



Ecole doctorale EDITE

Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Docteur de Télécom & Management SudParis

Doctorat conjoint Télécom & Management SudParis et Université Pierre et Marie Curie

**Spécialité :
INFORMATIQUE ET TELECOMMUNICATIONS**

Ismehene CHAHBI

Exploitation des antennes multiples pour l'optimisation dans les réseaux sans fil

soutenue le 25 février 2011 devant le jury composé de :

Prof. Khaldoun Al Agha	Rapporteur	Université Paris XI, France
Prof. Abdelaziz Samet	Rapporteur	Ecole Polytechnique de Tunisie, Tunisie
Prof. Guy Pujolle	Examineur	Université Pierre et Marie Curie, France
Prof. Houda Labiod	Examineur	TELECOM ParisTech, France
Prof. Véronique Vèque	Examineur	Université Paris XI, France
Dr. Badii Jouaber	Encadrant	TELECOM SudParis, France
Prof. Djamal Zeghlache	Directeur de thèse	TELECOM SudParis, France
Prof. Sami Tabbane	Co-Directeur de thèse	Sup'Com, Tunisie

Thèse n° 2011TELE0008

A ma famille

Acknowledgements

Je voudrais remercier les personnes qui m'ont aidée, encouragée et soutenue pour mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier tout d'abord Monsieur Djamel Zeghlache, professeur à TELECOM SudParis et directeur du département RS2M, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire en m'offrant les bonnes conditions de travail. Je lui exprime toute ma gratitude pour ses directives scientifiques et ses remarques pertinentes.

Je remercie également Monsieur Sami Tabbane, professeur à Sup'Com, d'avoir accepté de co-diriger ma thèse et de veiller à assurer les conditions pour son bon déroulement. Je lui présente ma gratitude pour son encouragement et ses directives précieuses.

Je remercie du fond du coeur mon encadrant, Monsieur Badii Jouaber, Maître de conférence à TELECOM SudParis, qui m'a toujours soutenue surtout durant les moments les plus difficiles de ma thèse. Merci Badii pour ton écoute, ta grande disponibilité, tes conseils précieux et la confiance que tu as su m'accorder. Sans ton expérience et ta compétence, cette thèse n'aurait pu voir le jour.

Toute ma gratitude va également à Monsieur Khaldoun Al agha, Professeur à l'Université Paris-Sud qui a accepté de rapporter mon travail avec beaucoup d'intérêt. Mes vifs remerciements s'adressent également à Monsieur Abdelaziz Samet, Professeur à l'École Polytechnique de Tunisie, pour sa lecture attentive de mon manuscrit, ses remarques constructives et sa grande gentillesse.

Je remercie également Madame Houda Labiod, Madame Véronique Vèque et Monsieur Guy Pujolle d'avoir accepté très gentiment de faire partie de mon jury de thèse en tant qu'examinateurs.

Je tiens à remercier tous les enseignants-chercheurs de TELECOM SudParis, et plus particulièrement, Amel Mammer pour son aide précieux et sa disponibilité.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à Dr. Abdellatif Zaidi pour son encouragement et ses conseils précieux.

Je ne pourrais jamais oublier d'exprimer ma gratitude à tous mes amis thésards à TELECOM SudParis, pour leur soutien et leur encouragement, en particulier : Kheira, Imen, Afef, Arwa, Dorsaf, Mouna, Mohamed, Haikel et surtout merci à ma collègue de bureau : Ines, pour les discussions enrichissantes et agréables. Je remercie également mes amis : Soumaya, Khawla, Sihem, Torkia, Rym, Ibtihal, Mutiara, Estu, Asal et Yasser, pour leur support moral et leur disponibilité.

Finalement, je dédie ce travail à mes chers parents Mohamed et Nessima et je leur dis mille mercis pour tout l'amour et l'éducation que vous m'avez donné. J'espère que vous seriez toujours fière de moi et que vous trouveriez dans ce travail le fruit de vos sacrifices et dévouement. Je tiens à exprimer également mes vifs remerciements, ma gratitude et ma reconnaissance à mes chères sœurs Arbia, Henda et son mari Ahmed, Hajer, Fatma et à mon cher frère Ismail, pour leur encouragement et leur soutien inconditionnel en leur souhaitant plein de succès dans leur vie. Enfin, je remercie toute ma famille et plus particulièrement mon grand père à qui je souhaite un prompt rétablissement.

Résumé

Les récentes avancées dans le domaine du traitement d'antennes et dans la microélectronique ont fait naître la technologie des antennes intelligentes connue sous le nom de " smart antennas ". Considérée comme rupture technologique pour les réseaux sans fil, les systèmes d'antennes intelligentes pourraient répondre aux exigences de plus en plus fortes des applications et services en termes de débit, de capacité et de connectivité. Aujourd'hui, les smart antennas sont exploitées pour développer plusieurs technologies incluant les systèmes de commutation de faisceaux, les antennes adaptatives et les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output). L'utilisation des antennes MIMO a été reconnue comme une technologie-clé, capable d'accroître considérablement la capacité des réseaux sans fil en exploitant différemment et mieux le spectre radio. Elle fait partie des récents et futurs standards tels que le 3GPP-LTE et le IEEE-802.11n.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'exploitation des techniques multi-antennes dans le contexte des réseaux mobiles. Nous nous sommes focalisés principalement sur deux axes de recherche : la formation de faisceaux et le multiplexage spatial.

Dans une première étude, nous avons proposé un schéma de formation de faisceaux, basé sur la technique LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance) et permettant de former des faisceaux plus adaptés en cas de mobilité. Dans cette solution, l'incertitude sur la localisation des nœuds est compensée par des faisceaux de largeurs adaptées. De plus, dans le cas où les paramètres (vitesse et direction) de mouvement des nœuds sont connus, nous avons proposé d'exploiter des techniques simples d'extrapolation afin de limiter les calculs complexes des méthodes de poursuite continue (tracking), très consommatrices en ressources.

Dans une seconde étude, nous avons proposé une solution d'ordonnancement basée sur la technique du multiplexage spatial qui est une caractéristique fondamentale des systèmes MIMO. L'algorithme proposé (SCLS : Stream-Controlled Multiple Access) exploite les informations inter-couches (cross-layer) : environnement radio de la couche PHY et charge de trafic de la couche LIEN. Il permet de choisir l'ensemble des liens à activer

0. RÉSUMÉ

simultanément et détermine sur chacun de ces liens, le nombre d'antennes à utiliser pour transmettre des flux parallèles. SCLS permet ainsi de minimiser le temps nécessaire pour satisfaire les demandes de trafic et de maximiser le débit global utilisé à chaque instant.

Dans la troisième étude, nous avons considéré la problématique d'estimation des directions d'arrivée et de départ. Nous avons proposé un algorithme (E-Capon) d'estimation conjointe de ces directions ainsi que du retard de propagation des trajets multiples dans un canal MIMO. Nous nous sommes basés sur la méthode de Capon qui permet de réduire la complexité de traitement pour offrir une estimation rapide et robuste des informations relatives à la localisation des nœuds. Notre objectif est de concevoir une technique mieux adaptée aux changements dynamiques de topologie que l'on peut observer dans les réseaux sans fil.

Abstract

Recent advances in antennas processing and microelectronics have helped for the emergence of smart antennas and their use in public telecommunication systems. This technology allows sophisticated signal processing and provides significant performance benefits such as increased spectral efficiencies, reduced power consumption, interference cancellation, increased communication reliability and better connectivity. Smart antennas represent a broad variety of antenna technologies that significantly differ in terms of performance and transceiver complexity. The different antennas technologies include switched-beam antennas, adaptive array antennas and multiple-input multiple-output (MIMO) systems. The latter is already being implemented in latest generation equipments and standards like 3GPP-LTE and IEEE 802.11n.

The focus of this thesis is to explore the various capabilities of smart antennas and to propose new mechanisms and systems for their use. In particular, we were interested in exploiting two multi-antenna systems' capabilities : spatial multiplexing and beamforming.

In the first part of this thesis, we propose a new dynamic beamforming technique for mobile ad hoc networks, based on the LCMV beamformer. Mobiles nodes derive the weight vectors to form dynamic beams more adapted to their mobility parameters. The proposed scheme allows to form dynamic beams with less complexity but more adapted to possible uncertainty on mobile node locations.. Performance evaluations show that the proposed approach enhances system capacity and connectivity while reducing localization overhead and beam forming complexity.

In the second part of this thesis, we design and evaluate a joint stream control and link TDMA-based scheduling algorithm (SCLS) for MIMO wireless mesh networks. SCLS is a cross layer resource allocation scheme that selects links to be activated simultaneously and determines the optimal number of streams to be used on each of them. This selection is based on streams' channel gains, traffic demands and interference levels. The proposed algorithm optimizes both the frame length and network capacity and throughput.

In the third part, a joint Angle of Arrival (AOA), Angle of Departure (AOD) and Delay of Arrival algorithm, based on the Capon Beamformer, is proposed. These physical parameters of the received signals are needed to develop advanced antenna systems and other applications such as localization in indoor environments. The proposed algorithm

0. RÉSUMÉ

reduces both complexity and computation time compared to subspace-based existing methods. The proposed approach works even if the number of multipaths exceeds the number of antenna elements.

Table des matières

Résumé	v
Table des matières	ix
Table des figures	xi
Liste des Abréviations	xv
1 Introduction	1
2 Les antennes multiples : principes, modèles et architectures	5
2.1 Introduction	5
2.2 Les systèmes d'antennes intelligentes (smart antennas)	7
2.2.1 Architectures des systèmes d'antennes intelligentes	7
2.2.2 Les concepts des systèmes d'antennes intelligentes	10
2.3 Les systèmes MIMO	12
2.3.1 Modèle théorique d'un système MIMO	12
2.3.2 Capacité du canal MIMO	13
2.4 Le multiplexage spatial	15
2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)	17
2.5.1 Les types de formateur de faisceaux	19
2.5.2 Les algorithmes de formation de faisceaux	20
2.6 Conclusion	26
3 Schéma de formation de faisceaux en cas de mobilité	27
3.1 Introduction	27
3.2 Etat de l'art	28
3.3 Approche proposée	29
3.3.1 Modèle du système	30

TABLE DES MATIÈRES

3.3.2	Description de la solution proposée	31
3.4	Evaluation des Performances	33
3.4.1	Modèle du SINR	34
3.4.2	Connectivité	35
3.4.3	Efficacité spectrale	35
3.5	Simulations et résultats	35
3.6	Conclusion	40
4	SCLS : un algorithme d'ordonnement dans les réseaux maillés sans-fil MIMO	43
4.1	Introduction	43
4.2	Etat de l'art sur les algorithmes d'ordonnement dans les réseaux sans fil MIMO	44
4.3	L'algorithme d'ordonnement SCLS	45
4.3.1	Modèle du système	45
4.3.2	Description de l'algorithme d'ordonnement proposé	48
4.4	Simulations et résultats	50
4.5	Conclusion	56
5	E-Capon : un nouvel algorithme d'estimation des paramètres du canal	59
5.1	Introduction	59
5.2	Les méthodes d'estimation des direction d'arrivées	60
5.2.1	Les méthodes spectrales	60
5.2.2	Les méthodes à haute résolution	62
5.2.3	Le maximum de vraisemblance	63
5.3	Les méthodes d'estimation conjointe des paramètres du canal	65
5.4	L'algorithme E-Capon	69
5.4.1	Le modèle du système considéré	69
5.4.2	Description de E-Capon	72
5.5	Simulations et résultats	73
5.6	Conclusion	76
6	Conclusions et perspectives	79

7	Annexe A	83
7.1	Matrice de Butler	83
7.2	Matrice de Blass	84
7.3	Matrice de Nolen	85
8	Annexe B	87
8.1	L'algorithme à gradient stochastique : LMS	87
8.2	L'algorithme des moindres carrés récurrents : RLS	88
	References	98

Table des matières

Table des figures

2.1	Différentes stratégies de transmission	6
2.2	Configurations géométriques des réseaux d'antennes : (a) linéaires, (b) planaires et (c) circulaires	8
2.3	Illustration des zones de couverture relatives aux systèmes d'antennes sectoriels, à commutation de faisceaux et adaptatives	11
2.4	Système MIMO N x M	13
2.5	Principe du multiplexage spatial	16
2.6	Principe de la formation de faisceaux	19
3.1	Scénario considéré	30
3.2	Scénario de calcul de la DOA	32
3.3	Variation du gradient de SINR	33
3.4	SINR en fonction du nombre d'utilisateurs interférents pour une connaissance parfaite de la direction de la destination	37
3.5	SINR en fonction du nombre d'utilisateurs interférents pour un pointage imparfait du faisceau vers la direction	37
3.6	Influence de l'erreur d'estimation de la direction sur le SINR	38
3.7	Connectivité du réseau en fonction du nombre de paires de source-destination pour une focalisation (pointage) parfaite des faisceaux des sources, $\Delta\theta = 6$, $SINR_{thresh} = 10dB$	39
3.8	Connectivité du réseau en fonction du nombre de paires de source-destination pour une focalisation imparfaite des faisceaux des sources en direction des destinations, $\Delta\theta = 6$, $SINR_{thresh} = 10dB$	39
3.9	Efficacité spectrale en fonction du nombre de paires source-destination pour différentes valeurs de $\Delta\theta$	41
4.1	Réseau Sans-fil en Backbone	46

Table des figures

4.2	Exemple des gains d'un canal 4 x 4 MIMO	49
4.3	Longueur de trame en fonction du nombre d'antennes pour un réseau avec topologie aléatoire	52
4.4	Débit en fonction du nombre d'antennes pour un réseau avec topologie aléatoire	52
4.5	Topologie du réseau du scénario 1	53
4.6	Graphe de contention des liens de scénario 1	54
4.7	Longueur de trame en fonction du nombre d'antennes pour le réseau du scénario 1	54
4.8	Topologie du réseau du scénario 2	55
4.9	Graphe de contention des liens de scénario 2	55
4.10	Longueur de trame en fonction du nombre d'antennes pour le réseau du scénario 2	56
5.1	Modèle du canal MIMO	69
5.2	Spectre E-Capon pour l'estimation des AOA et des retards de propagations (DOA) de 4 trajets multiples	74
5.3	Spectre E-Capon pour l'estimation des AOA et AOD de 4 trajets multiples	75
5.4	Estimation conjointe des AOA et AOD de 10 trajets multiples	75
5.5	Comparaison entre les de résultats de simulations et les valeurs réelles des AOA et AOD de 6 trajets	76

Liste des Abréviations

AA	Antenna Array
AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
AP	Access Point
BER	Bit Error Ratio
BLAST	Bell Labs Layered
V-BLAST	Vertical Blast
BTS	Base Transceiver Station
CL-MIMO	Closed Loop-MIMO
CSI	Channel State Informatio
DOA	Delay of Arrival
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FF	Formateur de Faisceaux
FFA	Formation de Faisceaux Adaptatives
FFC	Formation de Faisceaux Conventiionnelle
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
LCMV	Linear Constrained Minimum Variance
LOS	Line of Sight
LMS	Least Mean Square
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output

0. LISTE DES ABRÉVIATIONS

MPDR	Minimum Power Distortionless Response
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
NLOS	Non Line of Sight
OL-MIMO	Open-Loop MIMO
SAGE	Space Alternating Generalized maximisation Expectation
SBA	Switched Beam Systems
SCMA	Stream-Controlled Multiple Access
SCLS	Stream-Controlled Link Scheduling
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
ULA	Uniform Linear Array

Chapitre 1

Introduction

Durant ces dernières années, des efforts non négligeables ont été fournis afin d'améliorer les performances des réseaux sans fil et d'introduire de nouveaux services très exigeants en termes de débit et de disponibilité. Les applications visées incluent la vidéo (streaming et temps réel), la navigation haut débit sur internet et la visiophonie.

Ces objectifs concernent toutes les architectures des réseaux sans fil, allant des réseaux locaux aux réseaux cellulaires, en passant par les réseaux maillés et véhiculaires. C'est dans ce sens qu'aujourd'hui, de nouvelles normes apparaissent ou sont en cours de standardisation. Comme la nature même et les caractéristiques du support radio étaient considérées comme limitatifs, il est tout à fait logique que le saut qualitatif ne pouvait venir que d'une meilleure exploitation du spectre. En effet, les avancées technologiques et techniques opérées dans le traitement d'antennes et dans la microélectronique ont fait naître la technologie des antennes intelligentes connue sous le nom de " smart antennas ". Cette technologie s'avère assez efficace pour répondre aux objectifs visés. Les antennes intelligentes vont permettre une meilleure efficacité spectrale grâce, entre autres, à l'exploitation de la diversité spatiale et de son aptitude à contrer les interférences.

La mise en œuvre des smart antennas est rendue possible grâce aux progrès des technologies de microélectronique qui permettent de baisser considérablement les coûts des circuits intégrés, leur miniaturisation et leurs niveaux de consommation d'énergie. En pratique, les smart antennas sont exploitées pour développer plusieurs systèmes incluant les systèmes à commutation de faisceaux, les antennes adaptatives et les systèmes MIMO "Multiple Input Multiple Output ".

1. INTRODUCTION

Dans la configuration classique des smart antennas, les antennes sont co-localisées soit sur le terminal source (émetteur) soit sur le terminal destination (récepteur). La disposition des réseaux d'antennes sur les deux terminaux fait référence à la technologie MIMO. L'utilisation des antennes MIMO a été reconnue comme une technologie-clé, capable d'accroître considérablement la capacité des réseaux de communication sans fil en exploitant différemment et mieux le spectre radio. Cette technique tire ses avantages des trajets multiples inhérents aux canaux de propagation en milieu urbain ou à l'intérieur des bâtiments. Il a été montré que lorsque le nombre d'antennes à l'émission et à la réception augmente, la capacité du système augmente. Pratiquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre (a) le nombre d'antennes émettrices et (b) le nombre d'antennes réceptrices. Ainsi, si nous augmentons en parallèle le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices, l'efficacité spectrale du système croît alors linéairement. Un autre apport des techniques MIMO est de permettre de mieux estimer certains paramètres du canal tels que les angles de départ et d'arrivée ainsi que du retard de propagation. Ces connaissances peuvent être exploitées pour des méthodes de localisation dans des milieux confinés où les techniques développées pour la localisation des mobiles en extérieur ne sont pas aisément transposables.

La technologie MIMO est considérée par plusieurs auteurs comme une rupture technologique qui permettra un saut qualitatif dans les transmissions radio. Elle ouvre de vastes champs d'étude tels que la formation de faisceaux et le multiplexage spatial. La formation de faisceaux a un bon comportement dans un environnement en visibilité directe (LOS : Line of Sight) alors que la technique de multiplexage spatial est mieux adaptée pour un environnement sans vue directe (NLOS : Non Line of Sight).

Dans ce travail de thèse, nous nous sommes principalement intéressés à l'exploitation des techniques MIMO dans le contexte des réseaux mobiles. La mobilité introduit en effet une nouvelle complexité liée au déplacement des nœuds et par conséquent à la difficulté d'avoir à chaque instant leurs localisations précises, information utile pour mieux exploiter les systèmes multi-antennes. Nous proposons dans un premier temps un schéma de formation de faisceaux, basé sur la technique LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance) et permettant de former des faisceaux plus adaptés en cas de mobilité. Nous proposons dans ce sens de relier l'incertitude sur les positions des nœuds et les largeurs des faisceaux à établir. De plus, dans le cas où les paramètres de mouvement des nœuds sont

connus, nous proposons de limiter la poursuite (tracking) permanente des nœuds, très consommatrice en ressources, en exploitant des techniques plus simples d'extrapolation.

Nous proposons ensuite une solution d'ordonnancement basée sur la technique du multiplexage spatial : une caractéristique fondamentale des systèmes MIMO. L'algorithme proposé utilise la technique de water-filling pour la distribution de la puissance entre les sous-canaux parallèles. Il permet ainsi un meilleur ordonnancement des flux en tenant compte du voisinage radio de chaque nœud et donc des interférences. L'objectif principal est de minimiser le temps nécessaire pour satisfaire les demandes de trafic sur les liens et de maximiser la capacité globale utilisée à chaque instant.

Dans la troisième étude, nous considérons la problématique d'estimation des angles d'arrivée et de départ. Nous proposons un algorithme (E-Capon) d'estimation conjointe de ces angles ainsi que du retard de propagation des trajets multiples dans un canal MIMO. Ces paramètres sont exploitées par les solutions de localisation basées sur les signaux radio. Notre objectif est de concevoir une technique d'estimation rapide, robuste et mieux adaptée aux changements dynamiques de topologie que l'on peut observer dans les réseaux sans fil avec mobilité. Nous recherchons dans cette étude un compromis entre précision et complexité.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art sur les antennes multiples et leurs utilisations. Nous commençons par présenter les concepts liés aux systèmes d'antennes multiples ; nous décrivons les géométries d'antennes réseaux sur lesquelles reposent ces systèmes. Ensuite, nous introduisons les notions théoriques liées aux systèmes MIMO, à savoir le modèle du canal et l'expression de la capacité. Puis, nous présentons les techniques de multiplexage spatial et de formation de faisceaux, que nous avons considérées et exploitées dans ce travail de thèse.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un schéma de formation de faisceaux dynamique pour des réseaux sans fil mobiles, basé sur la technique de beamforming LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance). Nous décrivons le modèle du système considéré et l'approche utilisée pour l'estimation de la direction de la destination et des contraintes

1. INTRODUCTION

directionnelles. Un modèle analytique est présenté et utilisé pour évaluer et comparer les performances de la solution proposée par rapport à celles du schéma de formation de faisceaux basé sur le MVDR (Minimum Variance Distortionless Response).

Nous consacrons le troisième chapitre à la présentation d'un algorithme d'ordonnement, SCLS (Stream-Controlled Multiple Access), permettant d'exploiter au mieux la technologie MIMO dans les réseaux radio maillés. Après l'analyse de l'état de l'art de ce domaine, nous formulons le problème et les objectifs que notre algorithme doit atteindre. L'algorithme est ensuite présenté et ses performances en termes de débit et de délai, sont comparées à ceux de la littérature.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons un algorithme d'estimation des paramètres permettant de décrire le parcours des trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur dans un système MIMO. Ces paramètres sont déterminés grâce à l'utilisation conjointe des réseaux d'antennes et d'algorithmes de résolution de problèmes inverses. Ces algorithmes ont été principalement développés ces dernières années pour la caractérisation spatio-temporelle du canal. Leur complexité mathématique devient importante dès lors qu'il s'agit d'estimation conjointe de plusieurs paramètres. Dans ce chapitre, nous proposons un algorithme basé sur la méthode de Capon qui est caractérisée par sa simplicité d'utilisation et sa précision dans l'estimation des directions d'incidence des signaux. Nous montrons que l'intégration de l'angle de départ et du retard de propagation dans le processus d'estimation permet de s'affranchir de la contrainte de supériorité du nombre d'antennes utilisées sur le nombre de signaux.

Enfin, nous dressons un récapitulatif des principaux résultats obtenus dans le cadre de ce travail de thèse et présentons les perspectives potentielles à ce travail de recherche.

Chapitre 2

Les antennes multiples : principes, modèles et architectures

2.1 Introduction

Le développement des techniques de traitement de signal a permis de concevoir des architectures et des techniques d'antennes dont les performances dépassent de loin celles des antennes classiques dites omni-directionnelles. Ces systèmes offrent une amélioration de la capacité, de la qualité de transmission et du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR).

L'utilisation des antennes multiples s'avère très efficace pour accroître la capacité des systèmes de transmission. La caractéristique principale de ces systèmes est le pouvoir d'élimination des interférences dans les communications radio, ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit plus interférences, donc une augmentation de la capacité en termes de débit et/ou du nombre d'utilisateurs [1].

Globalement, on distingue trois catégories de systèmes d'antennes : les systèmes sectorisés, les systèmes de diversité et les systèmes intelligents [2].

- Les systèmes sectorisés (antennes sectorielles) découpent la zone cellulaire traditionnelle en secteurs couverts en utilisant des antennes directionnelles placées dans la même cellule (BTS) et rayonnant l'essentiel de leurs puissances dans une direction. Chaque secteur est alors traité comme une cellule différente dont la couverture est plus importante que celle du cas omni-directionnel car l'énergie peut être focalisée sur une région limitée. Ce système permet d'augmenter la possibilité de la réutilisation des canaux de fréquence en réduisant les interférences potentielles à travers la cellule originale (ensemble de secteurs).

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

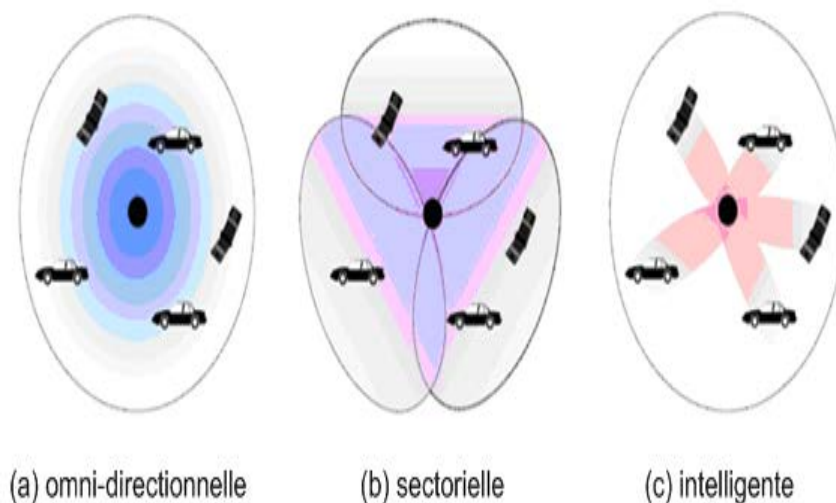


FIGURE 2.1 – Différentes stratégies de transmission

- Les systèmes de diversité incorporent, au niveau de la station de base, des éléments d’antennes relativement proches séparés de quelques longueurs d’onde. Le principe est de fournir au récepteur plusieurs répliques du signal transmis sur des canaux à évanouissements indépendants. Ces systèmes sont utiles dans des environnements où l’évanouissement est le facteur dominant pour la dégradation du signal. Bien que ces systèmes permettent d’obtenir un gain de diversité, le problème des interférences reste irrésolu.
- Les systèmes d’antennes intelligentes se basent sur les réseaux d’antennes (linéaire, planaire, circulaire ...). Ils peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. En déterminant la position des utilisateurs et des signaux parasites (interférences), ces systèmes peuvent concentrer la puissance uniquement dans les directions utiles. Une présentation plus détaillée de ces systèmes est fournie dans la section suivante.

