission) et d'autre part aux spécificités des différents capteurs (gain du capteur, angle d'éclairement du capteur...). Le terme lié au canal de propagation est identique pour tous les capteurs (il n'impacte donc pas la formation de faisceaux).

Le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit :

$$\vec{S}_{\text{ant}}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) S_{\text{canal}}(t) \quad (3.12)$$

avec $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$ vecteur directionnel du réseau de K capteurs dans la direction (θ_0, ϕ_0) .

Le vecteur directionnel idéal est lié à la définition de l'antenne, en particulier à sa géométrie. Cependant, des incertitudes sur le vecteur directionnel existent, et sont liées à la réalisation concrète de l'antenne, et aux conditions de fonctionnement de celle-ci. En particulier, des erreurs sur la connaissance du pointage de l'antenne, sur la position des capteurs et sur l'équilibrage entre les différentes voies de l'antenne peuvent exister. Nous proposons dans le paragraphe suivant un modèle pour ces différentes sources d'erreur.

3.4.1 Le modèle

Dans un premier temps, on considère une antenne réseau linéaire uniforme de K éléments de type DRA.

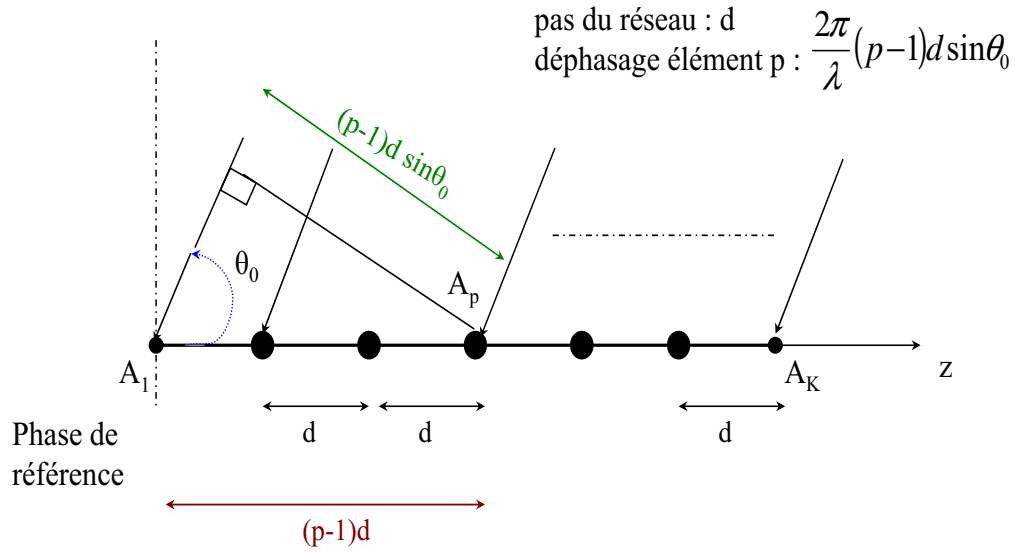


FIG. 3.3: Vecteurs directionnels pour un DRA linéaire

Le réseau est situé sur l'axe Oz du repère d'étude. Le signal est émis depuis la direction (θ_0, ϕ_0) et éclaire directement les capteurs (DRA). La figure 3.3 décrit le réseau. La phase de référence étant située au niveau du premier capteur A_1 , le capteur p A_p présente un déphasage par rapport à la référence de $\frac{2\pi}{\lambda}(p-1)d \sin \theta_0$. Seul l'angle θ_0 est repérable.

En considérant les capteurs uniformément éclairés (réseau uniforme), les atténuations sont identiques. L'expression analytique du vecteur directionnel dans la direction (θ_0, ϕ_0) s'écrit alors :

$$\vec{a}(\theta_0, \phi_0) = \vec{a}(\theta_0) \quad (3.13)$$

$$\vec{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{pmatrix} a_1(\theta_0) \\ \vdots \\ a_p(\theta_0) \\ \vdots \\ a_K(\theta_0) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

$$\vec{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp\{j\frac{2\pi}{\lambda}(p-1)d \sin \theta_0\} \\ \vdots \\ \exp\{j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d \sin \theta_0\} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Dans le cas d'une antenne réseau de type FAFR, les signaux reçus sont focalisés sur quelques capteurs par le réflecteur (FIG. 3.4). On ne peut alors pas donner d'expression analytique simple de la réponse de l'antenne. Seuls des méthodes numériques complexes permettent de calculer la réponse de l'antenne.

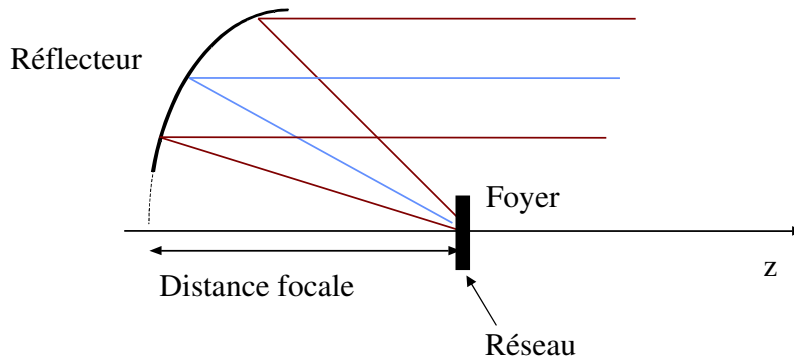


FIG. 3.4: Vecteurs directionnels pour un FAFR

Pour évaluer les vecteurs directionnels à prendre en compte dans les simulations, on utilise le logiciel de calcul du rayonnement de structure GRASP, développé par TICRA. Il nous permet d'obtenir les vecteurs directionnels nominaux de l'antenne FAFR retenue. Ils correspondent aux vecteurs directionnels d'une antenne identique parfaitement calibrée. Le vecteur directionnel nominal est noté $\vec{a}_{\text{nom}}(\theta, \phi)$.

Pour évaluer les vecteurs directionnels nominaux, on échantillonne la zone d'étude par une grille rectangulaire et on calcule avec GRASP l'amplitude et la phase de la réponse de chaque capteur, pour chaque point de la grille.

En réalité, différentes sources de perturbations interviennent sur le vecteur directionnel idéal. Ainsi, le vecteur directionnel nominal calculé avec GRASP est différent du vecteur directionnel réel $\vec{a}(\theta, \phi)$.

Dans la suite, nous évaluons les différentes perturbations pouvant affecter les vecteurs directionnels et nous décrivons ensuite le modèle utilisé pour les intégrer aux simulations.

3.4.2 Connaissance des vecteurs directionnels

En traitement d'antennes, des phénomènes tels que :

- les dispersions des chaînes de réception (dues entre autre aux variations de température),
- les instabilités satellite,
- les dispersions fréquentielles de l'antenne et des chaînes de réception,
- le couplage entre éléments,

représentent des sources d'erreurs qui affectent les vecteurs directionnels.

Au premier ordre, on prend en compte uniquement les dispersions entre chaînes de réception et les instabilités satellite pour les simulations. En effet, ces perturbations sont les plus importantes dans le type de cas étudié ici. On suppose également que les erreurs résultantes sont constantes pendant la durée de simulation.

Pour modéliser la dispersion des chaînes de réception, nous introduisons dans les vecteurs directionnels de l'antenne des erreurs en amplitude (A) et en phase (ν) qui varient d'une source à l'autre mais ne dépendent pas de la direction d'arrivée du signal. Ces erreurs traduisent l'effet des disparités entre les chaînes de réception.

Soit $\vec{d}$, le vecteur aléatoire complexe à K (nombre de capteurs du réseau) éléments correspondant à ces erreurs.

Si l'on note σ_A l'écart-type de l'erreur en amplitude en dB et σ_ν celle de l'erreur en phase, on peut générer les vecteurs Gaussiens centrés à K (nombre de capteurs du réseau) éléments, $\vec{\delta}_{A_{dB}}$ et $\vec{\delta}_\nu$, des erreurs en amplitude et en phase d'écart-types respectifs σ_A et σ_ν . On peut alors calculer le vecteur $\vec{d}$:

$$\vec{d} = 10^{\vec{\delta}_{A_{dB}}/20} \odot \exp(j\vec{\delta}_\nu) \quad (3.16)$$

où $\odot$ représente le produit terme à terme des vecteurs.

Les vecteurs directionnels perturbés ont alors pour expression :

$$\vec{a}_{\text{disp}}(\theta, \phi) = \vec{a}_{\text{nom}}(\theta, \phi) \odot \vec{d} \quad (3.17)$$

L'instabilité satellite quant à elle se traduit par une imprécision du pointage d'antenne, d'où un léger décalage du spot réellement formé par rapport au spot désiré. On spécifie ce décalage sous la forme de deux angles $\Delta\theta$ et $\Delta\phi$ qui représentent le décalage en élévation et en azimut.

On calcule alors les vecteurs directionnels perturbés correspondant aux instabilités satellite :

$$\vec{a}_{\text{inst}}(\theta, \phi) = \vec{a}_{\text{disp}}(\theta + \Delta\theta, \phi + \Delta\phi) \quad (3.18)$$

Les équations 3.17 et 3.18 permettent d'écrire le vecteur directionnel modélisé :

$$\vec{a}(\theta, \phi) = \vec{a}_{\text{nom}}(\theta + \Delta\theta, \phi + \Delta\phi) \odot \vec{d} \quad (3.19)$$

Les valeurs retenues pour ces paramètres dans les simulations sont données par le tableau suivant.

Paramètres	σ_A	σ_ν	$\Delta\theta$	$\Delta\phi$
Valeurs	0.5 dB	5°	0.12°	quelconque

TAB. 3.1: Valeurs retenues pour les paramètres du modèle des erreurs sur les vecteurs directionnels

La valeur retenue pour $\Delta\theta$ est une valeur pire qui correspond à l'erreur de pointage satellite après le Système de Contrôle d'Attitude et d'Orbite (SCAO) mais en l'absence de système de contrôle de pointage antenne indépendant.

L'influence de l'antenne sur le signal émis étant modélisée, on étudie dans la suite la chaîne de réception au niveau du satellite.

3.5 La chaîne de réception

Pour pouvoir évaluer correctement les performances des divers algorithmes, il faut modéliser correctement les phénomènes intervenant dans la chaîne de réception. Il faut notamment prendre en compte les différents bruits au niveau de la réception, qui dégradent les performances obtenues en sortie de formation de faisceaux.

Après une présentation de la chaîne de réception, nous modélisons les types de bruit intervenant au niveau de la formation de faisceaux. Nous évaluons ensuite le RSB (Rapport Signal à Bruit) obtenu en sortie de réseau formateur de faisceaux en fonction de celui observé en entrée. Enfin, nous proposons une implémentation des différents bruits pour les simulations.

3.5.1 Le modèle

La chaîne de réception satellite est constituée du réseau d'antenne, du bloc de formation de faisceau et du bloc de traitement (démodulation ou autres). Nous décrivons ici la partie de la chaîne de réception qui précède les étages de démodulation et détection (FIG. 3.5). Cette partie comprend le bloc de formation de faisceaux ainsi que les corrections d'horloge et d'erreurs de phase. On suppose que l'on a procédé à l'échantillonnage de la bande passante totale puis au démultiplexage de sous-bandes avant la formation de faisceaux [26]. On travaille donc sur une bande de 1 MHz.

Le réseau de capteurs et la chaîne de réception comportant le réseau de formation de faisceaux numérique (BFN) sont représentés sur la figure 3.5.

Après une formation de faisceaux avec un vecteur de pondération $\vec{w}$, on obtient le signal reçu $S_{rec}(t)$ qui sera démodulé :

$$S_{rec}(t) = \vec{w}^H \times \vec{S}_{ant}(t) \quad (3.20)$$

où $\vec{w}^H$ représente l'Hermitien du vecteur $\vec{w}$.

Dans la suite, pour pouvoir étudier les performances de notre liaison après formation de faisceaux, il est nécessaire de prendre en compte les différents bruits intervenant au niveau de l'antenne de réception.

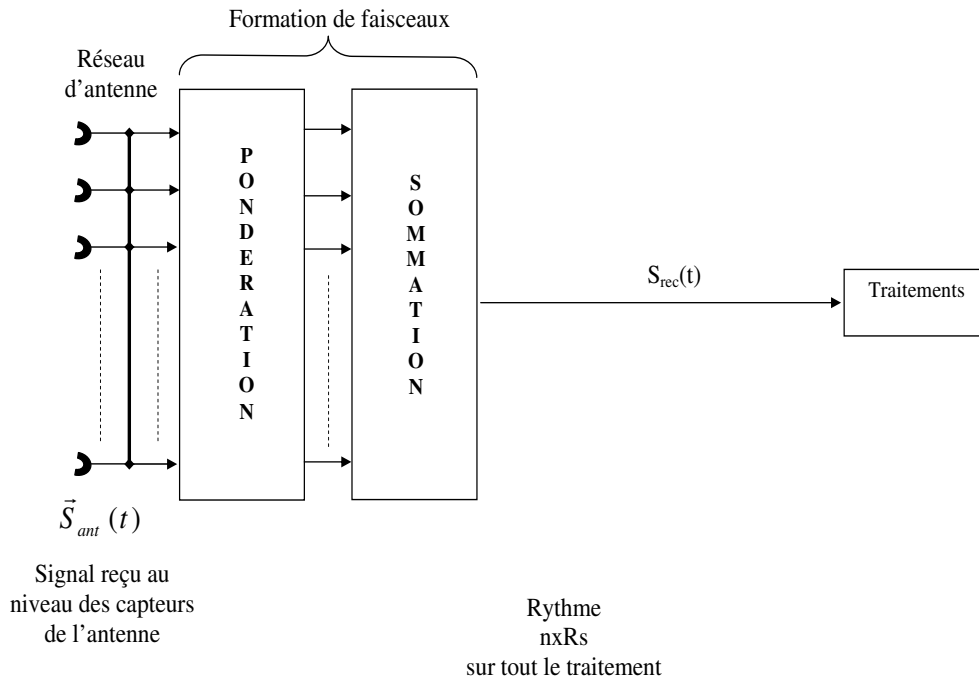


FIG. 3.5: Chaîne de réception

3.5.2 Modélisation de l'antenne et des bruits

N_t représente la densité totale de bruit (bruits et interférences). En l'absence d'interférence, la densité de puissance de bruit est notée N_0 (on va tout d'abord modéliser l'antenne et identifier les types de bruits intervenant sur la chaîne de réception).

Le réseau de capteurs et la chaîne de réception comportant le réseau de formation de faisceaux numérique (BFN) sont représentés sur la figure 3.6. Les filtres $h(t)$ traduisent l'effet global du filtrage.

Sur chacune des voies, les bruits thermiques émis par les corps rayonnants environnant sont reçus au niveau des capteurs d'antenne. Ces sources de bruit extérieurs produisent des bruits blancs décorrélés spatialement. On associe à ces bruits une température équivalente de bruit T_{A_i} correspondant à la température de bruit de l'antenne [31] vue par le capteur i et défini comme :

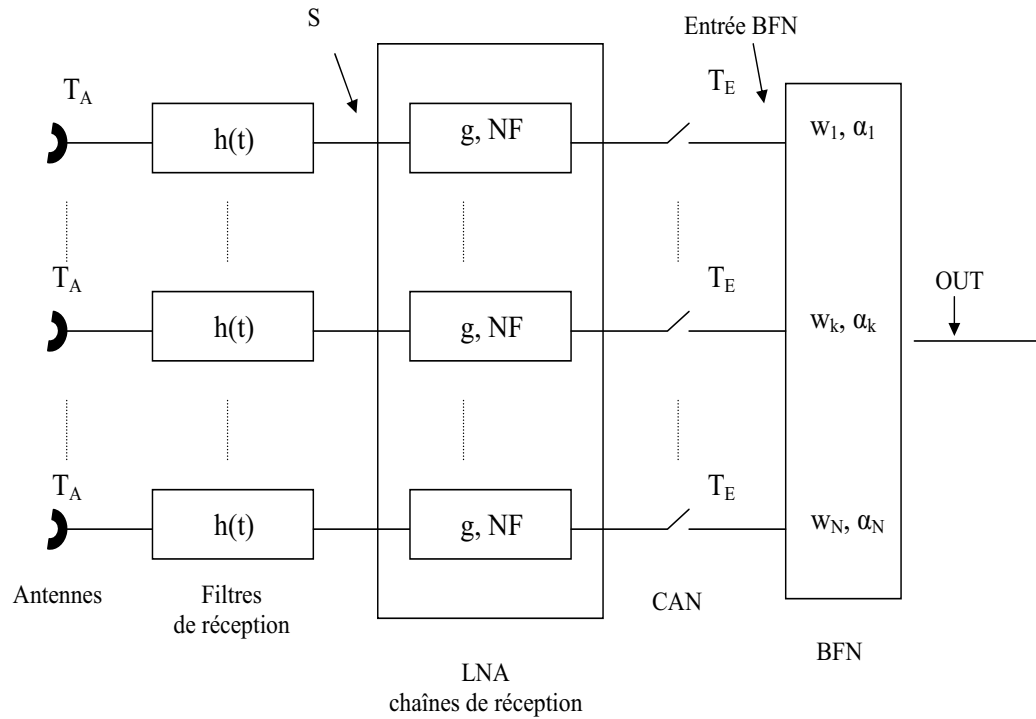


FIG. 3.6: Modélisation de l'antenne

$$T_{A_i} = \frac{1}{4\pi} \int \int T_b(\theta, \phi) G_{e_i}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (3.21)$$

où $T_b(\theta, \phi)$ représente la température de brillance des corps placés dans la direction (θ, ϕ) et $G_{e_i}(\theta, \phi)$ est le diagramme de rayonnement (en puissance) de l'élément rayonnant i . On peut supposer en général que T_{A_i} est identique pour tous les capteurs et on le note T_A .

Ces bruits extérieurs sont ensuite filtrés sur chaque voie par le filtre de réception $h(t)$. Ce filtrage a pour effet de réduire la bande équivalente de bruit du bruit extérieur qui est alors corrélé d'une voie sur l'autre [26].

A ces bruits, il faut rajouter les bruits internes qui sont dus aux différents éléments de la chaîne de réception (Amplificateur Faible Bruit (Low Noise Amplifier, LNA), Convertisseur Analogique Numérique (CAN),...) et sont décorrélés d'une voie sur l'autre. Les LNA sont identiques, ils ont un gain noté g (gain en puissance) et un facteur de bruit NF . Le bruit de quantification lié à l'échantillonnage est pris en compte sous forme d'une

température équivalente de bruit T_E .

Dans la suite, on se place au point S pour le calcul des RSB sur une chaîne de réception ne comportant pas de BFN. Le RSB global ne dépend que du point de la chaîne de réception auquel on se ramène pour le calculer. Pour le calcul du RSB en sortie de formation de faisceaux, on se place en sortie (point OUT de la figure).

Pour les calculs, on suppose que le signal provient de la direction (θ_0, ϕ_0) . Le vecteur directionnel pour le réseau de K capteurs s'écrit :

$$\vec{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_1(\theta_0, \phi_0)} \\ \vdots \\ a_K(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_K(\theta_0, \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

où les $a_i(\theta_0, \phi_0)$ sont les gains en amplitude et les $\nu_i(\theta_0, \phi_0)$ les déphasages correspondant sur les capteurs. Si l'on appelle $\vec{w}$ le vecteur de pondération pour la formation de faisceaux, on a :

$$\vec{w} = \begin{bmatrix} w_1 \exp^{j\alpha_1} \\ \vdots \\ w_K \exp^{j\alpha_K} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.5.3 Expression du RSB en entrée des chaînes

On calcule le RSB en entrée du BFN sur les différentes voies. Pour cela, on détermine les valeurs de puissance du signal et de puissance de bruit au point S . On commence par estimer le niveau de densité de flux de puissance requis au niveau de l'antenne satellite par le système.

Niveaux requis

Nous évaluons ici la densité de flux de puissance Φ atteinte au niveau de l'antenne de satellite.

On envisage d'utiliser des terminaux utilisateurs (voir paragraphe 2.2.2) équipés d'antennes de diamètre D . Le gain maximal [31] de ces terminaux est alors :

$$G_{max} = \eta \times \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (3.24)$$

où η est l'efficacité de l'antenne, f représente la fréquence de l'onde électromagnétique (c'est-à-dire de la porteuse RF) et c est la vitesse de la lumière dans le vide.

En notant P_t la puissance d'émission de ces terminaux, leur Puissance Isotrope Rayonnée Effective (*PIRE*) s'écrit :

$$PIRE = P_t G_{max} = P_t \eta \times \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (3.25)$$

La fréquence est de 30 GHz (liaison montante du DVB-RCS), les antennes terminaux sont de 40 cm de diamètre, l'efficacité étant de 0.6 et la puissance d'émission d'un terminal est de 0.5 Watt. Alors, la *PIRE* maximale d'un terminal utilisateur est d'environ 36 dBW.

La densité de flux de puissance Φ arrivant sur l'antenne satellite s'écrit donc :

$$\Phi = \frac{PIRE}{4\pi R^2} \quad (3.26)$$

où R est la distance terminal-satellite, soit dans notre cas, en tenant compte du décalage entre la position visée et celle du satellite, environ 36000 km (satellite géostationnaire).

Pour cette étude, avec les hypothèses précédentes (équation 3.26), la densité de puissance de flux est d'environ $-126 \text{ dBW}/\text{m}^2$.

Puissance de signal

On note S_{eff_i} la surface effective d'un capteur [6] :

$$S_{eff_i} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times a_i^2(\theta_0, \phi_0) \quad (3.27)$$

λ étant la longueur d'onde et $a_i^2(\theta_0, \phi_0)$ le gain en puissance du capteur i .

Soit P_{eff_i} la puissance donnée par un capteur de surface S_{eff_i} recevant un flux Φ (qui correspond à la puissance reçue par unité de surface). On a :

$$P_{eff_i} = \Phi S_{eff_i} = \frac{\Phi \lambda^2}{4\pi} \times a_i^2(\theta_0, \phi_0) \quad (3.28)$$

Le signal utile $s_i(t)$ reçu au niveau d'un capteur i s'écrit :

$$s_i(t) = \gamma \times s(t) \times a_i(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_i(\theta_0, \phi_0)} \quad (3.29)$$

$s(t)$ étant le signal effectivement émis et γ un coefficient de proportionnalité calculé en supposant que la puissance de signal effectivement reçue par un capteur, P_{s_i} , est égale à la puissance effective d'un capteur P_{eff_i} . On a :

$$P_{s_i} = E[s_i(t)s_i^*(t)] = \gamma^2 a_i^2(\theta_0, \phi_0) \times E[s(t)s^*(t)] \quad (3.30)$$

Φ étant le flux moyen de puissance arrivant sur l'antenne. Si l'on suppose que la puissance du signal émis P_s est unitaire ($E[s(t)s^*(t)] = P_s = 1$), les équations 3.28 et 3.30 permettent d'écrire :

$$\gamma = \lambda \times \sqrt{\frac{\Phi}{4\pi}} \quad (3.31)$$

soit :

$$s_i(t) = \lambda \sqrt{\frac{\Phi}{4\pi}} \times a_i(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_i(\theta_0, \phi_0)} \times s(t) \quad (3.32)$$

Au point S , la puissance du signal utile reçu sur chaque capteur est :

$$\vec{C}_S = \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_K \end{bmatrix}_S = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi} \times \begin{bmatrix} a_1^2(\theta_0, \phi_0) \\ \vdots \\ a_K^2(\theta_0, \phi_0) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Puissance de bruit

De même, on calcule la densité de puissance de bruit sur chaque capteur N_{0_i} à partir de la température de bruit au point S pour un capteur. Comme toutes les chaînes sont identiques, la température de bruit est la même sur toutes les chaînes. On la note T_S . On a :

$$N_0 = k_B T_S \quad (3.34)$$

k_B étant la constante de Boltzmann.

On peut écrire l'expression de T_S :

$$T_S = T_A + (NF - 1)T_0 + \frac{T_E}{g} \quad (3.35)$$

où T_0 une température normalisée ($T_0 = 290K$). Si B_{bruit} représente la bande équivalente de bruit, en faisant l'hypothèse que la température d'antenne T_A est équivalente pour tous les capteurs, le vecteur puissance de bruit s'écrit :

$$\vec{P}_{bruit} = \vec{N}_{0_S} \times B_{bruit} = k_B B_{bruit} \times \begin{bmatrix} T_A + (NF - 1)T_0 + \frac{T_E}{g} \\ \vdots \\ T_A + (NF - 1)T_0 + \frac{T_E}{g} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Les RSB sur chaque voie en entrée du BFN s'écrivent donc (3.33 et 3.35) :

$$\vec{RSB}_S = \begin{bmatrix} RSB_1 \\ \vdots \\ RSB_K \end{bmatrix}_S = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi B_{bruit} k_B T_S} \begin{bmatrix} a_1^2(\theta_0, \phi_0) \\ \vdots \\ a_K^2(\theta_0, \phi_0) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.5.4 Expression du RSB en sortie du BFN

On commence par déterminer la puissance du signal utile en sortie de formation de faisceaux puis on évalue la puissance du bruit associée.

Puissance de signal

Les signaux $s_i(t)$ reçus sur chaque capteur sont, après filtrage, multipliés par les gains respectifs du LNA (gain en puissance g) et ceux de la pondération (gains en amplitude w_i) du formateur. Le signal sur la voie i après pondération s'écrit donc :

$$s_{pond_i}(t) = \sqrt{g} w_i \exp^{j\alpha_i} s_{i_filtré}(t) \quad (3.38)$$

où $s_{i_filtré}(t)$ représente le signal $s_i(t)$ après filtrage soit :

$$s_{i_filtré}(t) = \lambda \sqrt{\frac{\Phi}{4\pi}} a_i(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_i(\theta_0, \phi_0)} \times s_{filtré}(t) \quad (3.39)$$

avec

$$s_{filtré}(t) = s(t) \otimes h(t) \quad (3.40)$$

où $\otimes$ représente le produit de convolution.

On suppose que le filtre $h(t)$ est de gain unité et donc la puissance du signal $s(t)$ est la même après filtrage. Dans tous les cas, le signal en sortie de formation de faisceaux (au point *OUT*) s'écrit :

$$S_{OUT}(t) = \sum_{i=1}^K s_{pond_i}(t) \quad (3.41)$$

On définit ensuite la puissance du signal en sortie de formation de faisceaux :

$$C_{OUT} = E[S_{OUT}(t) S_{OUT}^*(t)] \quad (3.42)$$

soit :

$$C_{OUT} = E \left[\sum_{i=1}^K s_{pond_i}(t) \sum_{k=1}^K s_{pond_k}^*(t) \right] \quad (3.43)$$

En utilisant 3.39 :

$$C_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi g}{4\pi} \left\| \sum_{i=1}^K w_i \exp^{j\alpha_i} a_i(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_i(\theta_0, \phi_0)} \right\|^2 \quad (3.44)$$

Soit mis sous forme vectorielle :

$$C_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi g}{4\pi} \left\| \vec{w}^T \underline{a}(\theta_0, \phi_0) \right\|^2 \quad (3.45)$$

Puissance de bruit

Pour le calcul de la puissance du bruit, il faut considérer séparément les bruits qui sont cohérents d'une voie sur l'autre, et ceux qui sont décorrélés [32].

Les bruits intérieurs, générés par les chaîne de réception, sont incohérents d'une voie sur l'autre car ils n'ont pas la même origine physique. Ils sont alors décorrélés d'une voie sur l'autre et vont se sommer en puissance (sommation des températures de bruit). Si $T_{ch,i}$ représente la température du bruit dû à la chaîne de réception sur la voie i et $T_{OUT,int}$ celle du bruit intérieur en sortie de formation de faisceaux, on a :

$$T_{ch,i} = w_i^2 g(NF - 1)T_0 + w_i^2 T_E \quad (3.46)$$

et :

$$T_{OUT,int} = \sum_{i=1}^K T_{ch,i} = \sum_{i=1}^K w_i^2 \{gT_0(NF - 1) + T_E\} \quad (3.47)$$

Les bruits extérieurs provenant de direction différentes se somment de façon incohérente, car ils proviennent de sources distinctes, et sont donc décorrélés. Pour un bruit blanc (temporel) provenant d'une direction donnée, il faut déterminer si la sommation entre voies se fait en amplitude ou en puissance.

Notons $\eta(t)$ un bruit blanc extérieur venant de la direction (θ_0, ϕ_0) , ce bruit est reçu au niveau de chaque capteur avec un certain retard t_i et une atténuation dus au vecteur directionnel, il s'écrit pour le capteur i :

$$\eta_i(t) = a_i(\theta_0, \phi_0)\eta(t - t_i) \quad (3.48)$$

On rappelle que la fonction d'autocorrélation $R_\eta(\tau)$ d'un bruit blanc centré $\eta(t)$ s'écrit :

$$R_\eta(\tau) = E[\eta(t)\eta^*(t - \tau)] = \delta(\tau) \quad (3.49)$$

où $\delta(t)$ est la fonction de Dirac.

Après filtrage lié aux éléments rayonnant, filtrage fréquentiel et pondération, sur la voie i , ce bruit extérieur devient :

$$\eta_{ext,i}(t) = \sqrt{g}w_i \exp^{j\alpha_i} a_i(\theta_0, \phi_0)\eta(t - t_i) \otimes h(t) \quad (3.50)$$

Le bruit extérieur après formation de faisceaux $\eta_{ext,OUT}(t)$ est la somme des bruits des différentes voies et s'écrit donc :

$$\eta_{ext,OUT}(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{g}W_i a_i(\theta_0, \phi_0)\eta(t - t_i) \otimes h(t) \quad (3.51)$$

avec $W_i = w_i \exp^{j\alpha_i}$.

La puissance des bruits extérieurs en OUT correspond à la fonction d'autocorrélation en 0 de $\eta_{ext,OUT}(t)$, soit :

$$P_{bruitext} = E[\eta_{ext,OUT}(t)\eta_{ext,OUT}^*(t)] = R_{\eta_{ext,OUT}}(0) \quad (3.52)$$

avec

$$R_{\eta_{ext,OUT}}(\tau) = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^K W_i W_k^* g E[a_i(\theta_0, \phi_0) a_k^*(\theta_0, \phi_0) \eta(t-t_i) \eta^*(t-\tau-t_k)] \otimes E[h(t) h^*(t-\tau)] \quad (3.53)$$

$\eta(t)$ étant un Bruit Blanc Centré et si l'on note $R_h(\tau)$ la fonction d'autocorrélation du filtre $h(t)$, on a :

$$R_{\eta_{ext,OUT}}(\tau) = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^K W_i W_k^* g a_i(\theta_0, \phi_0) a_k^*(\theta_0, \phi_0) E[\eta(t-t_i) \eta^*(t-\tau-t_k)] \otimes R_h(\tau) \quad (3.54)$$

soit d'après l'équation 3.49 :

$$R_{\eta_{ext,OUT}}(\tau) = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^K W_i W_k^* g a_i(\theta_0, \phi_0) a_k^*(\theta_0, \phi_0) \delta(\tau - t_i + t_k) \otimes R_h(\tau) \quad (3.55)$$

$$R_{\eta_{ext,OUT}}(\tau) = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^K W_i W_k^* g a_i(\theta_0, \phi_0) a_k^*(\theta_0, \phi_0) R_h(\tau - t_i + t_k) \quad (3.56)$$

La puissance des bruits extérieurs s'écrit alors :

$$P_{bruitext} = \sum_{i=1}^K \sum_{k=1}^K W_i W_k^* g a_i(\theta_0, \phi_0) a_k^*(\theta_0, \phi_0) R_h(t_k - t_i) \quad (3.57)$$

$$P_{bruitext} = g \left(\sum_{i=1}^K W_i a_i(\theta_0, \phi_0) \sqrt{R_h(t_k - t_i)} \right)^2 \quad (3.58)$$

En maximisant la fonction d'autocorrélation $R_h(\tau)$ par sa valeur en 0, on peut écrire :

$$P_{bruitext} \leq g R_h(0) \left(\sum_{i=1}^K W_i a_i(\theta_0, \phi_0) \right)^2 \quad (3.59)$$

On peut donc dire que les bruits se somment dans le pire des cas en cohérence [26]. Plus la bande de notre filtre $h(t)$ sera étroite, plus la valeur de sa fonction d'autocorrélation

$R_h(\tau)$ sera proche de sa valeur maximale et on se rapprochera de la valeur maximale théorique calculée plus haut.

Dans les cas traités ici, on travaille sur des bandes étroites. On suppose pour la suite que les bruits thermiques extérieurs (relatif à la température d'antenne T_A de chaque élément rayonnant) se somment en cohérence entre voie, ce qui correspond à un cas pire.

On définit une température de bruit T_{BFN} , équivalente aux bruits thermiques extérieurs vus par l'antenne globale, et prenant en compte l'effet de leur sommation en cohérence :

$$T_{BFN} = \frac{1}{4\pi} \int \int G_f(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (3.60)$$

$$G_f(\theta, \phi) = \frac{\|\vec{w}^T \underline{a}(\theta, \phi)\|^2}{\sum_{i=1}^K w_i^2} \quad (3.61)$$

Cette température prend en compte le gain de l'antenne après formation de faisceaux $G_f(\theta, \phi)$. Si l'on se place au point *OUT*, la température équivalente de bruit des bruits extérieurs s'écrit :

$$T_{OUT,ext} = g \sum_{i=1}^K w_i^2 T_{BFN} \quad (3.62)$$

On prend en compte le gain du LNA, g , et la sommation en cohérence des bruits extérieurs au niveau du BFN.

En sommant la température de bruit interne 3.47 et externe 3.62, on obtient la température de bruit globale en sortie du BFN soit :

$$T_{OUT} = T_{OUT,ext} + T_{OUT,int} \quad (3.63)$$

$$T_{OUT} = g \sum_{i=1}^K w_i^2 \left\{ T_{BFN} + T_0(NF - 1) + \frac{T_E}{g} \right\} \quad (3.64)$$

Le RSB en sortie de formation de faisceaux s'écrit finalement en utilisant 3.45 et 3.64 :

$$RSB_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi B_{bruit} k_B} \times \frac{\|\vec{w}^T \underline{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2}{\sum_{i=1}^K w_i^2 \left[T_{BFN} + T_0(NF - 1) + \frac{T_E}{g} \right]} \quad (3.65)$$

On peut exprimer ce RSB en fonction du facteur de mérite de l'antenne $\frac{G}{T}$ en sortie :

$$RSB_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi k_B B_{bruit}} \times \frac{G}{T} |_{OUT} \quad (3.66)$$

On suppose dans la suite que T_{BFN} est du même ordre de grandeur que T_A (température d'antenne vu par un élément rayonnant $\simeq 230K$). On peut alors exprimer le RSB en sortie en fonction des RSB en entrée :

$$RSB_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi B_{bruit} k_B} \times \frac{\|\vec{w}^T \underline{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2}{\sum_{i=1}^K w_i^2 \left[T_A + T_0(NF - 1) + \frac{T_E}{g} \right]} \quad (3.67)$$

en utilisant 3.35, on peut simplifier en :

$$RSB_{OUT} = \frac{\lambda^2 \Phi}{4\pi B_{bruit} k_B T_S} \times \frac{\|\vec{w}^T \underline{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2}{\sum_{i=1}^K w_i^2} \quad (3.68)$$

Pour prendre en compte les deux catégories différentes de bruit attendues, on les introduira sous deux formes différentes dans les simulations.

3.5.5 Implémentation du modèle utilisé dans les simulations

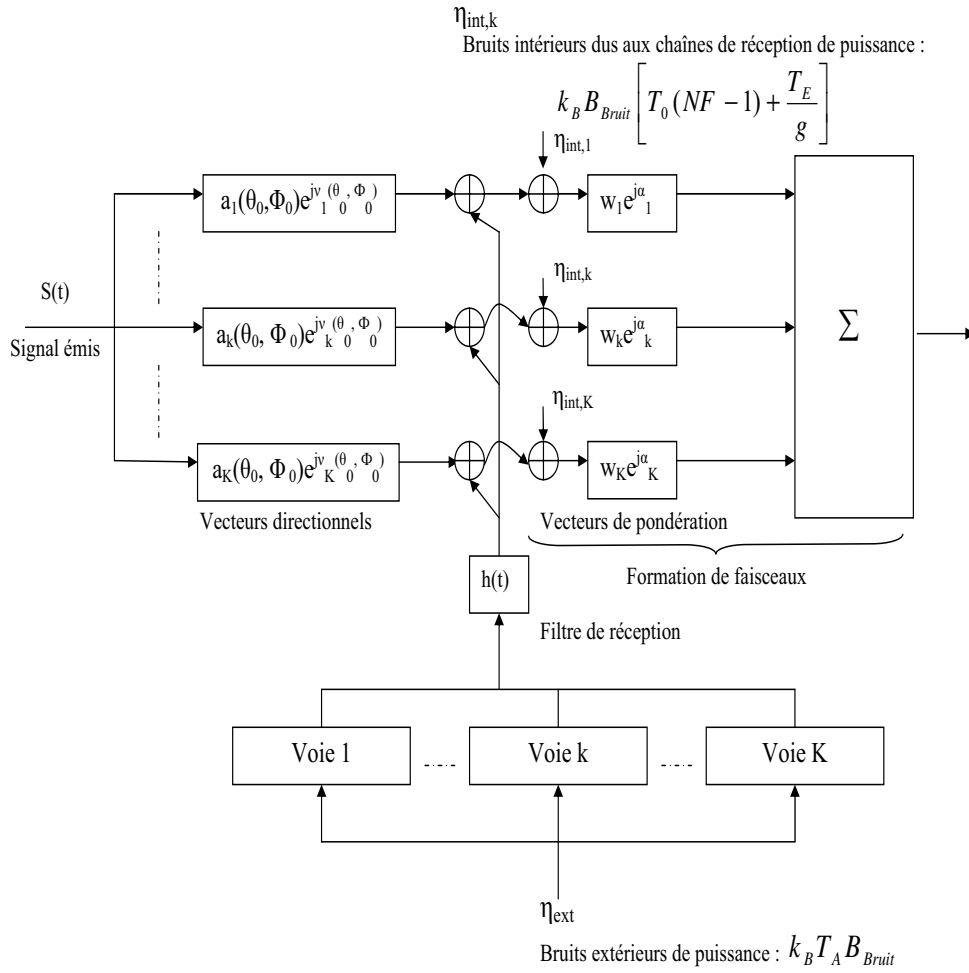
Sur le schéma de la figure 3.7, on a modélisé le formateur et l'intégration des deux catégories de bruits à nos simulations.

Les bruits blancs extérieurs (Gaussien centrés) provenant de plusieurs directions (la direction principale étant celle de la Terre) arrivent sur les capteurs. Ces bruits sont filtrés sur chaque chaîne de réception par un filtre rectangulaire $h(t)$ (filtre de réception). Sur chacune des voies, le bruit extérieur s'additionne au signal reçu. On rajoute ensuite les bruits intérieurs décorrélés d'une voie sur l'autre.

Le bruit de quantification dépend du nombre de bits de quantification du CAN. Ce nombre de bits est choisi de manière à rendre la contribution du bruit de quantification négligeable devant les autres sources de bruit. Ici, on fixe comme contrainte : $\frac{T_E}{g} = \frac{1}{10} [T_A + T_0(NF - 1)]$.

On fixe la température d'antenne T_A à $230K$, ce qui est une valeur réaliste évaluée sur plusieurs cas concrets de diagrammes d'antennes. T_0 est une température normalisée égale à $290K$. La bande de bruit B_{bruit} est fixée à $1MHz$ (largeur d'un canal élémentaire). Le facteur de bruit total NF est de $2.4dB$.

Ce modèle de simulation est utilisé dans la suite pour évaluer les performances des différents systèmes.

FIG. 3.7: *Modèle de simulation*

3.6 Outils d'évaluation de performance

On suppose que l'on n'a pas d'interférence. Dans le cadre d'un système DVB-RCS, pour une taille de paquet de 16 octets, l'obtention d'un Taux d'Erreur Paquet (TEP) ou Packet Error Rate (PER) de 10^{-5} avec un turbo-code $\frac{1}{2}$ requiert un niveau de $\frac{E_b}{N_0}$ de 3.7 dB [13].

Le TEP correspond à la probabilité d'avoir une erreur sur un paquet durant la transmission. Le Taux d'Erreur Bit (TEB) correspondant est donné par :

$$1 - TEP = (1 - TEB)^B \quad (3.69)$$

$$TEB = 1 - (1 - TEP)^{\frac{1}{B}} \quad (3.70)$$

où B est le nombre de bits par paquet. Le TEB correspondant est donc d'environ 10^{-9} .

Dans le cadre de notre étude, pour l'évaluation de performances, on se place en sortie du réseau formateur de faisceaux, avant l'étage de démodulation. On travaille donc avec des symboles (signal émis codé puis modulé). Il faut donc évaluer le niveau requis en $\frac{E_s}{N_0}$ correspondant (FIG. 3.8).

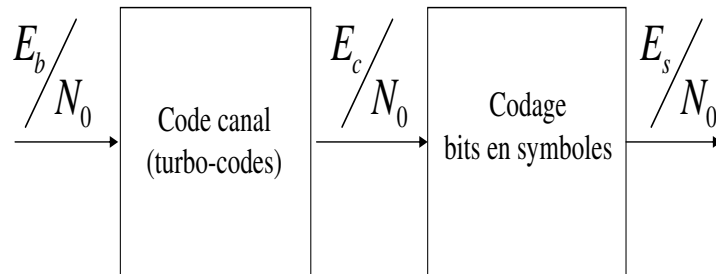


FIG. 3.8: Évaluation du $\frac{E_s}{N_0}$ en fonction du $\frac{E_b}{N_0}$

Si ρ est le rendement du turbo-code et M l'ordre de modulation, on a :

$$E_c = \rho \times E_b \quad (3.71)$$

$$E_s = \log_2(M) \times E_c \quad (3.72)$$

$$E_s = \rho \log_2(M) \times E_b \quad (3.73)$$

E_b , E_c et E_s étant respectivement les énergies bit, bit codé et symbole. Ici, $\rho = \frac{1}{2}$ et $M = 4$ soit $E_s = E_b$.

Pour pallier les dégradations causées par le modem, le canal ou encore l'amplificateur satellite, une marge de 2 dB est prise sur le niveau en $\frac{E_b}{N_0}$ de 3.7 dB requis par la norme DVB-RCS. Ainsi, dans cette étude, on considère que le niveau en $\frac{E_b}{N_0}$ requis pour garantir la connexion à un utilisateur est de 5.7 dB. En présence d'interférence, le $\frac{E_b}{N_t}$ calculé doit atteindre ce niveau.

On définit le $\frac{E_b}{N_0}$ de la liaison à partir du RSB obtenu en sortie de formation de faisceaux par :

$$\frac{E_b}{N_0}|_{OUT} = RSB_{OUT} \times \frac{B_{Bruit}}{R_b} \quad (3.74)$$

où R_b est le rythme binaire utile. On rappelle que pour une modulation QPSK utilisant un turbo-code $\frac{1}{2}$, on a $R_b = R_s$ (paragraphe 3.2).

Dans toute la suite, on utilise pour évaluer les performances de la liaison le critère du niveau de $\frac{E_b}{N_0}$. Un second critère permettant d'apprécier les performances du formateur de faisceaux est le gain obtenu en direction de l'utilisateur principal (gain utile). Il doit être supérieur à 40 dB afin de garantir un bilan de liaison correct.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à modéliser les différentes parties de la liaison terminal-satellite. Ainsi, les signaux émis, le canal de transmission, les vecteurs directionnels ainsi que la chaîne de réception sont présentés. Leur implémentation dans les simulations est également décrite.

Le modèle proposé va maintenant être utilisé dans la suite pour évaluer les performances des différents algorithmes de formation de faisceaux.

Sélection des algorithmes de FFC

4.1 Introduction

Dans le cadre d'un accès du type un faisceau par utilisateur, la formation de faisceaux est l'outil qui va permettre de pointer un faisceau vers l'utilisateur et éventuellement rejeter les interférents. La littérature propose une grande diversité d'algorithmes [22], [23], [33]. Le but de ce chapitre est de choisir parmi les algorithmes existant le mieux adapté à notre système.

Pour cela, nous devons les tester dans des conditions reflétant au mieux les conditions opérationnelles, c'est-à-dire en prenant en compte les différentes sources de perturbations qui interviennent par rapport au cas idéal.

Nous examinons donc les algorithmes les plus pertinents, puis nous évaluons leurs performances en prenant en compte des valeurs réalistes de perturbations sur le vecteur directionnel ou d'erreurs dues au canal de transmission, ainsi que d'autres paramètres tels que la présence d'un interférent, la synchronisation ou encore la quantification des vecteurs de pondération.

4.2 Algorithmes de Formation de Faisceaux (FF) applicables

Comme vu précédemment, on distingue deux principales catégories de formateurs de faisceaux :

- la formation de faisceaux conventionnelle (FFconv) ou formation de voies
- la formation de faisceaux adaptative (FFA)

La première catégorie est la méthode classique de FF, elle consiste simplement à pointer le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu. On

parle de FF adaptative lorsque le vecteur de pondération calculé dépend du signal. En effet, cette seconde catégorie de FF cherche à introduire une dépendance vis à vis des données, le calcul de la pondération est fait en fonction des données permettant de satisfaire un critère choisi.

Pour pouvoir comparer les performances des différents formateurs de façon pertinente, nous travaillons avec des pondérations normalisées.

4.2.1 Le formateur Conventionnel

Pour ce formateur, la pondération est choisie de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ_0, ϕ_0) donnée (chapitre 3) avant de sommer de façon cohérente les signaux ainsi obtenus. En choisissant la pondération :

$$\vec{w}_{FFconv} = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \quad (4.1)$$

le réseau se focalise alors dans cette direction et une amplitude optimale est obtenue dans cette direction.

Le signal en sortie de FF s'écrit (chapitre 2) :

$$y(t) = \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \vec{x}(t) \quad (4.2)$$

où $\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0)$ représente l'Hermitien du vecteur directionnel de la direction visée et $\vec{x}(t)$ est le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antenne.

On a alors :

$$y(t) = \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \vec{b}(t) \quad (4.3)$$

$s(t)$ étant le signal émis et $\vec{b}(t)$ le vecteur des bruits.

Cela s'écrit encore :

$$y(t) = \|\vec{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2 \times s(t) + \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \vec{b}(t) \quad (4.4)$$

Supposons que le vecteur directionnel dans la direction (θ_0, ϕ_0) , $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$, s'écrit :

$$\vec{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_1(\theta_0, \phi_0)} \\ \vdots \\ a_K(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_K(\theta_0, \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Lorsqu'on applique la pondération $\vec{w} = \vec{a}(\theta_0, \phi_0)$ à un signal $v(t)$ émis dans une direction (θ_1, ϕ_1) différente de (θ_0, ϕ_0) , le signal en sortie du réseau peut s'écrire d'après 4.4 et 4.5 :

$$y(t) = v(t) \sum_{k=1}^K a_k(\theta_1, \phi_1) a_k(\theta_0, \phi_0) e^{j[\nu_k(\theta_1, \phi_1) - \nu_k(\theta_0, \phi_0)]} + \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \vec{b}(t) \quad (4.6)$$

Le signal $v(t)$ émis est alors multiplié par un facteur conduisant à une atténuation non maîtrisée en dehors du lobe principal (les positions des maxima locaux et les zéros du diagramme en dehors du lobe principal sont aléatoires).

Ce dispositif réalise donc à la fois un pointage électronique de l'antenne dans la direction (θ_0, ϕ_0) et un **filtrage spatial** permettant d'atténuer les signaux arrivant de directions éloignées (lobes secondaires bas) de la direction principale et d'amplifier les signaux arrivant de directions voisines de celle-ci (lobe principal).

En terme de complexité, ce formateur est simple à mettre en oeuvre, seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que la DOA du signal émis est requise pour son implémentation. En effet, le $\vec{a}_{\text{nom}}(\theta_0, \phi_0)$ du matériel à bord est obtenu par simulation et ne correspond pas au vecteur directionnel réel.

Néanmoins, cette méthode de FF ne permet pas de contrôler le niveau d'atténuation du diagramme dans des directions particulières. Elle ne permet donc pas d'atténuer la contribution de brouilleurs éventuels qui peuvent perturber la communication. Cela nous conduit à l'étude du second type de formateur de faisceaux.

4.2.2 Les formateurs adaptatifs

La méthode de formation de faisceaux vue précédemment ne tient pas compte de ce que contient vraiment le vecteur des signaux reçus $\vec{x}(t)$ et en particulier elle ne prend pas en compte la présence d'éventuels brouilleurs. Le brouilleur risque donc de perturber le signal utile.

Pour éviter cela, la formation de faisceaux adaptative tient compte des données et donc s'adapte à l'environnement. Pour cela, différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes $\vec{w}$ sont utilisées pour maximiser la qualité du canal de communication.

Parmi ces nombreuses méthodes, les plus pertinentes dans le contexte de cette étude sont présentées ci-après.

Le formateur «*Minimum Power Distortionless Response*» (MPDR)

Le principe de ce formateur est de trouver le vecteur de pondération $\vec{w}$ qui minimise la puissance globale en sortie de FF tout en maintenant un gain unité dans la direction souhaitée (θ_0, ϕ_0) . Ceci devrait permettre de réduire la puissance des brouilleurs.

Soit P_n la puissance d'un signal $n(t)$ quelconque, on a [29] :

$$P_n = E[n(t)n^H(t)] \quad (4.7)$$

$E[\cdot]$ étant l'espérance mathématique.

Soit $y(t) = \vec{w}^H \vec{x}(t)$ le signal global (utile, interférences et bruit) en sortie de FF. La puissance en sortie s'écrit d'après 4.7 :

$$P_{sortie} = E[y(t)y^H(t)] \quad (4.8)$$

soit :

$$P_{sortie} = E[\{\vec{w}^H \vec{x}(t)\}\{\vec{w}^H \vec{x}(t)\}^H] \quad (4.9)$$

Ce qui conduit à :

$$P_{sortie} = \vec{w}^H E[\vec{x}(t)\vec{x}^H(t)] \vec{w} \quad (4.10)$$

En notant $\mathbf{R} = E[\vec{x}^H(t)\vec{x}(t)]$, la puissance en sortie de FF est :

$$P_{sortie} = \vec{w}^H \mathbf{R} \vec{w} \quad (4.11)$$

$\mathbf{R}$ est la matrice de covariance du signal reçu sur l'antenne, $\vec{x}(t)$, qui comprend le signal utile, le bruit et les interférences éventuelles.

Calculer la pondération MPDR revient donc à résoudre :

$$\min_{\vec{w}} \vec{w}^H \mathbf{R} \vec{w} \quad (4.12)$$

sous la contrainte :

$$\vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) = 1 \quad (4.13)$$

La résolution de ce problème [20] conduit à la pondération suivante :

$$\vec{w}_{mpdr} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{R}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (4.14)$$

où $\mathbf{R}^{-1}$ est l'inverse de la matrice de covariance du signal reçu et $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$ est le vecteur directionnel dans la direction visée.

La complexité de ce formateur dépend alors d'une part du nombre d'échantillons requis pour l'estimation de la matrice de covariance mais aussi de la complexité associée à l'inversion de cette dernière.

Le formateur «*Maximum Variance Distortionless Response*» (MVDR)

La méthode de FF suivante consiste à choisir les poids minimisant le bruit et les interférences à la sortie du formateur de faisceaux. Cela est équivalent à la maximisation du rapport signal à bruit (RSB) ou signal à bruit plus interférences (RSBI) en sortie du formateur de faisceaux.

Le récepteur estime les puissances des signaux utile et interférents à travers l'estimation des matrices de corrélation des signaux. Les poids sont alors calculés pour maximiser le rapport de ces puissances et éventuellement annuler les interférences.

En présence d'interférences, le signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit (voir chapitre 3) :

$$\vec{x}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \vec{x}_I(t) + \vec{b}(t) \quad (4.15)$$

$\vec{x}_I(t)$ étant le vecteur des signaux interférents. En sortie du formateur de faisceaux, le signal s'écrit :

$$y(t) = \vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) s(t) + \vec{w}^H \times \{\vec{x}_I(t) + \vec{b}(t)\} \quad (4.16)$$

On a alors la puissance du signal en sortie de FF, P_{signal} qui s'écrit d'après l'équation 4.7 :

$$P_{signal} = E[\{\vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) s(t)\} \times \{\vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) s(t)\}^H] \quad (4.17)$$

soit :

$$P_{signal} = E[\|\vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) s(t)\|^2] \quad (4.18)$$

En notant P_s la puissance du signal $s(t)$:

$$P_{signal} = P_s \|\vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2 \quad (4.19)$$

Soit $\vec{n}_{bi}(t) = \vec{x}_I(t) + \vec{b}(t)$, le vecteur représentant la contribution du bruit et des signaux interférents. La puissance des bruits (bruit et interférences) en sortie s'écrit :

$$P_{bruit} = E[\{\vec{w}^H \vec{n}_{bi}(t)\} \times \{\vec{w}^H \vec{n}_{bi}(t)\}^H] \quad (4.20)$$

soit :

$$P_{bruit} = \vec{w}^H E[\vec{n}_{bi}(t) \vec{n}_{bi}^H(t)] \vec{w} \quad (4.21)$$

Soit $\mathbf{C} = E[\vec{n}_{bi}(t) \vec{n}_{bi}^H(t)]$ la matrice de covariance des bruits et interférences, la puissance des bruits s'écrit :

$$P_{bruit} = \vec{w}^H \mathbf{C} \vec{w} \quad (4.22)$$

Le RSBI étant le rapport de la puissance du signal utile sur celle des interférences et du bruit, on a d'après les équations 4.19 et 4.22 :

$$RSBI = \frac{P_s \|\vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2}{\vec{w}^H \mathbf{C} \vec{w}} \quad (4.23)$$

La maximisation du RSBI est donc équivalente à la minimisation de la puissance du bruit et des interférences en sortie de FF.

Calculer la pondération MVDR revient donc à résoudre :

$$\min_{\vec{w}} \vec{w}^H \mathbf{C} \vec{w} \quad (4.24)$$

sous la contrainte :

$$\vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) = 1 \quad (4.25)$$

La résolution de ce problème [20] conduit à la pondération suivante :

$$\vec{w}_{mvd} = \frac{\mathbf{C}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{C}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (4.26)$$

Le signal utile n'étant pas présent dans l'équation 4.26, cette méthode est robuste et donne de bons résultats. Elle reste cependant délicate à implémenter car elle nécessite la connaissance du bruit et des interférences indépendamment du signal utile.

La complexité de ce formateur est la même que celle du formateur MPDR.

Le formateur par séquence de référence

Dans cette méthode, on suppose qu'au moins une partie de la forme d'onde du signal à recevoir est connue du récepteur. Les poids complexes sont alors ajustés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t) = \vec{w}^H \vec{x}(t)$ et la forme d'onde du signal attendu $s(t)$. L'expression de cette erreur quadratique moyenne est :

$$E[\|\vec{w}^H \vec{x}(t) - s(t)\|^2] = \vec{w}^H \mathbf{R} \vec{w} - \vec{w}^H E[\vec{x}(t) s^H(t)] - E[\vec{x}(t) s^H(t)]^H \vec{w} + P_s \quad (4.27)$$

où $E[\vec{x}(t) s^H(t)] \equiv \vec{R}_{xs}$ représente l'intercorrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\vec{x}(t)$ et le signal pilote $s(t)$. $\mathbf{R}$ est la matrice de covariance du signal reçu et P_s la puissance du signal pilote.

On cherche la pondération $\vec{w}$ solution de :

$$\min_{\vec{w}} E[\|\vec{w}^H \vec{x}(t) - s(t)\|^2] \quad (4.28)$$

L'avantage de cette méthode de FF est que l'on n'a pas besoin de connaître les directions d'arrivée du signal utile contrairement aux méthodes MPDR et MVDR [21]. Par contre, la connaissance du signal utile est requise. Le vecteur de pondération solution du problème est [20] :

$$\vec{w}_{seq} = \mathbf{R}^{-1} E[\vec{x}(t) s^H(t)] = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_{xs} \quad (4.29)$$

La complexité de ce formateur est alors moindre que pour les deux autres formateurs adaptatifs.

4.2.3 Diagrammes d'antenne en sortie de FF pour un cas idéal (sans perturbations)

Dans un premier temps, les performances de ces différents algorithmes sont évaluées dans le cas idéal c'est-à-dire qu'aucune perturbation n'est prise en compte et les DOA du signal utile et des interférences éventuelles sont parfaitement connues. Cela nous permet d'évaluer en l'absence de perturbations le nombre de symboles nécessaires à l'estimation des matrices de covariance, ou encore la taille de la séquence de référence pour garantir le niveau de gain de 40 dB et de $\frac{E_b}{N_0}$ de 5.7 dB.

Pour cela, nous présentons le calcul des pondérations correspondantes dans les simulations puis les diagrammes d'antenne correspondant sont tracés et comparés en l'absence de perturbations.

Calcul des pondérations dans les simulations

Suivant le formateur considéré, les informations nécessaires pour le calcul de la pondération varient. Nous revenons sur chacun des vecteurs de pondération et présentons la méthode de calcul utilisée pour chacun. Le but est de former un faisceau dans la direction (θ_0, ϕ_0) , direction d'arrivée (direction of arrival, DOA) du signal utile.

Formateur Conventionnel

Pour ce formateur, la pondération correspondante 4.1 est le vecteur directionnel correspondant à la direction visée. Le vecteur directionnel réel n'étant pas connu (chapitre 3), on utilise le vecteur directionnel nominal obtenu avec le logiciel GRASP :

$$\vec{w}_{FFconv} = \vec{a}_{nom}(\theta_0, \phi_0) \quad (4.30)$$

Formateur MPDR

La pondération correspondante 4.14 nécessite de connaître le vecteur directionnel correspondant à la direction visée comme précédemment, ainsi que la matrice de covariance

du signal global reçu par l'antenne. On utilise le vecteur directionnel nominal (chapitre 3) correspondant et on estime la matrice de covariance $\hat{\mathbf{R}}$ à partir de N_{mpdr} symboles (soit $2 \times N_{mpdr}$ échantillons, le facteur de suréchantillonnage étant de 2, voir chapitre 3) de signaux reçus. La matrice estimée s'écrit :

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_{mpdr}} \sum_{t=1}^{N_{mpdr}} \vec{\mathbf{x}}(t) \vec{\mathbf{x}}^H(t) \quad (4.31)$$

où $\vec{\mathbf{x}}$ est le vecteur des signaux reçus.

Le vecteur de pondération s'écrit donc :

$$\vec{\mathbf{w}}_{mpdr} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}^H(\theta_0, \phi_0) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}(\theta_0, \phi_0)} \quad (4.32)$$

Formateur MVDR

De même, pour le calcul de la pondération du MVDR, on utilise le vecteur directionnel nominal correspondant et la matrice de covariance $\hat{\mathbf{C}}$ estimée à partir de $N_{mvd r}$ symboles de bruit et de signaux interférents. La matrice estimée s'écrit :

$$\hat{\mathbf{C}} = \frac{1}{N_{mvd r}} \sum_{t=1}^{N_{mvd r}} \vec{\mathbf{n}}_{bi}(t) \vec{\mathbf{n}}_{bi}^H(t) \quad (4.33)$$

D'où le vecteur de pondération :

$$\vec{\mathbf{w}}_{mvd r} = \frac{\hat{\mathbf{C}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}^H(\theta_0, \phi_0) \hat{\mathbf{C}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}_{\text{nom}}(\theta_0, \phi_0)} \quad (4.34)$$

La direction d'arrivée du signal utile doit être connue pour mettre en place ce formateur.

Formateur par séquence de référence

Pour ce formateur, le calcul de la pondération nécessite de définir d'une part la séquence pilote utilisée et d'autre part d'estimer la matrice de covariance du signal et la matrice d'intercorrélation entre le signal reçu et le signal pilote.

Pour pouvoir être détectée sans erreur et être robuste aux perturbations, la séquence de référence utilisée doit présenter de bonnes propriétés d'autocorrélation [34], [35]. Nous proposons ici l'utilisation d'une séquence binaire de CAZAC (Constant Amplitude and Zero Auto Correlation) de 16 bits comme séquence de référence [36] sur les voies en

Phase (I) et en Quadrature (Q). La figure 4.1 représente la fonction d'autocorrélation de la séquence binaire de 16 bits.

La séquence de base est une séquence modulée en QPSK de 16 symboles (séquence de CAZAC de 16 bits sur les voies I et Q). Cette séquence subit les mêmes traitements que le signal à émettre (voir chapitre 3).

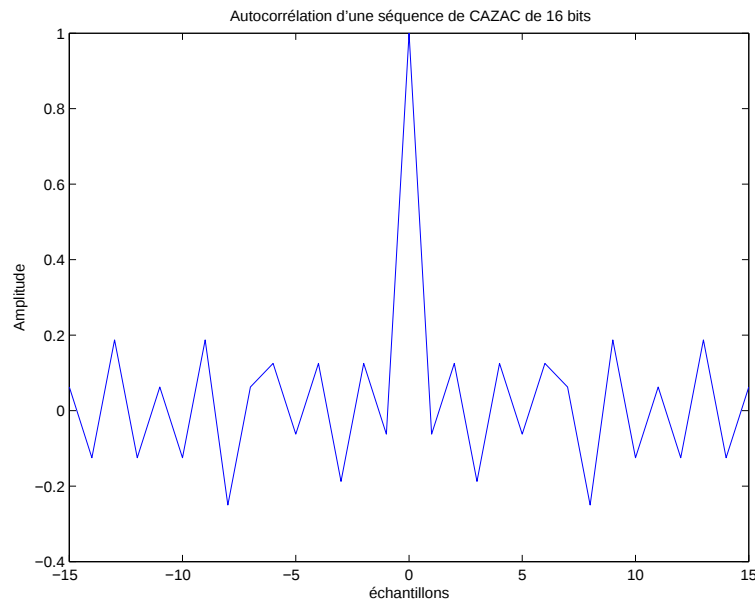
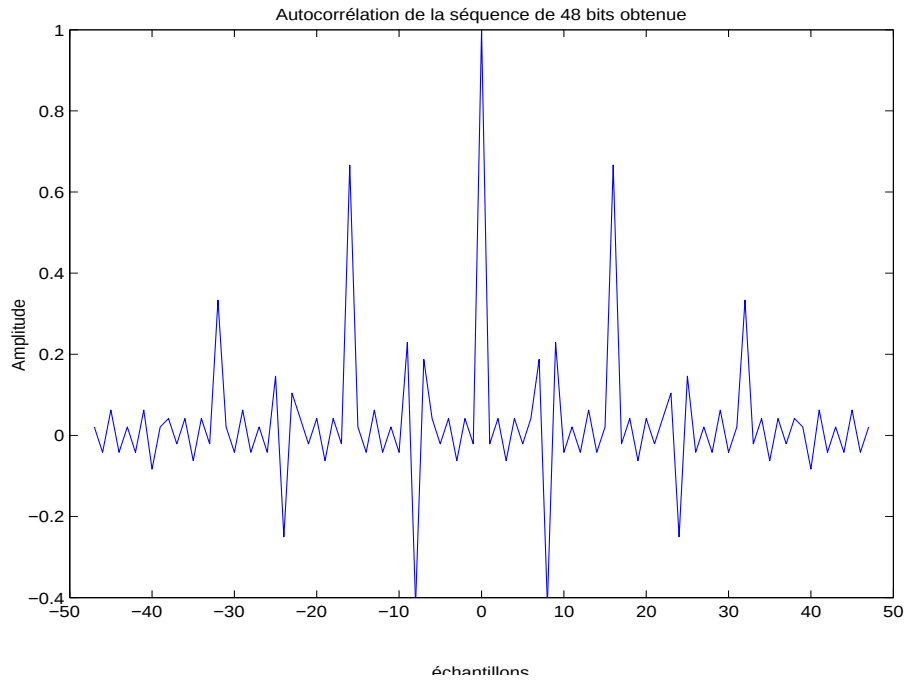


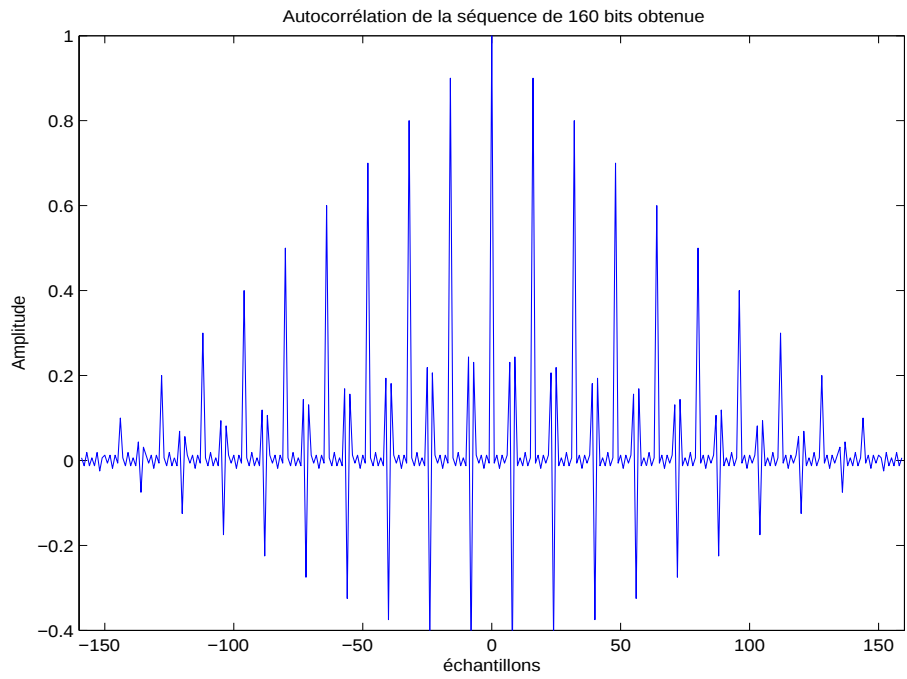
FIG. 4.1: Fonction d'autocorrélation de la séquence de CAZAC de 16 bits utilisée

Nous disposons de 8 séquences de CAZAC utilisées dans le système GSM pour l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal radio mobile.

