



HAL
open science

Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil

Maha Ben Zid Ben Zid

► To cite this version:

Maha Ben Zid Ben Zid. Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil. Autre. Université de Grenoble; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2012. Français. NNT : 2012GRENT017 . tel-00745006

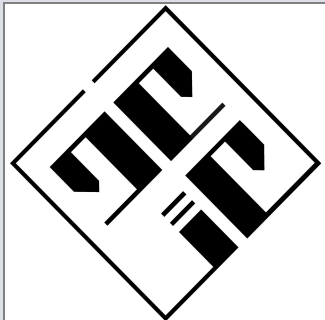
HAL Id: tel-00745006

<https://theses.hal.science/tel-00745006>

Submitted on 24 Oct 2012

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

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



UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Signal, Image, Parole, Télécoms**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Et de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE TUNIS EL MANAR

Spécialité : **Télécommunications**

Présentée par

Maha BEN ZID

préparée au sein du laboratoire GIPSA-Lab dans l'École Doctorale
Electronique EEATS

et de laboratoire 6'COM dans l'École Doctorale **STI-ENIT**

Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil

Thèse soutenue publiquement le **09 Juillet 2012**,

devant le jury composé de :

M. Emil NOVAKOV

Professeur UJF, Grenoble

Président

M. Daniel ROVIRAS

Professeur CNAM, Paris

Rapporteur

M. Ridha BOUALLEGUE

Professeur Sup'COM, Tunisie

Rapporteur

M. Guy PLANTIER

HDR ESEO, Angers

Examineur

M. Kosai RAOOF

Professeur ENSIM, Le Mans

Directeur de thèse

M. Ammar BOUALLEGUE

Professeur émérite ENIT, Tunisie

Directeur de thèse



Avant propos

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une thèse en cotutelle internationale pour obtenir le grade de docteur de l'Université de Grenoble délivré par l'Université Joseph Fourier Grenoble I (UJF), spécialité Signal, Image, Parole, Télécoms (SIPT) et le grade de docteur de l'université de Tunis El Manar délivré par l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, spécialité Télécommunications. Le travail que nous présentons dans cette thèse a été réalisé au sein du laboratoire Grenoble Images Parole Signal Automatique (GIPSA-Lab) de l'UJF en France en collaboration avec le laboratoire Systèmes de communications (6'COM) de l'ENIT en Tunisie. Cette thèse a été co-dirigée par Pr. Kosai Raoof de l'ENSIM, Le Mans et Pr. Ammar Bouallègue de l'ENIT.

Le financement de séjours en France durant la thèse a été assuré par l'IFC (Institut Français de Coopération), Tunisie.

Liste des notations

T_x	émetteur
R_x	récepteur
N_T	nombre d'antennes émettrices
N_R	nombre d'antennes réceptrices
Tx_p	antenne émettrice d'indice p
Rx_q	antenne réceptrice d'indice q
d_{Tx}	espacement entre antennes émettrices
d_{Rx}	espacement entre antennes réceptrices
R_{Tx}	rayon de grappe de diffuseurs côté émetteur
R_{Rx}	rayon de grappe de diffuseurs côté récepteur
$d_{(Rx,Tx)}$	distance entre l'émetteur et le récepteur
h_{qp}	coefficient de la matrice de canal MIMO
h_{qp}^{NLOS}	coefficient de canal NLOS
h_q	gain du canal d'indice q
y_q	signal reçu par l'antenne d'indice q
\mathbf{x}	vecteur du signal émis
\mathbf{y}	vecteur du signal reçu
\mathbf{b}	vecteur complexe du signal bruit
\mathbf{H}	matrice de canal ($N_R \times N_T$)
\mathbf{H}_{Kron}	matrice de canal selon le modèle de Kronecker
\mathbf{H}_{corr}	matrice de corrélation
\mathbf{R}_{Tx}	matrice de corrélation à l'émission
\mathbf{R}_{Rx}	matrice de corrélation à la réception
$\mathbf{H}_S(L_R \times L_T)$	matrice de sélection d'antennes
λ	longueur d'onde
d	gain de diversité
r	gain de multiplexage
C	capacité de canal
C_{MIMO}	capacité de canal MIMO
C_{SVD}	capacité avec décomposition SVD
C_{WF}	capacité avec WF
C_{MRC}	capacité avec MRC
C_{EGC}	capacité avec EGC
C_{SC}	capacité avec SC
C_{BF}	capacité avec beamforming

θ	angle élévation
ϕ	angle azimut
$G(\theta, \phi)$	gain d'antenne
$PDP(\ell)$	profil de retard de puissance
$S_{Tx,Rx}^{(\ell,m,n)}$	matrice de diffuseurs
χ	inverse de la discrimination de polarisation croisée
t	temps
τ	temps de retard
f	fréquence
$R_{\cdot p, \cdot \tilde{p}}$	corrélation spatiale entre l'antenne p et l'antenne \tilde{p}
D_n	diffuseur d'indice n
γ	rapport signal à bruit
γ_T	rapport signal à bruit à l'émission
\mathbf{y}_{BF}	signal à la sortie du beamformer
U_i	utilisateur i
$SINR_i$	rapport entre signal et signal bruit en plus d'interférence
\mathbf{W}_t	vecteur de formation de voie à l'émission
\mathbf{W}_r	vecteur de formation de voie à la réception
\mathbf{Y}_{BF}	vecteur de signal à la sortie de combiner
\mathbf{X}	vecteur de signal émis
\mathbf{B}	vecteur de signal bruit additif
S_{Tx_p}	nœud capteur à l'émission
S_{Rx_q}	nœud capteur à la réception
S_{Tx}	nœud capteur référence
d_k	distance entre le capteur d'indice k et le capteur de référence S_{Tx}
D_c	distance entre le nœud de référence et le capteur d'intérêt
d_{kc}	distance entre le nœud k et le nœud d'intérêt
$var(\hat{\phi}_c)$	variance de l'estimateur
\hat{d}	dispersion statistique de l'estimateur
ζ_k	direction du vecteur de signal transmis
ψ_k	déphasage
c	célérité de la lumière
f_c	fréquence porteuse
β	nombre d'onde
λ_k	atténuation du canal relativement au nœud S_{Tx_k}
τ_k	retard relativement au nœud S_{Tx_k}
α_k	direction d'arrivée relativement au nœud capteur S_{Tx_k}
ϕ_c	angle azimut du nœud d'intérêt
R_k	distance euclidienne
h_k	gain du canal relativement au nœud S_{Tx_k}
V_s	vecteur directionnel
K_r	coefficient de Rice
P_{PA}	puissance consommée par l'amplificateur
P_C	puissance consommée par les circuits de blocs

R_0	rapport capacité sur énergie
E_b	énergie transmise par bit
E_{bt}	énergie totale consommée par bit
\mathbf{Q}	matrice de Wishart
Q	fonction de Marcum
\otimes	produit de Kronecker
$\hat{\varphi}_c$	estimateur de l'angle azimut
\mathcal{H}	entropie
\mathcal{I}	information mutuelle
P_e	probabilité d'erreur
\min	opérateur minimum
\exp	opérateur exponentiel
\det	opérateur déterminant
$Pr(\cdot)$	probabilité
$\mathbb{E}(\cdot)$	espérance
$\ \cdot\ _F$	norme de Frobenius
$ \cdot $	norme d'un vecteur
$(\cdot)^*$	opérateur conjugué
$(\cdot)^{-1}$	opérateur inverse
$(\cdot)^T$	opérateur transposé
$(\cdot)^H$	opérateur conjugué transposé
(\cdot)	opérateur de multiplication
(\cdot)	valeur moyenne
$\binom{N}{L}$	nombre de combinaisons de L éléments parmi N

Liste de sigles

2D	Deux dimensions
3D	Trois dimensions
6LoWPAN	IPv6 over LoW power Wireless Personal Area Networks
AGWN	Additive Gaussian White Noise
AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
AS	Angle Spread
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CCSG	Complex Circularly Symmetric Gaussian
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CSI	Channel State Information
DB-GSCM	Double Bounce Geometry Stochastic Channel Model
DOA	Direction of Arrival
DOD	Direction of Departure
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSNs	Distributed Sensor Networks
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVS	Dynamique Voltage Scaling
EGC	Equal Gain Combining
GPS	Global Positioning System
GSCM	Geometry-based Stochastic Channel Models
GSM	Global System for Mobile
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
i.i.d	independent identically distributed
ISI	Inter Symbol Interference
ISM	Industrial Scientific and Medical
LEACH	Low Energy Adaptative Clustering Hierarchy
LO	Local Oscillator
LOS	Line of Sight
LP-WPANs	Low Power-Wireless Personal Area Networks

LNA	Low Noise Amplifier
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MANETs	Mobile and Ad-hoc Networks
MAOA	Mean Angle of Arrival in Azimuth
MAOD	Mean Angle of Departure in Azimuth
MEMS	Micro-Electro-Mechanical
MEOA	Mean Angle of Arrival in Elevation
MEOD	Mean Angle of Departure in Elevation
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MRC	Maximum Ratio Combining
MSK	Minimum Shift Keying
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
NAV	Network Allocation Vector
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OQPSK	Offset Quadrature Phase-shift keying
OSTBC	Orthogonal Space Time Block Codes
PA	Power Amplifier
RAM	Random Access Memory
PAR	Peak to Average Ratio
RCSF	Réseau de Capteurs Sans Fil
RF	Radio Frequency
RISC	Reduced Instruction Set Computer
RSB	Rapport Signal à Bruit
SB-GSCM	Single Bounce Geometry Stochastic Channel Model
SC	Selection combining
SHARP	Simple Hybrid Absolute Relative Positioning
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to interference Noise Ratio
SISO	Single Input Single Output
SLR	Signal Leakage Ratio
SVA	Salah & Valenzualla
SVD	Singular Value Decomposition
ULA	Uniform Linear Antenna
UWB	Ultra Wide Band
WF	water-filling
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
XPD	Discrimination de polarisation croisée (XPD)
WSAN4CIP	Wireless Sensor and Actuator Networks for the Protection of Critical Infrastructures
WSNs	Wireless Sensor Network
WUSNs	Wireless Underground Sensor Networks

Dans la vie, il n'y a pas de solutions. Il y a des forces en marche : il faut les créer, et les solutions suivent.

ANTOINE DE SAINT-EXUPÉRY

(Vol de nuit, p.151)

Résumé

Dans ce travail de thèse, on s'intéresse à l'emploi de techniques de traitement de signal de systèmes de communication MIMO (Multiple Input Multiple Output) pour des applications aux réseaux de capteurs sans fil. Les contraintes énergétiques de cette classe de réseau font appel à des topologies particulières et le réseau peut être perçu comme étant un ensemble de grappes de nœuds capteurs. Ceci ouvre la porte à des techniques avancées de communication de type MIMO. Dans un premier temps, les différents aspects caractérisant les réseaux de capteurs sans fil sont introduits. Puis, les efforts engagés pour optimiser la conservation de l'énergie dans ces réseaux sont résumés. Les concepts de base de systèmes MIMOs sont abordés dans le deuxième chapitre et l'exploration par voie numérique de différentes pistes de la technologie MIMO sont exposées. Nous nous intéressons à des techniques de diversité de polarisation dans le cadre de milieux de communication riches en diffuseurs. Par la suite, des méthodes de type beamforming sont proposées pour la localisation dans les réseaux de capteurs sans fil. Le nouvel algorithme de localisation est présenté et les performances sont évaluées. Nous identifions la configuration pour la communication inter-grappes qui permet pour les meilleurs compromis entre énergie et efficacité spectrale dans les réseaux de capteurs sans fil. Finalement, nous envisageons la technique de sélection de nœuds capteurs afin de réduire la consommation de l'énergie dans le réseau de capteur sans fil.

Mots clefs : réseaux de capteurs sans fil, MIMO, clustering, diversité de polarisation, capacité, énergie, localisation, beamforming, technique de sélection

Abstract

The aim of this work is to study from a signal processing point of view the use of MIMO (Multiple Input Multiple Output) communication systems for algorithms dedicated to wireless sensor networks. We investigate energy-constrained wireless sensor networks and we focus on cluster topology of the network. This topology permits for the use of MIMO communication system model. First, we review different aspects that characterize the wireless sensor network. Then, we introduce the existing strategies for energy conservation in the network. The basic concepts of MIMO systems are presented in the second chapter and numerical results are provided for evaluating the performances of MIMO techniques. Of particular interest, polarization diversity over rich scattering environment is studied. Thereafter, beamforming approach is proposed for the development of an original localization algorithm in wireless sensor network. The novel algorithm is described and performances are evaluated by simulation. We determine the optimal system configuration between a pair of clusters that permits for the highest capacity to energy ratio in the fourth chapter. The final chapter is devoted to sensor nodes selection in wireless sensor network. The aim of using such technique is to make energy conservation in the network.

Key words : wireless sensor network, MIMO, clustering, polarization diversity, capacity, energy, localization, beamforming, selection technique

Remerciements

Pour avoir examiné et jugé mon travail, j'exprime toute ma gratitude envers les membres du jury.

Je tiens à exprimer mes sentiments les plus profonds et ma reconnaissance à mes directeurs de thèse Mr. **Ammar BOUALLEGUE**, Professeur émérite à l'ENIT et Mr. **Kosai RAOOF**, Professeur à ENSIM pour l'honneur de me proposer ce sujet de thèse.

Je remercie Mr. **Ammar BOUALLEGUE** pour la confiance qu'il a su m'accorder. Ses orientations judicieuses et originales, ses qualités humaines et pédagogiques, font que je lui dois plus que je ne saurais l'exprimer ici. Je le remercie aussi pour la liberté qu'il m'a laissée dans l'organisation de mon travail.

Je tiens à remercier très vivement Mr. **Kosai RAOOF** pour m'avoir accueilli à GIPSA-Lab et permis, ainsi, d'évoluer dans un cadre scientifique idéal et profiter d'excellentes conditions de travail. Merci pour votre disponibilité indéfectible, votre gentillesse, votre soutien sans faille, et l'esprit de recherche, sain et émulant à la fois, que vous avez su m'insuffler. Sans vos critiques constructives et vos conseils judicieux, ce mémoire n'aurait pas vu le jour. Pour m'avoir fait confiance, aidé pendant les moments de doute et d'incertitude tant sur le plan scientifique qu'humain, je lui adresse ma plus sincère gratitude.

Je remercie également Mr. **Emil NOVAKOV**, Professeur à l'UJF-Grenoble I qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Mr. **Emil NOVAKOV** m'a aidé énormément durant l'enseignement en matière de traitement numérique de signal pour les étudiants en mastère ETCOM. Sa modestie et sa générosité me marqueront à jamais.

Mes vifs remerciements sont également adressés à tous les membres de mon jury : Mr. **Ridha BOUALLEGUE**, Professeur à Sup'Com et Mr. **Daniel ROVIRAS**, Professeur au CNAM-Paris pour avoir accepté la lourde tâche de rapporter mon mémoire. Leurs remarques m'ont été d'une grande utilité.

Je tiens à remercier également Mr. **Guy PLANTIER**, enseignant-chercheur à l'ESEO-Angers. Il m'a honoré en acceptant pour assister au jury de ma thèse en tant qu'examinateur. Qu'il sache que je serais toujours reconnaissante.

Je profite pour remercier vivement Mr. **Nuttapol PRAYOUGPUN**, maître de confé-

rence au CIT, Thaïlande pour ces conseils et les discussions fructueuses qu'on a eues concernant la polarisation des antennes pour les systèmes MIMOs.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à mes collègues de l'UJF-Grenoble I : **Jean-Marc DUCHAMP**, **Vincent GRENNERAT**, **Patrick DARNE**, **Philippe NAVARO**, **Patricia LADRET** et **François CAMUS** qui étaient très sympathiques et accueillants.

Je tiens à remercier Mme **Brigitte de la FOURNIERE**, Mme **Noelle MAITRE** et Mme **Marelène CADENA** du CNOUS Grenoble pour leur accueil et leur disponibilité durant mes séjours en France. Je remercie aussi Mme **Imen ANNABI** et Mme **Selma HANNACHI** de l'IFC-Tunisie pour mener à bien mes préparatifs de séjours en France. Merci à tout le personnel de l'Institut Français de Coopération en Tunisie pour avoir financé mes travaux de recherche durant les trois années de ma thèse.

Je remercie également mes amis les doctorants du GIPSA-Lab, pour leur sympathie et gentillesse et leur souhaite une très bonne continuation dans leurs travaux de recherche. Merci à mes amis : **Ahlem TRIKI GUIBENE** du Verimag et **Manel ZIDI** du G2eLab pour leur soutien et leur sympathie. Mes pensées vont aussi à tous les amis pour leur présence et leur support durant ma soutenance de thèse.

Rien n'aurait été possible sans le soutien de **ma famille**, merci encore à vous, rien n'a su me motiver davantage que votre appui et la confiance que vous m'avez toujours accordée.

Je témoigne de ma sympathie l'équipe des chercheurs pour leur amitié et leur bonne humeur.

Enfin, merci à ceux que je n'ai pu citer mais qui ont toutes mes amitiés et mes remerciements.

Dédicaces

A l'âme de mon très cher père...