La figure 2.1 montre trois exemples de stratégies de transmissions associés aux trois types d’antennes : (a) omnidirectionnelles, (b) sectorielles et (c) intelligentes.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons les différents concepts et architectures liés aux systèmes d’antennes multiples. Nous décrivons ensuite les notions théoriques liées aux systèmes MIMO, à savoir le modèle et la capacité du canal, notions qui nous ont été nécessaires pour l’élaboration des chapitres suivants.

Enfin, nous aborderons les notions de multiplexage spatial et de formation de faisceaux (beamforming), exploitées dans cette thèse.

2.2 Les systèmes d'antennes intelligentes (smart antennas)

Au cours de ces dernières années, la technologie des antennes intelligentes a connu un essor considérable. Ces systèmes entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire en bénéficiant des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement du signal [3]. Ils ont le potentiel de réduire les interférences inhérentes aux multi-trajets, de rehausser le rapport signal à bruit, et d'introduire la réutilisation de fréquences dans un environnement confiné.

Contrairement aux systèmes d'antennes traditionnelles (omni-directionnelles), où chaque émetteur transmet son signal dans toutes les directions (à cause de la non connaissance de la position du récepteur), les systèmes à antennes intelligentes ont la capacité de pouvoir exploiter les connaissances sur la localisation de la destination et/ou de l'état du canal afin de mieux focaliser la puissance de transmission [4]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseaux et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis.

2.2.1 Architectures des systèmes d'antennes intelligentes

Les antennes réseaux sont constituées d'un ensemble d'antennes élémentaires réparties dans l'espace. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et/ou les phases des sources, afin de former des diagrammes de rayonnement dans les directions souhaitées. Il est notamment possible de créer simultanément plusieurs lobes ou encore un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence [6]. La détermination des pondérations est effectuée à l'aide d'une unité de contrôle et de traitement. Selon l'application visée, ces pondérations peuvent être figées ou mise à jour d'une manière continue ou périodique.

La géométrie des réseaux d'antennes (disposition des antennes élémentaires dans l'espace) peut prendre des formes diverses en fonction de paramètres à extraire. Dans la figure 2.2, on montre trois configurations possibles des réseaux d'antennes. On peut distinguer une configuration linéaire, permettant de résoudre une seule composante angulaire (azimut ou élévation), et des configurations planaires et circulaires permettant de résoudre les deux composantes (azimut et élévation).

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

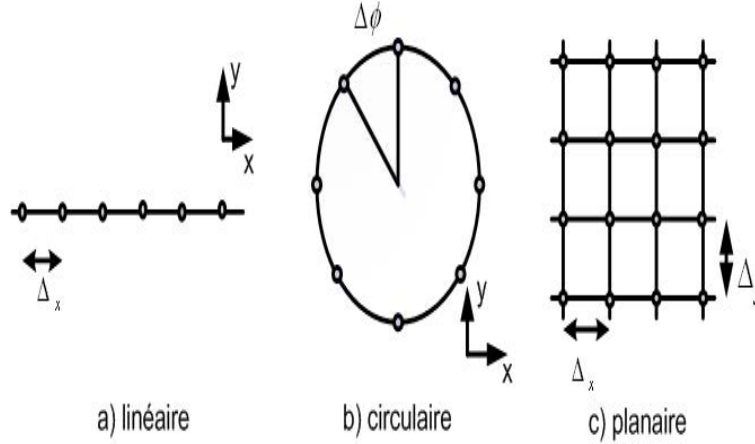


FIGURE 2.2 – Configurations géométriques des réseaux d'antennes : (a) linéaires, (b) planaires et (c) circulaires

L'expression du vecteur directeur induit par une onde plane incidente sur le réseau d'antennes d'une direction (θ, φ) dépend de la configuration géométrique du réseau. Ce vecteur peut être déterminé analytiquement en exploitant la géométrie connue du réseau d'antennes, ou par l'intermédiaire de mesures de calibration pour les modèles plus complexes et les géométries arbitraires. L'expression générale du vecteur directeur pour un réseau composé de M antennes s'écrit :

$$a(\theta, \varphi) = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T = [G_1(\theta, \varphi) e^{-j\beta r_1} G_2(\theta, \varphi) e^{-j\beta r_2} \dots G_M(\theta, \varphi) e^{-j\beta r_M}]^T \quad (2.1)$$

où $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin\theta \cos\varphi, \sin\theta \sin\varphi, \cos\theta]$.

$r_m = [x_m, y_m, z_m]$ et $G_m(\theta, \varphi)$ représentent respectivement la position et le gain du capteur m dans la direction (θ, φ) [7].

2.2.1.1 Les réseaux linéaires

Un réseau linéaire comporte M éléments d'antennes placés le long d'un axe du système des coordonnées locales. On distingue des réseaux linéaires uniformes si l'espacement entre deux éléments successifs du réseau est constant et des réseaux linéaires non uniforme si l'espacement est différent entre les éléments du réseau. Le déphasage entre deux éléments consécutifs pour un réseau linéaire orienté le long de l'axe Ox , est donné par $e^{-jk_x x}$, k_x représente la composante du vecteur d'onde selon cet axe. Si on prend la référence de

2.2 Les systèmes d'antennes intelligentes (smart antennas)

phase à une extrémité du réseau, le déphasage au niveau de la $m^{\text{ième}}$ antenne s'exprime sous la forme $e^{-j(m-1)dk_x}$. Le vecteur directeur associé aux réseaux linéaires s'écrit alors :

$$a(\theta) = \left[1, e^{-j2\Pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\Pi(M-1)\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)} \right]^T \quad (2.2)$$

L'échantillonnage réalisé à l'aide d'un réseau linéaire d'antennes est équivalent à un échantillonnage temporel effectué dans l'analyse spectrale. Pour éviter les effets de repliement du spectre, la fréquence d'échantillonnage spatial, définie comme étant l'inverse de la distance entre les capteurs du réseau, doit être supérieure ou égale à deux fois la fréquence spatiale de l'onde incidente. Par conséquent, la condition pour l'espacement entre les éléments du réseau s'écrit : $d \leq \frac{\lambda}{2}$ (λ représente l'onde incidente).

2.2.1.2 Les réseaux circulaires

Un réseau circulaire est constitué de M antennes placées de manière équidistante sur un cercle de rayon r . La référence de phase est prise dans le centre du cercle et l'angle d'incidence est mesuré par rapport à l'axe qui réunit le centre du cercle avec l'antenne de référence. Pour ce type de réseau, le vecteur directeur d'une onde plane incidente sur le réseau d'une direction θ s'écrit sous la forme :

$$a_r(\theta) = \left[e^{jkr\cos(\theta)}, e^{jkr\cos(\theta - \frac{2\Pi}{P})}, e^{jkr\cos(\theta - \frac{2(p-1)\Pi}{P})} \right]^T \quad (2.3)$$

Afin de respecter la condition d'échantillonnage : $d \leq \frac{\lambda}{2}$ pour ce type de réseau, le nombre de capteurs du réseau disposés sur l'arc de cercle de rayon r doit satisfaire la condition suivante [8] :

$$M \geq 2 \left(\frac{2\Pi r}{\lambda} + 1 \right) \quad (2.4)$$

2.2.1.3 Les réseaux planaires (rectangulaires)

Les réseaux planaires (appelés aussi rectangulaires) ont l'avantage d'estimer les deux composantes (azimut et élévation) des directions d'arrivée. Pour un réseau composé de $M_x \times M_y$ antennes, placées dans le plan xOy avec des espacements respectifs d_x et d_y entre les éléments, le vecteur directeur s'écrit :

$$a(m_x, m_y) = e^{j[(m_x-1)\psi_x + (m_y-1)\psi_y]} \quad (2.5)$$

où $\psi_x = \frac{2\Pi d_x}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi)$ et $\psi_y = \frac{2\Pi d_y}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\varphi)$

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

Les contraintes d'échantillonnage spatial sont identiques à celles d'un réseau uniforme linéaire. Elles sont données par : $d_x \leq \frac{\lambda}{2}$ et $d_y \leq \frac{\lambda}{2}$.

2.2.2 Les concepts des systèmes d'antennes intelligentes

Les systèmes d'antennes intelligentes sont généralement utilisées dans deux principaux systèmes : les systèmes à faisceaux commutés (Switched Beam Systems) et les systèmes de réseaux adaptatifs (Adaptive Array Systems).

2.2.2.1 Les systèmes à faisceaux commutés (Switched Beam Systems)

Un système à faisceaux commutés est un système capable de sélectionner un faisceau, parmi plusieurs faisceaux prédéfinis statiquement, dans le but d'améliorer la qualité du signal reçu. Le concept sur lequel est basé ce système est une extension de la technique de sectorisation cellulaire dans laquelle chaque secteur est divisé en plusieurs microsecteurs. En effet, si on prend l'exemple d'un site de cellules où chaque cellule est composée de trois macro-secteurs de 120 degrés, le système à commutation de faisceaux divise ces macro-secteurs en plusieurs micro-secteurs où l'énergie est concentré afin d'augmenter la portée radio par rapport aux systèmes sectorisés [9]. La sélection du faisceau approprié pour un utilisateur (mobile) est réalisée en fonction du niveau de signal capté par ce dernier par rapport aux différents faisceaux. En effet lors du déplacement de l'utilisateur, le système mesure continuellement la puissance du signal afin qu'il sélectionne le faisceau contenant le signal le plus puissant. Ainsi, l'objectif global de ces systèmes est d'augmenter le gain en fonction de la position de l'utilisateur. Parmi les techniques existantes de la formation de faisceaux fixes, nous pouvons citer la matrice de Butler et la matrice de Blass (c.f. Annexe A). Cependant, souvent l'utilisateur concerné peut ne pas être dans le centre du faisceau principal, étant donné que les faisceaux utilisés sont statiques et prédéfinis. Un autre inconvénient est dû au fait que le système est incapable de distinguer le signal utile des signaux interférents. Si le signal brouilleur est approximativement au centre du faisceau utilisé, le niveau du signal interférent peut augmenter de façon beaucoup plus importante que celui du signal souhaité. Dans ce cas, la qualité de la communication subira une dégradation significative.

2.2.2.2 Antennes adaptatives (Adaptive Array)

Les systèmes à antennes adaptatives permettent de former des diagrammes de rayonnement dynamiques orientés dans des directions privilégiées facilitant ainsi la poursuite

2.2 Les systèmes d'antennes intelligentes (smart antennas)

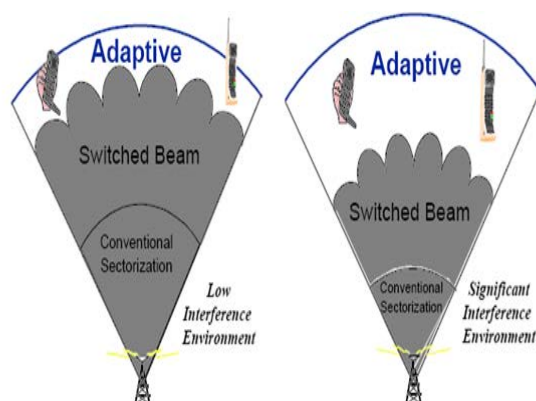


FIGURE 2.3 – Illustration des zones de couverture relatives aux systèmes d'antennes sectoriels, à commutation de faisceaux et adaptatives

d'un mobile tout au long de la communication. Ces diagrammes s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure que ce dernier change.

Contrairement aux systèmes à faisceaux commutés, les systèmes adaptatifs reposent sur des algorithmes de traitement de signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs responsables de la dégradation de la qualité des signaux. Ces algorithmes permettent également de calculer les directions d'arrivée des signaux et de localiser les sources d'interférences afin de les annuler. Grâce à la capacité de poursuite et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal de transmission [10]. Il a été montré qu'une antenne à M éléments peut supprimer $(M - 1)$ brouilleurs en appliquant une pondération adéquate aux différents éléments [9]. En pratique, cette capacité de suppression diminue en présence des composantes multi-trajets.

Le principe des systèmes d'antennes adaptatives consiste à multiplier les signaux individuels par des pondérations permettant d'ajuster aussi bien la phase que l'amplitude, au lieu d'utiliser un additionneur de phase pour compenser les retards de phase entre les signaux reçus par les différents éléments du réseau.

Bien que les performances des systèmes à faisceaux commutés ou adaptatifs soient bonnes dans un environnement à visibilité directe (LOS), celles-ci se dégradent de manière significative dans un milieu (NLOS) riche en trajets multiples.

Une comparaison des différents systèmes d'antennes (sectorielles, à commutation de faisceaux et adaptatives) [11] en termes de zone de couverture est donnée à la figure 2.3.

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

On remarque que dans un environnement où le niveau d'interférence est faible, les deux types d'antennes intelligentes offrent un gain significatif comparé aux systèmes sectoriels. Cependant, lorsque le niveau d'interférence est haut, les systèmes adaptatifs offrent une meilleure couverture que les systèmes à commutation de faisceaux. Ceci est dû à l'aptitude de rejet d'interférence offerte par les systèmes adaptatifs.

2.3 Les systèmes MIMO

Initialement, les antennes intelligentes étaient déployées soit à l'émission soit à la réception. Récemment, leur utilisation dans les deux extrémités du lien a donné lieu à l'émergence de la technologie MIMO reconnue comme une technologie-clé permettant d'améliorer considérablement l'efficacité spectrale des réseaux de communication sans fil, tout en tirant profit des trajets multiples dans un environnement riche en obstacles.

L'utilisation des réseaux d'antennes en émission et en réception est rendue possible grâce aux progrès des technologies radio récentes. En effet grâce aux évolutions des technologies microélectroniques, les coûts des circuits intégrés ont considérablement baissé et leur miniaturisation est en constante progression. Les systèmes à antennes multiples (MIMO) sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices sont augmentés en même temps. Ce constat a motivé un grand nombre de travaux de recherche visant à optimiser leur utilisation afin de répondre aux contraintes des transmissions radio des environnements complexes.

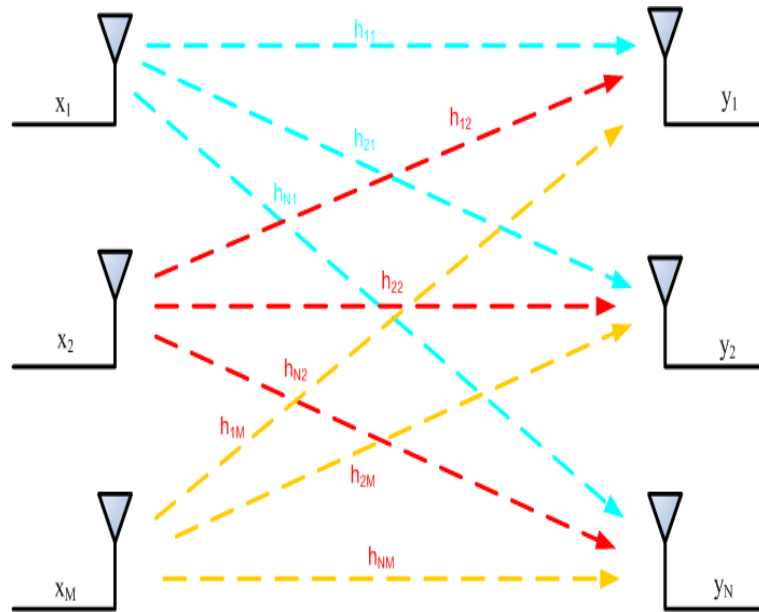
Les techniques MIMO sont déjà intégrées dans la plupart des activités de normalisation des réseaux sans fil dit de 4^{ème} génération tels que le 3GPP-LTE, le IEEE 802.16e (WiMAX) et le IEEE 802.11n.

2.3.1 Modèle théorique d'un système MIMO

Un système de communication MIMO comprend M antennes d'émission et N antennes de réception comme représenté dans la figure 2.4. L'équation décrivant le système est donnée par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (2.6)$$

où \mathbf{x} , \mathbf{y} et \mathbf{b} représentent respectivement le vecteur signal émis de taille $M \times 1$ vérifiant $E[x^H x] = P$, le vecteur signal reçu de taille $N \times 1$, et le vecteur bruit additif Gaussien


 FIGURE 2.4 – Système MIMO $N \times M$

de taille $N \times 1$ dont les entrées sont de moyenne nulle et de variance $E[bb^H] = \sigma I_N$. \mathbf{H} est la matrice du canal de taille $N \times M$, elle est exprimée par :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

h_{nm} représente le canal entre la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception. Pour retrouver le signal à la réception, le système requiert que \mathbf{H} soit de rang plein (sa dimension est égale à son rang). Physiquement, ceci se traduit par des atténuations et des déphasages différents subis par chaque signal transmis. Ainsi, il est essentiel d'avoir un environnement riche en multi-trajets pour bénéficier pleinement des apports d'un système MIMO.

2.3.2 Capacité du canal MIMO

La théorie de l'information nous procure la capacité comme un outil de mesure très efficace permettant d'évaluer les performances des systèmes de communication MIMO. En effet de nos jours, les systèmes de communication sont capables de transmettre leurs données à des débits de plus en plus proches de la capacité théorique du canal de trans-

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

mission. Le calcul de la capacité MIMO dépend principalement de deux paramètres : le modèle du canal MIMO et la distribution des puissances entre les antennes émettrices.

1. Le modèle du canal : dans plusieurs travaux, il est supposé que les coefficients d'atténuation entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d). Sous cette hypothèse, et en considérant que les coefficients d'atténuation suivent une loi de Rayleigh, il a été montré dans [16] que la capacité du système MIMO croît linéairement comme le minimum entre le nombre d'antennes émettrices et d'antennes réceptrices.
2. La distribution de la puissance à l'émission : l'allocation de puissance optimale est différente selon la connaissance ou non de l'état de canal (CSI : Channel State Information). Dans [17] Telatar a montré que, dans le cas où l'émetteur disposait de toutes les informations nécessaires sur le canal, le water-filling constituerait la solution optimale. Alors que lorsque l'émetteur ne dispose d'aucune information sur le canal, une répartition équitable des puissances entre les antennes émettrices est la meilleure allocation de puissance qui permet d'optimiser la capacité.

Dans ce qui suit, nous présentons brièvement les notions dont nous aurons besoin pour le calcul de la capacité.

Entropie et information mutuelle

Shannon [18] a défini l'entropie d'une variable aléatoire continue x ayant une densité de probabilité $p_x(x)$ par l'expression suivante :

$$H(x) = - \sum_k \log_2 (p_x(x_k)) \quad (2.8)$$

Elle mesure en moyenne combien de bits d'information sont nécessaires pour coder l'information contenue dans x . Pour deux vecteurs aléatoires \mathbf{x} et \mathbf{y} , l'*information mutuelle* représente une mesure de la quantité d'information sur \mathbf{y} contenue dans \mathbf{x} . Elle est définie par :

$$I(x, y) = H(x) - H(x/y) \quad (2.9)$$

$H(x/y)$ représente l'entropie conditionnelle. Elle calcule l'entropie de \mathbf{x} conditionnellement à \mathbf{y} . Notons que la notion d'information mutuelle s'avère utile lors de l'étude des systèmes de communications MIMO munis de M antennes émettrices et N antennes

réceptrices. Ainsi, l'information mutuelle s'écrit :

$$I(x, y/H) = \log \left| I_N + \frac{1}{\sigma} (HPH^H) \right| \quad (2.10)$$

Nous remarquons que l'information mutuelle donnée dans l'équation (2.10), ne dépend que de l'allocation de puissance entre les antennes émettrices et de la nature du canal. Ainsi, la capacité canal du système MIMO est obtenue par la maximisation de l'information mutuelle entre le vecteur signal émis et le vecteur signal reçu, elle est donnée par :

$$C = \max_{P_n} |I + HP_n H^H|^H \quad (2.11)$$

Pour simplifier, on définit la matrice d'allocation de puissance normalisée par rapport au bruit par $P_n = \frac{P}{N}$.

2.4 Le multiplexage spatial

Dans un système MIMO où les coefficients d'évanouissement entre les différentes antennes émettrices et réceptrices sont indépendants, la technique dite de multiplexage spatial (Spatial Multiplexing) peut être mise en oeuvre. Le multiplexage spatial consiste à diviser la séquence de données en plusieurs flux ou trames et à les transmettre sur des canaux indépendants en espace (Voir figure 2.5). Le système transmet alors M flux en un seul intervalle de temps. Ainsi, le but est d'augmenter le débit d'information par rapport à un système SISO (Single Input Single Output). L'objectif de ce type de technique est de réaliser M liaisons SISO. L'information à transmettre est divisée selon le nombre d'antennes émettrices avec un codage canal. Il est à noter que selon cette technique les antennes rayonnent d'une manière aveugle sans aucune préférence de direction particulière. Techniquement, pour séparer les différents systèmes dans un contexte SISO, on évite d'utiliser le même spectre fréquentiel pour ne pas créer de l'interférence co-canal. Grâce à la décorrélation des signaux apportés en réception par le canal multi-trajets, les différents signaux reçus peuvent être séparés. On crée alors des sous-canaux opérant en parallèle. Le multiplexage spatial a été introduit sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time). Bien qu'il existe différentes versions de cette technique [19], la version la plus populaire est le V-BLAST (Vertical BLAST) présentée par Foschini et *al.* dans [20][21].

Nous distinguons deux classes de multiplexage spatial selon que le canal soit connu

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

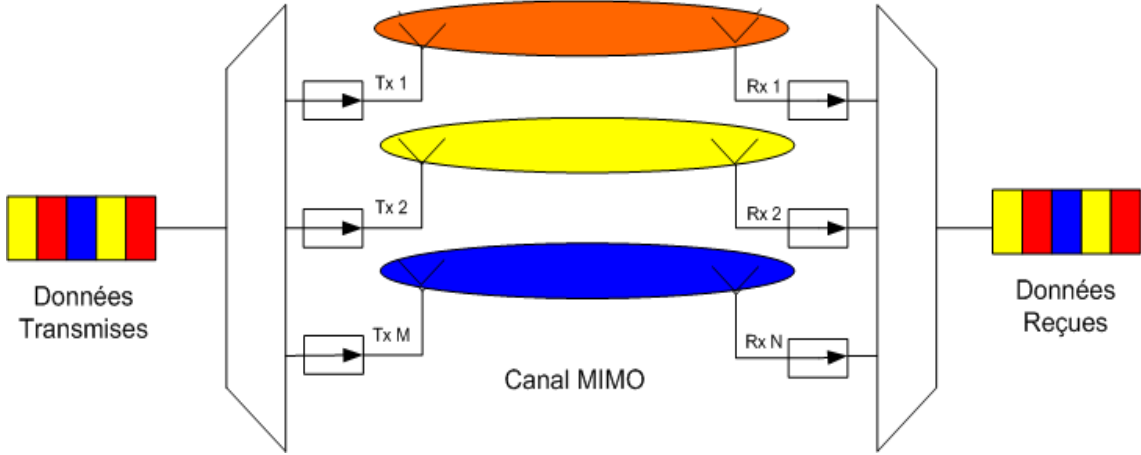


FIGURE 2.5 – Principe du multiplexage spatial

à l'émission ou pas : le multiplexage spatial à boucle-ouverte (OL-MIMO) et le multiplexage spatial à boucle-fermée (CL-MIMO) [22].

Dans le multiplexage spatial à boucle-ouverte (OL-MIMO), l'émetteur ne dispose d'aucune information sur le canal. Chaque antenne transmet un flux de données indépendant, la puissance totale est équi-répartie sur les différentes antennes. La capacité du système (OL-MIMO) est donnée par :

$$C = \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \frac{P_T}{M} \lambda_k \right) \quad (2.12)$$

où P_T représente la puissance totale de transmission normalisée par la puissance du bruit additif. $\lambda_k, k = 1, \dots, K$ sont les valeurs propres non-nulles de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, triées selon l'ordre décroissant.

Dans le multiplexage spatial à boucle-fermée (CL-MIMO), l'émetteur dispose de toutes les informations nécessaires sur le canal. L'allocation de puissance est faite selon la technique de water-filling, les puissances des différentes antennes transmettant les données dépendent des valeurs propres de la matrice du canal \mathbf{H} .

La décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice \mathbf{H} s'écrit sous la forme :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}' \quad (2.13)$$

avec \mathbf{U} une matrice unitaire $N \times N$, \mathbf{V} une matrice unitaire $M \times M$ et \mathbf{S} une matrice diagonale $N \times M$ à éléments positifs ou nuls dont les éléments diagonaux représentent

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

les valeurs singulières de \mathbf{H} . Soit $P = \frac{P_T}{M}I$. La décomposition en valeurs propres de \mathbf{P} est donnée par : $\mathbf{P} = \mathbf{D}\Sigma\mathbf{D}'$. On note les valeurs propres non-nulles de \mathbf{P} par $\alpha_k, k = 1, \dots, K$. En choisissant $\mathbf{D} = \mathbf{V}$, l'expression de la capacité s'écrit :

$$C = \max_{\alpha_k} \sum_{k=1}^K \log(1 + \lambda_k \alpha_k) \quad (2.14)$$

Dans ce cas, le water-filling constitue la solution optimale au sens de la capacité, elle est donnée par :

$$\alpha_k = \left[\mu - \frac{1}{\lambda_k} \right] \quad (2.15)$$

μ est choisi tels que :

$$\sum_{k=1}^K \alpha_k = P_T \quad (2.16)$$

D'après [22][23], le multiplexage spatial à boucle-fermée donne de meilleures performances que celui à boucle-ouverte dans un environnement physique caractérisé par un faible SNR, un fading corrélé et en présence d'interférence. Dans ce travail, nous allons donc considérer les systèmes MIMO à boucle fermée (CL-MIMO).

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

La formation de faisceaux ou beamforming est une technique de traitement de signal utilisée par les antennes intelligentes pour récupérer ou émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum [24]. Elle peut être considérée comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt qui favorise le gain pour la direction souhaitée et atténue les signaux émis dans les directions non souhaitées.

Pour le contrôle et la formation des diagrammes de rayonnement, il est nécessaire d'appliquer sur les éléments rayonnants une pondération correspondant aux critères fixés comme la maximisation du gain dans une direction donnée, la maîtrise du niveau des lobes secondaires, etc

Afin de détailler le principe de la formation de faisceaux, nous nous plaçons dans le cas d'une bande-étroite, c'est à dire que la fréquence est restreinte à un domaine très étroit du spectre de fréquences.