Pour augmenter la taille de la séquence de référence, on succède les séquences de base de 16 symboles. Les séquences ont donc des tailles multiples de 16. Les propriétés d'autocorrélation de telles séquences restent correctes (FIG. 4.2(a) et FIG. 4.2(b)).



(a) Séquence de 48 bits



(b) Séquence de 160 bits

FIG. 4.2: Fonction d'autocorrélation de séquences de taille 48 et 160 bits construites à partir de la séquence de CAZAC

Comme précédemment, on estime les matrices de covariance $\hat{\mathbf{R}}$ (équation 4.31) et d'intercorrélation $\vec{\mathbf{R}}_{xs}^{est}$ à partir de N_{seq} symboles de signaux reçus. Le nombre de symboles à utiliser pour les estimations doit être égal à la taille de la séquence de référence.

$$\vec{\mathbf{R}}_{xs}^{est} = \frac{1}{N_{seq}} \sum_{t=1}^{N_{seq}} \vec{\mathbf{x}}(t) s^H(t) \quad (4.35)$$

Le vecteur de pondération s'écrit donc :

$$\vec{\mathbf{w}}_{seq} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{\mathbf{R}}_{xs}^{est} \quad (4.36)$$

Le principal avantage de ce formateur par rapport aux formateurs MPDR et MVDR est qu'il ne nécessite pas la connaissance de la direction d'arrivée du signal utile.

Dans la suite, on implémente les différents formateurs comme présenté ici, puis on évalue leurs performances en fonction du nombre de symboles utilisés pour les estimations des différentes matrices.

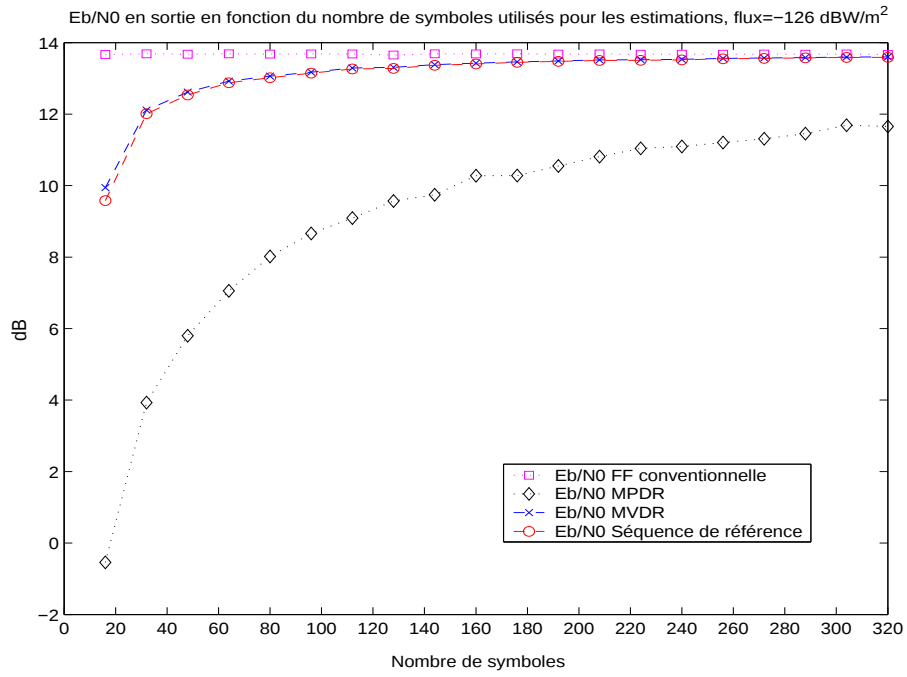
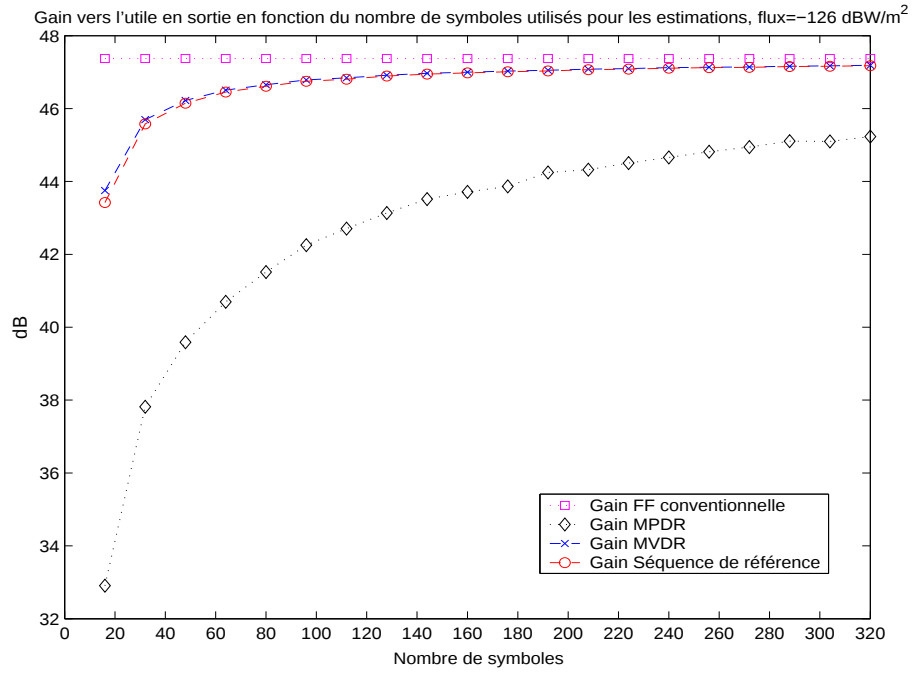
Diagrammes obtenus sans interférence

On travaille dans le plan $(\theta \cos(\phi), \theta \sin(\phi))$ du repère d'étude (FIG. 2.8 du chapitre 2). On se place dans un cas idéal (absence de perturbations et d'interférence). La direction d'arrivée du signal utile est $(\theta_0 = 0^\circ, \phi_0 = 0^\circ)$.

Pour pouvoir tracer les diagrammes d'antenne de chacun des formateurs, il nous faut évaluer les nombres de symboles que l'on utilise pour les estimations des matrices de covariance et d'intercorrélation.

Pour cela, on propose d'évaluer, dans un premier temps, les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile obtenues en sortie par chaque formateur en fonction du nombre de symboles utilisés (FIG. 4.3(a) et 4.3(b)). Ces performances sont évaluées grâce à une centaine d'itérations et ce sont les valeurs moyennes en sortie qui sont comparées.

Le nombre de symboles QPSK n'influe pas sur le formateur conventionnel pour lequel le calcul de la pondération ne nécessite que la connaissance du vecteur directionnel de la direction d'intérêt.

(a) $\frac{E_b}{N_0}$ 

(b) Gain vers l'utile

FIG. 4.3: Performances des formateurs en fonction du nombre de symboles utilisés pour les estimations (cas idéal sans interférence)

Le tableau suivant donne les performances obtenues pour 240 symboles.

FF 240 symboles	Conventionnel	MPDR	MVDR	Séquence de référence
Gain utile en dB	47.4	44.6	47.1	47.1
$\frac{E_b}{N_0}$ en dB	13.7	11.1	13.5	13.5

TAB. 4.1: Performances dans le cas idéal sans interférence pour 240 symboles

Le formateur conventionnel donne bien le maximum de gain dans la direction de l'utile, avec le meilleur $\frac{E_b}{N_0}$ en l'absence de brouilleurs.

Les autres formateurs sont sous-optimaux dans le cas sans brouilleur, toutefois la spécification de 40 dB en gain utile est respectée quelque soit le formateur utilisé, lorsque le nombre de symboles utilisé pour l'estimation des matrices de covariance et d'inter-corrélation est suffisant. Le formateur MPDR est celui donnant les moins bonnes performances cela est dû au fait que ce formateur cherche à minimiser la puissance en sortie de FF.

D'après les résultats obtenus, nous proposons d'utiliser pour la suite environ **240 symboles** de données pour les estimations. La séquence de référence choisie est donc une séquence de 240 symboles obtenue en répétant une séquence de CAZAC de 16 symboles.

La figure suivante présente les diagrammes d'antenne obtenus avec 240 symboles (tracé suivant la direction $\theta \cos(\phi)$) pour chacun des formateurs.

En l'absence d'interférence et de perturbations, les formateurs Conventionnel, MVDR et par séquence de référence permettent d'obtenir le gain maximal de l'antenne (47 dB) dans la direction de l'utile (ici 0°). Les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ associés sont de l'ordre de 13.7 dB. Quant au formateur MPDR, il donne un gain utile d'environ 45 dB et un $\frac{E_b}{N_0}$ de 11 dB.

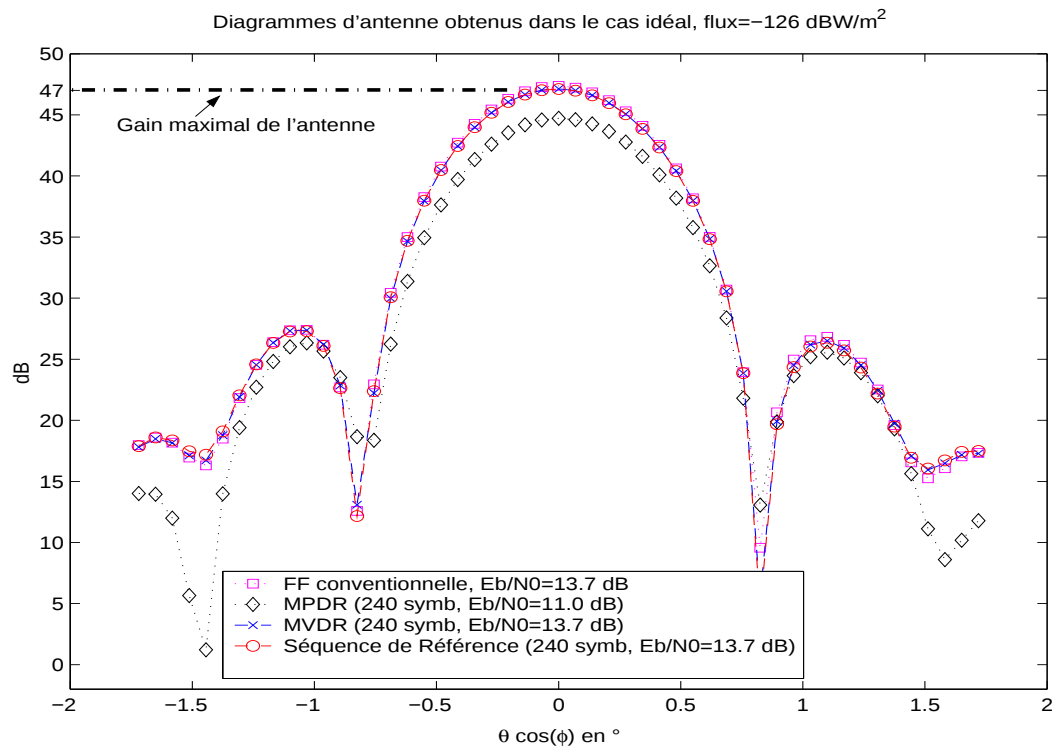


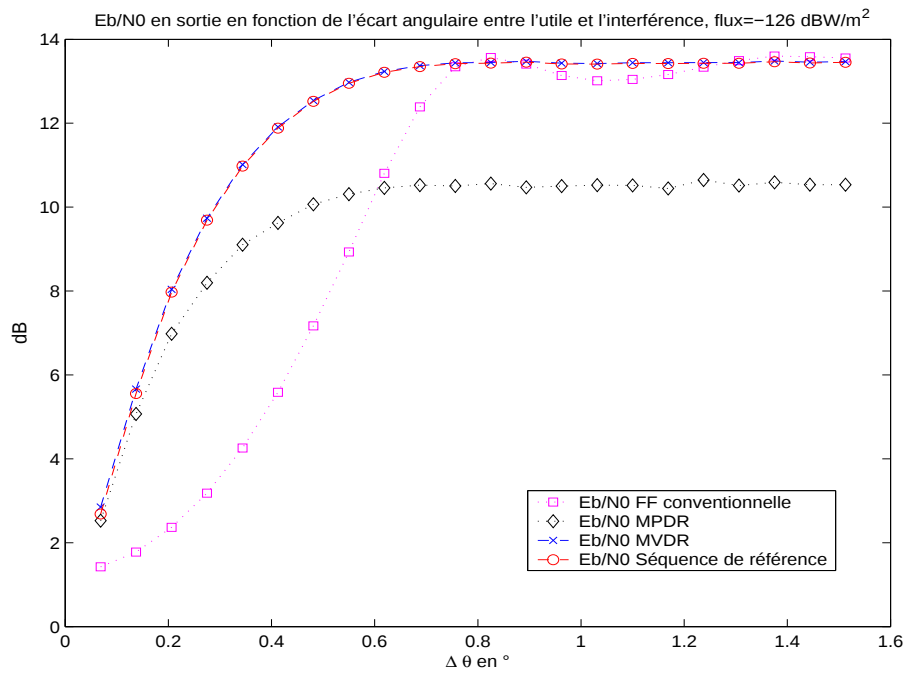
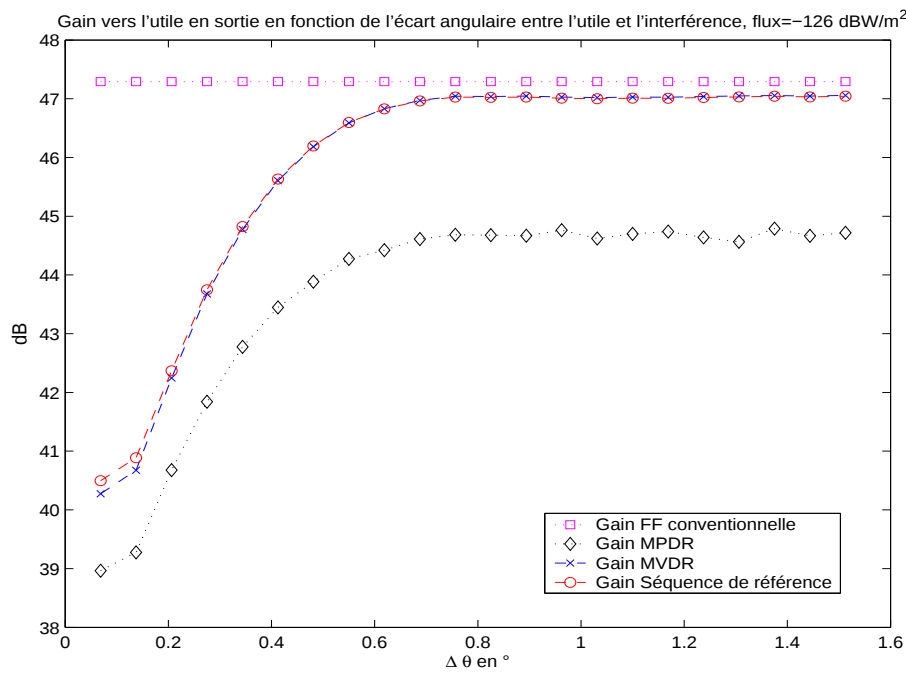
FIG. 4.4: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (cas idéal, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

Diagrammes obtenus en présence d'interférence

La première analyse consiste à étudier l'impact de la présence d'une interférence de puissance équivalente au signal utile sur les performances des différents formateurs en l'absence de perturbations.

On utilise 240 symboles de données pour les estimations. On se place suivant un angle ϕ donné (ici 0°) et on fait varier la position de l'interférence suivant θ .

Dans un premier temps, on trace pour chaque formateur, les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile obtenues en sortie pour différentes positions de l'interférence (FIG. 4.5(a) et 4.5(b)). Plus l'interférence est proche de l'utile plus son influence est importante et plus les performances sont dégradées.

(a) $\frac{E_b}{N_0}$ 

(b) Gain vers l'utile

FIG. 4.5: Performances des formateurs en fonction de la position de l'interférence

Les formateurs MVDR et par séquence de référence sont les plus robustes à l'interférence. Bien qu'ayant de moins bonnes performances, le formateur MPDR permet d'obtenir un $\frac{E_b}{N_0}$ en sortie supérieur à 5.7 dB et un gain vers l'utile supérieur à 40 dB, dès que la distance utile-interférence est supérieure à 0.2° . Par contre, le formateur conventionnel est le plus sensible à la présence d'une interférence puisqu'il ne permet pas de l'atténuer de façon spécifique, il faut un écart angulaire d'au moins 0.4° pour atteindre le niveau de 5.7 dB en $\frac{E_b}{N_0}$. De plus, pour certains angulaires utile/interfèrent, la remontée des lobes secondaires explique que l'interférence est parfois moins atténuée que pour des écarts plus faibles.

Ces performances s'expliquent par le fait que les formateurs adaptatifs tiennent compte de l'environnement pour le calcul de leur pondération contrairement au formateur conventionnel dont le diagramme ne dépend que de la direction visée (voir paragraphe 4.2).

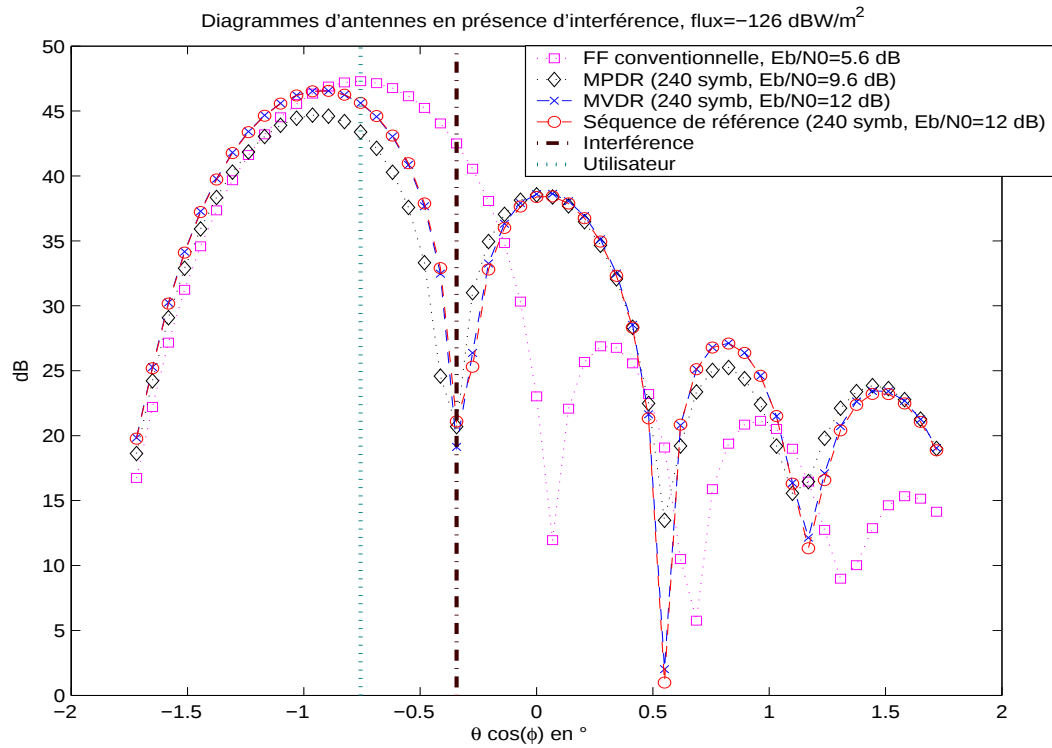


FIG. 4.6: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (interférence, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

Les formateurs adaptatifs cherchent à minimiser la contribution de l'interférence en plaçant un trou dans sa direction (FIG. 4.6), le formateur conventionnel se contente d'assurer le gain maximal dans la direction de l'utile (lobe principal). On note aussi que la formation d'un trou provoque une déformation des diagrammes adaptatifs conduisant à une dégradation du gain utile (dépointage du lobe principal).

Les formateurs adaptatifs permettent bien d'améliorer les performances en terme de $\frac{E_b}{N_0}$ par rapport au formateur conventionnel en présence d'interférence.

Les algorithmes présentés ici sont les mieux adaptés au contexte du système. C'est pourquoi, nous nous limitons à ceux-ci et n'envisageons pas d'autres méthodes dans cette étude.

Les algorithmes retenus et leur implémentation en simulation étant présentés, nous nous intéressons à leur robustesse par rapport à différentes perturbations dans la section suivante.

4.3 Conditions d'implémentation des algorithmes

Dans cette partie, nous proposons d'étudier le comportement des algorithmes décrits précédemment face à l'introduction de différentes sources de perturbations telles que les dégradations dues au canal de transmission, une mauvaise synchronisation du signal à la réception, la présence de perturbations sur les vecteurs directionnels ou encore l'utilisation d'un vecteur de pondération quantifié pour évaluer les performances des formateurs.

4.3.1 Influence du canal de transmission

Nous nous replaçons en environnement sans interférence. Nous nous intéressons maintenant à l'impact des erreurs dues au canal de transmission sur les performances des formateurs de faisceaux.

Nous analysons l'influence du retard de propagation, des erreurs de phase puis des erreurs en fréquence sur les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile en sortie de FF.

Effet du retard de propagation

Comme vu dans le chapitre 3, le retard de propagation s'écrit dans les simulations $\tau = T_s \times \frac{\text{delay}}{32}$ où T_s représente la durée d'un symbole.

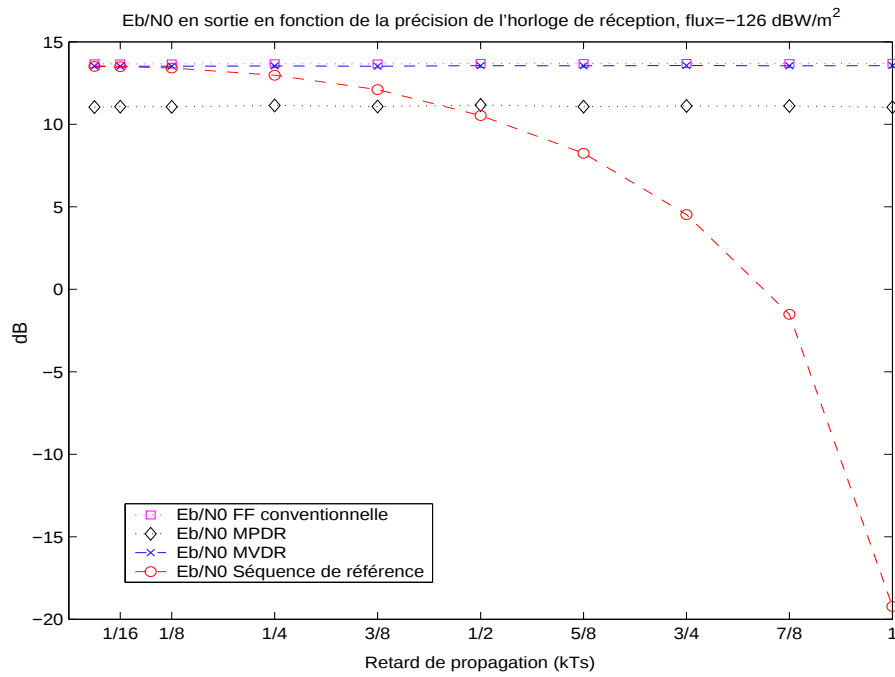
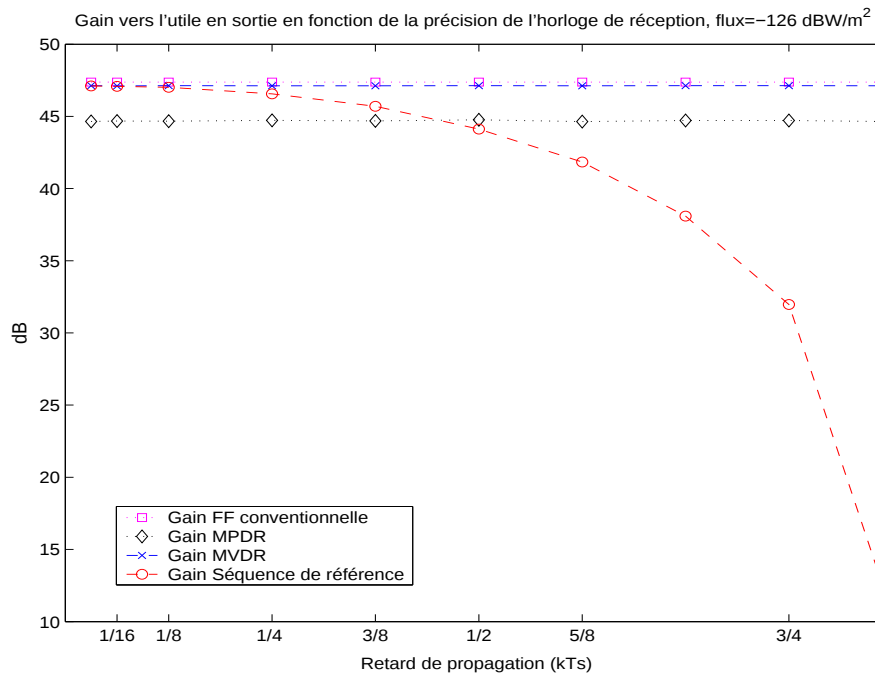
Les figures suivantes donnent les performances obtenues par chaque algorithme pour différentes valeurs de τ . Ce retard reste inférieur à la durée symbole, il est équivalent ici à la précision de l'horloge de réception. Celle-ci est obtenue après la récupération du rythme symbole (et donc de la durée symbole T_s) [37] à l'aide d'un algorithme de synchronisation qui est réalisé sur chaque burst (par exemple l'estimateur de Oerder et Mayer [38]).

Seul le formateur par séquence de référence est impacté par ce type d'erreur. En effet, dès que la précision de l'horloge de réception est supérieure à $\frac{T_s}{8}$, on observe des dégradations de performances. Ainsi, les pertes en $\frac{E_b}{N_0}$ et en gain vers l'utile sont d'environ 3 dB pour une précision d'horloge de $\frac{T_s}{2}$.

Cela s'explique par le fait que le calcul de la pondération pour cet algorithme est basé sur l'intercorrélation entre la séquence de référence émise et celle effectivement reçue au niveau du satellite. Ainsi, si la précision de l'horloge de réception n'est pas suffisante, la corrélation entre les symboles reçus et émis ne sera pas suffisante pour garantir les performances de ce formateur de faisceaux. Les pondérations des autres formateurs étant basées sur des matrices de covariance (MVDR et MPDR) et des vecteurs directionnels (Conventionnel, MPDR, MVDR), la synchronisation trame des signaux reçus n'a pas d'impact sur leurs performances.

Pour les chapitres suivants, nous nous plaçons dans le cas limite et nous fixons la précision de l'horloge de réception à $\frac{T_s}{8}$ (on se place donc dans le cas pire).

Les performances correspondantes pour le formateur par séquence de référence sont un $\frac{E_b}{N_0}$ d'environ 13.3 dB et un gain vers l'utile d'environ 46.9 dB. Le tracé du diagramme d'antenne correspondant (FIG. 4.8) confirme l'obtention de performances similaires au cas idéal.

(a) $\frac{E_b}{N_0}$ 

(b) Gain vers l'utile

FIG. 4.7: Performances des formateurs en fonction de la précision de l'horloge de réception

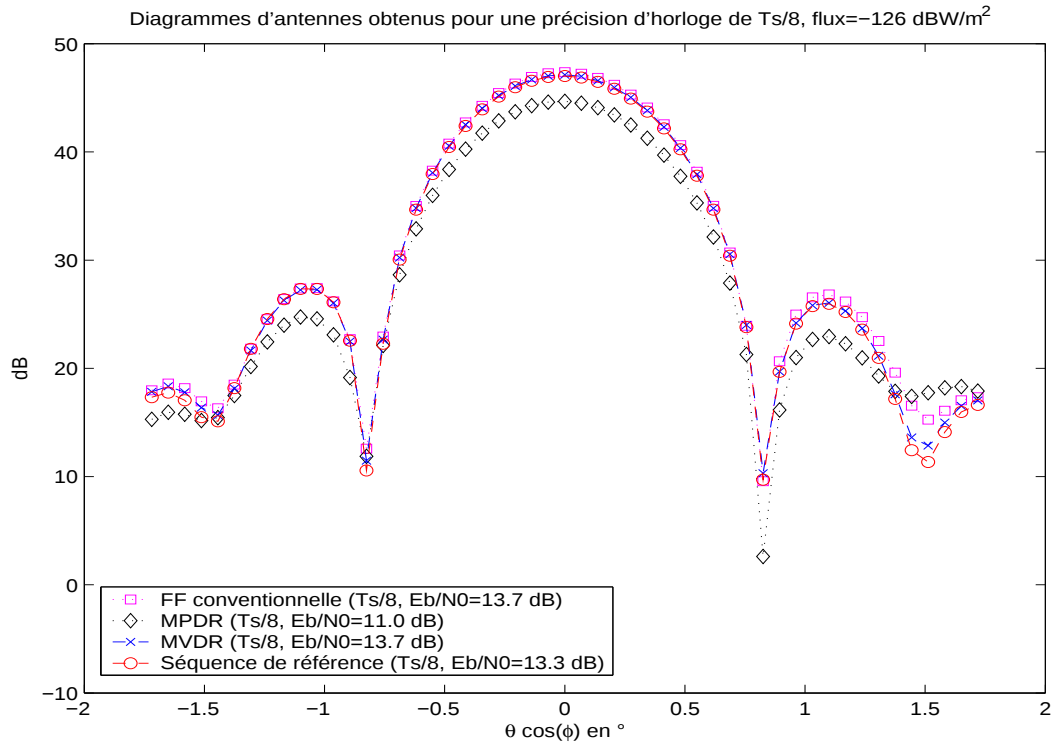


FIG. 4.8: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (retard de propagation $\frac{T_s}{8}$, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

Effet des erreurs de phase et de fréquence

On s'intéresse ensuite à l'effet de l'erreur de phase ψ puis de l'erreur de fréquence $\frac{\Delta f}{R_s}$ (voir chapitre 3) sur les formateurs.

Les figures 4.9(a) et 4.9(b) présentent les performances en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile obtenues par les différents formateurs en fonction de l'erreur de phase.

En moyenne, ce type d'erreur n'affecte pas les formateurs. En effet, le calcul des pondérations étant basé sur l'évaluation d'autocorrélation ou d'intercorrrelation des signaux, les erreurs de phase se compensent. Elles affectent tous les symboles de façon identique.

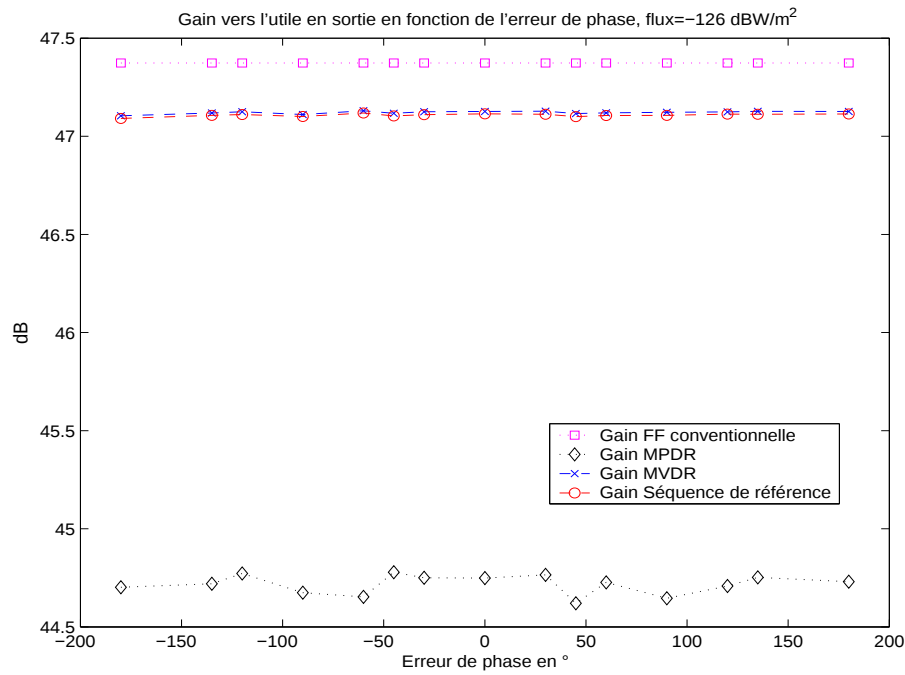
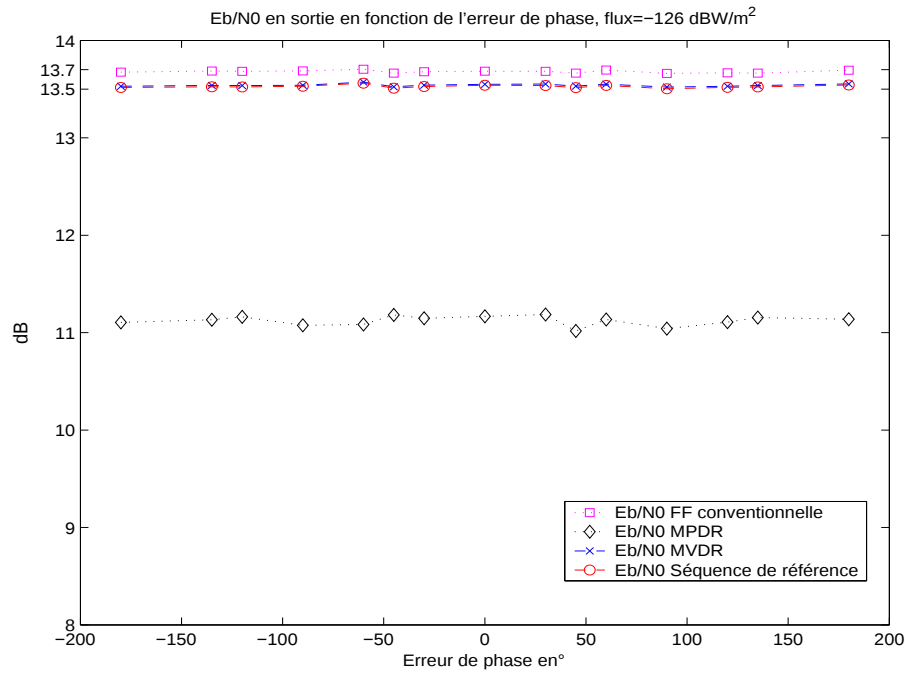


FIG. 4.9: Performances des formateurs en fonction de l'erreur de phase

Pour la suite, on fixe la valeur de l'erreur en phase ψ à 45° . Les diagrammes d'antenne correspondant à cette valeur sont donnés par la figure 4.10. Ils sont similaires à ceux obtenus dans le cas idéal.

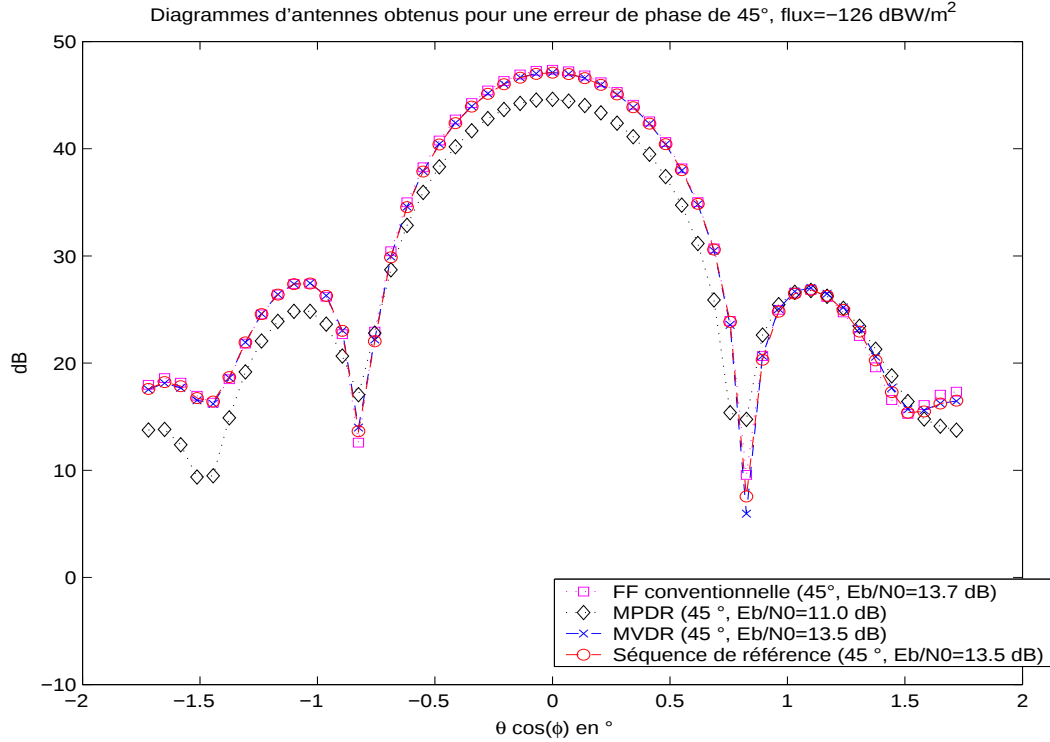


FIG. 4.10: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (erreur de phase 45° , coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

Dans le cas des erreurs en fréquence, on observe (FIG. 4.11(a) et 4.11(b)) des dégradations de performances dès que la valeur de $\frac{\Delta f}{R_s}$ dépasse 10^{-3} .

Ces dégradations n'affectent que le formateur par séquence de référence. En effet, seul ce formateur a des performances qui dépendent des symboles de signal reçus. Les erreurs en fréquence provoquent un incrément de phase sur chaque échantillon de signal (équation 3.9 du chapitre 3). Cet incrément de phase est d'autant plus important que la séquence est longue. Le signal reçu diffère donc du signal de référence. L'intercorrélation entre le signal reçu et la séquence pilote émise est alors dégradée.

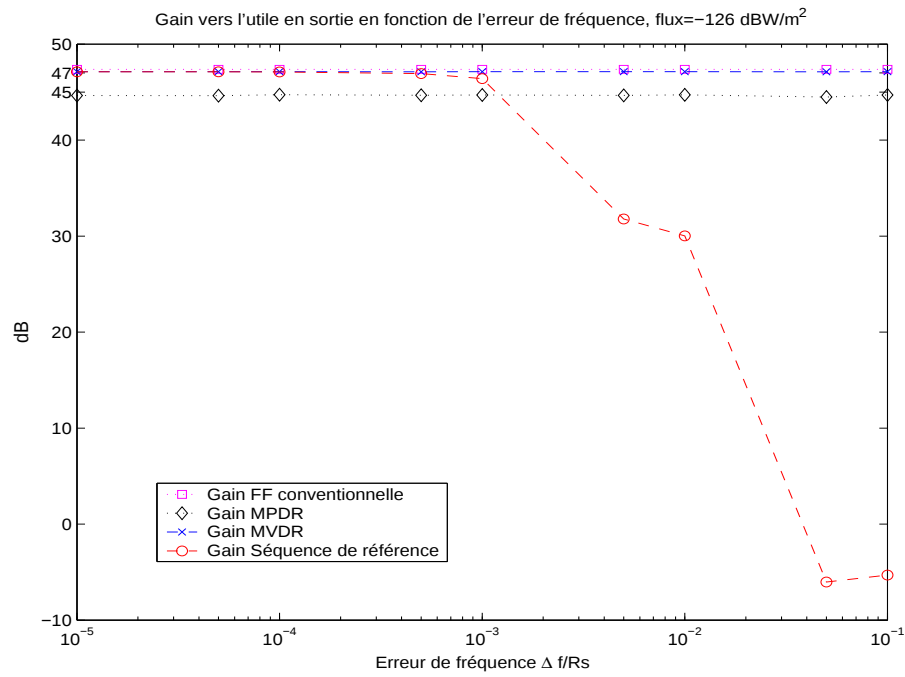
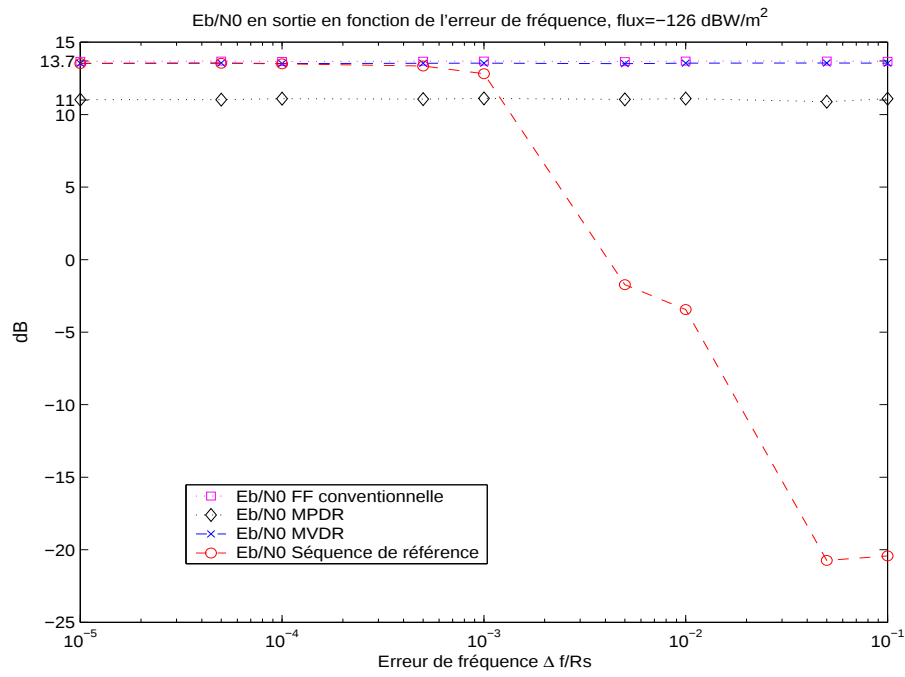


FIG. 4.11: Performances des formateurs en fonction de l'erreur de fréquence

Ainsi, par exemple, pour un $\frac{\Delta f}{R_s}$ de 5×10^{-3} , les pertes en $\frac{E_b}{N_0}$ et celles en gain vers l'utile atteignent près de 15 dB. La communication ne peut être établie car le gain est bien insuffisant.

Pour les chapitres suivant, on se place dans le cas limite et on fixe $\frac{\Delta f}{R_s}$ à 10^{-3} .

Dans la norme DVB-RCS [13], la précision de la fréquence normalisée $\frac{\Delta f}{F_0}$ est d'environ 10^{-8} . Avec une fréquence porteuse F_0 de 30 GHz et un rythme symbole R_s de 700 kilosymboles par secondes, on peut estimer la valeur pire de $\frac{\Delta f}{R_s}$ à 5×10^{-4} . La valeur choisie est donc pertinente.

Les diagrammes d'antenne obtenus (FIG. 4.12) montrent la légère dégradation occasionnée par cette erreur de fréquence sur le formateur par séquence de référence. Le gain vers l'utile passe à 46.4 dB (au lieu des 47 dB du cas idéal) et le $\frac{E_b}{N_0}$ à 12.8 dB (au lieu de 13.7 dB).

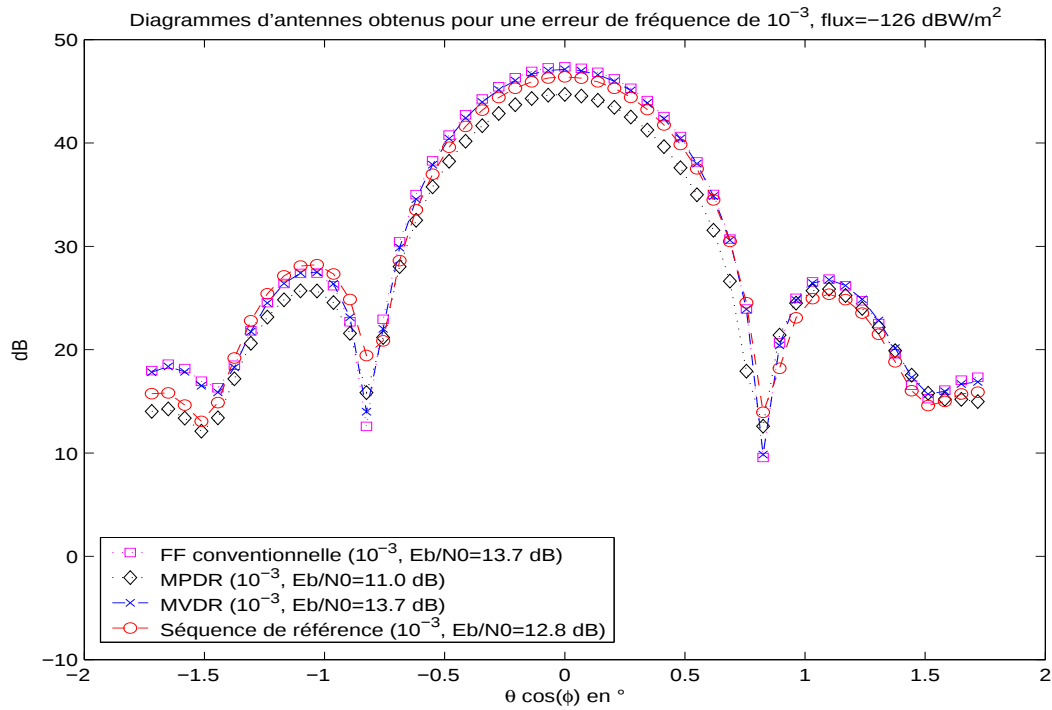


FIG. 4.12: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (erreur de fréquence $\frac{\Delta f}{R_s} = 10^{-3}$, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

4.3.2 Influence de la synchronisation trame

Après le passage par le canal de transmission, le signal émis subit les dégradations décrites ci-dessus. Au niveau de la réception, le flot de données émises arrive de façon continue, et on ne peut a priori savoir à quel moment les données d'intérêt sont reçues.

Dans cette partie, on suppose que les pondérations des différents formateurs sont calculées sans que les données reçues soient synchronisées (les données d'intérêt ne sont pas localisées dans le flot reçu). Pour récupérer le signal transmis et détecter la séquence de référence, une première formation de faisceaux est nécessaire pour avoir un niveau de gain suffisant et récupérer l'horloge afin d'obtenir les valeurs pires pour les erreurs dues au canal de transmission choisies plus haut soit : $\Delta\tau = \frac{T_s}{8}$, $\psi = 45^\circ$ et $\frac{\Delta f}{R_s} = 10^{-3}$, ces erreurs sont cumulées dans les simulations.

Les performances obtenues par les différents formateurs de faisceaux sont données par les figures suivantes. Une fois de plus, pour les mêmes raisons évoquées plus haut, seul le formateur par séquence de référence est sensible à ce type de perturbation.

Les pics de valeurs observés pour des décalages multiples de 8 (8, 16, 24, 32,...) s'expliquent par l'autocorrélation de la séquence de référence de 240 symboles. Cette séquence est obtenue par la répétition du motif suivant [1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1] sur les voies I et Q (voir plus haut). Cependant les performances restent dégradées dans de nombreuses configurations

Un nouveau schéma de chaîne de réception est alors proposé (FIG. 4.14(a)).

La nouvelle chaîne comprend une première partie dans laquelle une première formation de faisceaux est appliquée. Cette préformation doit permettre d'obtenir un niveau de gain suffisant en sortie pour pouvoir détecter la séquence de référence dans le signal reçu. Nous proposons d'utiliser la formation de faisceaux fixes décrite dans le chapitre 2 (paragraphe 2.4.1) comme préformation de faisceaux. Cette formation fixe est obtenue en maximisant simultanément le gain minimum et le $\frac{C}{T}$ sur chaque faisceau formé. Il s'agit de coefficients de pondération de FF fixe, ils ne sont calculés qu'une fois.

Dans une seconde étape, la séquence est détectée grâce à un traitement appelé corrélation passive [39] (FIG. 4.14(b)). Cette méthode permet la détection de la séquence en recherchant le pic de corrélation entre le signal reçu et le signal pilote attendu en appliquant le filtre adapté [29] à la séquence de référence sur le signal reçu. Ce maximum correspond à la fin de la séquence de référence contenue dans le signal.

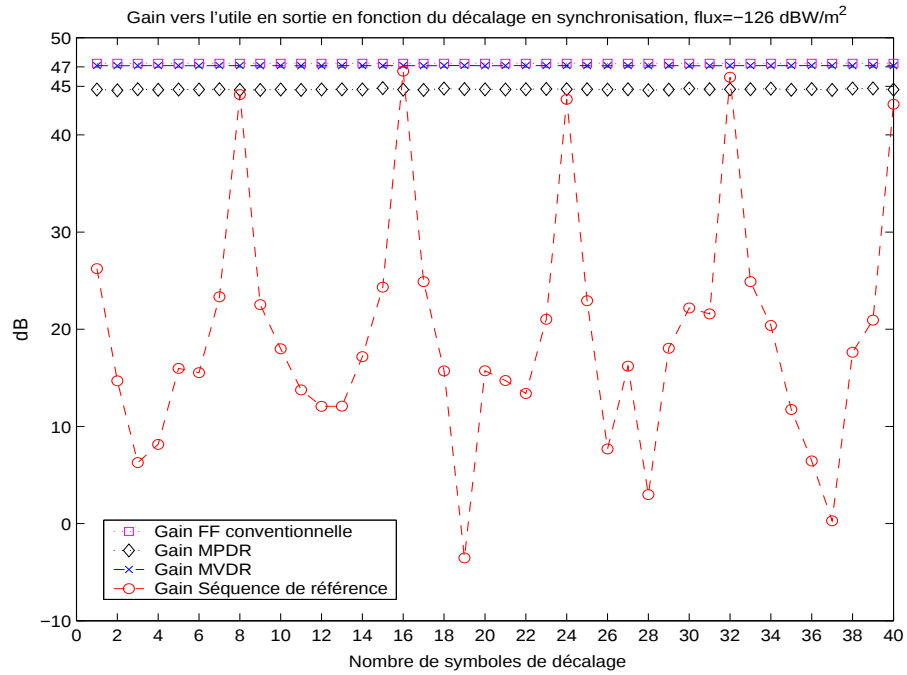
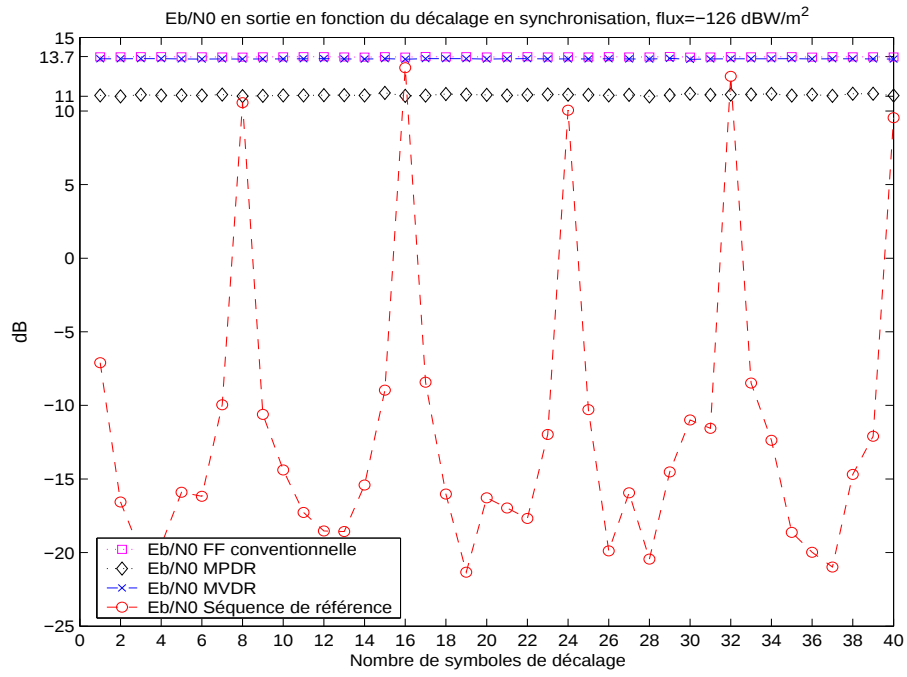
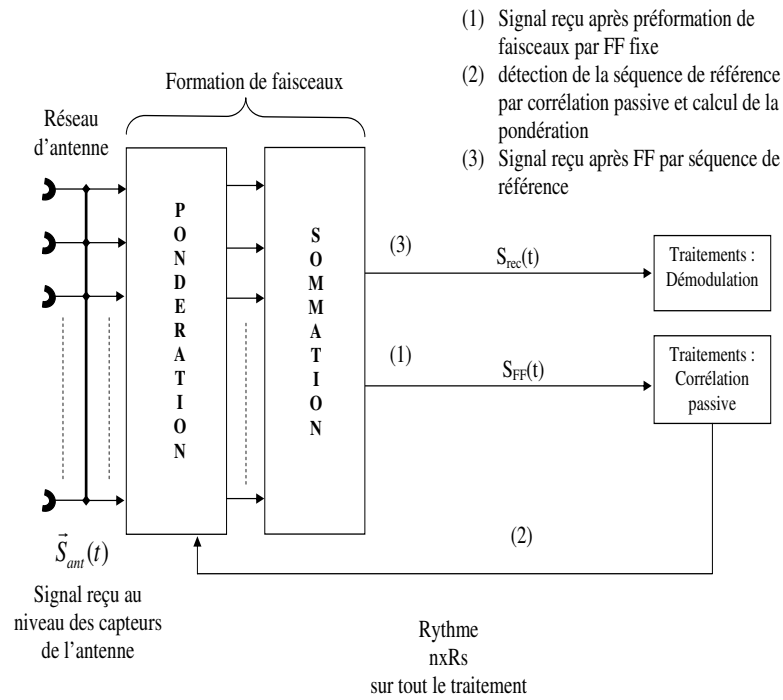
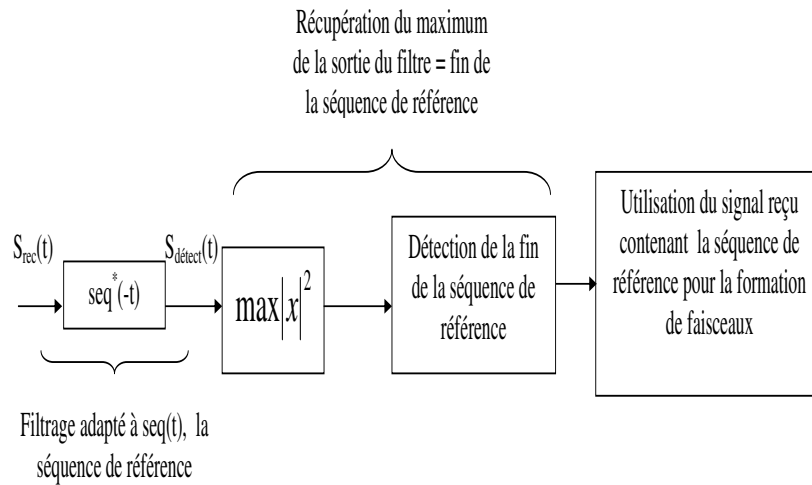


FIG. 4.13: Performances des formateurs en fonction de la désynchronisation



(a) Chaîne de réception intégrant la corrélation passive



(b) Corrélation passive

FIG. 4.14: Système de synchronisation proposé pour le formateur par séquence de référence

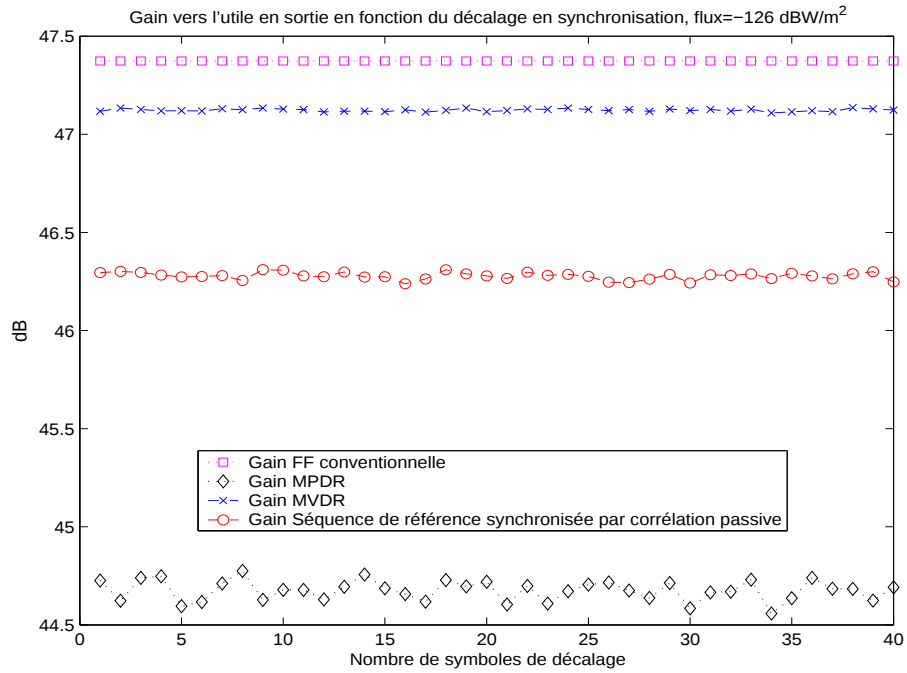
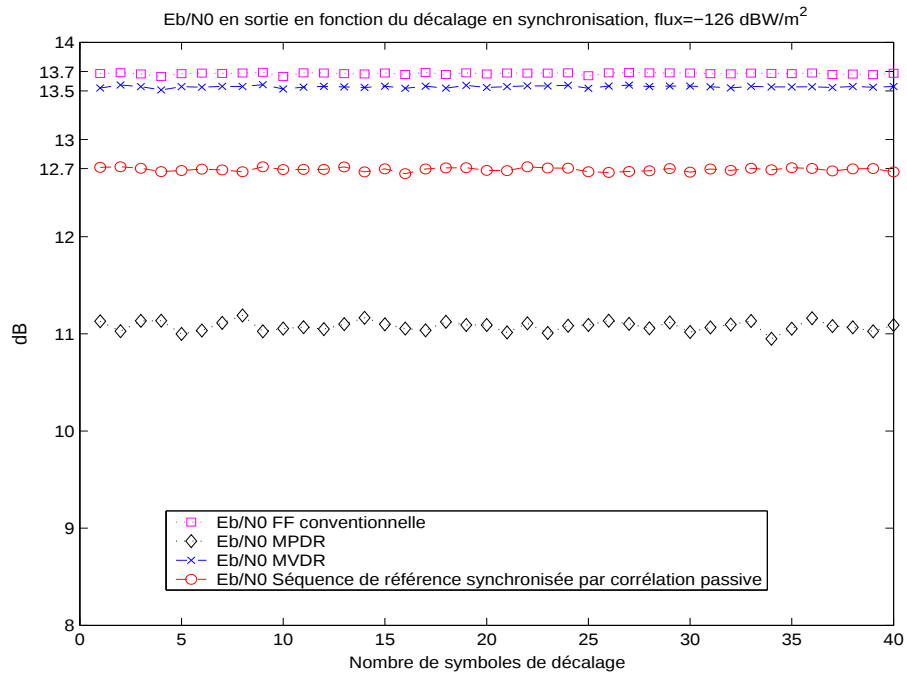


FIG. 4.15: Performances des formateurs en fonction de la désynchronisation (Formateur par séquence de référence synchronisé par corrélation passive)

Les performances obtenues en utilisant ce système sont données par les figures 4.15(a) et 4.15(b). La récupération de la séquence de référence par corrélation passive préalable à la formation de faisceaux par séquence de référence permet bien de retrouver des niveaux de $\frac{E_b}{N_0}$ d'environ 12.7 dB et gain vers l'utile d'environ 46.4 dB pour le formateur par séquence de référence.

On rappelle que les erreurs dues au canal de transmission ont été prises en compte pour s'assurer de la robustesse de la détection de la séquence par corrélation passive. Cela explique également les niveaux obtenus, dégradés par rapport au cas idéal.

Les diagrammes d'antenne correspondant sont donnés par la figure suivante. Grâce à la détection de la séquence par corrélation passive après une préformation de faisceaux, le formateur par séquence de référence retrouve des performances proches de ceux du cas idéal (environ 1 dB de dégradation en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain utile).

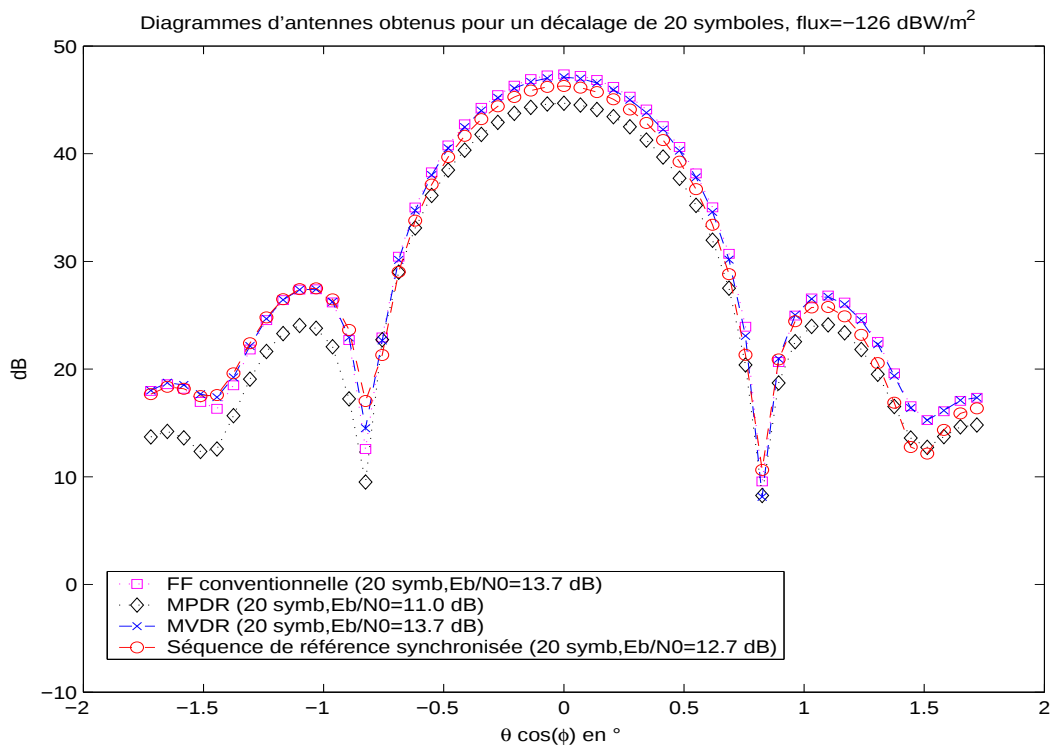


FIG. 4.16: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (décalage en synchronisation de 20 symboles et corrélation passive, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

En conclusion de cette partie, les perturbations dues au canal de transmission (le retard se traduisant par la précision de l'horloge de réception et la synchronisation sur la séquence de référence reçue, les erreurs en phase et en fréquence) affectent essentiellement le formateur par séquence de référence. En effet, le calcul de la pondération de ce formateur est basé sur la corrélation entre la séquence reçue et la séquence effectivement émise. Les performances du formateur sont donc d'autant meilleures que les symboles considérés au niveau du récepteur sont proches des symboles émis.