Table des matières

Introduction générale	1
1 Etat de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil	5
1.1 Introduction	7
1.2 Les réseaux de capteurs sans fil	7
1.2.1 Domaines d'application	7
1.2.2 Pile protocolaire et standards	9
1.2.3 Architecture	11
1.2.4 Le nœud capteur	12
1.3 Consommation de l'énergie dans les RCSFs	14
1.3.1 Importance de la consommation de l'énergie dans les RCSFs	16
1.3.2 Mécanismes de conservation d'énergie dans les RCSFs	16
1.4 Méthode de regroupement dans les RCSFs	19
1.5 Techniques MIMOs pour les RCSFs	21
1.6 Conclusion	23
2 Les systèmes MIMOs	25
2.1 Introduction	27
2.2 Modèle de système MIMO	27
2.3 Schémas de diversité	28
2.4 Modèles de canal MIMO	30
2.4.1 Modèles stochastiques basées sur la géométrie (GSCM)	30
2.4.2 Modèles stochastiques de canal MIMO	31
2.5 Evaluation de performances	34
2.5.1 Capacité de système de communication	35
2.5.2 Décomposition en valeurs singulières (SVD)	37
2.5.3 Technique de water-filling (WF)	39
2.6 Technique de polarisation d'antennes	42
2.6.1 Concepts de base sur la théorie d'antennes	42
2.6.2 Modèle géométrique de système MIMO polarisé	44
2.7 Dispersion angulaire et corrélation spatiale	46
2.7.1 Caractérisation de l'effet de dispersion angulaire	46
2.7.2 La dispersion angulaire : forme de diversité pour les systèmes MIMOs	47
2.8 Dépolarisation d'antennes	49
2.9 Corrélation de canal MIMO avec techniques de la diversité de polarisation	52
2.10 Stratégies de polarisation : Dépendance de la distribution de diffuseurs	55

2.11	Conclusion	59
3	Approche de beamforming pour la localisation dans les RCSFs	61
3.1	Introduction	63
3.2	Techniques de combinaison pour les MIMOs	63
3.3	Méthode de beamforming	67
3.3.1	Beamforming basé sur la méthode SVD	67
3.3.2	Beamforming basé sur la maximisation de SINR	69
3.4	Beamforming pour la localisation dans les RCSFs	72
3.4.1	Algorithmes de localisation	72
3.4.2	Paramètres de localisation	72
3.5	Notre algorithme de localisation	74
3.5.1	Scénario	74
3.5.2	Hypothèses	75
3.5.3	Méthode de beamforming pour la localisation dans les RCSFs	75
3.5.4	Modèle de communication	76
3.6	Description de l'algorithme	78
3.7	Evaluation de performances	79
3.7.1	Dispersion de l'estimateur	80
3.7.2	Variance de l'estimateur	81
3.8	Conclusion	83
4	Configuration optimale de système multi-antennes pour un meilleur compromis entre énergie et efficacité spectrale	85
4.1	Introduction	87
4.2	Approche MIMO	87
4.3	Modèle de canal de transmission	88
4.4	Analyse du rapport entre capacité et énergie	89
4.4.1	Evaluation de la capacité	89
4.4.2	Évaluation de l'énergie totale consommée par bit	91
4.5	Simulations et observations	93
4.5.1	Simulation de l'énergie	93
4.5.2	Evaluation de rapport capacité sur énergie	97
4.6	Amélioration de rapport capacité sur énergie avec WF	99
4.7	Conclusion	101
5	Technique de sélection d'antennes : Application aux RCSFs	103
5.1	Introduction	105
5.2	Sélection d'antennes pour les MIMOs	105
5.2.1	Principe	105
5.2.2	Algorithme de sélection d'antennes	107
5.3	Technique de sélection pour les RCSFs	108
5.3.1	Modèle de communication	108
5.3.2	Sélection d'antennes dans les RCSFs	109
5.4	Algorithme de sélection de nœuds capteurs	112

5.4.1	Critère de maximisation de la capacité	112
5.4.2	Critère de maximisation de RSB à la réception	113
5.5	Conclusion	114
Conclusions et perspectives		117
Liste de publications		120

Table des figures

1.1	Pile protocolaire pour les réseaux de capteurs sans fil	9
1.2	Anatomie de réseaux de capteurs sans fil	12
1.3	Anatomie d'un nœud capteur	12
1.4	Gestion dynamique de puissance (MSP430)	15
1.5	Mécanismes de conservation d'énergie dans les RCSFs	16
1.6	Protocoles pour l'optimisation d'énergie dans les RCSFs	18
1.7	RCSFs en grappes pour une communication multi-sauts	20
1.8	Communication multi-sauts	21
1.9	Techniques MIMOs pour les réseaux de capteurs sans fil en grappes	22
2.1	Modèle de système MIMO Flat Fading	28
2.2	Modèles de canal MIMO	30
2.3	Mécanisme de diffusion DB-GSCM	31
2.4	Réponse impulsionnelle de canal avec le modèle Saleh & Valenzuela	33
2.5	Capacité de système MIMO selon la méthode SVD	40
2.6	Capacité avec WF de canal MIMO(4 × 4) corrélé	42
2.7	CCDF d'un système MIMO(4 × 4) avec WF : Variation en fonction de RSB	43
2.8	CCDF avec RSB=18dB	43
2.9	CCDF avec RSB=2dB	43
2.10	Modèle géométrique en 3D de canal MIMO(2 × 2)	45
2.11	Dispersion angulaire de la DOA	46
2.12	Dispersion angulaire et son effet sur la corrélation spatiale	47
2.13	Capacité d'un MIMO (2 × 2) en fonction de MEOA et de MAOA, AS= 30°	48
2.14	Capacité pour MIMO(2 × 2)	48
2.15	Capacité pour MIMO(4 × 4)	48
2.16	Dépolarisation en présence de diffuseurs	49
2.17	Système MIMO avec double polarisation d'antennes	51
2.18	Dégradation de CCDF avec la dépolarisation	51
2.19	Dégradation de la capacité avec la dépolarisation	51
2.20	Corrélation spatiale $R_{1,2}(\xi)$, dipôles z, $k_{Tx} = 50$, $\Delta\theta_{Tx} = 30^\circ$	54
2.21	Corrélation spatiale pour les antennes à double polarisation (dipôle z et dipôle x), $k_{Tx} = 50$, $\bar{\phi} = \phi_{mean}$, $\bar{\theta} = 90^\circ$, $\Delta\theta_{Tx} = 90^\circ$	54
2.22	Gain en capacité de système MIMO (2 × 2) avec double polarisation, AS = 30°, SNR=15dB	55
2.23	Différents scénarios de polarisation pour un système MIMO (3 × 3)	56

2.24	Capacité ergodique, XPD=-20dB	57
2.25	Capacité ergodique, XPD=-4dB	58
2.26	Comparaison entre la capacité avec $k=1e-3$ et la capacité avec $k=50$	58
3.1	Technique de combinaison pour les système MIMO	64
3.2	Capacité avec techniques de combinaison pour MIMO (4×1)	66
3.3	TEB avec techniques de combinaison pour MIMO (4×1)	66
3.4	Méthode de formation de voies	67
3.5	Capacité de système MIMO avec la technique de beamforming selon la méthode de décomposition SVD	69
3.6	Système à utilisateurs multiples avec beamforming	70
3.7	Performances beamforming à utilisateurs multiples, $K = 3$, $M_u = 5$, $M_u = 3$	71
3.8	Techniques de triangulation	73
3.9	Scénario pour la localisation dans les réseaux de capteurs	74
3.10	Simulation de scénario de communication, $K = 10$	75
3.11	Approche de beamforming collaboratif pour la localisation dans les RCSFs	78
3.12	Processus de localisation selon l'approche de beamforming	79
3.13	Méthode d'histogramme pour l'estimation de l'angle azimut, RSB=7dB	80
3.14	Variation de la dispersion de l'estimateur en fonction de RSB à la réception et de nombre de nœuds capteurs collaboratifs, K	81
3.15	Variance de l'estimateur en fonction du rapport signal à bruit et de nombres de nœuds capteurs collaboratifs, K	82
4.1	Approche MIMO pour les RCSFs	87
4.2	Milieu de propagation riche en diffuseurs	88
4.3	Capacité ergodique avec water-filling, $N_R = 4$, $d_{(Rx,Tx)}=20m$	90
4.4	Modèle de bloc au niveau de l'émetteur	91
4.5	Modèle de bloc au niveau du récepteur	92
4.6	Energie totale consommée par bit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur et de nombre d'antennes	95
4.7	Energie totale consommée par bit pour différente tailles de la constellation de modulation, M	96
4.8	"Rapport capacité sur énergie" en fonction de nombre d'antennes et de la distance entre l'émetteur et le récepteur, $M = 2$	97
4.9	R_0 en fonction de $d_{(Rx,Tx)}$	98
4.10	R_0 en fonction de N_T	98
4.11	"Rapport capacité sur énergie" en fonction de la distance de séparation selon la méthode de water-filling	99
4.12	R_0 avec WF, $\gamma_T = 3dB$	99
4.13	R_0 avec WF, $\gamma_T = 8dB$	99
4.14	Gain en "Rapport capacité sur énergie" avec water-filling, $N_R=4$, $\gamma_T=8$ dB, $M=2$	100
4.15	Amélioration de "Rapport capacité sur énergie" avec water-filling en fonction de rapports signal à bruit, γ_T , $d_{(Rx,Tx)}=10$ m, $M=2$	100

5.1	Technique de sélection d'antennes pour les systèmes MIMO	106
5.2	Capacité de MIMO(4×4) avec la technique de sélection d'antennes	108
5.3	Modèle de communication	108
5.4	Approche MIMO pour la communication entre grappes	109
5.5	Modèle de communication en présence de diffuseurs	110
5.6	Simulation de la disposition géométrique de nœuds capteurs à l'émission	112
5.7	Sélection de nœuds capteurs selon le critère de la maximisation de la capacité ergodique	113
5.8	Sélection optimale de nœuds capteurs selon le critère de maximisation de rapport signal à bruit	114

Liste des tableaux

1.1	Domaines d'application de réseaux de capteurs sans fil	8
1.2	Bandes de fréquences ISM selon la norme EN 55011	10
1.3	Caractéristiques de la couche physique 2.4 GHz PHY DSSS	10
1.4	Débits et canaux pour les différentes régions	11
1.5	Caractéristiques de protocoles pour les réseaux de capteurs sans fil : ZigBee, Bluetooth et Wi-Fi	11
1.6	Consommation en courant du module CC2420	13
1.7	Exemples de nœuds capteurs : Mica2 et TMote Sky	15
2.1	Composantes du champ électrique selon différents types de polarisation	44
2.2	Différentes configurations de système MIMO	56
3.1	Expression de coefficients de combinaison pour MRC, EGC et SC	64
3.2	Paramètres de simulation de l'algorithme de localisation	80
4.1	Paramètres de simulation de "Rapport capacité sur énergie"	94
4.2	Mesure de l'augmentation en énergie totale consommée par bit en fonction de nombre d'antennes	95
4.3	Augmentation en énergie totale consommée par bit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur	96
4.4	Impacte de la taille de la constellation de modulation sur l'énergie totale consommée par bit	97

Introduction Générale

LES progrès conjoints des systèmes électroniques miniaturisés et des systèmes de communication sans fil ont permis l'émergence de réseaux de capteurs sans fil. Il s'agit d'un ensemble de nœuds capteurs qui sont interconnectés par un réseau de communication sans fil. Ces nœuds capteurs doivent être autonomes et assurer la récolte et l'émission de données de captage. L'objectif de ces réseaux est souvent d'assurer la surveillance d'une zone géographique pour la détection d'un événement redouté. Bien évidemment, les premières applications envisagées par ces réseaux concernent le domaine militaire. Les progrès réalisés ces dernières décennies ont permis de produire des capteurs et des supports de communication sans fil à coût raisonnable. Les réseaux de capteurs ont reçu un intérêt croissant de la part des chercheurs et des industriels. Il s'agit d'une révolution technologique dont l'éventail des applications est très large et ne cesse de se développer.

Cependant, les réseaux de capteurs sans fil possèdent des caractéristiques qui représentent de vrais enjeux. Du fait de la grande échelle de déploiement de réseaux de capteurs, il faut pouvoir utiliser des composants peu coûteux. Certaines applications impliquent plusieurs centaines de milliers de nœuds capteurs et le coût unitaire faible doit être de l'ordre de quelques euros. Pour des applications particulières, le nœud capteur doit être de dimension faible pour pouvoir être placé dans les endroits d'intérêt. Il faut aussi assurer une faible consommation énergétique puisque les nœuds capteurs peuvent opérer pendant quelques années sans pouvoir échanger de batterie. D'autant plus, il faut pouvoir garantir la robustesse en termes de la fiabilité de la communication de données dans des environnements radio soumis à des effets de propagation sévères. Les réseaux de capteurs doivent aussi permettre des débits variables. En effet, quoique le débit de transmission est typiquement faible pour des applications traditionnelles, des applications de type multimedia telle que les réseaux de capteurs d'image requièrent des débits relativement plus élevés. Il est à mentionner aussi que les réseaux de capteurs sans fil sont bien souvent hétérogènes ce qui permet le déploiement de différents nœuds capteurs dans le même réseau. Finalement, les réseaux de capteurs requièrent des techniques de localisation avec une précision importante. Les systèmes futurs doivent permettre pour des localisations omniprésentes tel dans le cas de la localisation des équipements et des patients dans les hôpitaux. Les réseaux de capteurs présentent des enjeux importants qui motivent les chercheurs. Le domaine de la recherche est en pleine expansion et couvre des divers axes. Ces axes concernent différents niveaux de la couche protocolaire du réseau de capteurs sans fil.

Notre travail trouve ses applications au niveau de la couche physique. L'objectif visé par ce

travail de thèse est de contribuer à des algorithmes de localisation et des techniques pour l'amélioration de performances et l'optimisation de la conservation de l'énergie dans le réseau afin de pouvoir répondre aux enjeux de réseaux de capteurs sans fil. Plus précisément, on exploite des techniques de traitement de signal MIMO dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. Étant intéressés par l'architecture de réseaux de capteurs en grappes, nous développons notre analyse sur un scénario de communication avec deux grappes qui sont réparties de part et d'autre de la liaison de canal de propagation où la communication entre les deux grappes est établie selon un modèle MIMO. Le concept de systèmes MIMOs est envisagé dans cette thèse pour les aspects attrayants qu'ils présentent. En effet, ces systèmes ont permis de meilleures efficacités spectrales et ont montré de bonnes performances en transmission. Dans la littérature, plusieurs technologies à la base de systèmes MIMOs telles que le MIMO coopératif et les systèmes MIMOs distribués collaboratifs ont été proposées aux réseaux de capteurs sans fil pour permettre une meilleure flexibilité et une consommation d'énergie optimale.

Le premier objectif visé par ce travail est de contribuer à l'étude de techniques MIMOs. Cette étude ne se limite pas aux concepts de base mais s'étend à des techniques MIMOs avancées. Il s'agit de techniques de polarisation d'antennes. Ces techniques permettent les meilleures performances en capacité spectrale particulièrement dans les milieux de propagation riches en diffuseurs. D'autant plus, nous nous sommes intéressés à la modélisation de canal de propagation ainsi qu'à l'étude des effets liés à la présence de diffuseurs. Nous avons montré que les stratégies de polarisation adéquates sont liées à la distribution de diffuseurs dans le milieu de propagation. Notre deuxième contribution consiste au développement d'un nouvel algorithme de localisation dans les réseaux de capteurs sans fil. Cet algorithme est basé sur l'approche de beamforming. L'aspect attrayant que présente l'algorithme proposé est ce que la précision de la localisation peut être potentiellement améliorée en fonction de nombre de nœuds capteurs collaboratifs. Notre troisième contribution consiste à retrouver la meilleure configuration de système de communication. Il s'agit de déterminer le nombre d'éléments pouvant communiquer de part et d'autre de la liaison de communication tout en maintenant un meilleur compromis entre capacité et énergie totale consommée par bit. Nous avons présenté une nouvelle métrique qui permet de relâcher la contrainte de performances au profit de l'énergie. Des techniques de type water-filling ont été envisagées pour permettre à l'amélioration de la métrique proposée. Finalement, nous avons présenté un algorithme de sélection de nœuds capteurs dans un milieu riche en diffuseurs. L'algorithme présenté se base sur la maximisation de rapport signal à bruit total au niveau de la réception.

Organisation de la thèse

Ce mémoire de thèse est structuré autour de 5 chapitres suivis d'une conclusion générale.

Le *premier chapitre* expose un état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil. Ce chapitre introduit les réseaux de capteurs sans fil et spécifie les applications potentielles à ces réseaux. Nous examinons les principaux concepts associés aux réseaux de capteurs et nous entamons la question de la conservation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fils. Par ailleurs, nous présentons une synthèse des approches de la littérature visant l'optimisation de l'énergie et nous exposons des approches MIMO pouvant être incorporées dans les réseaux de capteurs sans fils.

Le *deuxième chapitre* est entièrement consacré à la technologie MIMO. Nous présentons le modèle de communication, les schémas de diversité ainsi que les modèles de canal MIMO. Nous nous intéressons à des modèles géométriques pour le canal de propagation radio riche en diffuseurs. D'autant plus, nous envisageons les systèmes MIMO à antennes polarisées et nous caractérisons l'effet de dépolarisation d'antennes. L'évaluation de performances de systèmes de communication MIMO en termes de la capacité de canal de transmission ainsi que les méthodes analytiques pour l'évaluation de la capacité sont présentées.