Soit $s(t)$ un signal émis dans la direction (θ_0, ϕ_0) représentant les angles d'élévation et d'azimut respectivement d'un émetteur ayant une antenne réseau à K éléments rayonnants. En supposant une propagation en milieu homogène, le signal subit, sur chaque

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

élément d'antenne, un déphasage et une atténuation modélisés par le vecteur à K composantes $\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)$. 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) . Il est donné par :

$$\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \phi_0) \exp^{jv_1(\theta_0, \phi_0)} \\ \vdots \\ a_K(\theta_0, \phi_0) \exp^{jv_K(\theta_0, \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Le vecteur des signaux reçus au niveau des différents capteurs des antennes s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.18)$$

avec

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_K(t) \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

$x_k(t)$ représente le signal reçu par l'élément k , $s(t)$ est le signal émis dans la direction (θ_0, ϕ_0) et $\mathbf{b}(t)$ désigne le vecteur bruit additif.

La formation de faisceaux consiste à focaliser le faisceau de l'antenne (à l'émission et/ou à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies. Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes, appelés poids ou pondération, des signaux reçus sur chaque élément du réseau d'antennes. Les signaux pondérés sont ensuite additionnés pour réaliser un filtre spatial qui permet de privilégier ou d'éliminer certaines composantes spatiales du signal étudié et pour former à la sortie du réseau (FF) un signal donné par :

$$y(t) = \mathbf{w}^H \times \mathbf{x}(t) \quad (2.20)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(t) \quad (2.21)$$

avec

$$\mathbf{w}^H = \left[w_1^*, \dots, w_k^*, \dots, w_K^* \right] \quad (2.22)$$

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

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

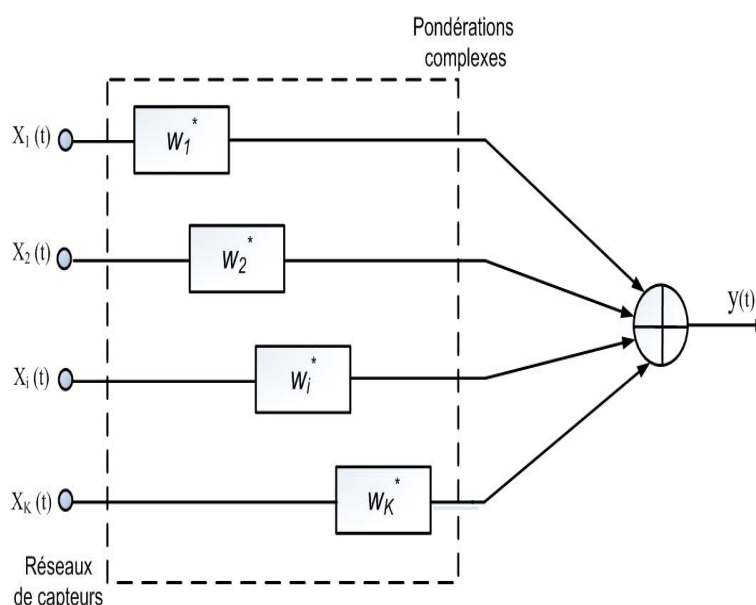


FIGURE 2.6 – Principe de la formation de faisceaux

La figure 2.6 montre la structure d'un formateur de faisceaux bande étroite. Dans ce cas, la formation de faisceaux se fait en appliquant un coefficient complexe par voie. Elle consiste à choisir judicieusement les poids complexes de façon à satisfaire un critère donné (minimiser les interférences, maximiser le gain, ...).

2.5.1 Les types de formateur de faisceaux

On distingue deux types de réseau formateur de faisceaux : le réseau de formation analogique de faisceaux (Analog Beamforming) et le réseau de formation numérique de faisceaux (Digital Beamforming). Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF (ligne de transmission, guide d'onde) alors que le deuxième type réalise la formation de faisceaux sur un support numérique, beaucoup plus flexible. Ce dernier présente la combinaison de deux technologies : la technologie d'antenne et la technologie numérique.

La formation numérique de faisceaux permet de former de nombreux faisceaux alors que la formation analogique est limitée par la complexité du réseau (de formation de faisceaux). Notons que le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite 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

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

Le formateur de type analogique ne permet pas de séparer les signaux non orthogonaux ; en plus le rapport signal sur bruit (SNR) est affecté par le nombre des faisceaux vu que le SNR diminue dans le cas où le nombre des rayons transmis augmente. Cependant, le formateur de type numérique résout ces inconvénients du fait qu'il utilise des techniques de traitement numérique des signaux.

2.5.2 Les algorithmes de formation de faisceaux

Suivant le calcul des poids complexes, on distingue deux principales catégories de formateurs de faisceaux [24][25] :

- la formation de faisceaux conventionnelle (FFC) : formation de voies permettant de pointer le faisceau dans la direction voulue.
- la formation de faisceaux adaptatives (FFA) : en plus de la formation de faisceaux conventionnelle, elle permet de rejeter les interférences éventuelles.

2.5.2.1 La formation de faisceaux conventionnelle (FFC)

La FFC est une méthode classique de formation de faisceaux basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources [26]. Elle focalise le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu. Le principe de ce formateur consiste à estimer, dans un premier temps, les angles d'arrivées de toutes les sources. Par la suite, des pondérations choisies de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ_0, ϕ_0) sont calculées. Enfin, les signaux ainsi obtenus sont sommés de manière cohérente. La pondération selon la FCC est donnée par :

$$\mathbf{w}_{FFC} = \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \quad (2.23)$$

Le réseau se focalise alors dans cette direction où une amplitude optimale est obtenue. Le signal à la sortie de FF s'écrit :

$$y(t) = \mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{x}(t) \quad (2.24)$$

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

On obtient alors :

$$y(t) = \mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{s}(t) + \mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{b}(t) \quad (2.25)$$

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

qui s'écrit encore :

$$y(t) = \|\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2 \times \mathbf{s}(t) + \mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{b}(t) \quad (2.26)$$

Lorsqu'on applique la pondération $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)$ à un signal $n(t)$ émis dans une direction (θ_1, ϕ_1) différente de (θ_0, ϕ_0) , le signal en sortie s'écrit d'après (2.17) et (2.26) comme suit :

$$y(t) = n(t) \sum_{k=1}^K a_k(\theta_1, \phi_1) a_k(\theta_0, \phi_0) \exp^{j[v_K(\theta_1, \phi_1) - v_K(\theta_0, \phi_0)]} + \mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{b}(t) \quad (2.27)$$

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

Ce dispositif réalise 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. En termes de complexité, ce formateur est simple à mettre en œuvre, car seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que la direction d'arrivée (DOA) du signal émis est requise pour son implémentation. Néanmoins, le calcul des pondérations selon cette technique est indépendant des données en entrée du réseau. Elle est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile. En outre, elle ne tient pas compte de la présence d'éventuels brouilleurs qui peuvent perturber le signal utile. Cela nous conduit à introduire le second type de formation de faisceaux.

2.5.2.2 La formation de faisceaux adaptatifs (FFA)

On parle de formation de faisceaux adaptatifs lorsque le vecteur des poids calculé dépend du signal. En effet, cette 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. Différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes \mathbf{w} sont utilisées pour améliorer la qualité du canal de communication. Parmi ces méthodes, les plus utilisées sont le formateur MPDR (Minimum Power Distortionless Response), le formateur par séquence de référence, le formateur MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) et le formateur LCMV (Linear Constrained Minimum Variance).

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

Dans ce manuscrit, nous détaillons les deux derniers formateurs de faisceaux que nous avons exploités dans le cadre de cette thèse.

Le formateur «Minimum Power Distortionless Response» (MPDR)

Le principe de ce formateur consiste à trouver le vecteur de pondération \mathbf{w} qui minimise la puissance globale en sortie du FF tout en maintenant un gain unité dans la direction souhaitée (θ_0, ϕ_0) [24]. Un tel formateur permet de réduire la puissance des brouilleurs. Soit $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ le signal global (utile, interférences et bruit) en sortie de FF. La puissance en sortie est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{\text{sortie}} &= E [y(t)y^H(t)] \\ &= E \left[\{ \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \} \{ \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \}^H \right] \\ &= \mathbf{w}^H E [\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Soit $\mathbf{R} = E [\mathbf{x}^H(t)\mathbf{x}(t)]$ la matrice de covariance du signal reçu au niveau du réseau d'antenne, $\mathbf{x}(t)$, qui comprend le signal utile, le bruit et les interférences éventuelles. La puissance en sortie de FF s'écrit alors :

$$P_{\text{sortie}} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.29)$$

Le calcul de la pondération selon MPDR revient à résoudre :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.30)$$

sous la contrainte :

$$\mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) = 1 \quad (2.31)$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante :

$$\mathbf{w}_{MPDR} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.32)$$

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

La complexité de ce formateur dépend du nombre d'échantillons requis pour l'estimation de la matrice de covariance et de la complexité associée à l'inversion de cette matrice.

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

Le formateur par séquence de référence

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

$$E = \left[\|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) - s(t)\|^2 \right] = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H E [\mathbf{x}(t) s^H(t)] - E [\mathbf{x}(t) s^H(t)]^H \mathbf{w} + P \quad (2.33)$$

où $E [\mathbf{x}(t) s^H(t)] \equiv \mathbf{R}_{xs}$ représente l'intercorrélacion entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\mathbf{x}(t)$ et le signal pilote $s(t)$. \mathbf{R} est la matrice de covariance du signal reçu et P la puissance du signal pilote. La pondération \mathbf{w} de ce formateur est la solution de :

$$\min_{\mathbf{w}} E = \left[\|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) - s(t)\|^2 \right] \quad (2.34)$$

Cette méthode de FF ne nécessite pas la connaissance de la direction d'arrivée du signal utile comme le cas pour la méthode MPDR. Par contre, la connaissance du signal utile est nécessaire. Le vecteur de pondération solution du problème donné à l'équation (2.34) est [27] :

$$\mathbf{w}_{seq} = \mathbf{R}^{-1} E [\mathbf{x}(t) s^H(t)] = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_{xs} \quad (2.35)$$

Ce formateur nécessite une séquence de référence pour la synchronisation trame et symbole ainsi que pour la légalisation. En outre, il est sensible à toute mauvaise synchronisation.

Parmi les algorithmes de ce type de formateur les plus utilisés, on trouve :

- L'algorithme à gradient stochastique LMS (Least Mean Square)[12].
- L'algorithme des moindres carrés récursifs RLS (Recursive least squares algorithm)[13][14].

Plus de détails sur ces algorithmes sont donnés en Annexe B.

Le formateur «Minimum Variance Distortionless Response» (MVDR)

Le principe de cette méthode de FF consiste à choisir les poids minimisant le bruit et les interférences à la sortie du formateur de faisceaux [28]. Ceci est équivalent à la maximisation du rapport signal à bruit plus interférences (SINR) en sortie du formateur de faisceaux. Les puissances des signaux utiles et interférents sont estimées à partir des

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

matrices de corrélation des signaux. Les poids sont calculés de façon à maximiser le rapport de ces puissances et annuler éventuellement les interférences.

En présence d'interférences, le signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \mathbf{x}_I(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.36)$$

avec $\mathbf{x}_I(t)$ représentant le vecteur des signaux interférents.

L'expression du signal en sortie du formateur de faisceaux est donnée par :

$$y(t) = \mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) s(t) + \mathbf{w}^H \times \{\mathbf{x}_I(t) + \mathbf{b}(t)\} \quad (2.37)$$

La puissance du signal en sortie de FF, P_{signal} s'écrit :

$$P_{signal} = E \left[\left\{ \mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) s(t) \right\} \times \left\{ \mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) s(t) \right\}^H \right] \quad (2.38)$$

Soit

$$P_{signal} = E \left[\left\| \mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) s(t) \right\|^2 \right] \quad (2.39)$$

En notant P_s la puissance du signal $s(t)$: $P_s = E[s(t)s(t)^H]$

$$P_{signal} = P_s \left\| \mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \right\|^2 \quad (2.40)$$

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

$$P_{BI} = E \left[\left\{ \mathbf{w}^H \mathbf{n}_{bi}(t) \right\} \times \left\{ \mathbf{w}^H \mathbf{n}_{bi}(t) \right\}^H \right] \quad (2.41)$$

soit :

$$P_{BI} = \mathbf{w}^H E \left[\mathbf{n}_{bi}(t) \mathbf{n}_{bi}(t)^H \right] \mathbf{w} \quad (2.42)$$

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

$$P_{BI} = \mathbf{w}^H R_I \mathbf{w} \quad (2.43)$$

Le SINR représente le rapport de la puissance du signal utile à celle des interférences et du bruit. D'après les équations 2.40 et 2.43, on obtient :

$$SINR = \frac{P_s \left\| \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \right\|^2}{\mathbf{w}^H R_I \mathbf{w}} \quad (2.44)$$

2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

La maximisation du SINR est équivalente à la minimisation de la puissance du bruit et des interférences en sortie de FF. Calculer la pondération MVDR revient à résoudre :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_I \mathbf{w} \quad (2.45)$$

sous la contrainte :

$$\mathbf{w}^H \times \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) = 1 \quad (2.46)$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante [27] :

$$\mathbf{w}_{MVDR} = \frac{\mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.47)$$

Nous remarquons que l'équation ci-dessus ne contient pas le signal utile.

Bien que la méthode MVDR soit robuste et fournisse de bons résultats, elle est sensible aux erreurs sur la direction du signal utile qui peuvent causer une dégradation significative des performances du système. En effet, dans le cas où la connaissance de la direction du récepteur est erronée, le transmetteur focalise son faisceau dans une direction autre que la direction du récepteur.

Formation de faisceaux «Linear Constrained Minimum Variance» (LCMV)

Récemment, de nombreux algorithmes robustes de formation de faisceaux ont été présentés dans la littérature. Ces algorithmes sont pour la plupart basés sur le critère MVDR où la contrainte directionnelle ponctuelle est remplacée par une contrainte plus souple de type sphérique ou elliptique. Cela permet de tenir compte d'éventuelles erreurs sur la DOA de la cible et d'éviter ainsi le phénomène d'annulation de cette dernière. Ce phénomène peut en effet se produire lorsque le signal utile est présent dans la matrice de covariance et que la focalisation n'est pas réalisée exactement dans la direction d'arrivée de la cible.

Parmi ces techniques, nous pouvons citer le LCMV (Linear Constraint Minimum Variance)[29], le diagonal loading et le quadratically constrained beamforming [30][31]. Ces techniques permettent de pointer des faisceaux vers un ensemble de directions autour d'une direction voulue. Dans [28], il a été montré que le formateur de faisceaux LCMV offre de meilleures performances avec une complexité réduite comparativement aux autres techniques. La méthode LCMV généralise la technique MVDR en imposant une contrainte plus générale qu'une contrainte de non distorsion sur le filtre spatial. Elle permet en effet d'imposer un ensemble de contraintes directionnelles afin d'élargir le faisceau formé par le réseau d'antennes.

2. LES ANTENNES MULTIPLES : PRINCIPES, MODÈLES ET ARCHITECTURES

Le critère d'optimisation selon LCMV s'écrit :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_I \mathbf{w} \quad (2.48)$$

sous la contrainte :

$$\mathbf{C}^H \times \mathbf{w} = f \quad (2.49)$$

où C représente la matrice de l'ensemble des contraintes linéaires et f est un vecteur de dimension égale au nombre de contraintes.

L'application de la méthode de Lagrange sur ce problème conduit au vecteur de pondération optimale suivant :

$$\mathbf{w}_{LCMV} = \mathbf{R}_I \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{C})^{-1} f \quad (2.50)$$

Le schéma de formation de faisceaux dynamiques proposée dans le cadre de cette thèse est basée sur le principe de LCMV.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les systèmes d'antennes multiples et leurs utilisations. Nous avons décrit les différentes architectures puis nous avons présenté les deux catégories d'antennes dites intelligentes : les systèmes à faisceaux commutés (SBA Switching Beam Array) et les systèmes de réseaux adaptatifs (Adaptive Array). Nous avons vu que les performances des systèmes adaptatifs sont meilleures que celles des systèmes SBA (Switching Beam Array). Cependant, ces deux systèmes sont peu performants dans un environnement sans visibilité directe (NLOS). Nous avons présenté les systèmes MIMO qui s'adaptent mieux à cet environnement et offrent de bonnes performances dans un environnement riche en trajets multiples. Nous avons présenté aussi les techniques de multiplexage spatial qui permettent de maximiser la capacité du système. Nous avons énuméré les différentes techniques de la formation de faisceaux qui constitue l'une des applications envisageable des antennes intelligentes. Les techniques à multiplexage spatial ont un bon comportement dans un environnement NLOS alors que la formation de faisceaux présente un bon comportement dans un environnement LOS.

Chapitre 3

Schéma de formation de faisceaux en cas de mobilité

3.1 Introduction

Dans le cadre des antennes intelligentes, les techniques de formation de faisceaux (beamforming) peuvent être utilisées pour améliorer la capacité et minimiser les interférences dans les réseaux ad hoc sans fil [32][33][34]. En effet si les nœuds possèdent de l'information sur leur voisinage, la formation de faisceaux peut être utilisée pour focaliser la puissance transmise dans la direction de la destination. Ceci permettra de transmettre à une distance plus grande et de minimiser la probabilité de causer de l'interférence au voisinage. Néanmoins, pour pouvoir focaliser le faisceau de transmission dans la bonne direction, la connaissance de la position de la destination est nécessaire à la source. Plusieurs solutions de localisation de mobile peuvent être utilisées, parmi lesquelles nous pouvons citer [35]. Dans des réseaux à haute mobilité, traquer la position des nœuds requière un feedback non-négligeable qui augmente l'overhead du protocole de transmission [38][39] : rendant ainsi l'utilisation des techniques de beamforming peu appropriée en cas de mobilité. Dans ce chapitre, nous présentons un schéma de formation de faisceaux en transmission basé sur le principe de LCMV. La formation de faisceaux selon LCMV permet de minimiser les interférences à la sortie du formateur de faisceaux (beamformer) tout en gardant un gain constant vers un ensemble de directions données (Voir Section 1.6). Ceci permettra de former des faisceaux plus adaptés en cas de mobilité et de minimiser les erreurs possibles sur la direction utile. Nous proposons dans ce sens de compenser l'incertitude sur la localisation des nœuds par des largeurs de faisceaux adaptées. De plus, dans le cas où les paramètres de mouvement des nœuds sont connus, nous proposons de limiter

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

la poursuite (tracking) permanente de leur localisation, très consommatrice en ressources, en exploitant des techniques plus simples d'extrapolation. Nous utilisons la variation du gradient du SINR comme un indicateur possible pour le déclenchement de la procédure de mise à jour de la localisation des nœuds. Le gradient peut en effet indiquer les déviations importantes dans la direction de mouvement des nœuds.

Dans ce qui suit, nous commençons par un état de l'art sur les techniques existantes de formation de faisceaux dans le cas de réseaux mobiles. Dans la section 3.3, nous exposons le modèle du système et la méthode proposée pour l'estimation de la direction de la destination et des contraintes directionnelles. Dans la section 3.4, nous présentons les métriques utilisées pour comparer et évaluer les performances des deux formateurs de faisceaux : LCMV et MVDR. Une implémentation de ces formateurs ainsi qu'une analyse de performance sont également fournies.

3.2 Etat de l'art

Dans cette section, nous allons présenter des techniques de formation de faisceaux développées dans la littérature en cas de mobilité des nœuds. Dans [40], les auteurs proposent un schéma de formation de faisceaux dynamique et aveugle permettant de tirer profit de la directivité des antennes dans un réseau décentralisé, tout en évitant le lourd feedback nécessaire pour traquer la position des nœuds. Ils ont montré que la directivité rotationnelle a un impact positif sur la réduction d'interférence et sur la capacité : en focalisant sa puissance de transmission successivement dans toutes les directions, la probabilité qu'une source interfère avec les autres destinations est faible en raison de la focalisation spatiale et de l'asynchronisme de toutes les transmissions. Néanmoins, la directivité rotationnelle introduit un délai : lorsqu'une source ne transmet pas dans la direction de sa destination, du temps et de la puissance sont gaspillés. Ces deux effets opposés conduisent à un compromis capacité-délai lorsque le nombre de rotations est ajusté. Lorsque la densité du réseau augmente, le schéma de formation de faisceaux proposé surpasse les transmissions omnidirectionnelles. Pour une densité de réseau donnée, le compromis entre la réduction d'interférence et l'augmentation du délai résulte en une largeur optimale du faisceau et en un nombre optimal de rotations maximisant ainsi le débit du réseau.

Dans [41], les auteurs ont présenté un protocole MAC (D-ALOHA) pour les réseaux ad hoc mobiles. Le protocole proposé est basé sur le principe d'Aloha Slotté classique avec une

différence au niveau de la transmission de données qui est faite de façon directionnelle. Le canal de transmission a été divisé en deux sous canaux : un canal pour la transmission de données et un canal de contrôle pour la transmission des paquets de mise à jour de la localisation des nœuds. Chaque nœud détermine (périodiquement) sa position géographique à l'aide d'un GPS ou bien en utilisant les méthodes de localisation basées sur l'estimation d'angles d'arrivées, qu'il diffuse par la suite de façon omni-directionnelle à travers le canal de contrôle. Après chaque réception d'un paquet de mise à jour de la localisation, un nœud sauvegarde l'information reçue dans son cache pour focaliser son faisceau dans le prochain intervalle de temps (time slot). Les auteurs ont modélisé mathématiquement l'impact de la mobilité des utilisateurs sur le débit du réseau. Le modèle ainsi défini a été validé par simulation illustrant les bonnes performances atteintes par le protocole D-ALOHA. Par ailleurs, certaines hypothèses ont été posées telles que la non variation de la vitesse et de la direction de mouvement d'un nœud entre deux mises à jour consécutives de sa localisation. Néanmoins, cette approximation pénalise certaines topologies où les nœuds peuvent changer de paramètres de mouvement dans la zone d'observation.

Dans [42], les auteurs ont proposé un algorithme de formation de faisceaux pour tracker les positions des nœuds dans un réseau Ad hoc. La position de la destination est déterminée à l'aide des techniques d'estimation de direction d'arrivée (DOA). L'algorithme proposé calcule, dans un premier temps, la direction des nœuds à des instants de temps successifs, par la suite il extrapole la direction à des instants postérieurs. Les erreurs, engendrées par l'utilisation de l'extrapolation, sont corrigées à l'aide d'itérations CMA (Constant Modulus Algorithm). L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'avoir des résultats rapides, tout en minimisant le temps de calcul et de traitement.

3.3 Approche proposée

Dans cette section, nous présentons un schéma de formation de faisceaux (beamforming) en transmission [43] permettant de maximiser l'efficacité spectrale et la connectivité d'un réseau ad hoc. Nous optons pour l'utilisation de la technique LCMV dont la largeur des faisceaux dépendra de l'incertitude sur la localisation des nœuds. Nous déterminons les localisations des nœuds à partir de la vitesse et la direction de leurs mouvements dans le but de limiter la poursuite (tracking) permanente. Nous proposons d'utiliser le gradient du SINR comme indicateur sur la déviation de la direction du mouvement.

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEUX EN CAS DE MOBILITÉ

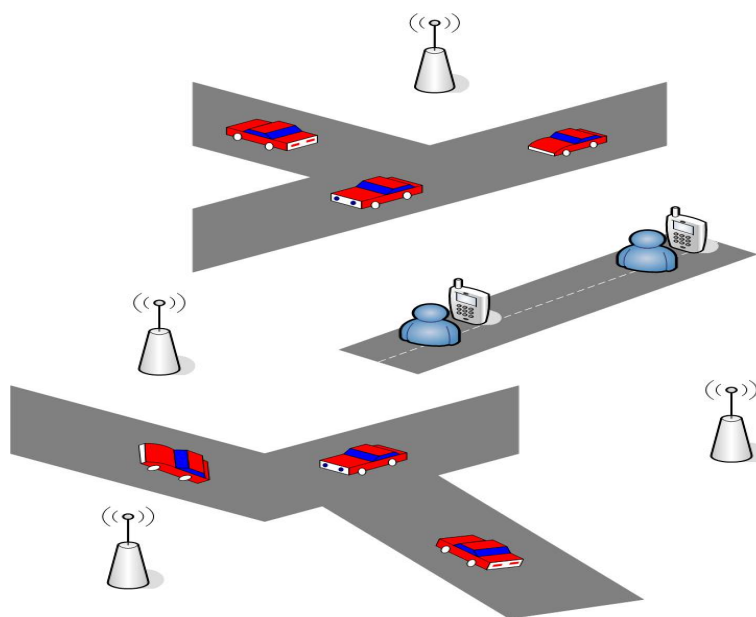


FIGURE 3.1 – Scénario considéré

3.3.1 Modèle du système

Nous considérons un réseau ad hoc sans fil composé de paires source-destination où les sources sont mobiles et les destinations fixes comme illustré dans la figure 3.1. Les nœuds fixes (i.e. les points d'accès APs) utilisent des antennes omni-directionnelles pour communiquer, et les nœuds mobiles (i.e. voitures) sont équipés d'antennes multiples capables de former des faisceaux en émission et en réception. Nous nous intéressons à la liaison montante où les nœuds mobiles transmettent des données d'une façon directionnelle aux points d'accès. Nous supposons que chaque nœud (mobile) se déplace avec une vitesse variable dont les valeurs minimale et maximale sont connues. Nous traçons la variation du gradient du SINR en fonction du temps que nous utiliserons comme indicateur sur la déviation de la direction du mouvement. Ainsi, les nœuds sources estiment leurs localisations par rapport aux nœuds destinations à partir de la direction et de la vitesse de leurs mouvements.

Comme la variation de la vitesse d'un nœud mobile conduit à une imprécision sur l'estimation de la localisation de la destination voulue, nous proposons l'utilisation du formateur de faisceaux LCMV permettant de former un faisceau large qui couvre l'intervalle d'incertitude sur la direction de la destination souhaitée.

3.3.2 Description de la solution proposée

La poursuite des nœuds mobiles requière un feedback non-négligeable qui augmente l'overhead du protocole de transmission. Ainsi, nous proposons un schéma de formation de faisceaux qui limite la poursuite permanente de la localisation, en exploitant des techniques plus simples d'extrapolation. Les techniques développées pour la localisation des nœuds [36][37] ne sont utilisées que lorsqu'on détecte une déviation dans la direction du mouvement. Les étapes clés de notre solution sont les suivantes :

1. Estimation de la direction de la destination et des contraintes directionnelles.
2. Mise à jour de la localisation.

3.3.2.1 Estimation de la direction de la destination et des contraintes directionnelles

Nous considérons une paire source-destination $\{S_i D_j\}$, avec S_i la source mobile et D_j la destination stationnaire (fixe). θ_i représente l'angle estimé par D_j et envoyé à S_i à l'instant t_i pour former un faisceau dans la direction de D_j (Voir figure 3.2) .