Pour diminuer l'effet de ces dégradations, nous proposons d'appliquer une première formation de faisceaux, pour assurer un niveau de gain suffisant, puis de détecter la séquence de référence dans le signal reçu par corrélation passive. Ce nouveau système permet d'améliorer considérablement les performances du formateur par séquence de référence et de le rendre compétitif face aux autres formateurs proposés, au prix toutefois d'une complexité accrue.

4.3.3 Influence des vecteurs directionnels

Ici, nous nous intéressons à l'influence des perturbations sur les vecteurs directionnels sur les performances des différents formateurs. Ces perturbations sont décrites dans le chapitre 3.

D'après l'équation 3.19, les vecteurs directionnels perturbés dépendent des paramètres σ_A , σ_ν , les écart-types respectifs des erreurs en amplitude et en phase, ainsi que de $\Delta\theta$ et $\Delta\phi$ représentant le décalage en élévation et en azimut.

Les valeurs retenues pour ces paramètres dans les simulations sont données par le tableau 3.1.

Après analyse sur 1000 tirages de perturbations, on évalue les valeurs moyennes en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile obtenus en sortie de FF. Les performances minimales garanties dans 99% des cas sont aussi calculées.

Le formateur par séquence de référence est le seul robuste aux perturbations sur les vecteurs directionnels (FIG. 4.17(a)). En effet, ces derniers n'interviennent pas explicitement dans le calcul de la pondération. On obtient un gain vers l'utile de 47.1 dB en moyenne et un $\frac{E_b}{N_0}$ de 13.5 dB, les écart-types respectifs étant de l'ordre de 0.4 dB.

Les formateurs MVDR et conventionnel sont affectés par ce type de perturbations. En effet, les vecteurs directionnels interviennent dans le calcul des pondérations associées. En moyenne, on obtient des gains vers l'utile de 46.6 dB et 46.8 dB respectivement et des $\frac{E_b}{N_0}$ d'environ 13 dB, les écart-types étant de l'ordre de 0.4 dB. Les pertes observées par rapport au cas idéal s'expliquent entre autre par l'erreur de pointage entre la direction effectivement visée et celle souhaitée.

Formateurs		Conventionnel	MPDR 240 symboles	MVDR 240 symboles	Séquence de référence 240 symboles
Gain vers l'utile (dB)	moyenne	46.8	30.9	46.6	47.1
	écart type	0.40	0.71	0.42	0.36
	minimal garanti à 99%	45.9	29.0	45.6	46.3
$\frac{E_b}{N_0}$ (dB)	moyenne	13.1	-2.7	13.0	13.5
	écart type	0.41	0.69	0.43	0.38
	minimal garanti à 99%	12.2	-4.5	11.9	12.7

(a) Tableau récapitulatif des performances

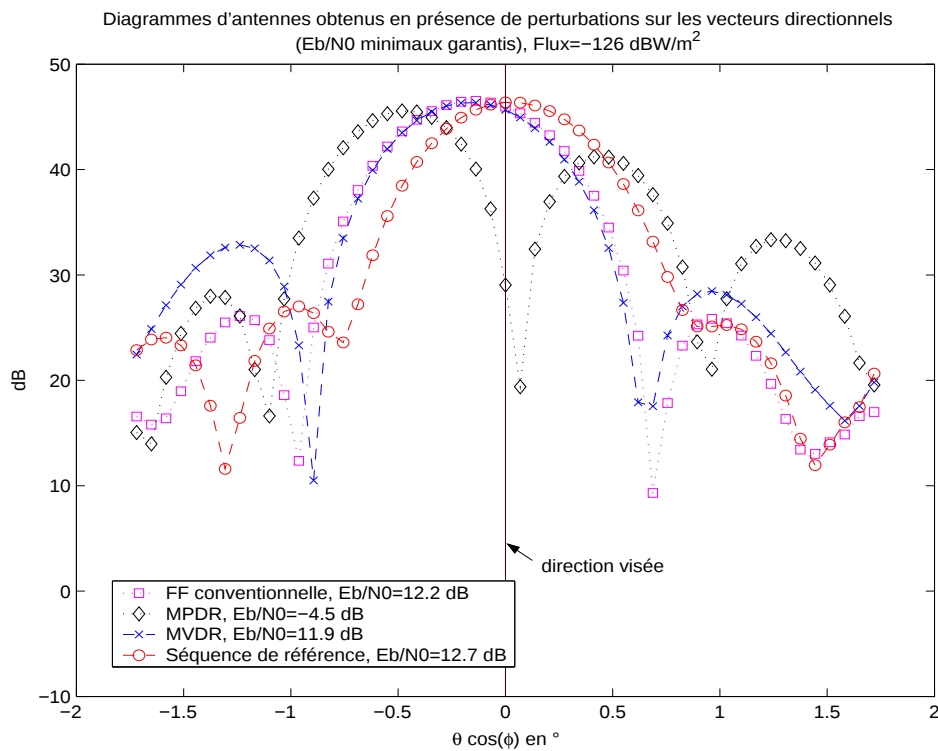
(b) Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ pour les performances minimales garanties à 99% (coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

FIG. 4.17: Performances obtenues par les formateurs en présence de perturbations sur les vecteurs directionnels

Le formateur le plus sensible est le formateur MPDR. Ce dernier présente une dégradation de performance notable avec un $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de -2.7 dB (soit une dégradation de près de 14 dB) et un gain vers l'utile moyen de 30.9 dB, les écarts-types respectifs étant de l'ordre de 0.7 dB.

Cela était prévisible d'une part parce que cette méthode de FF nécessite d'avoir des informations sur la direction visée et d'autre part que le calcul de la pondération utilise la matrice de covariance du signal global reçu (signal utile, bruit et interférence éventuelle). La direction du signal utile étant erronée, le formateur considère l'utile comme un brouilleur et tente de former un trou dans sa direction, d'où cette dégradation de performance.

Les diagrammes d'antenne correspondant aux performances minimales garanties dans 99% des cas sont tracés sur la figure 4.17(b).

Seul le formateur par séquence de référence pointe dans la direction visée, il présente un $\frac{E_b}{N_0}$ d'environ 12.7 dB soit environ 1 dB de moins que dans le cas idéal.

Les formateurs MVDR et conventionnel ont leurs diagrammes légèrement dépointés d'où des $\frac{E_b}{N_0}$ de 11.9 dB et 12.2 dB.

Enfin, le formateur MPDR forme un trou dans la direction visée ce qui explique un niveau de $\frac{E_b}{N_0}$ de -4.5 dB. Des méthodes telles que le diagonal loading [20] (qui consiste à rajouter une contrainte sur la norme du vecteur de pondération) peuvent permettre de rendre ce formateur plus robuste. Toutefois, ce formateur ayant les moins bonnes performances dans le cas idéal, nous n'envisageons pas de l'améliorer.

Pour conclure cette partie, nous dirons que le formateur le plus robuste aux perturbations sur les vecteurs directionnels est le formateur par séquence de référence. En effet, ce dernier est le seul à ne pas nécessiter d'informations sur la direction visée pour sa mise en place. Les autres formateurs sont sensibles à des degrés divers à ce type d'erreur.

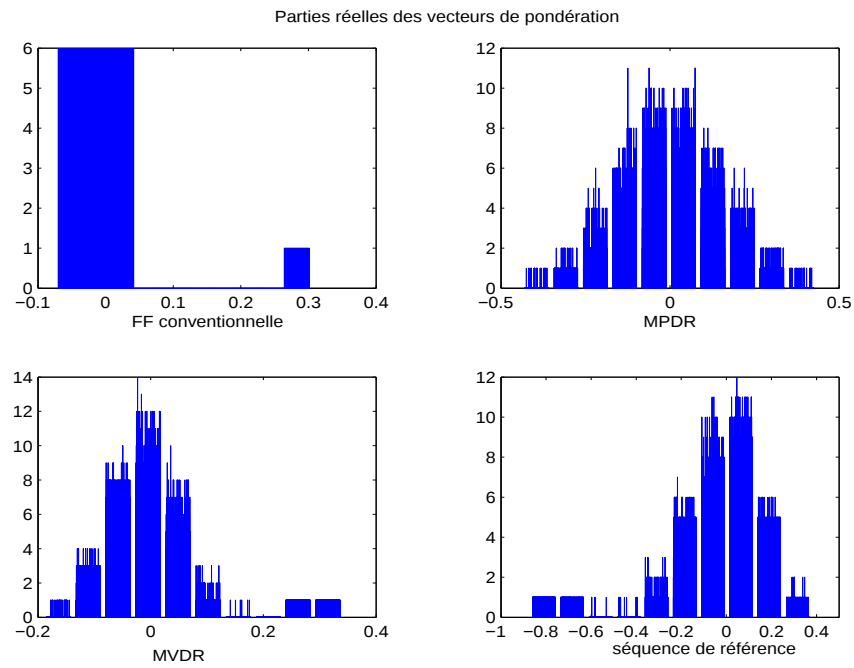
4.3.4 Influence de la quantification sur la pondération

Nous nous intéressons maintenant à l'impact d'une quantification des coefficients de pondération du formateur de faisceaux sur ses performances en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile.

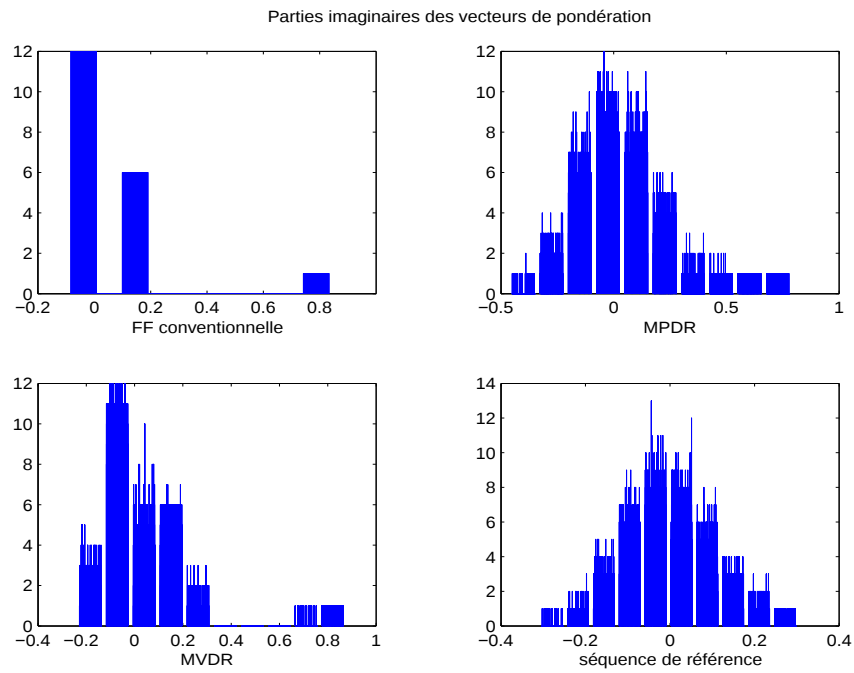
Dans ce travail, seuls les coefficients de pondération ont été quantifiés. La quantification des signaux reçus n'est pas prise en compte car elle est du second ordre par rapport à la quantification des coefficients de pondération.

Il nous faut évaluer les niveaux de performance atteints pour chacun des formateurs en fonction du nombre de bits de quantification utilisés pour les calculs de pondération.

Nous traçons tout d'abord les histogrammes des vecteurs de pondération obtenus par les différentes méthodes de FF présentées plus haut pour choisir l'intervalle optimum des valeurs des coefficients à quantifier.



(a) Histogrammes de la partie réelle



(b) Histogrammes de la partie imaginaire

FIG. 4.18: Histogrammes de la pondération des différents formateurs

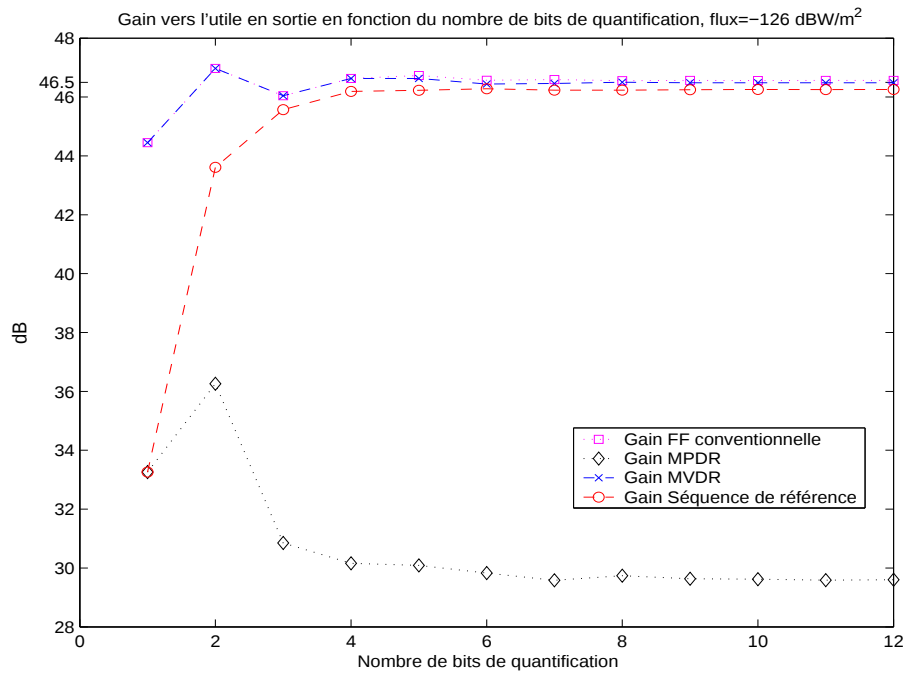
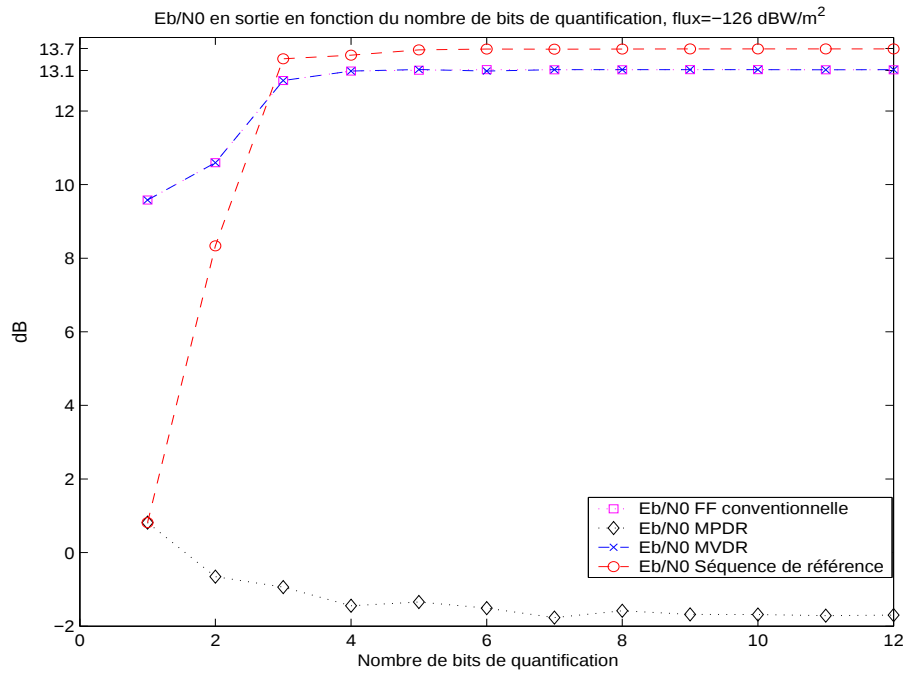


FIG. 4.19: Performances des formateurs en fonction du nombre de bits utilisé pour la quantification de la pondération (perturbations canal et des vecteurs directionnels)

Dans le modèle de simulation, on reprend les différents types d'erreurs décrits plus haut c'est-à-dire les erreurs dues au canal de transmission ($\Delta\tau = \frac{T_s}{8}$, $\psi = 45^\circ$, $\frac{\Delta f}{R_s} = 10^{-3}$, désynchronisation de 20 symboles) et un jeu de perturbations sur les vecteurs directionnels. De plus, on considère qu'il n'y a pas d'interférence et que la séquence de référence est détectée par corrélation passive.

Les figures 4.18(a) et 4.18(b) représentent les histogrammes des vecteurs de pondération obtenus par chacun des formateurs de faisceaux.

Nous quantifions, pour chaque vecteur de pondération, la partie réelle et la partie imaginaire séparément.

Ces histogrammes nous permettent de fixer les paliers extrêmes du quantificateur à environ -0.8 et 0.5 pour la partie réelle et à -0.5 et 0.8 pour la partie imaginaire.

Dans la suite, nous déterminons le nombre de bits de quantification optimal à utiliser. Les figures 4.19(a) et 4.19(b) illustrent les résultats obtenus.

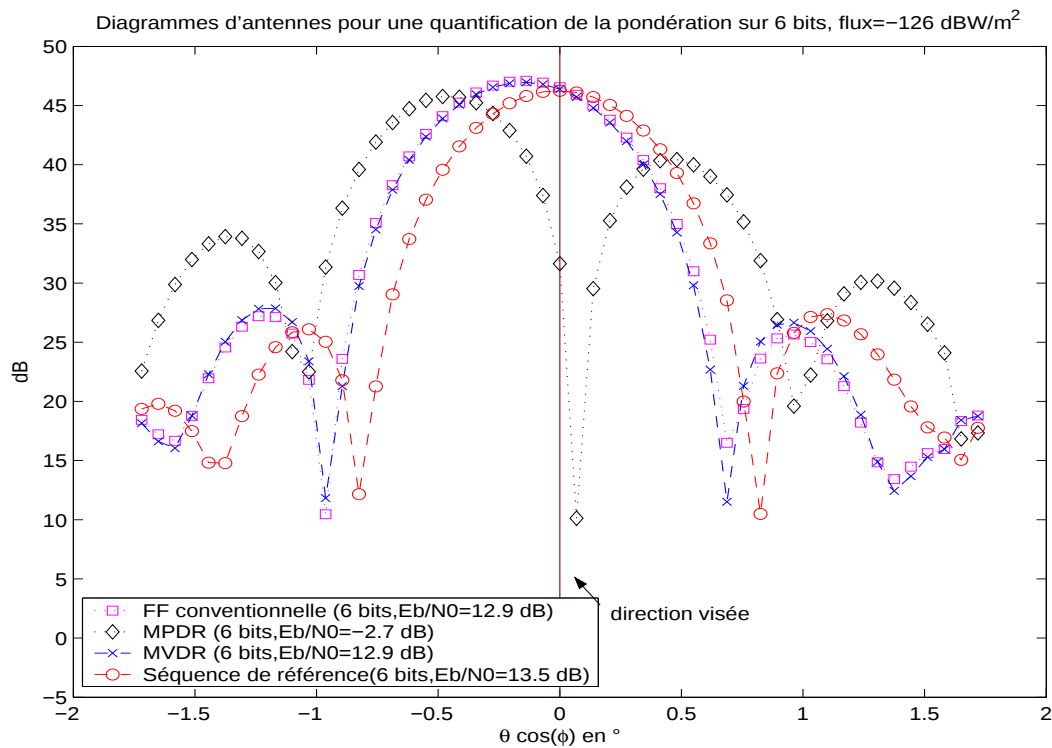


FIG. 4.20: Diagrammes d'antenne obtenus après FF suivant la direction $\theta \cos(\phi)$ (quantification sur 8 bits des vecteurs de pondération et corrélation passive, coupe suivant $\phi = 0^\circ$)

Il apparaît que dès 6 bits, on approche les performances optimales des algorithmes. Les niveaux de gain vers l'utile et $\frac{E_b}{N_0}$ obtenus ne sont toutefois pas les niveaux réels car dans ces simulations les signaux n'ont pas été quantifiés. Ici, on ne cherche qu'à estimer le nombre de bits moyen nécessaire pour quantifier au mieux les différentes pondérations.

Une quantification sur 6 bits des vecteurs de pondération suffirait donc à conserver les performances obtenues par les formateurs. Les diagrammes d'antenne correspondant à une quantification sur 6 bits sont tracés sur la figure 4.20. On retrouve le dépointage des lobes principaux MVDR et conventionnel ainsi que le trou vers l'utile du MPDR. La re-synchronisation par corrélation passive permet au formateur par séquence de référence de retrouver ses performances. Notez toutefois que si l'on rajoute une ou plusieurs interférences, il sera sans doute nécessaire d'augmenter le nombre de bits de quantification.

Le tableau suivant récapitule l'impact des différentes sources de perturbations sur les différents algorithmes de FF présentés.

FF	Conventionnel	MPDR	MVDR	Séquence de référence
retard de propagation τ	pas d'impact	pas d'impact	pas d'impact	fonctionne si $\tau < \frac{T_s}{8}$
erreurs de phase	pas d'impact	pas d'impact	pas d'impact	pas d'impact
erreurs de fréquence $\frac{\Delta f}{R_s}$	pas d'impact	pas d'impact	pas d'impact	fonctionne si $\frac{\Delta f}{R_s} < 10^{-3}$
synchronisation	pas d'impact	pas d'impact	pas d'impact	fonctionne avec la corrélation passive
vecteurs directionnels	impact	impact	impact	pas d'impact

TAB. 4.2: Impact des perturbations sur les algorithmes de FF

4.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les différents algorithmes de FF candidats pour le système satellite : le formateur conventionnel, le MPDR, le MVDR et le forma-

teur utilisant une séquence de référence. L'influence des différents types de perturbations, modélisés dans le chapitre précédent, sur ces algorithmes a été analysé.

Tout d'abord, le formateur conventionnel ne tient pas compte de l'environnement pour le calcul de sa pondération, il est alors moins performant que les formateurs adaptatifs en présence d'une interférence. Ainsi, suivant le type de mission envisagé (présence importante de brouilleurs ou non), ce formateur peut être candidat dans le cas d'un accès du type un spot par utilisateur.

Au vu des différents résultats, le formateur MPDR est le moins robuste dans des conditions réalistes. On ne le retient pas pour la suite.

Les formateurs MVDR et conventionnel nécessitent d'avoir des informations sur la position de l'utilisateur d'intérêt. Ils sont alors sensibles à des erreurs sur les vecteurs directionnels qui se traduisent par un dépointage du lobe principal sur le diagramme. Cela peut être gênant dans le cas où l'on a des brouilleurs proches de l'utile.

Par ailleurs, le formateur MVDR est basé sur la récupération de signal ne contenant que le bruit et les interférences éventuelles. Il faut alors un système permettant la récupération de tels échantillons pour mettre en place un tel algorithme (par exemple un système basé sur du Time Division Multiple Access qui aurait des intervalles de temps où aucun signal utile n'est émis). Cet algorithme n'étant pas compatible avec le système envisagé, il n'est utilisé dans la suite que comme référence.

Enfin, bien que sensible à une mauvaise synchronisation, le formateur par séquence de référence est l'algorithme le plus intéressant à utiliser notamment dans le cas d'un environnement à brouilleurs. En utilisant une préformation de faisceaux et la corrélation passive pour re-synchroniser le système, il apparaît que ce formateur est le plus compétitif.

Procédé d'allocation de la ressource

5.1 Introduction

Les chapitres précédents nous ont permis de décrire de manière générale le type de système utilisé dans le cadre des communications en situation d'urgence. Nous avons également proposé un modèle pour les signaux traités et évalué les performances en discrimination de différents algorithmes de FF.

Parmi ces algorithmes, nous trouvons le formateur conventionnel qui permet de pointer simplement un faisceau vers l'utilisateur et les algorithmes adaptatifs, le formateur par séquence de référence en particulier, qui permet de former le spot de manière à assurer le meilleur gain vers l'utilisateur tout en rejetant les interférences.

Ce dernier type de traitement nous permet d'envisager l'utilisation de la discrimination spatiale pour séparer des utilisateurs partageant la même ressource fréquentielle et d'introduire ainsi la notion d'Accès Multiple à Répartition Spatiale (AMRS) encore appelée SDMA (Spatial Division Multiple Access).

Dans ce chapitre, nous estimons tout d'abord les séparations angulaires nécessaires entre utilisateurs pour fournir une isolation spatiale suffisante et permettre d'atteindre le niveau de $\frac{E_b}{N_0}$ souhaité. Les résultats de cette analyse sont ensuite utilisés pour évaluer la possibilité de réutiliser des ressources fréquentielles dans le cas de la mise en place de la technique SDMA.

Nous présentons ensuite les outils, plus particulièrement les procédés d'allocation de ressources utilisés par les quatre systèmes présentés dans le chapitre 2 (paragraphe 2.4). Ces procédés d'allocation sont utilisés dans le chapitre 6 pour comparer les performances et capacités de trafic de ces systèmes.

Deux algorithmes d'allocation sont proposés. Le premier est utilisé par les systèmes à accès avec spots fixes, le second par les systèmes à accès du type un spot par utilisateur pour lesquels l'utilisation d'un critère angulaire (allocation basée sur le SDMA) est envi-

sagée. Les algorithmes d'allocation proposés ne sont pas optimaux mais ils sont conformes au fonctionnement du système (les utilisateurs arrivent les uns après les autres, toutes les demandes de connexion ne sont pas formulées en même temps). Ils permettent d'autre part de comparer les capacités obtenues dans les différents cas de façon pertinente. De plus, dans un système réel, des contraintes (par exemple la priorité de communication) peuvent exister. Cependant, elles ne sont pas définies à ce stade et ne peuvent pas être prises en compte.

Pour arriver à une comparaison pertinente des capacités obtenues, les différents systèmes sont comparés à conditions équivalentes. On prend donc en compte, d'une part l'ordre des demandes (premier arrivé, premier servi), d'autre part le critère angulaire quand cela est nécessaire.

Comme critère d'arrêt des algorithmes proposés, nous utilisons le nombre de connexions rejetées. Le taux de rejet à partir duquel on considère que l'utilisation du système est maximal est fixé arbitrairement à 10%. Dès que ce taux est atteint, nous arrêtons l'allocation de ressource.

La bande de fréquence de la mission est de 56 MHz. Les canaux de communication sont supposés identiques et ont une largeur de 1 MHz.

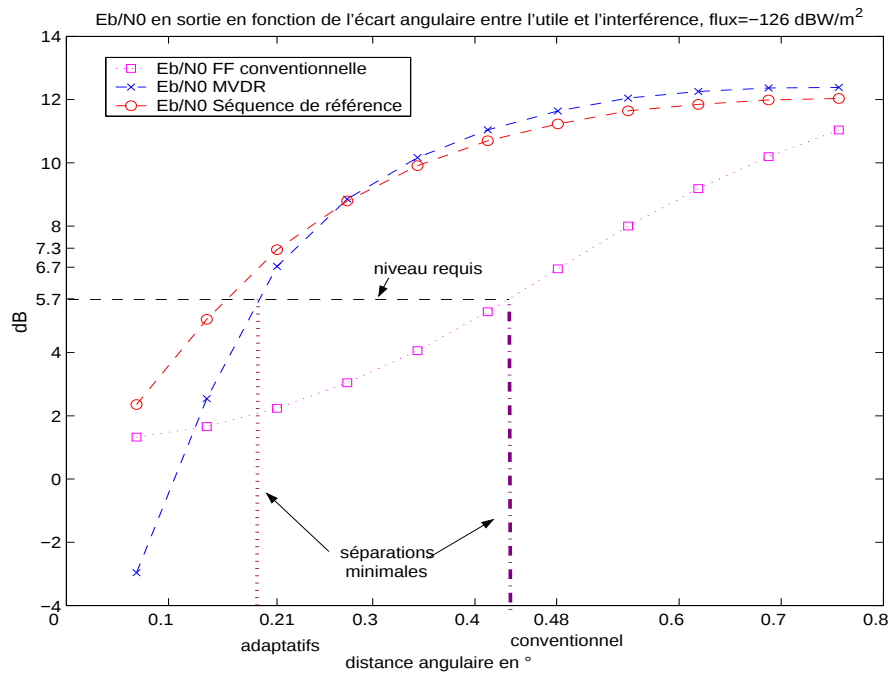
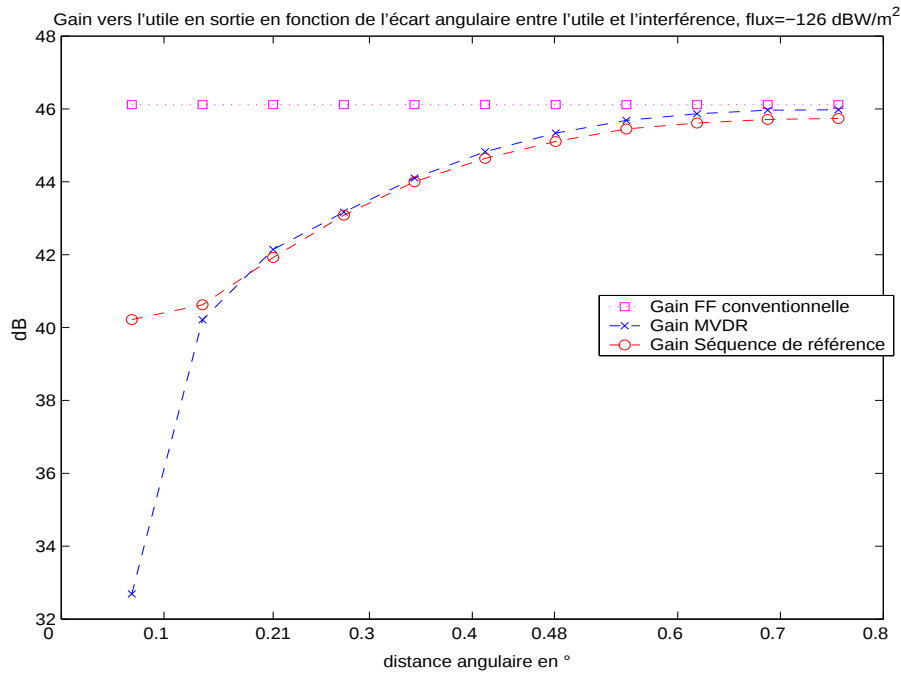
On suppose que tous les utilisateurs demandent le même type de ressource (canal de 1 MHz), le même débit, ont les mêmes caractéristiques de signal (taux de codage, modulation,...) et émettent à la même puissance.

5.2 Facteur de réutilisation des ressources

Dans ce paragraphe, il s'agit d'évaluer d'une part, la limite de séparation physique permise par l'antenne et, d'autre part, le nombre de fois qu'une ressource peut être attribuée (facteur de réutilisation [40]) dans un système avec accès du type un spot par utilisateur.

Ce facteur étant défini, des algorithmes d'allocation de ressources sont mis en place dans le chapitre suivant. Ils permettent l'estimation de la capacité des différents systèmes présentés au chapitre 2, paragraphe 2.4 et leur comparaison. On se place dans des conditions réalistes en prenant en compte les perturbations décrites précédemment.

Pour commencer, nous étudions les limites de l'antenne en terme de séparation angulaire. Il s'agit d'estimer la distance angulaire minimale requise par l'antenne entre 2 utilisateurs, pour pouvoir les séparer tout en garantissant le niveau de 5.7 dB souhaité en $\frac{E_b}{N_0}$ (chapitre 3, paragraphe 3.6).

(a) $\frac{E_b}{N_0}$ 

(b) Gain vers l'utile

FIG. 5.1: Séparations angulaires minimales requises par les formateurs pour garantir les performances en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile

Cette distance est évaluée pour un flux de puissance de $-126dBW/m^2$ pour les 3 algorithmes retenus. L'utilisateur principal est placé au centre du spot. Nous positionnons une interférence à une certaine distance angulaire de l'utilisateur puis nous faisons varier cette distance angulaire au cours de la simulation. Pour chaque valeur de séparation angulaire, nous calculons les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ et gain utile de l'utilisateur principal. Ses valeurs sont évaluées sur 100 tirages de Monté-Carlo puis moyennées.

Les figures 5.1(a) et 5.1(b) tracent les performances (en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain utile) obtenues pour l'utilisateur principal en fonction de la distance angulaire entre lui et l'interférence.

Ainsi, pour ce flux, il faut que les deux utilisateurs soient séparés d'au moins 0.48° pour que la formation de faisceaux conventionnelle puisse garantir à l'utilisateur principal un $\frac{E_b}{N_0}$ supérieur à $5.7dB$. Dans ce cas, les gains obtenus sont supérieurs à la spécification, c'est donc le critère de $\frac{E_b}{N_0}$ qui est limitant.

Pour les deux formateurs adaptatifs (le MVDR et le formateur par séquence de référence), les séparations angulaires minimales permettant de garantir les $\frac{E_b}{N_0}$ sont de l'ordre de 0.21° .

Comme attendu, la distance angulaire nécessaire pour séparer deux utilisateurs tout en assurant $5.7dB$ de $\frac{E_b}{N_0}$ est plus petite pour les formateurs adaptatifs. En effet, dans le cas des formateurs adaptatifs, le diagramme est formé de manière à rejeter l'interférence contrairement au cas du formateur conventionnel, ce qui explique l'obtention de séparation angulaire plus petite.

Les paragraphes suivant permettent la détermination du facteur de réutilisation de fréquence permis par chacun des algorithmes.

5.2.1 Recherche du facteur de réutilisation maximal

Dans cette partie, nous allons mettre en place la méthode nous servant à déterminer le facteur de réutilisation de la ressource maximal autorisé par chaque algorithme.

La vérification de la valeur trouvée est faite a posteriori lors de l'évaluation des capacités de trafic permises par les différents algorithmes.

Description de la démarche

Nous nous plaçons dans le scénario suivant : nous considérons v utilisateurs de la zone d'étude et, pour un flux de $-126dBW/m^2$, nous évaluons, pour différentes configurations, les performances des algorithmes, et déterminons ainsi, le facteur de réutilisation de fréquence maximal correspondant.

Dans toutes les simulations, on prend en compte les erreurs canal (précision d'horloge de $\frac{T_s}{8}$, désynchronisation de 20 symboles, erreur de fréquence $\frac{\Delta f}{R_s}$ de 10^{-3} , erreur de phase de 45°) ainsi que les perturbations sur les vecteurs directionnels (dispersion des chaînes de réception et instabilités satellite).

Illustration : cas de trois utilisateurs

Nous étudions le cas où **trois utilisateurs** sont situés dans la zone d'intérêt pour illustrer la démarche. Les cas correspondant à un nombre supérieur d'utilisateurs sont décrits dans l'annexe A.

Trois émetteurs sont répartis dans la zone, on s'intéresse à deux cas principaux, celui où l'émetteur principal est au milieu puis celui où les deux interférents sont du même côté de l'utile.

Utilisateur au centre

La première configuration considérée (FIG. 5.2) est celle dans laquelle l'utilisateur principal est encadré par deux interférents, chacun étant positionné suivant une des deux directions ($a = \theta \cos(\phi)$, $b = \theta \sin(\phi)$).

La figure 5.2 décrit une des configurations possibles : l'utilisateur principal est au centre du spot (position (a_u, b_u)), les interférents sont placés respectivement à $\pm k\Delta a$ et $\pm l\Delta b$, Δa et Δb étant les pas de la grille utilisée pour décrire la zone utile. Dans notre cas, Δa et Δb correspondent à un écart angulaire de 0.07° .

Sur la figure 5.1(a), on voit que pour un flux de $-126 \text{ dBW}/\text{m}^2$, il faut que deux utilisateurs soient distancés d'au moins 0.21° (correspondant à $3\Delta a$ ou $3\Delta b$) pour être séparables par les formateurs adaptatifs tout en garantissant plus de 5.7 dB en $\frac{E_b}{N_0}$. Pour le formateur conventionnel, cette distance passe à 0.48° (soit environ $7\Delta a$ ou $7\Delta b$). Cela nous donne les valeurs de la séparation angulaire requise dans le meilleur des cas et nous donne le point de référence pour la recherche des valeurs pires en prenant en compte les différentes sources de perturbation.

Les tableaux 5.1 et 5.2 résument les performances obtenues par les algorithmes conventionnel et adaptatifs (MVDR et formateur par séquence de référence) pour différentes configurations.

Le formateur Conventionnel a bien entendu de moins bonnes performances que les formateurs adaptatifs. De façon générale, les performances du formateur par séquence de référence sont meilleures que celles du formateur MVDR. De plus, le décalage de l'interférence en $\pm k\Delta a$ influe sur les performances de ce dernier ainsi que celles du formateur

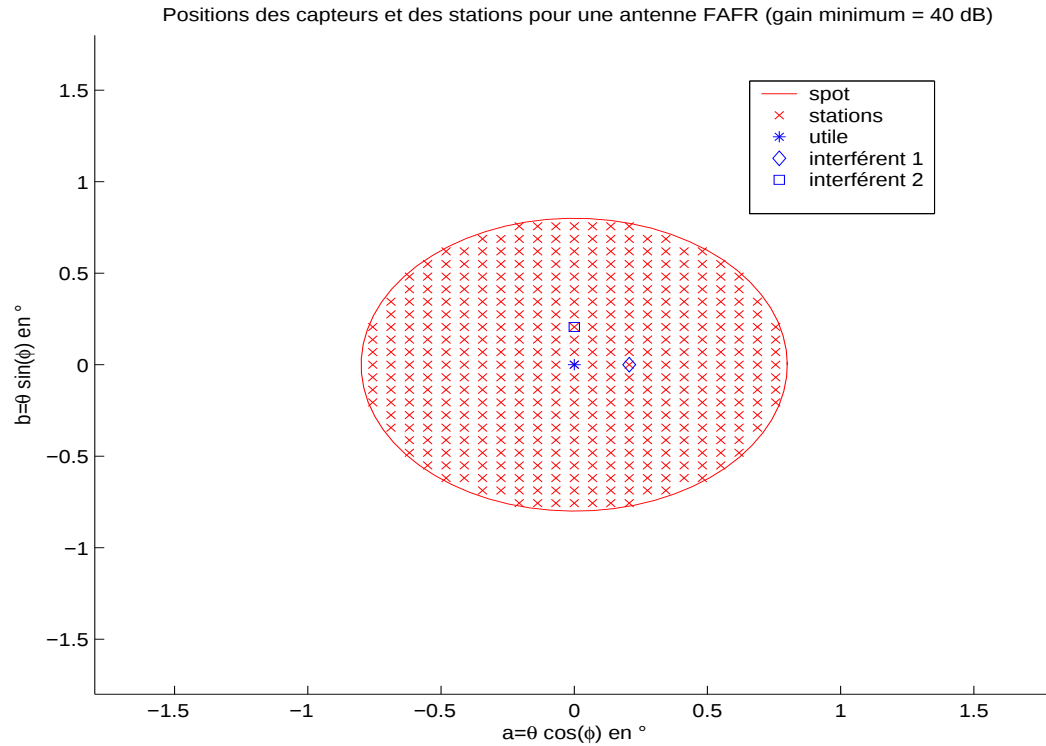


FIG. 5.2: Utilisateur principal au centre : configuration 1 (3 émetteurs)

Conventionnel. Cela est dû à la sensibilité de ces formateurs aux perturbations sur les vecteurs directionnels (plus particulièrement, aux erreurs de dépointage suivant θ dans notre cas, celles suivant ϕ étant négligeables).

On retiendra que dans cette configuration, il faut un décalage d'au moins $\pm 4\Delta a$ et $\pm 4\Delta b$ pour garantir dans 99% des cas des $\frac{E_b}{N_0}$ supérieurs à $5.7dB$ avec un formateur adaptatif (les valeurs moyennes tournant autour de $7dB$ avec des écart-types de l'ordre de $0.3dB$) ainsi que des gains utiles supérieurs à $40dB$.

Pour le formateur Conventionnel, il faut $\pm 10\Delta a$ et $\pm 8\Delta b$ (les valeurs moyennes en $\frac{E_b}{N_0}$ minimales tournant autour de $6dB$ avec des écart-types de l'ordre de $0.3dB$).

Les diagrammes «moyens» d'antenne (obtenus en moyennant les gains sur toutes les itérations) sont tracés dans le plan (a, b) puis la coupe suivant $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$. Les diagrammes obtenus dans le cas où les interférences sont distantes de $+0.28^\circ$ (FIG. 5.3(a), 5.3(b), A.2(a) et A.3(a)) puis dans un second cas où elles sont en -0.28° suivant a et $+0.28^\circ$ suivant b (FIG. A.1(a), A.1(b), A.2(b) et A.3(b)) pour les formateurs adaptatifs sont donnés en annexe.

Conventionnel
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

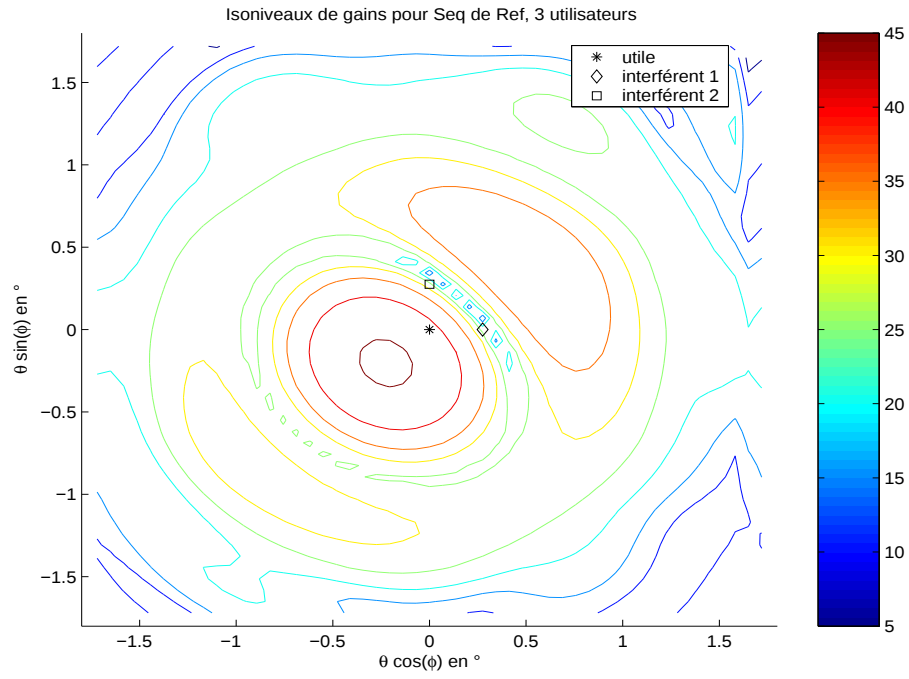
Décalages en (kΔa, lΔb)		(7, ±7)	(-7, ±7)	(-8, ±8)	(-9, ±9)	(-9, ±10)	(9, ±10)	(10, ±8)	(-10, ±8)
Gain en dB	Moyenne	46.8							
	Ecart type	0.40							
	Minimal garanti	45.9							
Eb/N0 en dB	Moyenne	5.9	2.1	3.6	5.7	6.2	11.9	8.9	6.1
	Ecart type	0.18	0.11	0.15	0.19	0.20	0.40	0.26	0.21
	Minimal garanti	5.4	1.8	3.2	5.1	5.7	10.9	8.3	5.6

TAB. 5.1: Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (3 émetteurs)

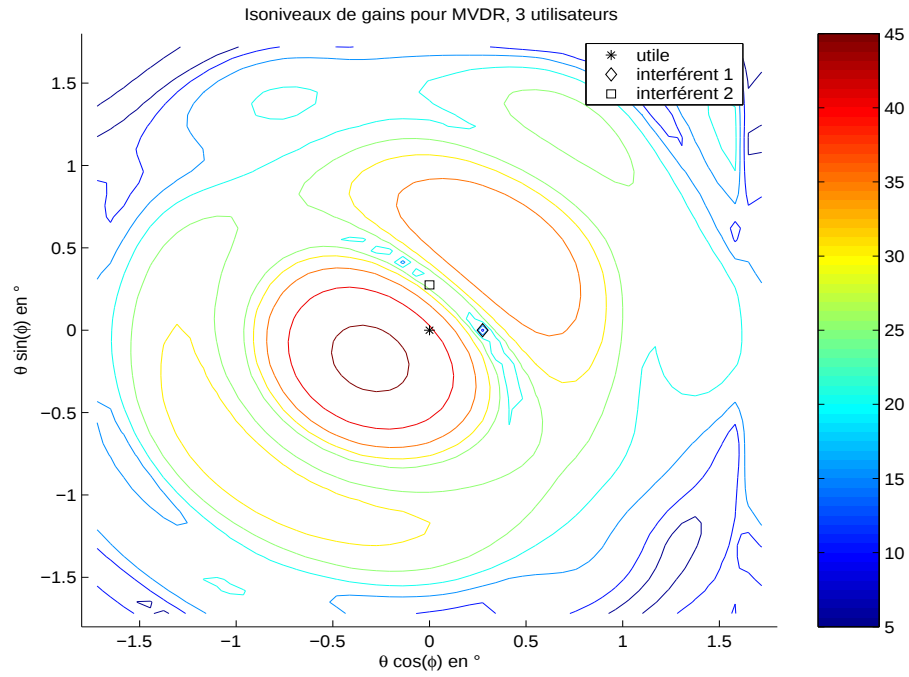
S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en (kΔa, lΔb)		(3, ±3)		(-3, ±3)		(3, ±4)		(-3, ±4)		(4, ±3)		(-4, ±3)		(4, ±4)		(-4, ±4)	
Formateurs		S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	40.0	38.6	40.1	39.5	40.6	39.5	40.8	41.0	40.8	39.7	40.9	40.2	41.6	40.8	41.7	41.6
	Ecart type	0.25	0.26	0.24	0.49	0.26	0.28	0.24	0.41	0.25	0.27	0.24	0.34	0.28	0.28	0.24	0.28
	Minimal garanti	39.3	37.9	39.4	37.9	39.9	38.7	40.1	39.8	40.2	39.0	40.3	39.2	40.8	40.0	41.0	40.7
Eb/N0 en dB	Moyenne	5.0	4.7	5.1	2.5	5.9	5.8	6.1	3.9	5.9	5.7	6.0	5.1	7.0	7.0	7.2	6.6
	Ecart type	0.25	0.29	0.26	0.52	0.27	0.29	0.27	0.46	0.26	0.29	0.26	0.38	0.28	0.30	0.27	0.33
	Minimal garanti	4.3	3.9	4.4	1.0	5.2	5.0	5.4	2.6	5.2	4.9	5.3	4.1	6.3	6.2	6.5	5.7

TAB. 5.2: Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (3 émetteurs)



(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. 5.3: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+4\Delta a$ et $+4\Delta b$)

Dans le cas du Conventionnel, les écarts sont de $+0.7^\circ$ suivant a et $+0.56^\circ$ suivant b (FIG. A.4(a), A.4(b) et A.4(c)), puis de -0.7° suivant a et $+0.56^\circ$ suivant b (FIG. A.5(a), A.5(b) et A.5(c)).

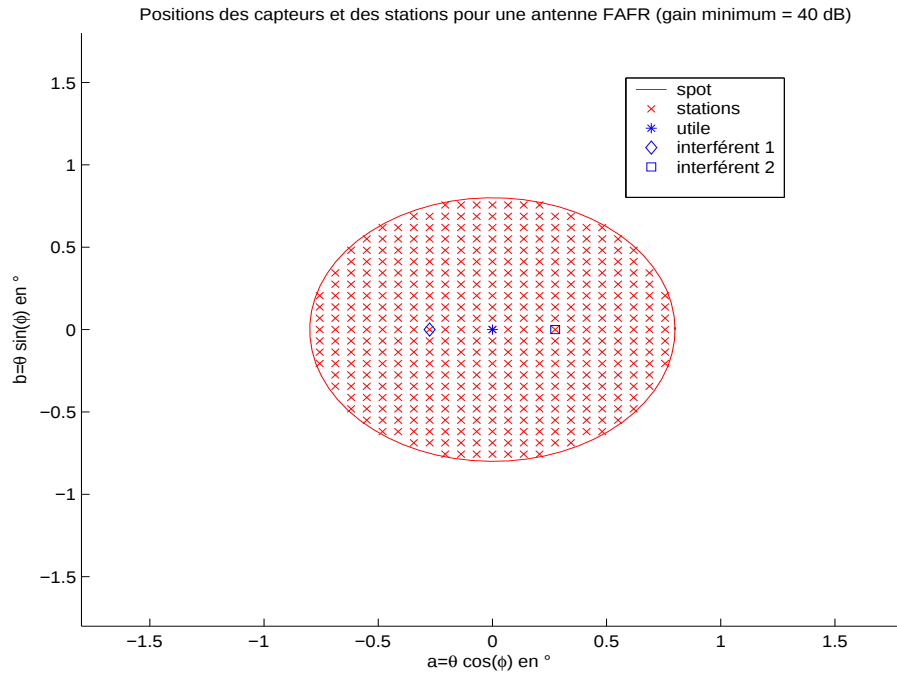
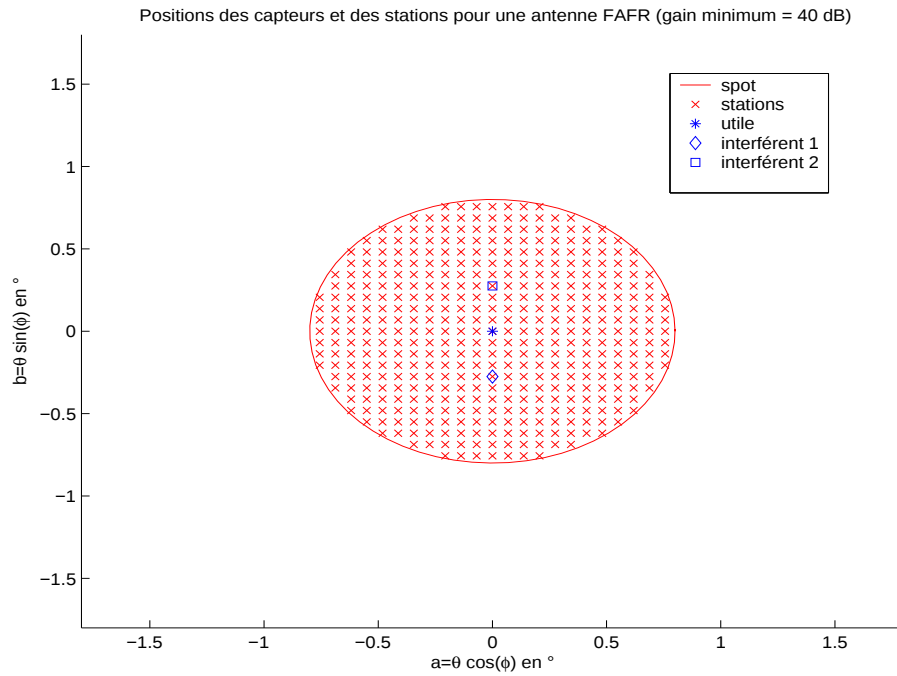
Dans la seconde configuration (FIG. 5.4(a) et 5.4(b)), les 3 utilisateurs sont alignés suivant une même direction (a ou b) et l'utilisateur principal est au milieu.

Les performances obtenues sont données par les tableaux 5.3 et 5.4. L'influence des perturbations de vecteurs directionnels sur le MVDR et le Conventionnel transparait ici encore.

Ainsi, si les configurations $(-5\Delta a, 6\Delta a)$, $(-6\Delta a, 5\Delta a)$ (respectivement en Δb), permettent au formateur par séquence de référence d'assurer les performances, pour le MVDR, l'alignement des utilisateurs suivant b ne permet pas de les garantir ($\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $5.9dB$ avec un écart-type de $0.39dB$, la valeur minimale garantie étant de $4.9dB$) contrairement à un alignement suivant a ($\frac{E_b}{N_0}$ moyen d'environ $7.2dB$ avec un écart-type de $0.29dB$, la valeur minimale garantie étant d'environ $6.5dB$).

Cela s'explique par les erreurs de dépointage en θ qui se traduisent par un décalage sur les diagrammes «moyens» d'antenne (voir coupe suivant $\phi = 0^\circ$) et celles de dispersion sur les chaînes de réception qui elles se traduisent par une atténuation du gain utile (FIG. A.7(b)).

Pour le conventionnel, l'écart angulaire entre utilisateurs doit être d'environ $\pm 9\Delta a$ (resp. en Δb), soit 0.63° , pour assurer les performances souhaitées (FIG. A.9(a) à A.11(b)).

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. 5.4:** Utilisateur principal au centre : configuration 2 (3 émetteurs)

Conventionnel
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

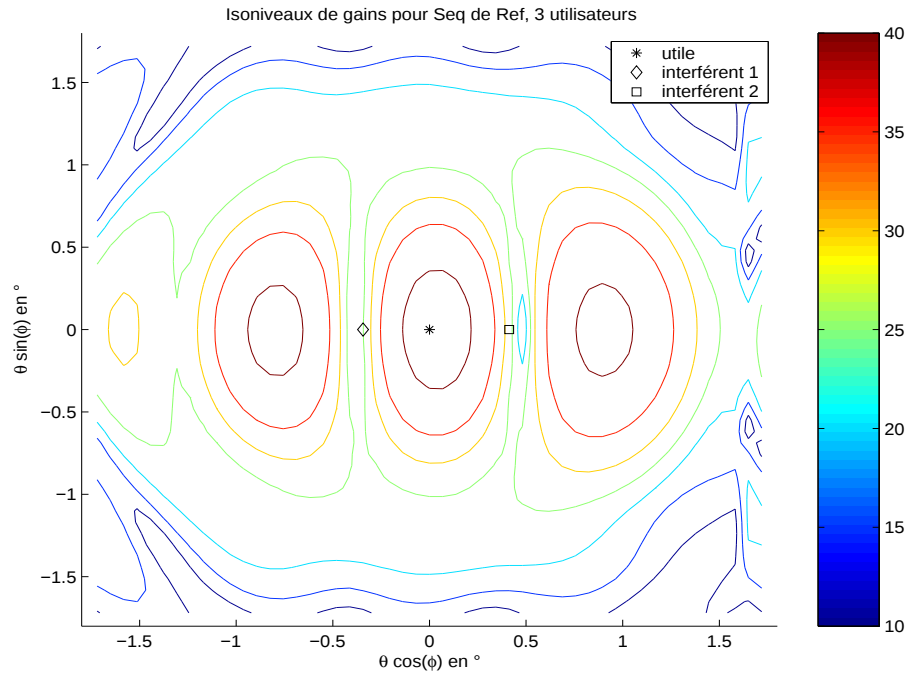
Décalages en Δa ou Δb			(-8, 10)	(-9, 9)	(-9, 10)	(-10, 8)	(-10, 9)
Gain en dB	Moyenne	suivant a	46.8				
		suivant b					
	Ecart type	suivant a	0.40				
		suivant b					
	Minimal garanti	suivant a	45.9				
		suivant b					
Eb/N0 en dB	Moyenne	suivant a	4.9	6.4	6.5	7.7	8.2
		suivant b	8.3	8.9	10.0	8.4	10.0
	Ecart type	suivant a	0.17	0.21	0.21	0.25	0.28
		suivant b	0.26	0.28	0.32	0.26	0.31
	Minimal garanti	suivant a	4.5	5.8	6.0	7.1	7.5
		suivant b	7.6	8.3	9.2	7.8	9.3

TAB. 5.3: Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (3 émetteurs)

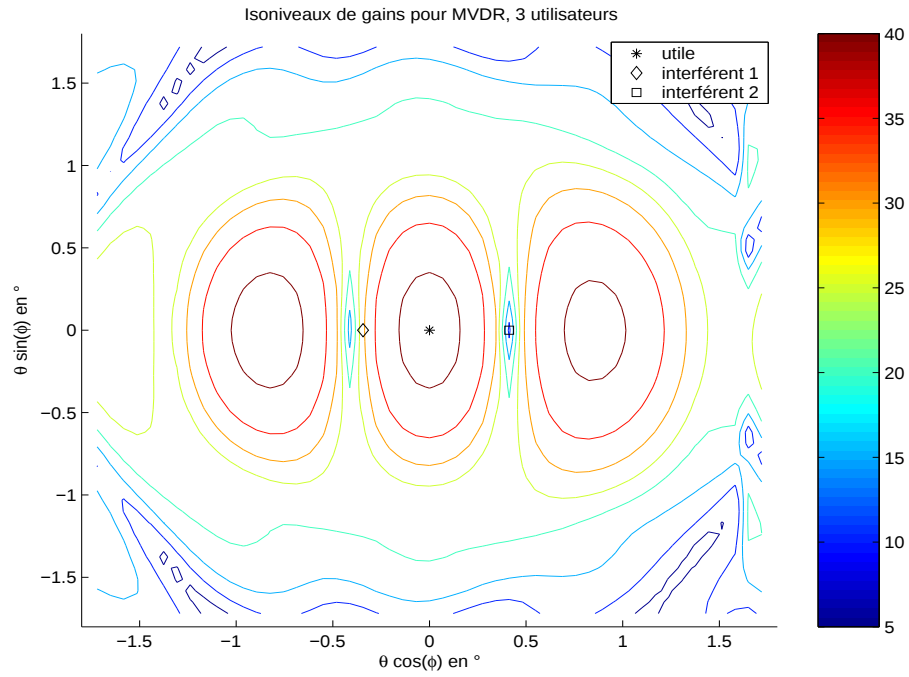
S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en Δa ou Δb			(-4, 4)		(-5, 5)		(-5, 6)		(-6, 5)		(-6, 6)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	suivant a	39.2	38.3	41.1	40.6	42.0	41.8	42.0	41.5	43.0	42.8
		suivant b	39.2	33.6	41.1	38.0	42.0	39.8	42.1	39.8	43.0	41.4
	Ecart type	suivant a	0.33	0.38	0.26	0.24	0.24	0.22	0.26	0.27	0.25	0.24
		suivant b	0.32	0.60	0.26	0.43	0.25	0.39	0.27	0.39	0.26	0.37
	Minimal garanti	suivant a	38.5	37.2	40.4	39.9	41.3	41.2	41.4	40.9	42.3	42.2
		suivant b	38.4	32.0	40.4	36.9	41.4	38.8	41.4	38.7	42.4	40.5
Eb/N0 en dB	Moyenne	suivant a	3.0	2.0	6.0	5.8	7.3	7.2	7.2	7.3	8.4	8.7
		suivant b	3.0	-0.5	6.0	4.1	7.3	5.9	7.2	5.9	8.5	7.6
	Ecart type	suivant a	0.24	0.37	0.25	0.29	0.25	0.29	0.27	0.28	0.27	0.28
		suivant b	0.22	0.57	0.23	0.43	0.25	0.39	0.25	0.39	0.27	0.38
	Minimal garanti	suivant a	2.4	1.0	5.4	5.1	6.6	6.4	6.5	6.6	7.8	7.9
		suivant b	2.5	-2.0	5.4	3.0	6.6	4.9	6.6	4.9	7.8	6.7

TAB. 5.4: Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (3 émetteurs)



(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. 5.5: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta a$ et $+6\Delta a$)

Utilisateur à une extrémité

Dans la dernière configuration (utilisateurs alignés), si l'on s'intéresse à un des utilisateurs situés aux extrémités (soit le plus à gauche soit le plus à droite), on voit que les performances souhaitées sont toujours garanties (TAB. 5.5 et 5.6).

Une fois de plus, les performances du MVDR et du Conventionnel sont liées à la position des utilisateurs étudiés, pour un éloignement donné, contrairement au formateur par séquence de référence.

Ainsi, si l'on compare, pour le formateur MVDR, pour la configuration suivant a (interférences à $\pm 5\Delta a$ et $\pm 11\Delta a$), les performances d'un utilisateur placé à droite à celles d'un utilisateur placé à gauche, on enregistre une différence de gain moyen de l'ordre de $1.3dB$ et en $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de l'ordre de $0.8dB$, les écart-types tournant autour de $0.3dB$.

De même, pour le Conventionnel, par exemple dans la configuration ($\pm 9\Delta a$, $\pm 18\Delta a$), on enregistre près de $7dB$ de différence en $\frac{E_b}{N_0}$ moyen et $0.3dB$ en gain moyen, entre l'utilisateur de gauche et celui de droite.

Ces différences s'expliquent par les perturbations sur les vecteurs directionnels notamment les erreurs de dépointage comme le montrent les figures A.13(a) et A.18(a) (interférence placée sur un lobe secondaire, $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $8.8dB$ pour le MVDR et de $6.1dB$ pour le Conventionnel), A.13(b) et A.18(b) (interférence placée dans un trou, $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $9.6dB$ pour le MVDR et $12.9dB$ pour le Conventionnel).

Toujours pour ces formateurs, si l'on s'intéresse, pour un utilisateur placé à gauche, aux performances obtenues en fonction de la configuration (suivant a ou suivant b , configuration 2), on remarque qu'on a un écart en gain moyen d'environ $0.4dB$ ($43.5dB$ avec un écart-type de $0.29dB$ suivant a et $43.1dB$ avec un écart-type de $0.45dB$ suivant b) et un écart en $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $0.8dB$ ($9.6dB$ avec un écart-type de $0.28dB$ suivant a et $8.8dB$ avec un écart-type de $0.41dB$ suivant b) pour le MVDR. L'écart en gain moyen est d'environ $0.1dB$ ($46.9dB$ avec un écart-type de $0.40dB$ suivant a et $46.8dB$ avec un écart-type de $0.29dB$ suivant b) et celui en $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $2.3dB$ ($12.9dB$ avec un écart-type de $0.42dB$ suivant a et $10.6dB$ avec un écart-type de $0.26dB$ suivant b) pour le Conventionnel. Ces différences s'expliquent par les erreurs de dépointage affectant les vecteurs directionnels.