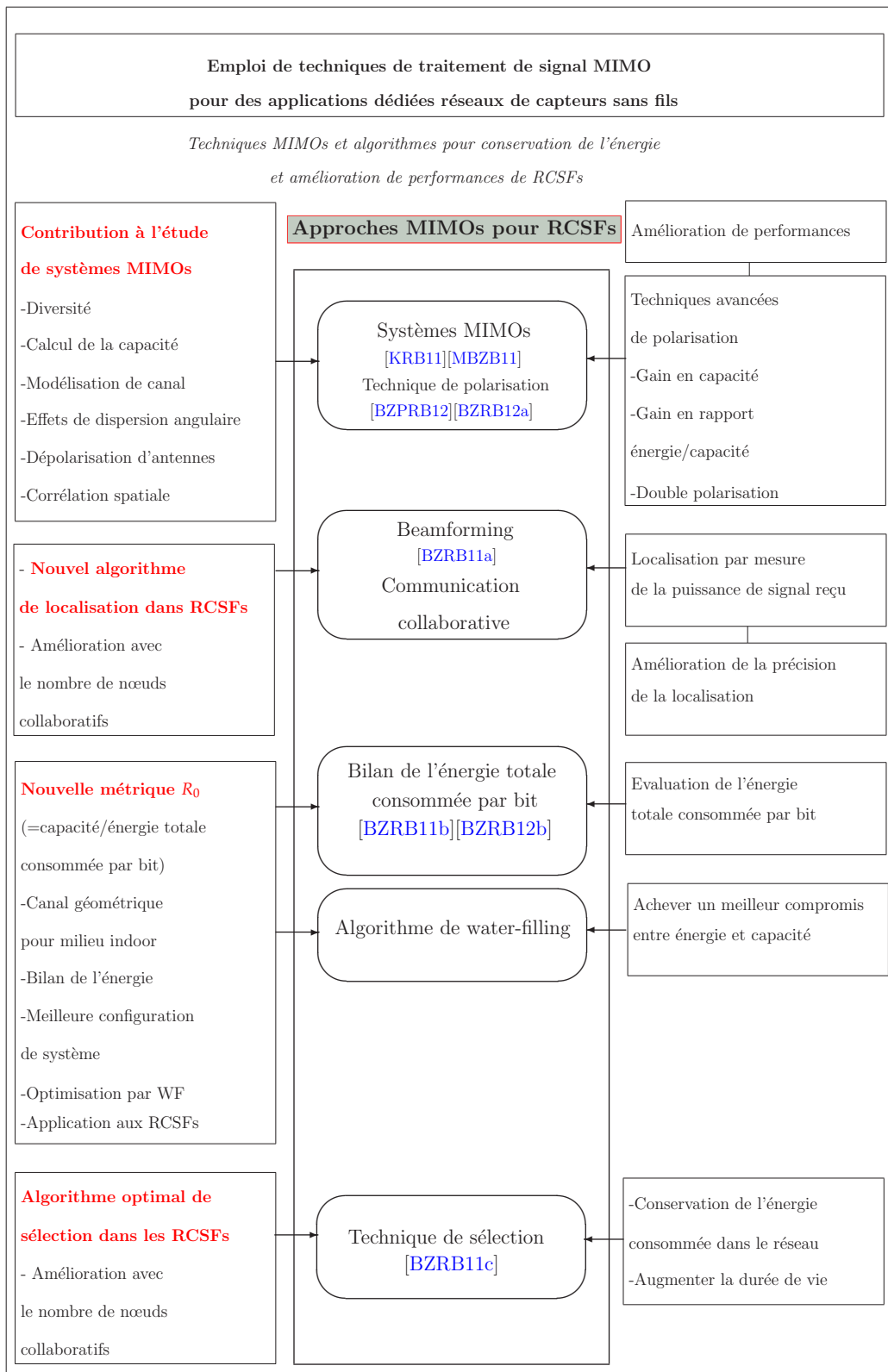
Après s'être construit une idée claire sur les systèmes MIMO et les réseaux de capteurs sans fil, nous abordons dans le *troisième chapitre* à la technique de formation de voies (*Beamforming*). La méthode de beamforming est présentée dans une première étape comme étant une technique de combinaison pour les systèmes MIMO. Par la suite, nous introduisons la technique de beamforming dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil disposant d'une configuration en grappes. Nous envisageons le problème de localisation dans les réseaux de capteurs sans fil et nous exposons un nouvel algorithme de localisation basé sur une approche de beamforming collaboratif.

Le *quatrième chapitre* propose une analyse de la métrique "Rapport capacité sur énergie" définie par le rapport de la capacité ergodique et de l'énergie totale consommée par bit. Cette métrique permet d'évaluer le coût en consommation d'énergie pour un certain niveau de la capacité. Notre analyse considère un modèle de système de communication dans un milieu indoor riche en diffuseurs. Nous proposons un modèle de canal géométrique et nous exploitons des méthodes d'allocation optimale de puissance pour permettre de meilleures performances pour la métrique définie.

Le *cinquième chapitre* traite de la technique de sélection dans les réseaux de capteurs sans fil. Nous présentons un algorithme de sélection de nœuds capteurs. Cet algorithme est testé avec un modèle de communication renfermant deux grappes de nœuds capteurs. L'objectif de cet algorithme est de proposer une solution qui permet une conservation énergétique dans le réseau. La sélection optimale est obtenue par la maximisation du rapport signal à bruit total à la réception.

Nous récapitulons dans le schéma ci-dessous les approches MIMO utilisées dans ce travail

de thèse. Nous définissons les objectifs et nous mentionnons les différentes contributions.



Chapitre 1

Etat de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Les réseaux de capteurs sans fil	7
1.2.1	Domaines d'application	7
1.2.2	Pile protocolaire et standards	9
1.2.3	Architecture	11
1.2.4	Le nœud capteur	12
1.3	Consommation de l'énergie dans les RCSFs	14
1.3.1	Importance de la consommation de l'énergie dans les RCSFs	16
1.3.2	Mécanismes de conservation d'énergie dans les RCSFs	16
1.4	Méthode de regroupement dans les RCSFs	19
1.5	Techniques MIMOs pour les RCSFs	21
1.6	Conclusion	23

1.1 Introduction

L'ÉVOLUTION de réseaux de capteurs distribués (DSNs) à partir de l'année 1980 a permis au développement de réseaux de capteurs sans fil (RCSFs)[CK03] reconnus en anglais par Wireless Sensor Networks (WSNs)[AAOF05]. D'autant plus, la technologie MEMS(Micro-Electro-Mechanical) [EBC⁺07] a permis pour une conception flexible de réseaux de capteurs sans fil évolutifs. Les réseaux de capteurs sans fil [ASSC02a] présentent une classe émergente de réseaux de communication qui devient de plus en plus attrayante dans le domaine de télécommunication. Ce chapitre est consacré à une introduction aux réseaux de capteurs sans fil. On présente dans une première partie les réseaux de capteurs ainsi que les standards les plus aptes pour y être utilisés. Ensuite, on introduit l'architecture générique de réseaux de capteurs sans fil et on décrit certaines spécifications techniques. Étant donné l'importance de la consommation énergétique dans les réseaux de capteurs sans fil, on aborde dans la deuxième partie de chapitre les formes de dissipation de l'énergie dans le réseau de capteurs sans fil et on expose les mécanismes de la conservation de l'énergie dans des réseaux tels. Plus particulièrement, on envisage l'emploi de techniques MIMO pour les réseaux de capteurs sans fil en grappes.

1.2 Les réseaux de capteurs sans fil

Un réseau de capteurs sans fil est un ensemble de nœuds capteurs autonomes et hétérogènes qui sont interconnectés par un réseau de communication sans fil via un protocole de communication tels que IEEE 802.15, ZigBee, WiFi, 6lowpan, Bluetooth, WiMAX et LTE. Le nœud capteur ou *sensor node* en anglais possède à l'origine le nom américain *mote* [KKP]. Le concept de réseaux de capteurs sans fil a été introduit par les professeurs Pister et Kahn en 1997 dans le cadre du projet *Smart Dust* dont le but est d'explorer les limites en taille et en puissance de consommation de nœuds capteurs autonomes de taille miniature. Les applications envisagées par le projet *Smart Dust* couvrent essentiellement le domaine civil et le domaine militaire. Le déploiement de nœuds capteurs dans le réseau dépend de type de l'application considérée.

1.2.1 Domaines d'application

De nombreuses applications [ALM05] de réseaux de capteurs sans fil voient actuellement le jour. Ces réseaux [AAOF05][SRS07][IK08] ne sont plus restreints à des applications militaires mais couvrent l'environnement, la sécurité, la santé ainsi que le commerce. Un réseau de capteur sans fil permet de surveiller une variété de paramètres du milieu ambiant [ASSC02a] tels que la température, la pression, la lumière, le son, l'humidité, le champ magnétique et la radiation, ... Autres exemples des applications couvrent la surveillance des endroits tels que les musées [dBPSF08] et des réseaux souterrains (Wireless Underground Sensor Networks (WUSNs)). Les mesures se rattachant à ces paramètres sont transmises via un canal de propagation et peuvent être traitées par une application pour en faire une décision. Le tableau 1.1 donne des exemples d'applications pour les réseaux de capteurs sans fil. Ces applications sont répertoriées selon différent domaines.

Domaine d'application	Exemples d'applications
Militaire	-Mission de surveillance -Détection des mouvements ennemis -Détection des attaques biologiques et chimiques -Surveillance d'équipements et des munitions
Environnement	-Mesures météorologiques -Détection des inondations -Détection des incendies de forêts -Surveillance de centrales nucléaires
Santé [KGRT10]	-Télésurveillance de données physiologiques -Suivi et surveillance de patients et de médecins -Administration de médicaments dans les hôpitaux
Domestique	-Détection de vols de voitures -Suivi de véhicules -Maison intelligente
Industriel [KAB ⁺ 05]	-Gestion et contrôle des stocks -Musées interactifs

Tab. 1.1: Domaines d'application de réseaux de capteurs sans fil

Les réseaux de capteurs sans fil n'ont pas cessé d'intéresser les industriels et les chercheurs. Dès lors, plusieurs projets marquants ont été réalisés dont on présente la liste suivante :

- Projet SELF-ORGANIZING WSNs[Unimo] présenté en 2001 par l'université de Californie à Berkeley et le laboratoire Intel Berkeley Research Lab. Le réseau de capteur renferme 800 nœuds capteurs pour la détection de lumière, la température, le niveau de batterie et la puissance de signal.
- Projet WSN ON GREAT DUCK ISLAND présenté en 2002 par le laboratoire Intel Berkeley Research Lab et l'université de Californie à Berkeley. Ce projet a pour finalité la surveillance de l'environnement des oiseaux marins, 32 nœuds capteurs ont été déployés sur l'île d'intérêt.
- Le projet CODEBLUE [Pro02] proposé en 2002 par l'université Havard pour des applications médicales dans un milieu indoor.
- Le projet EXTREME SCALE PROJECT [GPH⁺12] établi par l'université d'Ohio. Ce projet a permis pour un réseau de 1000 nœuds capteurs de type XSMs et un backbone de 200 puits.
- Le projet GOLDEN GATE BRIDGE [KPC⁺07] réalisé par l'université de Californie à Berkeley en 2005 pour assurer la surveillance de charge sur le pont de Golden Gate.
- Le projet WIRELESS MEDICAL SENSOR NETWORKS IN EMERGENCY RESPONSE [GPS⁺08] réalisé en 2008 par l'université Havard. Des capteurs à courte portée de type miTag sont déployés pour des applications médicales.

D'autres projets scientifiques sont en cours de réalisation. On cite particulièrement le projet européen WSN4CIP (depuis 2009) qui traite des infrastructure critiques.

1.2.2 Pile protocolaire et standards

La pile protocolaire de réseaux de capteurs sans fil est présentée dans la figure 1.1. Cette pile est constituée de la couche application, la couche transport, la couche réseau, la couche liaison de données et la couche physique. Ces couches sont associées au plan de gestion de l'énergie, le plan de gestion de mobilité ainsi que le plan de gestion de tâches. Au niveau de la couche physique, les réseaux de capteurs utilisent les nœuds capteurs pour transmettre de données à de portées élevées tout en assurant une faible consommation de l'énergie. Le standard IEEE 802.15.4 définit les couches physique et liaison de données afin de répondre aux contraintes de réseaux de capteurs sans fil. Ce standard a été établi en 2003 [RSM⁺09] et a spécifié la couche physique (PHY) ainsi que la couche MAC (Medium Access Control) appropriées pour permettre de faibles coûts et une consommation minimale de l'énergie. Les objectifs visés par ce standard est de fournir une connectivité sans fil pour les objets communicants très contraints tels que les capteurs tout en assurant :

- Une portée étendue
- Un faible coût et une basse complexité
- Une faible consommation d'énergie avec plus d'autonomie

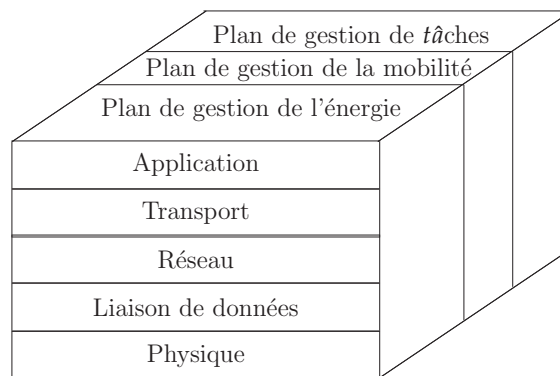


Fig. 1.1: Pile protocolaire pour les réseaux de capteurs sans fil

La couche physique est responsable pour différentes tâches dont on cite :

- Sélection de canal
- Génération de la fréquence porteuse
- Détection de signal
- Estimation de la qualité de liens et contrôle de puissance
- Codage de données
- Modulation de données

Le choix de type de la modulation pour qu'elle soit une modulation binaire ou une modulation à M états (*M array*) est critique pour pouvoir assurer une transmission robuste au sein de réseau de capteurs sans fil. Ce choix a été défini par Shih et al. dans [SCI⁺01]. Concernant la couche liaison de données, elle est responsable pour le multiplexage de données, la correction des erreurs dans la transmission, détection et réception de trames de données ainsi que l'établissement de liaisons. La couche liaison est aussi responsable pour une conservation d'énergie en utilisant de méthodes de types compromis entre la consommation et la latence d'activation, une alternance entre le mode actif et le mode en veille,

agrégation de données,... Le protocole MAC assure la création de l'infrastructure de réseau. Ce protocole doit établir les liaisons de communication entre les différents nœuds capteurs pour un transfert de données au sein d'un réseau de capteurs dense. D'autant plus, il doit efficacement faire le partage de ressources entre les nœuds capteurs. Les réseaux de capteurs sans fil opèrent dans la bande industrielle de 1 GHz et 2.4 GHz ainsi que dans les bandes radio ISM (Industrial Scientific and Medical) précisées par le tableau 1.2[GB09]. Les aspects attrayants de la couche physique à 2.4 GHz (2.4 GHz PHY) sont décrits par le tableau 1.3 [RSM⁺09].

Bande de fréquence	Fréquence centrale
6.765 - 6.795 MHz	6.780 MHz
13.553 - 13.567 MHz	13.560 MHz
26.957 - 27.283 MHz	27.120 MHz
40.660 - 40.700 MHz	40.68 MHz
433.05 - 434.79 MHz	433.92 MHz
2.4 - 2.5 GHz	915 MHz
5.725 - 5.875 GHz	2450 MHz
24 - 24.25 GHz	5800 MHz
61 - 61.5 GHz	24.125 GHz
122 - 123 GHz	122.5 GHz
244 - 246 GHz	245 GHz

Tab. 1.2: Bandes de fréquences ISM selon la norme EN 55011

Caractéristique	Description
Nombre de canaux	16 : N° 11 au N° 26
Écartement de fréquence	5 MHz
Bande de fréquence	2400 MHz-2483.5MHz
Modulation	Direct sequence spread spectrum (DSSS)
Débit chip	2 Mchips/s
Débit	250 kbits/s
Modulation de la séquence chip	Minimum Shift Keying (MSK)

Tab. 1.3: Caractéristiques de la couche physique 2.4 GHz PHY DSSS

D'autres standards tels que ZigBee peuvent être combinés avec la norme IEEE 802.15.4 [ANS06] pour mieux satisfaire les contraintes de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil. Le ZigBee peut travailler sur les trois bandes de fréquences suivantes :

1. la bande 2.4 GHz pour une couverture mondiale
2. la bande 868 MHz pour la région Europe
3. la bande de 915 MHz pour l'Australie et USA

Les débits associés aux différentes bandes sont répertoriés dans le tableau 1.4.

Région	Bande	Canaux	Débit
Couverture mondiale	2.4 (2.405-2.480)GHz	N° 11 au N°26	250 kbits/s
USA et Australie	915 (902-928)MHz	N° 1 au N° 10	40 kbits/s
Europe	868 MHz	N° 0	20 kbits/s

Tab. 1.4: Débits et canaux pour les différentes régions

Quoique le débit avec ZigBee est faible (250 kbits/s maximum), cette norme permet pour une consommation faible d'énergie dans le réseau. Ces réseaux sont considérés comme des réseaux LP-WPANs (Low Power-Wireless Personal Area Networks). D'autres standards tel que Bluetooth [Blu05] présentent une grande consommation d'énergie. De ce fait, le transfert de données ne pourrait se faire que sur de faible distance. Une comparaison entre les différents standards [AKK04] est présentée dans le tableau 1.5.

Protocole	ZigBee	Bluetooth	Wi-Fi
Norme	802.15.4	802.15.1	802.11a/b/g
Mémoire	4-32 kbits	>250 kbits	>1 Mbits
Autonomie avec pile	Années	Jours	Heures
Nombre de nœuds	>65 000	7	32
Vitesse de transfert	250 kbits/s	1 Mbits/s 11-54	> Mbits/s
Portée	100 m	10m-100 m	300 m

Tab. 1.5: Caractéristiques de protocoles pour les réseaux de capteurs sans fil : ZigBee, Bluetooth et Wi-Fi

1.2.3 Architecture

L'anatomie de réseaux de capteurs sans fil est présentée par la figure 1.2. Des nœuds capteurs sont répartis dans une zone de détection. Ces nœuds capteurs peuvent être déployés manuellement ou même jetés à partir d'un avion pour pouvoir surveiller certains phénomènes dans un champ d'intérêt. Les nœuds capteurs distribués dans le réseau ont pour objectif de collecter et de mettre en forme l'information perçue d'une manière autonome. L'information collectée peut être par la suite distribuée entre les nœuds capteurs ou acheminée via une passerelle qui recueille les données de détection et les transmet jusqu'à un nœud puits (*sink*) suite à un routage multi sauts [ASSC02a] par l'intermédiaire d'un système GSM (Global System for Mobile), une connexion internet ou un réseau de satellites. Le déploiement de réseaux de capteurs a été initialement établi par Koen Langendoen pour un réseau à large échelle avec 100 nœuds de capteurs [LBV06].

Quoique les réseaux de capteurs sans fil possèdent des critères de réseaux LP-WPANs (Low Power-Wireless Personal Area Networks), ces réseaux possèdent de caractéristiques particulières dont on cite [ASSC02b] :

- Un réseau de capteurs sans fil doit permettre pour une architecture étendue où de milliers de nœuds capteurs peuvent être déployés.
- La topologie de réseaux de capteurs peut changer au cours du temps.