Soit T_i la durée de temps entre deux mises à jour consécutives de la localisation. Nous supposons qu'entre deux mises à jour consécutives, le nœud mobile ne change pas sa direction de mouvement alors que sa vitesse V puisse varier dans un intervalle $[V_{min}, V_{max}]$. Il est à noter qu'en disposant des informations sur sa direction de mouvement, sa vitesse et son ancienne position, le nœud mobile peut déduire la direction de la destination et par la suite déterminer le vecteur poids du formateur de faisceaux LCMV qui permettra de former des faisceaux pointés vers la direction estimée.

Nous supposons qu'à l'instant t_i ($0 \leq t_i \leq T_i$) , la source S_i a parcouru une distance moyenne de $d_i = V.t_i$

Ainsi, θ_i est donné par :

$$\theta_i = \arctan \left(\frac{|A - (V.t_i)|}{r} \right) \quad (3.1)$$

où r représente la distance entre l'axe de l'antenne de D_j et la ligne de déplacement de S_i . A est la distance entre la dernière estimation de la position de S_i et sa projection orthogonale sur l'axe de l'antenne de D_j .

La matrice C , donnée par l'équation (2.50) et représentant les contraintes directionnelles, s'écrit alors :

$$C = [a(\theta_i - \Delta\theta) \cdots a(\theta_i - 2)a(\theta_i - 1)a(\theta_i)a(\theta_i + 1)a(\theta_i + 2) \cdots a(\theta_i + \Delta\theta)]$$

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEUX EN CAS DE MOBILITÉ

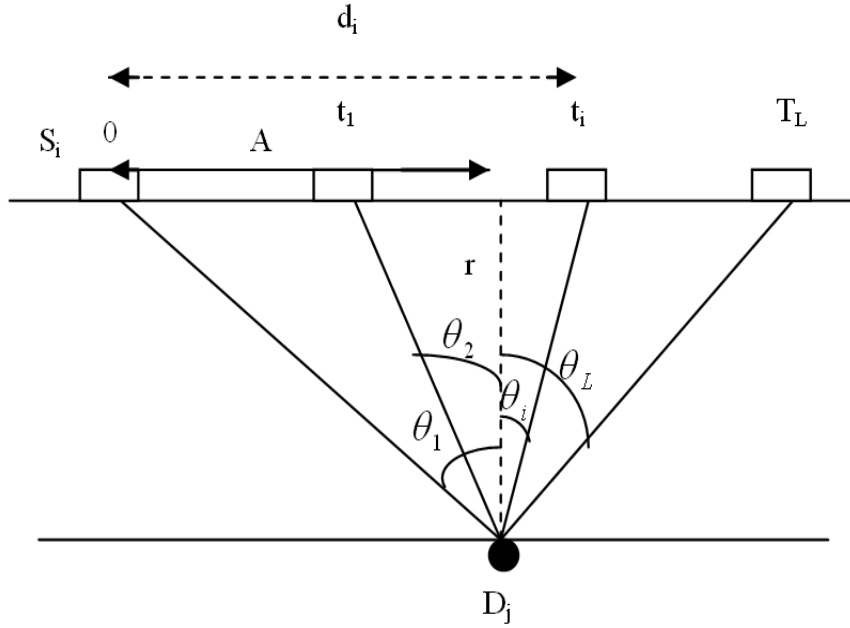


FIGURE 3.2 – Scénario de calcul de la DOA

où $\Delta\theta$ représente l'incertitude sur la direction causée par la variation de la vitesse du nœud mobile. $\Delta\theta$ est donnée par :

$$\Delta\theta = \frac{|\theta_{max} - \theta_{min}|}{2} \quad (3.2)$$

avec θ_{max} et θ_{min} définies par :

$$\theta_{max} = \arctan\left(\frac{|A - (V_{max} \cdot t_i)|}{r}\right) \quad (3.3)$$

$$\theta_{min} = \arctan\left(\frac{|A - (V_{min} \cdot t_i)|}{r}\right) \quad (3.4)$$

3.3.2.2 Mise à jour de la localisation

Nous proposons que les nœuds mobiles mettent à jour leurs directions par rapport aux nœuds fixes à chaque fois qu'ils détectent une déviation importante dans la direction de leurs mouvements. Cette déviation est signalée à partir de la variation du gradient du SINR. Ce dernier peut être utilisé comme indicateur pour le déclenchement de la procédure de mise à jour de la localisation des nœuds. En effet, lorsque la pente de la

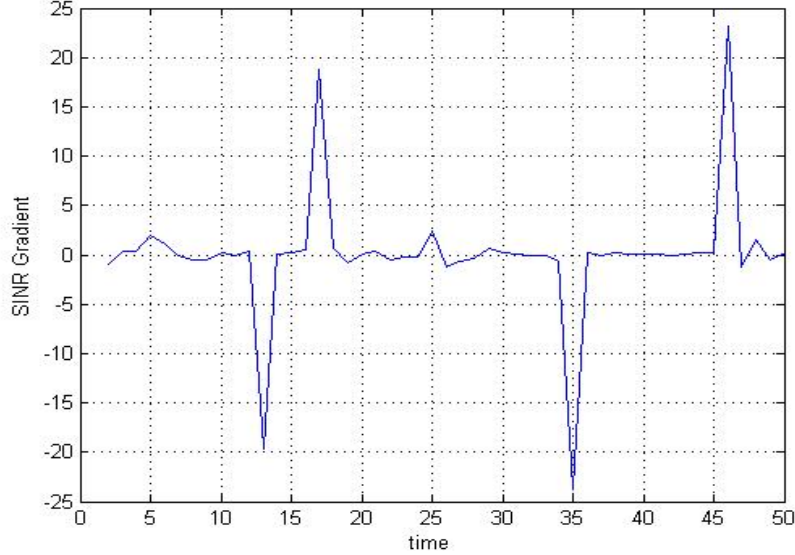


FIGURE 3.3 – Variation du gradient de SINR

courbe du gradient de SINR atteint un seuil (prédéfini), les noeuds mobiles doivent mettre à jour leurs localisations en utilisant les méthodes existantes [36][37].

La figure 3.3 illustre un exemple d'utilisation du gradient de SINR pour la détection du changement dans la direction du mouvement du nœud et pour le déclenchement de la procédure de la mise à jour de la localisation. Les deux pics négatifs présents sur la courbe correspondent à une importante dégradation du SINR causée par un changement dans la direction de déplacement du nœud mobile. Nous remarquons que le premier pic négatif à $t=13$ est suivi par un pic positif, ceci veut dire que le changement de la direction du mouvement du nœud s'est produit sur une courte durée et que le nœud a regagné rapidement sa direction de déplacement initiale. Cependant, le deuxième pic négatif à $t=35$ n'est pas suivi immédiatement par un pic positif. Ceci indique que le nœud mobile a changé de direction de mouvement et qu'il est donc nécessaire de déterminer sa nouvelle position. Le deuxième pic positif, représenté sur la courbe de la figure 3.3, montre que la procédure de mise à jour de la localisation a bien eu lieu.

3.4 Evaluation des Performances

Dans cette section, nous nous proposons d'évaluer les performances du schéma de formation de faisceaux proposé. Nous présentons, dans un premier temps, le modèle ana-

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

lytique du SINR, la connectivité et l'efficacité spectrale qui constituent les critères de performance de notre solution. Par la suite, nous présentons et discutons les résultats de simulations obtenus.

3.4.1 Modèle du SINR

Nous considérons un réseau dense de N paires source-destination. Les sources sont équipées de M antennes directionnelles, tandis que les destinations sont équipées par une seule antenne omni-directionnelle. Le signal émis des antennes d'une source S_i est donné par :

$$\mathbf{x}_i = s\mathbf{w}_i^H \quad (3.5)$$

où \mathbf{w}_i^H représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur des poids complexes utilisé par la source S_i pour former des faisceaux en direction de la destination D_j . s dénote la séquence des données à transmettre.

Le signal reçu au niveau de la destination D_j s'écrit :

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{h}_{ji}s\mathbf{w}_i^H + \mathbf{n}_j \quad (3.6)$$

\mathbf{h}_{ji} représente le vecteur réponse spatial du canal entre S_i et D_j . Il inclut l'évanouissement du canal de transmission (path loss factor) qui dépend de la distance entre la source et la destination. \mathbf{n}_j est le bruit modélisé par un bruit blanc additif Gaussien (Additive White Gaussian Noise AWGN) de moyenne nulle et de variance σ^2 .

Le rapport signal à bruit plus interférences (SINR) reçu au niveau de D_j s'écrit :

$$SINR = \frac{\mathbf{w}_i^H \mathbf{R} \mathbf{w}_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{R} \mathbf{w}_k + \sum_{l=1, l \neq i}^{L_I} \mathbf{w}_l^H \mathbf{R}_I \mathbf{w}_l + \sigma^2} \quad (3.7)$$

où \mathbf{w}_k représente le vecteur des poids complexes utilisé par la source S_i pour former des faisceaux en direction de la destination D_k .

R est la matrice de covariance, elle est donnée par :

$$\mathbf{R} = E \{ h_{ji} h_{ji}^H \} \quad (3.8)$$

Le second terme du dénominateur modélise les transmissions issues d'une source S_l ($l = 1, \dots, L_I$), différente de S_i , vers une destination D_p voisine de D_j . Ce sont les transmissions dont les faisceaux couvrent D_j lorsque cette dernière reçoit de S_i .

\mathbf{w}_l représente le vecteur des poids complexes utilisé par la source S_l pour former des faisceaux en direction de la destination D_p .

R_I est la matrice de covariance des interférences au voisinage, elle est donnée par :

$$\mathbf{R}_I = \sum_{l=1}^{L_I} E \{h_{jl}h_{jl}^H\} \quad (3.9)$$

3.4.2 Connectivité

De nombreuses définitions de la connectivité existent dans la littérature [40][44]. La plupart de ces définitions considèrent que deux nœuds sont connectés lorsque certains critères tels que le niveau de la puissance reçue ou le SINR est supérieur à un seuil. Dans ce travail, nous définissons la connectivité par rapport au niveau de SINR. Ainsi, une paire source-destination est dite connectée lorsque le niveau de SINR reçu à la destination est supérieur à un seuil prédéfini $SINR_{thresh}$.

$$SINR \succ SINR_{thresh}$$

3.4.3 Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale est exprimée en bit par seconde par Hertz, elle est donnée par [45] :

$$\mathbf{C} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N \log_2 (1 + SINR_i) \quad (3.10)$$

T représente le temps nécessaire pour la transmission des N signaux.

3.5 Simulations et résultats

Dans cette section, nous évaluons et comparons les performances du schéma de formation de faisceaux basé sur le principe de LCMV (pointant vers un ensemble de directions) avec celles du schéma de FF basé sur le principe de MVDR où la contrainte directionnelle est ponctuelle (pointant vers une seule direction).

Les simulations sont réalisées à l'aide du logiciel MATLAB qui dispose d'une bibliothèque riche pour les calculs matriciels. Les métriques que nous avons évaluées sont : le SINR du signal reçu, l'efficacité spectrale et la connectivité du réseau. Notons que les

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

résultats de simulation numériques présentés ci-après sont les résultats d'une moyenne calculée pour 50 simulations. A chaque simulation, une topologie aléatoire différente est générée. Pour les paramètres de simulation, nous considérons une valeur de SNR égale à 15 dB pour tous les nœuds sources. Chaque nœud mobile est équipé de M antennes de type ULA (Uniform Linear Array) alignées et uniformément espacées d'une demi-longueur d'onde.

Dans les figures 3.4 et 3.5, nous traçons le SINR en faisant varier le nombre d'utilisateurs interférents, pour différentes valeurs d'incertitudes sur la direction de la destination $\Delta\theta$.

La figure 3.4 illustre les résultats obtenus dans le cas où la direction de la destination est connue. Nous remarquons que lorsque le nombre d'utilisateurs interférents augmente, les performances en termes de SINR de toutes les courbes se dégradent. Aussi, le MVDR est moins sensible aux interférences comparé au LCMV pour toutes les valeurs de $\Delta\theta$. Ceci est dû au faisceau étroit, formé par MVDR, qui pointe vers une seule direction. Nous constatons que plus nous augmentons la valeur de $\Delta\theta$, moins sont bonnes les performances de LCMV.

La figure 3.5 trace le SINR obtenu par les deux FF (LCMV et MVDR) dans le cas où le faisceau n'est pas pointé dans la bonne direction de la destination. Nous remarquons que les performances de MVDR sont très sensibles aux erreurs sur la direction et subissent une perte importante sur la qualité du signal lorsque l'erreur sur l'orientation du faisceau dépasse quelques degrés ($> 2^\circ$).

La figure 3.6 illustre l'influence de l'erreur dans l'estimation de la direction sur le SINR pour trois valeurs différentes de $\Delta\theta$. Cette erreur représente la différence entre la direction estimée et la direction réelle. Nous observons que la courbe de MVDR se dégrade rapidement lorsque l'erreur dans l'estimation de la direction augmente. Ceci s'explique par le fait que ce type de FF ne peut pas résister ni s'adapter aux erreurs sur la direction. Nous remarquons que le LCMV, avec $\Delta\theta = 3$ (*i.e.* $L = 7$) est le plus tolérant aux erreurs comparé aux autres courbes. Néanmoins, la valeur de SINR obtenue par ce dernier est inférieure à celle obtenue par LCMV avec $\Delta\theta = 2$ (*i.e.* $L = 5$) pour des erreurs dans l'estimation de la direction inférieures à 7. Nous constatons que la puissance du signal reçu par $\Delta\theta = 2$ est la meilleure comparé à celles obtenues par les autres FF. Ce résultat s'explique par l'effet de la focalisation spatiale du faisceau en transmission.

Dans la figure 3.7, nous traçons la connectivité du réseau pour différents nombres de paires source-destination, dans le cas où les faisceaux des nœuds sources sont pointés en

3.5 Simulations et résultats

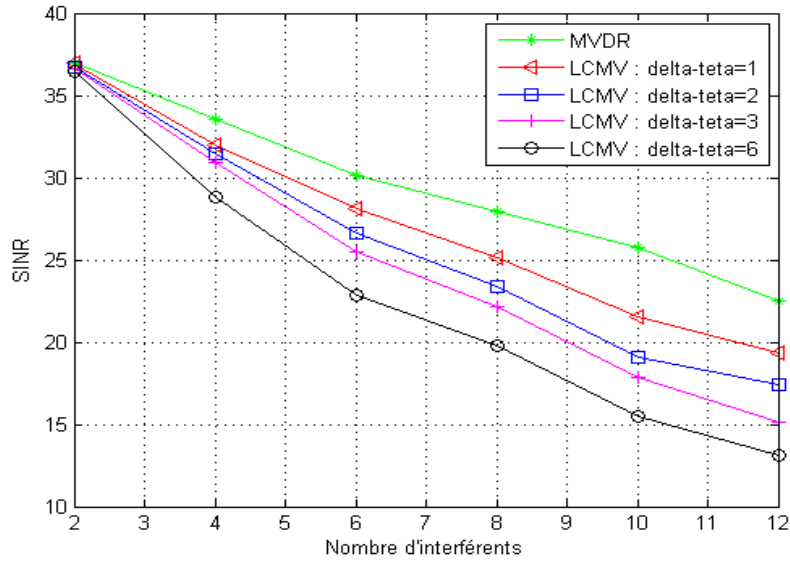


FIGURE 3.4 – SINR en fonction du nombre d'utilisateurs interférents pour une connaissance parfaite de la direction de la destination

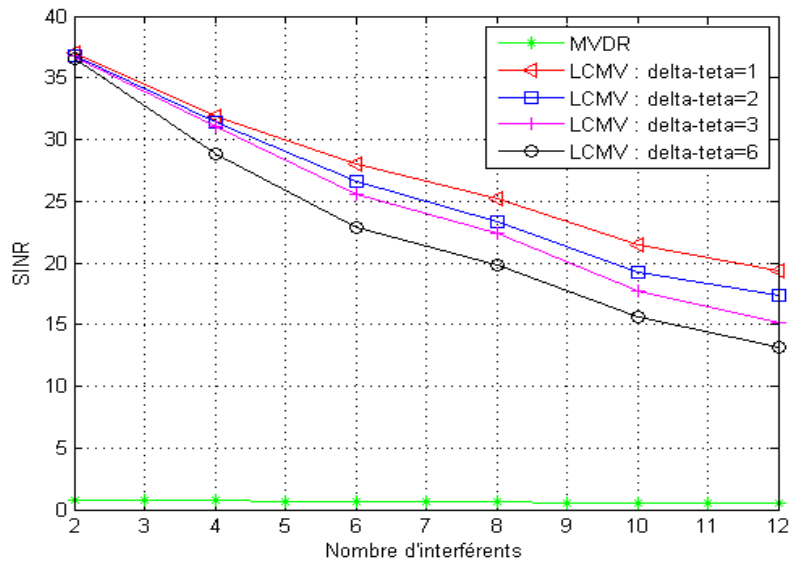


FIGURE 3.5 – SINR en fonction du nombre d'utilisateurs interférents pour un pointage imparfait du faisceau vers la direction

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

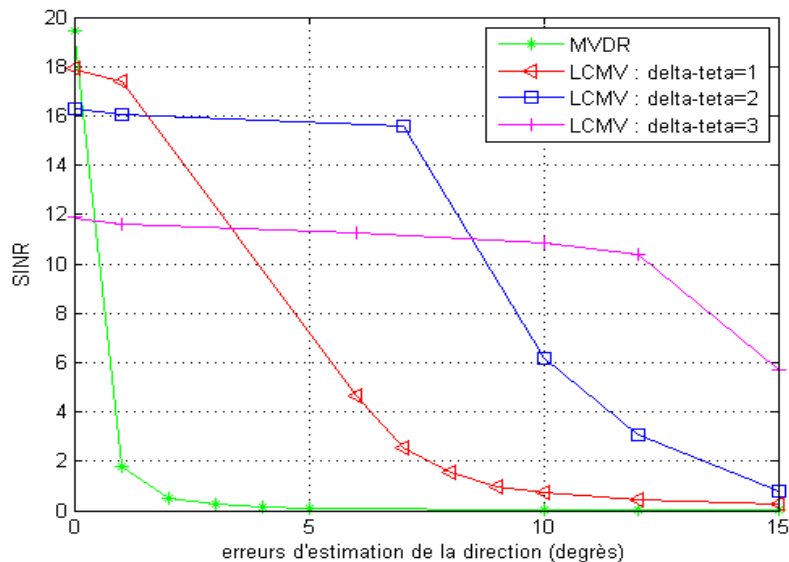


FIGURE 3.6 – Influence de l’erreur d’estimation de la direction sur le SINR

direction des destinations. Rappelons que nous définissons la connectivité par le rapport du nombre de paires connectées (dont $SINR \succ SINR_{thresh}$) sur le nombre total de paires source-destination dans le réseau. Nous observons une dégradation de toutes les courbes de la connectivité lorsque le nombre de paires source-destination augmente, ceci est dû à l’augmentation du nombre d’utilisateurs interférents. Nous remarquons que les résultats de connectivité obtenus par MVDR sont meilleurs que ceux obtenus par les trois exemples de LCMV. Ceci montre que les effets néfastes de l’interférence sont moins contraignants sur les faisceaux formés par MVDR, et ceci dans le cas d’une bonne connaissance de la direction.

La figure 3.8 illustre la variation de la connectivité du réseau en fonction du nombre de paires source-destination dans le cas d’une connaissance imparfaite de la direction de la destination. Nous observons que les courbes obtenues par LCMV sont meilleures que celles obtenues par MVDR. Nous constatons qu’il est possible de choisir la valeur optimale de L qui offre le meilleur résultat pour une incertitude donnée dans la direction induite par la mobilité de l’utilisateur. Ainsi, le LCMV peut améliorer la robustesse dans le cas d’incertitude sur la localisation de la destination.

Dans la figure 3.9, nous traçons les performances de LCMV et MVDR en termes d’efficacité spectrale, dans le cas où les sources pointent leurs faisceaux dans des directions différentes de celles des destinations voulues. Nous considérons trois niveaux de variation

3.5 Simulations et résultats

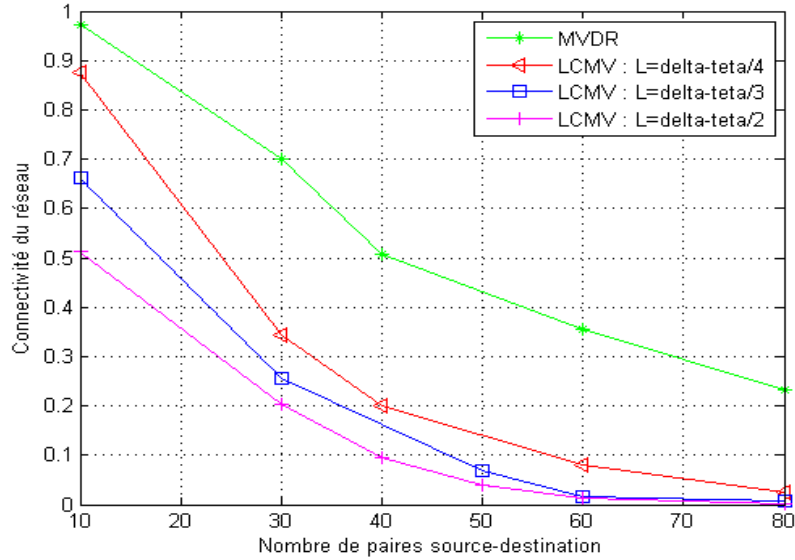


FIGURE 3.7 – Connectivité du réseau en fonction du nombre de paires de source-destination pour une focalisation (pointage) parfaite des faisceaux des sources, $\Delta\theta = 6$, $SINR_{thresh} = 10dB$

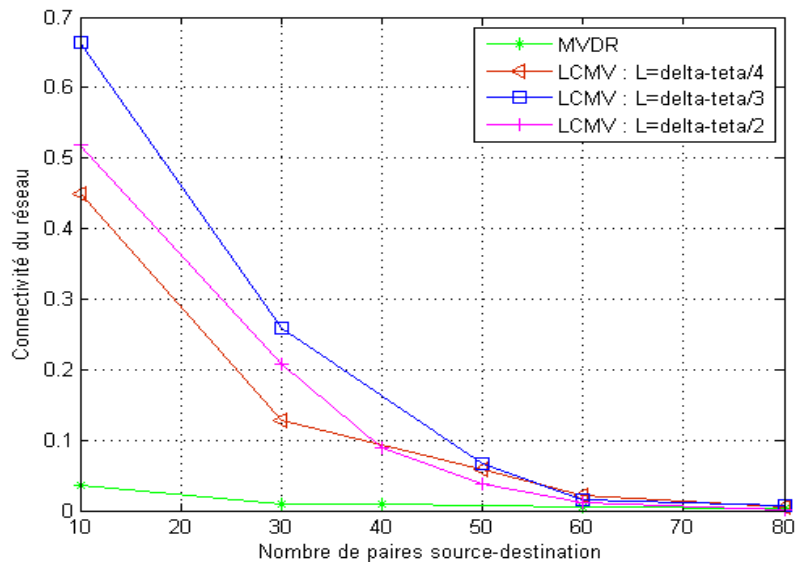


FIGURE 3.8 – Connectivité du réseau en fonction du nombre de paires de source-destination pour une focalisation imparfaite des faisceaux des sources en direction des destinations, $\Delta\theta = 6$, $SINR_{thresh} = 10dB$

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

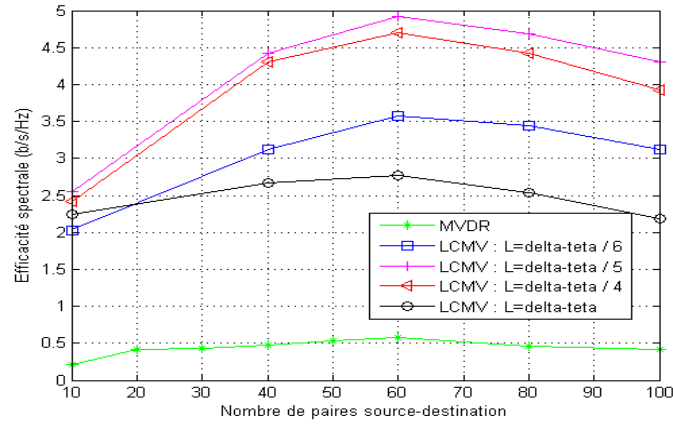
de vitesse : grand, moyen et faible que nous représentons respectivement dans les figures : 9(a), 9(b) et 9(c).

Nous observons que les résultats obtenus par LCMV surpassent ceux obtenus avec MVDR. Nous remarquons l'existence d'une valeur optimale de L (nombre de contraintes sur les directions) maximisant l'efficacité spectrale pour chaque valeur d'incertitude $\Delta\theta$. En effet, lorsque l'incertitude sur la direction augmente, un faisceau plus large est nécessaire pour minimiser l'erreur, ce qui augmente le nombre d'utilisateurs interférents et par conséquent minimise le SINR. Ainsi, on peut trouver un compromis entre la couverture de l'intervalle d'incertitude et l'augmentation de la puissance reçue à la destination, aussi bien qu'entre cet intervalle et la réduction d'interférences. Certes, plus L est grand, plus le faisceau est large, et meilleure est la robustesse face à l'incertitude sur la direction de la destination mais aussi moins importante est la puissance reçue et plus grand est le nombre d'interférents.