Conventionnel
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

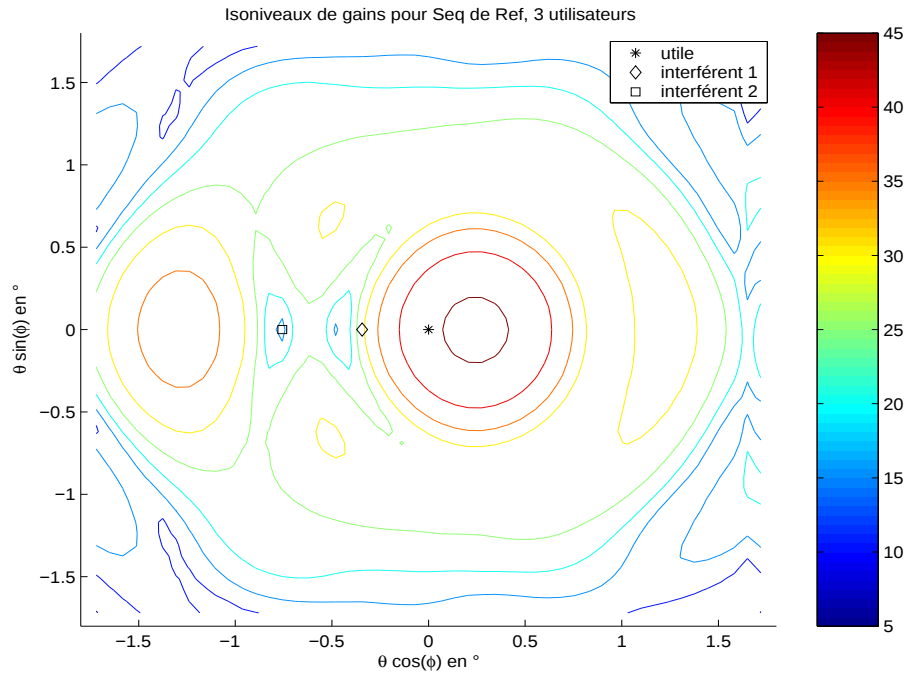
Décalages en Δa ou Δb Utilisateur principal à			(-9, -18) droite	(-10, -18) droite	(9, 18) gauche	(10, 18) gauche
Gain en dB	Moyenne	suivant a	46.6	46.6	46.9	46.9
		suivant b	46.8	46.8	46.8	46.8
	Ecart type	suivant a	0.40	0.43	0.40	0.39
		suivant b	0.30	0.29	0.29	0.29
	Minimal garanti	suivant a	45.6	45.6	45.9	45.9
		suivant b	46.1	46.1	46.1	46.1
Eb/N0 en dB	Moyenne	suivant a	6.1	7.9	12.9	13.1
		suivant b	10.6	12.0	10.6	12.1
	Ecart type	suivant a	0.22	0.26	0.42	0.42
		suivant b	0.26	0.29	0.26	0.29
	Minimal garanti	suivant a	5.6	7.2	11.9	11.4
		suivant b	10.0	11.3	10.0	11.4

TAB. 5.5: Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur à l'une des extrémités :
configuration 2 (3 émetteurs)

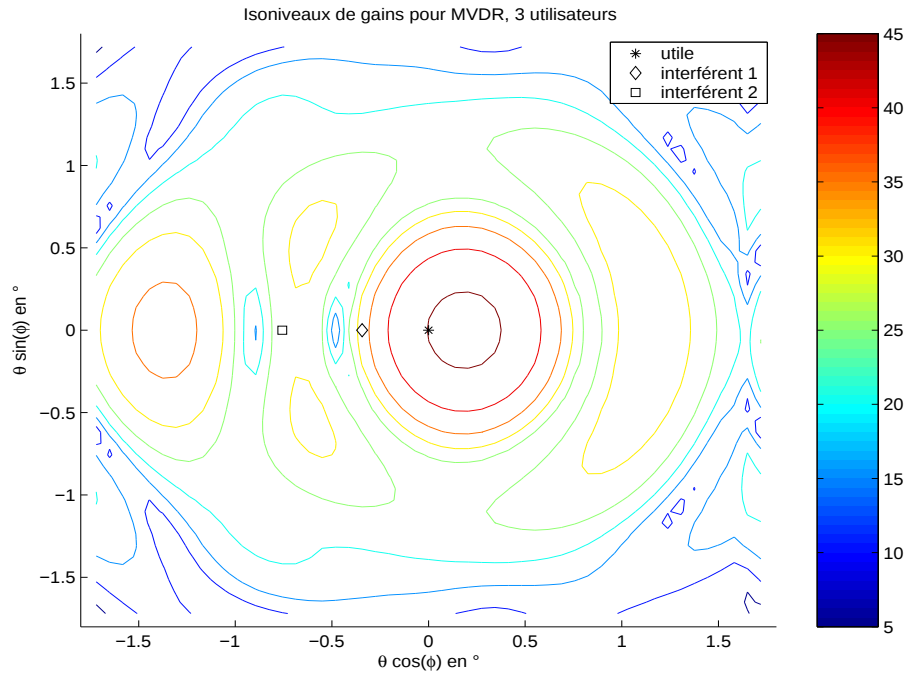
S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en Δa ou Δb Utilisateur principal à			(-5, -11) droite		(-6, -11) droite		(5, 11) gauche		(6, 11) gauche	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	suivant a	43.6	44.8	44.3	45.4	43.7	43.5	44.5	44.4
		suivant b	43.8	43.1	44.5	44.2	43.8	43.1	44.5	44.2
	Ecart type	suivant a	0.32	0.29	0.32	0.26	0.32	0.29	0.35	0.30
		suivant b	0.33	0.45	0.31	0.39	0.33	0.45	0.32	0.40
	Minimal garanti	suivant a	42.8	44.1	43.5	44.7	42.9	42.8	43.6	43.6
		suivant b	43.0	42.0	43.7	43.2	42.9	42.1	43.7	43.1
Eb/N0 en dB	Moyenne	suivant a	9.0	8.8	9.8	9.9	9.2	9.6	10.0	10.5
		suivant b	9.2	8.8	10.1	9.9	9.2	8.8	10.0	9.9
	Ecart type	suivant a	0.31	0.29	0.32	0.29	0.29	0.28	0.29	0.28
		suivant b	0.33	0.40	0.32	0.38	0.32	0.41	0.33	0.40
	Minimal garanti	suivant a	8.2	8.0	9.1	9.2	8.4	8.8	9.3	9.8
		suivant b	8.4	7.7	9.3	9.0	8.4	7.7	9.3	8.8

TAB. 5.6: Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur à l'une des extrémités :
configuration 2 (3 émetteurs)



(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. 5.6: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta a$ et $-11\Delta a$)

En conclusion, on peut dire que pour être séparables par les formateurs adaptatifs, 3 émetteurs utilisant simultanément la même ressource doivent être distants d'environ 0.28° si les interférents sont placés suivant des directions différentes, et cette distance passe à 0.34° s'ils ont la même direction.

Dans le cas du formateur Conventionnel, on fixe la distance angulaire de séparation à environ 0.70° .

Dans la partie suivante, nous récapitulons les résultats obtenus par les différents formateurs pour différentes configurations (voir annexe A).

5.2.2 Distances angulaires requises

Les tests sur des répartitions canoniques d'utilisateurs permettent de fixer les distances angulaires minimales requises pour garantir les performances souhaitées ($\frac{E_b}{N_0}$ de $5.7dB$ et gain utile d'environ $40dB$) à chaque utilisateur.

Ces distances sont fonction du formateur de faisceaux utilisé (Conventionnel ou adaptatif) et du nombre d'utilisateurs partageant la ressource.

Le tableau suivant résume les distances angulaires nécessaires au partage de ressources entre 2, 3, 4, 5 ou 6 utilisateurs pour chaque type de formateurs (Conventionnel ou adaptatif).

Nombre d'utilisateurs	2	3	4
Distance angulaire requise en degrés	0.48	0.70	0.77

TAB. 5.7: Distance angulaire requise par le formateur Conventionnel pour garantir la liaison pour une densité de flux de puissance de $-126dBW/m^2$

Nombre d'utilisateurs	2	3	4	5	6
Distance angulaire requise en degrés	0.21	0.34	0.41	0.48	0.49

TAB. 5.8: Distance angulaire requise par les formateurs adaptatifs (MVDR et par séquence de référence) pour garantir la liaison pour une densité de flux de puissance de $-126\text{dBW}/\text{m}^2$

Les distances angulaires requises pour un facteur de réutilisation supérieur à 4 (pour le conventionnel, au moins 0.77°) et 6 (pour les formateurs adaptatifs, au moins 0.49°) ainsi que la taille de la zone d'étude (1.6° de diamètre) font que l'on n'envisage pas de partager la ressource entre plus de 4 ou 6 utilisateurs pour ces formateurs.

Dans la suite, nous présentons les procédés d'allocation de ressources qui vont être utilisés dans le chapitre 6 pour comparer les systèmes décrits dans le chapitre 2.

5.3 Allocation dans le cas de la formation de faisceaux fixes

Dans ce type d'allocation, une ressource (bande de fréquence) est réutilisée suivant le schéma 1 spot sur 4 [40] (FIG. 5.7). Ainsi, une ressource peut être partagée soit entre les spots 1 et 7, soit entre les spots 2 et 6, soit entre les spots 3 et 5. Les ressources du spot 4 ne sont pas réutilisées.

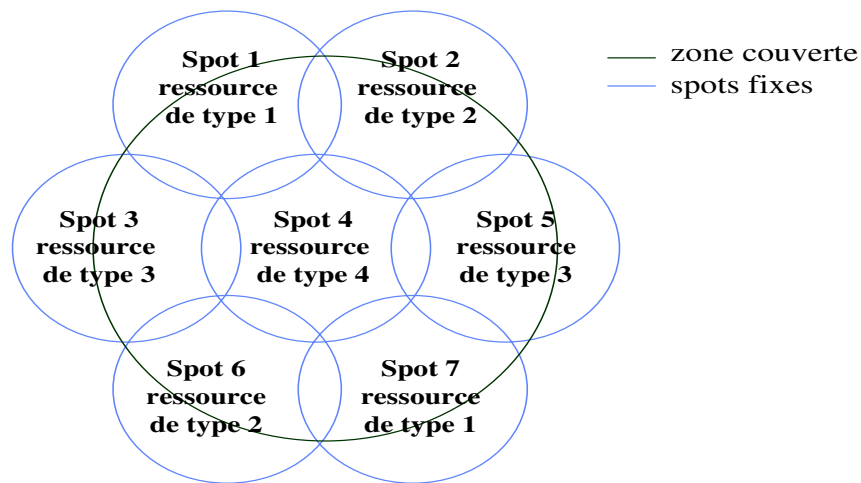


FIG. 5.7: Réutilisation de la ressource suivant le schéma 1 spot sur 4

Dans le cas d'une allocation fixe (système FF fixe et allocation fixe), la bande de 56 MHz est partagée en 4 sous-bande de 14 MHz. On a alors 14 canaux élémentaires partagés entre les spots 1 et 7, 14 autres entre les spots 2 et 6, 14 autres entre les spots 3 et 5 et les 14 restant pour le spot 4. Le nombre maximal de ressources pouvant être allouées par ce système est alors fixe et s'élève à 14×7 soit 98.

Pour une allocation dite variable (système FF fixe et allocation variable), l'attribution de la ressource se fait suivant l'ordre des demandes. On ne peut pas prédire le nombre maximal de ressources distribué. Si les 56 premiers utilisateurs demandant la connexion se trouvent dans le spot 1, on leur attribuera les 56 canaux disponibles du système.

5.4 Allocation dans le cas de la formation un faisceau par utilisateur

Dans ce cas d'allocation, quel que soit le formateur utilisé (conventionnel ou adaptatif), l'algorithme est basé sur un critère angulaire et l'attribution se fait dans l'ordre des demandes.

5.4.1 Utilisation du critère angulaire

Dans le chapitre précédent, la recherche du facteur de réutilisation de ressources maximal permis par les 2 types de formateurs de faisceaux (conventionnel et adaptatif) nous a montré qu'il est a priori possible de partager la ressource entre un nombre donné d'utilisateurs à condition de respecter une certaine séparation angulaire entre eux. En utilisant les distances angulaires obtenues dans le chapitre précédent (TAB. 5.7 et 5.8), nous proposons un algorithme d'allocation de ressources basé sur ce critère angulaire.

Le nombre maximal d'utilisateurs partageant une ressource est a priori de 4 dans le cas du formateur conventionnel et de 6 pour les formateurs adaptatifs.

5.4.2 Description de l'algorithme d'allocation de la ressource

On fixe le nombre de ressources en fréquence disponibles, puis on rajoute, de façon aléatoire, les utilisateurs dans la zone d'étude.

Avant chaque nouvelle demande de connexion, pour une ressource donnée, en fonction du nombre d'utilisateurs la partageant déjà, on détermine autour de chaque utilisateur, une zone interdite. Le rayon de cette zone interdite est la distance angulaire nécessaire pour séparer le nombre d'utilisateurs envisagé sur la ressource. Les utilisateurs appartenant à ces zones interdites ne peuvent partager cette ressource.

Si l'utilisateur tombe dans une zone interdite pour la ressource considérée, on ne la lui attribue pas et on passe à la ressource suivante.

La figure 5.8 illustre le fonctionnement de l'algorithme.

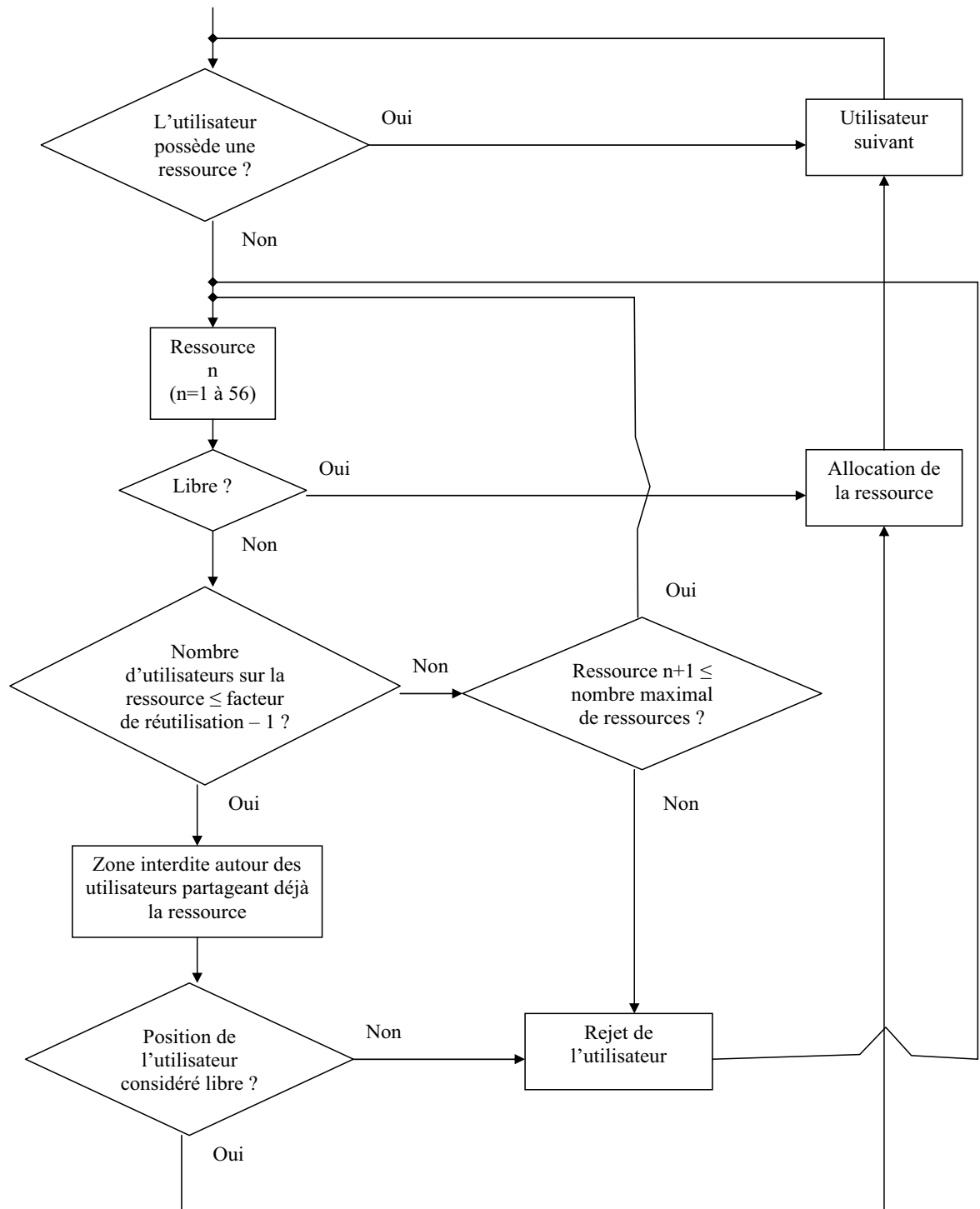


FIG. 5.8: Synoptique de l'algorithme d'allocation de ressources

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, dans le cadre d'un accès du type un spot par utilisateur, nous avons évalué pour le formateur conventionnel et les formateurs adaptatifs retenus, le facteur de réutilisation de ressources maximal envisageable par chacun. Ce facteur est de 4 utilisateurs par ressources pour le conventionnel et de 6 utilisateurs par ressources pour les adaptatifs. Ces valeurs sont vérifiées a posteriori dans le chapitre 6, lors de la comparaison des systèmes du chapitre 2.

Nous avons également présenté les procédés d'allocation de ressources que nous allons utiliser pour les deux méthodes d'accès envisageables (accès avec spots fixes et accès du type un spot par utilisateur). Ces algorithmes d'allocation bien que non optimaux vont nous permettre de comparer les différents systèmes à conditions équivalentes : la distribution de ressources se fait suivant l'ordre des demandes, on arrête l'allocation dès que le taux de rejet atteint 10%.

Nous nous plaçons dans les conditions modélisées dans le chapitre 3. Les algorithmes de FF retenus dans le chapitre 4 sont implémentés. Les méthodes d'allocation décrites ici sont utilisées pour pouvoir estimer de façon quantitative les capacités et performances des quatre systèmes décrits dans le chapitre 2 :

1. Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe (procédé d'allocation pour la FF fixes)
2. Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable (procédé d'allocation pour la FF fixes)
3. Formation de faisceaux conventionnelle et allocation de ressources variable (procédé d'allocation pour la FF par utilisateur)
4. Formation de faisceaux adaptative et allocation de ressources variable (procédé d'allocation pour la FF par utilisateur)

Dans la suite, il s'agit d'évaluer la capacité des systèmes proposés et de vérifier notamment que le facteur de réutilisation de fréquence évalué (4 utilisateurs pour le formateur conventionnel et 6 utilisateurs pour les formateurs adaptatifs) est réalisable.

Comparaison des capacités et des performances de différents systèmes

6.1 Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous évaluons de façon quantitative le gain en performance et capacité permis par le traitement adaptatif.

Pour cela, nous allons comparer les différents types de couverture et allocations possibles qui ont été définis dans le chapitre 2. Cette étude de performances est menée en utilisant le modèle de signaux présenté dans le chapitre 3, ainsi que les algorithmes de FF conventionnel, MVDR et par séquence de référence décrits dans le chapitre 4. On utilise pour comparer les capacités des différents systèmes les algorithmes d'allocation présentés dans le chapitre 5. Ces algorithmes d'allocation vont nous permettre de comparer les capacités obtenues dans les différentes configurations.

Une première partie présente l'environnement de test ainsi que les différents paramètres intervenant.

Dans une seconde partie, les tests sont menés pour chacun des systèmes puis les résultats obtenus pour chacun sont analysés.

Enfin, une comparaison des performances obtenues est proposée.

6.2 Description des tests

Dans ce paragraphe, nous présentons d'une part les conditions de tests puis les valeurs numériques des différents paramètres intervenant dans la FF.

6.2.1 Définition des tests

Pour comparer les systèmes proposés, nous proposons d'évaluer les capacités de trafic offertes par chacun sur deux répartitions d'utilisateurs :

- une répartition uniforme sur l'ensemble de la zone d'étude
- une répartition particulière arbitraire non uniforme (voir FIG. 6.1). C'est un cas particulier de répartition non uniforme, les valeurs numériques finales en dépendent et peuvent être différentes pour une autre répartition.

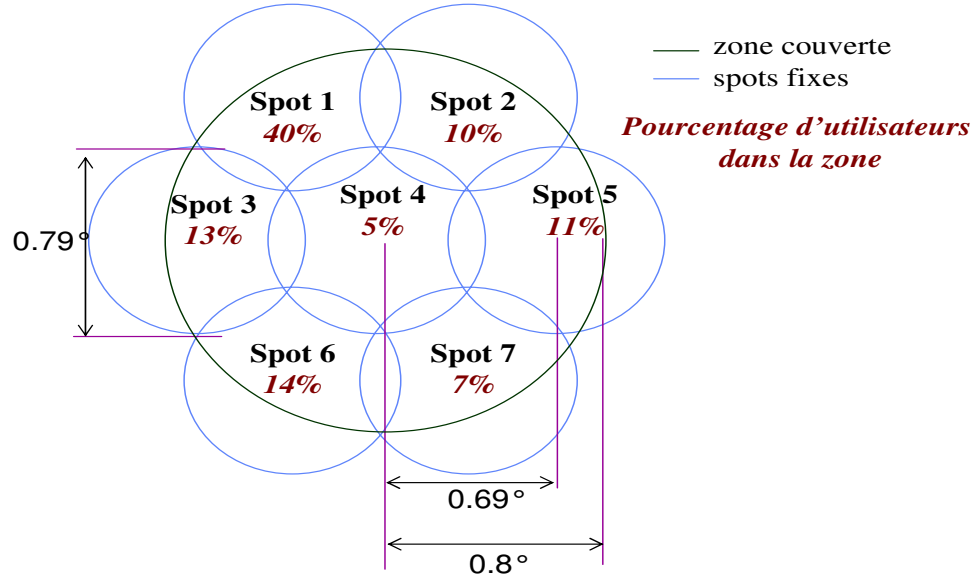


FIG. 6.1: Répartition non uniforme d'utilisateurs étudiée

Les positions d'utilisateurs sont tirées aléatoirement de manière à répondre à la répartition moyenne précédente. A chaque position tirée, on attribue une ressource grâce à l'algorithme d'allocation correspondant au système (voir chapitre 5).

Une fois toutes les ressources distribuées (l'allocation est arrêtée dès que le taux de rejet limite est atteint), les formateurs de faisceaux correspondant sont appliqués en direction des utilisateurs disposant d'une ressource. On estime, ensuite, les performances en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain vers l'utile obtenues par ces utilisateurs.

Une cinquantaine de tirages d'utilisateurs sont reproduits sur ce schéma pour chacun des systèmes envisagés et pour chaque type de répartition. Pour estimer la capacité de

trafic correspondante, on évalue le pourcentage d'utilisateurs obtenant un niveau de $\frac{E_b}{N_0}$ supérieur à 5.7 dB sur le total des utilisateurs tirés. La capacité est calculée en multipliant cette valeur par la largeur de la bande, 1 MHz. Les résultats obtenus pour les deux types de répartition proposés sont ensuite comparés pour chaque système.

6.2.2 Scénario des tests

Nous nous plaçons dans l'environnement de test suivant : les signaux émis sont modulés en QPSK, la densité de flux de puissance atteinte au niveau de l'antenne de réception satellite est de $-126\text{dBW}/\text{m}^2$, les erreurs dues au canal de transmission ainsi que les perturbations sur les vecteurs directionnels sont prises en compte (chapitre 3). Les valeurs des différents paramètres intervenant sont répertoriées dans le tableau 6.1.

	Erreurs dues au canal			Perturbations sur les vecteurs directionnels			
Paramètres	$\Delta\tau$	$\frac{\Delta f}{R_s}$	$\Delta\psi$	σ_A	σ_v	$\Delta\theta$	$\Delta\phi$
Valeurs	$\frac{T_s}{8}$	10^{-3}	45°	0.5dB	5°	0.12°	0°

TAB. 6.1: Valeurs numériques des différents paramètres de tests

Notons également que les facteurs susceptibles de modifier la capacité des systèmes étudiés (précision de la localisation des utilisateurs, nombre et caractéristiques des séquences disponibles, nombre de degrés de liberté de l'antenne...) ne varient pas et correspondent en général à des valeurs pires.

Ainsi, nous supposons que les utilisateurs sont localisés avec une précision d'environ 0.12° correspondant à l'erreur de dépointage de l'antenne. Nous disposons au total de 8 séquences de CAZAC dont l'orthogonalité et l'autocorrélation varient, nous réutiliserons donc les six meilleures séquences (en terme d'inter et d'autocorrélation pour chaque ressource. Enfin, pour effectuer la formation de faisceaux, les 19 capteurs d'antenne sont utilisés.

Les conditions de tests étant fixées, nous allons, dans la suite, comparer les résultats obtenus par les différents systèmes.

6.3 Comparaison des systèmes envisagés

Ici, nous évaluons de façon quantitative le gain en capacité que permet les quatre systèmes décrits dans le chapitre 2, chacun combinant une méthode de formation de faisceaux (chapitre 4) et une méthode d'allocation de ressources (chapitre 5).

6.3.1 Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources fixe

Pour ce système, la zone d'étude est recouverte par 7 spots fixes et la bande de fréquence de 56 MHz est partagée en 4 sous bandes de 14 MHz chacune. Cela permet d'avoir 14 canaux élémentaires par sous bande. Chaque spot dispose de 14 ressources correspondant à l'une des sous bandes. La distribution des sous bandes entre les spots est faite sur le schéma 1 par 4 (FIG. 2.10).

Nous proposons d'étudier la capacité de ce système pour une répartition uniforme d'utilisateurs, puis pour la répartition non uniforme de la figure 6.1.

Les capacités effectives assurant un taux de rejet de 10% (pour un nombre total de demandes de 448) pour chaque répartition, sont données sur la figure 6.2.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre total d'utilisateurs obtenant une ressource sur 50 tirages	4636	3972
Nombre moyen de demandes considérées avant d'atteindre un taux de rejet de 10%	128	112
Nombre moyen d'utilisateurs servis	91	76

TAB. 6.2: Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation fixe

Si l'on se place dans le cas de la répartition non uniforme d'utilisateurs (FIG. 6.1), pour 50 tirages d'utilisateurs, le nombre d'utilisateurs obtenant une ressource est plus élevé dans le cas de la répartition uniforme (voir tableau 6.2).

La capacité effective moyenne du système correspondant à un taux de rejet de 10% est de 76 utilisateurs (pour une moyenne de 112 demandes considérées sur les 50 tirages) pour la répartition non uniforme contre 91 (pour une moyenne de 128 demandes considérées sur les 50 tirages) pour la répartition uniforme.

Le nombre moyen d'utilisateurs disposant d'une ressource est, dans ce cas, plus élevé dans le cas d'une répartition uniforme car la quantité de ressources disponibles par spot est fixée pour ce système. Les utilisateurs en excédent de la demande moyenne ne peuvent pas être desservis. L'allure des courbes montre également que les utilisateurs sont servis plus vite dans le cas de la répartition uniforme.

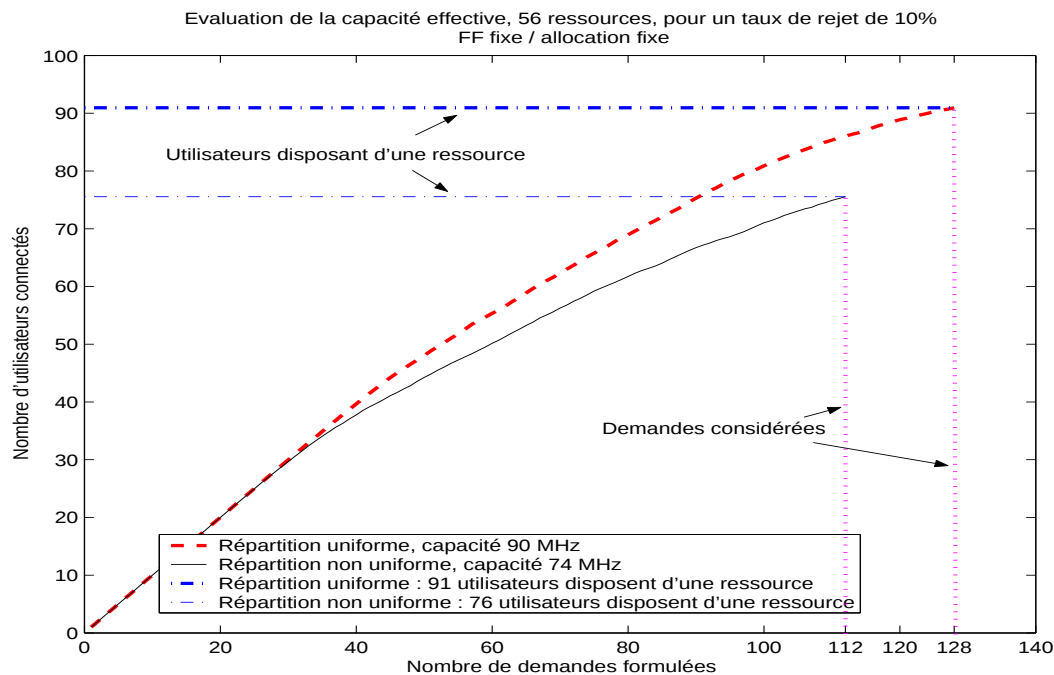


FIG. 6.2: Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système
FF fixe / allocation fixe, taux de rejet de 10%

Pour évaluer les performances de ce système, nous calculons la moyenne obtenue en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain utile par chaque utilisateur disposant d'une ressource. Cette moyenne est faite sur environ 100 jeux de perturbations (canal, vecteurs directionnels). Les histogrammes des valeurs obtenues pour chaque répartition sont donnés par les figures suivantes.

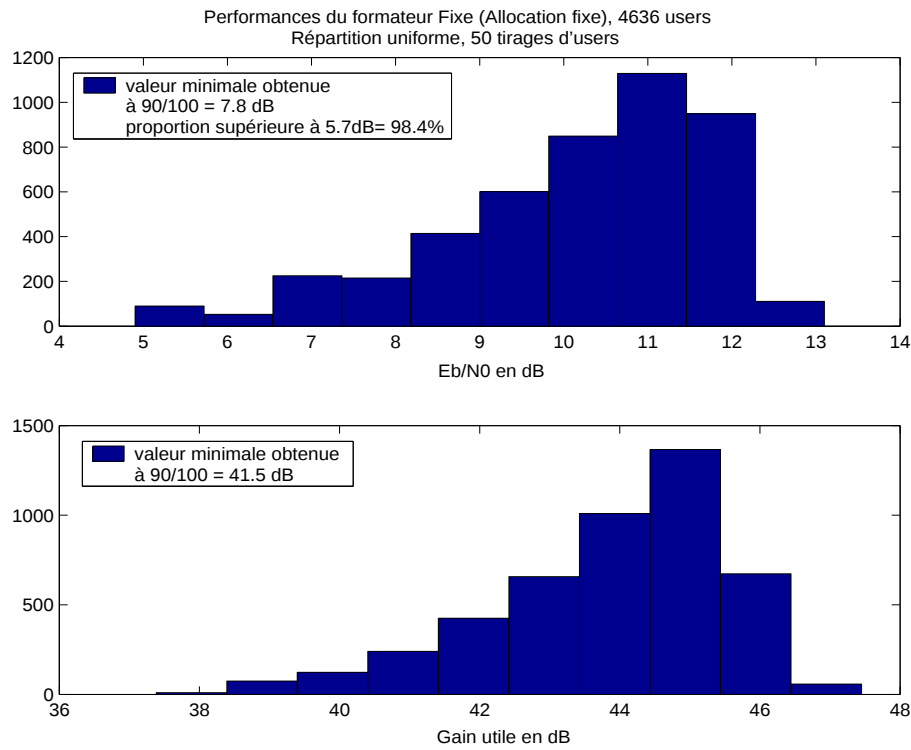
Dans ce système, moins de 5% des utilisateurs ont des gains utiles inférieurs à $40dB$, cela notamment grâce à l'optimisation des spots. Parmi les utilisateurs disposant d'une ressource (voir tableau 6.3), 98.4% obtiennent la connexion ($\frac{E_b}{N_0}$ supérieur à $5.7dB$) dans le cas de la répartition uniforme (soit une capacité de $90MHz$ pour une bande de 56 canaux de $1MHz$) contre 97.8% pour la répartition non uniforme (correspondant à une capacité de $74MHz$).

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre moyen d'utilisateurs servis	91	76
Capacité d'utilisateurs obtenant la connexion $\frac{E_b}{N_0} \geq 5.7dB$	$90MHz$	$74MHz$

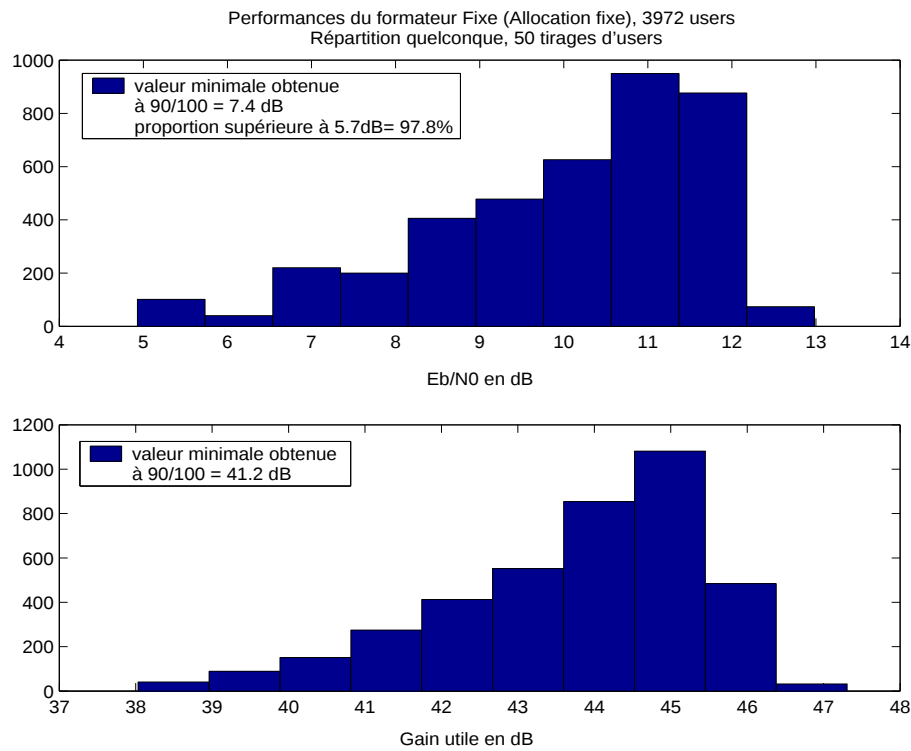
TAB. 6.3: Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation fixe

Le nombre d'utilisateurs par spot ne peut excéder 14 comme la répartition de la ressource est fixe. Ce système garantit d'autant moins la connexion aux utilisateurs que ces derniers sont concentrés à un même endroit.

Pour améliorer la capacité obtenue, nous proposons d'étudier un second système à FF fixe pour lequel, cette fois, la distribution de la ressource par spot n'est pas figée (allocation variable).



(a) Répartition uniforme



(b) Répartition non uniforme de la figure 6.1

FIG. 6.3: Performances obtenues pour le système FF fixe / allocation fixe

6.3.2 Formation de faisceaux fixes et allocation de ressources variable

La zone d'étude est recouverte par les 7 spots fixes définis précédemment et cette fois-ci, la bande de 56MHz n'est pas partagée en sous bandes. L'objectif ici est de faire une allocation variable des 56 ressources fréquentielles disponibles entre tous les spots, tout en suivant un schéma de réutilisation 1 spot sur 4.

Ainsi, si l'on attribue à un utilisateur du spot 1, un canal élémentaire (dans la bande totale), ce canal ne peut être réutilisé que par un utilisateur du spot 7 comme dans le cas précédent, et si les utilisateurs sont concentrés dans un spot, les 56 canaux disponibles leur sont attribués.

Les capacités effectives moyennes assurant un taux de rejet de 10% obtenues pour chaque type de répartition (uniforme ou non), sont données par la figure 6.4.

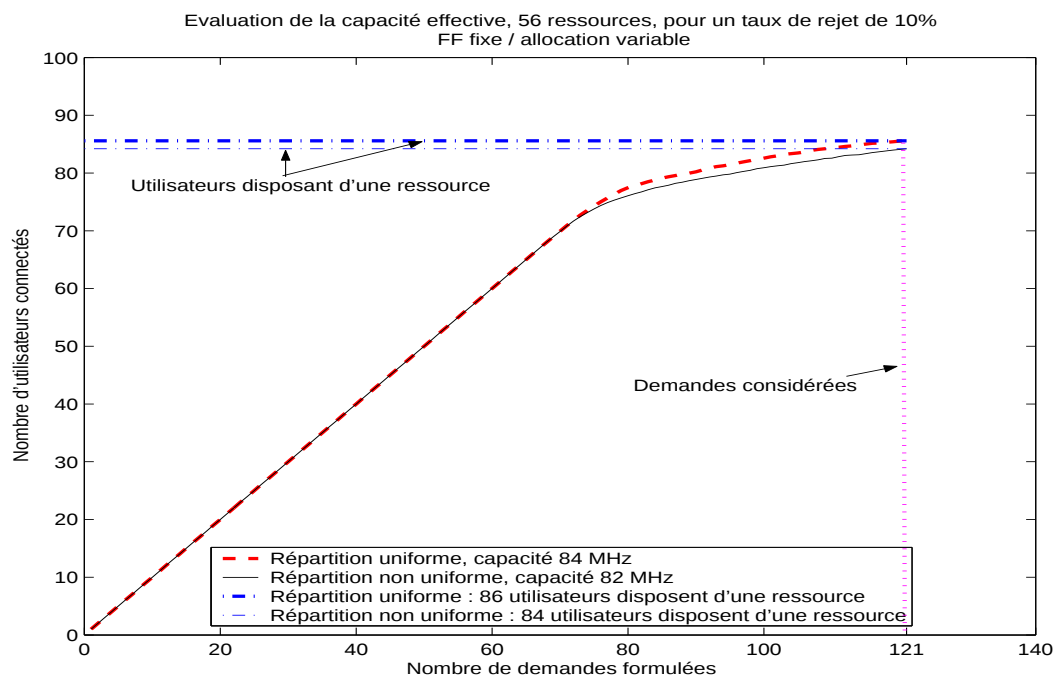


FIG. 6.4: Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF fixe / allocation variable, taux de rejet de 10%

Le tableau 6.4 résume les performances obtenues en terme de capacité.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre total d'utilisateurs obtenant une ressource sur 50 tirages	4307	4270
Nombre moyen de demandes considérées avant d'atteindre un taux de rejet de 10%	121	121
Nombre moyen d'utilisateurs servis	86	84

TAB. 6.4: Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF fixe / allocation variable

Dans le cas d'une répartition uniforme d'utilisateurs, on estime le nombre moyen d'utilisateurs disposant d'une ressource à 86 contre 84 pour la répartition non uniforme.

Pour l'étude de performance, on procède comme précédemment. Les histogrammes des valeurs en $\frac{E_b}{N_0}$ et gain utile obtenues par chaque utilisateur dans chacune des répartitions sont donnés par les figures 6.5(a) et 6.5(b).

Les performances en gain utile sont similaires au cas précédent, plus de 95% des utilisateurs disposant d'une ressource ont des valeurs de gain supérieures à 40dB.

Par contre, cette fois (voir tableau 6.5), pour la répartition uniforme, 98.7% des utilisateurs partageant les ressources (soit une capacité de 84MHz pour une bande de 56 canaux de 1MHz) sont effectivement connectés, et 97.8% (soit une capacité de 82MHz) pour la répartition non uniforme.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre moyen d'utilisateurs servis	86	84
Capacité d'utilisateurs obtenant la connexion $\frac{E_b}{N_0} \geq 5.7dB$	84MHz	82MHz

TAB. 6.5: Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF fixe / allocation variable

Avec ce système, on a un avantage par rapport au système précédent dans le cas d'une répartition non uniforme. En effet, une certaine souplesse est apportée dans la gestion des ressources, le nombre de canaux par spots n'étant pas prédéfini. Ainsi, la capacité obtenue dans le cas de la répartition non uniforme augmente d'environ 11% par rapport au système précédent.

Suivant le type de mission, et donc la répartition des utilisateurs dans la zone, l'un ou l'autre des systèmes peut être retenu. Néanmoins, ces deux systèmes restent limités en terme de capacité. En effet, l'allocation de la ressource se faisant sur un certain schéma (réutilisation entre les spots 1 et 7, ou 2 et 6 ou 3 et 5), le facteur de réutilisation de ressources ne peut excéder 2.

Pour améliorer les performances en terme de capacité, on envisage l'étude des systèmes suivant qui proposent l'affectation d'un spot par utilisateur (au lieu de spots fixes préformés) en combinant une formation de faisceaux (avec ou sans réjection d'interférence) et une allocation de ressource variable basée sur le SDMA.

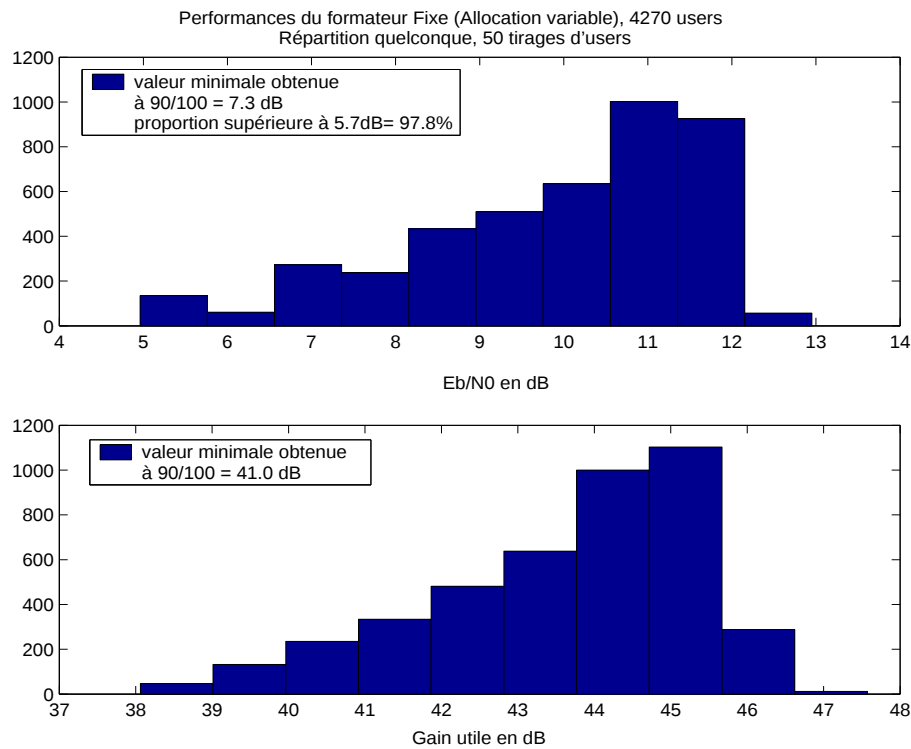
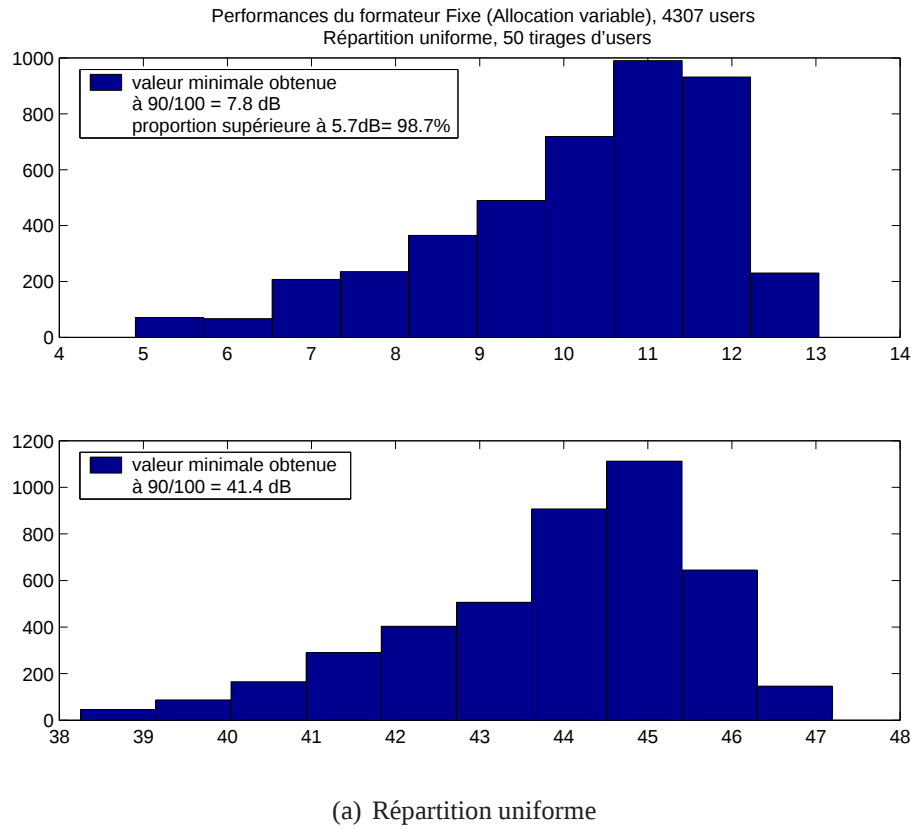


FIG. 6.5: Performances obtenues pour le système FF fixe / allocation variable

6.3.3 Formation de faisceaux variables avec le formateur conventionnel et allocation de ressources variable

Dans ce système, nous allons, à partir du critère angulaire défini pour ce formateur dans le chapitre 5, distribuer un certain nombre de ressources puis évaluer le nombre moyen d'utilisateurs pouvant avoir accès à la communication (pour 50 tirages d'utilisateurs) et ainsi définir la capacité effective moyenne du système.

Pour cet algorithme, il n'y a pas de réjection d'interférence (chapitre 4). L'utilisation du critère angulaire permet une allocation de ressources plus souple et par conséquent un gain certain en capacité. De plus, pointer le gain dans la direction de l'utile permet d'améliorer la performance.

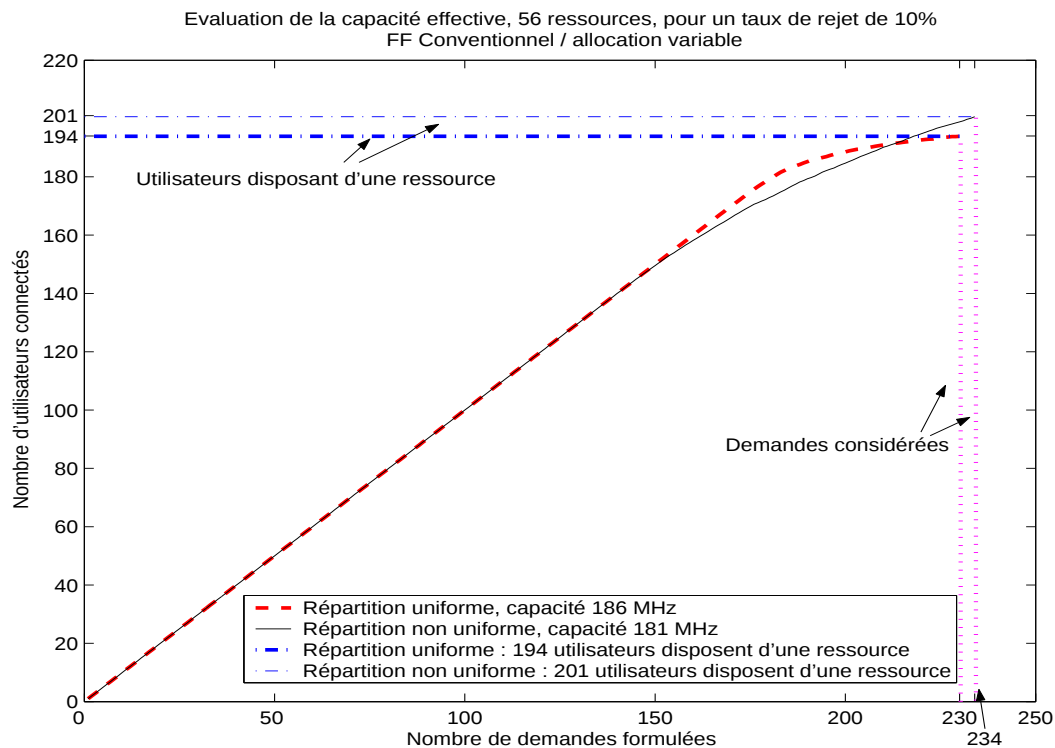


FIG. 6.6: Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF conventionnel / allocation variable, taux de rejet de 10%

Le tableau 6.6 résume les performances obtenues en terme de capacité.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre total d'utilisateurs obtenant une ressource sur 50 tirages	9757	10309
Nombre moyen de demandes considérées avant d'atteindre un taux de rejet de 10%	230	234
Nombre moyen d'utilisateurs servis	194	201

TAB. 6.6: Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF Conventionnel / allocation variable

Dans le cas d'une répartition uniforme (voir figure 6.6), le nombre moyen d'utilisateurs disposant d'une ressource est de 194 et si la répartition est non uniforme (répartition de la figure 6.1), la capacité passe à 201 utilisateurs.

Une étude de performances pour ces deux répartitions (voir tableau 6.7) montre que, dans le cas de la répartition uniforme (FIG. 6.7(a)), 95.8% des utilisateurs disposant d'une ressource (soit $186MHz$) atteignent le $\frac{E_b}{N_0}$ souhaité contre 90.2% (soit $181MHz$) pour la répartition non uniforme (FIG. 6.7(b)).

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre moyen d'utilisateurs servis	194	201
Capacité d'utilisateurs obtenant la connexion $\frac{E_b}{N_0} \geq 5.7dB$	$186MHz$	$181MHz$

TAB. 6.7: Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF Conventionnel / allocation variable

Ainsi, même si plus d'utilisateurs disposent d'une ressource dans le cas de la répartition non uniforme, la proportion obtenant effectivement la connexion reste proche de celle de la répartition uniforme. En effet, les utilisateurs concentrés sur une zone et partageant la

même ressource, sont plus sensibles aux perturbations sur les vecteurs directionnels d'où la dégradation de performances.

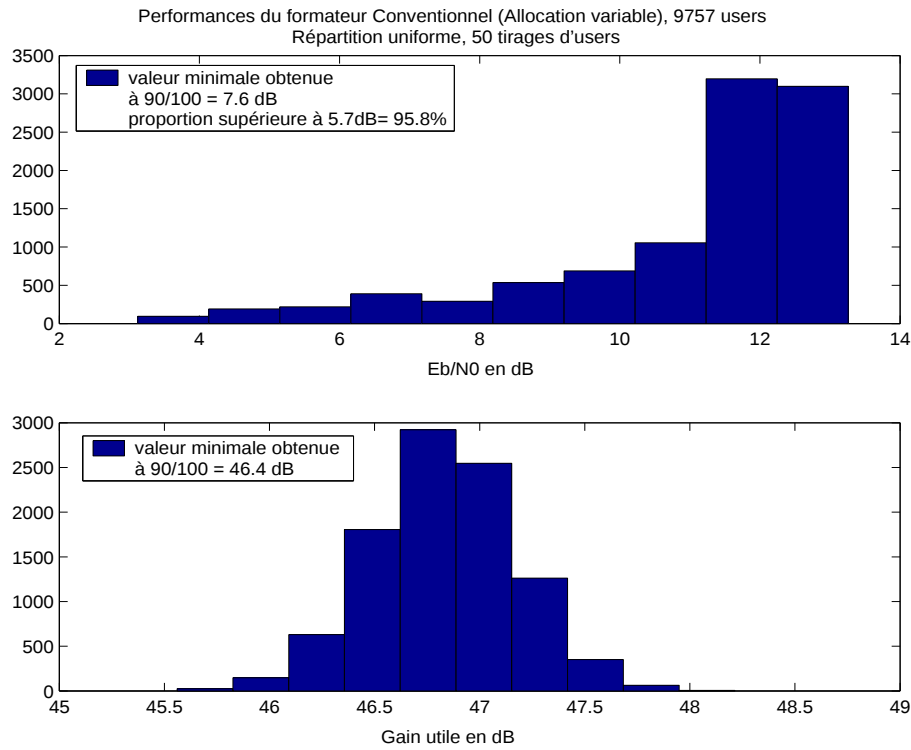
Les gains utiles restent supérieurs à $40dB$ car ce formateur privilégie un maximum de gain dans la direction visée quelque soit les interférences présentes.

On rappelle que le facteur de réutilisation maximal pour le Conventionnel est de 4 (voir chapitre 5). Cela indique que pour ce formateur on devrait avoir **au plus** 4×56 soit 224 utilisateurs susceptibles d'obtenir une ressource. Le nombre moyen d'utilisateurs disposant d'une ressource dans le cas d'une répartition uniforme ainsi que la proportion obtenant effectivement la connexion (près de 96% des utilisateurs disposant d'une ressource) permettent de vérifier qu'a posteriori ce facteur de 4 est le maximum pour la zone d'étude considérée (chapitre 5).

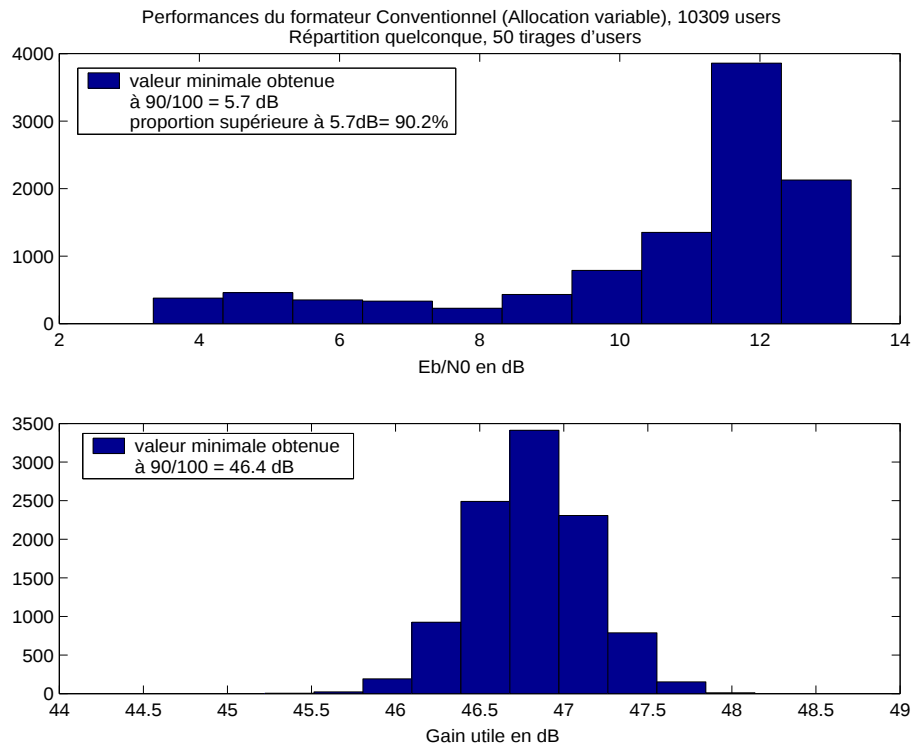
Ce système est alors compatible avec le DVB-RCS (96% des utilisateurs servis obtiennent la connexion) et a une capacité effective moyenne d'environ $180MHz$. La capacité obtenue est 2 fois plus élevée que celle du système de référence (FF fixe / allocation fixe).

Cependant, un tel système ne tient pas compte des éventuelles interférences présentes, il est alors d'autant moins performant que la zone de concentration des utilisateurs est petite (les séparations angulaires requises étant de l'ordre de 0.77° pour partager une ressource entre 4 utilisateurs).

Cela nous conduit au système suivant qui grâce à l'utilisation de formateurs adaptatifs (possibilité de réjection des interférences) et à l'utilisation du même type d'allocation de ressources dynamique, devrait permettre une augmentation considérable de la capacité grâce notamment à une réduction de la distance angulaire requise entre les utilisateurs partageant une ressource.



(a) Répartition uniforme



(b) Répartition non uniforme de la figure 6.1

FIG. 6.7: Performances obtenues pour le système FF variable par formateur Conventionnel / allocation variable

6.3.4 Formation de faisceaux variables avec un formateur adaptatif et allocation de ressources variable

Le principe d'allocation est le même que dans le système précédent, mais on utilise l'algorithme de FF adaptative. La réjection d'interférence ainsi introduite devrait conduire à une réduction de la distance angulaire requise et donc permettre une augmentation de la capacité.

Pour le formateur par séquence de référence, une pré-formation de faisceaux est requise pour permettre la détection de la séquence par corrélation passive et pour pallier les problèmes de synchronisation (voir le détail de la description de la méthode de FF au chapitre 4). La pré-formation de faisceaux est la formation de faisceaux fixes définie dans le système à formation de faisceaux fixes.

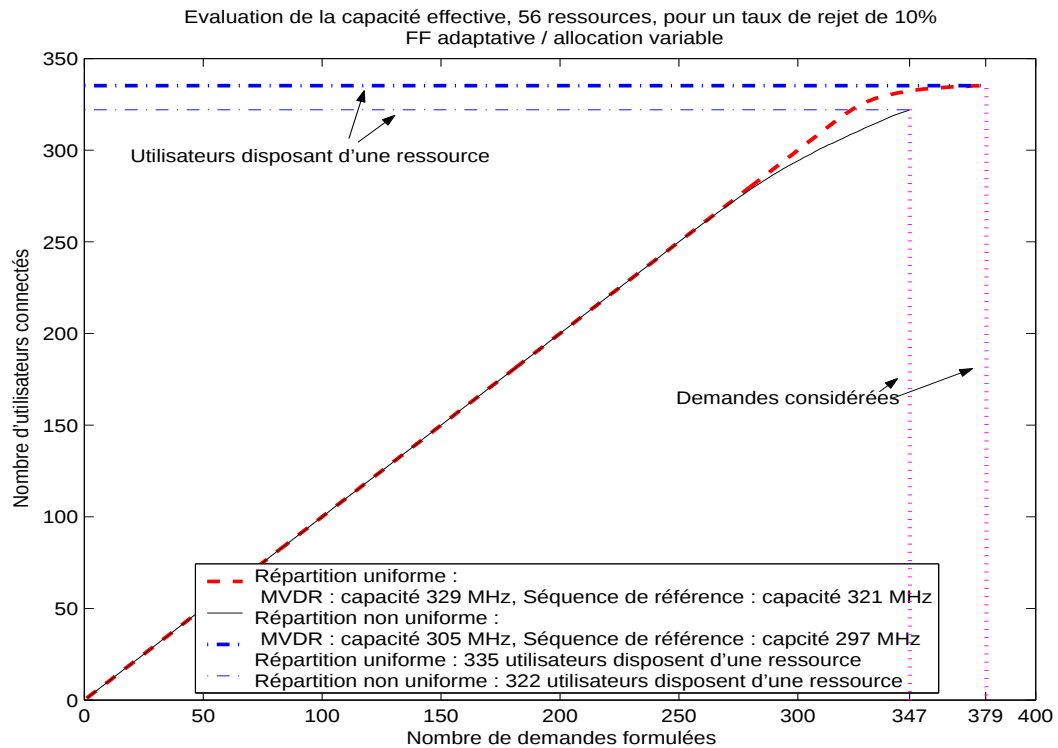


FIG. 6.8: Évolution de la capacité effective en fonction du nombre de demandes pour un système FF adaptative / allocation variable, taux de rejet de 10%

Le tableau 6.8 résume les performances obtenues en terme de capacité.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre total d'utilisateurs obtenant une ressource sur 50 tirages	16762	16535
Nombre moyen de demandes considérées avant d'atteindre un taux de rejet de 10%	379	347
Nombre moyen d'utilisateurs servis	335	322

TAB. 6.8: Capacités obtenues pour les répartitions étudiées FF adaptative / allocation variable

Si l'on se replace dans le cas d'une répartition uniforme, le nombre moyen d'utilisateurs disposant d'une ressource est de 335, et si la répartition est non uniforme (voir FIG. 6.1), la capacité passe à 322 utilisateurs.

Le taux de rejet de 10% souhaité est atteint plus vite dans le cas de la répartition non uniforme. Les utilisateurs étant concentrés dans une zone, l'algorithme d'allocation basé sur un critère angulaire en rejette plus. Le gain en nombre de ressources distribuées par rapport au système précédent est d'une centaine d'utilisateurs.

De même que plus haut, on peut assurer une ressource de communications à des utilisateurs concentrés sur une zone. De plus, l'influence de la répartition des utilisateurs de la zone sur le nombre de ressources attribuées est moindre. Cependant, les utilisateurs sont servis plus vite dans le cas d'une répartition uniforme.

Une étude de performances pour ces deux répartitions (voir tableau 6.9) montre que, dans le cas de la répartition uniforme (FIG. 6.9(a) et 6.10(a)), on atteint un taux de connexion soit 329MHz pour le MVDR et 321MHz pour le formateur par séquence de référence. Dans le cas de la répartition non uniforme (FIG. 6.9(b) et 6.10(b)), le taux de $\frac{E_b}{N_0}$ obtenus supérieurs à 5.7 dB est de 305MHz pour le MVDR et 297MHz pour le formateur par séquence de référence.

De façon générale, moins de 5% des gains utiles obtenus sont inférieurs à 40dB .

Les performances du formateur par séquence de référence sont proches de celles du formateur adaptatif de référence (MVDR).

Pour les deux types de répartition, dans le cas du formateur MVDR, le rapprochement des utilisateurs partageant la ressource (concentration dans un spot) entraîne une dégradation de performance due principalement aux perturbations sur les vecteurs directionnels.

Type de répartition	Uniforme	Non uniforme
Nombre moyen d'utilisateurs servis	335	322
Capacité d'utilisateurs obtenant la connexion $\frac{E_b}{N_0} \geq 5.7dB$	MVDR 329MHz Seq de Ref 321MHz	MVDR 305MHz Seq de Ref 297MHz

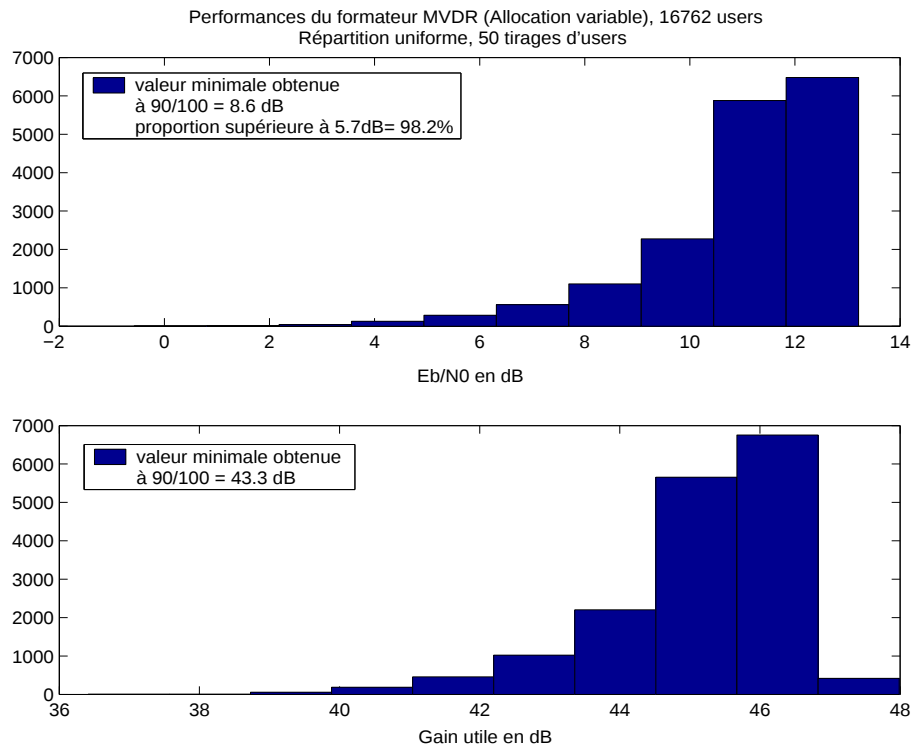
TAB. 6.9: Nombre de connexions obtenues pour les répartitions étudiées pour la FF adaptative / allocation variable

En ce qui concerne le formateur par séquence de référence, les valeurs très faibles obtenues sont dues à une mauvaise détection des séquences de référence. Cela s'explique d'une part par les séquences utilisées qui ont des propriétés d'inter et d'autocorrélation variables, et d'autre part par la pré-formation fixe utilisée qui n'est pas optimale en RSBI pour un nombre d'interférents supérieur à 2.