- La portée typique d'un capteur dans le réseau peut être faible et ces réseaux doivent mettre en oeuvre des processus de routage permettant une communication globale pour tout le réseau.
- Les capteurs sont généralement limités en énergie, capacités de calcul, et mémoire. Ainsi, la gestion énergétique de l'ensemble de réseau est beaucoup plus importante que la gestion individuelle de nœuds capteurs.

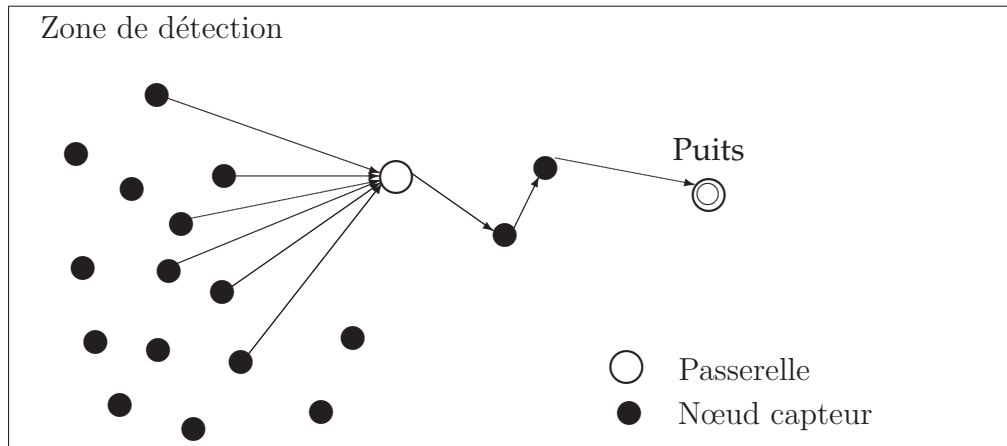


Fig. 1.2: Anatomie de réseaux de capteurs sans fil

1.2.4 Le nœud capteur

L'architecture matérielle d'un nœud capteur est représentés dans la figure 1.3. Cette architecture est typiquement centrée autour de cinq éléments dont on présente une brève description dans la suite.

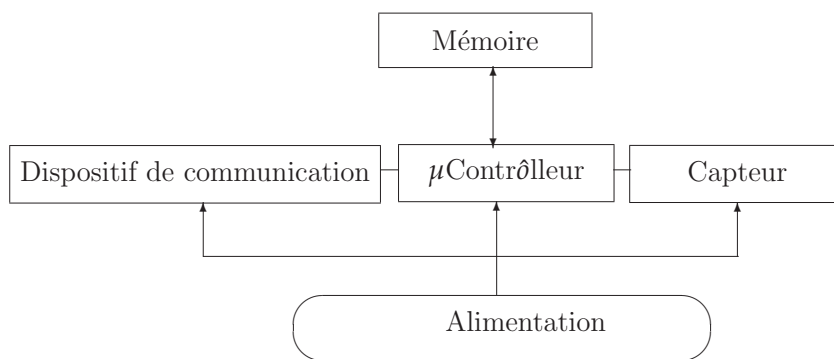


Fig. 1.3: Anatomie d'un nœud capteur

Le microcontrôleur :

Le microcontrôleur gère le fonctionnement de capteur, traite les données recueillies par ce capteur et lui permet d'interfacer simultanément avec d'autres capteurs ainsi qu'avec

différents éléments du réseau. Le microcontrôleur doit optimiser la consommation énergétique du nœud capteur et bien évidemment optimiser le coût de nœud. Le progrès en technologie a permis pour de microcontrôleurs avec des architectures modernes telle que RISC (Reduced Instruction Set Computer). On parle de microcontrôleurs *ultra low power* [SDTL10]. L'unité de traitement d'un nœud capteur interface généralement le capteur via un convertisseur analogique numérique.

Un dispositif de communication :

Il s'agit typiquement d'un dispositif radiofréquence (RF) qui constitue l'émetteur/récepteur et permet au nœud capteur de communiquer avec les autres éléments du réseau. Pour certaines applications, les nœuds capteurs peuvent opérer dans un environnement optique où ultrasonore. Ainsi, d'autres types de dispositifs de communication appropriés peuvent être utilisés. Parmi les dispositifs radio compatibles avec la norme IEEE 802.15.4. Le module radio CC2420 représente le dispositif de communication le plus utilisé dans la recherche concernant les réseaux de capteurs sans fil [SDTL10]. Les dispositifs de communication radio opèrent selon quatre modes de fonctionnement dont une brève description est donnée dans la suite.

- Mode émission : le nœud capteur est en mode de transmission de données
- Mode réception : Le nœud capteur est en mode de réception de données
- Mode idle : Le circuit radio est toujours actif mais le nœud capteur n'établit aucune communication. Dans le cas où le capteur passe en mode *idle*, l'activité de capteur reste limitée ce qui permet une conservation de l'énergie. L'énergie consommée par les capteurs dans le cas de mode *idle* est typiquement inférieure à celle du mode émission ainsi que celle du mode réception.
- Mode sommeil : le nœud capteur ne procède ni à la transmission ni à la réception de données. Une fois le temps s'est écoulé pour le mode sommeil, le nœud capteur passe au mode *idle*.

Le tableau 1.6 donne la consommation en courant pour le module radio CC2420. Ce module est approprié pour de moyennes et longues portée de réseaux de capteurs sans fil.

Mode	Courant
Mode réception	18.8 mA
Mode émission	Entre 8.5mA et 17.4 mA
Mode idle	426 μ A
Mode sommeil	20 μ A

Tab. 1.6: Consommation en courant du module CC2420

L'unité d'alimentation :

L'unité d'alimentation constitue la source d'énergie pour le nœud capteur (microcontrôleur, dispositif de communication, capteurs, périphériques,...). Il s'agit d'un module crucial qui se présente généralement sous forme de batterie qui ne pourrait souvent être ni

échangée ni rechargée. En effet, les nœuds capteurs peuvent opérer dans un environnement dangereux et les batteries ne sont pas accessibles. D'autres sources d'alimentation telles que l'alimentation continue et l'alimentation avec des cellules photovoltaïques peuvent être utilisées comme étant des sources externes d'alimentation. Les nœuds capteurs se trouvent généralement limités en ressources d'énergie. La durée de vie d'une batterie peut être de quelques mois voire une ou deux années. La conservation d'énergie reste une exigence essentielle pour les réseaux de capteurs sans fil puisque les batteries possèdent une durée de vie limitée et devraient fonctionner durant de longues périodes. En outre, dans des réseaux de capteurs étendus, les nœuds capteurs se trouvent déployés dans une surface étendue où la communication entre les nœuds capteurs à distances de séparation élevées devrait être maintenue.

La mémoire :

La mémoire permet de stocker les programmes et d'enregistrer les données mesurées. Les nœuds capteurs utilisent la mémoire pour conserver les données permanentes tel que le système d'exploitation (Il s'agit ici de la mémoire Flash) ainsi que la mémoire RAM (Random Access Memory) pour enregistrer les données lors de la communication avec l'environnement extérieur. La mémoire utilisée par les nœuds capteurs se trouve généralement limitée par la taille de nœuds capteurs. Le processeur peut être doté d'une mémoire extérieure afin d'augmenter la capacité de stockage.

Le capteur :



Le capteur est un dispositif qui est dédié à percevoir une grandeur physique. Le type de la grandeur perçue dépend du champ d'application envisagé.

Dans le tableau 1.7, on présente deux exemples de nœuds capteurs parmi les nœuds capteurs les plus marquants. Il s'agit de nœuds capteurs Mica2, et TMote Sky [[Mot06](#)].

1.3 Consommation de l'énergie dans les RCSFs

Comme mentionné précédemment, les nœuds capteurs présentent des contraintes en énergie en raison de la limitation concernant les sources d'alimentation spécialement dans le cas de source d'alimentation sous forme de batterie. Les formes de dissipation d'énergie au niveau de nœud capteur couvrent essentiellement :

1. **L'énergie de traitement et de calcul** : Il s'agit de l'énergie dissipée par le microcontrôleur. La consommation énergétique du microcontrôleur dépend du mode de fonctionnement. La gestion dynamique pour la puissance [[SC01](#)] permet pour une meilleure consommation énergétique de ce composant. Les valeurs en consommation de puissances avec une gestion dynamique de puissances est montrée pour l'exemple de microcontrôleur MSP430 (figure 1.4).
2. **L'énergie dissipée pour la communication** : Il s'agit de l'énergie dissipée par la radio de nœud capteur. La quantité d'énergie dissipée dépend de caractéristiques de module radio lui même ainsi que de la communication établie (Type de données,

Mote	Mica2 (2002) 	TMote Sky (2005) 
Entreprise	Moteiv San Francisco, USA	Crossbow Zurich, Switzerland
Microcontrôleur	Atmel ATmega 128L	TI MSP430F1611 AVR RISC 8 MHz @ 8 MIPS
RAM (Kbits)	4	10
ROM (Kbits)	128	48 Flash
Stockage(Kbits)	512 Flash	128
Alimentation	2 batteries AA	-Batteries AA -Batteries cellules
Logiciel (OS)	TinyOS	TinyOS
Radio	Chipcon CC1000	Chipcon CC2420
Bande	Bandes ISM	2.405GHz
Dimensions (in)	2.25 x 1.25 x 0.25	1.29 x 2.60 x .27
	-Support de batterie	+Support de batterie
Application	-Environnement,Sécurité -Surveillance	-Humidité, Lumière -Température

Tab. 1.7: Exemples de nœuds capteurs : Mica2 et TMote Sky

distance de transmission, qualité de la liaison, ...). L'énergie dissipée pour la communication constitue la plus grande portion d'énergie pouvant être épuisée par le nœud capteur. Le module radio présente certaines imperfections qui résultent en une consommation énergétique plus élevée. Généralement, un amplificateur vient accompagner le module radio.

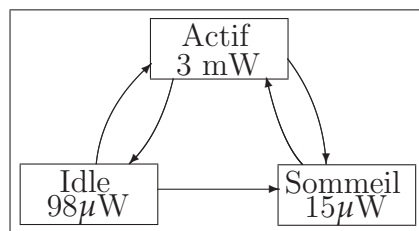


Fig. 1.4: Gestion dynamique de puissance (MSP430)

1.3.1 Importance de la consommation de l'énergie dans les RCSFs

La consommation d'énergie représente une affaire critique pour les réseaux de capteurs sans fil. Le fait de ne pas pouvoir changer ou recharger les batteries est un vrai handicap qui limite la durée de vie de nœuds capteurs. La durée de vie de la batterie détermine celle du nœud capteur et bien évidemment celle du réseau [HKK09].

La **durée de vie de nœud capteur** définit le temps pour lequel le nœud capteur épuise toutes ses ressources en énergie lors d'une application donnée.

La **durée de vie de réseau de capteurs** [CZ05] représente la durée de vie la plus courte parmi les durées de vie de tous les nœuds capteurs dans le réseau. Il s'agit d'une métrique fondamentale pour l'évaluation de performances de réseaux de capteurs sans fil.

Afin de prolonger la durée de vie de réseaux de capteurs sans fil, il faut pouvoir réduire la consommation de l'énergie dans le réseaux. Les stratégies mises en oeuvre pour cette finalité seront exposées dans la section suivante.

1.3.2 Mécanismes de conservation d'énergie dans les RCSFs

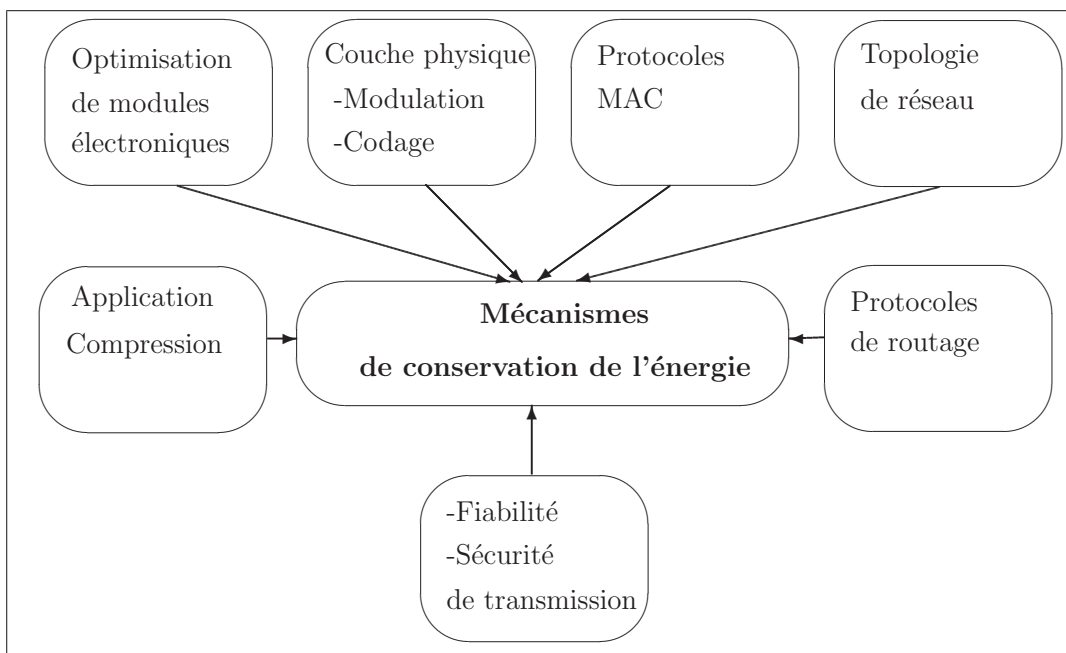


Fig. 1.5: Mécanismes de conservation d'énergie dans les RCSFs

Dans la littérature, plusieurs efforts ont été mis en oeuvre pour pouvoir assurer le fonctionnement du réseau avec une consommation d'énergie minimale [CDFP09]. Différents axes de recherches se sont développés autour de l'optimisation de la consommation de l'énergie. Ces axes couvrent les différentes couches de la pile protocolaire de réseaux de capteurs sans fil. La figure 1.5 récapitule les mécanismes de conservation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil.

1.3.2.1 Conception de circuits à faible consommation énergétique

La conception de composantes matérielles doit assurer une consommation minimale de l'énergie. L'évolution dans l'électronique a permis pour des composantes *ultra low power* couvrant les microcontrôleurs, la radio, . . . Le fonctionnement optimal de composantes matérielles est fortement relié au logiciel embarqué [MWHAH09] ainsi qu'aux stratégies exploitées. A titre d'exemple, on cite l'approche DVS (Dynamique Voltage Scaling) qui consiste à ajuster adaptativement la tension d'alimentation et la fréquence du microprocesseur pour pouvoir réduire la puissance de calcul tout en maintenant le niveau requis de performance [MCZ07].

1.3.2.2 Méthodes de modulation et de codage

Un système de communication qualifié *énergie aware* permet une consommation d'énergie totale réduite par rapport aux systèmes de communication classiques et c'est tout en ajustant certains paramètres du système tels que le débit et le type de modulation [SAS01]. Des techniques d'étalement de spectre sont utilisées pour une meilleure fiabilité dans le réseau. En particulier la bande 2.4GHz utilise une modulation OQPSK pour l'étalement de spectre où 32 chips permettent pour le codage de symboles à 4 bits.

1.3.2.3 Réduire les sources de consommation énergétiques inutiles

La couche MAC permet pour une réduction de l'énergie [ADH] pouvant être consommée inutilement. On parle ici de la quantité d'énergie pouvant être dissipée et qui résulte d'un dysfonctionnement dans le réseau de capteurs face à des problèmes dont on cite :

- Collision : lorsque le problème de collision se produit, les données seront retransmises. Ce qui résulte en une consommation additionnelle de l'énergie.
- Overhearing : le problème d'overhearing se produit lorsque le nœud capteur reçoit des données qui ne lui sont pas destinées.
- Overhead : Il s'agit de messages de contrôle lors de la communication dans le réseau. Ces messages sont typiquement des messages de signalisation.
- Overemitting : Ce problème consiste à ce que l'envoi de données s'effectue vers une destination qui n'est pas apte de les recueillir. La couche MAC permet alors de palier à des problèmes tels. A titre d'exemple pour remédier au problème d'*Overhearing*, chaque nœud capteur maintient un vecteur NAV (Network Allocation Vector). Ce vecteur indique l'activité de ses voisins. Le NAV est décrementé à chaque intervalle de temps tant qu'il n'est pas nul et dans le cas où il y a une transmission en cours. Dans le cas où le NAV devient nul, le nœud capteur peut donc passer de l'état sommeil à son état actif.

1.3.2.4 Allocation optimale de la puissance en émission

Cette stratégie détermine la puissance optimale à allouer aux nœuds capteurs tout en maintenant le bon fonctionnement du réseau [PFT06].

1.3.2.5 Protocoles de routage

Les réseaux de capteurs sans fil doivent utiliser des protocoles de routage efficaces afin d'assurer le bon acheminement de données avec le minimum d'énergie consommée. Cette énergie peut être répartie en deux catégories :

1. Énergie de la communication à l'état actif : C'est lorsque le nœud capteur émet ou reçoit les données.
2. Énergie consommée à l'état inactif : Il s'agit de l'énergie consommée à l'état *idle*.

La figure 1.6 expose des exemples de protocoles qui permettent une optimisation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil. Ces protocoles se trouvent classés selon trois approches :

- Contrôle de puissance à l'émission.
- Répartition de charge dans le réseau.
- Gestion de l'énergie à l'état *idle*.