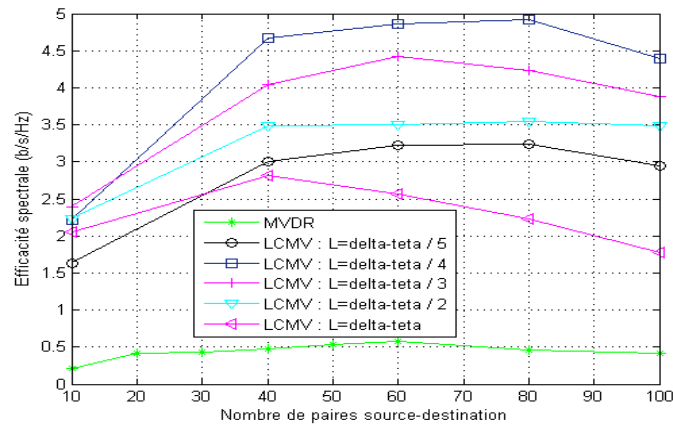
3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un schéma de formation dynamique de faisceaux, basé sur la technique de LCMV et permettant de former des faisceaux plus adaptés en cas de mobilité. Nous avons proposé d'estimer la localisation des nœuds à partir de leurs vitesses et leurs directions de mouvement afin de limiter les calculs complexes des méthodes de poursuite continue (tracking). Nous nous sommes basés sur la variation du gradient du SINR pour effectuer des mises à jour de la localisation des nœuds en utilisant les techniques existantes. Nous avons analysé les performances du réseau avec le schéma de formation de faisceaux LCMV et l'avons comparé au cas où les sources forment des faisceaux MVDR. Nous avons montré que dans le cas où la connaissance de la position de la destination est inexacte, le schéma de FF LCMV permet d'atteindre les meilleures performances. En effet, la variation de la vitesse des nœuds conduit à une incertitude sur le calcul des position des nœuds, nous avons ainsi compensé cette incertitude par des faisceaux LCMV de largeurs adaptées. De plus, nous avons montré que notre schéma constitue un compromis entre la largeur de l'intervalle d'incertitude et l'augmentation de la puissance, aussi bien qu'entre cet intervalle et la réduction des interférences.

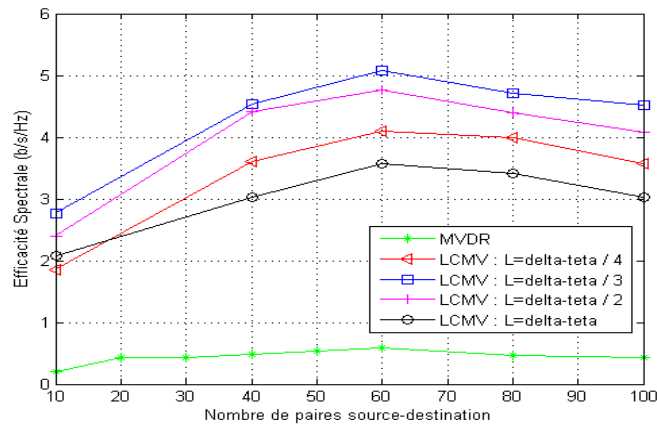
Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'exploitation de la technique de multiplexage spatial, offerte par la technologie MIMO, dans le but d'améliorer les performances des réseaux maillés.



(a) $\Delta\theta = 15$



(b) $\Delta\theta = 9$



(c) $\Delta\theta = 5$

FIGURE 3.9 – Efficacité spectrale en fonction du nombre de paires source-destination pour différentes valeurs de $\Delta\theta$

3. SCHÉMA DE FORMATION DE FAISCEAUX EN CAS DE MOBILITÉ

Chapitre 4

SCLS : un algorithme d'ordonnancement dans les réseaux maillés sans-fil MIMO

4.1 Introduction

Les réseaux sans fil maillés (Wireless Mesh Networks) sont considérés de nos jours comme une nouvelle solution prometteuse pour supporter plusieurs applications, telles que les réseaux à bande large sans fil à domicile (broadband home networking), les systèmes de transport intelligent (intelligent transportation systems) et la connectivité des zones rurales. Les WMNs intéressent particulièrement les fournisseurs d'accès à Internet pour garantir une connexion à bande large sans fil robuste et fiable à un coût raisonnable.

Les systèmes à antennes multiples (MIMO) jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communications futurs à bande large. Ces systèmes ont suscité un fort intérêt grâce à leur potentiel à offrir des efficacités spectrales élevées, de la diversité et des dispositions de suppression des interférences. Ils sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices sont augmentés en même temps [46] [47].

La combinaison entre les réseaux maillés sans fil et les systèmes MIMO peut améliorer la capacité du réseau, la couverture radio et les débits de transmission. Cependant, il est nécessaire de développer de nouveaux protocoles et mécanismes au niveau de la couche MAC afin de tirer profit au maximum des systèmes MIMO au niveau de la couche physique. Un bon algorithme d'ordonnancement qui exploite les avantages offerts par la technologie MIMO permet aux réseaux maillés d'atteindre de meilleures performances et de mieux résister aux interférences.

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

Dans ce chapitre, nous commençons par un état de l'art des algorithmes d'ordonnement existants dans la littérature pour les réseaux maillés sans fil munis d'antennes MIMO. Dans la section 4.3, nous présentons le modèle du système, ensuite nous formulons le problème d'ordonnement et précisons les objectifs que l'algorithme doit atteindre. Dans la section 4.4, nous décrivons le principe de fonctionnement et détaillons les différentes étapes de notre algorithme d'ordonnement. Nous clôturons le chapitre par l'évaluation et l'étude des performances de notre solution.

4.2 Etat de l'art sur les algorithmes d'ordonnement dans les réseaux sans fil MIMO

Dans ce qui suit, nous définissons le mécanisme de sélection de transmetteurs comme étant la stratégie de choix des sous-canaux MIMO indépendants utilisés pour transmettre des flux en parallèle dans la même bande de fréquence.

Plusieurs algorithmes d'ordonnement et de sélection de transmetteurs parallèles, pour les réseaux sans fils multi-sauts utilisant les systèmes MIMO, existent dans la littérature. Dans [52], Mumey et *al.* se sont intéressés à l'optimisation des interactions inter-couches dans les réseaux sans fil multi-sauts basés sur des liens MIMO. Ils ont formulé le problème conjoint d'ordonnement et de sélection de transmetteurs parallèles (SCSP) qui cherche à trouver une solution permettant de satisfaire les demandes de trafic des liens dans un délai minimisé. Pour résoudre ce problème, les auteurs proposent, dans un premier temps, un algorithme dénommé SCSP-1, qui gère l'affectation des transmetteurs parallèles et l'ordonnement des liens en se basant sur l'algorithme de coloriage greedy (greedy coloring algorithm) [53]. Les résultats de simulations ont montré que les performances de SCSP-1 sont bornées par un facteur constant. Un deuxième algorithme, SCSP-2, a été proposé permettant d'améliorer les performances de SCSP-1.

Dans [54], Bhatia et *al.* se sont intéressés à l'étude conjointe du routage, de l'ordonnement des liens et de la sélection des transmetteurs parallèles dans les réseaux maillés sans fil MIMO. Ils proposent un algorithme centralisé qui maximise le débit tout en assurant l'équité entre les nœuds. Luo et *al.* [55] ont présenté une extension de l'algorithme de Bhatia en ajoutant le problème d'attribution de canal. Leur idée de base est de généraliser l'algorithme d'ordonnement « Greedy Maximal » [56] aux réseaux multi-antennes et multi-canaux.

4.3 L'algorithme d'ordonnement SCLS

Dans [57], Sundaresan a présenté un nouveau protocole MAC, dénommé SCMA (Stream-Controlled Multiple Access), pour les réseaux ad hoc avec liens MIMO. Il a exploré la technique de multiplexage spatial offerte par les systèmes MIMO afin d'augmenter la capacité du réseau. Les étapes clés de l'algorithme SCMA sont les suivantes :

- classification des liens dans deux ensembles (rouge et blanc) selon le nombre de régions de contention auxquelles appartient chaque lien.
- Ordonnement des liens rouges sans faire appel au mécanisme de sélection des transmetteurs parallèles (i.e. utilisation de toutes les antennes disponibles dans chaque lien pour transmettre des flux en parallèles).
- Ordonnement des liens blancs en se basant sur le mécanisme de sélection des transmetteurs parallèles à utiliser par chaque lien.

Cet algorithme fait appel au mécanisme de sélection de transmetteurs uniquement pour les liens qui appartiennent à une seule clique maximale¹. Les résultats ont montré que le protocole SCMA peut atteindre de bonnes performances dans le cas des réseaux maillés sans fil denses. Par ailleurs, son comportement reste ambigu pour des réseaux maillés sans fil à faible densité.

Le gain en capacité des réseaux maillés MIMO utilisant le mécanisme de sélection de transmetteurs parallèles a été étudié dans [58]. Un algorithme d'ordonnement dénommé GreedySC a été proposé. L'idée de base est de ne pas restreindre l'utilisation du mécanisme de sélection de transmetteurs parallèles uniquement aux liens appartenant à une seule clique maximale comme c'est le cas pour le protocole SCMA. Ainsi, tous les liens peuvent sélectionner les transmetteurs à utiliser pour envoyer des flux en parallèle. En outre, la priorité à l'ordonnement est donnée aux liens les plus chargés en trafic. Les résultats de simulations ont montré que l'algorithme de GreedySC offre un gain en capacité meilleur que celui obtenu par le protocole SCMA pour des réseaux maillés avec différents types de topologies.

4.3 L'algorithme d'ordonnement SCLS

4.3.1 Modèle du système

La figure 4.1 illustre une architecture de réseau backbone mesh sans-fil où les nœuds sont équipés d'antennes MIMO. Le réseau utilise des passerelles pour relayer le trafic entre

1. une clique maximale est un sous-graphe du graphe de contention des liens, où tous les liens sont totalement connectés entre eux. Un lien peut appartenir à plusieurs cliques maximales

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

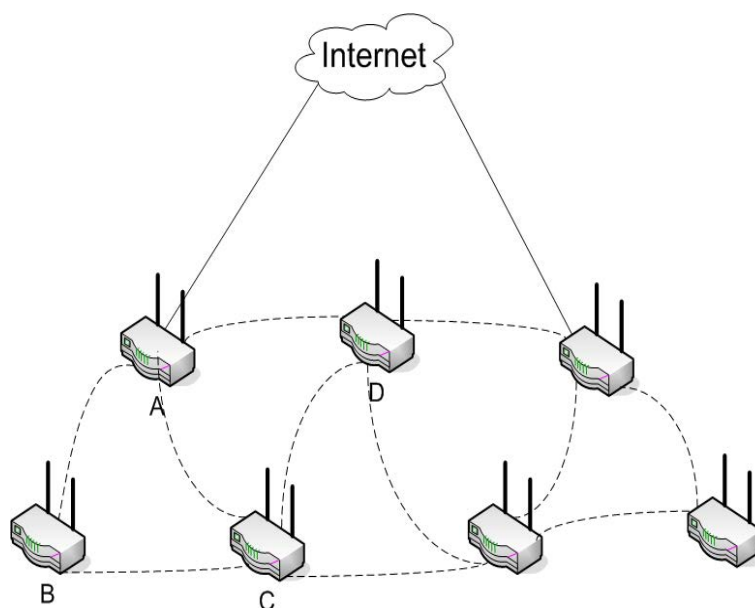


FIGURE 4.1 – Réseau Sans-fil en Backbone

les clients mobiles et Internet. Chaque nœud est équipé par K antennes. Nous supposons que tous les nœuds du réseau sont stationnaires.

Soit le graphe direct $G(V, E)$ qui modélise le réseau sans-fil considéré, où V représente l'ensemble de nœuds sans-fil et E l'ensemble des liens directs entre ces nœuds. Notons par R_T la portée de transmission d'un nœud u et $D(u, v)$ la distance entre les nœuds u et v . Ces derniers ne peuvent communiquer que lorsque chacun se trouve dans la portée radio de l'autre (i.e. le lien $e = (u, v) \in E$, si et seulement si $D(u, v) \leq R_T$). Ainsi, les nœuds u et v représentent respectivement l'émetteur $t(e)$ et le récepteur $r(e)$ du lien e . Nous considérons un rayon d'interférence R_I plus grand que la portée de transmission R_T . Nous supposons que R_I est $q \times R_T$, où $q \geq 1$. Les nœuds u et v' sont dits voisins si u se trouve dans la zone d'interférences R_I de v' [14].

Le mode de transmission Half-duplex est utilisé afin d'éviter les auto-interférences. Bien évidemment, un nœud ne peut pas émettre et recevoir en même temps.

Le mode de transmission utilisé pour l'accès au canal est le TDMA. Le domaine temps est divisé en des intervalles de temps (time slot) de durée constante. Ces intervalles de temps sont regroupés dans des trames de longueur T (intervalles de temps) chacune. La durée de chaque intervalle temps est égale à une unité temps. L'ordonnancement des liens est effectué trame par trame. La charge de trafic de chaque lien est supposée connue en début de chaque trame.

4.3 L'algorithme d'ordonnement SCLS

La matrice de canal est supposée aussi connue. Elle est estimée à l'aide des séquences d'apprentissage. L'état de canal est communiqué à l'émetteur via un canal de retour. Nous supposons les trajets suffisamment séparés pour que les évanouissements soient considérés comme des variables aléatoires indépendantes. D'après le théorème central limite, en présence d'un grand nombre d'évanouissements, le canal peut être modélisé par un processus aléatoire Gaussien complexe [59]. Si la moyenne des évanouissements est nulle, l'enveloppe suit une loi de Rayleigh et le canal est dit canal de Rayleigh. C'est le modèle de canal que nous allons considérer dans ce travail. Nous supposons aussi que le canal varie lentement dans le temps et que les coefficients du canal restent constants durant une trame mais ils peuvent changer d'une trame à l'autre.

Notons f_{e,s_e^t} le taux de données qui peut être transmis avec succès à travers le lien e en utilisant s transmetteurs parallèles dans l'intervalle de temps t . La variable y_e^t prend la valeur 1 si le lien e est actif et 0 s'il est non actif durant l'intervalle de temps t . Pour chaque $u \in V$, $E_u^+ = \{e \in E : t(e) = u\}$ représente l'ensemble de liens dont l'émetteur est u , $E_u^- = \{e \in E : r(e) = u\}$ représente l'ensemble des liens dont le récepteur est u . Par conséquent, on a $E_u = E_u^+ \cup E_u^-$.

$E_u^{inf} = \{e = (w, v) / D(u, v) \leq R_I, w \neq u, v \neq u\}$ représente l'ensemble des liens qui interfèrent avec le nœud u . On note d_e la demande en trafic sur chaque lien. Elle est supposée connue en début de chaque trame.

Un ordonnancement $S = \{t_1, t_2, \dots, t_T\}$ est dit réalisable si les contraintes suivantes sont satisfaites :

$$\sum_{t=1}^T y_e^t f_{e,s_e^t} \geq d_e \quad \forall e \in E \quad (4.1)$$

$$\sum_{e \in E_u^+} y_e^t s_e^t \leq K \quad \forall u \in V \quad (4.2)$$

$$\sum_{e \in E_u^- \cup E_u^{inf}} y_e^t s_e^t \leq K \quad \forall u \in V \quad (4.3)$$

$$y_e^t + y_{e'}^t \leq 1 \quad \forall e \in E_u^+; \forall e \in E_u^-; \forall u \in V; \forall t \in T \quad (4.4)$$

La première contrainte garantit que les demandes de trafic sur les différents liens sont satisfaites. La deuxième et la troisième contrainte sont les contraintes d'interférence. Ainsi, l'équation (4.2) suppose que le nombre de flux de données transmis à partir du nœud u ne dépasse pas le nombre de ses degrés de liberté (antennes disponibles). L'équation (4.3) assure que chaque récepteur doit avoir un nombre de degrés de liberté (DOF) suffisant afin

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

qu'il puisse recevoir les flux de données qui lui sont destinés et combattre les interférences de transmission au voisinage. L'équation (4.4) représente la contrainte radio qui suppose que chaque nœud peut soit émettre soit recevoir et non les deux en même temps.

4.3.2 Description de l'algorithme d'ordonnancement proposé

Dans cette section, nous présentons un algorithme d'ordonnancement pour les réseaux sans fil maillés avec liens MIMO, qu'on a dénommé SCLS (Stream-Controlled Link Scheduling) [60]. Cet algorithme tire profit de la technique de multiplexage spatial, qui est une des caractéristiques fondamentales des systèmes MIMO, et aussi de la réutilisation spatiale. Il gère aussi les interférences afin de limiter leurs effets néfastes sur les performances du réseau. L'objectif de notre algorithme d'ordonnancement est de minimiser le temps nécessaire pour satisfaire les demandes de trafic sur les liens tout en maximisant le débit du réseau. A chaque intervalle de temps, SCLS choisit l'ensemble des liens à activer simultanément et détermine le nombre d'antennes à utiliser par lien pour transmettre des flux en parallèle. Cette sélection est faite en se basant sur un ensemble de critères qui inclut les gains du canal, les demandes en trafic des différents liens et le niveau d'interférence. Il a été montré dans [61] que chaque flux transmis traverse un trajet différent et subit un évanouissement indépendant. Il possède ainsi un gain de canal différent (voir figure 4.2). Cependant, le fait de limiter le nombre de flux transmis par rapport au nombre d'antennes disponibles sur un lien peut aboutir à de meilleures performances dans le réseau. Ceci nous a amené à proposer un nouveau mécanisme de régularisation du nombre d'antennes à utiliser pour transmettre par lien. Ainsi, nous avons défini un seuil λ_{th} qui permet de sélectionner les transmetteurs parallèles à utiliser. Ce seuil a été calculé de façon à atteindre une valeur de taux d'erreurs binaires (BER) prédéfinie [62]. Le mécanisme de sélection des transmetteurs parallèles proposé favorise l'utilisation de transmetteurs ayant des valeurs de gain de canal λ_k , $k = (1, \dots, K)$ supérieures au seuil λ_{th} . Les transmetteurs parallèles restants (avec gain de canal faible) sont utilisés pour combattre les transmissions interférentes au voisinage. Il est à noter que notre algorithme utilise le mécanisme décrit ci-dessus uniquement pour les liens bottleneck, c.à.d les liens appartenant à plusieurs régions de contention. Les liens non-bottlenecks sont ordonnancés de la même façon que les liens blancs dans le protocole SCMA, où chaque lien utilise un seul transmetteur. En outre, SCLS ordonnance les liens en fonction de leurs charges en trafic. Ainsi, la priorité d'activation est donnée aux liens les plus chargés.

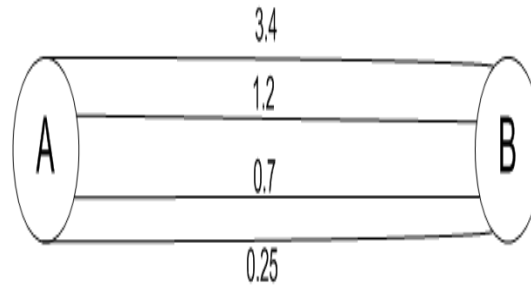


FIGURE 4.2 – Exemple des gains d'un canal 4 x 4 MIMO

Dans ce qui suit, nous présentons les différentes étapes qui constituent notre algorithme :

Etape 1 : *Génération du graphe de contention des liens*

Générer à partir du graphe de réseau G , le graphe de contention $G' = (V', E')$ qui reflète les interférences entre les différents liens du réseau. V' représente l'ensemble de liens et E' l'ensemble de liens (edges) entre chaque deux liens dans G' . L'interconnexion entre deux liens e_1 et e_2 appartenant à G' signifie que ces deux derniers s'interfèrent entre eux.

Etape 2 : *Classification des liens et identification des cliques maximales*

Soit E_1 l'ensemble des liens bottleneck et E_2 l'ensemble des liens non-bottleneck. La classification des liens se base sur le nombre de cliques maximales. Il est donc nécessaire d'identifier toutes les cliques maximales dans un graphe. Or cette procédure est connue comme étant un problème NP-Difficile. Nous avons donc utilisé la méthode décrite dans l'algorithme proposé dans [57] qui consiste à : (1) déterminer l'ordre d'élimination parfait (Perfect Elimination Ordering (PEO)) en parcourant le graphe cordal¹ dans le sens de la largeur, en utilisant le Lexicographic Breadth First Search (LexBFS). (2) appliquer le théorème de Fulkerson and Gross au PEO trouvé afin d'identifier toutes les cliques maximales. Ainsi, les liens appartenant à plus qu'une clique maximale sont placés dans E_1 . Tandis que ceux qui appartiennent à une unique clique maximale sont placés dans E_2 .

Etape 3 : Classifier les liens des deux ensembles selon l'ordre décroissant de leurs trafic.

Etape 4 : *Ordonnement des liens bottleneck*

Choisir de E_1 le lien e ayant la charge la plus élevée et qui n'a aucun lien voisin déjà ordonné.

a) Si les gains de canal de tous les transmetteurs parallèles du lien e sont supérieurs au seuil λ_{th} , ordonner e avec tous ces transmetteurs parallèles. Par la suite réduire sa

1. un graphe est dit cordal si chacun de ses cycles de quatre sommets ou plus possède une corde.

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

charge en trafic par $r_e C_e \tau$ où r_e représente le taux de transmission de e , τ la longueur de l'intervalle temps et $C_e = \max_{\alpha_k} \sum_{k=1}^K \log(1 + \lambda_k \alpha_k)$.

b) Sinon, ordonnancer le lien e et utiliser seulement J ($J < K$) transmetteurs parallèles tels que pour chaque j ($j = 1, \dots, J$), ($\lambda_j \geq \lambda_{th}$), puis choisir de E_2 le lien e' ayant la charge la plus élevée et qui peut être activé au même temps que e , e' utilisera les $(K - J)$ transmetteurs ayant les valeurs de gains de canal les plus élevés. Réduire la charge de e par $r_e C'_e \tau$ (où $C'_e = \max_{\alpha_j} \sum_{j=1}^J \log(1 + \lambda_j \alpha_j)$) et réduire celle de e' par $r'_e C_{e'} \tau$, où r'_e est le taux de transmission du lien e' et $C_{e'} = \max_{\alpha_i} \sum_{i=1}^{K-J} \log(1 + \lambda_i \alpha_i)$.

L'étape 4 est répétée jusqu'à ce qu'il ne reste aucun lien de E_1 à ordonnancer. Par la suite, choisir les liens de E_2 qui peuvent utiliser au moins un transmetteur et s'ordonnancer dans le même intervalle de temps. A ce stade, l'ordonnancement correspondant à l'intervalle de temps courant est terminé, nous passons alors à l'intervalle de temps suivant. Nous faisons d'abord un test sur la charge restante sur les liens des deux ensembles E_1 et E_2 , Si la charge de trafic du lien le moins chargé dans E_1 est inférieure à la charge de trafic du lien le moins chargé de E_2 ; l'ordonnancement commute aux liens non-bottleneck (étape 5); Sinon, le processus est répété à partir de l'étape 3.

Etape 5 : Ordonnancement des liens non-bottleneck

Choisir les liens de E_2 , classés selon l'ordre décroissant de leurs charges en trafic, qui peuvent être ordonnancés dans le même intervalle de temps en transmettant au moins un flux (en utilisant au moins un transmetteur). Ainsi, la charge de chaque lien $e' \in E_2$ est réduite de $r'_e C_{e'} \tau$.

Si les demandes en trafic de tous les liens sont servies, l'ordonnancement est donc terminé. Sinon, nous répétons le processus décrit ci-dessus (à partir de l'étape 3) au prochain intervalle de temps.

4.4 Simulations et résultats

Dans cette section, nous allons présenter et comparer les performances de l'algorithme SCLS avec celles des protocoles SCMA [57] et GreedySC [58]. Pour les paramètres de simulation, nous considérons une valeur de SNR égale à 10 dB pour tous les nœuds. Chaque nœud est équipé de K antennes alignées et uniformément espacées de type Uniform Linear Array (ULA). La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = d\lambda$ où d représente l'espace séparant deux antennes et λ la longueur d'onde. La demande en trafic d_e de chaque lien prend une valeur aléatoire dans un intervalle $[1, W]$. Le seuil de

gain de canal λ_{th} est fixé à 1, ce choix correspond à une valeur de $BER = 10^{-3}$ pour une modulation 2PSK [62].

Afin d'évaluer l'apport de notre algorithme, nous avons comparé ses performances avec celles des protocoles SCMA et GreedySC pour différentes valeurs du nombre d'antennes. Les simulations sont réalisées à l'aide du logiciel MATLAB. Les métriques de comparaison considérées sont : le nombre de temps intervalles nécessaire pour servir le trafic de tous les liens (longueur de trame : T) et le débit du réseau donné par l'expression suivante [58] : $Throughput = \sum_{e \in E} \frac{d_e}{T}$. Les résultats de simulations présentés dans cette section correspondent à deux types de topologies : aléatoire et prédéfinie. Pour la première série de simulations, nous avons considéré une topologie constituée de 40 nœuds statiques aléatoirement placés dans une zone de $1000 \times 1000 \text{ m}^2$. Chaque nœud dispose d'une portée de transmission de 200 m et d'une zone d'interférences de 400 m. Notons que les résultats de simulation présentés ci-dessous sont les résultats d'une moyenne calculée sur 20 simulations. A chaque simulation une nouvelle topologie aléatoire est générée.

La figure 4.3 illustre la variation de la longueur de trame en fonction du nombre d'antennes. Nous observons que SCLS atteint un gain de performance d'environ 60 % meilleur que SCMA et 54 % meilleur que GreedySC.

Dans la figure 4.4, nous avons tracé l'évolution du débit des trois algorithmes en fonction du nombre d'antennes. Nous constatons que SCLS permet d'avoir un gain en débit moyen de 300 % par rapport au SCMA et 245 % par rapport à GreedySC.

Les courbes des figures 4.3 et 4.4 montrent une amélioration des performances lorsque K augmente (K : le nombre d'antennes). Ainsi, plus K est important (augmente), plus le nombre de transmetteurs parallèles augmente. Ce qui permet de transmettre plus de données dans un intervalle de temps, et diminuer le temps nécessaire pour servir tous les liens du réseau. Ce gain en débit et en délai est obtenu grâce à l'utilisation par SCLS du nouveau mécanisme de sélection de transmetteurs parallèles basé sur le seuil λ_{th} , lors de l'ordonnancement des liens bottleneck. De plus, SCLS exploite des informations inter-couches relatives à la qualité des sous-canaux parallèles lors de la sélection des transmetteurs. Nous constatons que ce gain devient plus important lorsque le nombre d'antennes augmente.