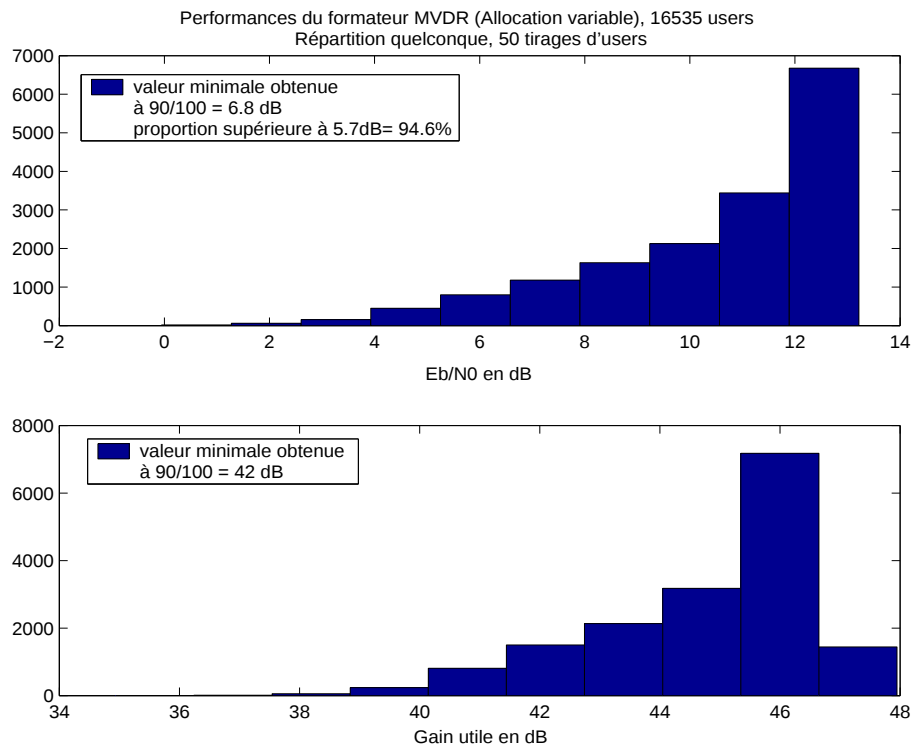
Nous rappelons que le facteur de réutilisation maximal estimé pour les formateurs adaptatifs est de 6 (chapitre 5). Cela indique que pour ce formateur on devrait avoir **au plus** 6×56 soit 336 utilisateurs disposant d'une ressource après l'allocation. Le nombre moyens d'utilisateurs disposant d'une ressource dans le cas d'une répartition uniforme ainsi que la proportion obtenant effectivement la connexion (environ 96%) permettent de vérifier qu'a posteriori ce facteur de 6 est le maximum pour la zone d'étude considérée pour le formateur par séquence de référence mis en place.

Ce système est alors compatible avec le standard DVB-RCS (plus de 90% des utilisateurs servis obtiennent la connexion). Il permet d'obtenir une capacité effective est environ 3.5 fois plus élevée que celle du système de référence (FF fixe / allocation fixe).

Dans cette partie, nous avons évalué le gain en capacité et en performance permis par l'association des techniques adaptatives et d'un accès SDMA. D'une façon générale, ce type de système présente un gain important en capacité et en performance par rapport aux autres systèmes présentés. Une première étude de complexité s'avère nécessaire pour rendre cette comparaison pertinente.

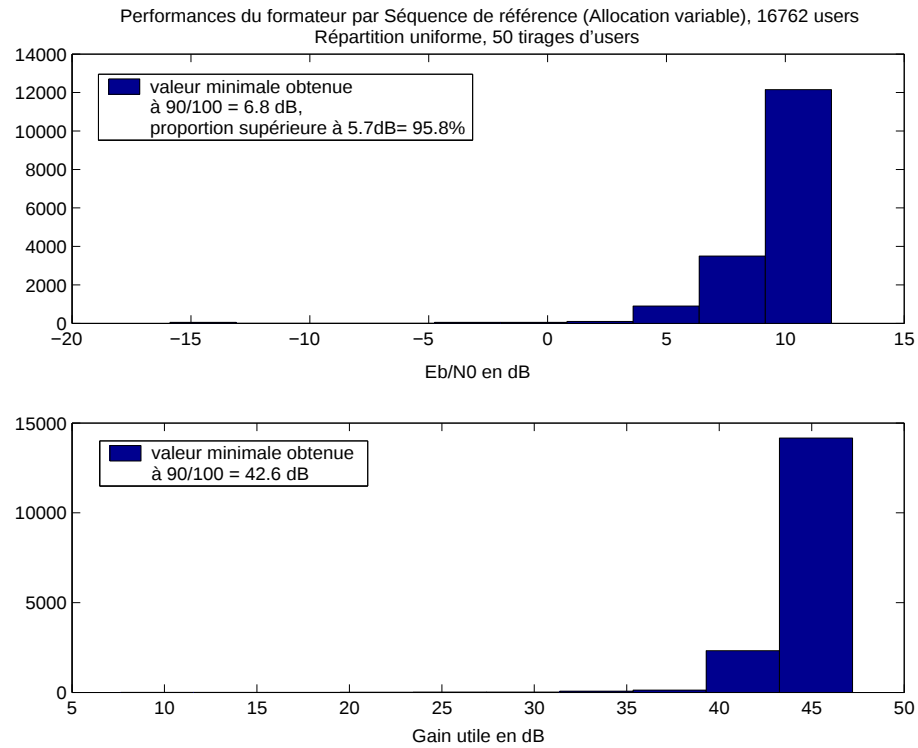


(a) Répartition uniforme

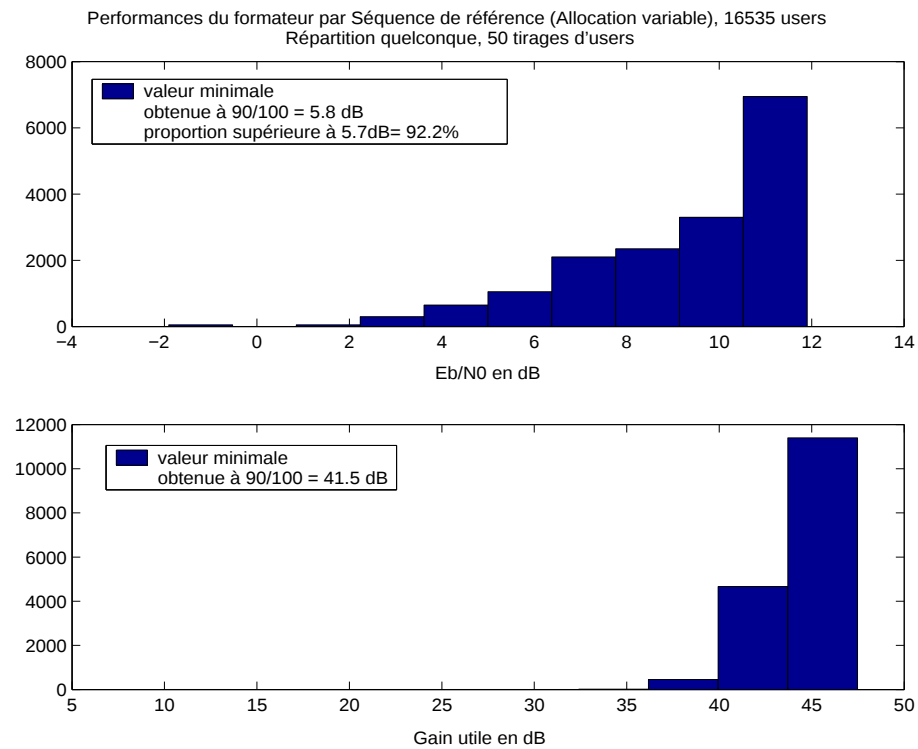


(b) Répartition non uniforme de la figure 6.1

FIG. 6.9: Performances obtenues pour le système FF variable par formateur MVDR / allocation variable



(a) Répartition uniforme



(b) Répartition non uniforme de la figure 6.1

FIG. 6.10: Performances obtenues pour le système FF variable par formateur par séquence de référence / allocation variable

6.3.5 En résumé

Pour conclure cette comparaison de systèmes, la figure suivante résume les capacités effectives obtenues par chacun pour une répartition uniforme.

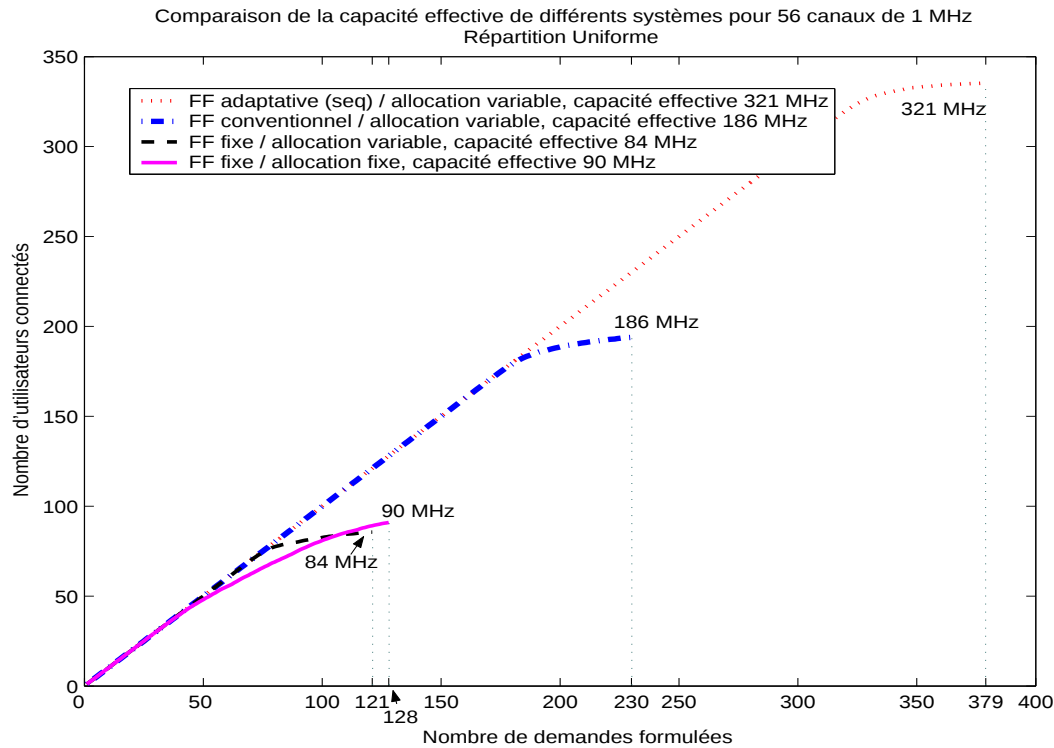


FIG. 6.11: Capacités effectives obtenues par les différents systèmes, répartition uniforme d'utilisateurs

La formation adaptative associée à un algorithme d'allocation dynamique de ressources permet bien d'augmenter la capacité d'utilisateurs traitées à dimension d'antenne fixée par rapport au système classique à FF fixe à allocation de ressources fixe.

Toutefois, la mise en place d'un algorithme de FF adaptatif implique une plus grande complexité puisque la loi doit être recalculée pour chaque utilisateur.

Dans une première étude de complexité, nous évaluons, pour chacun des systèmes, le nombre de fois où il faut calculer les pondérations nécessaires à la formation de faisceaux.

Ainsi, dans le cas des systèmes à formation de faisceaux fixes, ces derniers sont formés une seule fois, on ne calcule donc que 7 vecteurs de pondérations correspondant aux 7 spots fixes optimisés pour des capacités garanties autour de 90 MHz .

Pour le système à formateur Conventionnel, on calcule un vecteur de pondération pour chaque utilisateur entrant, les vecteurs précédemment calculés étant conservés. Ainsi, pour chaque ressource (56 au total), on calcule au maximum 4 pondérations soit 224 vecteurs de pondération au maximum pour une capacité de connexion garantie d'environ $186MHz$.

Enfin, pour le système à formateur adaptatif, à chaque nouvel utilisateur, il faut réévaluer tous les vecteurs de pondération des utilisateurs présents sur la ressource (aspect adaptatif). En considérant que l'on a au plus 6 utilisateurs par ressource (n_{users}), le nombre de calculs NBC nécessaire et donné par l'équation 6.1. On aurait donc au maximum 1176 calculs de vecteurs de pondération pour une capacité de connexion garantie d'environ $321MHz$.

$$NBC = \sum_{k=1}^{n_{users}} k \quad (6.1)$$

$$NBC = \frac{(n_{users} + 1) \times n_{users}}{2} \quad (6.2)$$

La complexité induite par le système adaptatif explique qu'un choix doit être fait pour le système final. En effet, entre un système à formateur Conventionnel à complexité réduite et capacité moins élevée et celui à formateur adaptatif permettant un gain certain en capacité mais au prix d'une augmentation de complexité, une étude plus poussée en terme de besoins (conditions de la mission, utilisateurs concentrés dans une zone ou non, présence ou non de brouilleurs à forte puissance,...) et architecture système est nécessaire.

6.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'évaluer les capacités et performances des 4 systèmes décrits dans le chapitre 2. Chaque système est associé à un algorithme d'allocation de ressources basé ou non sur le SDMA (chapitre 5).

La capacité effective moyenne obtenue pour chacun des systèmes est évaluée pour une cinquantaine de tirages d'utilisateurs. Ensuite, les performances garanties aux utilisateurs disposant d'une ressource sont évaluées.

Il apparaît que le système utilisant la formation de faisceaux adaptative combinée à une allocation de ressources basée sur le SDMA (utilisation d'un critère angulaire) permet d'obtenir :

- pour une répartition uniforme, une capacité 3.5 fois plus élevée que pour le système de référence (FF fixe / allocation fixe)

- pour la répartition non uniforme de la figure 6.1, une capacité 4 fois plus élevée que pour le système de référence

La comparaison avec les capacités obtenues par les autres systèmes montre un gain en capacité et en performance important. En effet, le système avec FF adaptative a une capacité triple de celle d'un système à FF fixe et présente un gain en capacité d'environ 73% par rapport à un système à FF conventionnel. Cependant, ce gain en capacité s'accompagne d'une augmentation de la complexité engendrée par ce système. Cette complexité doit être prise en considération et analysée plus en détails pour étude plus complète.

Conclusions et Perspectives

7.1 Conclusions

L'utilisation du satellite comme vecteur de communications dans les zones sinistrées est envisagée de plus en plus sérieusement dans le cadre des télécommunications en situation d'urgence. Ce moyen de communication est plus souple et plus flexible que les réseaux terrestres qui sont souvent saturés voire détruits en cas de catastrophe. Il s'agit alors de proposer un système embarqué utilisant des techniques innovantes telles que la Formation de Faisceau par le Calcul ou encore une méthode d'accès à répartition spatiale (AMRS ou Spatial Division Multiple Access, SDMA) qui puisse garantir les performances nécessaires aux missions d'urgence.

L'évaluation des besoins d'un tel système dans le chapitre 2 nous permet d'envisager deux méthodes d'accès : un accès avec spots fixes et un accès du type un faisceau par utilisateur. L'utilisation d'algorithmes de FFC associé à un algorithme d'allocation de ressources rend possible la mise en place du second type d'accès.

Le chapitre 4 a permis de présenter plusieurs algorithmes candidats à la mise en place du concept «un spot par utilisateur». Les performances de ces algorithmes ont été analysées à partir du modèle de signal proposé dans le chapitre 3.

Ce modèle peut être amélioré en estimant les erreurs dues au canal, ou encore en affinant le modèle des perturbations dues aux vecteurs directionnels. Des aspects systèmes tels que la quantification, le mélange de plusieurs bandes de fréquences, l'analyse du budget de la liaison peuvent également être intégrés à ce modèle.

Les résultats du chapitre 6 permettent d'une part de confirmer l'intérêt d'un accès du type un spot par utilisateur par rapport à un accès classique avec spots fixes, et d'autre part le gain en performance permis par l'utilisation d'une allocation de ressources basée sur le SDMA. Les formateurs de faisceaux adaptatifs, grâce notamment à la réjection

d'interférences assurent un gain en performance et capacité. Cependant, leur complexité de mise en oeuvre devra être étudiée pour statuer sur la réalisabilité d'un système satellite les intégrant.

7.2 Perspectives

A la suite de ce travail de recherche, il sera intéressant de trouver des familles de séquences de référence présentant de meilleures propriétés d'auto et d'inter corrélations, séquences qui seraient alors plus adaptées à un cas réel.

De plus, l'implémentation des algorithmes de formation de faisceaux peut être améliorée notamment pour la formation de faisceaux avec séquence de référence. Les aspects synchronisation du système devront être étudiés plus en détails pour s'assurer que le niveau de synchronisation nécessaire à la corrélation passive est réalisable en pratique. Il sera également intéressant d'effectuer une étude sur des familles de séquences de référence présentant de meilleures propriétés d'inter et d'autocorrélation (séquences de Gold par exemple). L'attribution de ses séquences aux différents utilisateurs devra aussi être étudiée.

Le chapitre 5 nous a permis de présenter les procédés d'allocation de ressources intervenant pour la comparaison des types de système envisagés : ceux à accès avec spots fixes et ceux à accès du type un spot par utilisateur. Il sera intéressant de trouver des algorithmes d'allocation plus élaborés pour optimiser l'allocation de la ressource. De plus, l'influence de différents paramètres tels que le taux de codage, la répartition des utilisateurs ou encore le nombre de porteuses sur le facteur de réutilisation de la ressource permettra d'estimer le nombre minimal de fois garanti qu'une ressource peut être utilisée.

De plus, une étude plus approfondie des performances pourrait être réalisée. Elle comprendrait une estimation du bruit de quantification et s'appuierait sur un modèle plus élaboré de la chaîne de réception.

Par ailleurs, l'influence de la quantification des signaux utilisés sur les performances pourra être abordée, notamment le problème lié à la dynamique des signaux reçus.

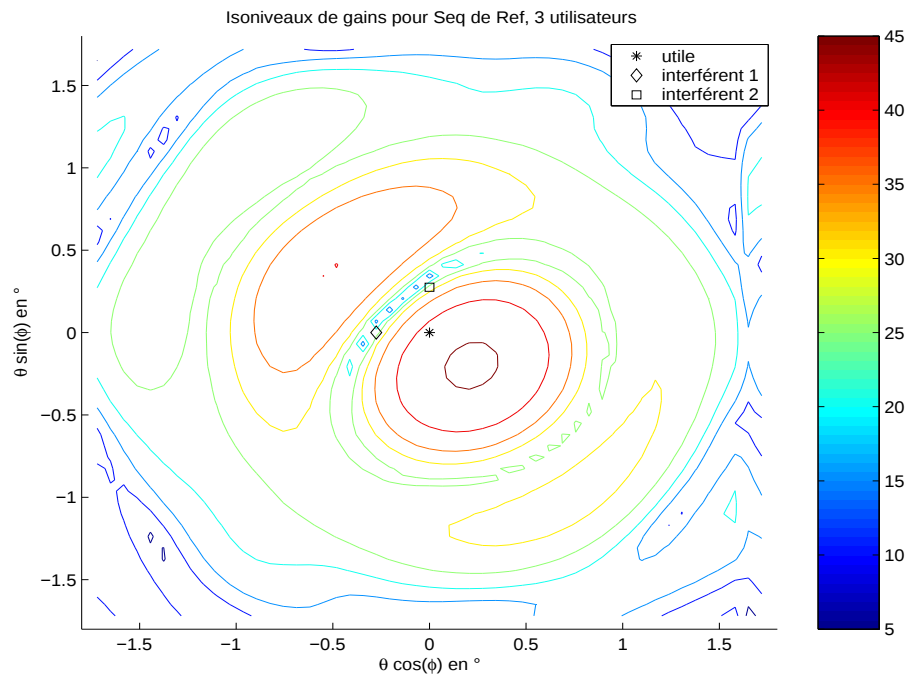
Enfin, une étude complète de l'architecture du système, de la complexité de mise en oeuvre ainsi que de la charge utile associée sera intéressante pour estimer le niveau de complexité engendré par un tel système.

ANNEXE A

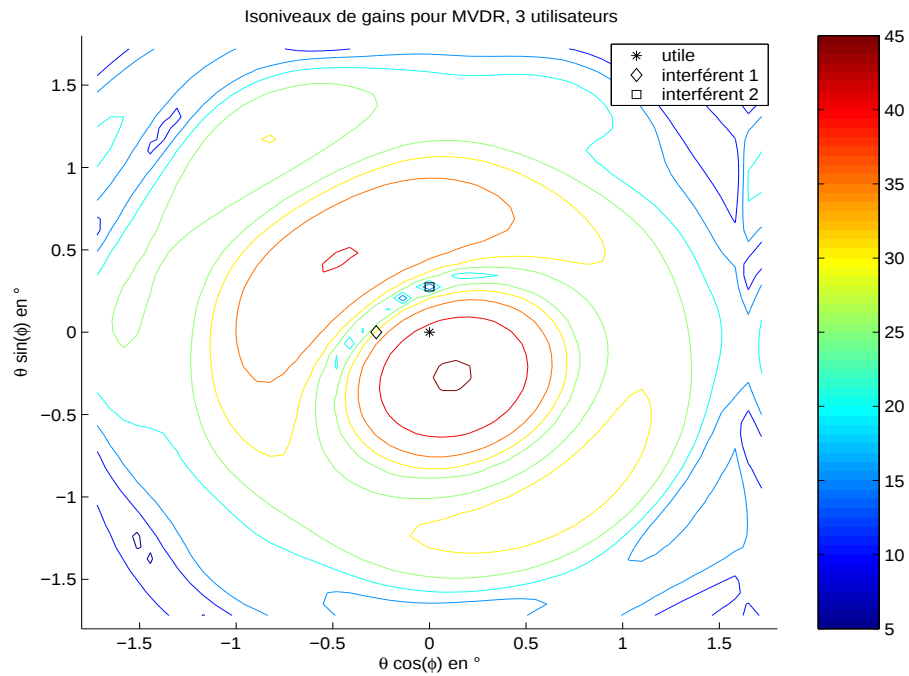
Détermination du facteur maximal de réutilisation des ressources

A.1 Figures correspondant au cas Trois utilisateurs

A.1.1 Utilisateur au centre

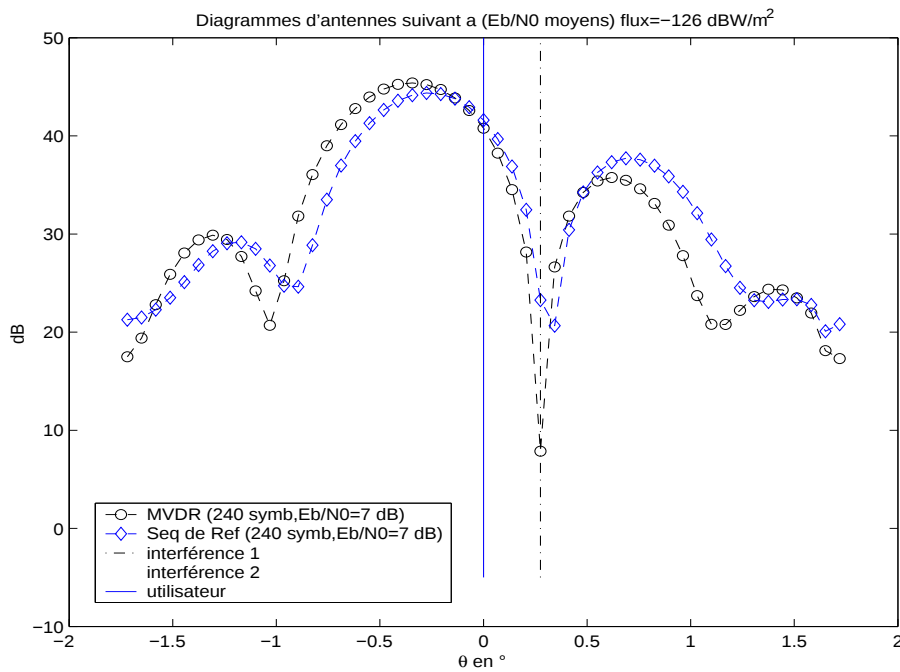
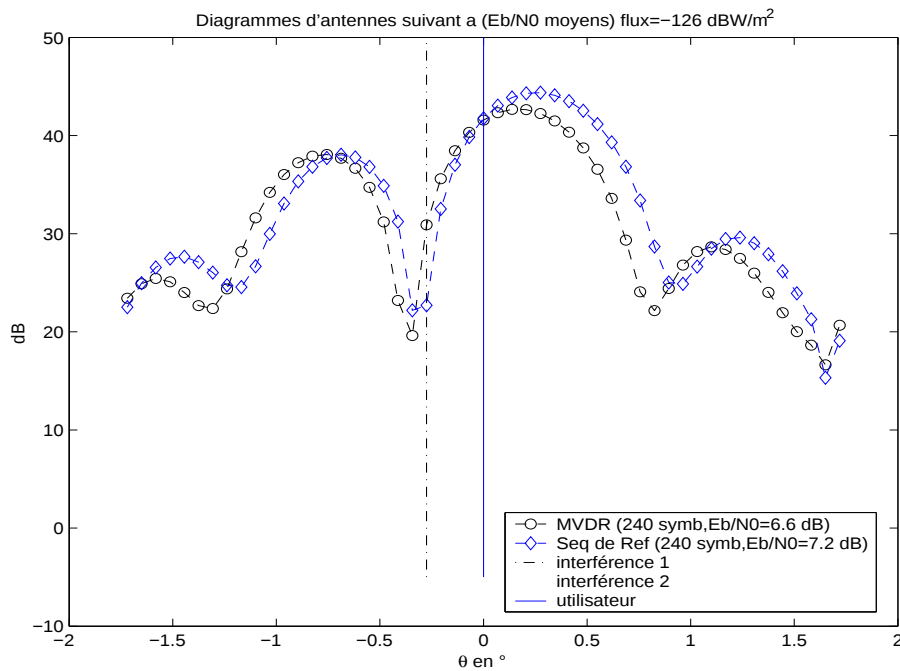


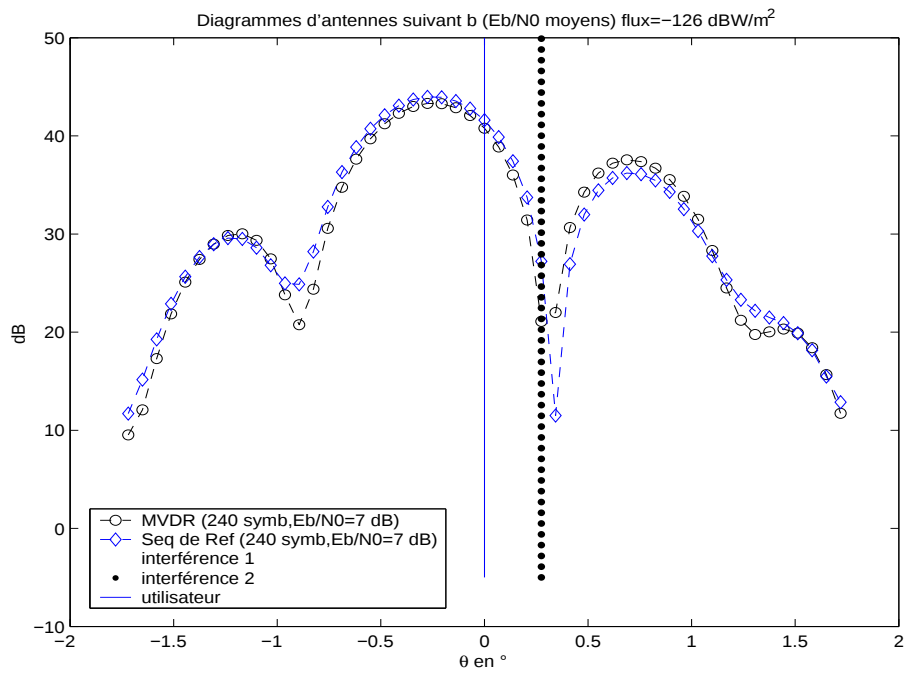
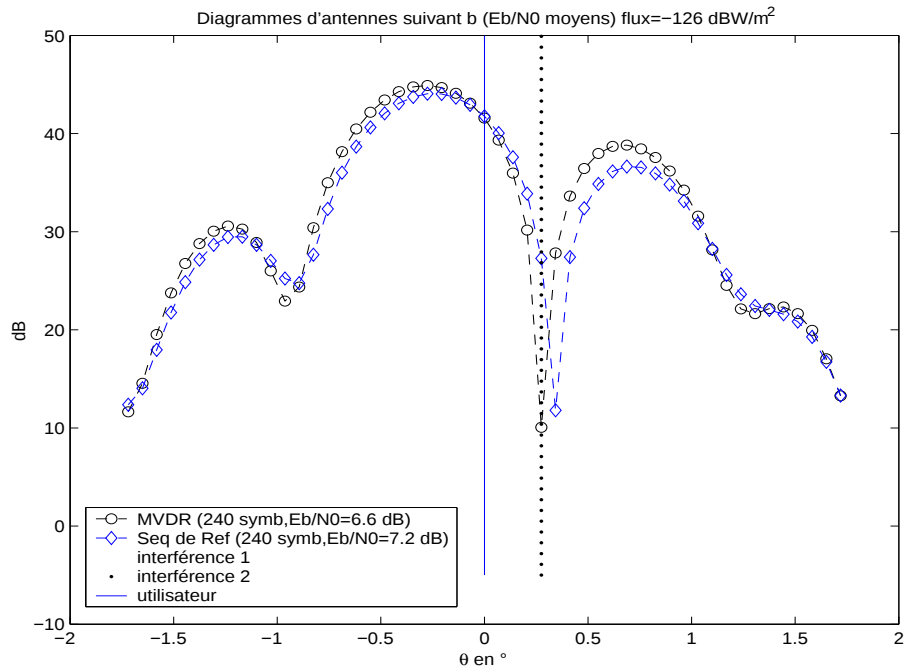
(a) Formateur par séquence de référence

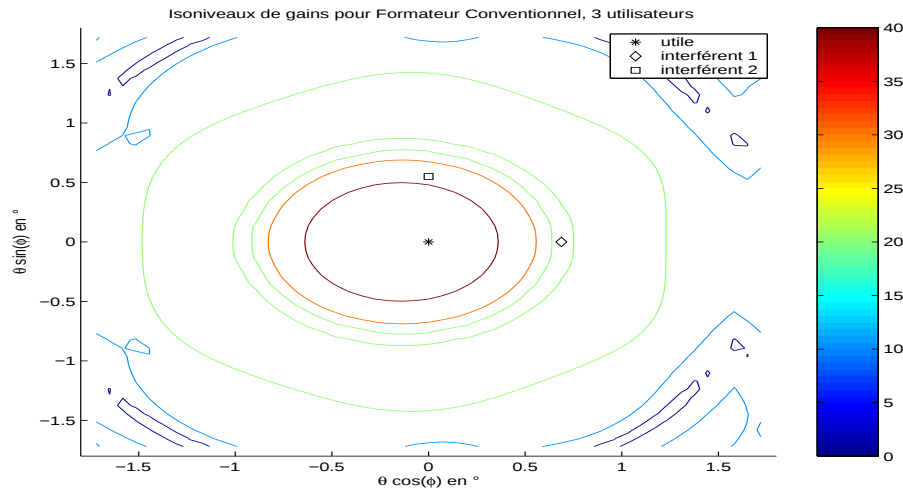
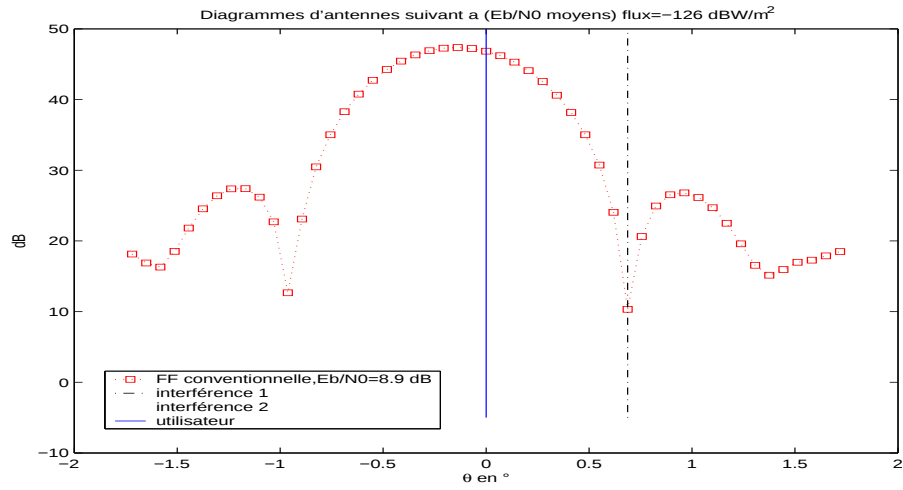
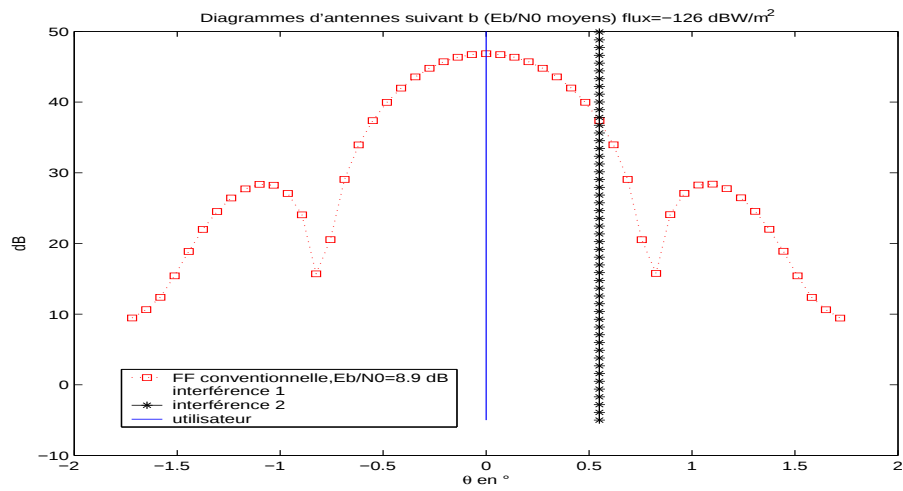


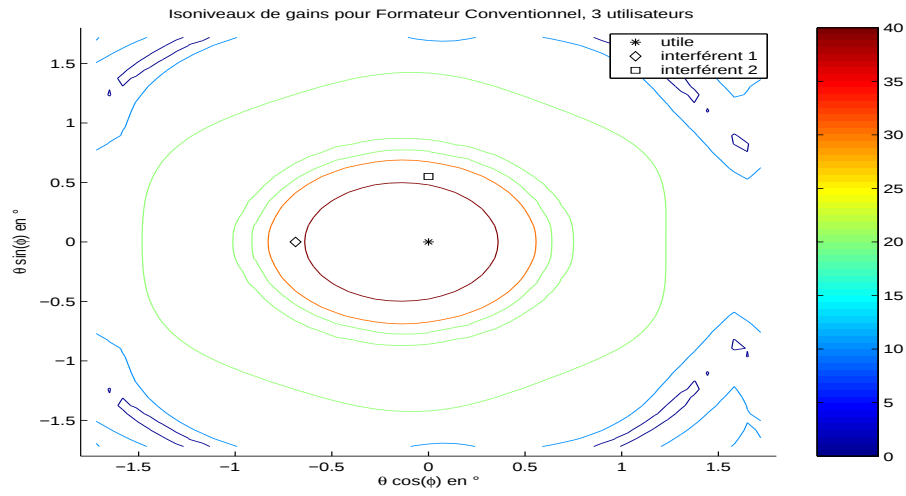
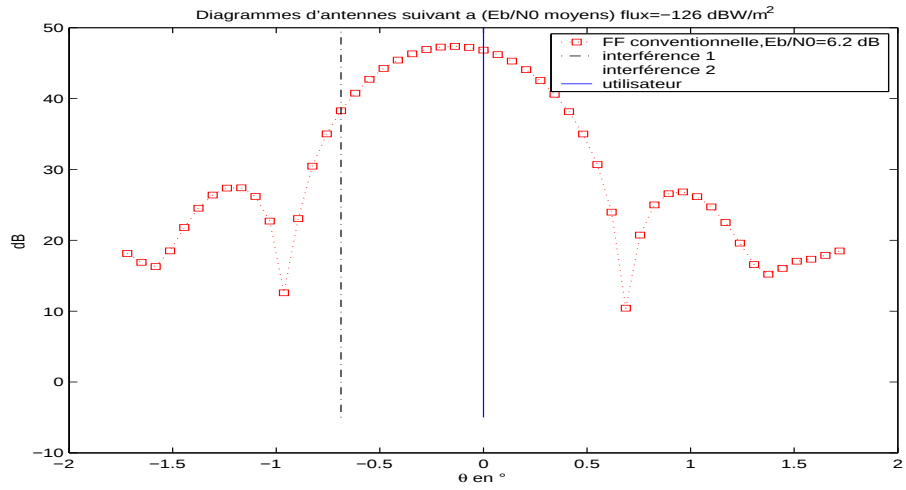
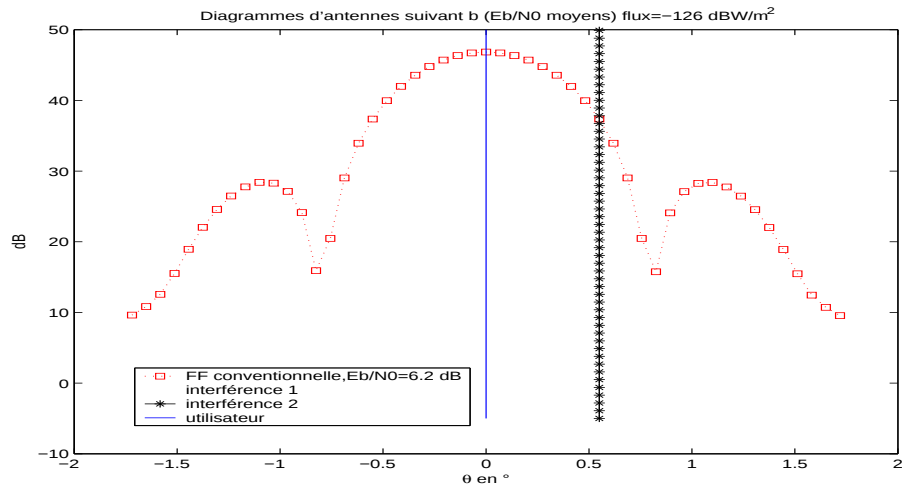
(b) Formateur MVDR

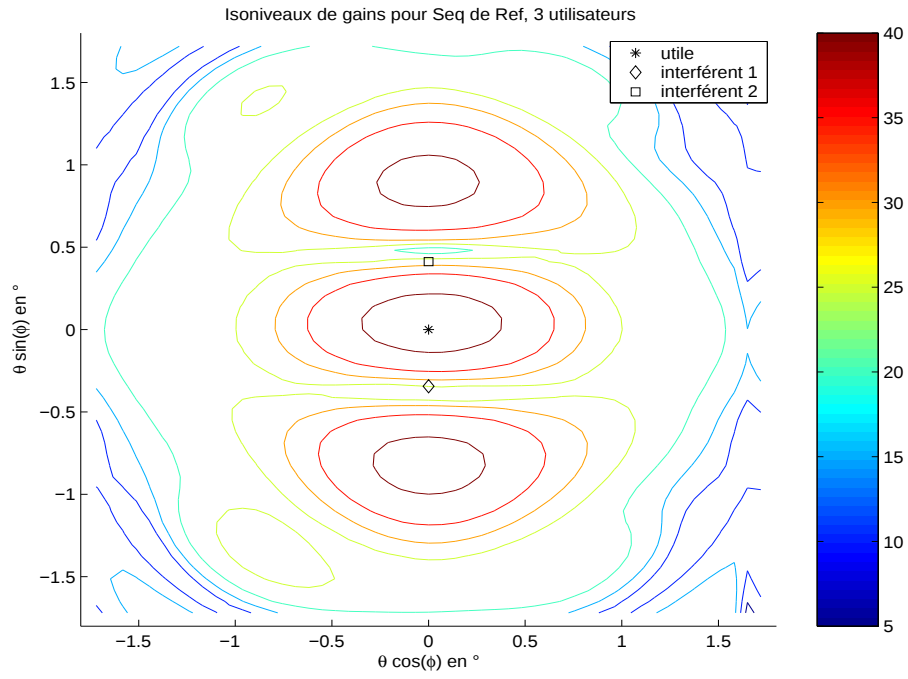
FIG. A.1: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-4\Delta a$ et $+4\Delta b$)

(a) Interférences à $+4\Delta a$ et $+4\Delta b$ (b) Interférences à $-4\Delta a$ et $+4\Delta b$ FIG. A.2: Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs)

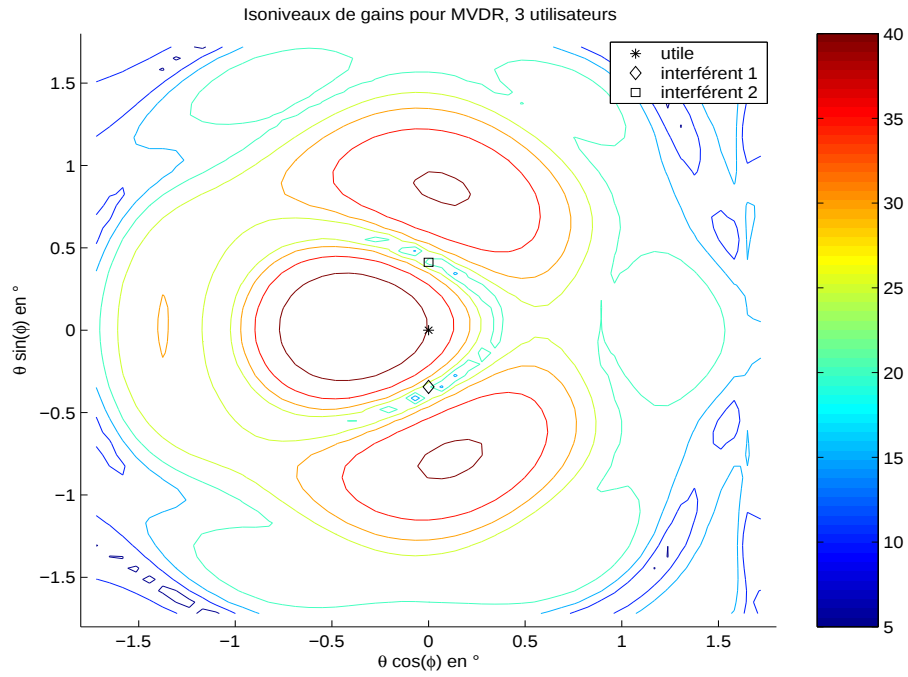
(a) Interférences à $+4\Delta a$ et $+4\Delta b$ (b) Interférences à $-4\Delta a$ et $+4\Delta b$ FIG. A.3: Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs)

(a) Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (b) Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (c) Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ **FIG. A.4:** Formateur Conventionnel (3 émetteurs, interférences à $+10\Delta a$ et $+8\Delta b$)

(a) Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (b) Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (c) Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ **FIG. A.5:** Formateur Conventionnel (3 émetteurs, interférences à $-10\Delta a$ et $+8\Delta b$)

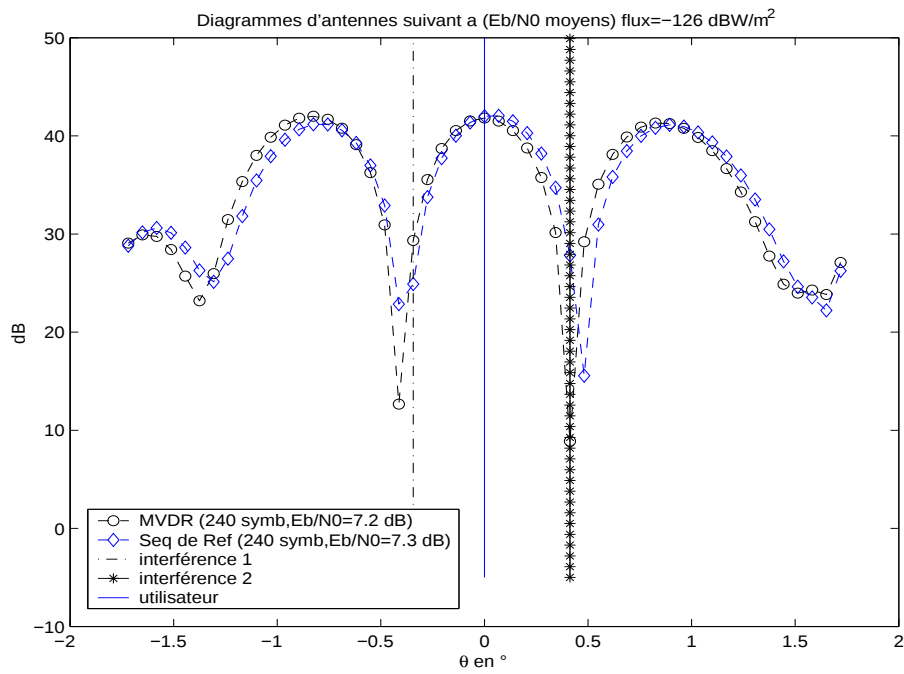
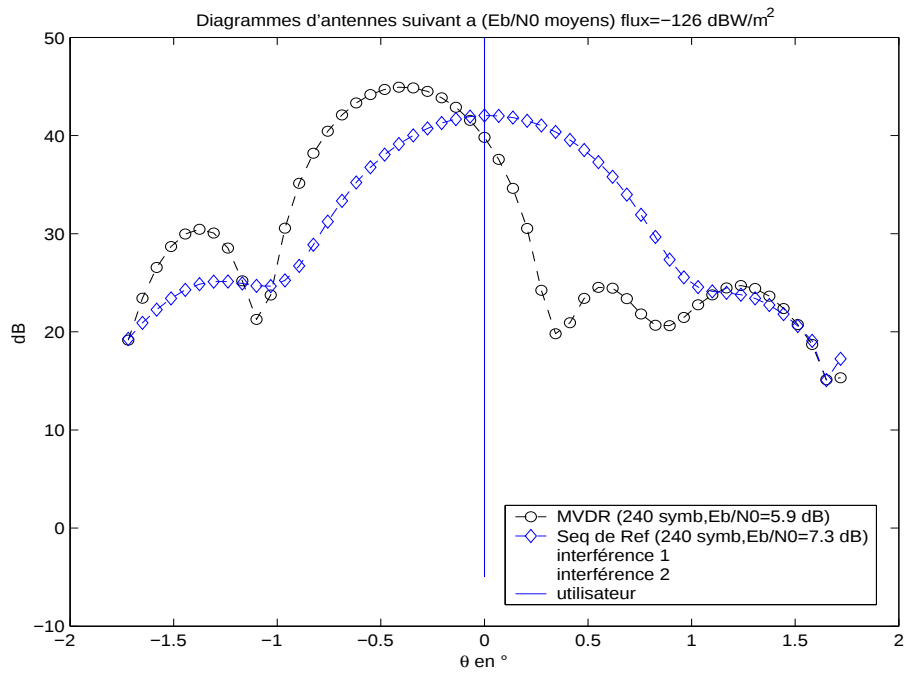


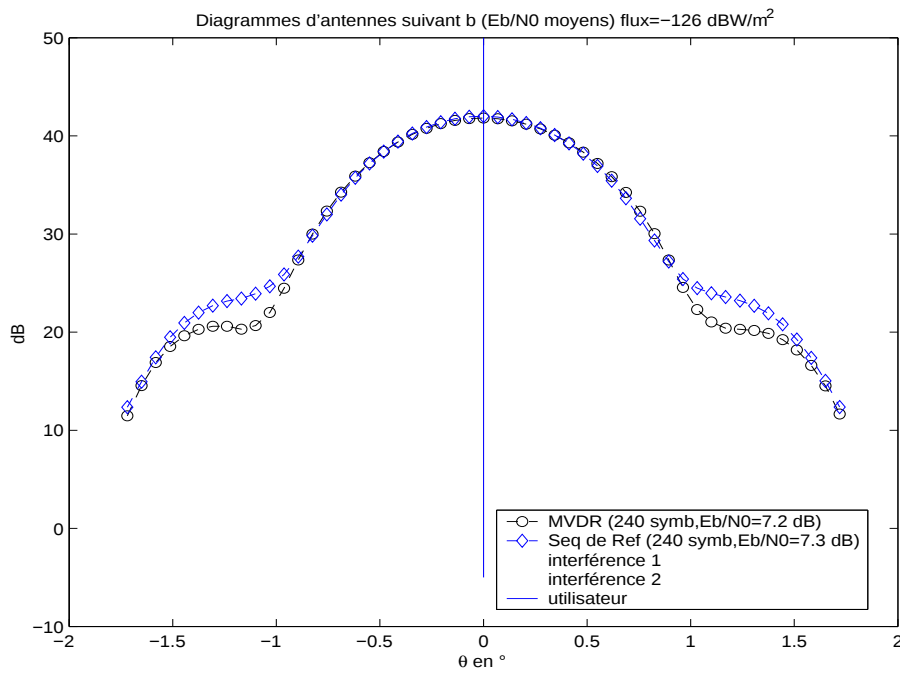
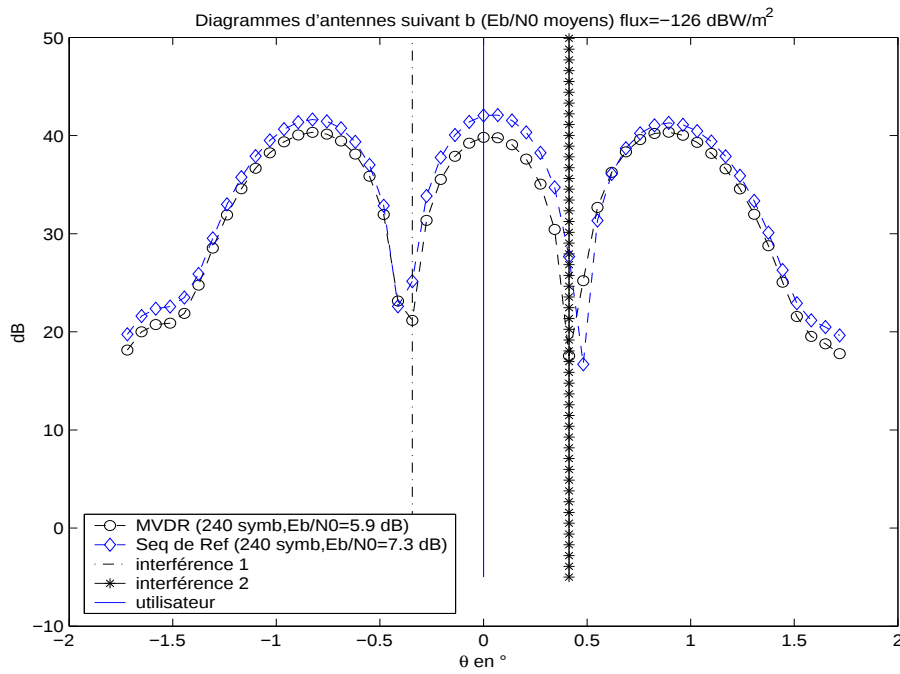
(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.6: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta b$ et $+6\Delta b$)

(a) Interférences à $-5\Delta a$ et $+6\Delta a$ (b) Interférences à $-5\Delta b$ et $+6\Delta b$ FIG. A.7: Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs)

(a) Interférences à $-5\Delta a$ et $+6\Delta a$ (b) Interférences à $-5\Delta b$ et $+6\Delta b$ **FIG. A.8:** Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs)

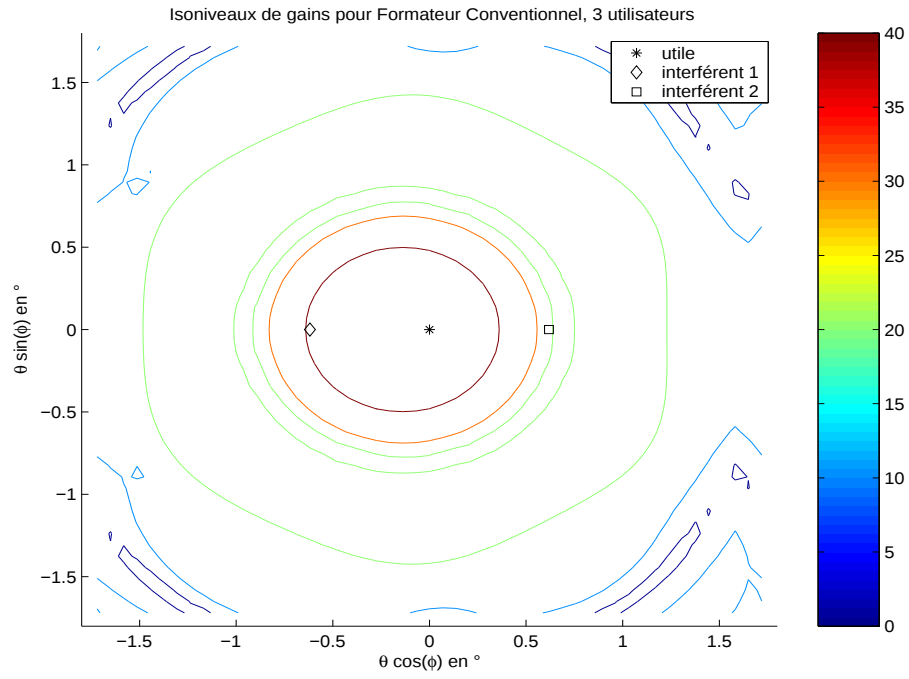
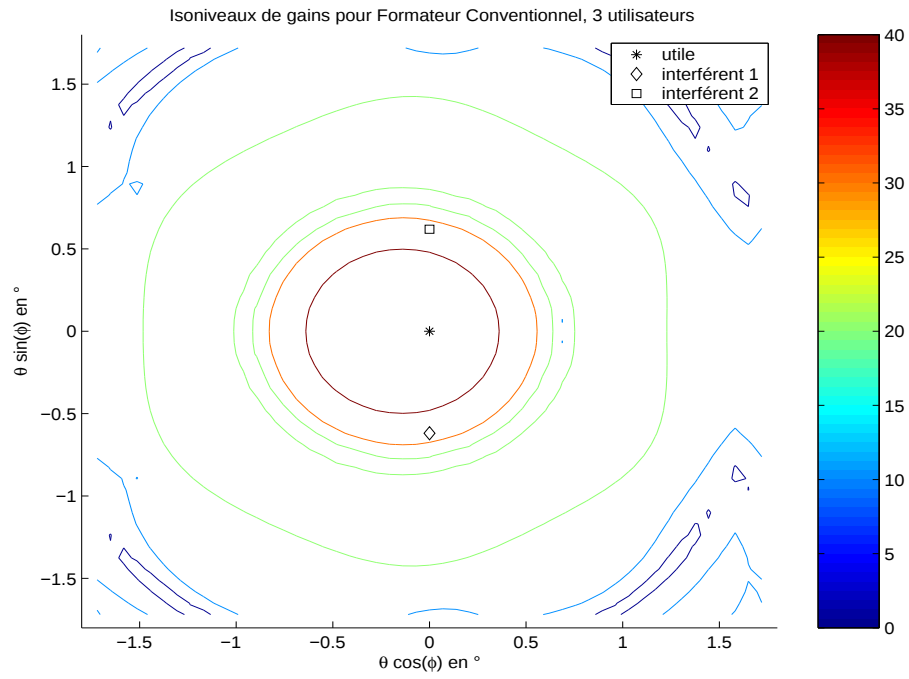
(a) Interférences à $-9\Delta a$ et $+9\Delta a$ (b) Interférences à $-9\Delta b$ et $+9\Delta b$

FIG. A.9: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)

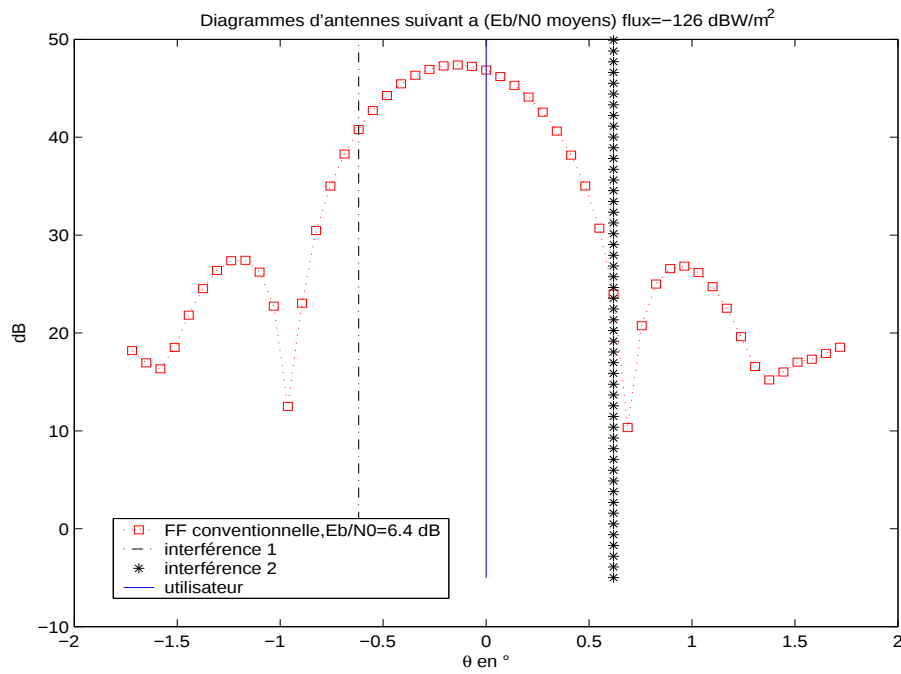
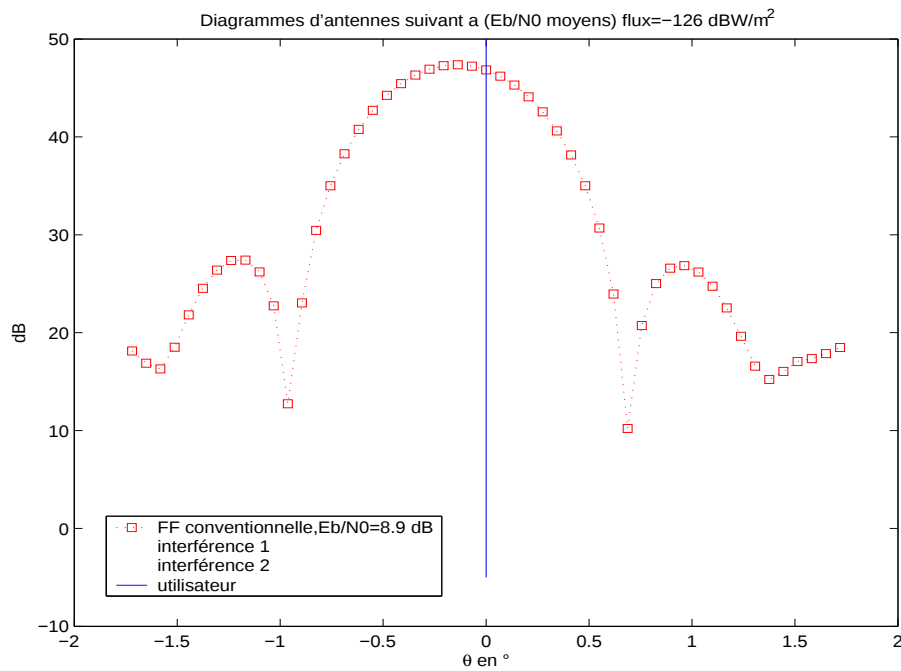
(a) Interférences à $-9\Delta a$ et $+9\Delta a$ (b) Interférences à $-9\Delta b$ et $+9\Delta b$

FIG. A.10: Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)

A.1.2 Utilisateur à une extrémité

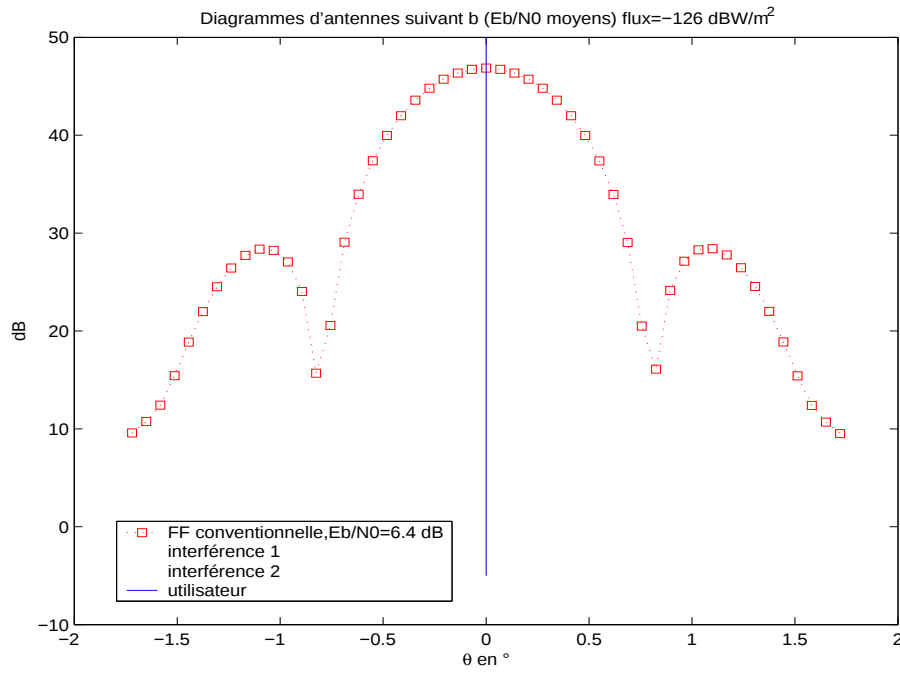
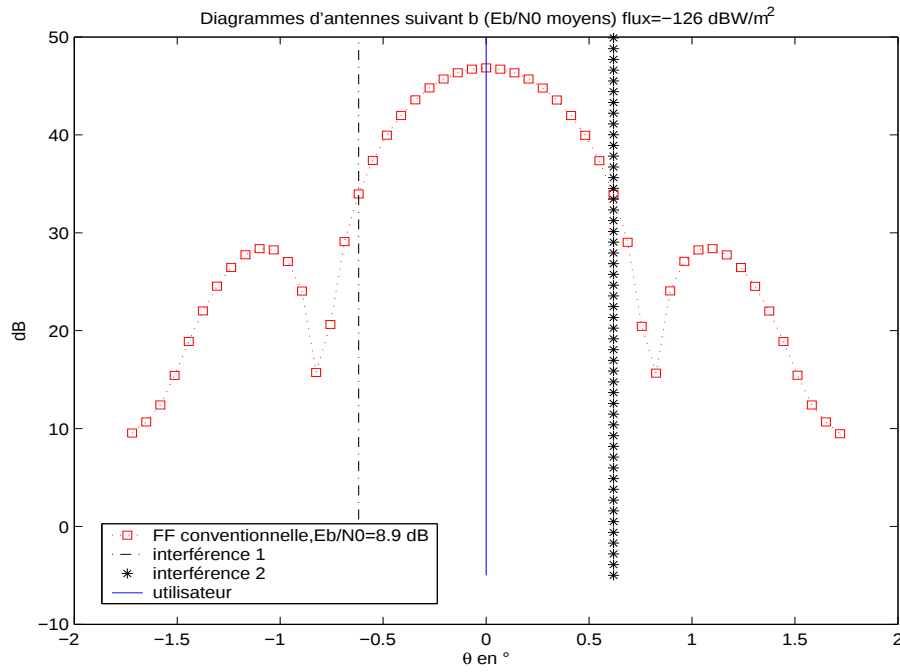
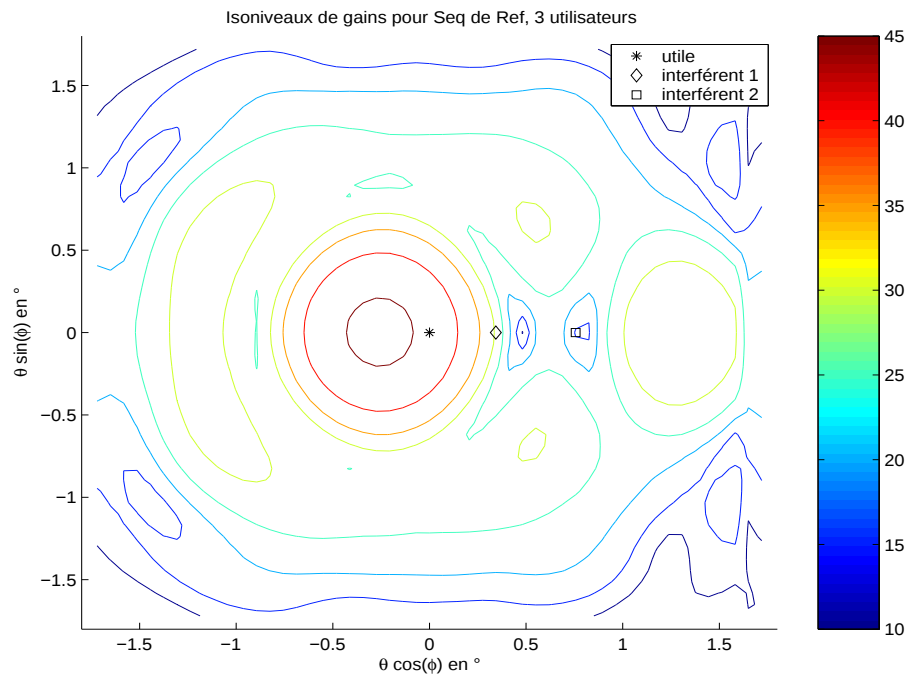
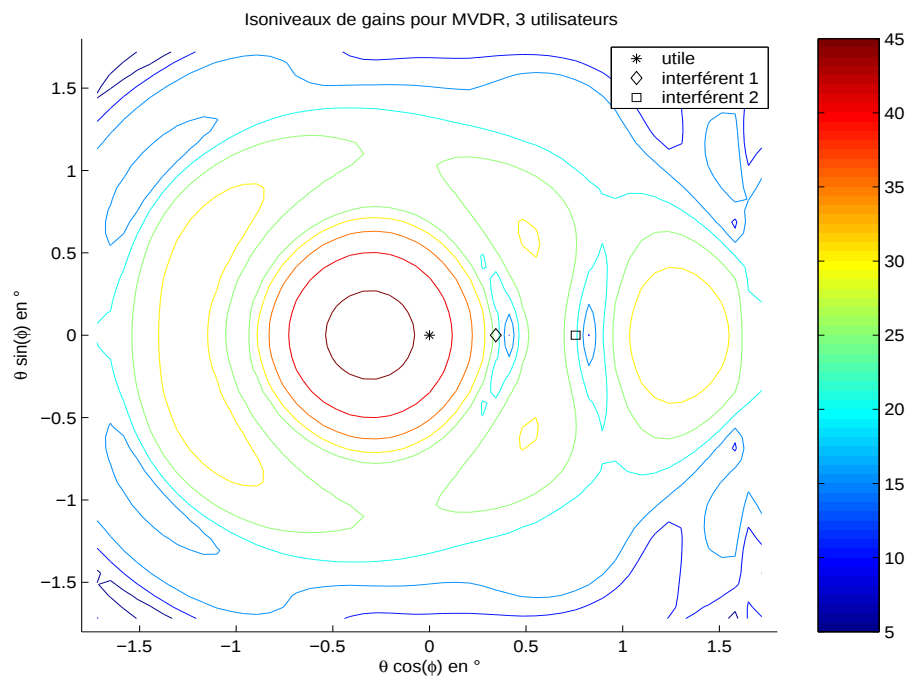
(a) Interférences à $-9\Delta a$ et $+9\Delta a$ (b) Interférences à $-9\Delta b$ et $+9\Delta b$