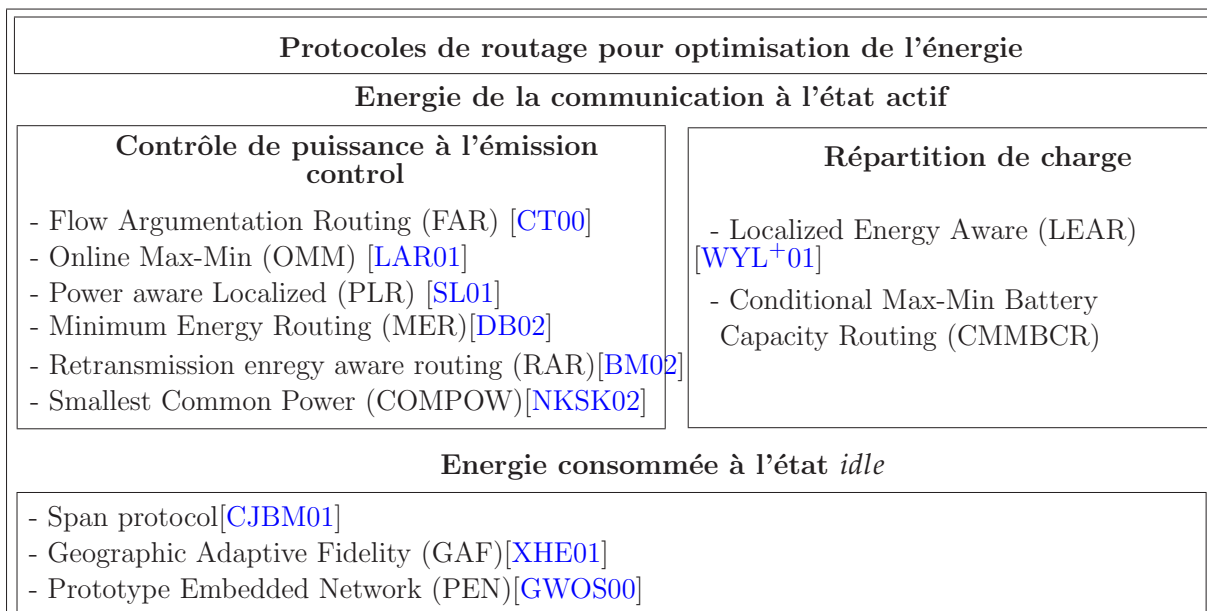


Fig. 1.6: Protocoles pour l'optimisation d'énergie dans les RCSFs

1.3.2.6 Stratégies au niveau de la couche application

Des solutions au niveau de la couche application peuvent être envisagées pour pouvoir optimiser l'énergie consommée telles que la compression de données et la sécurité afin d'éviter les pannes dans le réseau et les pertes en énergie.

1.3.2.7 Topologie de réseau

Il s'agit de la création d'une topologie structurée qui organise le réseau en des entités appelées grappes (ou *clusters* en anglais). Dans la suite, nous nous intéressons à la méthode

d'organisation de réseau en grappes. Le modèle de réseau en grappes sera retenu dans cette thèse pour des approches de communication MIMO dans un contexte de réseau de capteurs sans fil.

1.4 Méthode de regroupement dans les RCSFs

Description de la méthode de regroupement

La technique de regroupement ou *clustering* [YF04] en anglais permet pour une représentation de réseau en grappes (*clusters*). Il s'agit de l'association de nœuds capteurs en des groupes de nœuds capteurs pour permettre une architecture de réseau plus flexible. Chaque grappe renferme un nœud capteur élu appelé caryomme (*clusterhead*) qui collecte les données provenant de l'ensemble de nœuds compris au sein du grappe. Les *clusterheads* acheminent par la suite ces données à un point de collecte tel que par exemple une station de base. Ce dernier recueille les données et les communique à un serveur distant ou à un utilisateur final pour pouvoir les analyser et les traiter. La structuration de réseaux de capteurs en grappes peut être établie selon différentes classes d'algorithmes qui sont répertoriées comme suit :

- Implicites : Les nœuds se mettent en groupes
- Explicites : Les nœuds se constituent en groupes autour d'un caryomme (*Clusterhead*)
- Actifs : Les grappes sont les résultats de l'exécution d'un protocole dédié
- Passifs : Les grappes se forment en déduisant des informations sur la topologie de réseau en écoutant les messages MAC utilisés pour transmettre le trafic de données
- Hiérarchique (Grappes de grappes)
- Non hiérarchique
- Centralisés
- Distribués

Les algorithmes de regroupement peuvent être aussi répertoriés en deux grandes catégories à savoir des protocoles statiques et des protocoles dynamiques dont on cite l'exemple de protocole LEACH (Low Energy Adaptive Clustering Hierarchy) [HCB00]. Ce dernier utilise des mécanismes basés sur la hiérarchie afin de réduire les données collectés par les nœuds capteurs avant d'être acheminées à la station de base.

Dans le cas d'une architecture classique de réseau de capteurs, les nœuds capteurs transmettent directement les données recueillies vers la station de base. Ceci ne pourrait pas être pratique dans le cas où le champ de surveillance est étendu. Bien évidemment, les ressources énergétiques de nœuds capteurs peuvent être épuisées au bout de courtes périodes avec une architecture classique du réseau. Les nœuds capteurs les plus éloignés sont particulièrement exposés à ce problème. D'autant plus, le fonctionnement d'un nœud capteur est fortement lié à celui de nœuds capteurs voisins. De ce fait, des phénomènes tel que l'*overhearing* peuvent se produire. Ce phénomène résulte en une consommation additionnelle en énergie. Finalement, la structuration de réseaux de capteurs en grappes permet aussi de réduire la complexité de protocoles de routage.

Configuration en grappes pour un routage multi-sauts

L'architecture de réseaux de capteurs en grappes est présentée dans la figure 1.7. Cette architecture est comparée à une architecture classique. L'acheminement de données dans

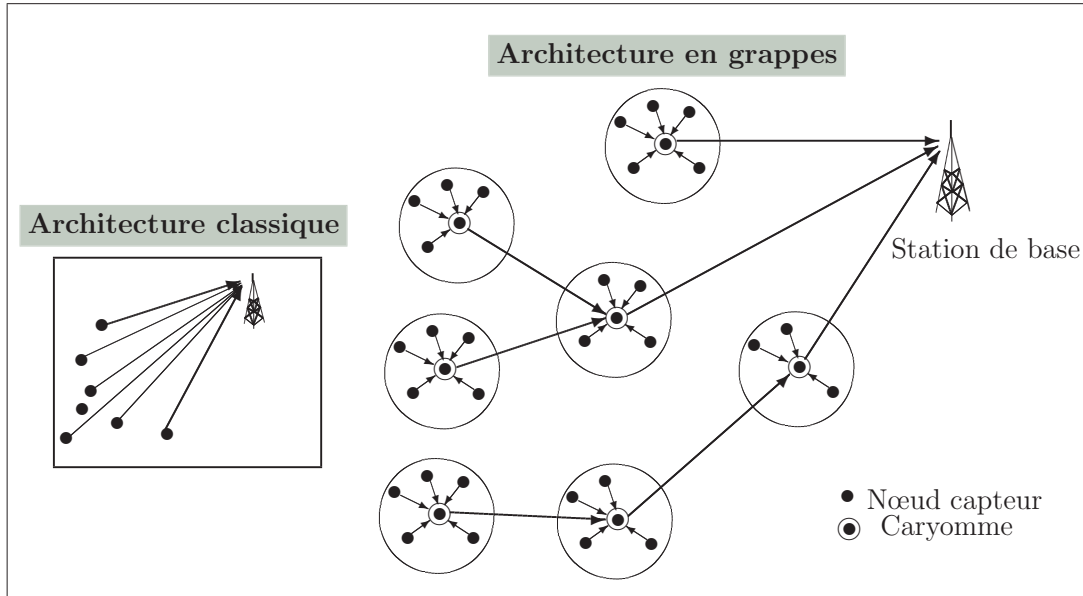


Fig. 1.7: RCSFs en grappes pour une communication multi-sauts

les réseaux de capteurs peut se faire selon différentes stratégies :

1. Le caryomme collecte les données communiquées vers la station de base.
2. Une communication peut être établie entre deux grappes ou la grappe la plus éloignée de la station de base communique ses données à une autre grappe relativement plus proche à la station de base. Cette dernière prend en charge l'acheminement de données vers le point de collecte.
3. La communication de données de captage se fait via plusieurs grappes ou chaque grappe achemine les données vers la grappe suivante avant de communiquer les données à la station de base.

On parle de routage multi-sauts. Cette stratégie permet de diminuer la consommation énergétique tout en réduisant les distances pour la transmission de données. En effet, selon [SL01], la puissance qu'il faut avoir pour une transmission directe $u(d_{(S,D)})$ dépend de la distance de séparation entre la source et la destination. Soit :

$$u(d_{(S,D)}) = a \cdot (d_{(S,D)})^\alpha + c \quad (1.1)$$

Les scalaires a , c et α sont trois paramètres qui dépendent de l'environnement physique ainsi que la puissance de traitement dans les terminaux. La transmission optimale de puissance doit satisfaire la relation (1.2) :

$$d_{(S,D)} \leq \left(c/a(1 - 2^{1-\alpha}) \right)^{1/\alpha} \quad (1.2)$$

De ce fait, le coût en puissance est fortement relié à la distance de transmission et il est judicieux de faire appel à de nœuds intermédiaires. Ceci est expliqué par la figure 1.8 où :

$$u(S,A) + u(A,D) < u(S,D) \quad (1.3)$$

- S : Nœud source
- D : Nœud destination
- A : Nœud intermédiaire
- $u(S,A)$: Puissance pour la liaison ($S \rightarrow A$)
- $u(A,D)$: Puissance pour la liaison ($A \rightarrow D$)
- $u(S,D)$: Puissance pour la liaison ($S \rightarrow D$)

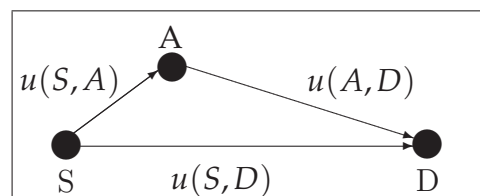


Fig. 1.8: Communication multi-sauts

1.5 Techniques MIMOs pour les RCSFs

L'approche de la structuration de réseaux de capteurs sans fil en grappes permet pour une minimisation de l'énergie consommée ainsi qu'une gestion plus facile du réseau. D'autant plus, le regroupement de réseau en grappes permet pour l'exploitation des techniques et des algorithmes existants de la littérature qui se sont montrées efficaces et robustes. Dans la littérature, plusieurs techniques attrayantes trouvent leurs applications dans les réseaux de capteurs sans fil (OSTBC, OFDM, UWB, ...). Parmi les techniques existantes, on est particulièrement intéressé par les systèmes MIMOs. Ces systèmes ne cessent de se développer et le domaine des applications devient vaste. Les systèmes MIMOs nécessitent moins d'énergie que les systèmes SISOs (Single Input Single Output) pour pouvoir réaliser une transmission avec le même taux d'erreur binaire (TEB). D'autant plus, ces systèmes permettent pour une meilleure fiabilité de la communication ainsi que pour des débits élevés et des capacités de canal importantes. En plus, les systèmes MIMOs se sont présentés comme une solution permettant pour une consommation plus faible de l'énergie dans le réseau [BK07][ZGF10]. Dans la littérature, il existe des approches de MIMO virtuel [YHC06] où des techniques de communication coopératives [MBZB11] sont exploitées. Ces approches se présentent comme de solutions pour permettre à la diminution de la consommation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil. L'approche MIMO envisagée dans cette thèse repose sur l'idée d'exploiter le modèle de communication MIMO entre deux grappes de nœuds capteurs. Il s'agit d'un système MIMO distribué où l'emplacement de nœuds ne répond pas obligatoirement à une disposition particulière comme dans le cas du MIMO classique. En revanche, la communication établie entre les nœuds capteurs est identifiée à un modèle MIMO. La figure 1.9 explique notre approche. Deux grappes de nœuds capteurs

sont considérées de part et d'autre de la liaison de communication. Au sein de chaque grappe, le caryomme établie une liaison SISO avec les nœuds capteurs situés au sein de cette grappe.

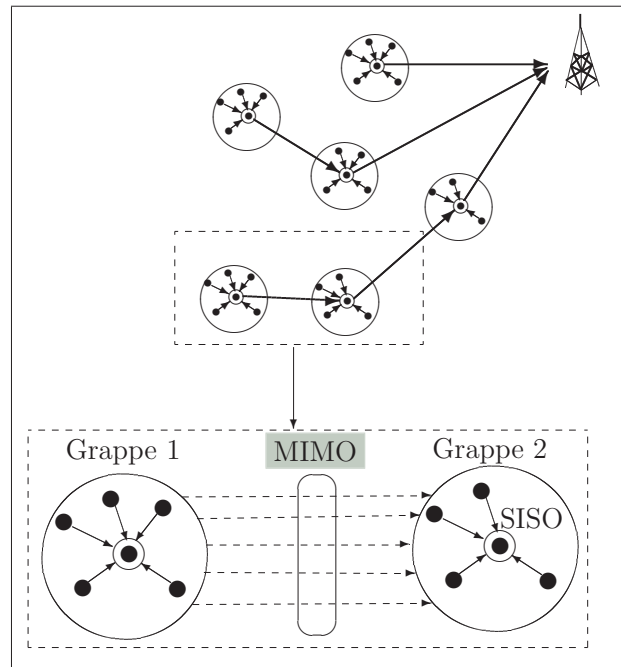


Fig. 1.9: Techniques MIMOs pour les réseaux de capteurs sans fil en grappes

Les techniques MIMOs abordées dans cette thèse et qui peuvent être incorporées dans le réseau de capteur sans fil sont listées comme suit :

- Exploitation de techniques de diversité spatiale permettant de maximiser les performances dans le cadre de milieux de propagation riches en diffuseurs
- Utilisation de technique d'allocation optimale de l'énergie tel que la méthode de water-filling afin d'optimiser un meilleur compromis entre performances et énergie totale consommée par bit
- Emploi de technique de diversité de polarisation afin d'achever un meilleur gain de diversité ainsi qu'une amélioration de performances face aux milieux de propagation riche en diffuseurs
- Exploitation de technique de formation de voies (*Beamforming*) pour des approches de localisation dans le réseaux de capteurs sans fils.
- Proposition de technique de sélection de nœuds capteurs dans le réseaux afin de réduire la consommation en énergie et maintenir de bonnes performances
- Proposition de modèles de canal géométrique pour une communication indoor dans les réseaux de capteurs sans fils

On présentera alors notre analyse pour la consommation énergétique dans le réseau de capteurs sans fil. On s'intéresse particulièrement à l'évaluation de l'énergie totale consommée par bit et on identifie les configurations optimales pour permettre aux meilleures performances avec de faibles consommations de l'énergie.

1.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre un état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil. Le concept de ces réseaux ainsi que les principaux champs d'application ont été abordés. La pile protocolaire ainsi que les standards pouvant y être associés ont été décrits. Étant donné la limitation des ressources de nœuds capteurs, l'étude de réseau de capteurs sans fil ne pourrait pas se passer de contraintes énergétiques pour cette classe de réseaux. Dès lors, on a décrit les formes de dissipation de l'énergie et on a présenté les mécanismes de conservation de l'énergie dans ces réseaux. Parmi les méthodes existantes de conservation de l'énergie, on a introduit la méthode de regroupement dans le réseau de capteurs. L'approche MIMO est introduite pour modéliser la communication entre une paire de grappes. Cette approche permet d'envisager des techniques attrayantes pouvant être exploitées dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. Les différents aspects ainsi que les excellentes performances de la technique de communication MIMO seront étudiées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Les systèmes MIMO

Sommaire

2.1	Introduction	27
2.2	Modèle de système MIMO	27
2.3	Schémas de diversité	28
2.4	Modèles de canal MIMO	30
2.4.1	Modèles stochastiques basées sur la géométrie (GSCM)	30
2.4.2	Modèles stochastiques de canal MIMO	31
2.5	Evaluation de performances	34
2.5.1	Capacité de système de communication	35
2.5.2	Décomposition en valeurs singulières (SVD)	37
2.5.3	Technique de water-filling (WF)	39
2.6	Technique de polarisation d'antennes	42
2.6.1	Concepts de base sur la théorie d'antennes	42
2.6.2	Modèle géométrique de système MIMO polarisé	44
2.7	Dispersion angulaire et corrélation spatiale	46
2.7.1	Caractérisation de l'effet de dispersion angulaire	46
2.7.2	La dispersion angulaire : forme de diversité pour les systèmes MIMO	47
2.8	Dépolarisation d'antennes	49
2.9	Corrélation de canal MIMO avec techniques de la diversité de polarisation	52
2.10	Stratégies de polarisation : Dépendance de la distribution de diffuseurs	55
2.11	Conclusion	59

2.1 Introduction

LES systèmes Multiple Input Multiple Output (MIMOs) [KRB11] ont fait l'objet de plusieurs recherches depuis la dernière décennie du vingtième siècle. Les premiers travaux ont été publiés en 1984 par Jack Winters du Bell Labs [Win87] et ont présenté une étude de limites fondamentales des débits des systèmes à antennes multiples dans un environnement à trajets multiples avec un fading de Rayleigh. La progression des études de systèmes MIMOs a aboutit à l'apparition du premier système MIMO commercial qui a été développé en 2001 par Iospan Wireless Inc. [PKF⁺08]. A partir de 2006, plusieurs sociétés telles que Broadcom et Intel ont adopté de nouvelles techniques de communication utilisant la technologie MIMO application à des réseaux LANs (Local Area Network). Le nouveau standard porte la dénomination IEEE 802.11n. La technologie MIMO a permis d'atteindre des capacités de canal et des performances élevées pour les communications radio. De ce fait, la technologie MIMO est de nos jours présente dans des standards pour des systèmes évolués tels que ceux de la quatrième génération 4G [WHG⁺10]. L'éventail des applications de la technique MIMO est large. Plusieurs axes de la recherche se sont développés autour de systèmes multi antennes. Ces axes couvrent les systèmes MIMOs à accès multiples, les réseaux Ad-hoc, le MIMO coopératif [WHG⁺10] ainsi que les réseaux de capteurs sans fil [SGB04]. Ce chapitre présente une étude de techniques MIMOs. Cette étude couvre des aspects variés, allant du modèle de système et de canal de propagation jusqu'à des techniques de polarisations avancées. Notre contribution à l'étude de systèmes MIMOs concerne deux points essentiels. Le premier consiste à l'évaluation de gain en capacité de systèmes MIMOs à double polarisation en fonction de la corrélation spatiale et la discrimination de polarisation d'antennes [BZRB12a]. Le deuxième point concerne la détermination de stratégies de polarisation adéquates en fonction de la répartition de diffuseurs dans le milieu de propagation [BZPRB12].