Une autre série de simulations est réalisée pour des topologies prédéfinies. Le but est d'évaluer les performances de l'algorithme proposé face à des scénarios spécifiques. La première topologie simulée est présentée dans la figure 4.5, le graphe de contention qui lui correspond est donné dans la figure 4.6. D'après ce dernier, nous constatons qu'il existe

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

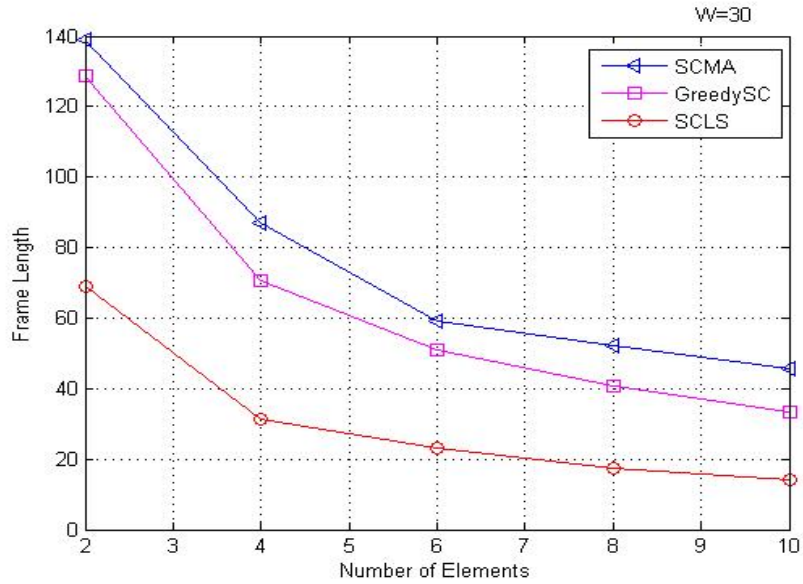


FIGURE 4.3 – Longueur de trame en fonction du nombre d’antennes pour un réseau avec topologie aléatoire

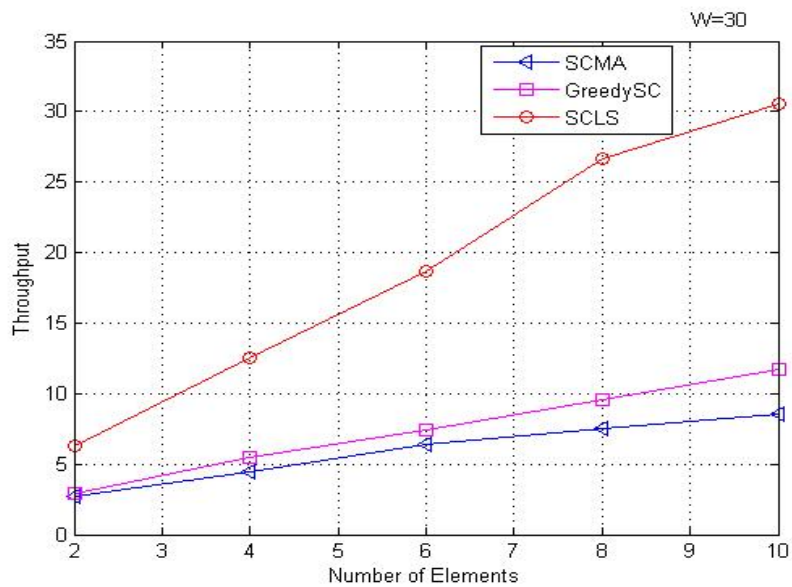


FIGURE 4.4 – Débit en fonction du nombre d’antennes pour un réseau avec topologie aléatoire

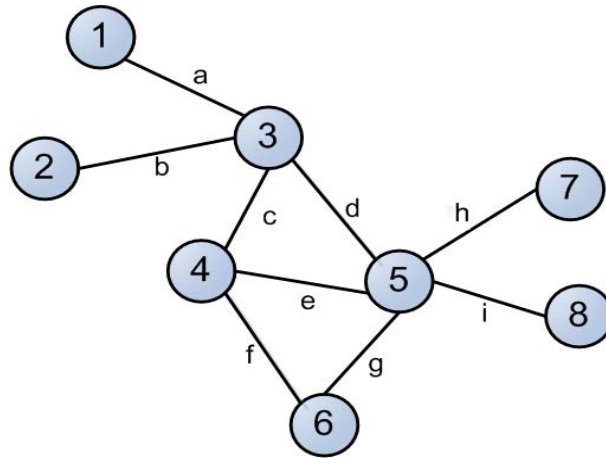


FIGURE 4.5 – Topologie du réseau du scénario 1

une seule clique maximale composée des liens $\{a, b, c, d, e, f, g, h, i\}$, nous déduisons alors que tous les liens sont non-bottleneck. Les performances de SCLS, SCMA et GreedySC en termes de la longueur de trame par rapport au nombre d’antennes sont tracées dans la figure 4.7. Bien que, selon SCMA et SCLS, chaque lien de la clique maximale transmet un seul flux de données (utilise un seul transmetteur) à chaque intervalle de temps, nous observons que la performance de SCLS est supérieure à celle de SCMA. Ceci est dû au fait que notre algorithme, différemment à SCMA, tient compte des demandes de trafic des liens lors du processus d’ordonnancement, tout en donnant la priorité aux liens les plus chargés. Cependant, les performances de GreedySC sont inférieures à celles de SCMA et SCLS. Ceci met en évidence l’importance de la notion de clique maximale qui est utilisée uniquement par SCLS et SCMA et qui a permis d’atteindre un meilleur gain.

La deuxième topologie simulée est une topologie d’un réseau en arbre, qui est souvent utilisée pour modéliser des réseaux maillés backhaul [63](voir figure 4.8). D’après le graphe de contention des liens donné dans la figure 4.9, nous constatons qu’il existe trois cliques maximales, à savoir $\{a, b, c, d, e, f\}$, $\{g, h, i, d, e, f\}$ et $\{j, k, l, d, e, f\}$. Ainsi, les liens d, e et f représentent les liens bottleneck du réseau. Notons que selon SCMA, ils ne peuvent pas utiliser le mécanisme de sélection de transmetteurs vu que chacun d’eux appartient à trois cliques maximales. Alors que selon GreedySC, ils utilisent un mécanisme de sélection de transmetteurs mais ils ne considèrent pas de seuil sur les gains du canal des différents transmetteurs. Nous avons tracé dans la figure 4.10 les performances de SCLS, SCMA et GreedySC pour deux cas de génération de trafic des liens. Dans le premier cas, la charge du trafic est uniformément distribuée pour tous les liens. Alors que pour le deuxième cas,

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

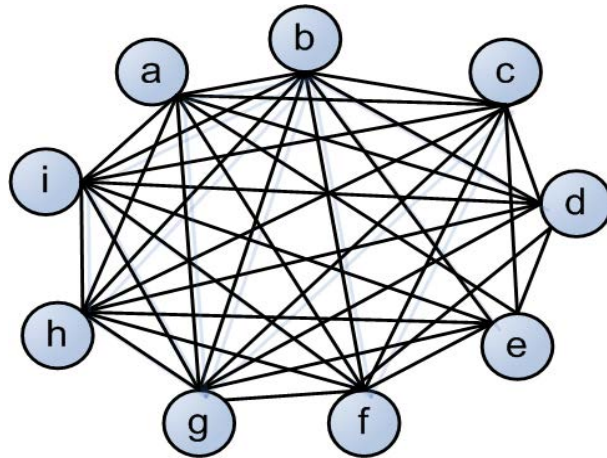


FIGURE 4.6 – Graphe de contention des liens de scénario 1

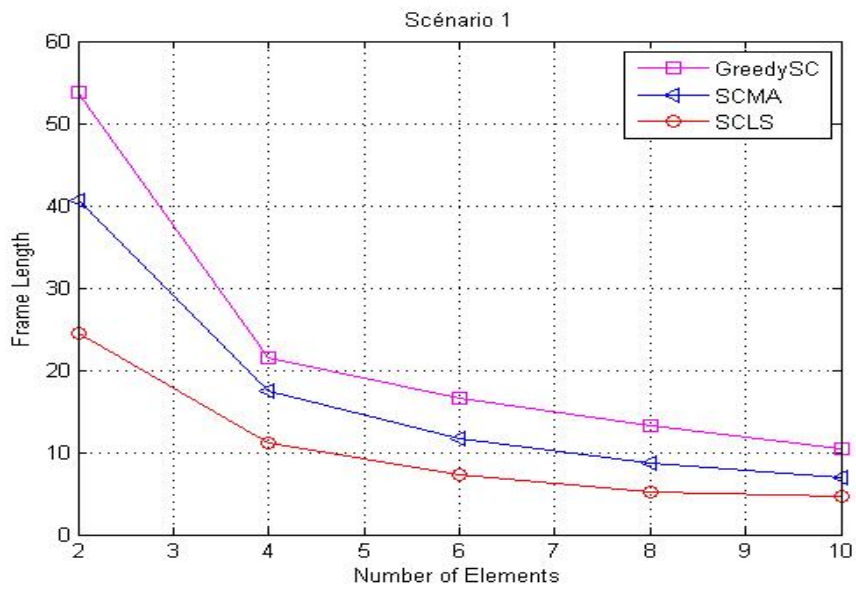


FIGURE 4.7 – Longueur de trame en fonction du nombre d'antennes pour le réseau du scénario 1

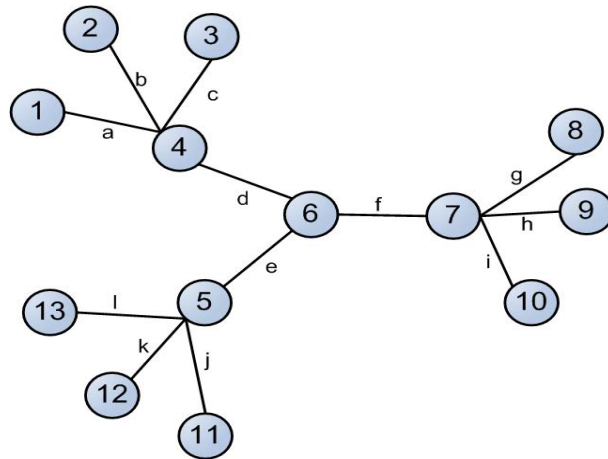


FIGURE 4.8 – Topologie du réseau du scénario 2

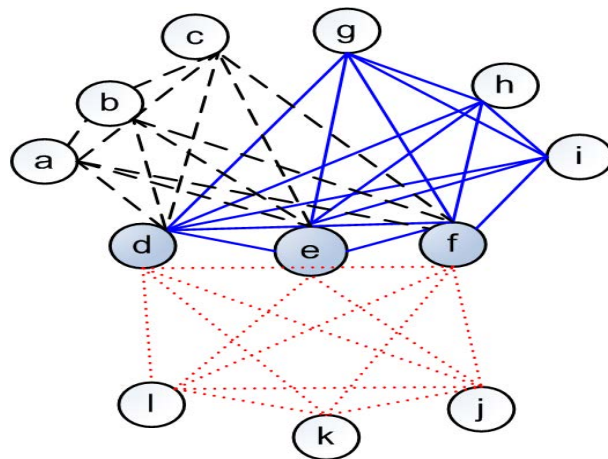


FIGURE 4.9 – Graphe de contention des liens de scénario 2

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

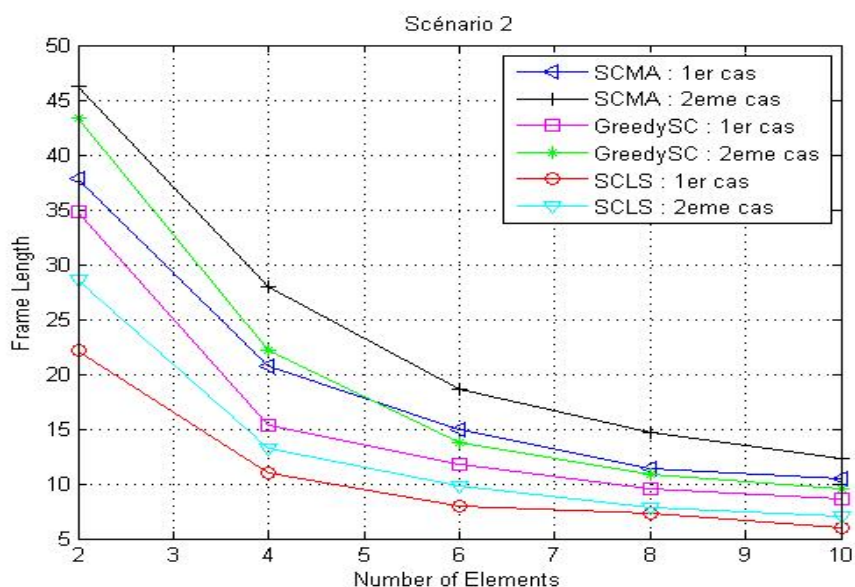


FIGURE 4.10 – Longueur de trame en fonction du nombre d’antennes pour le réseau du scénario 2

la charge sur chaque lien est calculée à l’aide d’une matrice de routage prédéterminée. Ainsi, les liens relais (d, e et f) représentent les liens les plus chargés dans le réseau. Nous observons que les performances obtenues par notre algorithme (SCLS) sont meilleures que celles obtenues par SCMA et GreedySC. Ceci est dû à l’utilisation par SCLS d’un mécanisme de sélection de transmetteurs basé sur le seuil de gain du canal pour les liens bottleneck. En outre, nous constatons que dans le deuxième cas où nous considérons une charge additionnelle sur les liens relais, SCLS permet d’avoir un gain plus significatif par rapport à SCMA et GreedySC.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu un algorithme d’ordonnancement qui tire profit des avantages offerts par les systèmes MIMO pour l’amélioration des performances des réseaux maillés sans fil. Nous avons présenté une solution d’ordonnancement basée sur la technique de multiplexage spatial, et aussi sur la réutilisation spatiale. L’algorithme proposé exploite les informations inter-couches à savoir le gain des sous-canaux parallèles et les niveaux d’interférences (au niveau de la couche PHY) et la charge de trafic de la couche LIEN. Nous avons proposé également un mécanisme de sélection des transmetteurs (sous-canaux) parallèles en favorisant ceux ayant des valeurs de gain supérieures à un seuil

de gain prédéfini. Les transmetteurs parallèles restants sont alors utilisés pour combattre les transmissions interférentes au voisinage. Nous avons montré que l'algorithme proposé (SCLS) permet d'atteindre de meilleures performances par rapport aux protocoles SCMA et GreedySC pour des réseaux maillés sans fil avec différents types de topologies.

4. SCLS : UN ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DANS LES RÉSEAUX MAILLÉS SANS-FIL MIMO

Chapitre 5

E-Capon : un nouvel algorithme d'estimation des paramètres du canal

5.1 Introduction

L'estimation des paramètres du canal de propagation joue un rôle central dans les applications de localisation et les systèmes de communication utilisant les antennes intelligentes. Associée à des algorithmes de traitement du signal, elle permet l'optimisation de la portée et de la fiabilité de la communication. Historiquement, les études menées dans les domaines militaire et maritime, se sont focalisées sur l'estimation des directions d'incidence (i.e. AOA) des signaux. La recherche des méthodes de détermination des angles d'arrivée (AOA) et/ou de départ (AOD) des sources a commencé quasiment avec la découverte des ondes électromagnétiques. L'adaptation des algorithmes d'estimation des directions d'incidence à des cas multidimensionnels d'estimation conjointe des paramètres du canal représente un problème difficile qui intéresse depuis longtemps la communauté scientifique. Dans ce chapitre, nous proposons un algorithme d'estimation des angles d'arrivée, de départ et des retards de propagation des trajets multiples dans un système MIMO [64]. L'algorithme proposé est basé sur la méthode de Capon, qui est caractérisée par sa simplicité d'utilisation et sa précision dans l'estimation des directions d'incidence des signaux. L'inconvénient de la méthode de Capon est que le nombre d'antennes utilisées doit être supérieur au nombre de sources, l'intégration de l'angle de départ et du retard de propagation, dans le processus d'estimation des angles d'arrivée, permet de palier cet inconvénient et d'estimer un nombre de signaux supérieur au nombre d'antennes.

La suite du chapitre est structurée comme suit. La deuxième section présente un état de

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

l'art des méthodes classiques d'estimation de la direction d'incidence des signaux. Dans la troisième section, nous décrivons les méthodes d'estimation conjointe des paramètres angulaires et des retards des trajets, basées sur les algorithmes à haute résolution tels que MUSIC et ESPRIT. La section 5.4 expose le modèle du système considéré et l'algorithme proposé pour l'estimation conjointe des paramètres du canal. La section 5.5 est consacrée à l'évaluation et l'étude des performances de l'algorithme proposé. Nous clôturons le chapitre par une conclusion.

5.2 Les méthodes d'estimation des direction d'arrivées

L'estimation de la direction ou encore l'angle d'arrivée est nécessaire pour une bonne utilisation des antennes intelligentes. Le procédé de la formation de faisceaux (beamforming) s'appuie également sur la détermination de ces directions. En effet, la connaissance à l'émetteur de la direction du récepteur est nécessaire pour pouvoir former des faisceaux dans la bonne direction.

Suivant le principe d'analyse et d'implémentation des données, on distingue trois principales catégories de méthodes d'estimation des angles d'arrivée des signaux :

- les méthodes spectrales
- les méthodes à sous-espaces
- les méthodes de maximum de vraisemblance

5.2.1 Les méthodes spectrales

Les méthodes spectrales sont basées sur les concepts de la formation de faisceaux. Elles n'exploitent pas les caractéristiques de la matrice de covariance. L'idée de base est d'effectuer un filtrage spatial en pondérant les signaux reçus par des coefficients judicieusement calculés. Ce traitement revient à modifier le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes. Le rôle du filtre spatial est de maximiser le signal provenant de la direction d'intérêt θ_i en dirigeant le lobe principal du réseau dans la direction choisie, tout en minimisant les signaux provenant des directions $\theta_j \neq \theta_i$. Parmi ces méthodes, nous pouvons citer la méthode de formation de faisceaux et la méthode de Capon que nous décrivons dans la suite.

5.2.1.1 La méthode de formation de faisceaux

La méthode de formation de faisceaux [65], connue sous le nom de la méthode de Bartlett, représente l'adaptation de l'analyse spectrale de Fourier appliquée à des échantillons spatio-temporels. Elle est la première approche à être utilisée dans les applications de localisation de sources basées sur l'exploitation des réseaux d'antennes. Le principe de cette méthode consiste à diriger le lobe principal du réseau sur tout le domaine de visibilité et à mesurer la puissance venant de chaque direction. L'expression du spectre de puissance est donnée par :

$$P_{BF} = \frac{a^H(\theta)Ra(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (5.1)$$

où $a(\theta)$ représente le vecteur directeur et R est la matrice de covariance du signal reçu au niveau du réseau d'antennes.

Les abscisses correspondant aux maximas du spectre de puissance représentent une estimation des directions d'incidence des signaux sur le réseau.

La méthode de formation de faisceaux ne prend pas en compte le bruit et reste peu performante dans la séparation des sources rapprochées. En effet, sa résolution spatiale est limitée par la largeur de son lobe principal (limite de Rayleigh) ou encore par le rapport entre la longueur d'onde et la longueur du réseau. La limite de Rayleigh [66] pour la résolution spécifie le fait que, pour être résolus, deux sources doivent être séparées d'une distance angulaire d'au moins $\frac{2\pi}{M}$ (M est le nombre d'antennes en réception). Cette valeur représente la largeur du lobe principal du réseau.

La méthode de Capon, que nous décrivons dans la suite, cherche à améliorer les performances de la méthode de formation de faisceaux en apportant une meilleure résolution spectrale.

5.2.1.2 La méthode de Capon

Introduite dans [67], la méthode de Capon, est une première approche de haute résolution spectrale. Elle est également connue sous le nom de la méthode de la réponse sans distorsion à variance minimale (MVDR : Minimum Variance Distorsionless Response). L'estimateur MVDR représente la vraisemblance maximale d'estimation de la direction d'une source ponctuelle en supposant que toutes les autres sources représentent des interférences. La contrainte imposée au filtre spatial de Capon étant de minimiser

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

la puissance de sortie en utilisant directement la matrice de covariance exprimée comme paramètre de minimisation.

L'hypothèse de base de cette méthode est que la matrice de covariance est inversible. Le spectre spatial de la méthode Capon est donné par :

$$P_{CAP} = \frac{1}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \quad (5.2)$$

Les valeurs de θ correspondant aux minimas de cette fonction donnent une estimation des directions des sources. La résolution de cette méthode est supérieure à celle de la méthode de formation de faisceaux [68].

Il est à noter que la simplicité des méthodes spectrales repose sur le fait que les équations (5.1) et (5.2) n'utilisent que la matrice de covariance « brute » sans hypothèses sur les caractéristiques du bruit ni sur les propriétés intrinsèques de cette matrice.

5.2.2 Les méthodes à haute résolution

Contrairement aux méthodes spectrales, les méthodes à haute résolution, appelées aussi méthodes à sous-espaces, exploitent la structure de la matrice de covariance. Dans la suite, nous présentons les deux algorithmes de référence, MUSIC et ESPRIT, de cette catégorie de méthodes.

5.2.2.1 La méthode MUSIC

MUSIC (Multiple Signal Classification) [37] est basée sur la décomposition de la matrice de covariance en éléments propres afin d'identifier les sous espaces signal et bruit. Le principe de MUSIC consiste à diagonaliser la matrice de covariance des données, identifier l'espace signal et l'espace bruit et enfin trouver un projecteur sur l'espace bruit. La détermination des angles d'arrivée consiste à appliquer ce projecteur sur les vecteurs directionnels des sources, ce qui donne une fonction discriminatrice F_D (éq 1.3) dont les zéros représentent les angles d'arrivée :

$$F_D = a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta) \quad (5.3)$$

Le spectre spatial de MUSIC est donné par :

$$P_M = \frac{1}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \quad (5.4)$$

5.2 Les méthodes d'estimation des direction d'arrivées

Les maxima de cette fonction spectrale donnent les estimations des directions d'incidence. E_N représente la matrice contenant les vecteurs propres de l'espace bruit.

L'algorithme MUSIC offre une précision d'estimation assez fine. Cependant, il présente encore un aspect non résolu qui coserne les sources corrélées qu'on retrouve pratiquement dans les canaux à étudier. En outre, MUSIC nécessite une bonne calibration du réseau d'antennes afin de connaître la structure des vecteurs directeurs pour tout angle d'incidence possible.

5.2.2.2 La méthode ESPRIT

ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) a été proposée par Roy [69] pour l'estimation des directions d'incidence des sources multiples au niveau d'un réseau d'antennes. L'algorithme exploite le même modèle du signal considéré par l'algorithme MUSIC, mais il a l'avantage de réduire la puissance de calcul et la mémoire nécessaire pour le stockage des données. MUSIC et ESPRIT utilisent la même démarche pour réaliser la séparation des vecteurs propres en deux sous-espaces : l'espace signal et l'espace bruit. Cependant, ESPRIT exploite uniquement l'espace signal. Il utilise la propriété d'invariance par translation de certaines géométries d'antennes. Généralement, pour ce type de méthodes, on considère des antennes linéaires où les capteurs sont uniformément répartis. En effet, celles-ci se décomposent en deux sous-ensembles d'antennes identiques translatées les unes par rapport aux autres. La sortie de l'un des sous-ensembles d'antennes est égale à celle de l'autre à un délai près. Ce dernier se traduit par un gain complexe unitaire dont la phase est fonction de la translation et des AOA de la source.

Comparée à MUSIC, la méthode ESPRIT réduit le coût de calcul (estimation des AOA sans recours à une recherche exhaustive, parfois multidimensionnelle) et ne nécessite aucune calibration du réseau d'antenne. Cependant, l'inconvénient majeur d'ESPRIT est lié à la restriction de la géométrie des réseaux d'antennes et à la difficulté de réaliser des capteurs avec des caractéristiques très proches.

5.2.3 Le maximum de vraisemblance

L'approche de maximum de vraisemblance est considérée comme étant l'approche la plus optimale. En effet, elle surpasse les techniques à haute résolution dans le cas d'un environnement caractérisé par des signaux corrélés et un faible SNR. Pour les techniques à maximum de vraisemblance, les AOAs sont estimées de telle façon que les échantillons

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

des signaux reçus soient adaptés aux signaux connus [70]. Cependant, la fonction de maximisation du log-vraisemblance est un problème d'optimisation non linéaire qui nécessite une recherche multi dimensionnelle. Cette complexité numérique constitue l'inconvénient majeur de cette approche.

5.2.3.1 La méthode SAGE

SAGE (Space Alternating Generalized maximisation Expectation) [73] est une méthode itérative d'estimation des paramètres, basée sur l'exploitation de la vraisemblance maximale. L'estimation des angles d'arrivée associés aux amplitudes de D sources procède en deux étapes : une première étape d'initialisation des ensembles des directions et d'amplitudes des sources à estimer qu'on note respectivement par θ et s , (où $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D]^T$). L'initialisation est faite soit par la fixation à priori des vecteurs θ et s à zéro, soit par une estimation à l'aide de l'algorithme de beamforming. La deuxième étape est récursive. À la première itération, si dans l'étape d'initialisation, $\theta = 0_D$ et $s = 0_D$, où 0_D est un vecteur nul contenant D éléments, alors $Y_1 = X$. X représente la matrice d'observation définie par :

$$X = \sum_{d=1}^D Y_d \quad (5.5)$$

avec Y_d représentant le vecteur du signal liée à la source d , elle est donnée par :

$$Y_d = a(\theta_d)s_d + n_d \quad (5.6)$$

L'algorithme de beamforming est appliqué à Y_1 et on extrait du spectre spatial $P(\theta)$ (équation (5.1)), l'angle $\hat{\theta}_1$ pour lequel l'amplitude est maximale. $\hat{\theta}$ et \hat{s} deviennent respectivement $\theta = [\hat{\theta}_1 0 \dots 0]^T$ et $s = [\hat{s}_1 0 \dots 0]^T$. À l'itération suivante, le signal estimé est soustrait de la matrice d'observation X . L'algorithme de beamforming est appliqué à Y_2 défini par : $Y_2 = X - \hat{A}\hat{S} + a_2s_2 = X - \hat{A}\hat{S}$, \hat{s}_2 a été initialisé à une valeur nulle, permettant ainsi de déduire $\hat{\theta}_2$ et \hat{s}_2 et d'avoir un processus récursif. Un test de convergence sur les paramètres estimés entre l'itération en cours et celle qui la précède permet de contrôler le nombre d'itérations.

5.3 Les méthodes d'estimation conjointe des paramètres du canal

L'estimation des angles d'arrivée en bande étroite, utilisant les méthodes spectrales (Bartlett, Capon) et les méthodes à haute résolution (MUSIC, ESPRIT), est limitée par le nombre de sources détectées. En effet avec un réseau linéaire de M antennes, nous pouvons estimer un nombre maximal de $(M - 1)$ signaux non corrélés ou $2M/3$ signaux corrélés. Avec un nombre limité d'antennes, il est donc très difficile d'estimer plusieurs trajets multiples, très fréquents dans l'environnement indoor. Dans la suite, nous allons montrer que l'estimation conjointe angles-retard basée sur ces algorithmes classiques surmonte ce problème.