FIG. A.11: Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs, Formateur Conventionnel)

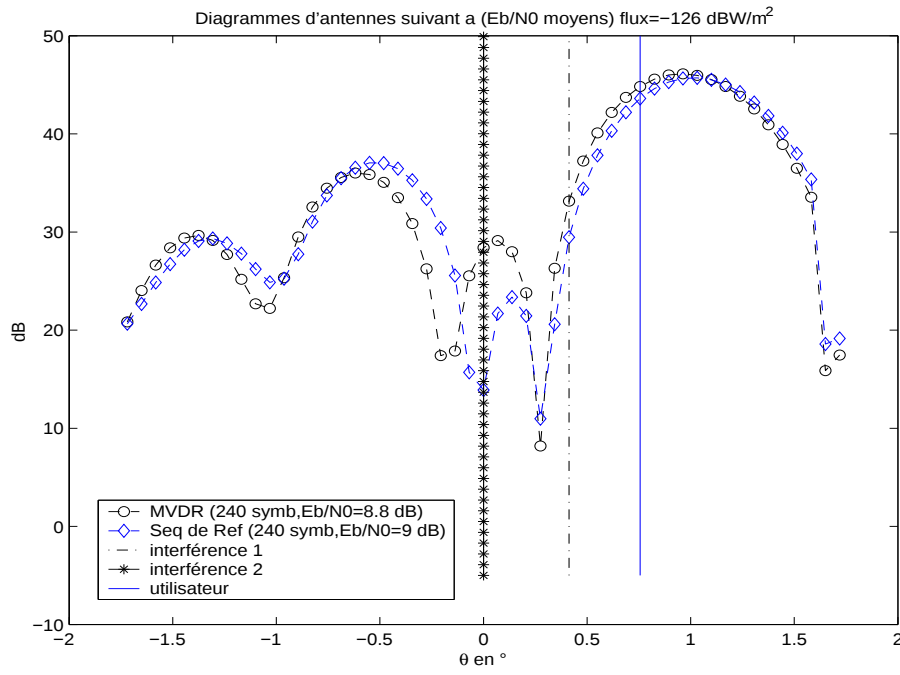
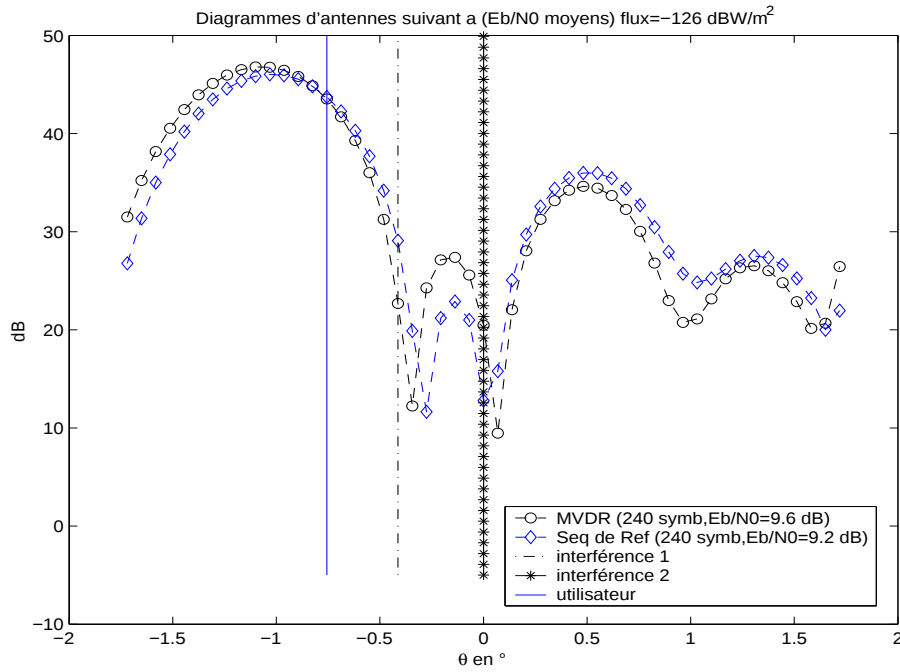


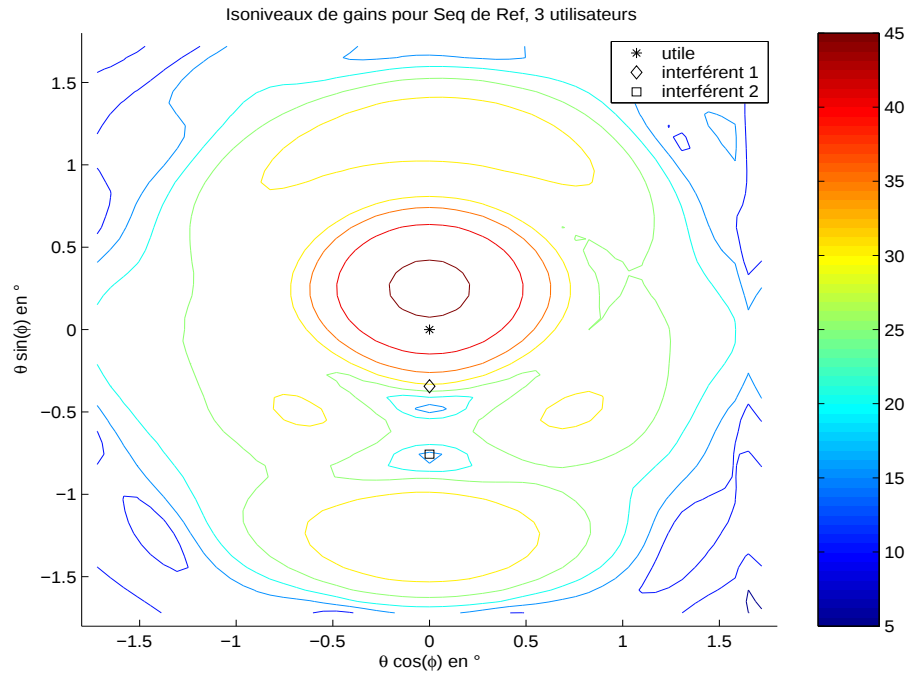
(a) Formateur par séquence de référence



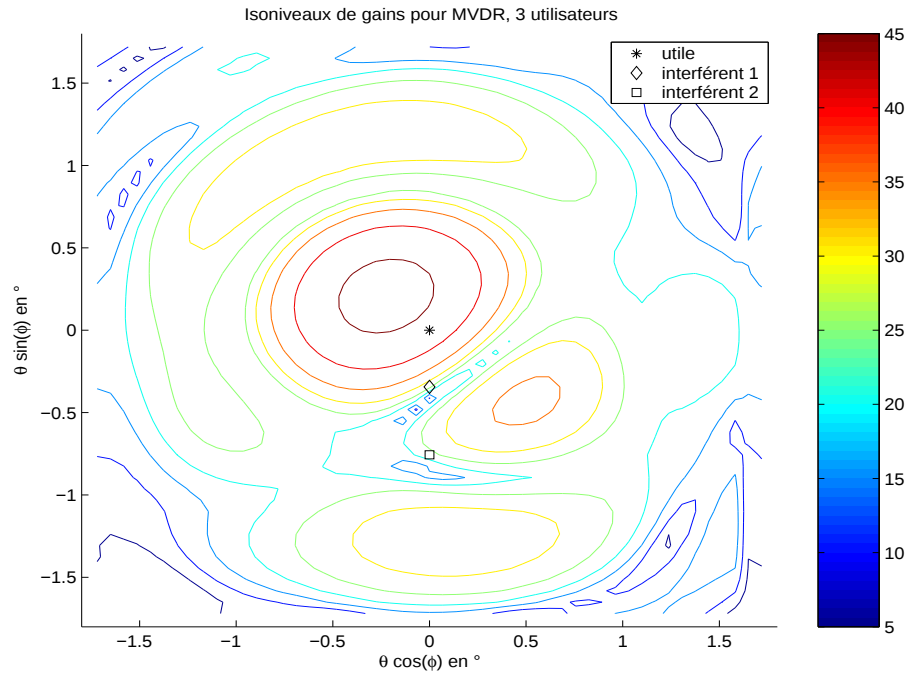
(b) Formateur MVDR

FIG. A.12: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+5\Delta a$ et $+11\Delta a$)

(a) Interférences à $-5\Delta a$ et $-11\Delta a$ (b) Interférences à $+5\Delta a$ et $+11\Delta a$ **FIG. A.13:** Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs)

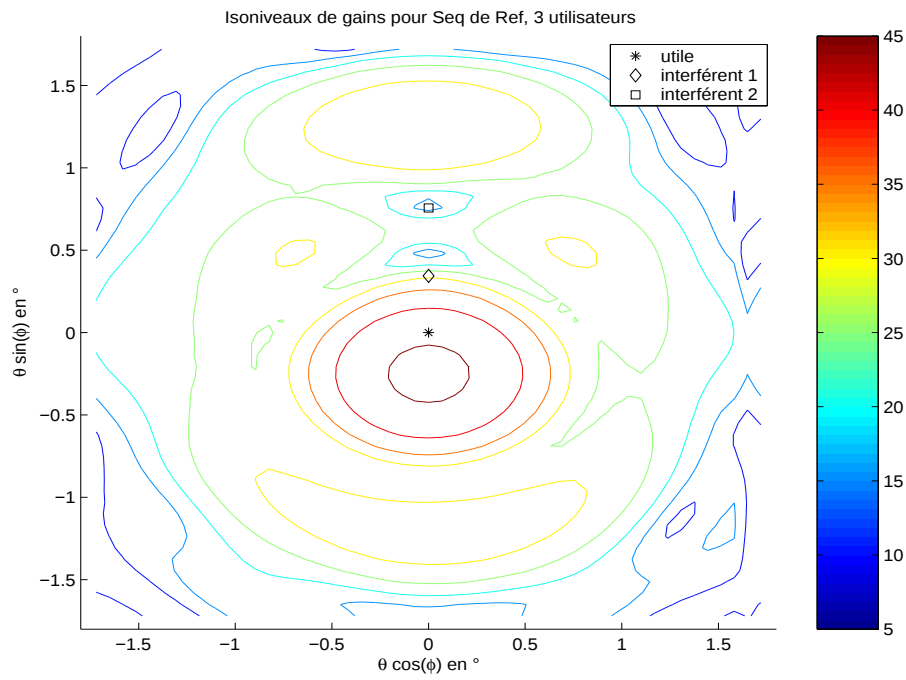


(a) Formateur par séquence de référence

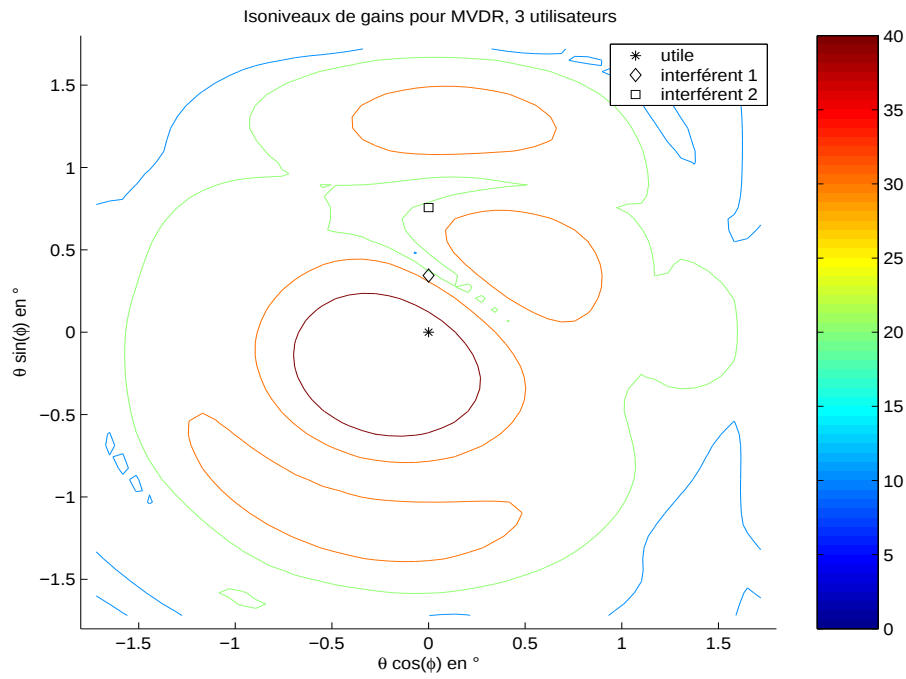


(b) Formateur MVDR

FIG. A.14: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $-5\Delta b$ et $-11\Delta b$)

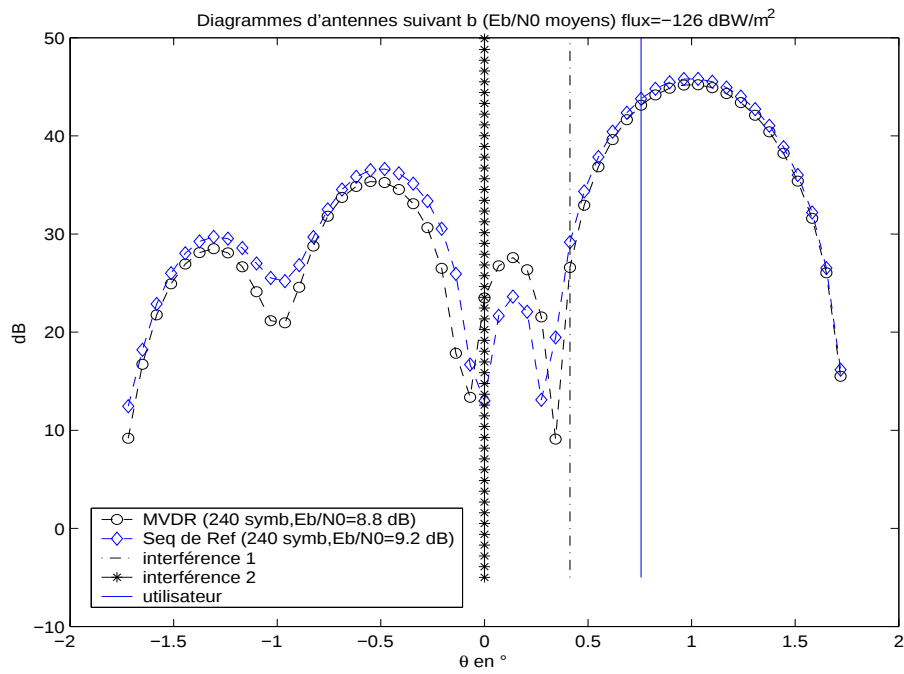
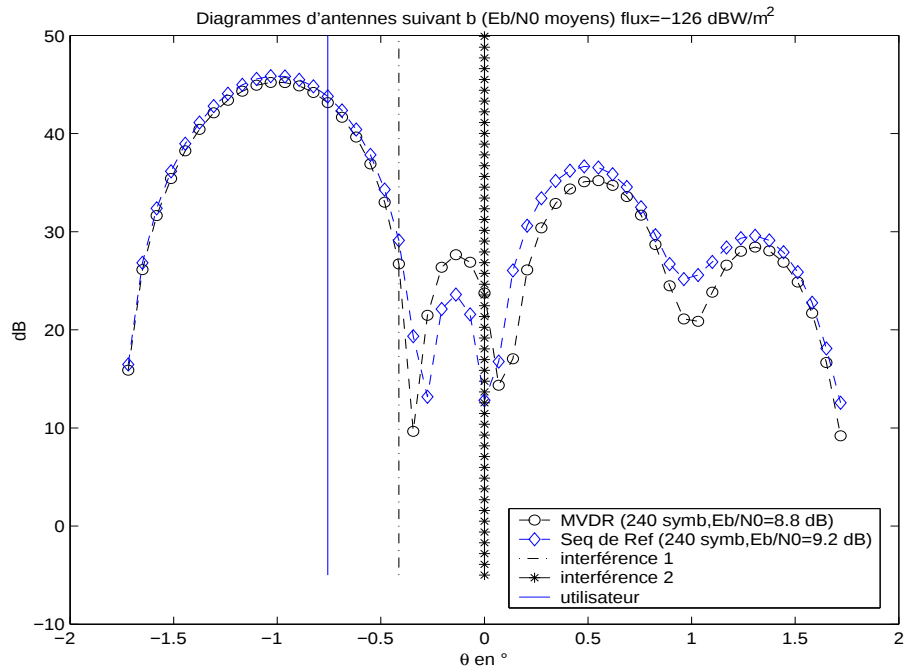


(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.15: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, interférences à $+5\Delta b$ et $+11\Delta b$)

(a) Interférences à $-5\Delta b$ et $-11\Delta b$ (b) Interférences à $+5\Delta b$ et $+11\Delta b$ **FIG. A.16:** Diagrammes d'antenne moyens, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs)

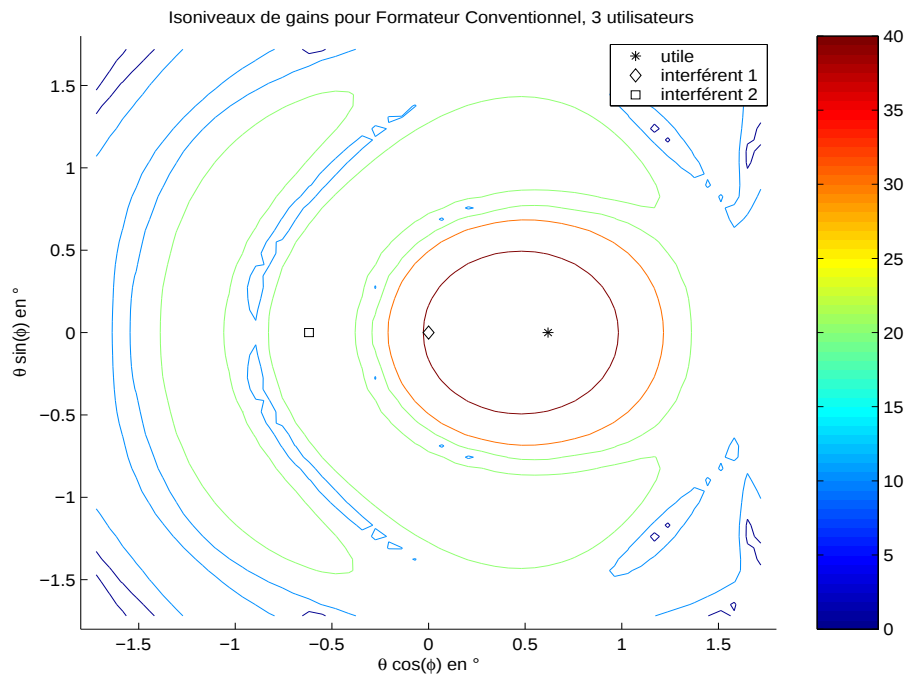
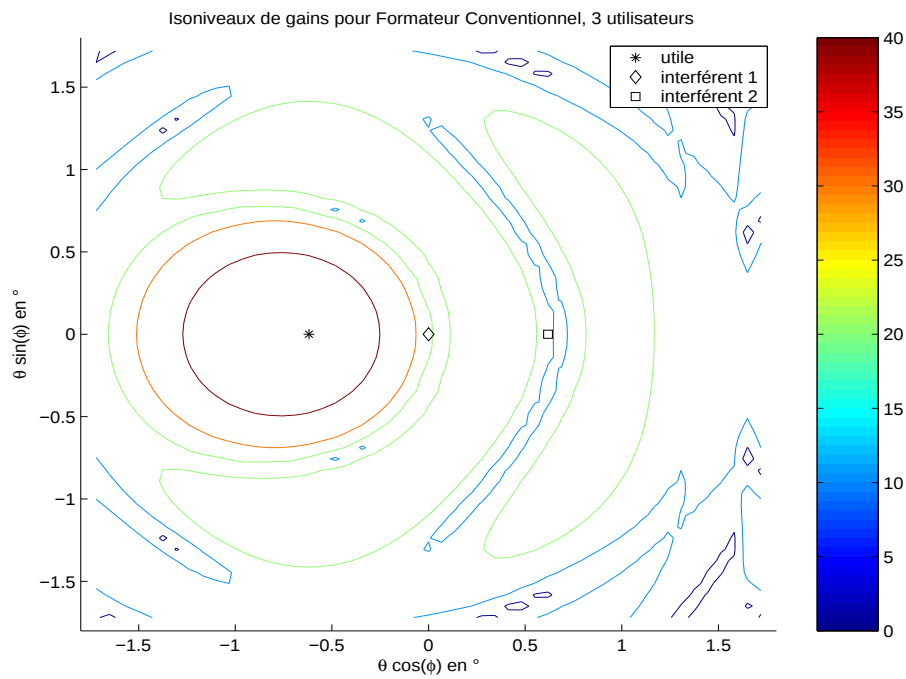
(a) Interférences à $-9\Delta a$ et $-18\Delta a$ (b) Interférences à $+9\Delta a$ et $+18\Delta a$

FIG. A.17: Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, alignement suivant a)

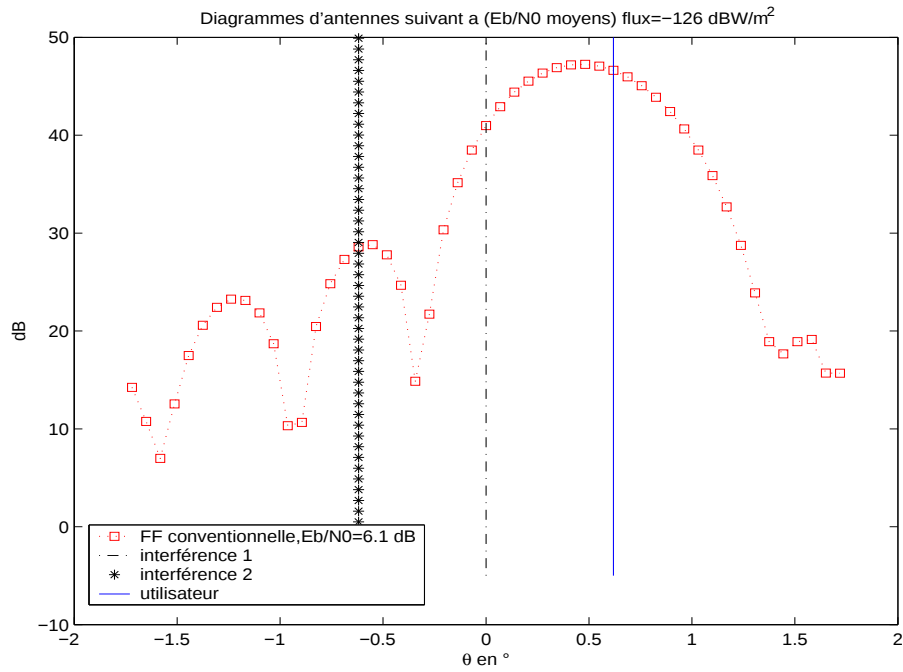
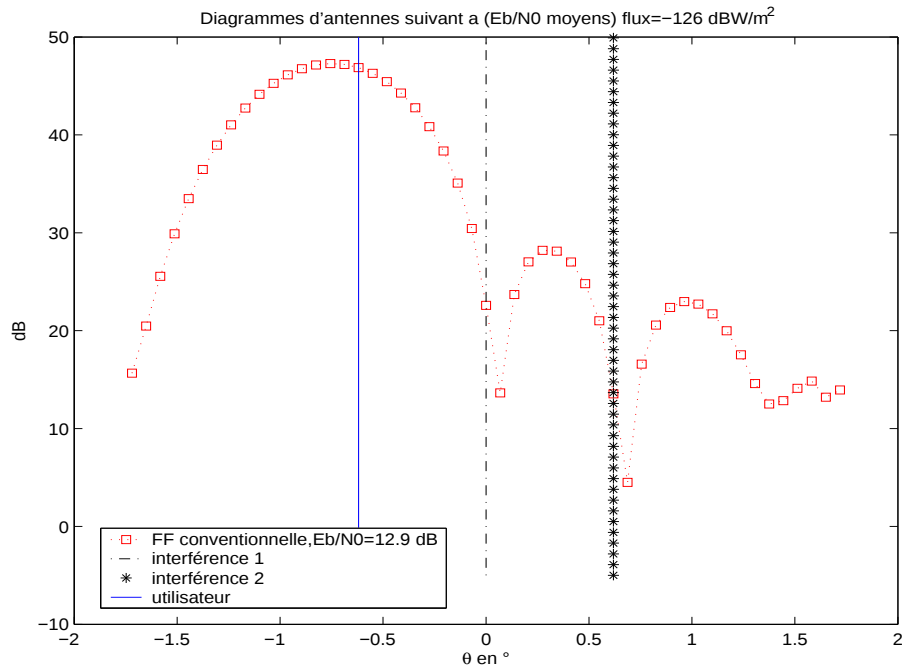
(a) Interférences à $-9\Delta a$ et $-18\Delta a$ (b) Interférences à $+9\Delta a$ et $+18\Delta a$

FIG. A.18: Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (3 émetteurs, alignement suivant a)

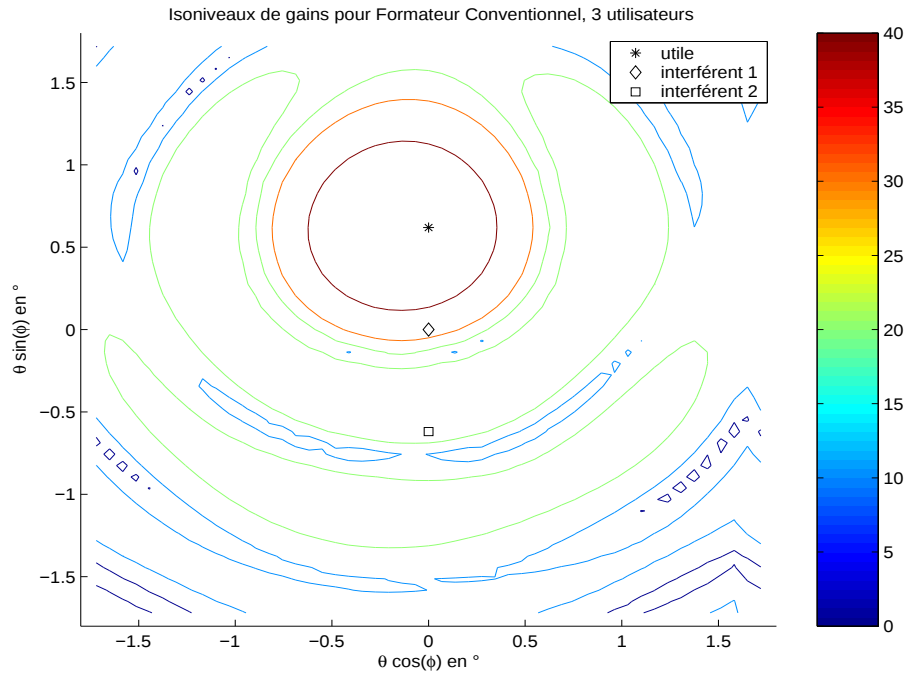
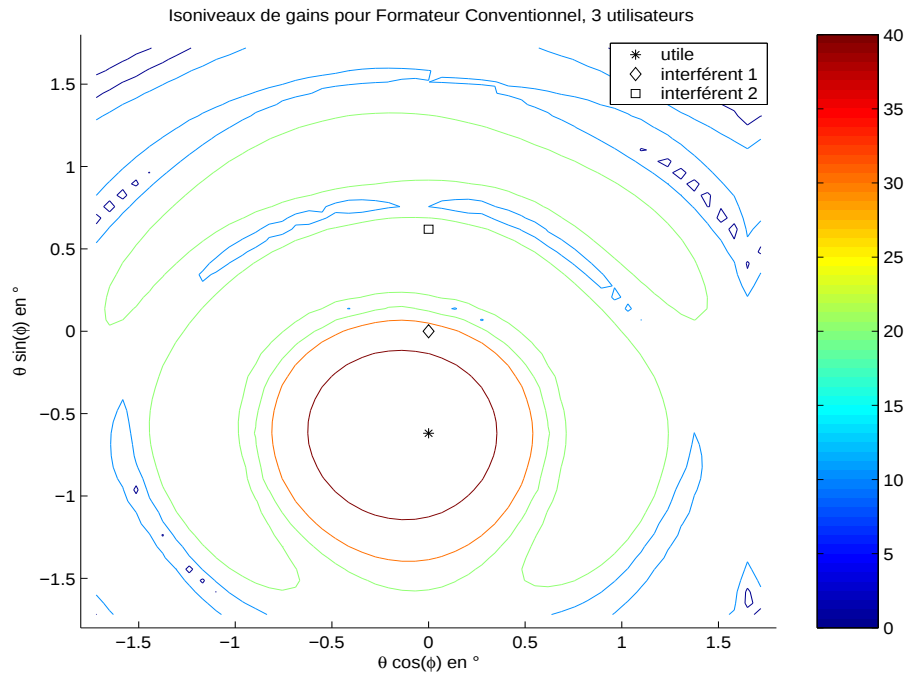
(a) Interférences à $-9\Delta b$ et $-18\Delta b$ (b) Interférences à $+9\Delta b$ et $+18\Delta b$

FIG. A.19: Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (3 émetteurs, alignement suivant b)

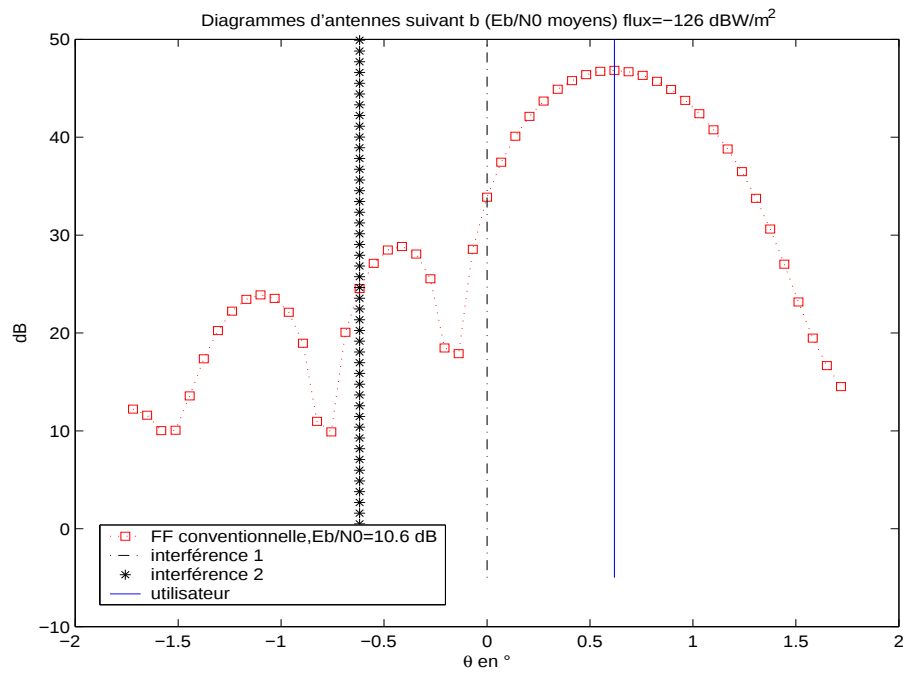
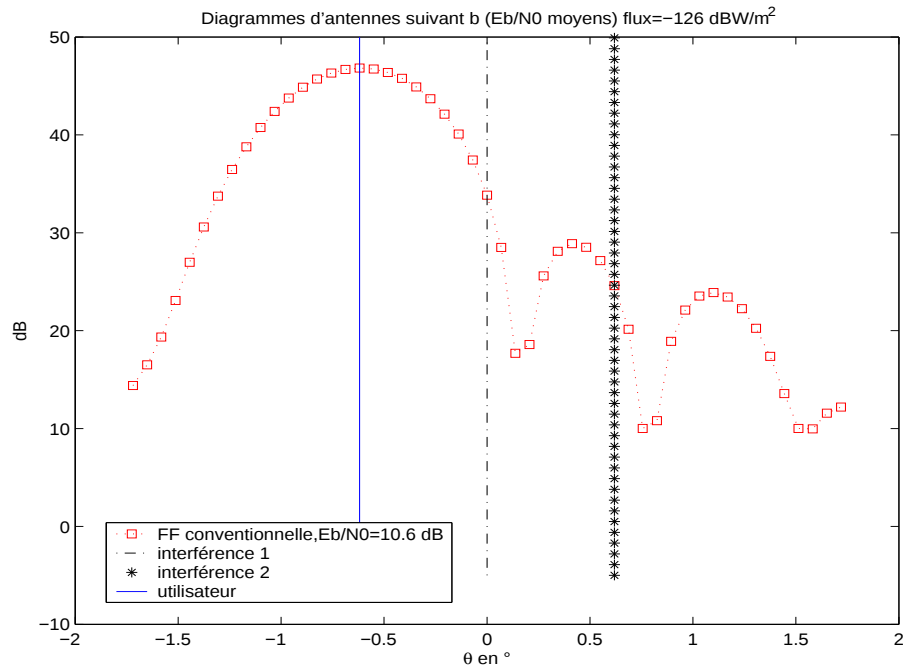
(a) Interférences à $-9\Delta b$ et $-18\Delta b$ (b) Interférences à $+9\Delta b$ et $+18\Delta b$

FIG. A.20: Diagrammes d'antenne moyens, Formateur Conventionnel, coupe suivant $\phi = 90^\circ$ (3 émetteurs, alignement suivant b)

A.2 Quatre utilisateurs

Nous considérons 4 émetteurs de la zone d'études. Nous distinguons encore le cas où l'utilisateur principal est encerclé par les utilisateurs interférents de celui où ces derniers sont tous situés à sa gauche ou à sa droite.

A.2.1 Utilisateur au centre

Dans la première configuration, nous avons 2 interférents placés de part et d'autre de l'utilisateur principal (suivant une direction donnée a ou b), et un troisième interférent placé suivant la direction restante (FIG. A.21(a) et A.21(b)).

Pour étudier les performances, on va reprendre la configuration utilisée lorsque l'utilisateur principal est entre 2 interférents ayant la même direction (voir 3 utilisateurs) :

- formateur Conventionnel : placement en $(-9\Delta a, 9\Delta a)$, resp. Δb , et on place le dernier interférent suivant $\pm 8\Delta b$ (resp. Δa).
- formateurs adaptatifs : placement en $(-5\Delta a, 6\Delta a)$, resp. Δb , et on va placer le dernier interférent suivant $\pm 4\Delta b$ (resp. Δa).

Les tableaux A.1 et A.2 récapitulent les performances obtenues dans cette configuration.

Il semble que les configurations $(-6\Delta a, 6\Delta a, \pm 4\Delta b)$ et $(-6\Delta b, 6\Delta b, \pm 4\Delta a)$ soient celles qui permettent aux formateurs adaptatifs de garantir les performances (valeur minimale garantie dans 99% des cas correspondant aux valeurs voulues).

Notons une fois de plus la sensibilité du MVDR aux perturbations sur les vecteurs directionnels (FIG. A.26(b) et A.27(b)). Quant au formateur Conventionnel, ce sont les configurations $(-10\Delta a, 9\Delta a, \pm 10\Delta b)$ et $(-10\Delta b, 9\Delta b, \pm 10\Delta a)$ qui assurent les performances.

Conventionnel
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en (k Δ a, p Δ a, l Δ b) ou (k Δ b, p Δ b, l Δ a)			(-9, 9, -8)	(-10, 9, -8)	(-10, 9, -9)	(-10, 9, 9)	(-10, 9, -10)	(-10, 9, 10)
Gain en dB	Moyenne	2 suivant a	46.9	46.8	46.8	46.8	46.8	46.8
		2 suivant b	46.8	46.8	46.8	46.8	46.8	46.9
	Ecart type	2 suivant a	0.38	0.40	0.38	0.39	0.40	0.39
		2 suivant b	0.39	0.40	0.40	0.39	0.40	0.40
	Minimal garanti	2 suivant a	45.9	45.8	45.9	45.8	45.8	45.8
		2 suivant b	45.9	45.9	45.9	46.0	45.8	45.9
Eb/N0 en dB	Moyenne	2 suivant a	5.2	6.5	7.4	7.3	7.9	7.9
		2 suivant b	4.0	4.3	5.6	9.9	7.1	10.0
	Ecart type	2 suivant a	0.18	0.22	0.24	0.25	0.28	0.26
		2 suivant b	0.16	0.16	0.20	0.32	0.24	0.33
	Minimal garanti	2 suivant a	4.7	5.9	6.8	6.7	7.2	7.2
		2 suivant b	3.6	3.8	5.1	9.0	6.5	9.1

TAB. A.1: Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (4 émetteurs)

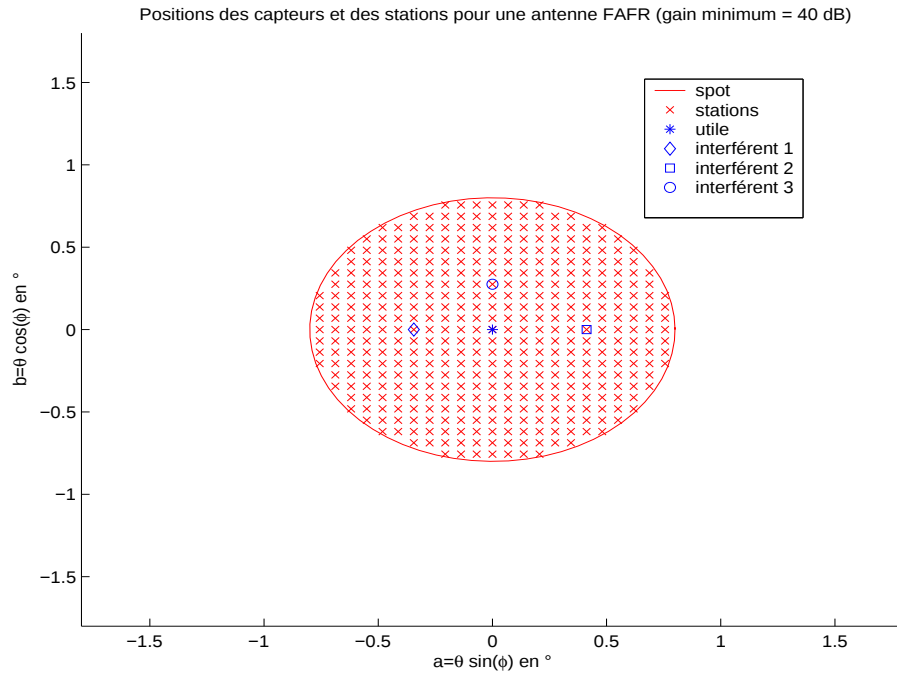
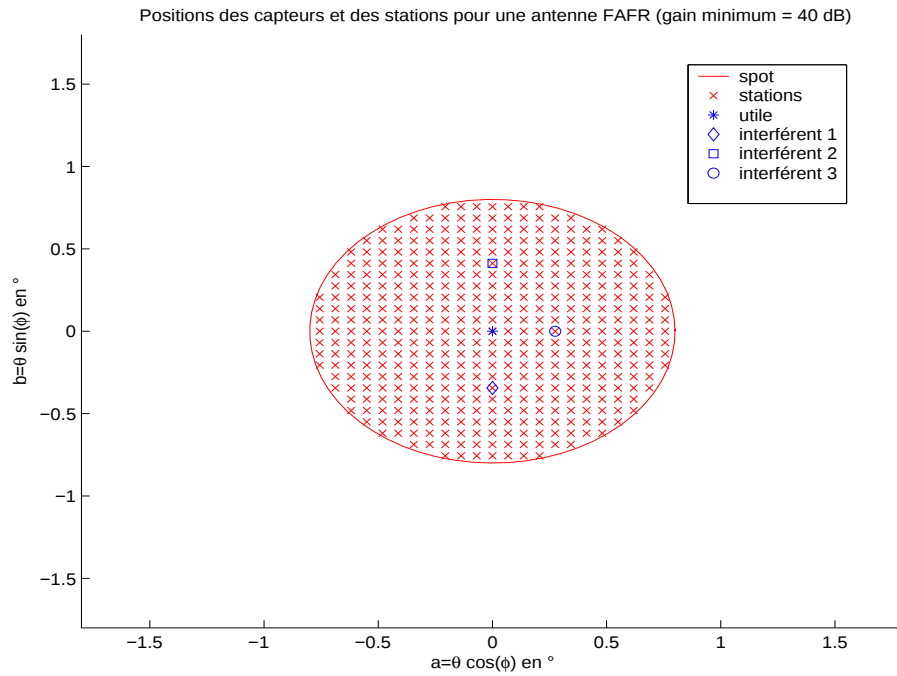
S : Formateur par séquence de référence

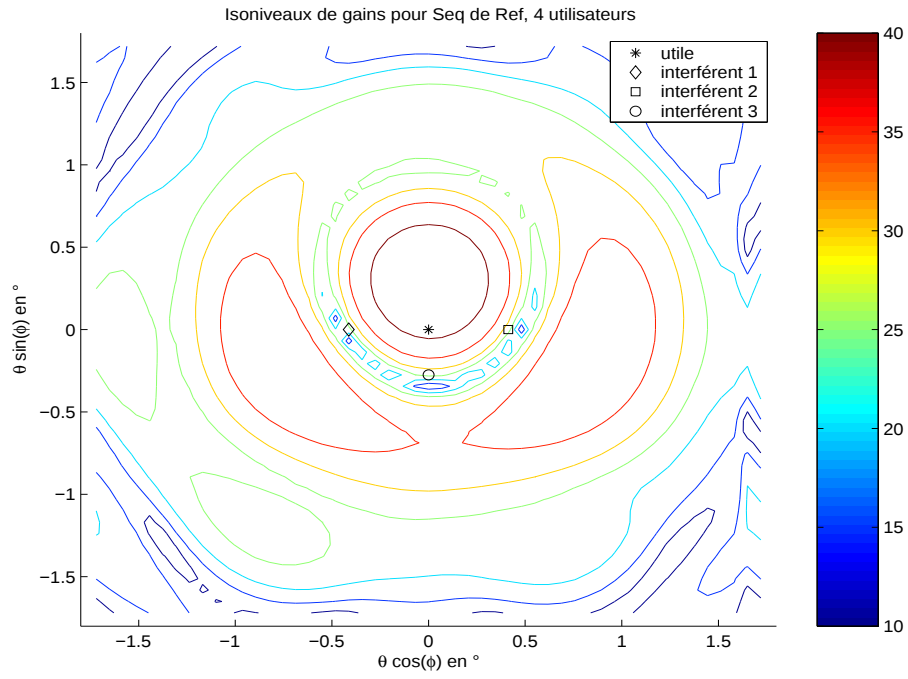
M : Formateur MVDR

$$\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$$

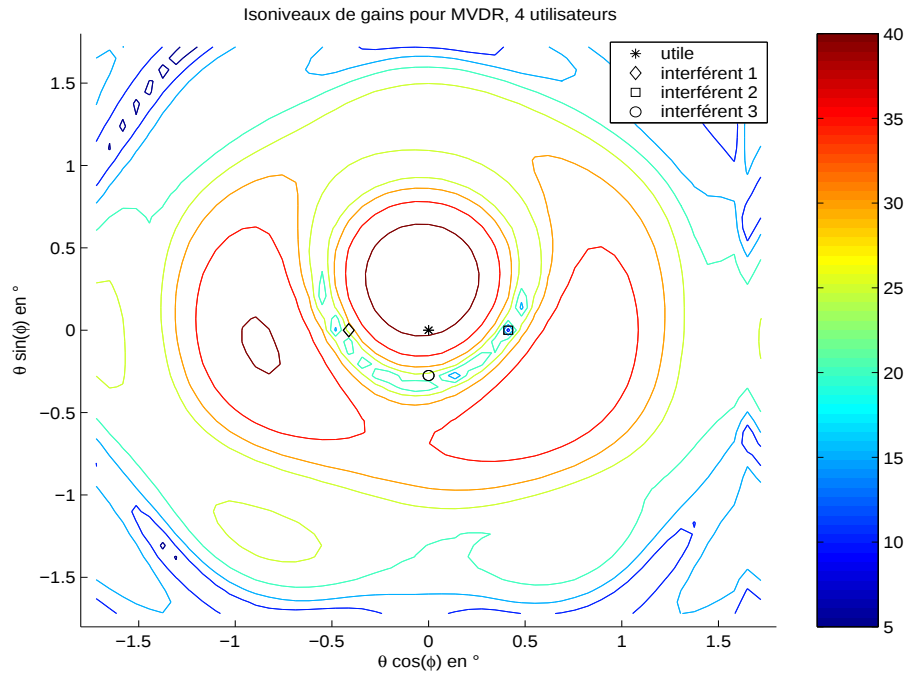
Décalages en (k Δ a, p Δ a, l Δ b) ou (k Δ b, p Δ b, l Δ a)			(-5, 6, 4)		(-5, 6, -4)		(-6, 5, 4)		(-6, 5, -4)		(-6, 6, 4)		(-6, 6, -4)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	2 suivant a	40.9	40.4	40.9	40.4	40.9	40.0	40.9	40.0	41.5	41.0	41.5	41.0
		2 suivant b	40.8	39.3	40.9	40.6	40.8	39.3	40.9	40.6	41.4	40.2	41.6	41.5
	Ecart type	2 suivant a	0.25	0.24	0.26	0.25	0.26	0.24	0.26	0.23	0.25	0.24	0.23	0.23
		2 suivant b	0.29	0.29	0.25	0.36	0.27	0.27	0.25	0.35	0.29	0.28	0.25	0.32
	Minimal garanti	2 suivant a	40.2	39.7	40.2	39.7	40.2	39.4	40.3	39.4	40.8	40.3	40.9	40.4
		2 suivant b	40.1	38.6	40.2	39.5	40.1	38.6	40.3	39.5	40.6	39.5	40.9	40.6
Eb/N0 en dB	Moyenne	2 suivant a	5.5	5.3	5.6	5.4	5.5	5.5	5.5	5.5	6.4	6.4	6.4	6.4
		2 suivant b	5.4	5.4	5.6	4.7	5.5	5.4	5.6	4.8	6.3	6.4	6.5	5.9
	Ecart type	2 suivant a	0.26	0.29	0.24	0.29	0.25	0.27	0.26	0.28	0.25	0.28	0.25	0.28
		2 suivant b	0.28	0.29	0.26	0.33	0.28	0.28	0.26	0.34	0.29	0.28	0.28	0.32
	Minimal garanti	2 suivant a	4.9	4.6	5.0	4.6	4.8	4.8	4.8	4.8	5.8	5.7	5.8	5.7
		2 suivant b	4.7	4.7	4.9	3.8	4.8	4.7	4.9	3.9	5.5	5.7	5.8	5.0

TAB. A.2: Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (4 émetteurs)

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. A.21:** Utilisateur principal au centre : configuration 1 (4 émetteurs)

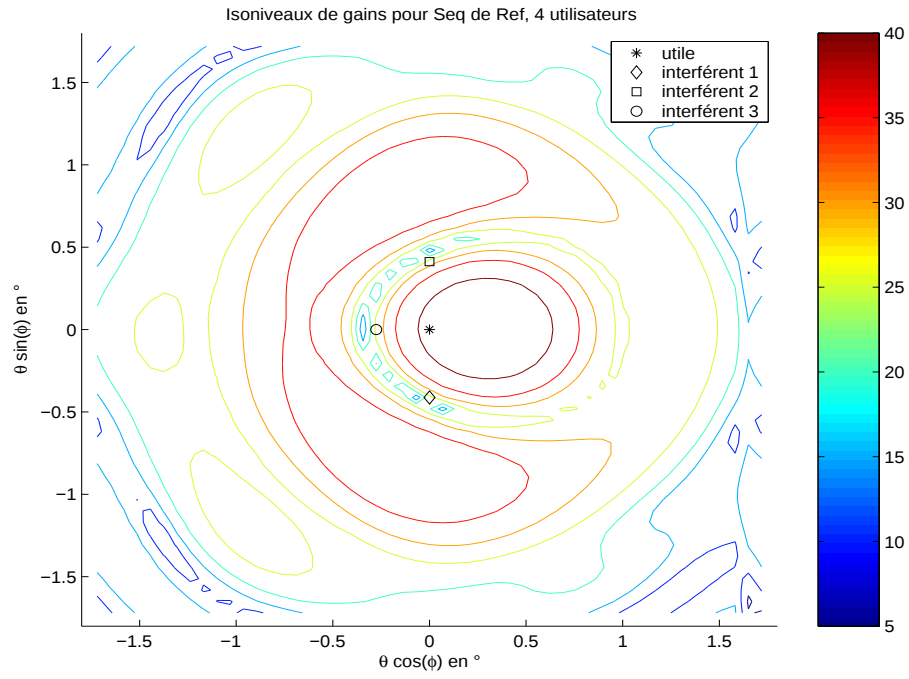


(a) Formateur par séquence de référence

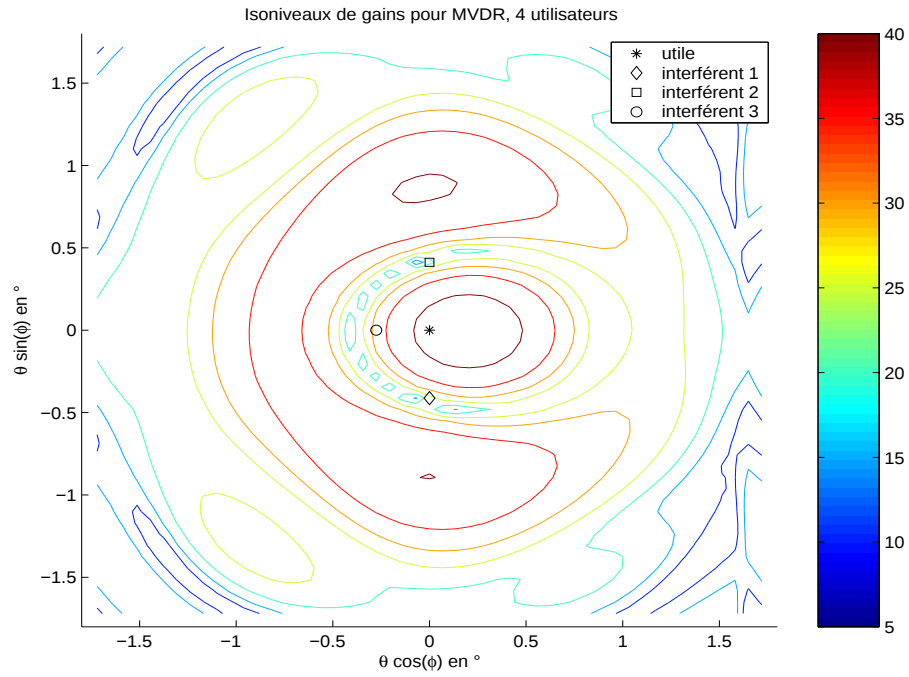


(b) Formateur MVDR

FIG. A.22: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $-4\Delta b$)

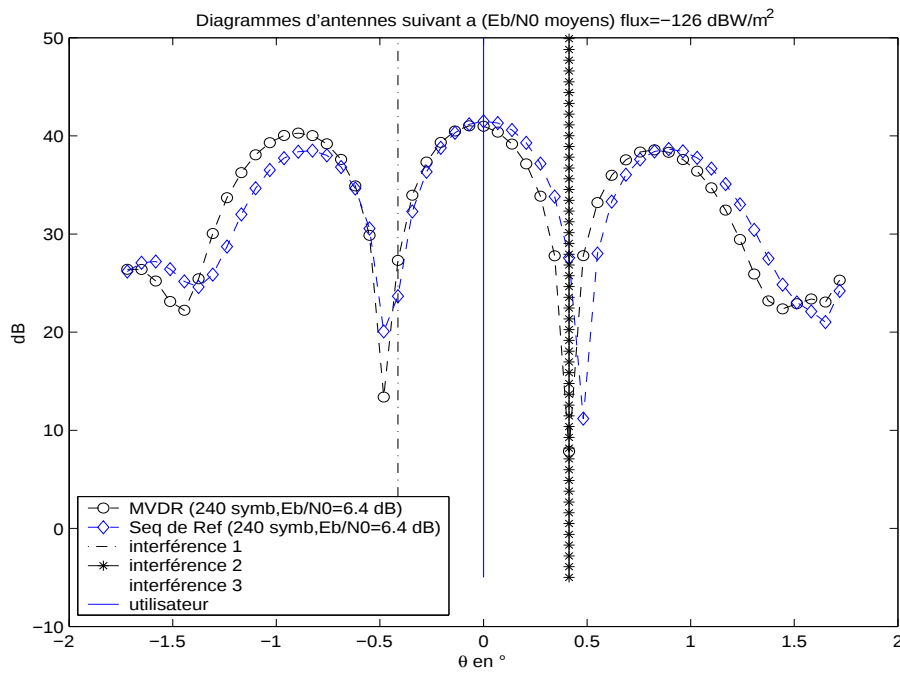
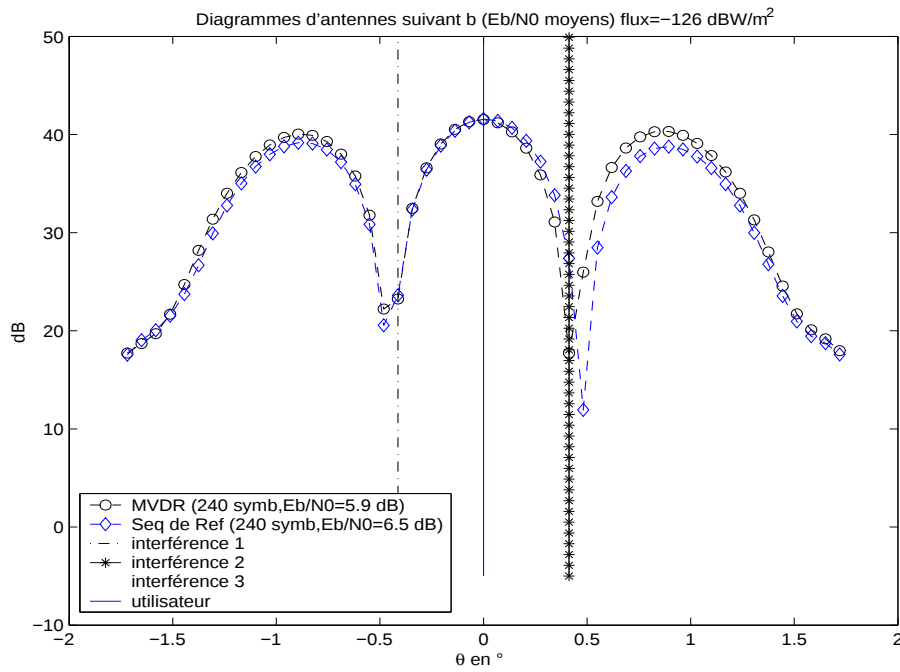


(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.23: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $-4\Delta a$)

(a) Interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $-4\Delta b$ (coupe suivant $\phi = 0^\circ$)(b) Interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $-4\Delta a$ (coupe suivant $\phi = 90^\circ$)**FIG. A.24:** Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)

Dans la seconde configuration, tous les utilisateurs sont alignés suivant la même direction (a ou b), l'utilisateur principal étant encerclé par les interférences (FIG. A.25(a) et A.25(b)).

Ici aussi, on commence par tester la configuration préconisée pour 3 utilisateurs alignés $((-5, 6), (-6, 5)$ en Δa ou Δb) pour les formateurs adaptatifs.

On augmente ensuite progressivement les écarts pour obtenir les résultats souhaités. Les performances obtenues sont données par le tableau A.3.

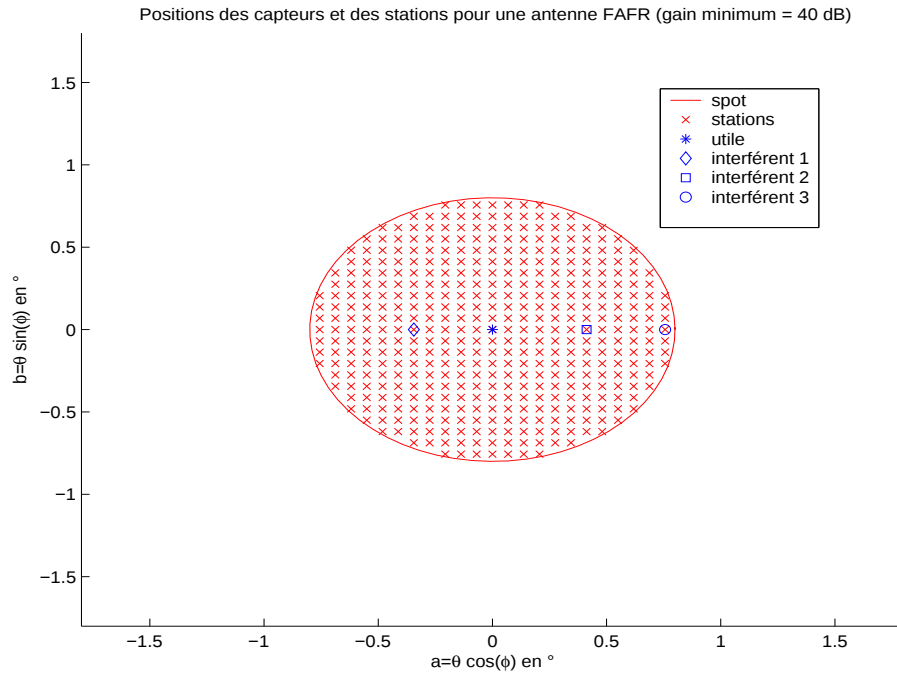
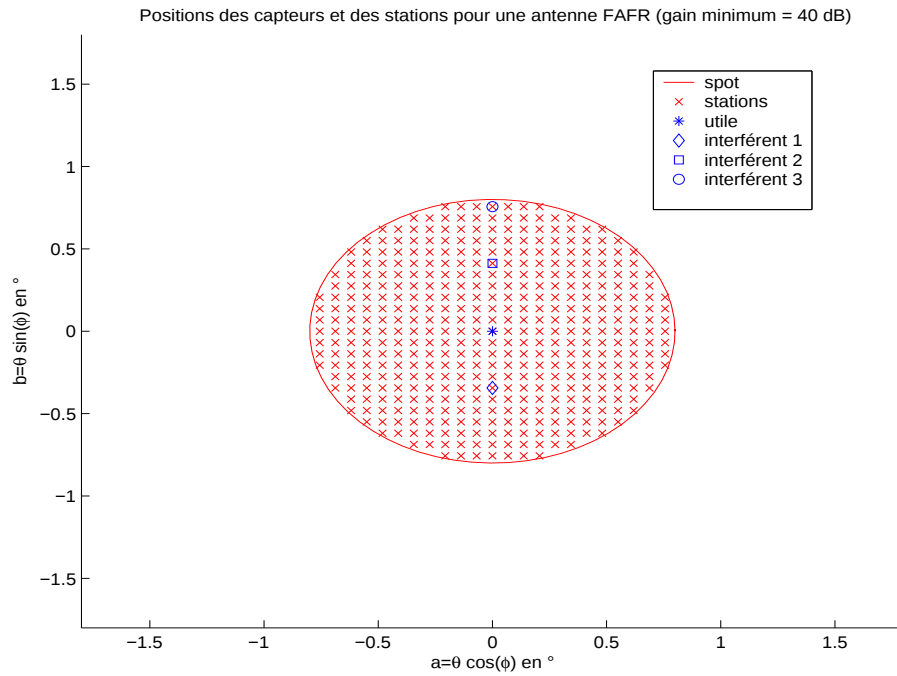
Les utilisateurs doivent être distants de $6\Delta a$ (resp. Δb) soit environ 0.41° pour être séparables par la formation de faisceaux adaptative. Par contre, vu le diamètre de la zone d'étude (environ 1.6°) et la distance angulaire requise entre utilisateurs pour le formateur Conventionnel (environ 0.63°), on n'étudiera pas cette configuration pour ce formateur.