2.2 Modèle de système MIMO

La figure 2.1 présente le modèle d'un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices où le modèle mathématique pour un système à Fading plat est régit par l'équation (2.1).

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (2.1)$$

- \mathbf{H} : matrice complexe de canal de dimension $(N_R \times N_T)$ donnée par :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N_T}]$$

- $\mathbf{h}_p = [h_{1p}, \dots, h_{N_R p}]^T$; $p = 1, \dots, N_T$ est le vecteur complexe de canal reliant l'antenne émettrice Tx_p aux N_R antennes réceptrices Rx_1, \dots, Rx_{N_R} .
- $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_T}]^T$: vecteur complexe du signal transmis
- $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_{N_R}]^T$: vecteur complexe du signal reçu
- $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{N_R}]^T$: vecteur complexe du signal bruit additif

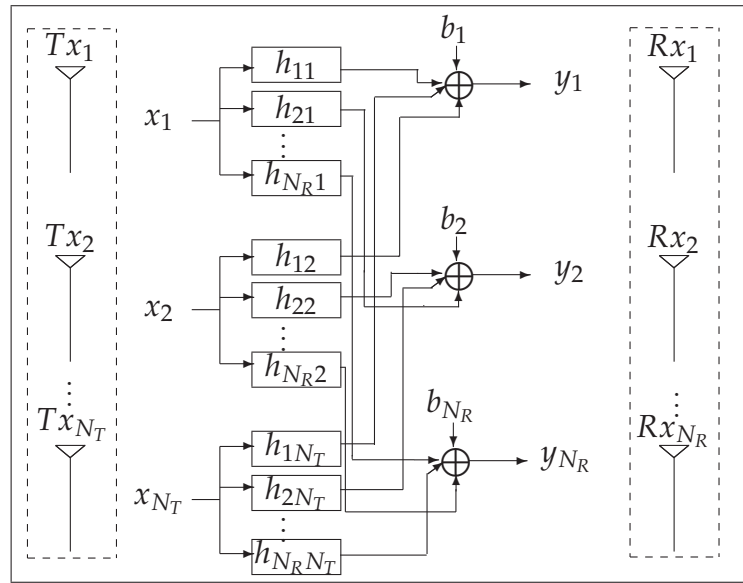


Fig. 2.1: Modèle de système MIMO Flat Fading

Le signal reçu par l'antenne Rx_q ; $q = 1, \dots, N_R$ s'exprime par :

$$y_q = \sum_{p=1}^{N_T} h_{qp} x_p + b_q \quad ; \quad q = 1, \dots, N_R \quad (2.2)$$

Dans le cas de modèle continu, le système MIMO est décrit en fonction de temps t par l'équation (2.3).

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau + \mathbf{b}(t) \quad (2.3)$$

τ est un terme de retard

2.3 Schémas de diversité

Les systèmes MIMO utilisent à la base la technique de la diversité spatiale où plusieurs antennes peuvent être déployées aussi bien à l'émission qu'à la réception. Il s'agit de la diversité spatiale. D'autres formes de la diversité peuvent aussi être exploitées soient en espace, temps ou fréquence [ZBR10].

1. DIVERSITÉ SPATIALE : On distingue la diversité spatiale à l'émission où plusieurs antennes sont déployées au niveau de l'émetteur et la diversité spatiale à la réception où des antennes sont déployées au niveau du récepteur. L'emploi d'antennes multiples permet pour différents gains moyennant le gain de diversité et le gain de multiplexage.

Gain de diversité

Le gain en diversité d mesure l'augmentation en taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit (RSB). Ce gain peut être déterminé comme étant la pente de la courbe donnant la variation de taux d'erreur binaire en fonction du rapport RSB [Jaf05].

$$d = - \lim_{\text{RSB} \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(\text{RSB})}{\log(\text{RSB})} \quad (2.4)$$

$P_e(\text{RSB})$ est le taux d'erreur mesuré à un niveau de rapport signal à bruit RSB.

Un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices peut atteindre un gain de diversité égal à $N_T \times N_R$.

Gain de multiplexage

Les systèmes MIMOs exploitent la technique de multiplexage spatial où des signaux de données différents peuvent être transmis par les antennes émettrices [ZT03]. Le flux de données reçu est demultiplexé au niveau du récepteur. Le nombre maximum de canaux de transmission indépendants désigné aussi par le degré de liberté est égal à $\min(N_R, N_T)$.

Le gain de multiplexage spatial s'exprime par :

$$r = \lim_{\text{RSB} \rightarrow \infty} \frac{R(\text{RSB})}{\log(\text{RSB})} \quad (2.5)$$

$R(\text{RSB})$ désigne le débit de transmission évaluée à un rapport signal à bruit RSB.

Compromis entre diversité et multiplexage

Des gains de diversité élevés reflètent une meilleure fiabilité de transmission. Une augmentation en gain de multiplexage permet d'atteindre de meilleures efficacités spectrales. Néanmoins, un compromis entre le gain de diversité et le gain de multiplexage spatial est décrit par l'équation 2.6.

$$d(r) = (N_T - r)(N_R - r) \quad ; \quad r = 0, \dots, \min(N_R, N_T) \quad (2.6)$$

Ceci signifie que si r paires d'antennes (une antenne émettrice et une antenne réceptrice) sont exploitées pour un multiplexage spatial [FJCL05], alors il reste $(N_T - r)$ antennes émettrices et $(N_R - r)$ antennes réceptrices pouvant être utilisées pour pouvoir achever un gain de diversité.

2. DIVERSITÉ DE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT : La diversité de diagramme de rayonnement est obtenue par l'utilisation des antennes présentant différents diagrammes de rayonnement.
3. DIVERSITÉ DE POLARISATION : La diversité de polarisation consiste au déploiement des antennes avec différentes polarisations. L'avantage d'utiliser ce type de diversité en comparaison avec d'autres formes de diversité telles que la diversité spatiale réside dans le fait que ce type de diversité ne nécessite aucun espacement entre les antennes.

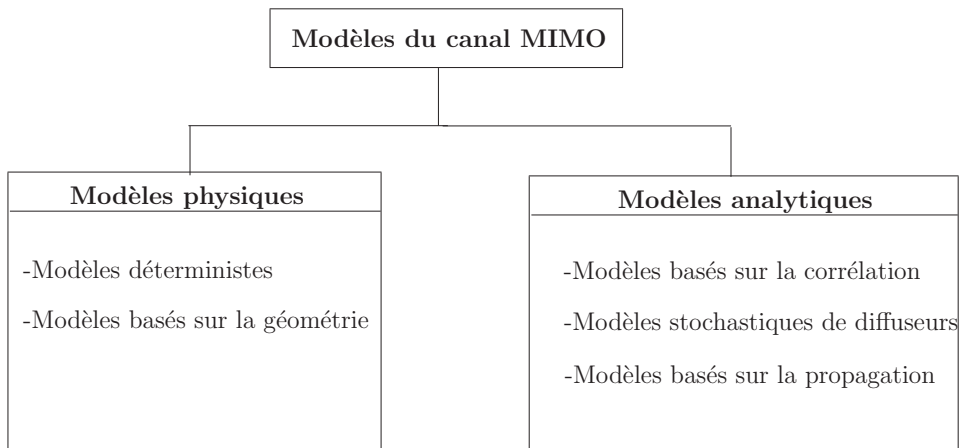


Fig. 2.2: Modèles de canal MIMO

2.4 Modèles de canal MIMO

Dans la littérature, on distingue différentes classes de modèles pour les systèmes MIMO [ABB⁺07][PHL⁺11]. Ces modèles sont principalement répertoriés en deux catégories à savoir les modèles physiques et les modèles analytiques (figure 2.2). Les modèles physiques couvrent aussi bien les modèles déterministes que les modèles basés sur la géométrie. Quand aux modèles analytiques, ils englobent les modèles basés sur la corrélation, les modèles stochastiques de diffuseurs ainsi que les modèles basés sur la propagation. Une description détaillée de modèles de canal MIMO est présentée par Almers et al. dans [ABB⁺07].

2.4.1 Modèles stochastiques basées sur la géométrie (GSCM)

Les modèles de canal MIMO stochastiques basés sur la géométrie et désignés par GSCM (Geometry-based Stochastic Channel Models) permettent de modéliser le plus fidèlement l'environnement physique. En effet, ces modèles sont basés sur des considérations géométriques, moyennant la disposition géométrique de l'émetteur et du récepteur ainsi que l'emplacement de diffuseurs. On distingue le modèle Double Bounce Geometry-based Stochastic Channel Model (DB-GSCM)[Sva02] et le modèle Single Bounce Geometry-based Stochastic Channel Model (SB-GSCM).

2.4.1.1 DB-GSCM

Les modèles de canal MIMO stochastiques basées sur la géométrie supposent que des grappes de diffuseurs se trouvent aussi bien autour de l'émetteur que du récepteur. La présence de diffuseurs dans le milieu de propagation résulte dans des trajets multiples. Les trajets de canal discret seront caractérisés par des paramètres de propagation tels que la propagation du retard, la dispersion angulaire, la corrélation spatiale et la discrimination de polarisation croisée (XPD). La figure 2.3 décrit le modèle géométrique de systèmes MIMO. Deux grappes de diffuseurs sont présentées selon une géométrie circulaire. Les diffuseurs localisés autour de l'émetteur ainsi que ceux autour du récepteur se trouvent

respectivement dans un cercle de rayon R_{Tx} et un cercle de rayon R_{Rx} . On suppose que la distance séparant l'émetteur et le récepteur $d_{(Rx,Tx)}$ est beaucoup plus supérieure que les rayons R_{Tx} et R_{Rx} . En présence de ces grappes de diffuseurs, chaque trajet de propagation peut être réfléchi par deux diffuseurs se trouvant côté émission et côté réception.

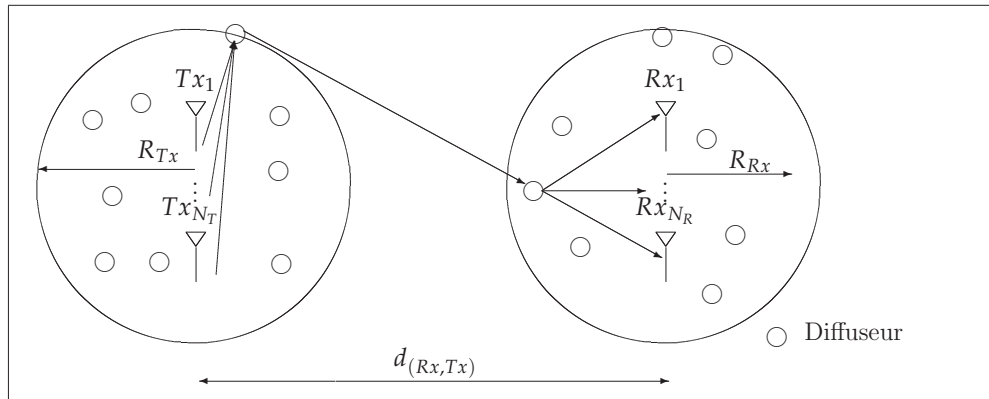


Fig. 2.3: Mécanisme de diffusion DB-GSCM

2.4.1.2 SB-GSCM

Dans le cas où un seul groupe de diffuseurs se trouve autour des antennes émettrices ou des antennes réceptrices, on parle de modèles Single Bounce Geometry-based Stochastic Channel (SB-GSCM). Un exemple de ces modèles correspond au cas où la station de base est de haute altitude. Dans ce cas, les diffuseurs sont supposés être répartis autour du récepteur [RZ⁺09].

2.4.2 Modèles stochastiques de canal MIMO

Les modèles stochastiques de canal MIMO peuvent être répartis en trois catégories dont une description est présentée dans la suite.

2.4.2.1 Modèles basés sur la corrélation

Des exemples de modèles basés sur la corrélation couvrent le modèle indépendants et identiquement distribués (i.i.d) et le modèle de Kronecker.

Modèle (i.i.d)

Le modèle le plus simple est le modèle indépendant et identiquement distribué (i.i.d) où les trajets multiples sont indépendants et uniformément distribués. Dans ce cas, les coefficients de canal MIMO sont statistiquement indépendants avec variances égales.

Modèle de Kronecker

Le modèle de Kronecker suppose que la corrélation spatiale à l'émission ainsi que la corrélation spatiale à la réception sont indépendantes. Ainsi, la matrice de corrélation de canal peut s'exprimer comme étant le produit de Kronecker de la matrice de corrélation à l'émission et de la matrice de corrélation à la réception tel qu'il est décrit par l'équation (2.7).

$$\mathbf{H}_{\text{corr}} = \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx} \quad (2.7)$$

- $\mathbf{R}_{Tx} = \mathbb{E} [\mathbf{H}_{\text{Kron}}^H \mathbf{H}_{\text{Kron}}]$: matrice de corrélation à l'émission
- $\mathbf{R}_{Rx} = \mathbb{E} [\mathbf{H}_{\text{Kron}} \mathbf{H}_{\text{Kron}}^H]$: matrice de corrélation à la réception
- \otimes : produit de Kronecker

On rappelle que le produit de Kronecker de deux matrices \mathbf{A} et \mathbf{C} est défini par :

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11}\mathbf{C} & \mathbf{A}_{12}\mathbf{C} & \dots \\ \mathbf{A}_{21}\mathbf{C} & \mathbf{A}_{22}\mathbf{C} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

La matrice de canal s'exprime selon le modèle de Kronecker par :

$$\mathbf{H}_{\text{Kron}} = \mathbf{R}_{Rx}^{1/2} \mathbf{H}_w (\mathbf{R}_{Tx}^{1/2})^T \quad (2.8)$$

\mathbf{H}_w est une matrice i.i.d gaussienne. Dans la littérature, il existe d'autres modèles de systèmes MIMO basés sur le modèle de Kronecker tels que le modèle de Keyhole et le modèle de Weichselberger.

2.4.2.2 Modèle stochastique de diffuseurs

Le modèle stochastique de diffuseurs suppose que les trajets multiples sont groupés dans des grappes réparties selon certains critères statistiques. Pour des modèles tels, la réponse impulsionnelle de canal est déterminée sans toutefois avoir recours à un modèle géométrique. Parmi, les modèles stochastiques de diffuseurs, on cite le modèle de Salah & Valenzuela (SVA) dont la réponse impulsionnelle s'exprime par :

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{k=1}^{K_m} \alpha_{k,l} \exp(j\Psi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.9)$$

Où :

- L_c : Nombre de grappes générées selon une distribution de Poisson
- K_m : Nombre de trajets de propagation dans une grappe
- $\alpha_{k,l}$: Pondération du k -ème composante du l -ème grappe
- T_l : Retard relatif au l -ème grappe
- $\tau_{k,l}$: Retard du k -ème trajet relativement au l -ème grappe avec un temps d'arrivée T_l . On suppose que $\tau_{1,l} = 0$; $l = 1, \dots, L_c$
- $\Psi_{k,l}$: Phase du k -ème trajet associée au l -ème grappe

Le retard du grappe ainsi que le retard de composantes multitrajets sont générés selon une distribution de Poisson. Le modèle de SVA peut être généralisé au domaine spatial en

faisant inclure les paramètres angle d'arrivée et angle de départ. La réponse impulsionnelle de canal normalisé est alors donnée par :

$$h(t, \Phi_T, \Phi_R) = \frac{1}{\sqrt{L_c K_m}} \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{k=1}^{K_m} \alpha_{kl} \exp(j\Psi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \times \delta(\Phi_T - \bar{\Phi}_{T,l} - \Phi_{T,k,l}) \delta(\Phi_R - \bar{\Phi}_{R,l} - \Phi_{R,k,l}) \quad (2.10)$$

Où :

- $\bar{\Phi}_{T,l}$: Angle moyen de départ pour la l -ème grappe
- $\bar{\Phi}_{R,l}$: Angle moyen d'arrivée pour la l -ème grappe
- $\Phi_{T,k,l}$: Angle de départ de k -ème trajet de la l -ème grappe
- $\Phi_{R,k,l}$: Angle d'arrivée de k -ème trajet de la l -ème grappe

Un exemple de simulation du modèle SVA à quatre grappes de composantes multitrajets est donné dans la figure 2.4 où la variation de la réponse impulsionnelle de canal de transmission est présentée en fonction de temps.