Les différents obstacles qui constituent le milieu de propagation permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs voies ou chemins avant d'atteindre l'antenne de réception. Lorsque les antennes sont en visibilité, elles sont reliées par le trajet direct. À celui-ci s'associe en général une myriade de trajets réfléchis, réfractés, diffractés ou encore diffusés par les différents obstacles. Chaque trajet suit alors un chemin différent avant d'atteindre le récepteur avec un retard, un angle d'arrivée, une amplitude et une phase propre. Le signal perçu par le récepteur est le résultat de la recombinaison de ces trajets multiples. Cette recombinaison peut être destructive ou constructive en fonction des différentes rotations de phase de chaque trajet. Bien que la propagation par trajets multiples soit responsable de perturbations importantes, elle devient primordiale pour les communications radiomobiles à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments.

Dans les dernières décennies, les méthodes d'estimation des angles d'arrivée ont été généralisées pour une estimation conjointe dans les domaines spatial et temporel. Ces techniques d'estimation conjointe angles-retard sont capables d'estimer un nombre de trajets multiples supérieur au nombre d'antennes. En réalisant des mesures avec des réseaux d'antennes dans une configuration SIMO ou MIMO, dans des cas de bande étroite ou large bande, on peut aboutir à des schémas qui permettent l'estimation conjointe des AOA, AOD et retard de propagation.

De nombreuses techniques d'estimation conjointe des paramètres du canal MIMO ont été présentées dans la littérature. Ces techniques sont pour la plupart basées sur les algorithmes à haute résolution tels que MUSIC et ESPRIT [71][72].

Une extension de l'algorithme MUSIC au cas multidimensionnel (3D) d'estimation conjointe des paramètres du canal MIMO est décrite dans [72]. Le système MIMO considéré

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

déploie N antennes en émission et M en réception. L signaux sont supposés incidents sur le réseau d'antennes en réception, chaque trajet est caractérisé par un angle d'arrivée θ , un angle de départ ϕ et un retard de propagation τ . La matrice réponse spatio-temporelle aux L trajets est donnée par :

$$W(\theta, \phi, \tau) = G(\tau) \diamond A(\theta) \diamond A(\phi) \quad (5.7)$$

Les vecteurs propres du bruit Λ_n sont perpendiculaires à la matrice réponse spatio-temporelle $W(\theta, \phi, \tau)$ ou alors au sous-espace signal représenté par Λ_s . La condition d'orthogonalité est exprimée par :

$$\Lambda_n^H W(\theta, \phi, \tau) = 0 \quad (5.8)$$

L'idée de l'algorithme est de trouver les L vecteurs $W(\theta, \phi, \tau)$ les plus orthogonales à Λ_n .

Selon MUSIC, l'estimation conjointe des paramètres du canal revient à rechercher les minimas de la fonction suivante :

$$F(\theta, \phi, \tau) = W^H(\theta, \phi, \tau) [I - \hat{\Lambda}_s \hat{\Lambda}_s^H] W(\theta, \phi, \tau) \quad (5.9)$$

où $\hat{\Lambda}_s$ représente les vecteurs propres du sous-espace signal correspondant aux L plus grandes valeurs propres.

Dans [71], les auteurs présentent une généralisation de l'algorithme ESPRIT au cas bidimensionnel pour l'estimation conjointe des retards et angles d'arrivée des signaux sur un réseau de M antennes. Les trajets incidents au niveau du récepteur sont caractérisés par les paramètres θ_d , τ_d et s_d qui représentent respectivement l'angle d'arrivée, le retard de propagation et l'amplitude complexe. L'algorithme utilise les propriétés d'invariance de translation intrinsèques au modèle du signal reçu pour l'estimation des couples $\{(\theta_d, \tau_d)\}$. Le signal mesuré par chaque élément du réseau à l'instant k est donné par :

$$x(k) = As(k) + n(k) \quad (5.10)$$

A représente la matrice des vecteurs directeurs, elle peut être décomposée en une composante spatiale A_θ et une composante fréquentielle A_τ comme suit :

$$A = A_\theta \diamond A_\tau = \begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\theta \Phi \\ \vdots \\ A_\theta \Phi^{F-1} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

5.3 Les méthodes d'estimation conjointe des paramètres du canal

La matrice des vecteurs dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} 1 & \vdots & 1 \\ \phi_1 & & \phi_D \\ \vdots & & \vdots \\ \phi_1^{F-1} & & \phi_D^{F-1} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

avec $\phi_i = e^{-j\frac{2\pi}{L}\tau_i}$ et $\Phi = \text{diag}[\phi_1 \cdots \phi_D]$

La matrice des vecteurs directeurs dans le domaine spatial est donnée par :

$$\mathbf{A}_\theta = \begin{bmatrix} 1 & \vdots & 1 \\ \psi_1 & & \psi_D \\ \vdots & & \vdots \\ \psi_1^{M-1} & \vdots & \psi_D^{M-1} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

avec $\psi_i = e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_i)}$ et $\Theta = \text{diag}[\psi_1 \cdots \psi_D]$

L'estimation des matrices Φ et Θ est basée sur l'exploitation des propriétés d'invariance de translation intrinsèque à la matrice A . Des matrices de sélection nécessaires pour l'estimation de Θ et Φ sont définies afin de former des sous-réseaux de tailles $(M - 1)$ et $(F - 1)$ dans les deux dimensions. Ainsi, on obtient les matrices suivantes :

$$\begin{aligned} X_\theta &= J_{x\theta}X & X_\tau &= J_{x\tau}X \\ Y_\theta &= J_{y\theta}Y & Y_\tau &= J_{y\tau}Y \end{aligned} \quad (5.14)$$

où

$$\begin{aligned} J_{x\theta} &= I_F \otimes [I_{M-1} \mathbf{0}_1] & J_{x\tau} &= [I_{F-1} \mathbf{0}_1] \otimes I_M \\ J_{y\theta} &= I_F \otimes [\mathbf{0}_1 I_{M-1}] & J_{y\tau} &= [\mathbf{0}_1 I_{F-1}] \otimes I_M \end{aligned} \quad (5.15)$$

Ces relations peuvent également être exprimées pour les matrices des vecteurs directeurs comme suit :

$$\begin{aligned} A_{x\theta} &= J_{x\theta}A & A_{y\theta} &= A_{x\theta}\Theta \\ A_{x\tau} &= J_{x\tau}A & A_{y\tau} &= A_{x\tau}\Phi \end{aligned} \quad (5.16)$$

La décomposition des produits $X_\theta^\pm Y_\theta (X_\theta^\pm Y_\theta = T_{-1}\Theta T)$ et $X_\tau^\pm Y_\tau (X_\tau^\pm Y_\tau = T_{-1}\Phi T)$ en

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

valeurs et vecteurs propres permet d'estimer les paramètres θ et τ . Ces produits possèdent les mêmes valeurs propres, propriété qui conduit à un couplage parfait des paramètres θ_d et τ_d respectivement.

L'extension de l'algorithme SAGE [73] au cas multidimensionnel est basée sur la maximisation de la fonction coût dans l'intervalle de variation de chaque paramètre à estimer. Comme dans le cas de l'estimation d'un seul paramètre, l'algorithme commence par l'initialisation de chaque paramètre à estimer. Pour une itération donnée, la matrice d'observation étendue est créée en gardant un signal à la fois, le reste est considéré comme des interférences qui sont soustraites de la matrice d'observation initiale. Pour cette nouvelle matrice, chaque paramètre varie dans son domaine de visibilité, les paramètres restants prennent les valeurs initiales ou les valeurs de l'itération précédente.

La fonction de coût Beamforming est calculée et la valeur du paramètre correspondant au maximum de cette fonction est attribuée comme nouvelle valeur pour le paramètre correspondant. Une fois que tous les paramètres d'un signal sont estimés, l'amplitude correspondante est alors calculée. A la fin de chaque itération, la différence, entre les valeurs des paramètres de l'itération courante et l'itération précédente est calculée puis comparée à un seuil pour décider si le procédé a convergé pour le paramètre respectif. Le procédé est arrêté lorsque les valeurs de tous les paramètres convergent.

Discussion

Les méthodes d'estimation des paramètres du canal, basées sur les algorithmes à haute résolution, présentent des complexités et des inconvénients. En effet, l'algorithme MUSIC nécessite une décomposition de la matrice de covariance en sous-espaces (signal et bruit) en plus de la recherche des maximums dans un espace multidimensionnel. ESPRIT pose une restriction sur la géométrie des réseaux d'antennes utilisées et se base sur la résolution d'un problème d'optimisation non linéaire. Ces opérations de calcul sont assez complexes et rendent ces méthodes coûteuses en termes de temps et de consommation d'énergie. Ce qui ne favorise pas leur adaptation aux changements dynamiques de topologies des réseaux ad hoc qui demandent une estimation rapide et robuste des localisations des nœuds. De plus, la méthode SAGE basée sur la maximisation de l'espérance, présente une convergence très lente, notamment dans le cas des signaux pour lesquels les paramètres sont très proches, cas largement rencontré dans les environnements indoor où les signaux arrivent par groupe ou encore sous forme de clusters. Cependant, les méthodes spectrales sont basées sur le

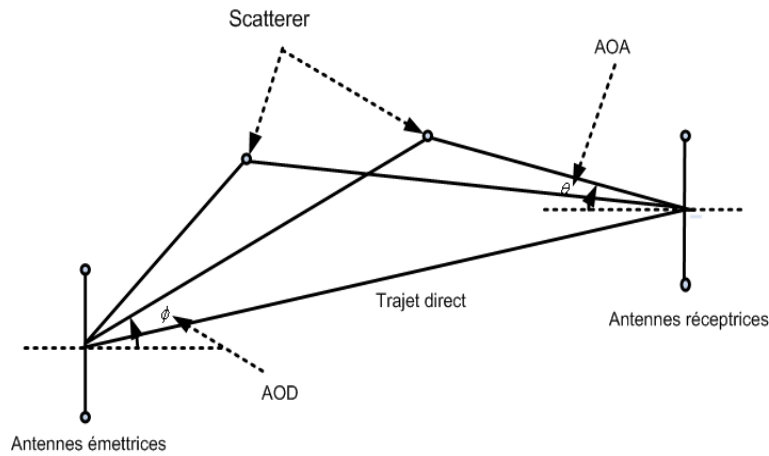


FIGURE 5.1 – Modèle du canal MIMO

calcul d'une fonction du paramètre d'intérêt et une recherche spectrale associée. Elles permettent de réduire la complexité du traitement et offrent une alternative efficace pour l'estimation des paramètres. Néanmoins, un inconvénient majeur de ces méthodes est lié à la dégradation de leurs performances dans le cas des signaux rapprochés. Dans la suite, nous proposons un algorithme d'estimation conjointe des paramètres du canal basé sur la méthode de Capon. Nous montrons qu'avec l'intégration des informations sur la direction de départ et le retard de propagation dans le processus d'estimation des angles d'arrivée, les performances des méthodes spectrales peuvent être améliorées et le nombre de signaux à estimer peut également dépasser le nombre d'antennes.

5.4 L'algorithme E-Capon

5.4.1 Le modèle du système considéré

Dans cette section, nous allons présenter le modèle du système que nous avons utilisé pour l'estimation des paramètres du canal. Considérons le modèle du canal MIMO représenté par la figure 5.1. Le système déploie M antennes émettrices et N antennes réceptrices. L signaux multi-trajets sont supposés incidents sur un réseau linéaire composé de N capteurs. Chaque trajet est caractérisé par θ_l , ϕ_l , τ_l et β_l qui représentent respectivement l'angle d'arrivée (AOA), l'angle de départ (AOD), le retard de propagation (DOA) et l'amplitude complexe du trajet.

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

5.4.1.1 Estimation du canal

Le vecteur signal reçu en bande de base est donné par :

$$x(t) = h(t) * s(t) + n(t) \quad (5.17)$$

où $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal, $s(t)$ étant le vecteur du signal transmis et $n(t)$ représente le vecteur de bruit. Pour une séquence numérique transmise s_i à travers le canal, $s(t)$ s'écrit :

$$s(t) = \sum_i s_i g(t - iT) \quad (5.18)$$

$g(t)$ (pulse shaping function) est la fonction utilisée pour moduler la séquence de données $\{s_i\}$ transmise dans le canal. T représente la durée symbole.

La réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h(t) = \sum_{l=1}^L a_R(\theta_l) \beta_l (g(t - \tau_l) \otimes a_T^H(\phi_l)) \quad (5.19)$$

où \otimes dénote le produit de Kronecker. Le vecteur $a_R(\theta_l)$ représente la réponse spatiale du réseau au $l^{\text{ème}}$ trajet arrivant de la direction θ_l . $a_T(\phi_l)$ est le vecteur associé au réseau en émission (array manifold vector) pour un signal émis de la direction ϕ_l . $g(t)$ et β_l représentent respectivement la forme de la modulation utilisée et le gain complexe du trajet l . Nous supposons que la fonction $g(t)$ est non nulle pour tout $t \in [0, L_g T]$.

Afin de pouvoir estimer les paramètres intervenant dans ce modèle, nous devons disposer d'un ensemble d'échantillons dans le domaine représentatif de chaque paramètre. Nous collectons des échantillons de données durant Ns périodes symbole. Le signal reçu $x(t)$ est échantillonné à un taux de P fois la période symbole T , cela veut dire qu'à chaque période symbole, on prend P échantillons de $x(t)$.

Ainsi, on peut écrire :

$$X = HS + N \quad (5.20)$$

avec X représentant la matrice d'observations à l'instant d'échantillonnage k . H est la

matrice du canal. Enfin, S représente la matrice des séquences de données transmises.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(0) & x(T) & \dots & x((Ns-1)T) \\ x(\frac{T}{P}) & x((1+\frac{T}{P})T) & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x((1-\frac{1}{P})T) & x((2-\frac{1}{P})T) & \dots & x((Ns-\frac{1}{P})T) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0) & h(T) & \dots & h((L_g-1)T) \\ h(\frac{T}{P}) & h((1+\frac{T}{P})T) & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x((1-\frac{1}{P})T) & x((2-\frac{1}{P})T) & \dots & x((L_g-\frac{1}{P})T) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & \dots & s_{N-1} \\ s_{-1} & s_0 & s_1 & \ddots \\ \ddots & \ddots & & \ddots \\ s_{-L_g+1} & s_{-L_g+2} & \dots & s_{N-L_g} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Il est à noter que la réponse impulsionnelle du canal MIMO peut être estimée en utilisant des séquences d'apprentissage ou bien des techniques d'estimations aveugles du canal.

5.4.1.2 Estimation des paramètres

Notre objectif est de déterminer les paramètres du canal θ , ϕ et τ à partir de la matrice du canal H . Nous commençons par empiler les colonnes de H en utilisant l'opérateur vec , nous obtenons alors le vecteur h suivant :

$$h = vec(H) = (A(\theta) \diamond B(\phi) \diamond G(\tau))b = U(\theta, \phi, \tau)b \quad (5.24)$$

L'opérateur \diamond dénote le produit Khatri-Rao. $A(\theta)$ est une matrice de taille $M \times L$ dont les colonnes contiennent les vecteurs réponse spatiale du réseau $a_R(\theta_l)$, avec $l \in \{1, \dots, L\}$. $B(\phi)$ est une matrice de taille $N \times L$ contenant les vecteurs associés au réseau en émission $a_T(\phi_l)$ (array manifold vector). $b = [\beta_1 \dots \beta_L]^T$ contient les amplitudes complexes des trajets multiples. Enfin, $G(\tau)$ est une matrice de taille $L_g P \times L$ dont les colonnes correspondent aux échantillons du signal modulé retardé par τ_l . Cette matrice est exprimée comme suit :

$$G(\tau) = \left[g(\tau_1)^T \dots g(\tau_L)^T \right]^T$$

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

avec $g(\tau_l) = [g(-\tau_l)g(\frac{T}{P} - \tau_l) \dots g(T(L_g - \frac{1}{P}) - \tau_l)]$

La matrice des vecteurs directeurs, de taille $MNL_gP \times L$ éléments, s'écrit :

$$U(\theta, \phi, \tau) = [u(\theta_1, \phi_1, \tau_1) \dots u(\theta_L, \phi_L, \tau_L)] \quad (5.25)$$

où $u(\theta_l, \phi_l, \tau_l)$ est le vecteur correspondant au signal d'indice l d'angle d'arrivée θ_l , d'angle de départ ϕ_l et de retard τ_l . Il est donné par :

$$u(\theta_l, \phi_l, \tau_l) = a_R(\theta_l) \otimes a_T(\phi_l) \otimes g(\tau_l) \quad (5.26)$$

Nous pouvons exploiter la stationnarité des AOA, des AOD et des retards d'arrivée (DOA) en utilisant un nombre successif Q de temps intervalles afin d'évaluer les paramètres du canal dont l'estimation s'écrit :

$$\begin{aligned} y_q &= h_q + n_q \\ &= U(\theta, \phi, \tau)b_q + n_q, q = 1, \dots, Q \end{aligned} \quad (5.27)$$

La matrice de covariance du signal reçu est donnée par :

$$\begin{aligned} R &= E \{ y_q y_q^H \} \\ &= UR_b U^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5.28)$$

où $R_b = E \{ b_q b_q^H \}$ et $\sigma^2 I = E \{ n_q n_q^H \}$. n_q représente le vecteur de bruit blanc gaussien.

5.4.2 Description de E-Capon

La méthode de Capon est caractérisée par sa simplicité d'utilisation et la précision de son estimation. Elle ne nécessite pas d'opérations de calcul complexe qu'on rencontre généralement dans les méthodes à haute résolution [36][37]. L'idée de notre algorithme [64] est de généraliser la méthode de Capon au cas multi dimensionnel d'estimation conjointe des retards, des angles d'arrivée et des angles de départ des signaux multi-trajets dans un système MIMO.

Le calcul de la pondération appliquée aux éléments du réseau d'antennes revient à résoudre :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (5.29)$$

sous la contrainte :

$$\mathbf{w}^H \times \mathbf{u}(\theta, \phi, \tau) = 1 \quad (5.30)$$

La solution optimale de ce problème conduit à l'expression du filtre spatial suivante :

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(\theta, \phi, \tau)}{\mathbf{u}^H(\theta, \phi, \tau) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta, \phi, \tau)} \quad (5.31)$$

L'estimation des paramètres du canal consiste à rechercher les pics du nouveau spectre donné par :

$$P_{E-CAP} = \frac{1}{\mathbf{u}^H(\theta, \phi, \tau) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(\theta, \phi, \tau)} \quad (5.32)$$

En pratique, la matrice de covariance du signal reçu R n'est pas connue parfaitement, elle est estimée à partir d'un nombre fini Q de snapshots. Le spectre ainsi obtenu représente une moyenne sur l'ensemble des Q spectres correspondant aux observations réalisées.

5.5 Simulations et résultats

Dans cette section, nous évaluons les performances de l'algorithme E-Capon dans le cas d'un système MIMO. Nous considérons un seul utilisateur et quatre trajets multiples. L'émetteur et le récepteur utilisent respectivement trois et deux antennes de type ULA (Uniform Linear Array). L'espacement entre ces différentes antennes est égal à une demi-longueur d'onde.

Nous simulons quatre trajets dont les AOA, les AOD et les retards de propagation (DOA) sont respectivement $[-74^\circ, -42^\circ, 14^\circ, 38^\circ]$, $[14^\circ, -66^\circ, 30^\circ, -18^\circ]$ et $[0.2, 1.2, 0.8, 1.6]$ secondes. Le canal est estimé à chaque time slot à l'aide d'une séquence d'apprentissage de 27 bits (via least square). La séquence binaire est modulée par "a raised cosine pulse" ayant un "excess bandwidth" de 0.35 et supposée égale à zéro en dehors de l'intervalle $[-3, 3]$. Le taux d'échantillonnage est égal au double du taux symbole. Les données sont collectées durant 20 intervalles de temps et sont interceptées par un bruit dont la variance inverse $\frac{1}{\sigma}$ est $10dB$.

La figure 5.2 illustre le spectre de E-Capon obtenu pour l'estimation conjointe des angles d'arrivée et des retards de propagation des trajets d'un seul utilisateur. Nous distinguons quatre trajets multiples à puissances égales pour un SNR égal à $10dB$ avec des AOA de $-74^\circ, -42^\circ, 14^\circ, 38^\circ$ et des retards de 0.2 s, 1.2 s, 0.8 s, 1.6 s. Les résultats présentés dans la figure 5.2 sont obtenus avec une complexité calculatoire inférieure à celles des

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

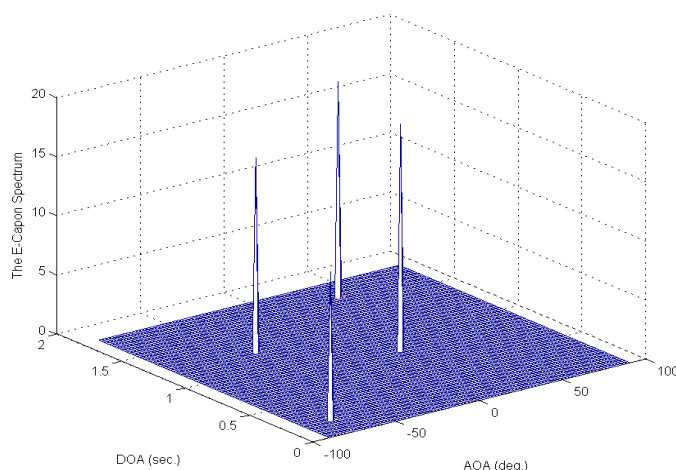


FIGURE 5.2 – Spectre E-Capon pour l'estimation des AOA et des retards de propagations (DOA) de 4 trajets multiples

méthodes d'estimation 3D basées sur les algorithmes MUSIC et ESPRIT. En effet, notre méthode (extension de Capon au cas 3D dans l'estimation des retards et des paramètres angulaires) ne nécessite pas d'opérations de calcul complexe, (estimation des sous-espaces, décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations), ce qui permet une réduction de $O((NMPL_g)^3)$ opérations et conduit donc à des estimations plus rapides. L'avantage principal de notre algorithme par rapport à la méthode de Capon conventionnelle (utilisée pour estimer uniquement les AOA) est la possibilité d'estimer un nombre de trajets multiples supérieur au nombre d'antennes déployés à l'émetteur et au récepteur.

La figure 5.3 montre les résultats d'estimation des angles de départ et d'arrivée de quatre trajets multiples issus de l'émetteur à 14, -66, 30, -18 degrés et arrivant (incidents) au récepteur à -74, -42, 14, 38 degrés.

Pour un scénario avec 3 éléments en émission et 2 en réception, la figure 5.4 montre que notre algorithme peut estimer un nombre de trajets multiples qui dépasse le nombre d'antennes. Ceci est rendu possible grâce à l'estimation conjointe des paramètres angulaires et des retards de propagation. En outre, on peut distinguer les paramètres des trajets multiples même dans le cas où les signaux sont proches les uns par rapport aux autres.

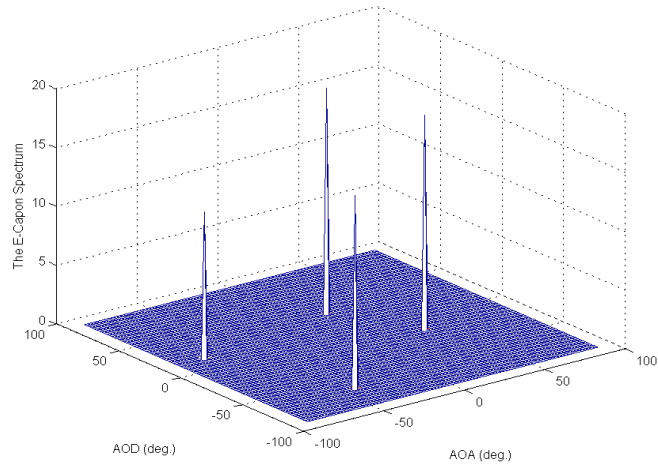


FIGURE 5.3 – Spectre E-Capon pour l'estimation des AOA et AOD de 4 trajets multiples

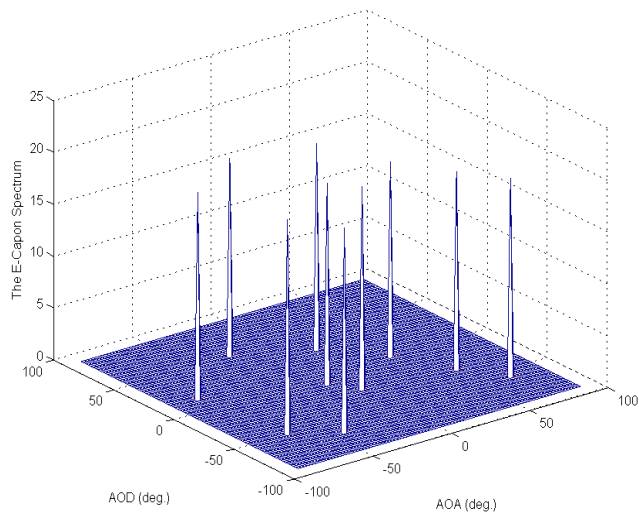


FIGURE 5.4 – Estimation conjointe des AOA et AOD de 10 trajets multiples

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

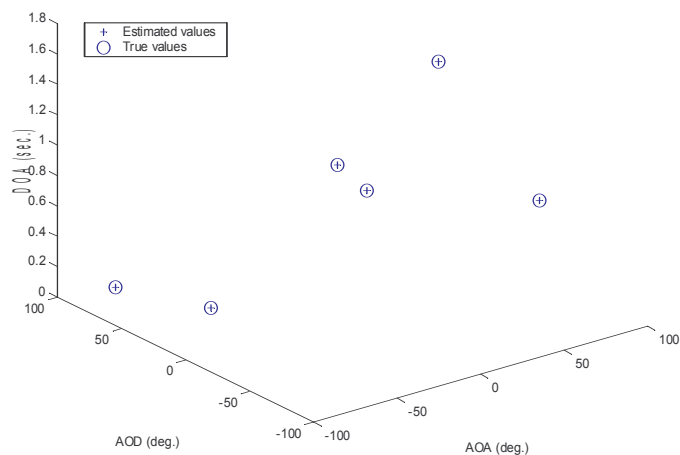


FIGURE 5.5 – Comparaison entre les de résultats de simulations et les valeurs réelles des AOA et AOD de 6 trajets

La figure 5.5 illustre une comparaison entre les résultats de simulation obtenus et les valeurs réelles des AOA et AOD de six trajets multiples. Nous observons que les paramètres estimés sont très proches des valeurs réelles. Ceci confirme la bonne précision et l'efficacité de la méthode proposée, bénéficiant de la capacité de suppression des interférences qui est une caractéristique fondamentale des méthodes spectrales (Bartlett, Capon). La méthode d'estimation proposée atteint le même niveau de précision de la méthode d'estimation conjointe des paramètres du canal basée sur l'algorithme MUSIC [72]. Par conséquent, l'extension de MUSIC et Capon prouvent que l'estimation conjointe des directions angulaires et des retards de propagation conduit à une précision plus importante.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un algorithme basé sur la méthode de Capon pour l'estimation conjointe des paramètres du canal. Comparé aux méthodes à haute résolution, l'algorithme proposé est caractérisé par sa simplicité calculatoire comparativement aux méthodes à haute résolution. Procédant en deux étapes, il commence par

collecter des estimations du vecteur spatio-temporel durant un nombre d'intervalles de temps, en exploitant la propriété de stationarité des AOA, AOD et du retard de (DOA), durant ces intervalles. Par la suite, il détermine les paramètres du canal à partir des pics du spectre spatial. Il ne nécessite pas d'opérations de calcul complexe tels que l'estimation des sous-espaces signal et bruit, la décomposition de la matrice de covariance des observations en éléments propres et le calcul itératif.