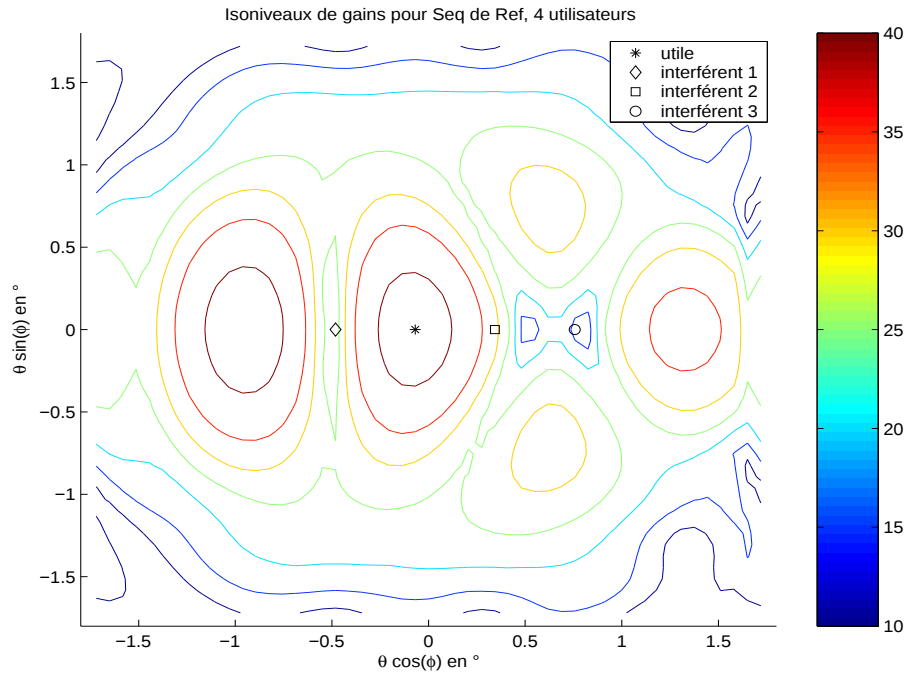
Si l'on trace les diagrammes d'antenne moyens obtenus pour les configurations $(-6, 6, 12)$ en Δa puis en Δb , on note encore la sensibilité du MVDR aux perturbations des vecteurs directionnels (FIG. A.26(a) à A.28(b)). Ces dernières provoquent un passage du $\frac{E_b}{N_0}$ moyen de $6.8dB$ (écart-type de $0.26dB$) pour la configuration suivant a , à $5.4dB$ (écart-type de $0.41dB$) pour celle en b .

S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

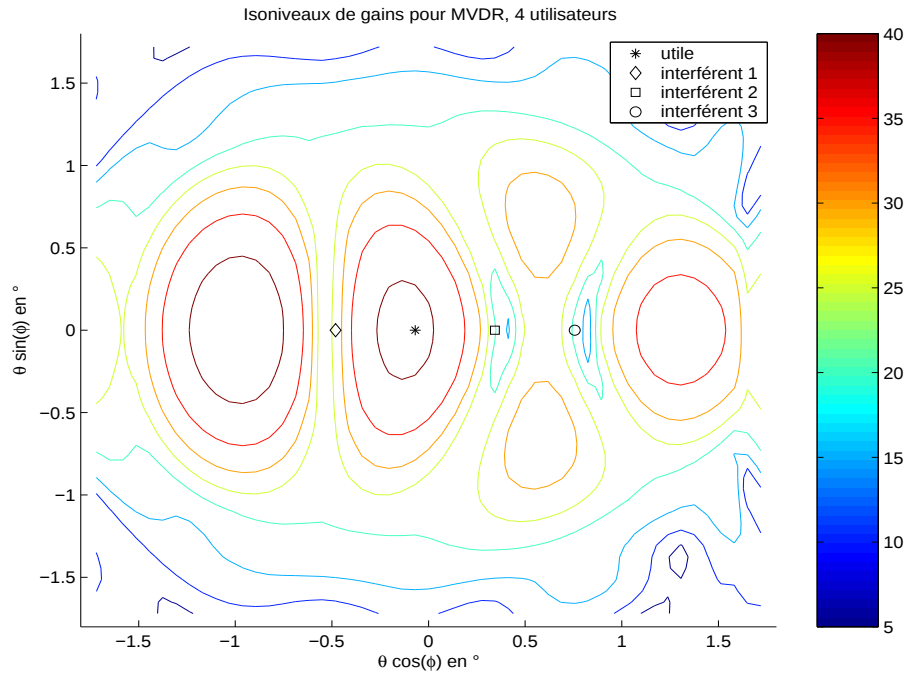
Décalages en Δa ou Δb			(-5, 6, 11)		(-11, -6, 5)		(-6, 5, 11)		(-11, -5, 6)		(-6, 6, 12)		(-12, -6, 6)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	suivant a	41.3	40.3	42.4	42.1	41.4	39.9	42.4	42.5	42.1	41.3	42.9	43.0
		suivant b	41.3	37.2	42.5	38.6	41.4	37.5	42.5	38.7	42.2	39.5	43.0	40.3
	Ecart type	suivant a	0.34	0.32	0.37	0.31	0.33	0.29	0.37	0.33	0.28	0.26	0.31	0.24
		suivant b	0.34	0.51	0.38	0.51	0.32	0.49	0.38	0.48	0.29	0.44	0.33	0.47
	Minimal garanti	suivant a	40.5	39.5	41.6	41.3	40.6	39.1	41.6	41.6	41.4	40.6	42.2	42.4
		suivant b	40.3	35.9	41.5	37.3	40.6	36.3	41.6	37.4	41.4	38.4	42.2	39.1
Eb/N0 en dB	Moyenne	suivant a	5.1	5.0	5.4	5.4	5.1	5.2	5.5	5.4	6.6	6.8	6.9	7.0
		suivant b	5.2	2.9	5.4	3.7	5.3	3.1	5.4	3.8	6.9	5.4	6.9	5.8
	Ecart type	suivant a	0.25	0.29	0.21	0.22	0.24	0.26	0.21	0.23	0.25	0.26	0.22	0.24
		suivant b	0.23	0.46	0.21	0.40	0.22	0.45	0.22	0.39	0.25	0.41	0.25	0.39
	Minimal garanti	suivant a	4.4	4.3	4.8	4.8	4.5	4.6	5.0	4.7	6.0	6.1	6.3	6.4
		suivant b	4.6	1.6	4.8	2.6	4.7	2.0	4.9	2.8	6.2	4.3	6.2	4.8

TAB. A.3: Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (4 émetteurs)

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. A.25:** Utilisateur principal au centre : configuration 2 (4 émetteurs)

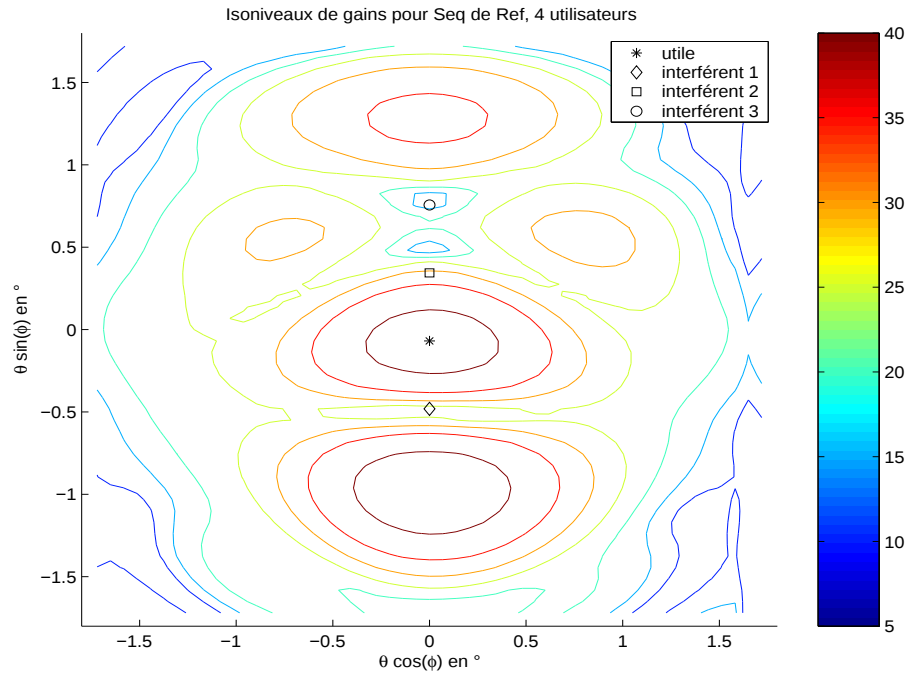


(a) Formateur par séquence de référence

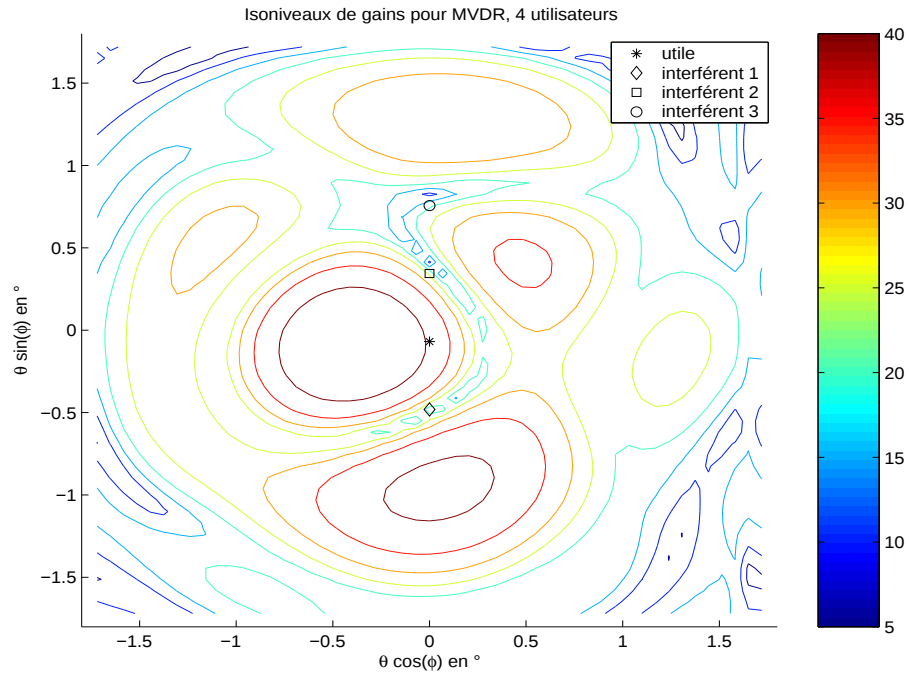


(b) Formateur MVDR

FIG. A.26: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $12\Delta a$)

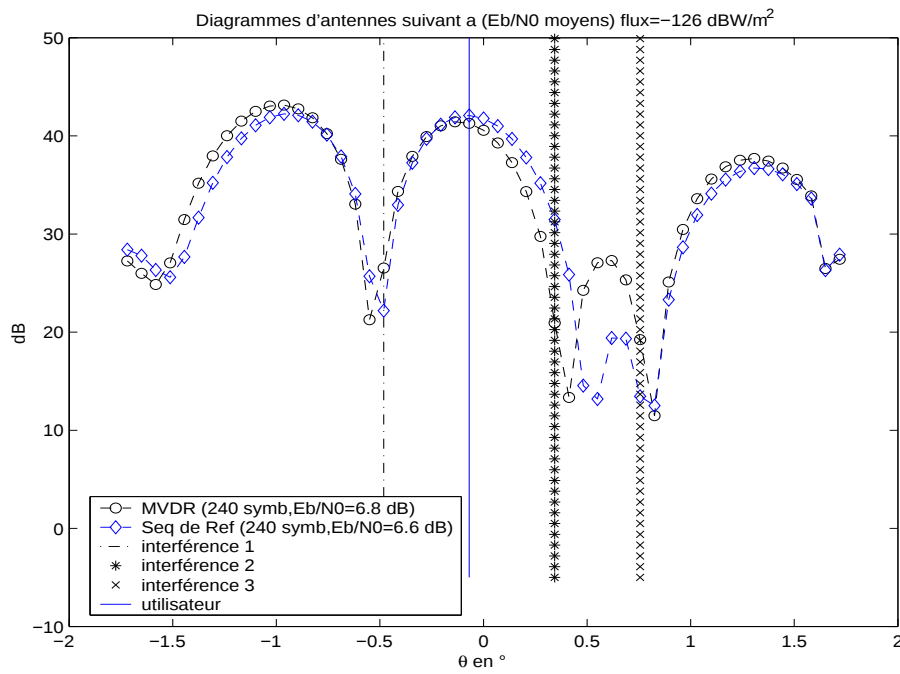
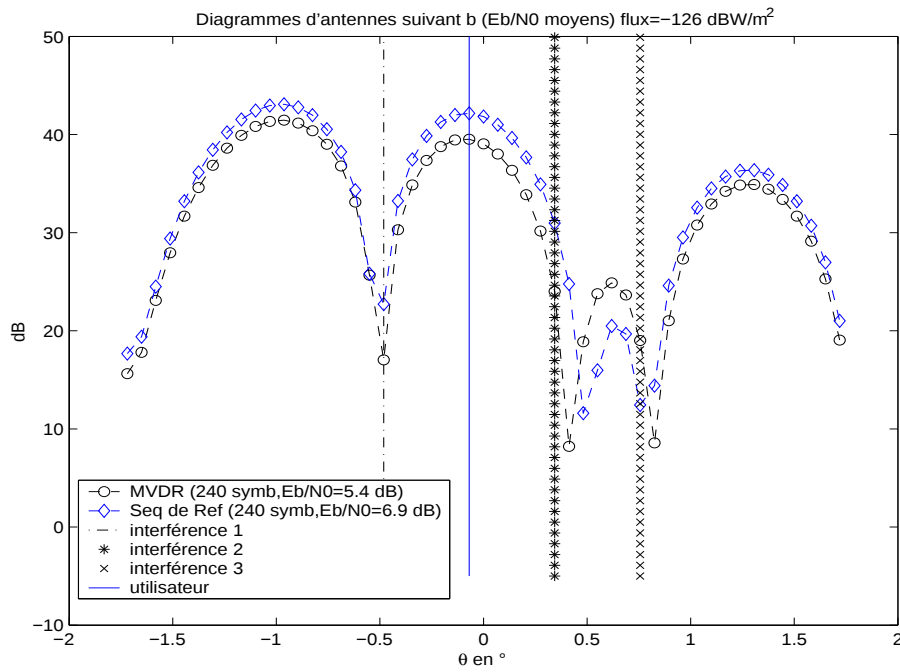


(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.27: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $12\Delta b$)

(a) Interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$ et $12\Delta a$ (coupe suivant $\phi = 0^\circ$)(b) Interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$ et $12\Delta b$ (coupe suivant $\phi = 90^\circ$)**FIG. A.28:** Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)

A.2.2 Utilisateur à une extrémité

Pour s'assurer que les configurations précédentes garantissent les performances souhaitées à tous les utilisateurs, on s'intéresse à ceux placés sur les extrémités.

Dans la première configuration, les interférences sont situées suivant les deux directions (a , b) comme le montrent les figures A.29(a) et A.29(b).

On reprend alors la configuration minimale permettant de garantir nos performances pour l'utilisateur au centre ($(-6, 6, \pm 4)$ pour les formateurs adaptatifs), et on vérifie qu'elle est suffisante pour l'utilisateur situé à une extrémité. Le tableau A.4 résume les résultats obtenus.

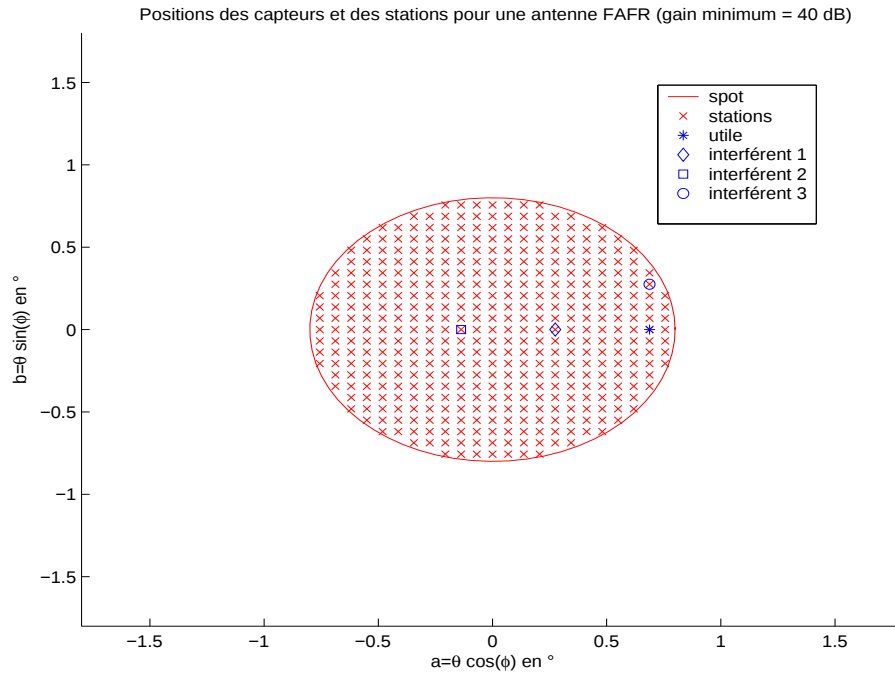
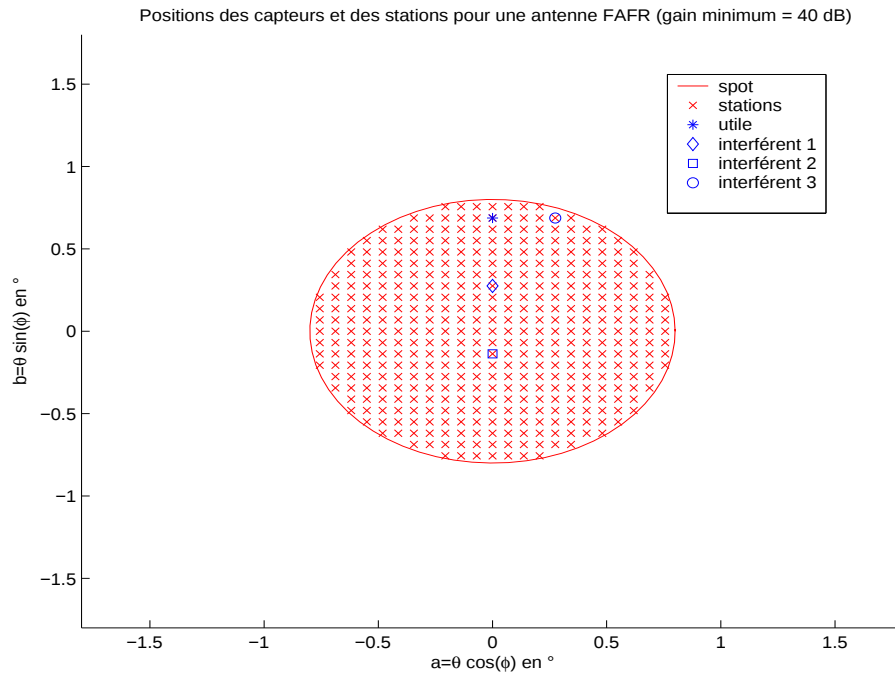
S : Formateur par séquence de référence

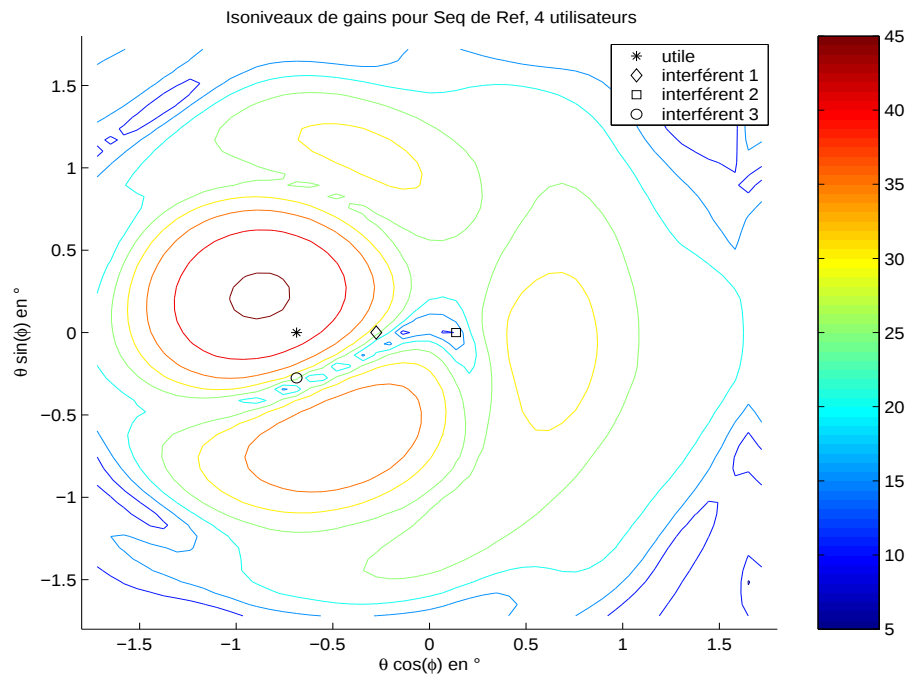
M : Formateur MVDR

$\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

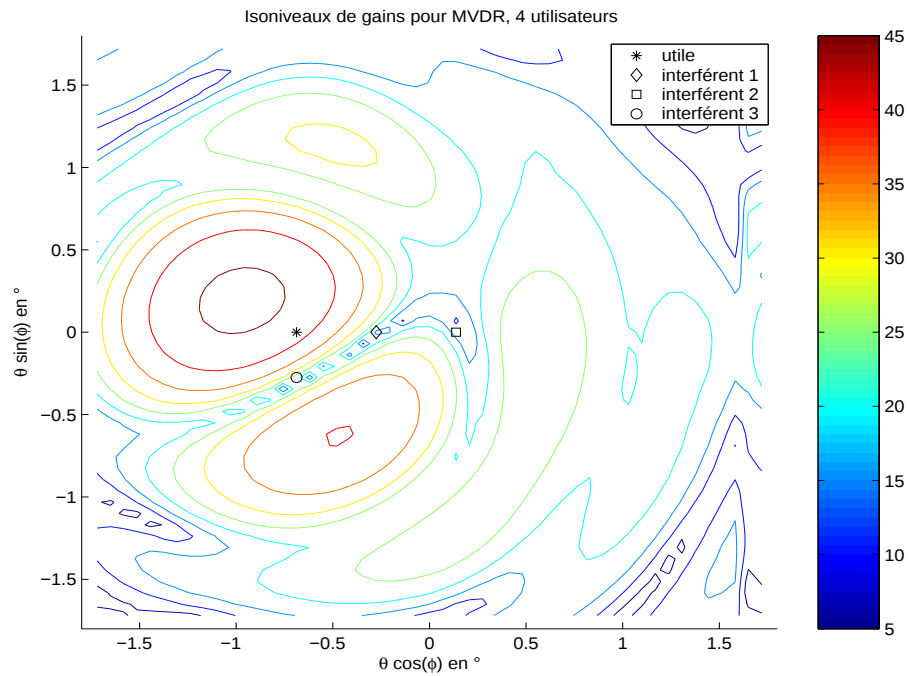
Décalages en ($k\Delta a$, $p\Delta a$, $l\Delta b$) ou ($k\Delta b$, $p\Delta b$, $l\Delta a$) Utilisateur principal à			(-12, -6, 4)		(-12, -6, -4)		(6, 12, 4)		(6, 12, -4)	
			droite		droite		gauche		gauche	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	2 suivant a	42.3	42.8	42.2	42.8	42.4	41.9	42.4	41.9
		2 suivant b	42.4	42.0	42.3	43.1	42.4	42.0	42.3	43.0
	Ecart type	2 suivant a	0.26	0.25	0.27	0.25	0.28	0.26	0.28	0.27
		2 suivant b	0.27	0.31	0.27	0.32	0.29	0.31	0.27	0.32
	Minimal garanti	2 suivant a	41.5	42.1	41.6	42.1	41.7	41.2	41.6	41.2
		2 suivant b	41.7	41.3	41.5	42.2	41.7	41.2	41.6	42.2
Eb/N0 en dB	Moyenne	2 suivant a	7.5	7.3	7.6	7.3	7.7	8.0	7.7	8.0
		2 suivant b	7.7	8.0	7.6	7.4	7.7	8.0	7.6	7.4
	Ecart type	2 suivant a	0.28	0.30	0.28	0.30	0.27	0.27	0.29	0.28
		2 suivant b	0.31	0.31	0.28	0.32	0.30	0.31	0.28	0.31
	Minimal garanti	2 suivant a	6.8	6.4	6.9	6.5	7.1	7.3	7.0	7.3
		2 suivant b	7.0	7.3	6.9	6.5	6.9	7.2	6.9	6.6

TAB. A.4: Performances obtenues (formateurs adaptatifs) pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 1 (4 émetteurs)

(a) Deux interférences suivant a (b) Deux interférences suivant b **FIG. A.29:** Utilisateur principal à une extrémité : configuration 1 (4 émetteurs)

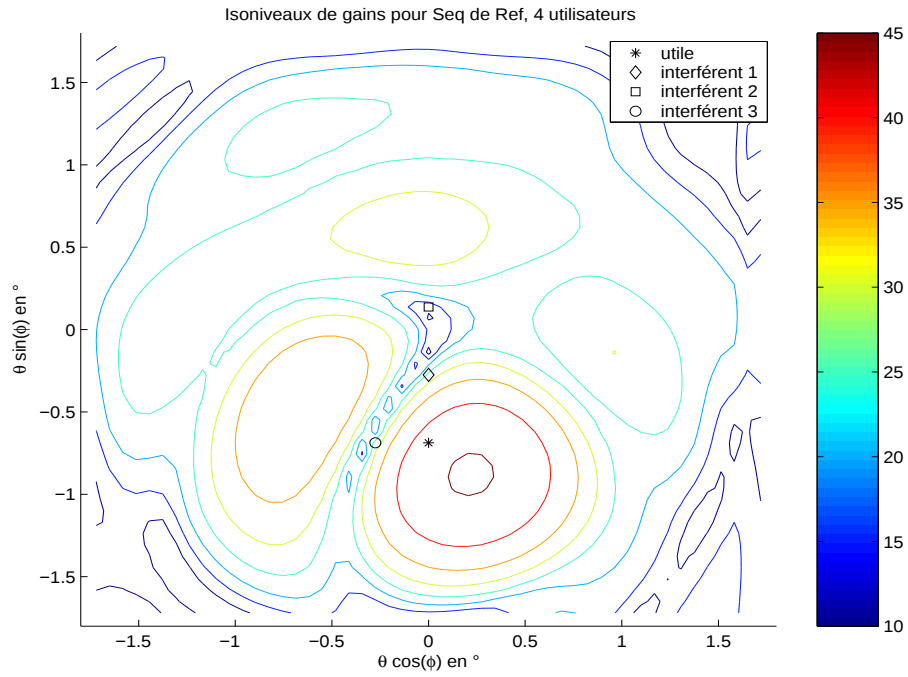


(a) Formateur par séquence de référence

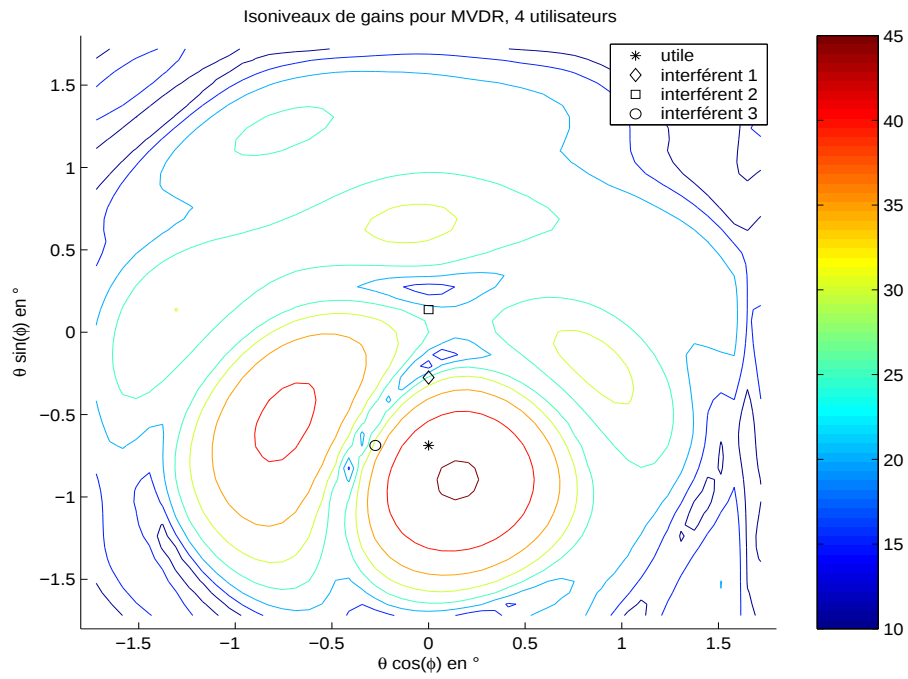


(b) Formateur MVDR

FIG. A.30: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $-4\Delta b$)

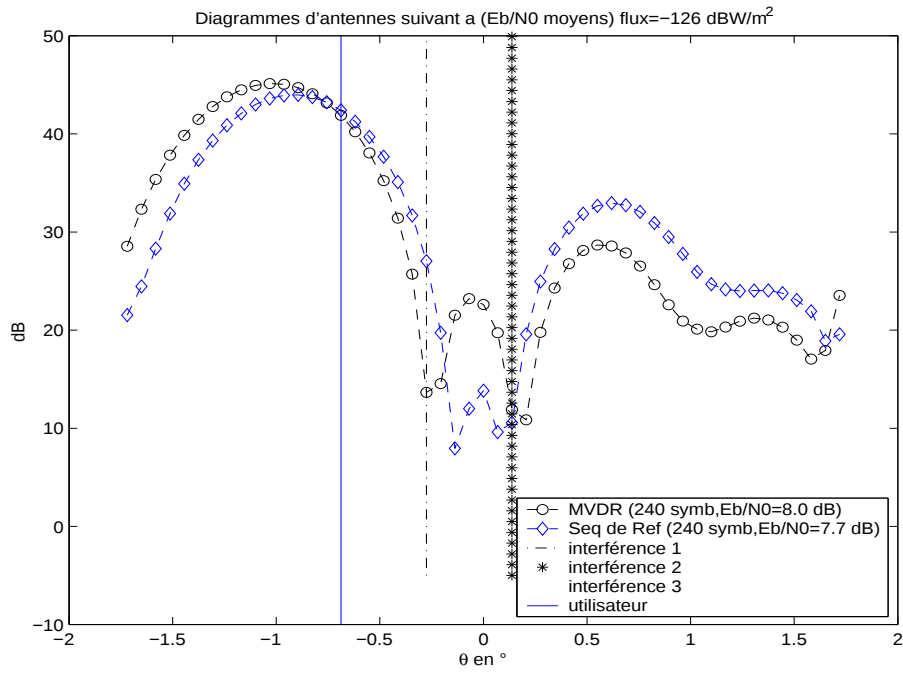
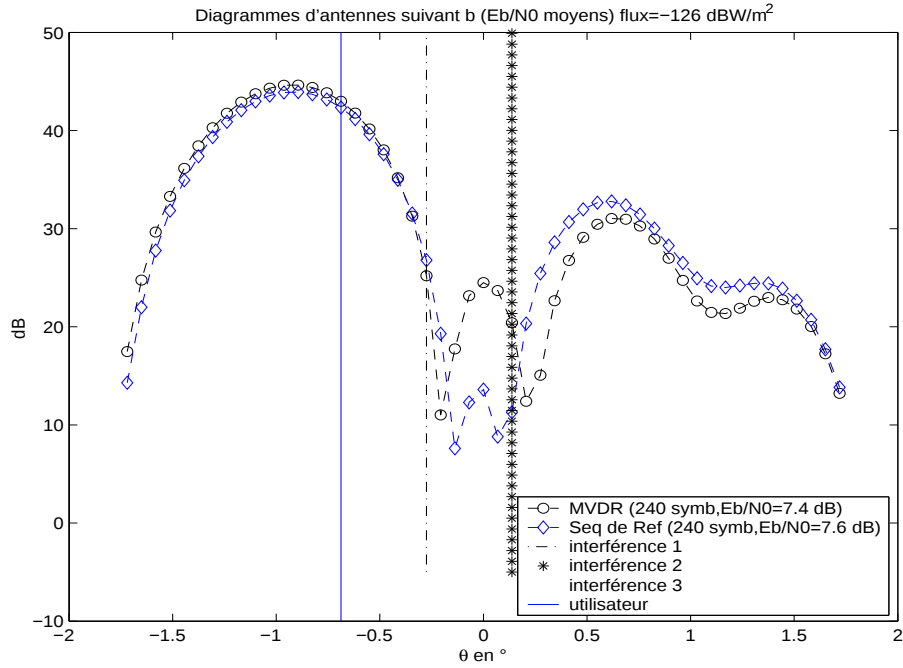


(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.31: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $-4\Delta a$)

(a) Interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $-4\Delta b$ (coupe suivant $\phi = 0^\circ$)(b) Interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $-4\Delta a$ (coupe suivant $\phi = 90^\circ$)**FIG. A.32:** Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)

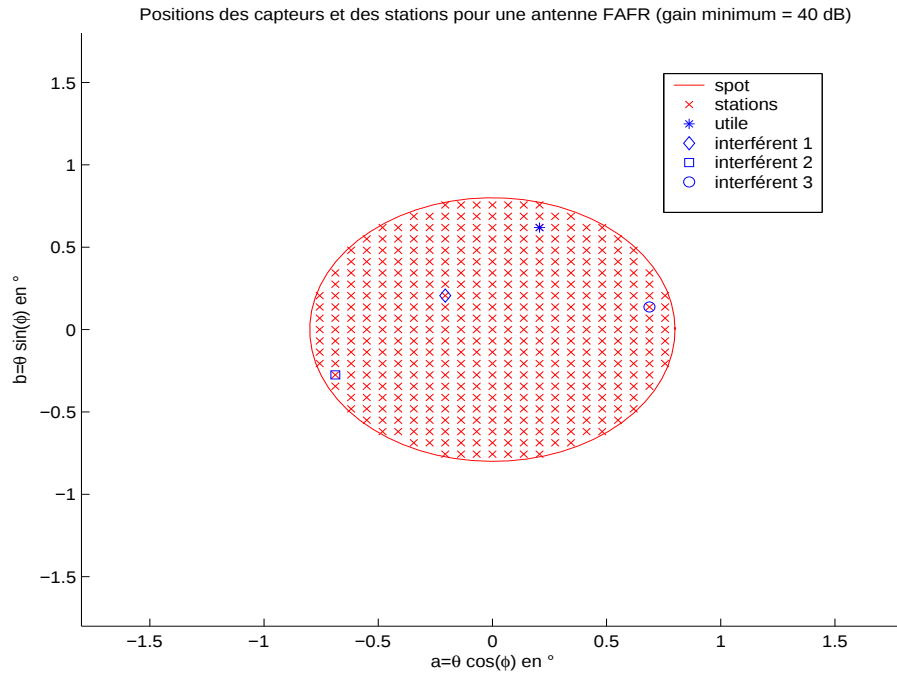
Pour le formateur Conventionnel, on reprend la configuration $(-10, 9, \pm 10)$ qui correspond à des espacements de 0.63° à 0.7° . Les utilisateurs sont alors placés comme indiqué sur les figures A.33(a) et A.33(b). Le pas suivant une diagonale, Δd , est d'environ 0.1° .

Le tableau A.5 résume les performances alors obtenues.

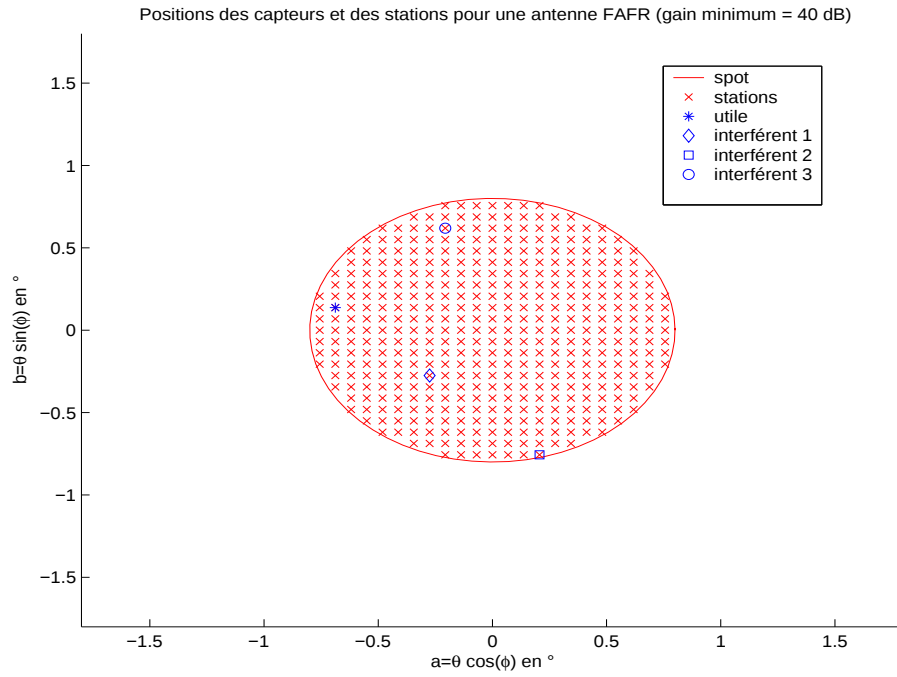
			Conventionnel $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$ $\Delta \text{diag} = \Delta d \approx 0.1^\circ$							
Décalages en $(k\Delta a(b), p\Delta a(b), l\Delta b(a))$ ou $(m\Delta d, n\Delta d, q\Delta d)$ Utilisateur principal à			$(-19, -9, 10)$ $(-13, -6, 7)$ droite	$(-19, -9, -10)$ $(-13, -6, -7)$ droite	$(9, 19, 10)$ $(6, 13, 7)$ gauche	$(9, 19, -10)$ $(6, 13, -7)$ gauche	$(-19, -10, 10)$ $(-13, -7, 7)$ droite	$(-19, -10, -10)$ $(-13, -7, -7)$ droite	$(10, 19, 10)$ $(7, 13, 7)$ gauche	$(10, 19, -10)$ $(7, 13, -7)$ gauche
Gain en dB	Moyenne	diagonale droite	46.7	46.6	46.9	46.8	46.6	46.7	46.9	46.8
		diagonale gauche	46.7	46.7	46.8	46.8	46.7	46.7	46.8	46.8
	Ecart type	diagonale droite	0.40	0.36	0.30	0.30	0.36	0.30	0.29	0.30
		diagonale gauche	0.33	0.32	0.37	0.35	0.31	0.30	0.30	0.36
	Minimal garanti	diagonale droite	45.7	45.7	46.2	46.1	45.7	45.9	46.2	46.0
		diagonale gauche	45.9	45.9	45.9	46.0	45.9	46.0	46.0	45.9
Eb/N0 en dB	Moyenne	diagonale droite	6.6	5.8	12.0	9.2	9.1	7.7	13.0	9.7
		diagonale gauche	6.7	5.8	12.0	9.1	9.2	7.6	13.0	9.5
	Ecart type	diagonale droite	0.24	0.16	0.24	0.24	0.21	0.23	0.30	0.31
		diagonale gauche	0.28	0.17	0.25	0.17	0.27	0.28	0.31	0.20
	Minimal garanti	diagonale droite	6.0	5.3	11.4	8.6	8.5	7.1	12.3	8.9
		diagonale gauche	6.0	5.3	11.2	8.6	8.5	6.9	12.2	9.1

TAB. A.5: Performances obtenues par le Conventionnel pour l'utilisateur à l'une des extrémités :
configuration 1 (4 émetteurs)

Malgré les perturbations dues aux vecteurs directionnels, en moyenne les performances visées sont atteintes pour ce formateur. Les figures A.34(a) et A.34(b) donnent les diagrammes isoniveaux obtenus pour les configurations $(-6\Delta d, -13\Delta d, -7\Delta d)$ et $(+6\Delta d, +13\Delta d, -7\Delta d)$.



(a) Deux interférences suivant la diagonale droite, $(-6\Delta d, -13\Delta d, +7\Delta d)$



(b) Deux interférences suivant la diagonale gauche, $(+6\Delta d, +13\Delta d, +7\Delta d)$

FIG. A.33: Utilisateur principal à une extrémité (Formateur Conventionnel) : configuration 1 (4 émetteurs)

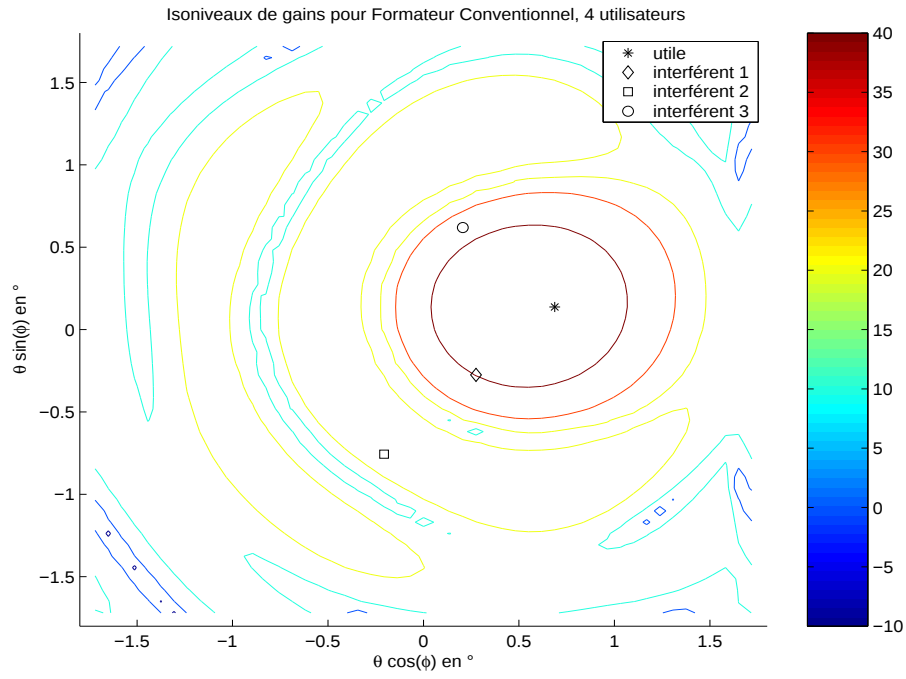
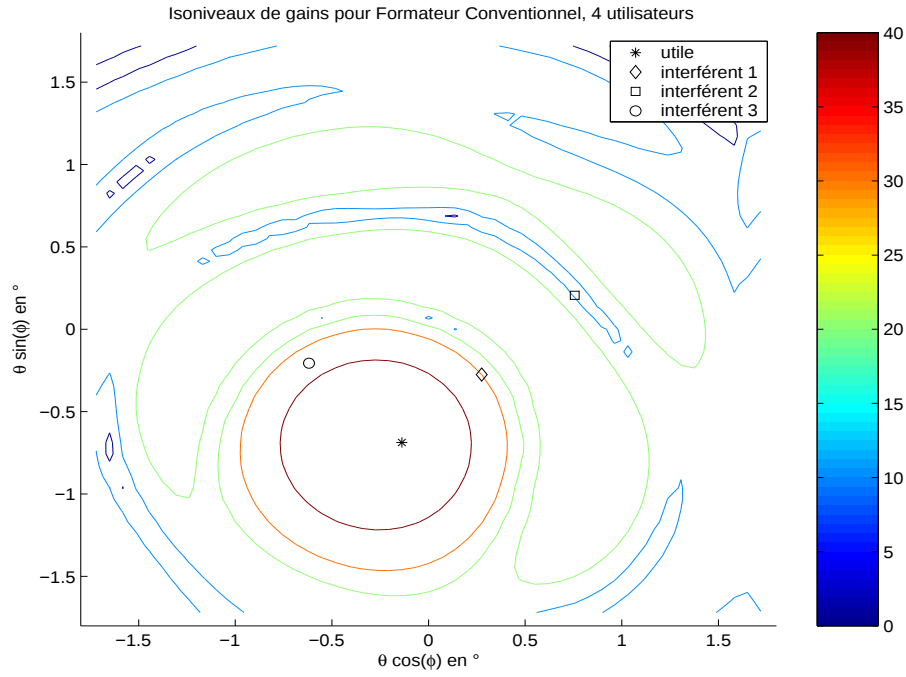
(a) Interférences à $-6\Delta d, -13\Delta d, -7\Delta d$ (b) Interférences à $+6\Delta d, +13\Delta d, -7\Delta d$

FIG. A.34: Diagrammes d'antenne moyens pour le Conventionnel, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs)

Pour la seconde configuration, on suppose que tous les utilisateurs sont alignés suivant une direction principale (a ou b) et on s'intéresse aux performances obtenues par les utilisateurs situés sur l'extrémité droite ou gauche (FIG. A.35(a) et A.35(b)). On n'étudiera pas cette configuration pour le formateur Conventionnel.

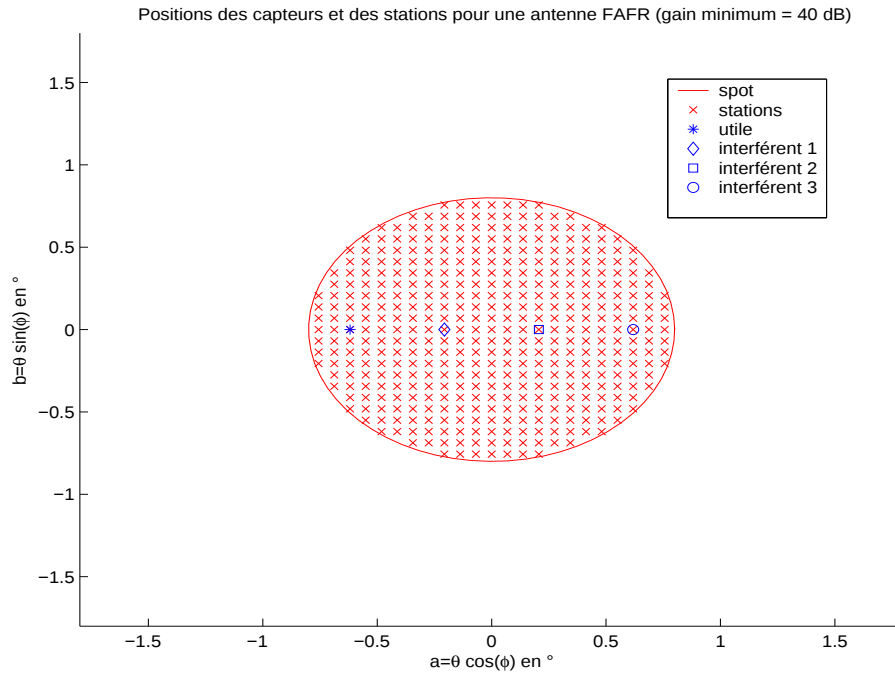
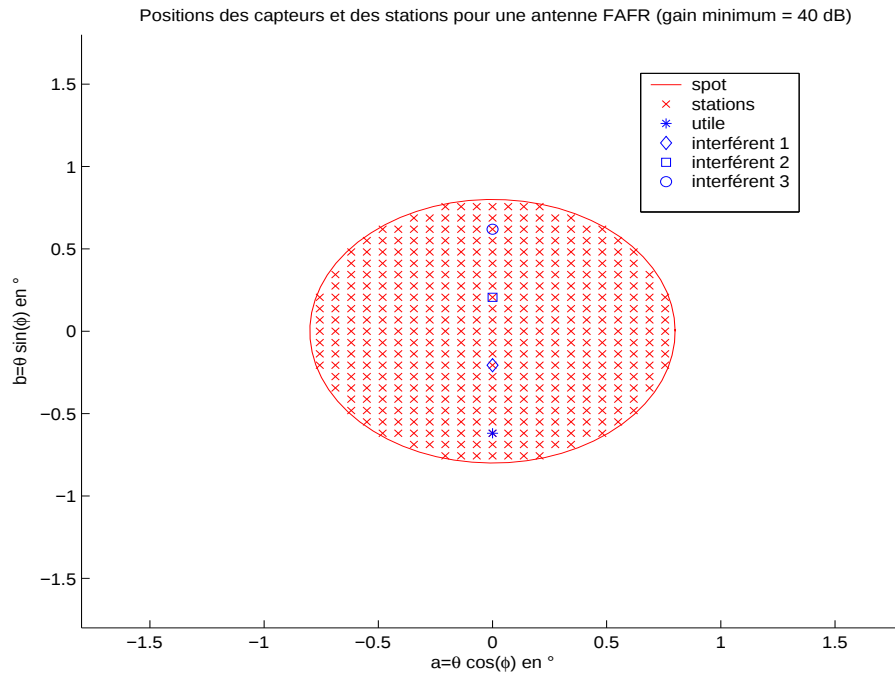
On reprend l'espacement requis pour un utilisateur au milieu dans la configuration 2 $(-6, 6, 12)$ en Δa ou Δb , et on vérifie les performances obtenues pour l'utilisateur placé à l'extrémité (TAB. A.6).

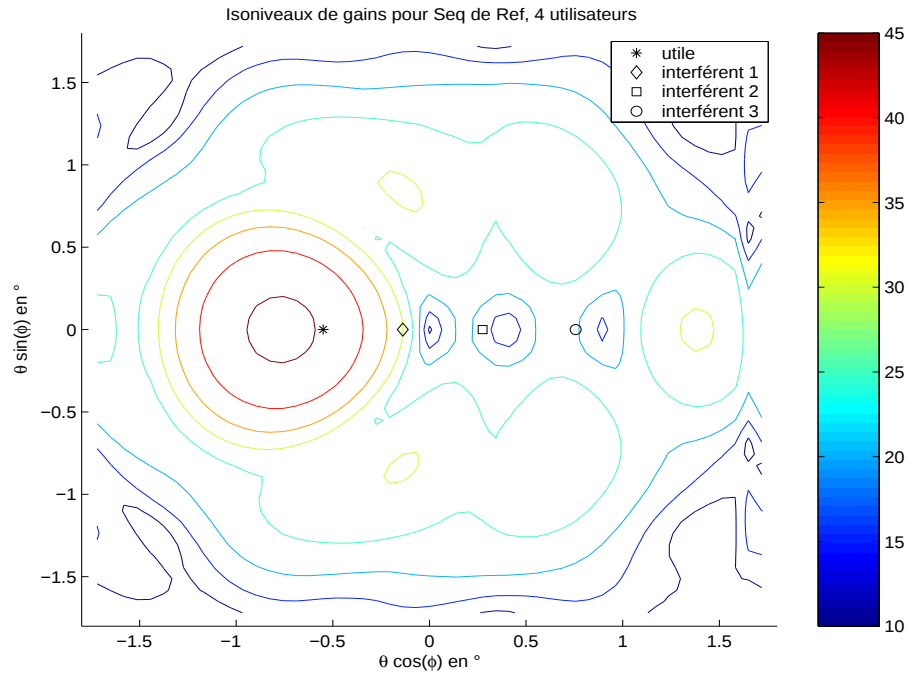
S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en Δa ou Δb Utilisateur principal à			(-18, -12, -6) droite		(6, 12, 18) gauche	
Formateurs			S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	suivant a	44.4	45.5	44.6	44.3
		suivant b	44.5	44.1	44.6	44.0
	Ecart type	suivant a	0.32	0.28	0.40	0.40
		suivant b	0.31	0.36	0.32	0.36
	Minimal garanti	suivant a	43.6	44.8	43.7	43.3
		suivant b	43.8	43.1	43.7	43.1
Eb/No en dB	Moyenne	suivant a	9.4	9.5	9.6	10.1
		suivant b	9.7	9.5	9.6	9.4
	Ecart type	suivant a	0.27	0.27	0.34	0.34
		suivant b	0.29	0.33	0.29	0.34
	Minimal garanti	suivant a	8.7	8.8	8.8	9.3
		suivant b	9.0	8.6	8.9	8.5

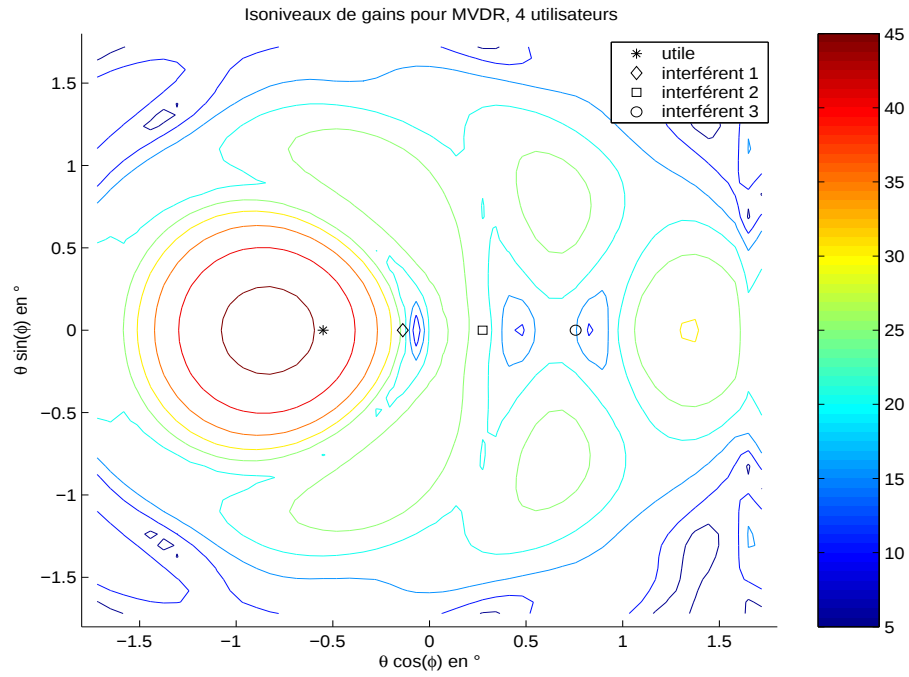
TAB. A.6: Performances obtenues pour l'utilisateur à l'une des extrémités : configuration 2 (4 émetteurs)

Les performances sont garanties par les deux formateurs malgré les dégradations du MVDR. Les diagrammes d'antenne moyens correspondant à la configuration (6, 12, 18) sont données par les figures A.36(a) à A.38(b).

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. A.35:** *Utilisateur principal à une extrémité : configuration 2 (4 émetteurs)*

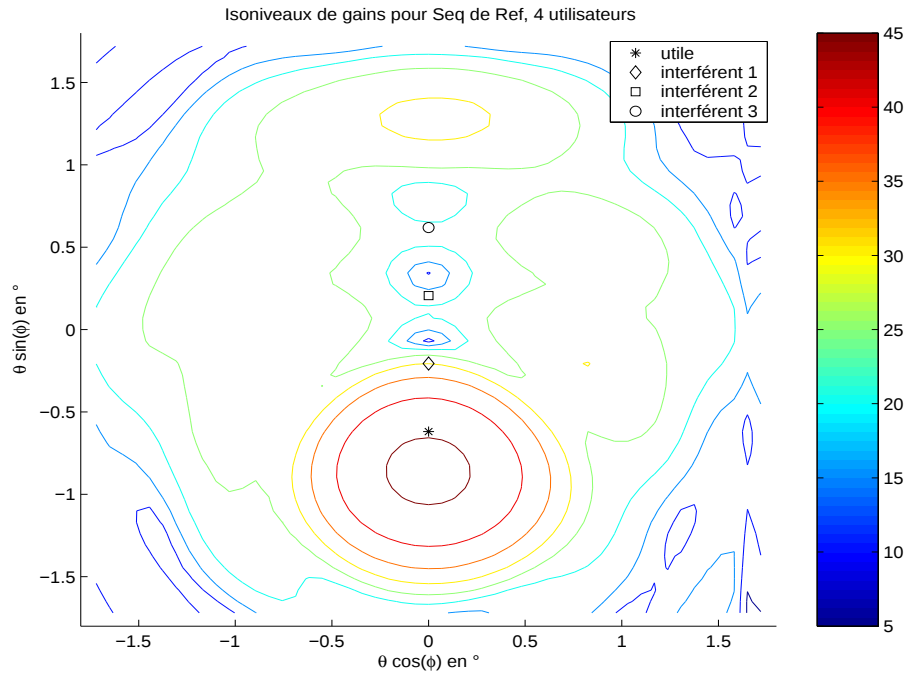


(a) Formateur par séquence de référence

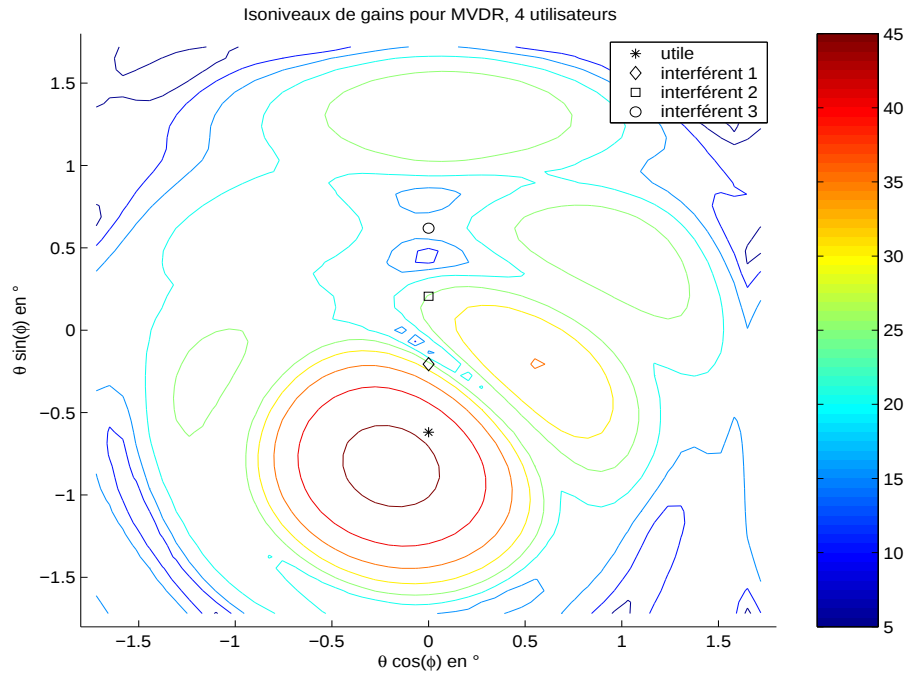


(b) Formateur MVDR

FIG. A.36: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $18\Delta a$)

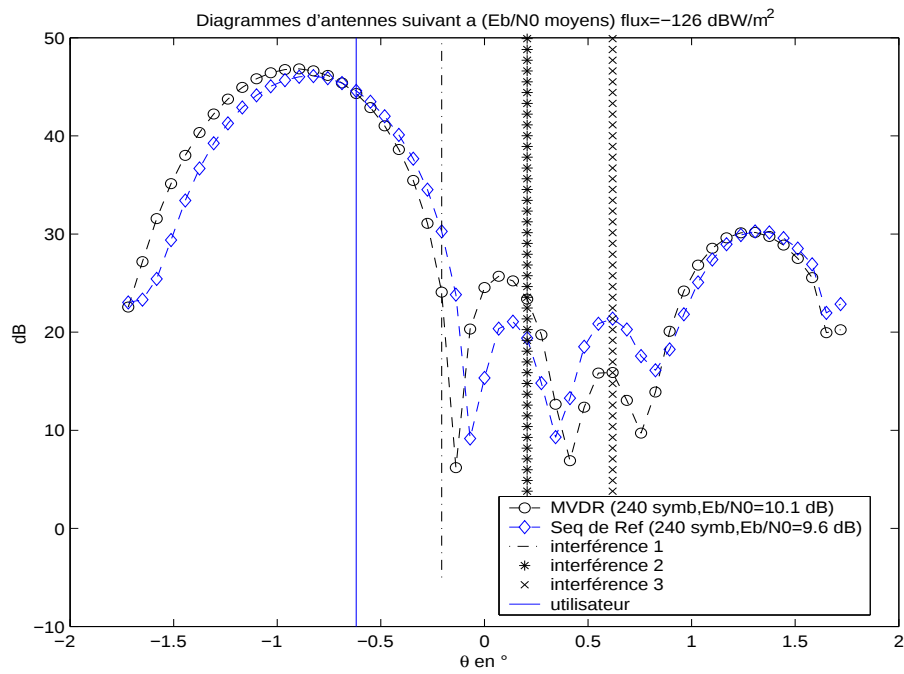
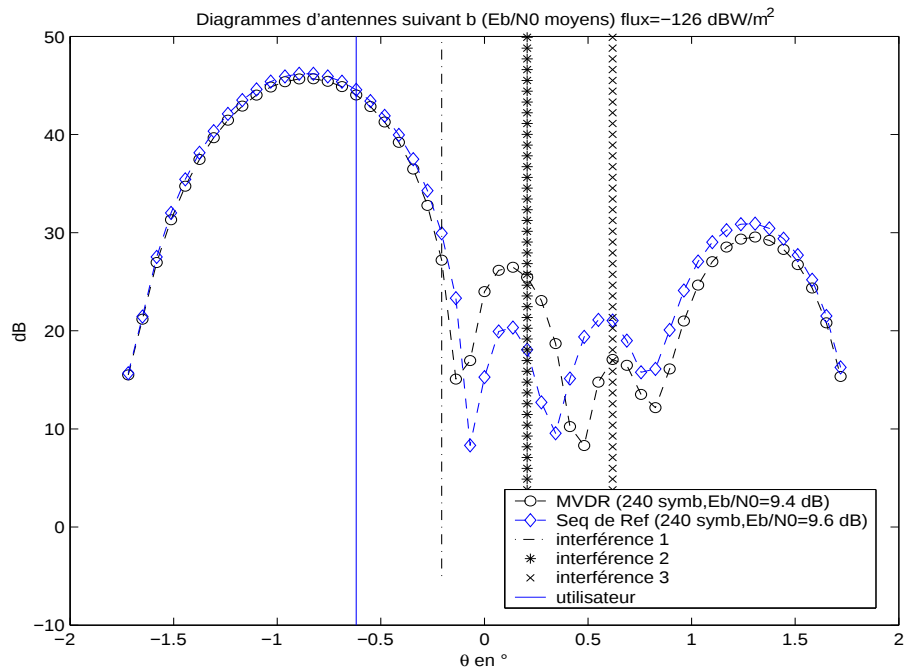


(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.37: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (4 émetteurs, interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $18\Delta b$)

(a) Interférences à $6\Delta a$, $12\Delta a$ et $18\Delta a$ (coupe suivant $\phi = 0^\circ$)(b) Interférences à $6\Delta b$, $12\Delta b$ et $18\Delta b$ (coupe suivant $\phi = 90^\circ$)**FIG. A.38:** Diagrammes d'antenne moyens (4 émetteurs)

A.2.3 Pour résumer

On retient que les formateurs adaptatifs peuvent séparer jusqu'à 4 utilisateurs, tout en garantissant un $\frac{E_b}{N_0}$ supérieur à $5.7dB$, si les séparations angulaires entre utilisateurs sont d'environ 0.41° . Pour le formateur Conventionnel, il faut une séparation angulaire d'environ 0.7° .

Dans la suite, on ne s'intéresse qu'aux formateurs adaptatifs, les distances requises par le Conventionnel étant déjà importantes compte tenu du diamètre de la zone d'étude.

A.3 Cinq utilisateurs

On considère 5 émetteurs répartis dans la zone d'études. Le cas où l'utilisateur principal est encerclé par les interférents et celui où il sera situé à une extrémité sont considérés.

A.3.1 Utilisateur au centre

Dans la première configuration, nous avons les quatre interférents placés de part et d'autre de l'utilisateur principal suivant les directions a et b (FIG. A.39).