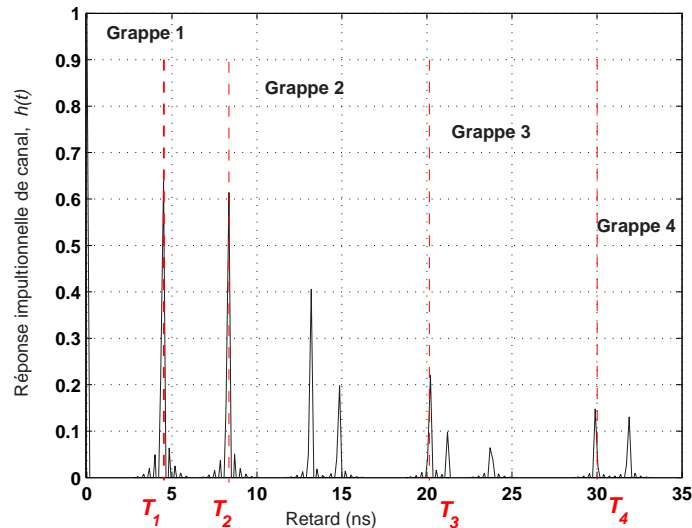


Fig. 2.4: Réponse impulsionnelle de canal avec le modèle Saleh & Valenzuela

2.4.2.3 Modèles de propagation basés sur la géométrie

Les modèles géométriques de propagation permettent de bien caractériser le milieu de propagation. Un exemple de ces modèles est le modèle de canal à diffuseurs finis. On considère un réseau d'antennes linéaires (ULA) aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur. La distance séparant deux antennes consécutives à l'émission et à la réception sont respectivement désignés par d_{Tx} et d_{Rx} . Un nombre fini de diffuseurs sont répartis dans le milieu de propagation. A chaque trajet de propagation, on associe une direction de départ (DOD), φ_{Tx} relativement à l'antenne émettrice et une direction d'arrivée (DOA), φ_{Rx} relativement à l'antenne réceptrice. Le vecteur directionnel à l'émission ainsi que le

vecteur directionnel à la réception \mathbf{a}_{Tx} et \mathbf{a}_{Rx} sont donnés par :

$$\begin{aligned}\mathbf{a}_{Tx}(\Theta_{Tx}) &= \frac{1}{\sqrt{N_T}} [1, \exp\{-j2\pi\Theta_{Tx}\}, \dots, \exp\{-j2\pi(N_{Tx}-1)\Theta_{Tx}\}]^T \\ \mathbf{a}_{Rx}(\Theta_{Rx}) &= \frac{1}{\sqrt{N_R}} [1, \exp\{-j2\pi\Theta_{Rx}\}, \dots, \exp\{-j2\pi(N_{Rx}-1)\Theta_{Rx}\}]^T\end{aligned}\quad (2.11)$$

Avec :

- $\Theta_{Tx} = d_{Tx} \sin(\varphi_{Tx}) / \lambda$
- $\Theta_{Rx} = d_{Rx} \sin(\varphi_{Rx}) / \lambda$

Le modèle de canal discret en présence de L_S diffuseurs est décrit par :

$$\begin{aligned}\mathbf{H} &= \sum_{l=1}^{L_S} \beta_l \cdot \mathbf{a}_{Rx}(\Theta_{Rx}, l) \cdot \mathbf{a}_{Tx}^H(\Theta_{Tx}, l) \\ &= \mathbf{A}_{Rx}(\Theta_{Rx}) \cdot \mathbf{H}_P \cdot \mathbf{A}_{Tx}^H(\Theta_{Tx})\end{aligned}\quad (2.12)$$

- β_l est l'amplitude complexe pour le l -ème trajet
- $\mathbf{H}_P = \text{diag}(\beta_1, \dots, \beta_{L_S})$
- $\mathbf{A}_{Tx}(\Theta_{Tx}, l) = [\mathbf{a}_{Tx}(\Theta_{Tx}, 1), \dots, \mathbf{a}_{Tx}(\Theta_{Tx}, L_S)]$
- $\mathbf{A}_{Rx}(\Theta_{Rx}, l) = [\mathbf{a}_{Rx}(\Theta_{Rx}, 1), \dots, \mathbf{a}_{Rx}(\Theta_{Rx}, L_S)]$

Après avoir présenté les différentes classes de systèmes MIMO, nous nous intéressons dans la section suivante à l'évaluation de performances de systèmes MIMO.

2.5 Evaluation de performances

Les performances de systèmes MIMO sont typiquement évaluées en termes de la capacité de système de communication. On introduit dans la suite, les terminologies de la théorie de l'information permettant d'évaluer la capacité de système MIMO.

Entropie : L'entropie d'une variable X , $\mathcal{H}(X)$ mesure l'incertitude sur la réalisation de X . On note la densité de probabilité de la variable X par $p(x) = P\{X = x\}$; $x = x_1, \dots, x_n$ sont des valeurs possibles de X parmi l'ensemble des réalisations possibles χ . L'entropie $\mathcal{H}(X)$ associée à la variable X s'exprime par :

$$\begin{aligned}\mathcal{H}(X) &= \mathbb{E}[-\log_2(p(x))] \\ &= -\sum_{x \in \chi} p(x) \log_2(p(x))\end{aligned}\quad (2.13)$$

Entropie conjointe : L'entropie conjointe mesure la quantité d'information contenue dans un système contenant deux variables aléatoires. Étant donnée deux variables aléatoires X et Y avec les fonctions de probabilités respectives $p(x)$ et $p(y)$, l'entropie conjointe s'exprime par :

$$\mathcal{H}(X, Y) = -\sum_{x \in \chi} \sum_{y \in Y} p(x, y) \log_2(p(x, y))\quad (2.14)$$

Y désigne l'ensemble des réalisations possibles de y .

Entropie conditionnelle : Soient les variables aléatoires X et Y . Pour chaque réalisation x de X , on peut déterminer la densité de probabilité conditionnelle de Y par rapport à X . La variable aléatoire pouvant y être associée est notée par $\mathcal{H}(Y|X)$ et est donnée par :

$$\mathcal{H}(Y|X) = \mathcal{H}(X, Y) - H(X) \quad (2.15)$$

Information mutuelle : L'information mutuelle permet de mesurer la dépendance entre deux variables aléatoires. Pour deux variables aléatoires discrètes X et Y , l'information mutuelle est exprimée par :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(X; Y) &= \mathcal{H}(X) + \mathcal{H}(Y) - \mathcal{H}(X, Y) \\ &= \mathcal{H}(Y) - \mathcal{H}(Y|X) \end{aligned} \quad (2.16)$$

2.5.1 Capacité de système de communication

On introduit dans cette section les notions de la capacité déterministe et de la capacité ergodique.

Capacité déterministe

On parle de la capacité déterministe lorsque la réponse impulsionnelle de canal de transmission est constante. La capacité déterministe mesure la quantité d'information maximale qui peut être transmise via un canal de transmission et reçue avec une erreur négligeable. Soit :

$$C = \max_{p(x)} \mathcal{I}(X; Y) \quad (2.17)$$

Dans le cas d'une liaison Single Input Single Output (SISO) avec un signal d'entrée x , un gain de canal de transmission h et un bruit blanc additif gaussien (BBAG) b , le signal à la réception y est donné par :

$$y = hx + b \quad (2.18)$$

L'information mutuelle s'exprime par :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(x; y) &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(b) \\ &\leq \log_2(\pi e(|h|^2 P_T + \sigma_b^2)) - \log_2(\pi e \sigma_b^2) \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 P_T}{\sigma_b^2} \right) \end{aligned}$$

Où :

- $P_T = \mathbb{E}\{|x|^2\}$: puissance totale à l'émission
- $\sigma_b^2 = \mathbb{E}\{|b|^2\}$: puissance de signal bruit

La capacité d'un canal déterministe s'exprime par la formule de Shannon et est donnée par l'équation (2.19).

$$C_{\text{SISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 P_T}{\sigma_b^2} \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.19)$$

Capacité ergodique

Dans le cas où le canal de propagation varie en fonction de temps, la capacité ergodique pour un système SISO \bar{C}_{SISO} peut être obtenue comme étant la valeur moyenne de la capacité évaluée pour différentes réalisations de canal de transmission. Ainsi, la capacité ergodique \bar{C}_{SISO} est donnée par :

$$\bar{C}_{\text{SISO}} = \mathbb{E} \left\{ \max_{p(x): \mathbb{E}\{|x|^2\} \leq P_T} \mathcal{I}(x; y) \right\} \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.20)$$

Soit :

$$\bar{C}_{\text{SISO}} = \mathbb{E} \left\{ \log_2(1 + \gamma|h|^2) \right\}; \quad \gamma = P_T/\sigma_b^2 \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.21)$$

γ désigne le rapport signal bruit.

2.5.1.1 Capacité de coupure

La capacité de coupure donnée par l'équation (2.22) est définie comme étant la probabilité que la capacité de canal de transmission $C(h)$ soit inférieure à un seuil C_{out} .

$$P_{out} = Pr(C(h) < C_{out}) \quad (2.22)$$

La probabilité de coupure est déterminée par la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF).

$$\text{CCDF} = 1 - P_{out} \quad (2.23)$$

On considère dans la suite un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. On suppose que le canal de transmission est un canal à évanouissement plat (Flat Fading). Le signal reçu au niveau de l'antenne R_q est donné par l'équation (2.24).

$$y_q = \sum_{p=1}^{N_T} h_{qp} x_p + b_q; \quad q = 1, \dots, N_R \quad (2.24)$$

La capacité de canal MIMO est donnée par :

$$\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \quad (2.25)$$

$\mathcal{H}(\mathbf{y})$ et $\mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ représentent respectivement l'entropie de signal reçu et l'entropie du $\mathbf{y}|\mathbf{x}$. Étant donné que le signal reçu \mathbf{y} et le signal de bruit \mathbf{b} sont indépendants, on a $\mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = \mathcal{H}(\mathbf{b})$. Ainsi, la capacité est obtenue comme étant le maximum de l'entropie de signal reçu. Dans la suite, on utilise les notations suivantes afin de pouvoir évaluer l'expression de la capacité de système MIMO :

- $\mathbf{R}_x = \mathbb{E} \{ \mathbf{x}\mathbf{x}^H \}$: Matrice de covariance du signal transmis
- $\mathbf{R}_b = \mathbb{E} \{ \mathbf{b}\mathbf{b}^H \}$: Matrice de covariance du signal de bruit
- $\mathbf{R}_y = \mathbb{E} \{ \mathbf{y}\mathbf{y}^H \}$: Matrice de covariance du signal reçu

La matrice de covariance de signal reçu est :

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_b \quad (2.26)$$

L'information mutuelle est donnée par :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(\mathbf{x};\mathbf{y}|\mathbf{H}) &= \log_2 \{ \det(\pi e \mathbf{R}_y) \} - \log_2 \{ \det(\pi e \mathbf{R}_b) \} \\ &= \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H (\mathbf{R}_b)^{-1} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Dans les cas des signaux CSCG (Complex Circularly Symmetric Gaussian), l'information mutuelle est maximale et est donnée par :

$$C_{\text{MIMO}} = \max_{p(x):\mathbb{E}\{\mathbf{x}^H\mathbf{x}\} \leq P_T} \mathcal{I}(\mathbf{x};\mathbf{y}|\mathbf{H}) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.28)$$

Sous l'hypothèse que le CSI (Channel State Information) est connu au niveau de l'émetteur, la puissance totale disponible P_T peut être équitablement allouée aux antennes émettrices. Si les signaux émis sont décorrélés, on a :

$$\mathbf{R}_x = \frac{P_T}{N_T} \mathbf{I}_{N_T} \quad (2.29)$$

Finalement, la capacité de système MIMO est donnée par :

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\gamma}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right\}; \quad \gamma = P_T / \sigma_b^2 \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.30)$$

2.5.2 Décomposition en valeurs singulières (SVD)

Si le CSI est connu au niveau du récepteur, la méthode de décomposition en valeurs singulières SVD (Singular Value Decomposition) peut être exploitée. Dans ce cas, la capacité du système MIMO peut être facilement évaluée.

On considère une matrice \mathbf{A} de dimensions $(N \times M)$. Selon le théorème de décomposition en valeurs singulières :

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H \quad (2.31)$$

- Les vecteurs propres de $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ sont les colonnes de la matrice unitaire $\mathbf{U}(N \times N)$ ($\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_N$).
- Les valeurs singulières contenues dans la matrice $\mathbf{S}(N \times M)$ représentent les racines carrées de valeurs propres de $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ ou de $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$. Les valeurs singulières sont obtenues comme étant les valeurs sur la diagonale de la matrice \mathbf{S} arrangées en ordre décroissant.
- Les vecteurs propres de $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ forment les colonnes de \mathbf{V} où la matrice $\mathbf{V}(M \times M)$ est une matrice unitaire ($\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_M$).

Selon la méthode de décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal MIMO \mathbf{H} , on a :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H \quad (2.32)$$

En remplaçant \mathbf{H} par sa décomposition en valeurs singulières, le signal reçu s'écrit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (2.33)$$

Soient :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}' &= \mathbf{U}^H\mathbf{y} \\ \mathbf{x}' &= \mathbf{V}^H\mathbf{x} \\ \mathbf{b}' &= \mathbf{U}^H\mathbf{b} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Comme les matrices \mathbf{U} et \mathbf{V} sont unitaires, \mathbf{x}' et \mathbf{b}' possèdent respectivement les mêmes densités de probabilité que les \mathbf{x} et \mathbf{b} . Ainsi, le modèle de canal MIMO décrit précédemment se ramène à :

$$\mathbf{y}' = \mathbf{S}\mathbf{x}' + \mathbf{b}' \quad (2.35)$$

- $\mathbf{y}' = [y'_1, \dots, y'_{N_R}]^T$
- $\mathbf{x}' = [x'_1, \dots, x'_{N_T}]^T$
- $\mathbf{S} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_R}, 0, \dots, 0)$; $R = \min(N_R, N_T)$ est le rang de la matrice \mathbf{H} .

L'équation(2.33) se ramène alors à :

$$y'_i = \begin{cases} \sqrt{\lambda_i}x'_i + b'_i, & i = 1, \dots, R; \\ b'_i, & i = R + 1, \dots, N_R. \end{cases} \quad (2.36)$$

L'équation (2.36) montre que le canal MIMO peut être décomposé en R sous canaux décorrelés. Les matrices de covariance de signaux \mathbf{y}' , \mathbf{x}' et \mathbf{b}' sont données par :

$$\mathbf{R}_{y'y'} = \mathbf{U}^H\mathbf{R}_{yy}\mathbf{U}$$

$$\mathbf{R}_{x'x'} = \mathbf{V}^H\mathbf{R}_{xx}\mathbf{V}$$

$$\mathbf{R}_{b'b'} = \mathbf{U}^H\mathbf{R}_{bb}\mathbf{U}$$

où :

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{y'y'}) = \text{tr}(\mathbf{R}_{yy})$$

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{x'x'}) = \text{tr}(\mathbf{R}_{xx})$$

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{b'b'}) = \text{tr}(\mathbf{R}_{bb})$$

La capacité de système MIMO pourrait donc être obtenue comme étant la somme des capacités de R sous canaux décorrelés soit :

$$\begin{aligned} C_{\text{SVD}} &= \sum_{i=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{\gamma \cdot \lambda_i}{N_T} \right) \\ &= \log_2 \prod_{i=1}^R \left(1 + \frac{\gamma \cdot \lambda_i}{N_T} \right); \quad \gamma = \frac{P_T}{\sigma_b^2} \quad \text{bits/s/Hz} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Une valeur propre λ de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ est la solution de l'équation :

$$(\lambda\mathbf{I}_R - \mathbf{Q})\mathbf{y} = 0; \quad \mathbf{y} \neq 0 \quad (2.38)$$

\mathbf{Q} est la matrice de Wishart :

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & N_R < N_T; \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & N_R \geq N_T. \end{cases} \quad (2.39)$$

On note que si λ est une valeur propre de la matrice canal \mathbf{H} alors $(\lambda\mathbf{I}_R - \mathbf{Q})$ est une matrice singulière. Ainsi :

$$\det(\lambda\mathbf{I}_R - \mathbf{Q}) = 0 \quad (2.40)$$

Le polynôme caractéristique associé à la matrice de canal est défini par :

$$p(\lambda) = \det(\lambda\mathbf{I}_R - \mathbf{Q})$$

et pourrait aussi s'écrire :

$$p(\lambda) = \prod_{i=1}^R (\lambda - \lambda_i) \quad (2.41)$$

En remplaçant λ par $(-N_T \frac{\sigma_b^2}{P_T})$, on obtient :

$$\prod_{i=1}^R (1 + \frac{\gamma \cdot \lambda_i}{N_T}) = \det \left(\mathbf{I}_R + \frac{\gamma}{N_T} \mathbf{Q} \right) \quad ; \gamma = \frac{P_T}{\sigma_b^2} \quad (2.42)$$

Si $N_R < N_T$ alors l'équation (2.37) s'écrit :

$$C_{\text{SVD}} = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\gamma}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right\} \quad ; \gamma = \frac{P_T}{\sigma_b^2} \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.43)$$

Ainsi on obtient :

$$C_{\text{SVD}} = R \cdot \log_2 \left\{ \det \left(1 + \frac{\gamma}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right\} \quad ; \gamma = \frac{P_T}{\sigma_b^2} \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.44)$$

Les résultats de simulation de la capacité ergodique du système MIMO évaluée selon la méthode SVD est présentée dans la figure 2.5. On considère un système MIMO à deux antennes émettrices où la capacité ergodique est représentée en fonction de nombre d'antennes réceptrices. On constate que la capacité ergodique croit linéairement avec le nombre d'antennes réceptrices. En se fixant le nombre d'antennes réceptrices, les performances du système de communication MIMO sont améliorées avec l'augmentation de RSB.

2.5.3 Technique de water-filling (WF)

Lorsque le CSI est disponible au niveau de l'émetteur et du récepteur, une allocation optimale de la puissance peut être exploitée en utilisant la méthode de water-filling (WF). L'idée principale de la technique de water-filling est d'attribuer plus de puissance aux sous

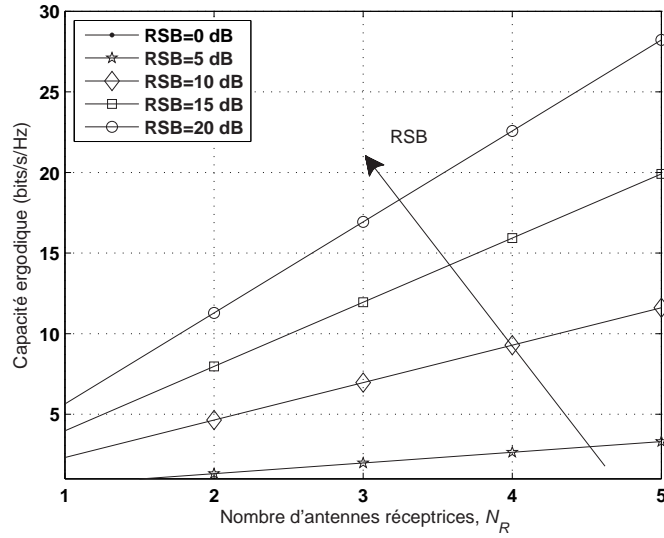


Fig. 2.5: Capacité de système MIMO selon la méthode SVD

canaux avec le rapport signal à bruit le plus élevé et c'est dans le but de maximiser le débit de transmission de chaque sous canal. Le concept de water-filling permet de maximiser la capacité de canal MIMO sous contrainte de la puissance totale disponible à l'émission. Soit :

$$\sum_{p=1}^{N_T} P_p = P_T \quad (2.45)$$

La capacité de canal est donnée par :

$$C_{WF} = \sum_{p=1}^{N_T} \log_2 \left(1 + \frac{P_p}{\sigma_b^2} \lambda_p \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.46)$$

Soit :

$$\mathbf{Z} = \sum_{p=1}^{N_T} \log_2 \left(1 + \frac{P_p}{\sigma_b^2} \lambda_p \right) + \mathbf{L} \left(P_T - \sum_{p=1}^{N_T} P_p \right) \quad (2.47)$$

Où :

- \mathbf{L} est l'opérateur de Lagrange
- λ_p est la p -ème valeur singulière de la matrice de canal MIMO
- σ_b^2 est la variance du signal bruit

Selon la technique water-filling, les puissances allouées aux antennes émettrices P_p ; $p = 1, \dots, N_T$ sont obtenues en résolvant l'équation (2.48).

$$\frac{\partial \mathbf{Z}}{\partial P_p} = 0 \quad (2.48)$$

On obtient alors :

$$P_p = \mu - \frac{\sigma_b^2}{\lambda_p} \quad (2.49)$$

μ est un scalaire constant qui satisfait la contrainte de la puissance totale (équation(2.45)).