Les résultats de simulation ont montré que l'intégration des informations sur la AOD, et le retard de propagation dans la méthode de Capon (initialement destiné à l'estimation des angles d'incidence) a graduellement amélioré la précision dans l'estimation des paramètres. En outre, contrairement aux méthodes spectrales initiales telles que Bartlett et Capon, l'algorithme E-Capon est capable d'estimer un nombre de trajets multiples qui dépasse le nombre d'antennes utilisées.

5. E-CAPON : UN NOUVEL ALGORITHME D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU CANAL

Chapitre 6

Conclusions et perspectives

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'exploitation des systèmes d'antennes intelligentes pour l'amélioration des performances des réseaux sans fil. En particulier, nous nous sommes focalisés sur deux axes de recherche : la formation de faisceaux et le multiplexage spatial.

Notre première contribution consiste en la proposition d'un schéma de formation dynamique de faisceaux en cas de mobilité des nœuds. Notre proposition est basée sur la technique de beamforming LCMV à laquelle nous avons introduit un mécanisme permettant de déterminer la largeur des faisceaux en fonction de l'incertitude sur la localisation des nœuds. En effet, dans le cas où la vitesse et la direction de mouvement des nœuds sont connues, nous proposons de limiter la poursuite (tracking) permanente des mobiles, très consommatrice en ressources, en exploitant des techniques plus simples d'extrapolation. Nous proposons également d'effectuer des mises à jour de la localisation par estimation, à chaque fois qu'il est nécessaire, en se basant sur la variation du gradient du SINR qui peut être considéré comme un indicateur possible de déviations importantes dans la direction de mouvement des nœuds. A travers différentes simulations, nous avons montré que dans le cas où la connaissance de la DOA de la destination est inexacte ou imprécise, notre solution offre de meilleures performances, en termes d'efficacité spectrale et de connectivité, que celles du schéma de formation de faisceaux basé sur la méthode MVDR. De plus, nous avons montré que notre schéma constitue un bon compromis entre la largeur de l'intervalle d'incertitude et l'augmentation de la puissance, ainsi qu'entre cet intervalle et la réduction des interférences. Rappelons enfin que la technique LCMV a été choisie parce qu'elle offre une moindre complexité (comparée aux techniques existantes permettant de pointer des faisceaux vers un ensemble de directions) et nous paraît par conséquent plus

6. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

adaptée au cas de mobilité ou plusieurs estimations sont nécessaires.

Notre deuxième contribution concerne l'exploitation des techniques offertes par la technologie MIMO et en particulier en termes de multiplexage spatial (maximisation du débit) et de réutilisation spatiale (maximisation de la capacité). Nous avons en particulier cherché à trouver un compromis avantageux dans l'utilisation des degrés de liberté par les systèmes d'antennes multiples. Nous avons proposé une solution d'ordonnancement pour les réseaux sans fil maillés avec liens MIMO. L'algorithme proposé (SCLS : Stream-Controlled Multiple Access) utilise les informations inter-couches (cross-layer) entre la couche physique et la couche MAC. Il permet de choisir l'ensemble des liens à activer simultanément et de déterminer le nombre d'antennes à utiliser par lien pour transmettre plusieurs flux en parallèle. Les principales informations considérées dans notre proposition sont le gain des sous-canaux parallèles, les niveaux d'interférences (au niveau de la couche physique) et la demande de trafic (au niveau de la couche MAC). Nous avons proposé également un mécanisme de sélection des transmetteurs (sous-canaux) parallèles en favorisant ceux ayant des valeurs de gain supérieures à un seuil prédéfini. Nous proposons que les transmetteurs parallèles restants soient utilisés pour combattre les transmissions interférentes au voisinage. Nous avons montré que considérer simultanément un seuil sur le gain ainsi que les demandes de trafic sur les différents liens permet d'améliorer les performances globales du système en termes de débit et de délai. L'approche que nous avons proposée a été comparée aux techniques existantes telles que GreedySC et SCMA et ceci pour deux types de topologies réseaux : aléatoire et prédéfinie.

Enfin, notre troisième contribution concerne l'estimation des angles de départ et d'arrivée. Les techniques MIMO offrent en effet la possibilité d'estimer les paramètres angulaires et temporels, qui sont nécessaires notamment à la localisation des nœuds. Ces estimations peuvent être effectuées à l'aide d'algorithmes à haute résolution tels que MUSIC et ESPRIT. Cependant, ces derniers sont caractérisés par une complexité mathématique importante. Nous avons proposé ici l'algorithme E-Capon pour l'estimation conjointe de l'angle d'arrivée, de l'angle de départ et du retard de propagation des trajets multiples dans un canal MIMO. Nous nous sommes basés sur la méthode de Capon qui permet de réduire la complexité de traitement pour offrir une estimation rapide et robuste des informations relatives à la localisation des nœuds. La technique proposée nous semble mieux adaptée aux changements dynamiques de topologies que l'on peut observer dans

les réseaux ad hoc par exemple. A travers différentes simulations, nous avons montré que l'intégration de la direction de départ et du retard de propagation dans la méthode de Capon, initialement destinée à l'estimation des angles d'incidence, peut améliorer la précision dans l'estimation des différents paramètres. D'un autre coté, la solution proposée est capable d'estimer un nombre de trajets multiples qui dépasse le nombre d'antennes utilisées.

Perspectives

L'exploitation de la technologie MIMO dans le contexte des réseaux sans fil, effectuée dans le cadre de cette thèse, peut être complétée par l'étude des problèmes de routage dans les réseaux utilisant cette technologie. En effet, l'intérêt accordé aux couches basses est assez présent. La majorité des travaux existants se sont focalisés sur les couches physique et MAC, peu de recherches se sont intéressées à la couche réseau. Parmi les problématiques traitées, nous citons : l'estimation du canal, la modélisation des canaux, le codage spatio-temporel, les protocoles d'accès au canal, l'ordonnancement des liens, etc. Nous envisageons donc la proposition d'une stratégie de routage pour les réseaux maillés utilisant les liens MIMO. Nous avons déjà commencé à définir une métrique de routage qui considère le niveau d'interférences et les degrés de liberté disponibles sur chaque lien.

Un deuxième axe que nous envisageons d'explorer prochainement, consiste à l'intégration des techniques de beamforming dans un algorithme de détermination des routes (route guidance) dans un réseau véhiculaire afin de maximiser la couverture et minimiser le handover.

6. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Chapitre 7

Annexe A

7.1 Matrice de Butler

La matrice de Butler est l'une des matrices les plus répandues pour la formation des faisceaux fixes. Elle permet une alimentation d'un réseau $N \times N$ avec des possibilités d'orientation de faisceau, avec N sorties connectées aux éléments de l'antenne, et N entrées reliées aux ports de faisceaux. N doit être une puissance entière de 2 (c'est à dire $N=2^n$ où n est un entier positif) pour former le réseau. Pour une matrice ($N \times N$), il existe N orientations possibles du faisceau. La matrice de Butler est un dispositif ingénieux d'intercommunication comportant des circuits formés de coupleurs directionnels et de déphaseurs fixes. Elle possède deux fonctions principales :

- La distribution des signaux RF aux éléments rayonnants de l'antenne.
- La Formation et orientation de faisceaux orthogonaux.

En reliant la matrice de Butler entre un réseau d'antenne et un commutateur RF, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant simultanément deux ports ou plus par des signaux RF. La formation des faisceaux multiple est possible, mais il y a une limitation. Deux faisceaux adjacents ne peuvent pas être formés simultanément car ils s'additionnent et

La popularité de la matrice de Butler comme circuit d'alimentation est due à ses nombreux avantages rappelés ci-dessous :

- Les faisceaux produits ont une largeur étroite et une bonne directivité.

7. ANNEXE A

- La matrice idéale de Butler est l'équivalent analogue de la transformée discrète de Fourier, elle a un nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme.
- La matrice a un niveau presque constant de croisement de faisceaux qui ne change pas avec la fréquence. Ceci permet un bon modèle de rayonnement et un gain maximum du système dans une direction quelconque du secteur de couverture.
- Elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage.

Cependant, la matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les inconvénients suivants :

- La largeur de faisceau et la direction de pointage changent avec la fréquence.
- L'interconnexion est assez complexe pour une grande matrice (beaucoup de croisements, par exemple plus de 16 croisements sont nécessaires pour une matrice 8×8).
- Le nombre de composants est grand quand le nombre d'éléments du réseau est grand.

7.2 Matrice de Blass

La matrice de Blass est une matrice qui peut générer des faisceaux multiples. Elle utilise un ensemble de lignes de transmissions reliées à un réseau d'antennes à N éléments qui intersecte M ports de faisceaux, avec un coupleur directionnel à chaque intersection. La matrice a été optimisée pour obtenir les faisceaux presque orthogonaux. Le nombre de coupleurs C requis pour former M faisceaux est donné par :

$$C = MN$$

Les avantages d'employer la matrice de Blass sont :

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements,
- Les faisceaux formés peuvent être produits en commandant les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau)
- Le temps de retard assure une certaine stabilité des faisceaux avec la fréquence.

Cependant, elle présente les inconvénients suivants :

- Chaque coupleur doit avoir une valeur différente, ce qui complique la conception,
- Elle exige plus de coupleurs que la matrice de Butler et cette demande de matériel implique un coût important.

7.3 Matrice de Nolen

La matrice de Nolen est considérée comme une combinaison de la matrice de Butler et de la matrice de Blass, les N éléments d'une antenne sont couplés à M ports de faisceau. Comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen peut alimenter un nombre d'antennes différent du nombre d'orientations de faisceaux. Elle est composée de déphaseurs et de coupleurs. Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée à cause de son matériel coûteux et ses difficultés d'ajustement du réseau.

7. ANNEXE A

Chapitre 8

Annexe B

8.1 L'algorithme à gradient stochastique : LMS

L'algorithme LMS, introduit par Windrow et Hoff en 1960 [12], est une approximation stochastique de l'algorithme du gradient déterministe. Il a fait l'objet de nombreuses publications relatives, d'une part à ces applications dans des domaines tels que le traitement d'antenne, l'égalisation de calcul de transmission, et d'autre part à l'analyse mathématique de son comportement. Cet algorithme permet de résoudre l'équation de Wiener par une séquence de référence en se basant sur la méthode du gradient. Il optimise les valeurs de pondérations w de telle sorte que l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t)$ et le signal de référence $s(t)$ soit minimale.

L'algorithme LMS stochastique incorpore un procédé itératif qui fait des corrections successives au vecteur de poids afin d'atteindre l'erreur quadratique minimale. La méthode itérative est décrite ci-dessous :

$$w(n+1) = w(n) - \mu g(n) \quad (8.0)$$

Avec :

$$g(n) = \xi [(S(n) - X_n^H w_n) X_n] \quad (8.0)$$

Soit :

8. ANNEXE B

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu [R_{XS} - R w(n)] \quad (8.0)$$

avec $R_{XS}(n) = X(n)S^H(n)$ et $R(n) = X(n)X^H(n)$

μ représente le pas d'adaptation de l'algorithme qui permet de garantir la convergence de l'algorithme LMS. Le choix de ce pas (d'adaptation) doit vérifier la condition suivante :

$$0 < \mu < \lambda_{max} \quad (8.0)$$

où λ prend différentes valeurs selon différentes références.

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Les principaux avantages du LMS sont sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse aux erreurs de calcul. Cependant, il est médiocre, en terme de convergence. En effet, quand les valeurs propres de la matrice de corrélation sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides peuvent être envisagés.

8.2 L'algorithme des moindres carrés récursifs : RLS

L'algorithme RLS estime R_{XS} et R en utilisant une somme pondérée :

$$\hat{R} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} X(i)X^H(i) \quad (8.0)$$

et

$$R_{XS}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} S^H X(i) \quad (8.0)$$

L'intérêt d'introduire le paramètre γ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus. En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence suivantes :

$$\hat{R}(n) = \gamma \hat{R}(n-1) + X(n)X^H(n) \quad (8.0)$$

et

8.2 L'algorithme des moindres carrés récursifs : RLS

$$\hat{R}_{XS}(n) = \gamma \hat{R}_{XS}(n-1) + S^H(n)X(n) \quad (8.0)$$

L'inverse de la matrice de covariance est obtenue par la relation de récurrence suivante :

$$R^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R^{-1}(n-1) - q(n)R_{XS}(n)R^{-1}(n-1)] \quad (8.0)$$

où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1}R^{-1}(n-1)X(n)}{1 + \gamma^{-1}X^H R^{-1}(n-1)X(n)} X(n) \quad (8.0)$$

8. ANNEXE B

References

- [1] G. V. Tsoulos, "Smart antennas for mobile communications systems : Benefits and challenges", in *Electronics and Communication Engineering Journal* pp. 84-94, 1999.
- [2] "Smart antenna Systems", Web ProForum Tutorials, *The International Engineering Consortium*. <http://www.iec.org/>, 2000.
- [3] J. Fernandes, O. Sousa and J. Neves, "Impact of the antenna Set-up and arrays on mobile radio systems", In *Proceedings of the international conference on universal and personal communications, ICUPC*, pp. 387-391, 1995.
- [4] J. H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems", *IEEE Personal Communications*, pp. 23-27, Feb. 1998.
- [5] P. H. Lehne and M. Pettersen, "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems", *IEEE Communications Surveys*, vol. 2, pp. 2-13, 1999.
- [6] C. A. Balanis, "Antenna Theory : A Review ", In *Proceedings of IEEE*, vol. 80, no. 1, Jan. 1992.
- [7] C. Balanis and P. Ioannides, " Introduction to Smart Antennas ", *Synthesis Lectures on Antennas Series, Morgan & Claypool*, 2007.
- [8] H. V. Trees, " Detection, Estimation and Modulation Theory - Part IV : Optimum Array Processing ", *John Wiley Sons*, 2002.
- [9] D. Nowicki and J. Roumeliotos, " Smart Antenna Strategies ", *Mobile Communications*, Apr. 1995.
- [10] J. E. Hudson, "Adapative Arrays - Principle", *IEE Electromagnetic wave series*, 1981.

REFERENCES

- [11] C. Balanis, "Antenna theory : analysis and design", *Wiley-Interscience -3rd edition*, 2005.
- [12] S. Applebaum, "Adaptive arrays". *Technical Report SPL TR-66-001*, 1965.
- [13] B. Widrow, P. E. Mantez, L. J. Griffiths and P. B. Goode, "Adaptive Antennas Systems". *in Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [14] Y. Li, M. J. Feuerstein and D. O. Reulink, "Performance evaluation of cellular base station multibeam antenna". *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 46, no. 1, pp. 1-9, April 1995.
- [15] J. Litva and T. K Lo, "Digital Beamforming in Wireless Communications". *Artech House Publishers*, 1996.
- [16] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas". *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 311-335, 1998.
- [17] I.E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels". *Technical report, AT & T Bell Labs*, 1995.
- [18] C.E. Shannon, "A mathematical theory of communication". *Technical report, AT & T Bell Labs*, 1948.
- [19] G. J. Foschini, "Layerd space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas". *Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [20] G. J. Foschini and G. D. Golden and R.A. Valenzuela and Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays". *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol.17, pp. 1841-1852, 1999.
- [21] P. W. Wolniansky and G. J. Foschini and G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BLAST : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". *Bell Labs, Lucent Technologies, Crawford Hill Laboratory 791 Holmdel-Keyport RD., Holmdel, NJ07733*

REFERENCES

- [22] M. F. Demirkol, "Resource allocation for interfering MIMO links". *Thesis Report*, Georgia Institute of Technology, April 2003.
- [23] K. Sundaresan, R. Sivakumar, M.A. Ingram, T.Y. Chang, "Medium access control protocol for ad hoc networks with MIMO links : optimization considerations and algorithms". *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 3, pp. 350-365, 2004.
- [24] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II : Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations". *in Proc. of IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1193-1245, aug. 1997.
- [25] B. Van Veen and K. Buckley, "Beamforming, a versatile approach to spatial filtering". *IEEE ASSP Magazine*, April 1988.
- [26] Harry L. Van Trees, "Optimum Array Processing Part IV". *Wiley and Sons*, 2002.
- [27] L. Zheng and D. Tse, "Communication on the grassmann manifold : a geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 2, pp. 359-383, Feb. 2002.
- [28] K. L. Bell, Y. Ephraim, H. L. Van Trees, "A Bayesian Approach to Robust Adaptive Beamforming". *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, no. 2, pp. 386-398, Feb. 2000.
- [29] K. Takao, H. Fujita, and T. Nishi, "An adaptive arrays under directional constraint". *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 21, pp. 662-669, Sep. 1976.
- [30] E. N. Gilbert and S. P. Morgan, "Optimum design of directive antenna arrays subject to random variations". *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 34, pp. 637-663, May. 1955.
- [31] B. D. Van Veen, "Minimum variance beamforming with soft response constraint". *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, pp. 1964-1972, Sep. 1991.
- [32] A. Spyropoulos and C.S. Raghavendra, "Capacity bounds for ad-hoc networks using directional antennas". *in Proc. of IEEE ICC*, vol. 1, pp. 348-352, May. 2003.
- [33] S. Yi. Y. Pei and S. Kalyanaraman, "On the capacity improvement of ad hoc wireless networks using directional antennas". *in Proc. ACM MobiHoc*, pp. 108-116, Jun. 2003.

REFERENCES

- [34] I. Jawhar and J. Wu, "Resource allocation in wireless networks using directional antennas". *in Proc. IEEE PERCOM*, Mar. 2006.
- [35] J. Li, J. Conan, and S. Pierre, "Mobile Terminal Location for MIMO Communication Systems". *in Proc. IEEE Transaction Antennas Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2417-2420, Aug. 2007.
- [36] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT- estimation of signal parameters via rotational invariance techniques". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, pp. 984-994, Jul. 1989.
- [37] R. O Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 279-280, 1986.
- [38] T. Ueda, S. Tanaka, D. Saha, S. Roy and S. Bandyopadhyay, "A rotational sector-based, receiver-oriented mechanism for location tracking and medium access control in ad hoc networks using directional antenna". *in Proc. IFIP PWC*, Sep. 2003.
- [39] J. -L. Hsu and I. Rubin, "Performance analysis of directional random access scheme for multiple access mobile ad-hoc wireless networks". *in Proc. of IEEE MILCOM*, vol. 1, pp. 45-51, Oct. 2005.
- [40] N. Fawaz, Z. Beyaztas, M. Debbah and D. Gesbert, "Improving ad hoc networks capacity and connectivity using dynamic blind beamforming". *IEEE 67th Vehicular Technology Conference*, May. 2008.
- [41] J. Hsu and I. Rubin, "The D-ALOHA Protocol for MANETs using beamforming directional antennas". *in Proceedings of IEEE 62nd Vehicular Technology Conference (VTC-2005 Fall)*, Sep. 2005.
- [42] G. Yan, L. Ning, G. Li and S. Zhaolong, "Beamforming Algorithm to fast track mobile nodes". *in Proceedings of ICSP*, 2006.
- [43] I. Chahbi, B. Jouaber and D. Zeglache, "Improving the performances of Ad Hoc and Vehicular Networks by using the LCMV Beamformer". *In Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2009)*, pp. 98-103, ISBN : 978-0-7695-3841-9, Marrakech, Morocco, October 12-14, 2009.

REFERENCES

- [44] C. Bettstetter, C. Hartmann and C. Moser, "How does randomized beamforming improve the connectivity of ad hoc networks?". *in Proc. of IEEE ICC*, vol. 5, pp. 3380-3385, May. 2005.
- [45] L. Dong and A. P. Petropulu, "A comparison of cooperative beamforming to direct transmission based on spectral efficiency". *in Proceedings of 42nd Conference on Information Sciences and Systems CISS*, Mar. 2008.
- [46] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas". *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 311-335, 1998.
- [47] I.E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels". *Technical report, AT & T Bell Labs*, 1995.
- [48] C.E. Shannon, "A mathematical theory of communication". *Technical report, AT & T Bell Labs*, 1948.
- [49] G. J. Foschini, "Layerd space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas". *Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [50] G. J. Foschini and G. D. Golden and R.A. Valenzuela and Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays". *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 17, pp. 1841-1852, 1999.
- [51] P. W. Wolniansky and G. J. Foschini and G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BLAST : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". *Bell Labs, Lucent Technologies, Crawford Hill Laboratory 791 Holmdel-Keyport RD., Holmdel, NJ07733*
- [52] B. Mummey, J. Tang and T. Hahn, "Joint Stream Control and Scheduling in Multi-hop Wireless Networks with MIMO links". *IEEE ICC*, 2008.
- [53] S. Ramanathan, "A unified framework and algorithm for channel assignment in wireless networks". *ACM Journal of Wireless Networks*, vol. 5, no. 2, pp. 81-94, 1999.

REFERENCES

- [54] R. Bhatia and L. Li, "Throughput optimization of wireless mesh networks with MIMO links". *In Proc. of IEEE INFOCOM*, pp. 2326-2330, 2007.
- [55] L. Luo, D. Raychaudhuri and H. Liu, "Channel Assignment, Stream Control, Scheduling and Routing in Multi-Radio MIMO Wireless Mesh Networks". *IEEE ICC*, 2009.
- [56] L. Tassiulas and A. Ephremides, "Stability Properties of Constrained Queuing Systems and Scheduling Policies for Maximum Throughput in Multihop Radio Networks". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 12, pp. 1936-1948, 1992.
- [57] K. Sundaresan, R. Sivakumar, M.A. Ingram, T.Y. Chang, "Medium access control protocol for ad hoc networks with MIMO links : optimization considerations and algorithms". *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 3, pp. 350-365, 2004.
- [58] Y. Wang, D. Chiu and J. C. S. Lui, "Characterizing the Capacity Gain of Stream Control Scheduling in MIMO Wireless Mesh Networks". *Wireless Communications Mobile Computing*, 2008.
- [59] J. G. Proakis, "Digital Communications". *MCGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering*, 4th edition, 1995.
- [60] I. Chahbi, B. Jouaber and D. Zeghlache, "SCLS A Stream-Controlled Link Scheduling algorithm for MIMO Wireless Mesh Networks" *In Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Communication Systems (IEEE ICCS 2010)*, Singapore, November 17-20, 2010.
- [61] M. F. Demirkol and M. A. Ingram, "Stream Control in Networks with Interfering MIMO Links". *in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, vol. 1, pp. 243-248, Mar. 2003.
- [62] G. Gritsch, G. Kolar, H. Weinrichter and M. Rupp, "Two Adaptive Space - Time Block Coded MIMO Systems Exploiting Partial Channel Knowledge at the Transmitter". *in IEEE SCC*, Jan. 2004.
- [63] A. Baynast, O. Gurewitz, E. W. Knightly, "Measurement driven deployment of a two-tier urban mesh access network", *In Proceedings of Mobisys*, pp. 96-109, 2006

REFERENCES

- [64] I. Chahbi, B. Jouaber and D. Zeglache, "A Joint AOA, AOD and Delays Estimation of Multipath Signals based on Beamforming Techniques". In *Proceedings of the 44th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California, November 7-10, 2010.
- [65] Rohde and Scharz, "Introduction to theory of direction finding", *Radiomonitoring and Radiolocation Catalog (2000/2001)*.
- [66] M. Born, E. Wolf, "Principles of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation Interference and Diffraction of Light". *Sixth Edition, Pergamon Press Ltd, Headington Hill Hall*, 2000.
- [67] J. Capon, "High-resolution frequency-wave number spectrum analysis". in *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 1408-1418, 1969.
- [68] P. Stoica and R. Moses, "Introduction to Spectral Analysis". *Prentice-Hall Inc.*, 1997.
R14 R. O Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 279-280, 1986.
- [69] R. Roy, T. Kaillath, "ESPRIT : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Transactions on Acoustics and Speech Signal Processing*, vol. 37, pp. 984-995, 1989.
- [70] N. Wang, P. Agathoklis and Antoniou, "A new DOA estimation technique technique based on subarray beamforming". *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 3279-3290, 2006
- [71] A.J. van der Veen, M. C. Vanderveen, A. Paulraj, "SI-JADE : An Algorithm for joint angle and delay estimation using shift-invariance properties". *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, pp. 405-418, 1998.
- [72] J. Li, J. Conan, and S. Pierre, "Joint estimation of channel parameters for MIMO communications systems". in *Proc. 2nd International Symposium. On Wireless Communication Systems*, pp. 22-26, 2005.
- [73] J. Fessler, A. Hero, "Space-Alternating Generalized Expectation Maximization Algorithm". in *Proc. of IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 10, oct. 1994.

Publications

1. Ismehene Chahbi, Badii Jouaber and Djamal Zeghlache, "A Joint AOA, AOD and Delays Estimation of Multipath Signals based on Beamforming Techniques". *In Proceedings of the 44th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California, November 7-10, 2010.
2. Ismehene Chahbi, Badii Jouaber and Djamal Zeghlache, "SCLS A Stream-Controlled Link Scheduling algorithm for MIMO Wireless Mesh Networks" *In Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Communication Systems (IEEE ICCS 2010)*, Singapore, November 17-20, 2010.
3. Ismehene Chahbi, Badii Jouaber and Djamal Zeghlache, "Improving the performances of Ad Hoc and Vehicular Networks by using the LCMV Beamformer". *In Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2009)*, pp. 98-103, ISBN : 978-0-7695-3841-9, Marrakech, Morocco, October 12-14, 2009.