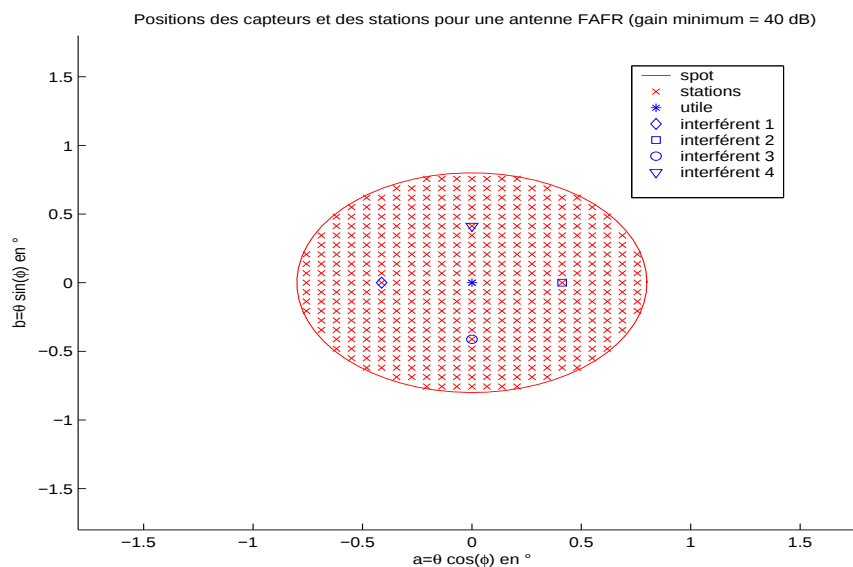


FIG. A.39: Utilisateur principal au centre : configuration 1 (5 émetteurs)

On commence par tester la configuration $(-6\Delta a, 6\Delta a, -6\Delta b, 6\Delta b)$, puis on éloigne progressivement nos interférences. Le tableau suivant (TAB. A.7) donne les performances obtenues.

Pour garantir les performances souhaitées, il faut qu'au moins 3 des interférences soient distantes d'environ 0.48° (soit $7\Delta a$ ou Δb), la dernière se situant au moins à 0.41° (soit $6\Delta a$ ou Δb). Les diagrammes d'antenne moyens correspondant aux configurations $(-7\Delta a, 7\Delta a, -7\Delta b, 6\Delta b)$ et $(-7\Delta b, 7\Delta b, -7\Delta a, 6\Delta a)$ sont donnés par les figures suivantes.

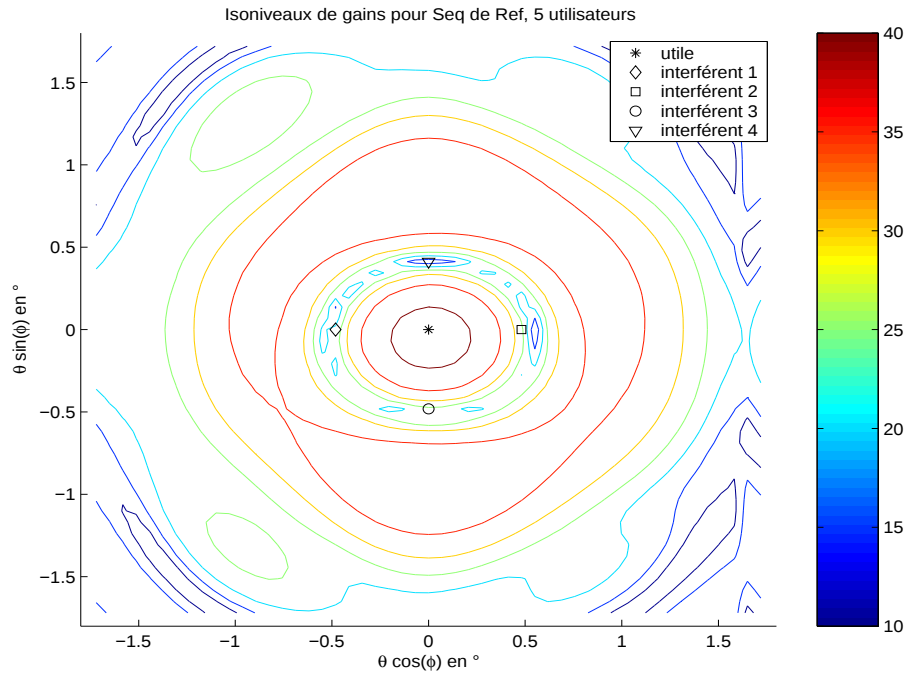
S : Formateur par séquence de référence

M : Formateur MVDR

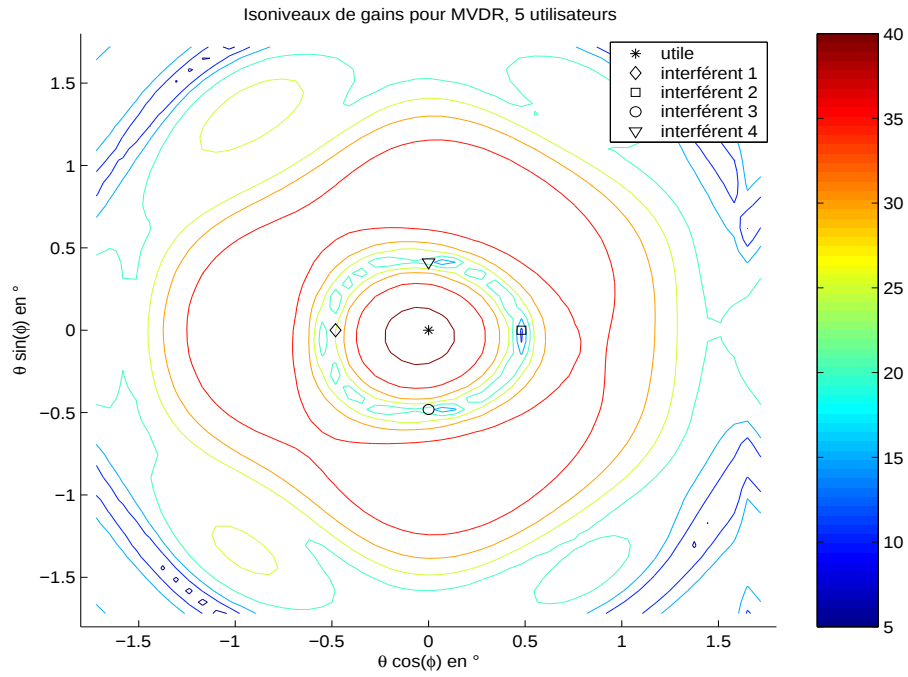
$\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en (k Δa , p Δa , l Δb , q Δb) ou (k Δb , p Δb , l Δa , q Δa)			(-6, 6, -6, 6)		(-7, 6, -6, 6)		(-6, 7, -6, 6)		(-7, 7, -6, 6)		(-7, 7, -7, 6)		(-7, 7, -6, 7)		(-7, 7, -7, 7)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δb , Δb)	40.4	39.7	40.8	40.1	40.8	40.4	41.2	40.7	41.8	41.5	41.9	41.5	42.5	42.2
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	40.7	40.2	40.7	40.3	41.1	40.8	41.8	41.4	41.9	41.7	—	—
	Ecart type	(Δa , Δa , Δb , Δb)	0.24	0.25	0.25	0.26	0.23	0.25	0.24	0.26	0.25	0.27	0.24	0.26	0.25	0.26
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	0.24	0.25	0.25	0.26	0.25	0.25	0.25	0.26	0.25	0.24	—	—
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δb , Δb)	39.7	39.0	40.1	39.4	40.2	39.7	40.6	40.0	41.1	40.8	41.3	40.8	41.8	41.5
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	40.1	39.5	40.1	39.6	40.5	40.1	41.1	40.7	41.2	41.0	—	—
Eb/N0 en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δb , Δb)	5.1	5.1	5.7	5.8	5.7	5.8	6.2	6.4	7.1	7.3	7.0	7.3	7.8	8.0
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	5.7	5.5	5.7	5.5	6.3	6.1	7.1	7.1	7.1	7.0	—	—
	Ecart type	(Δa , Δa , Δb , Δb)	0.26	0.27	0.28	0.27	0.28	0.29	0.28	0.27	0.28	0.29	0.30	0.29	0.29	0.28
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	0.27	0.32	0.29	0.33	0.28	0.31	0.28	0.30	0.28	0.30	—	—
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δb , Δb)	4.4	4.4	5.0	5.1	4.9	5.0	5.5	5.7	6.4	6.5	6.2	6.5	7.0	7.3
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	—	—	5.0	4.6	5.0	4.7	5.6	5.3	6.3	6.4	6.3	6.3	—	—

TAB. A.7: Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (5 émetteurs)

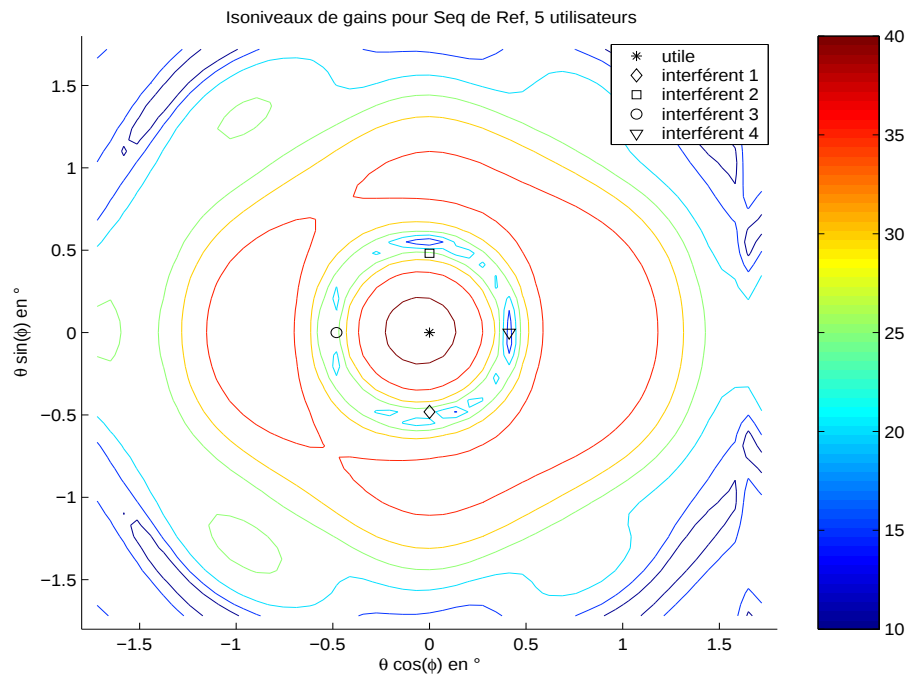


(a) Formateur par séquence de référence

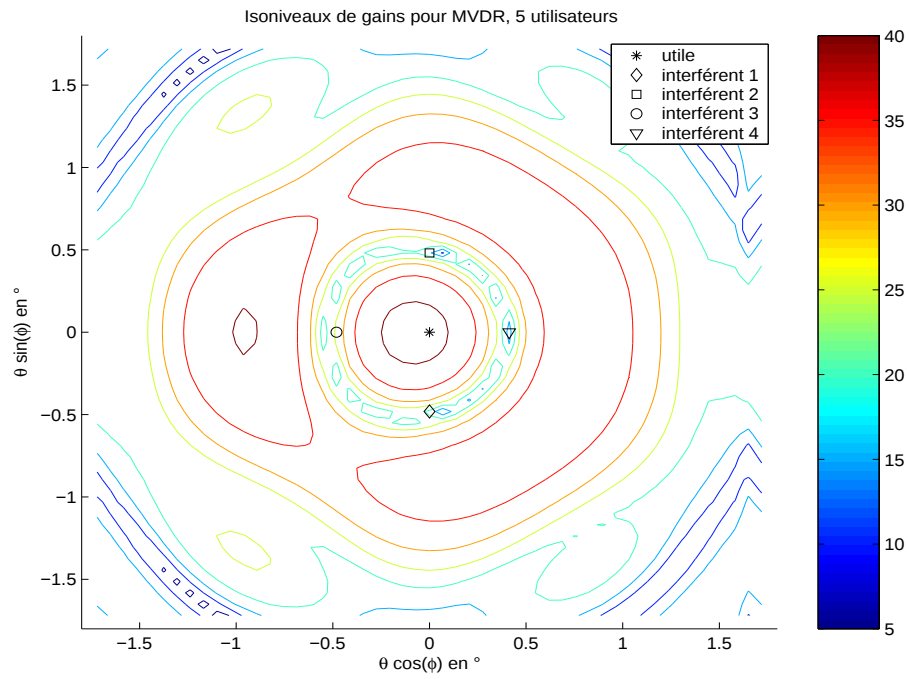


(b) Formateur MVDR

FIG. A.40: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-7\Delta a$, $7\Delta a$, $-7\Delta b$, $6\Delta b$)



(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.41: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-7\Delta b$, $7\Delta b$, $-7\Delta a$, $6\Delta a$)

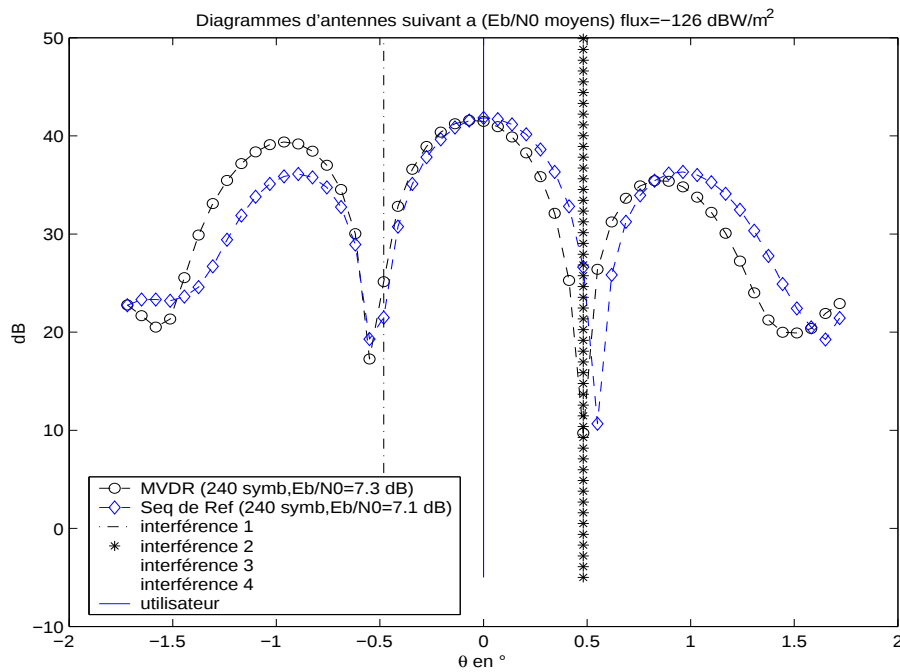
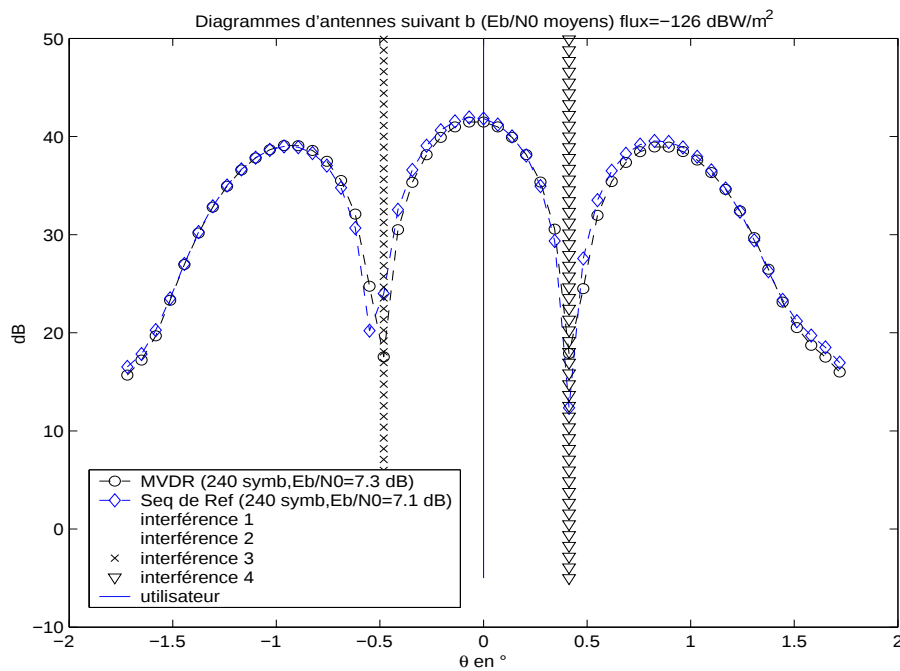
(a) Coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (b) Coupe suivant $\phi = 90^\circ$

FIG. A.42: Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-\Delta a$, Δa , $-\Delta b$ et Δb)

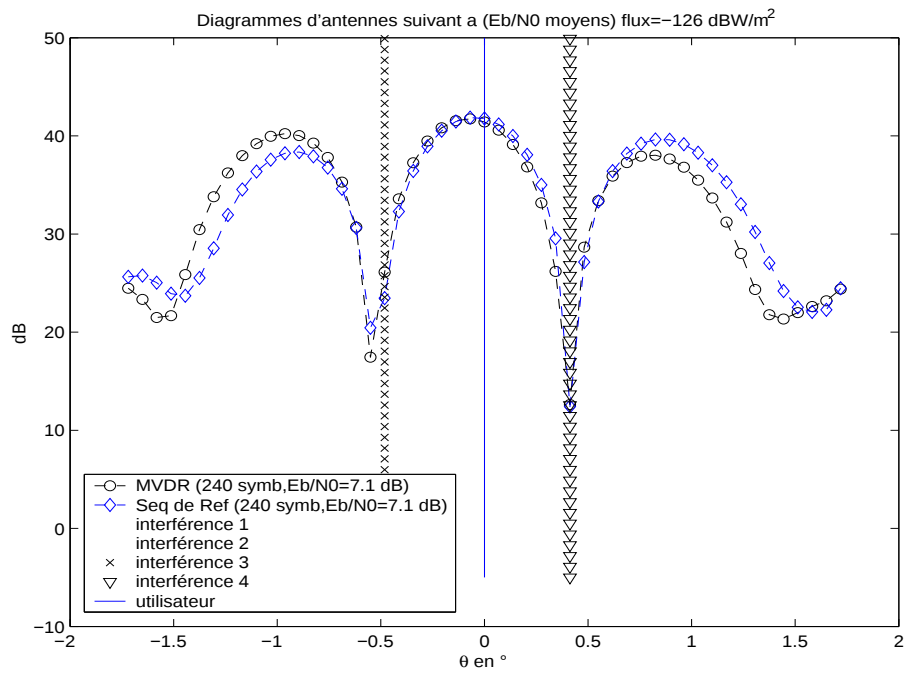
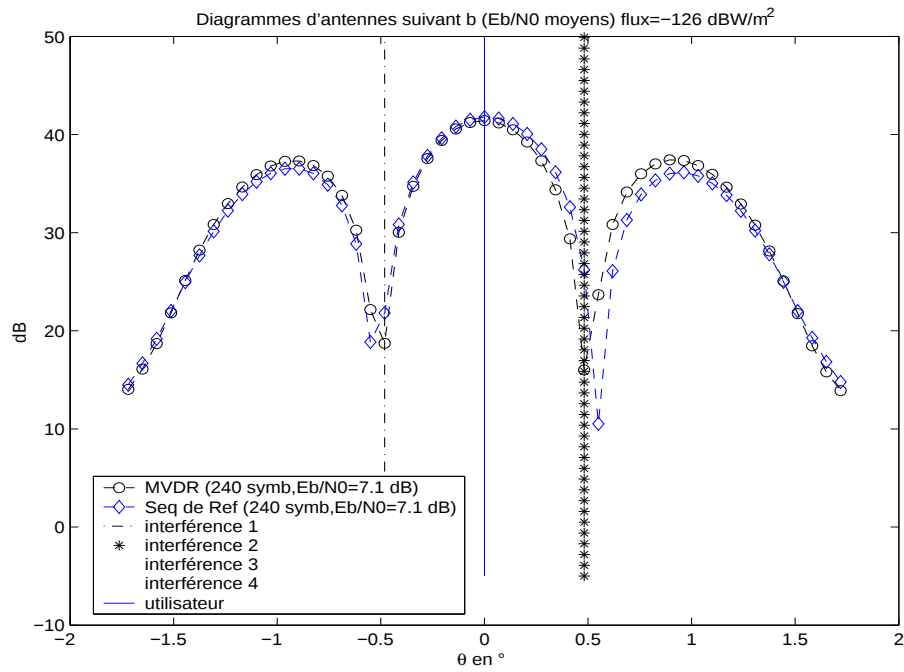
(a) Coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (b) Coupe suivant $\phi = 90^\circ$

FIG. A.43: Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-7\Delta b$, $7\Delta b$, $-7\Delta a$ et $6\Delta a$)

Dans la seconde configuration, l'utilisateur principal est encerclé par les interférences suivant une direction principale (a ou b) et il est situé à une extrémité dans la direction restante (FIG. A.44).

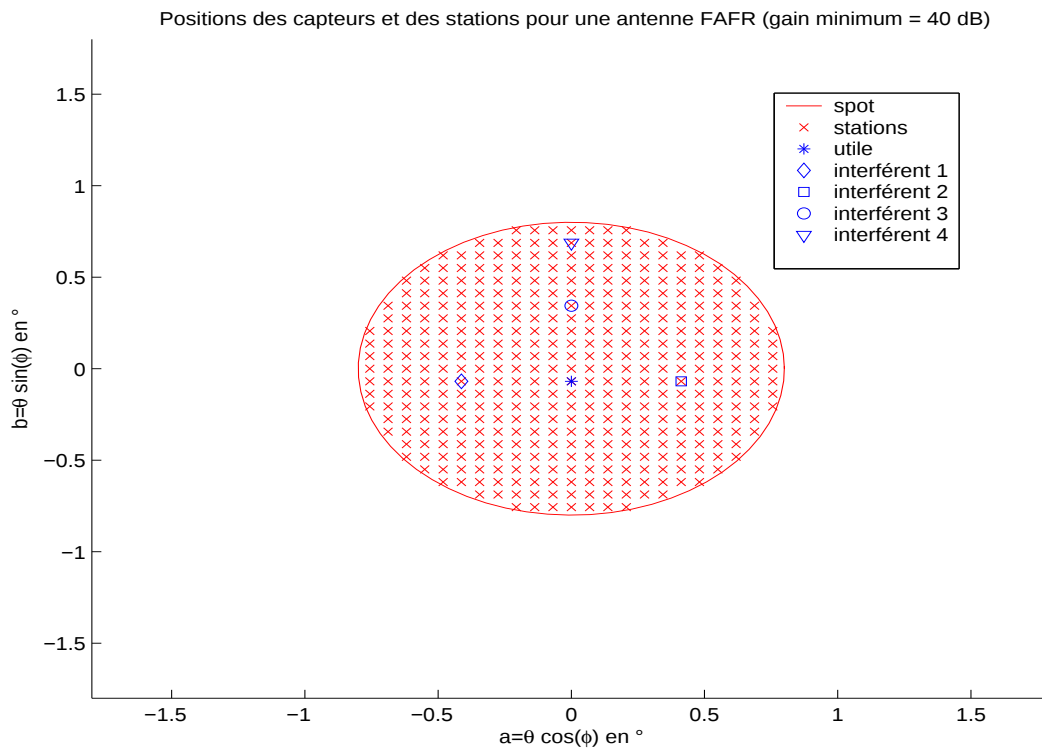


FIG. A.44: Utilisateur principal au centre : configuration 2 (5 émetteurs)

Conformément aux résultats obtenus pour 4 émetteurs, la configuration de départ autour de l'utilisateur principal devrait être $(-6, 6)$ dans la direction principale et (± 4) dans la seconde. Vu que dans cette seconde direction, on a aussi 3 utilisateurs alignés, pour leur garantir à tous les performances voulues, on va placer les interférences en $(5, 11)$ ou $(-5, -11)$. Notre configuration de départ sera par exemple $(-6\Delta a, 6\Delta a, 5\Delta b, 11\Delta b)$. Les performances obtenues sont résumées dans le tableau A.8.

S : Formateur par séquence de référence

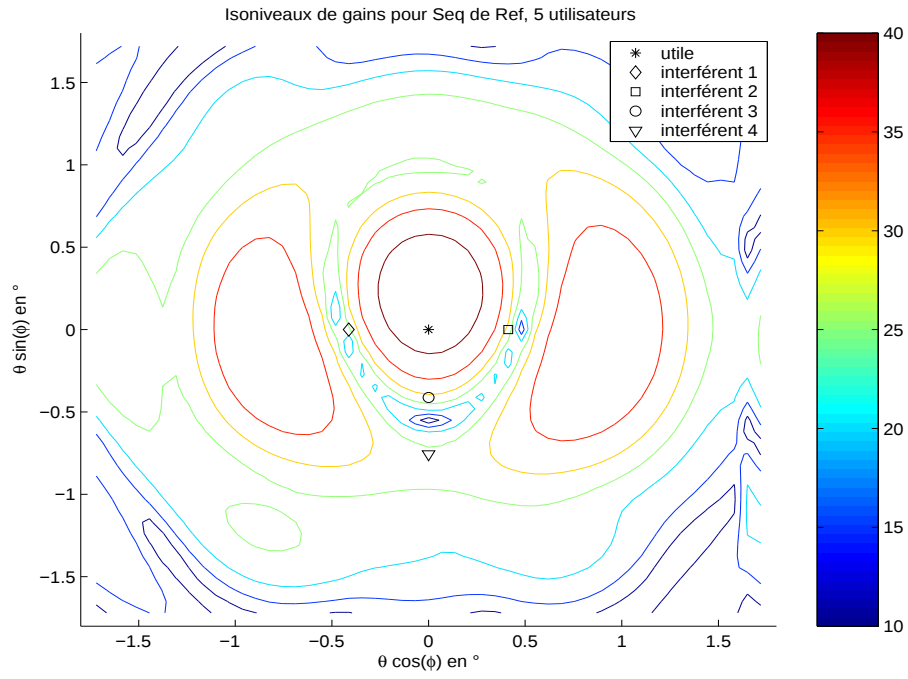
M : Formateur MVDR

$$\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$$

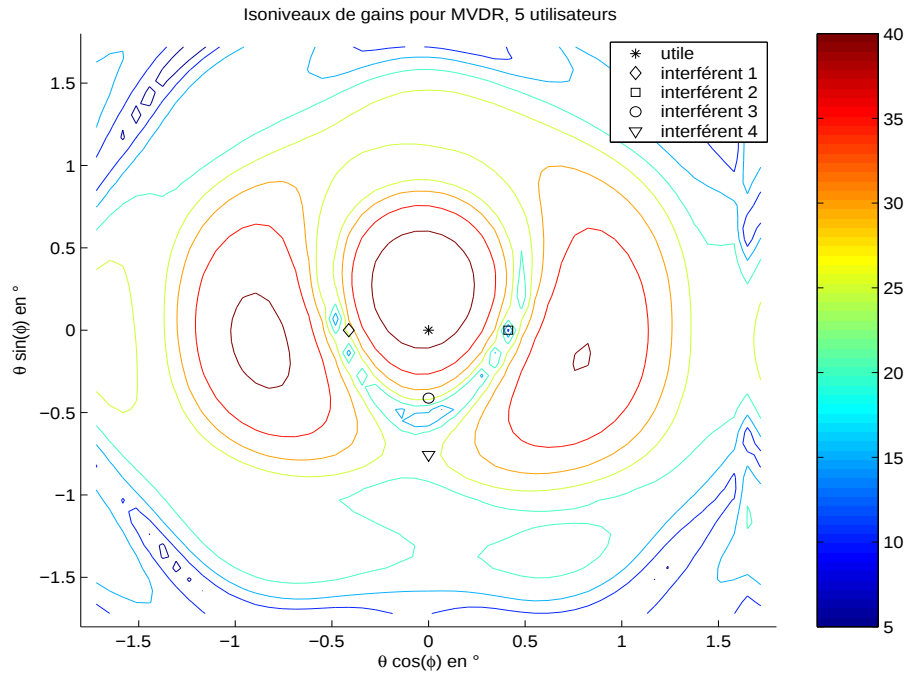
Décalages en (k Δa , p Δa , l Δb , q Δb) ou (k Δb , p Δb , l Δa , q Δa)			(-6, 6, 5, 11)		(-6, 6, -5, -11)		(-6, 6, 6, 11)		(-6, 6, -6, -11)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δb , Δb)	42.4	41.7	42.4	41.7	42.6	42.1	42.6	42.2
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	42.3	40.8	42.4	42.4	42.6	41.3	42.7	42.5
	Ecart type	(Δa , Δa , Δb , Δb)	0.27	0.24	0.27	0.25	0.27	0.22	0.25	0.22
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	0.31	0.29	0.26	0.27	0.29	0.28	0.25	0.25
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δb , Δb)	41.7	41.1	41.6	41.1	41.9	41.5	42	41.5
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	41.6	40.1	41.8	41.6	41.9	40.5	42	41.8
Eb/N0 en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δb , Δb)	6.3	6.8	6.3	6.7	7.0	7.3	6.9	7.3
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	6.2	6.9	6.4	5.7	6.9	7.3	7.0	6.3
	Ecart type	(Δa , Δa , Δb , Δb)	0.31	0.26	0.30	0.27	0.29	0.27	0.30	0.28
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	0.33	0.27	0.31	0.34	0.31	0.28	0.29	0.32
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δb , Δb)	5.5	6.1	5.6	6.0	6.2	6.6	6.1	6.5
		(Δb , Δb , Δa , Δa)	5.3	6.2	5.7	4.9	6.2	6.7	6.2	5.4

TAB. A.8: Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (5 émetteurs)

Les diagrammes d'antenne moyens obtenus dans les configurations (-6, 6, -6, -11) sont données par les figures suivantes.

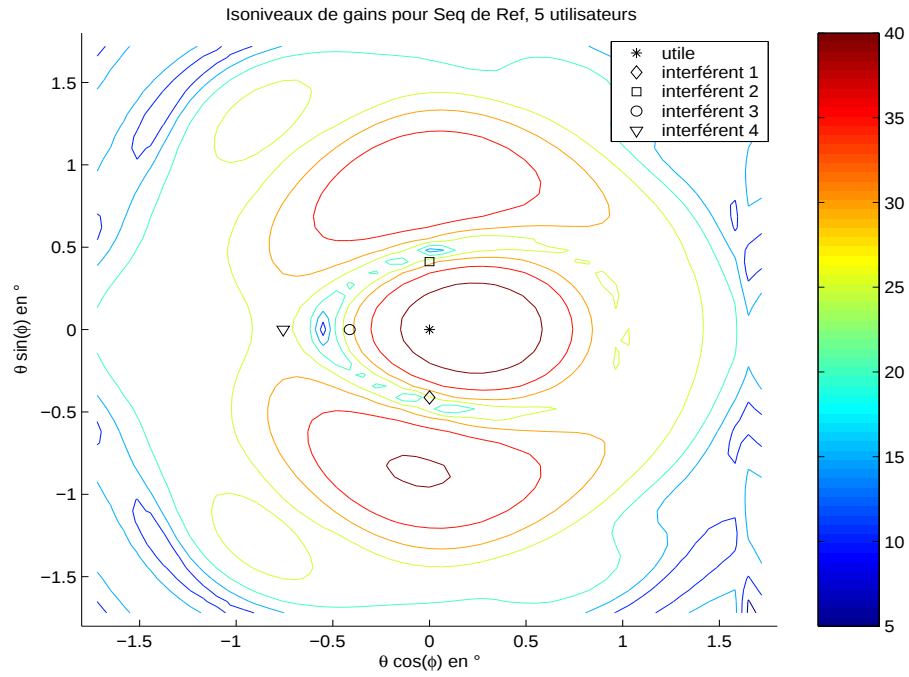


(a) Formateur par séquence de référence

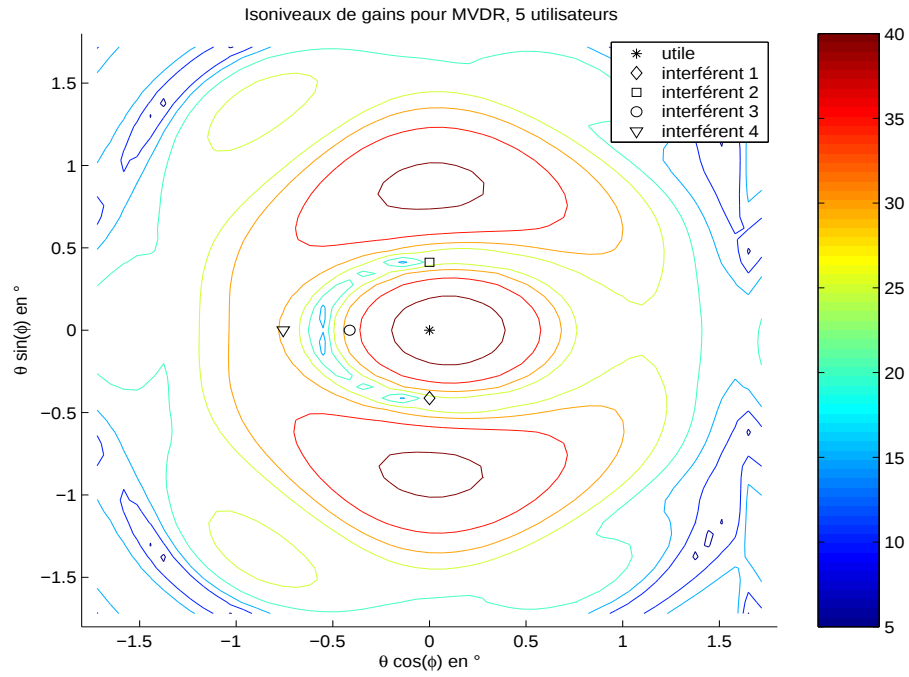


(b) Formateur MVDR

FIG. A.45: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$, $-6\Delta b$, $-11\Delta b$)



(a) Formateur par séquence de référence



(b) Formateur MVDR

FIG. A.46: Diagrammes d'antenne moyens, isoniveaux dans (a,b) (5 émetteurs, interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$, $-6\Delta a$, $-11\Delta a$)

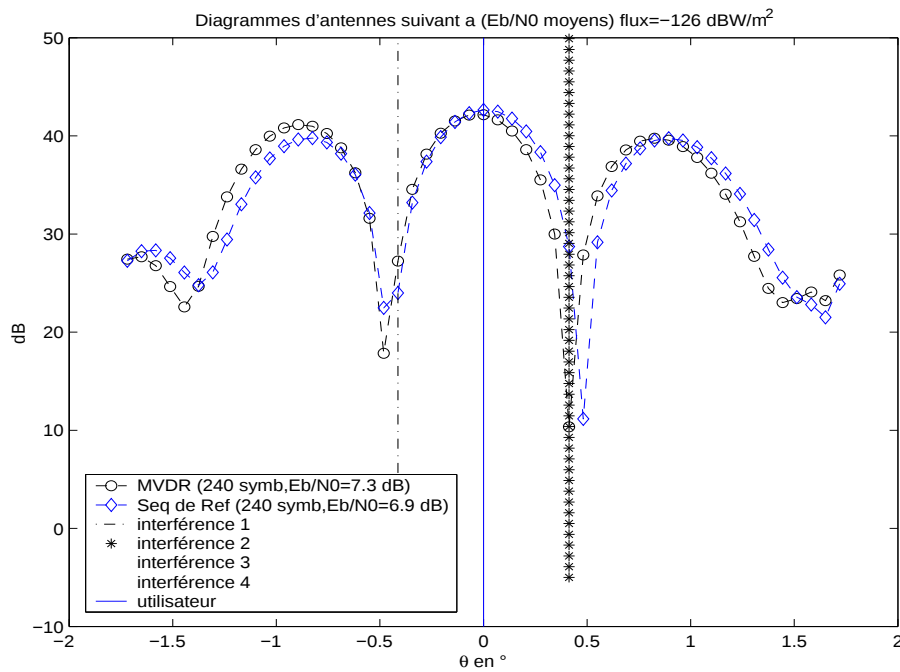
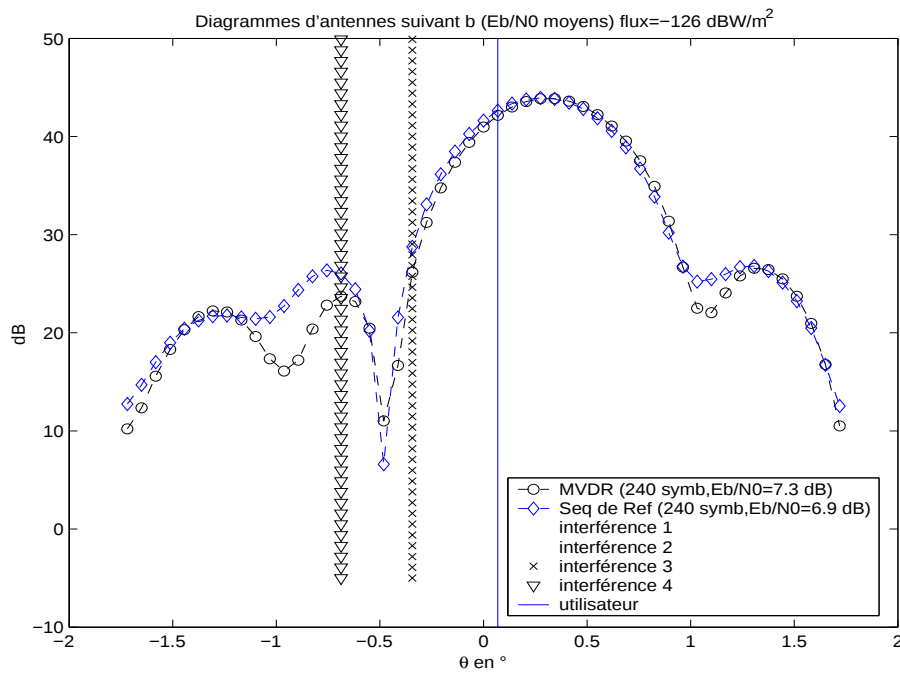
(a) Coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (b) Coupe suivant $\phi = 90^\circ$

FIG. A.47: Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-6\Delta a$, $6\Delta a$, $-6\Delta b$ et $-11\Delta b$)

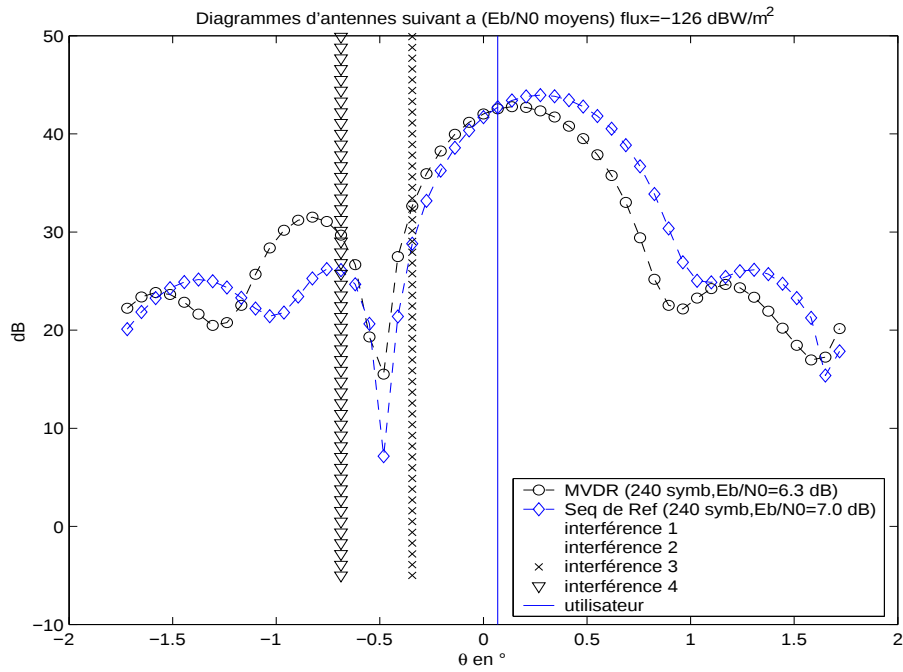
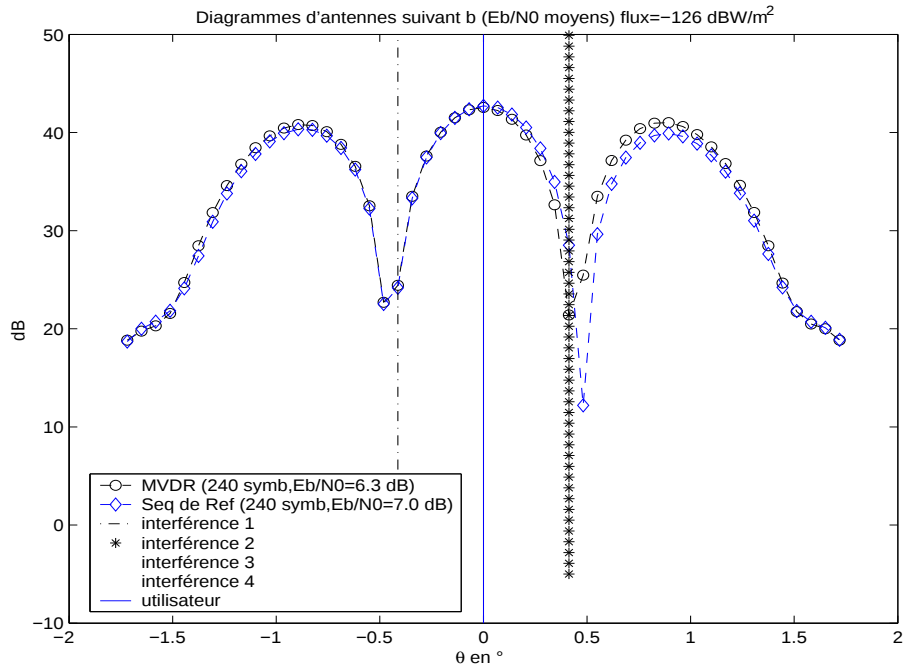
(a) Coupe suivant $\phi = 0^\circ$ (b) Coupe suivant $\phi = 90^\circ$

FIG. A.48: Diagrammes d'antenne moyens (5 émetteurs, Interférences à $-6\Delta b$, $6\Delta b$, $-6\Delta a$ et $-11\Delta a$)

A.3.2 Utilisateur à l'extrémité

On vérifie ici que l'utilisateur situé aux extrémités (FIG. A.49) atteint les performances souhaitées. On sépare tous les émetteurs de 0.41° ($6\Delta a$ ou $6\Delta b$) comme vu dans les paragraphes précédents.

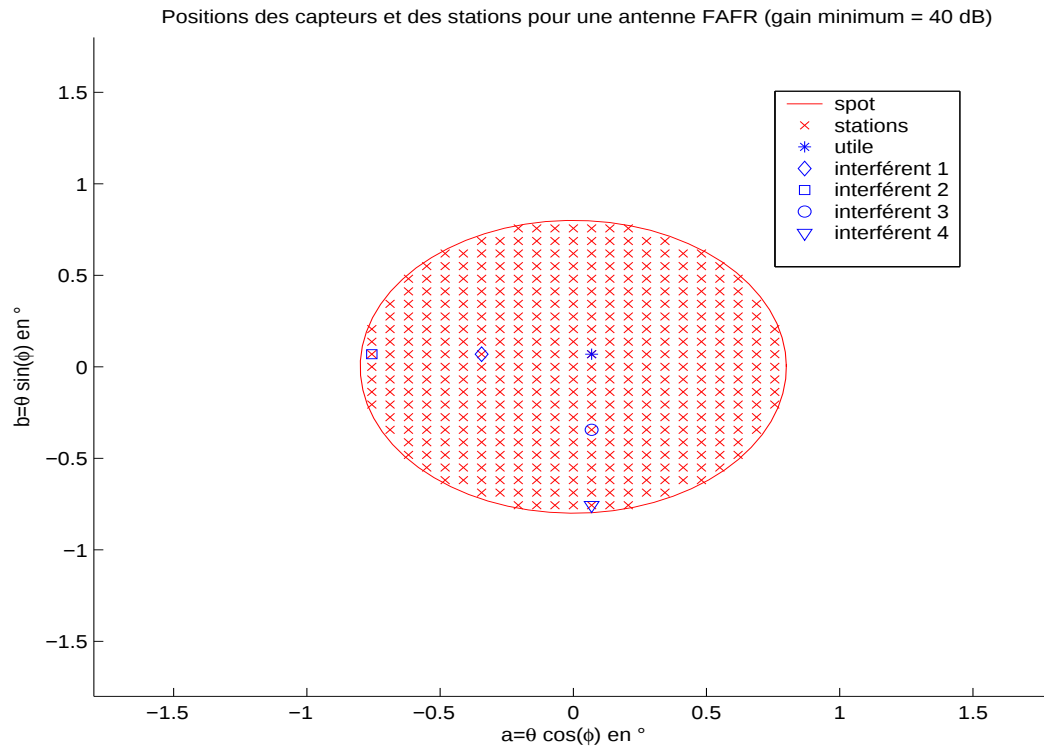


FIG. A.49: Utilisateur principal à l'extrémité : configuration 1 (5 émetteurs)

Le tableau A.9 confirme que les performances souhaitées sont garanties.

S : Formateur par séquence de référence

M : Formateur MVDR

$$\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$$

Décalages en (kΔa, pΔa, lΔb, qΔb)		(6, 12, 6, 12)		(6, 12, -6, -12)		(-6, -12, 6, 12)		(-6, -12, -6, -12)	
Formateurs		S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	43.9	43.5	43.9	43.6	43.9	44.6	43.9	44.6
	Ecart type	0.30	0.27	0.31	0.27	0.29	0.26	0.28	0.26
	Minimal garanti	43.1	42.8	43.1	42.9	43.2	43.9	43.2	43.9
Eb/N0 en dB	Moyenne	8.4	9.1	8.4	9.1	8.5	8.7	8.6	8.8
	Ecart type	0.31	0.26	0.33	0.27	0.34	0.28	0.34	0.28
	Minimal garanti	7.6	8.5	7.5	8.4	7.6	8.0	7.8	8.0

TAB. A.9: Performances obtenues pour l'utilisateur à l'extrémité : configuration 1 (5 émetteurs)

A.3.3 Pour résumer

Il apparaît qu'il est possible de partager la ressource entre 5 utilisateurs avec les formateurs adaptatifs à condition de les séparer d'environ 0.48° .

A.4 Six utilisateurs

On considère maintenant 6 émetteurs répartis dans la zone d'études.

A.4.1 Première configuration

Dans la première configuration, les cinq interférents sont placés comme représenté sur les figures A.50(a) et A.50(b).

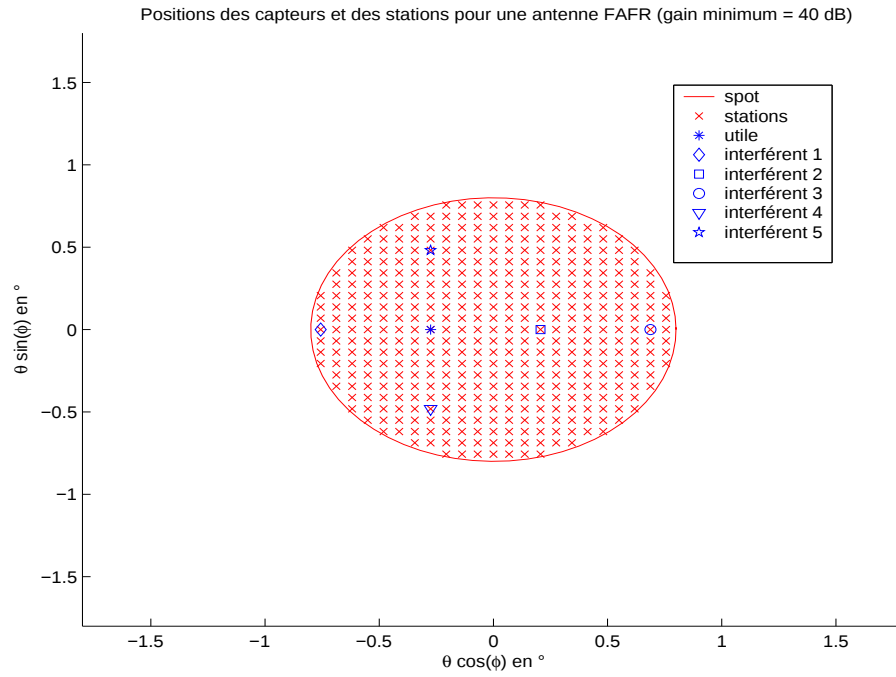
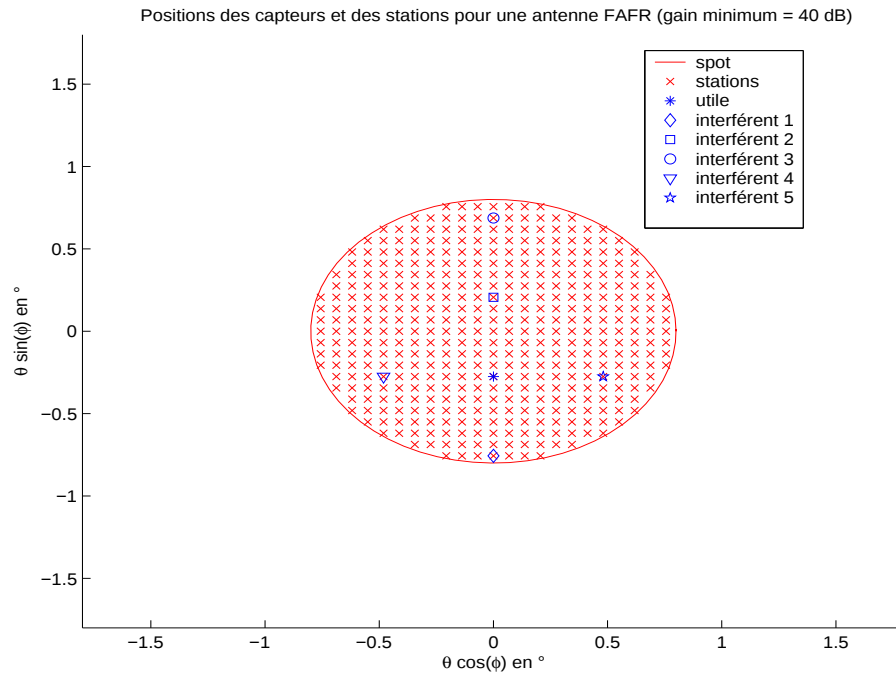
On sépare tous les utilisateurs d'environ $\pm 7\Delta a$ (ou Δb), les performances sont répertoriés dans le tableau suivant.

S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en (k Δa , p Δa , m Δa , l Δb , q Δb) ou (k Δb , p Δb , m Δb , l Δa , q Δa)			(-7, 7, 14, -7, 7)		(-14, -7, 7, -7, 7)	
Formateurs			S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	42.5	42.1	42.4	42.5
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	42.5	42.2	42.4	42.5
	Ecart type	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	0.24	0.21	0.22	0.19
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	0.23	0.21	0.24	0.22
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	41.8	41.5	41.8	42.0
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	41.9	41.7	41.8	41.5
Eb/NO en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	7.7	7.8	7.4	7.5
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	7.7	7.5	7.5	7.6
	Ecart type	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	0.25	0.24	0.25	0.27
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	0.23	0.27	0.27	0.28
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δa Δb , Δb)	7.0	7.2	6.8	6.7
		(Δb , Δb , Δb Δa , Δa)	7.1	6.9	6.8	6.8

TAB. A.10: Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 1 (6 émetteurs)

Séparer les utilisateurs de 0.49° semble suffire dans cette configuration.

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. A.50:** Utilisateur principal au centre : configuration 1 (6 émetteurs)

A.4.2 Seconde configuration

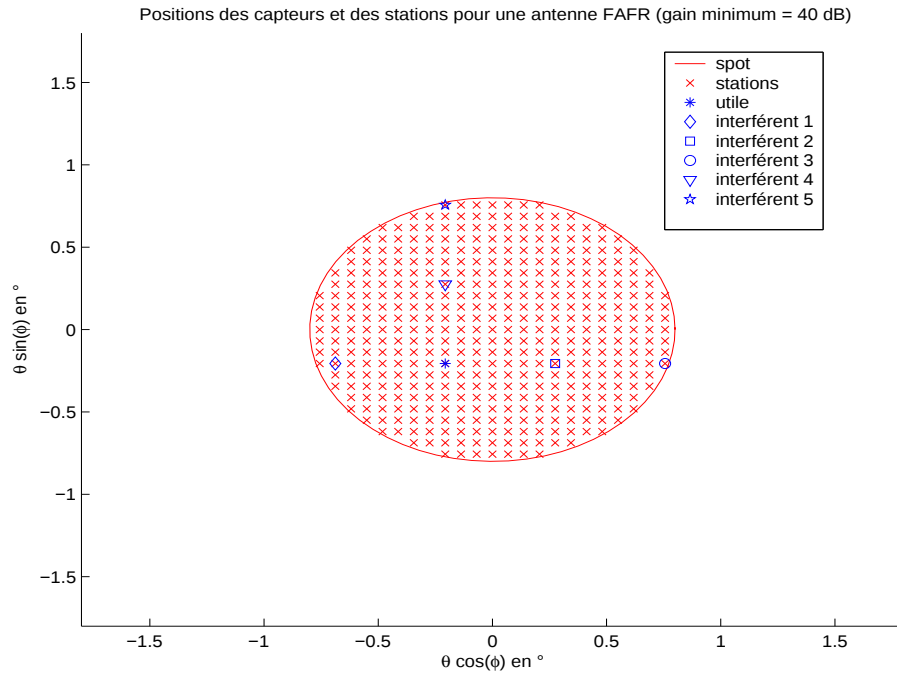
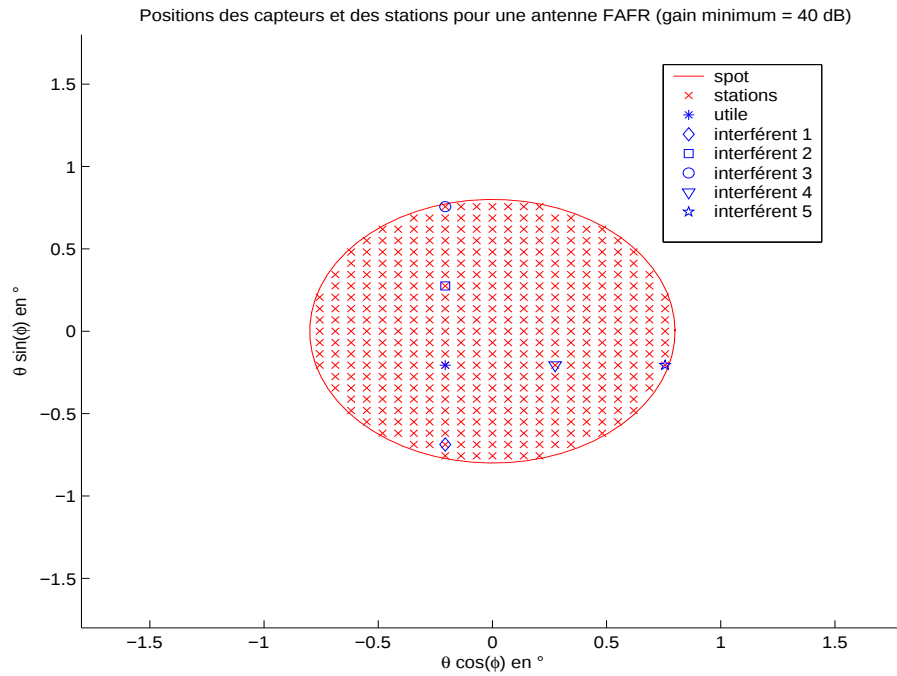
Dans la seconde configuration, l'émetteur principal est encerclé par les interférences suivant une direction principale (a ou b) et il est situé à une extrémité dans la direction restante (FIG. A.51(a) et A.51(b)).

Le tableau A.11 résume les performances obtenues. Les performances souhaitées sont atteintes pour une distance angulaire d'environ 0.49° .

S : Formateur par séquence de référence
M : Formateur MVDR
 $\Delta a = \Delta b \approx 0.07^\circ$

Décalages en (k Δa , p Δa , m Δa , l Δb , q Δb) ou (k Δb , p Δb , m Δb , l Δa , q Δa)			(-7, 7, 14, 7, 14)		(-7, 7, 14, -7, 7)		(-14, -7, 7, 7, 14)		(-14, -7, 7, -14, -7)	
Formateurs			S	M	S	M	S	M	S	M
Gain en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	43.1	43.2	43.1	43.2	42.9	43.6	42.9	43.6
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	43.3	43.0	43.8	43.7	43.8	43.0	43.9	44.1
	Ecart type	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	0.24	0.23	0.24	0.22	0.27	0.27	0.27	0.27
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	0.25	0.24	0.25	0.21	0.26	0.24	0.25	0.22
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	42.4	42.6	42.4	42.6	42.1	42.8	42.1	42.9
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	42.6	42.3	43.2	43.2	43.0	42.4	43.3	43.5
Eb/N0 en dB	Moyenne	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	8.5	9.0	8.5	8.9	8.4	8.7	8.4	8.7
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	8.5	9.1	8.4	8.4	8.4	9.1	8.3	8.4
	Ecart type	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	0.25	0.25	0.26	0.25	0.31	0.29	0.30	0.29
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	0.24	0.25	0.31	0.28	0.29	0.26	0.30	0.28
	Minimal garanti	(Δa , Δa , Δa , Δb , Δb)	7.9	8.3	7.9	8.2	7.6	7.9	7.7	8.0
		(Δb , Δb , Δb , Δa , Δa)	7.8	8.4	7.6	7.7	7.7	8.4	7.6	7.6

TAB. A.11: Performances obtenues pour l'utilisateur au centre : configuration 2 (6 émetteurs)

(a) Suivant a (b) Suivant b **FIG. A.51:** Utilisateur principal au centre : configuration 2 (6 émetteurs)

A.4.3 Pour résumer

On vérifie que la ressource peut être partagée entre 6 utilisateurs au plus, si ces derniers sont séparés d'environ 0.49° .

A.5 Conclusion

On a montré qu'il était possible a priori de partager la ressource en fréquence entre au plus 6 utilisateurs pour les formateurs adaptatifs. Dans le cas du formateur conventionnel, on partage la ressource entre au plus 4 utilisateurs.

Les distances angulaires requises pour un facteur de réutilisation supérieur à 4 (pour le conventionnel) et 6 (pour les formateurs adaptatifs) ainsi que la taille de la zone d'étude font que l'on n'envisage pas de partager la ressource entre plus de 4 ou 6 utilisateurs pour ces formateurs.

Bibliographie

- [1] International Telecommunication Union. Seminar on Public Protection and disaster relief. [http ://www.itu.int/ITU-R/study-groups/rsg8/rwp8a/seminars/protection/](http://www.itu.int/ITU-R/study-groups/rsg8/rwp8a/seminars/protection/), September 2002.
- [2] M. Metcalf. Advanced Mobile Broadband Communications for Public Safety Applications - Project MESA. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings*, pages 1159–1161, 2003.
- [3] JD. Gayrard and N. Chuberre. CRIES : A Satellite based system for communication recovery and monitoring in emergency situation and natural disaster. *International Workshop on Broadband Wireless Ad-Hoc Networks and services*, September 2002.
- [4] E.S. Oh and M. Chai. GMPCS A Post-Mortem and Lessons from its Applications in Emergency Telecommunications. In *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, pages 116–118, August 2003.
- [5] JD. Gayrard and F. Blanc. Ka-band satellite system for Public Protection and Disaster Relief operations. *22nd AIAA ICSSC*, May 2004.
- [6] S. Drabowitch. *Antennes 2, Applications*. Masson, 1986.
- [7] W.H Yim and F.P. Coakley. On-board processing for ka-band applications. *3rd European Conference on Satellite Communications*, 1993.
- [8] C. Farsakh and J. Nossek. Data detection and channel allocation on the uplink of an SDMA mobile radio system. *PIMRC*, 1997.
- [9] V. Zaharov. Smart antennas application for satellite communications systems with space division multiple access. *Journal of Radio Electronics*, (2), 2001.
- [10] R. Baudin. Filtrage spatial et SDMA appliqués aux systèmes de communications par satellite. Technical report, Alcatel Space Industries, 2002.
- [11] *Digital Video Broadcasting (DVB) ; Interaction Channel for Satellite Distribution Systems*.

- [12] Communications Research Center Canada. <http://www.crc.ca/fr/html/rss/home/projects/term>.
- [13] *Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction Channel for Satellite Distribution Systems; Guideline for the Use of EN 301790*.
- [14] A. Glavieux C. Berrou and P. Thitimajshima. Near shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. *IEEE Int. Conf. On Communications*, pages 1064–1070, May 1993.
- [15] P. Grant J. Thompson and B. Mulgrew. Smart antenna arrays for CDMA systems. *IEEE Personal Communications*, pages 16–25, October 1996.
- [16] B. Holter. Adaptive antennas - an introduction. Technical report, SINTEF Telecom and Informatics, 1999.
- [17] H. Lehne and M. Pettersen. An overview of smart antenna technology for mobile communications systems. *IEEE Communications Surveys*, 2(4), 1999.
- [18] G. V. Tsoulos. Smart antennas for mobile communications systems : Benefits and challenges. *Electronics and Communication Engineering Journal*, pages 84–94, April 1999.
- [19] ArrayComm. *Smart Antenna Systems*. IEC Web ProForum Tutorials, Juillet 2000.
- [20] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing Part IV*. Wiley and Sons, 2002.
- [21] O. Besson. Introduction aux traitements d’antennes, 2002.
- [22] L.C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications. *IEEE Proc.*, (8), Août 1997.
- [23] B. Van Veen and K. Buckley. Beamforming, a versatile approach to spatial filtering. *IEEE ASSP Magazine*, Avril 1988.
- [24] C. Guiraud D. Rousset and I. Albert. Digital beamforming for multimedia flexible antennas. In *17th Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, 2003.
- [25] T. Haynes. A primer on digital beamforming. *Spectrum Signal Processing*, Mars 1998.
- [26] C. Guiraud. G/T d’une antenne à formation de faisceaux numériques. Technical report, Alcatel Space, Septembre 2002.
- [27] J. Duggan. Adaptive beamforming with a multiple beam antenna, 1998.
- [28] <http://www.ticra.com>.
- [29] L. Mazet. Traitement du signal, 2000.
- [30] J. G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graw-Hill, 1989.

- [31] G. Maral and M. Bousquet. *Satellite Communications Systems*. Wiley and Sons, fourth edition, 2002.
- [32] U. R. Kraft. Gain and G/T of multielement receive antennas with active beamforming networks. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, December 2000.
- [33] A.B. Gershman. Robust adaptive beamforming in sensor arrays. *International Journal of Electronics and Communications*, pages 305–314, December 1999.
- [34] S. W. Golomb and R. A. Scholtz. Generalized barker sequences. *IEEE Trans. Information Theory*, October 1965.
- [35] L.P. Linde. Some unique properties and applications of perfect squares minimum phase CAZAC sequences. *IEEE*, 1992.
- [36] W.S Ho and X. Peng. Rapid acquisition for multiband UWB systems : CAZAC vs. Barker sequences. In *Proceedings of the 2003 Joint Conference on Information, Communications and Signal Processing*, 2003.
- [37] C. Morlet. *Démodulateur Embarqué Multi-Porteuse Pour Services Multimédia Par Satellites*. PhD thesis, ENST Paris, 2000.
- [38] M. Oerder and H. Meyer. Digital Filter and Square Timing Recovery. *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-36 :605–612, May 1988.
- [39] X. Y. Guo. *Méthodes Numériques Pour L’acquisition Du Synchronisme D’une Séquence Pseudoaléatoire Dans un Système de Télécommunications Par Étalement de Spectre À Séquence Directe*. PhD thesis, ENSAE, Juillet 1990.
- [40] M. Werner E. Lutz and A. Jahn. *Satellite Systems for Personal and Broadband Communications*. Springer-Verlag, 2000.