2.5.3.1 Capacité de système MIMO avec water-filling

La puissance allouée au canal d'indice p s'exprime par :

$$P_p = \left(\mu - \frac{\sigma_b^2}{\lambda_p} \right)^+ ; p = 1, \dots, R \quad (2.50)$$

$$a^+ = \max(a, 0)$$

La puissance reçue au niveau du sous canal d'indice p s'exprime donc :

$$P_{rp} = \left(\lambda_p \mu - \sigma_b^2 \right)^+ \quad (2.51)$$

Ainsi, la capacité de canal est donnée par :

$$C_{WF} = \sum_p \log_2 \left(1 + \frac{P_{rp}}{\sigma_b^2} \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.52)$$

Finalement, la capacité de canal avec WF est donnée par :

$$C_{WF} = \sum_{p=1}^R \log_2 \left[\left(\frac{\lambda_p \mu}{\sigma_b^2} \right)^+ \right] \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.53)$$

Dans la suite, on considère un canal MIMO corrélé de dimension (4×4) . La matrice de canal est générée selon le modèle de Kronecker. On propose de simuler la capacité ergodique du système MIMO dans les deux cas suivants :

1. Allocation équitable de la puissance sur les antennes émettrices
2. Allocation de la puissance selon la méthode de water-filling

L'évaluation de performance de système MIMO selon les deux scénarios décrits précédemment est obtenue en fonction de la CCDF dont la variation est présentée dans la figure 2.7 pour des valeurs de RSB de 6dB et 10dB.

2.5.3.2 Water-filling : discussion

La technique de water-filling est une stratégie d'allocation optimale de puissance permettant pour une amélioration de la capacité de canal de transmission. Néanmoins, le gain en capacité obtenu avec WF est significatif lorsque plus d'antennes émettrices que d'antennes réceptrices sont déployées au niveau du système MIMO, i.e. $N_R \leq N_T$. D'autant plus, le gain devient important pour les valeurs faibles de RSBs. Ceci n'est pas le cas lorsque le RSB est élevé. En effet, le gain en capacité ergodique pour un système MIMO ($N_R \times N_T$) avec WF est approximativement donné par [Pra09] :

$$\bar{C}_{WF} - \bar{C}_{MIMO} = \begin{cases} 0, & N_T \leq N_R; \\ R \log_2 \left(\frac{N_T}{R} \right), & N_T > N_R; \end{cases} \quad R = \min(N_R, N_T). \quad (2.54)$$

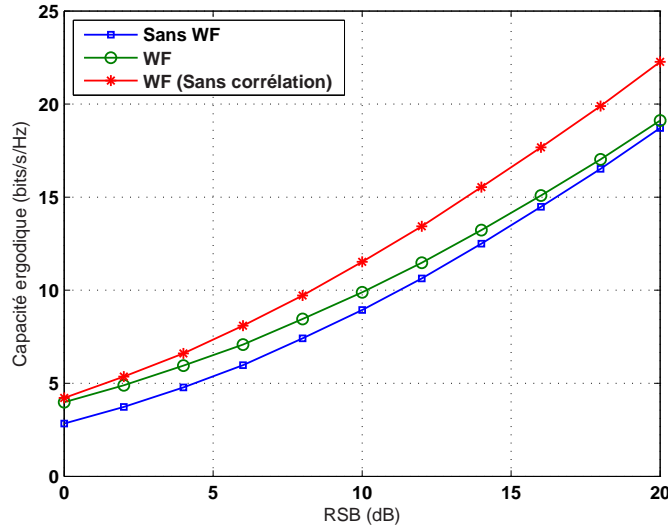


Fig. 2.6: Capacité avec WF de canal MIMO(4×4) corrélé

Les simulations confirment l'approximation sur le gain en WF à des RSBs élevés. On considère un système MIMO (4×2) corrélé et on présente la variation de CCDF à un RSB faible de 2dB (figure2.9 ainsi que la variation de CCDF dans le cas d'un RSB important de 18dB(figure2.8).

Les résultats obtenus permettent de déduire que la technique de WF trouve ses applications pour des milieux de communication corrélés ou fortement bruités.

2.6 Technique de polarisation d'antennes

La mise en oeuvre de la technique de polarisation d'antennes ouvre la porte à plusieurs applications pour des systèmes MIMO. Dans la littérature, plusieurs axes de la recherche se sont développés autour de systèmes MIMO polarisés dont on cite la modélisation de canal MIMO [JTJ07][BOH10][PHL⁺11] et l'évaluation des performances [OCGD08]. D'autres aspects se rattachant au milieu de propagation mettent en évidence l'effet de paramètres d'antennes et de diffuseurs dans le milieu de propagation [LKA09][QOHDD10]. Avant de pouvoir présenter les systèmes MIMO polarisés, nous rappelons tout d'abord certains concepts de la théorie d'antennes.

2.6.1 Concepts de base sur la théorie d'antennes

Une antenne est un transducteur qui permet de rayonner ou capturer des ondes radios. Une antenne rayonne idéalement toute la puissance qui lui est livrée depuis l'émetteur dans une direction souhaitée. Le champ électrique lointain de l'onde électromagnétique s'exprime en coordonnées sphériques par :

$$\vec{E} = E_{\theta}(\theta, \phi)\vec{\theta} + E_{\phi}(\theta, \phi)\vec{\phi} \quad (2.55)$$

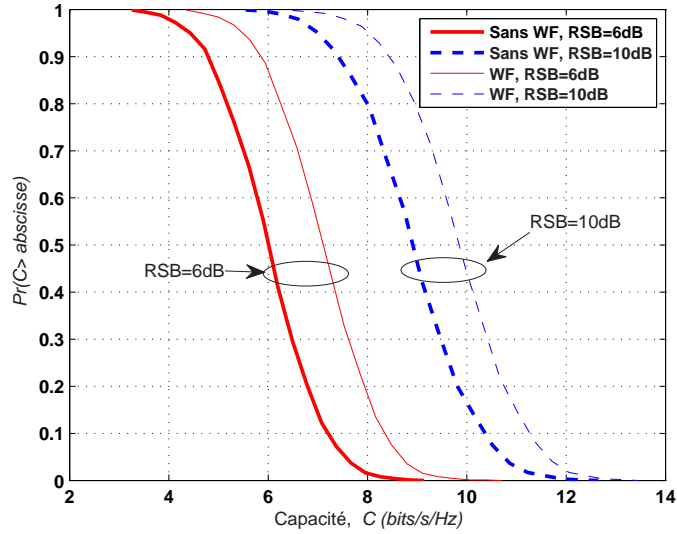


Fig. 2.7: CCDF d'un système MIMO(4×4) avec WF : Variation en fonction de RSB

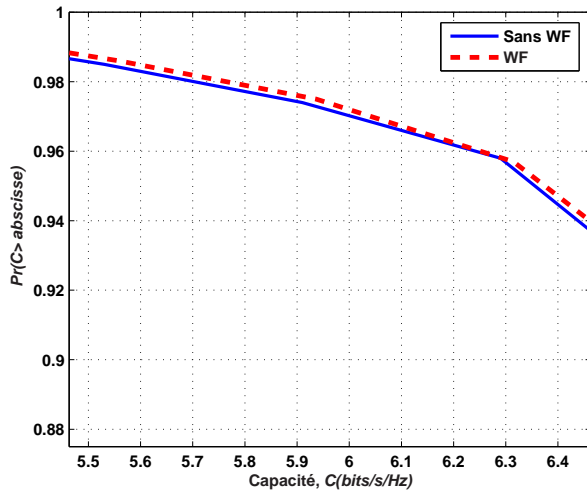


Fig. 2.8: CCDF avec RSB=18dB

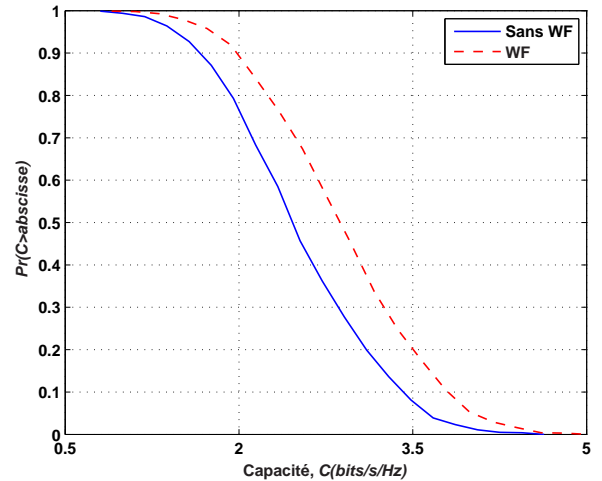


Fig. 2.9: CCDF avec RSB=2dB

E_θ et E_ϕ désignent respectivement la composante en élévation et la composante en azimut du champ électrique.

On distingue deux catégories d'antennes [Con05] :

1. Antenne omnidirectionnelle : rayonne uniformément de la puissance
2. Antenne de type dipôle : rayonne de la puissance dans une seule direction

Un dipôle électrique peut être orienté dans la direction de l'axe x , y ou z . Le tableau 2.1 présente les expressions des composantes de champ électrique selon les différents types de polarisation d'antennes.

Le gain d'une antenne est défini comme étant le rapport entre l'intensité rayonnée par cette antenne et celle rayonnée par une antenne isotrope qui rayonne de la même façon

	Dipôle x	Dipôle y	Dipôle z
$E_\theta(\theta, \phi)$	$-\cos(\theta)\cos(\phi)$	$-\cos(\theta)\sin(\phi)$	$\sin(\theta)$
$E_\phi(\theta, \phi)$	$\sin(\phi)$	$-\cos(\phi)$	0

Tab. 2.1: Composantes du champ électrique selon différents types de polarisation

dans toutes les directions. L'intensité de rayonnement normalisée représente le gain de l'antenne et est donnée par :

$$\begin{aligned}
 G(\theta, \phi) &= \begin{bmatrix} G_\theta(\theta, \phi) \\ G_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{E_\theta(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\phi(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \\ \frac{E_\phi(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\phi(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \end{bmatrix} \quad (2.56)
 \end{aligned}$$

- Ω est l'angle solide à travers lequel toute la puissance de l'antenne est utilisée si son intensité de radiation reste constante pour tous les angles contenus dans Ω .
- $G_\theta(\theta, \phi)$ et $G_\phi(\theta, \phi)$ désignent respectivement le gain de l'antenne en élévation et le gain de l'antenne en azimut.

2.6.2 Modèle géométrique de système MIMO polarisé

La figure 2.10 présente le modèle géométrique de canal MIMO large bande. Deux antennes dénotées T_{x_1} et T_{x_2} sont présentées au niveau de l'émetteur. Côté réception, les antennes réceptrices sont désignées par R_{x_1} et R_{x_2} . Le modèle de canal MIMO large bande présente des grappes de diffuseurs distribués autour de l'émetteur et du récepteur. L'indice de grappe est noté par ℓ , $\ell = 1, \dots, L$. La grappe de diffuseurs côté émetteur $C_{Tx}(\ell)$ renferme $M^{(\ell)}$ diffuseurs $\mathbf{D}_{Tx}^{(\ell, m)}$; $m = 1, \dots, M^{(\ell)}$. La grappe au niveau du récepteur $C_{Rx}(\ell)$ renferme $N^{(\ell)}$ diffuseurs $\mathbf{D}_{Rx}^{(\ell, n)}$; $n = 1, \dots, N^{(\ell)}$.

- $R_{Tx}^{(\ell)}$: Rayon de grappe d'indice ℓ côté émetteur
- $R_{Rx}^{(\ell)}$: Rayon de grappe d'indice ℓ côté récepteur
- $D_{Tx}^{(\ell)}$: Distance entre l'antenne de référence T_{x_1} et le centre de grappe d'indice ℓ côté émission
- $D_{Rx}^{(\ell)}$: Distance entre l'antenne de référence R_{x_1} et le centre de grappe d'indice ℓ côté réception
- $d_{(Rx, Tx)}$: Distance entre l'émetteur et le récepteur

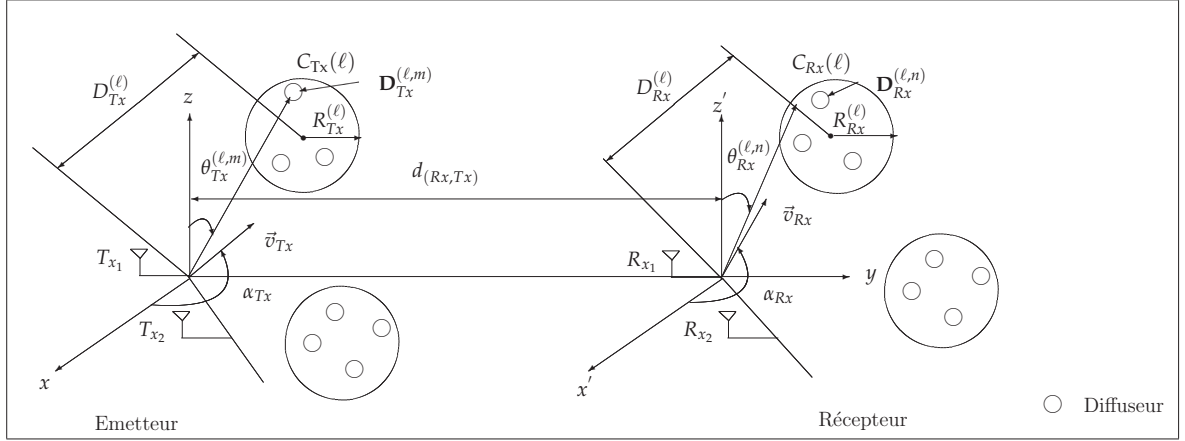


Fig. 2.10: Modèle géométrique en 3D de canal MIMO(2 × 2)

L'émetteur et le récepteur peuvent être mobiles dont un mouvement autour du plan (x, y) est associé respectivement aux directions α_{Tx} et α_{Rx} . Les vitesses de l'émetteur et du récepteur sont respectivement désignées par \vec{v}_{Tx} et \vec{v}_{Rx} . Les coefficients de canal NLOS (Non Line of Sight) sont alors donnés par [Pra09] :

$$\begin{aligned}
 h_{qp}^{NLOS}(t, f) = & \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} G_p(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) a_{\ell m}^{(p)} b_{\ell n}^{(q)} \\
 & G_q(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(\ell, m)} + f_{Rx}^{(\ell, n)}) t + \varphi_{\ell, m, n} + \varphi_0^{(\ell)} \right) \right\} \\
 & ; q = \in 1, \dots, N_R \quad , p = \in 1, \dots, N_T
 \end{aligned} \tag{2.57}$$

Où :

- $PDP(\ell)$ est le profil de retard en puissance.
- $G_p(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx})$ est le gain d'antenne T_{x_p} associé à la direction d'orientation $(\beta_{Tx}, \gamma_{Tx})$ et la direction de propagation d'onde $(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)})$.
- $G_q(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx})$ est le gain d'antenne R_{x_q} dont la direction d'orientation est $(\beta_{Rx}, \gamma_{Rx})$ et la direction de propagation d'onde $(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)})$.
- γ_{Tx} : Angle de direction de l'antenne émettrice
- γ_{Rx} : Angle de direction de l'antenne réceptrice
- $a_{\ell m}^{(p)} = \exp\{j2\pi(p-1)(d_{Tx}/\lambda)[\cos(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}) \cos(\beta_{Tx}) + \sin(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}) \sin(\beta_{Tx}) \cos(\phi_{Tx}^{(\ell, m)} - \gamma_{Tx})]\}$
- d_{Tx} : Espacement entre deux antennes émettrices
- $b_{\ell n}^{(q)} = \exp\{j2\pi(q-1)(d_{Rx}/\lambda)[\cos(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}) \cos(\beta_{Rx}) + \sin(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}) \sin(\beta_{Rx}) \cos(\phi_{Rx}^{(\ell, n)} - \gamma_{Rx})]\}$
- d_{Rx} : Espacement entre deux antennes réceptrices
- $f_{Tx}^{(\ell, m)} = (|\vec{v}_{Tx}|/\lambda) \sin(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}) \cos(\phi_{Tx}^{(\ell, m)} - \alpha_{Tx})$
- $f_{Rx}^{(\ell, n)} = (|\vec{v}_{Rx}|/\lambda) \sin(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}) \cos(\phi_{Rx}^{(\ell, n)} - \alpha_{Rx})$
- $\varphi_0^{(\ell)} = -2\pi(D_{Tx}^{(\ell)} + d_{(Rx, Tx)} + D_{Rx}^{(\ell)})/\lambda$
- $\varphi_{\ell, m, n}$ suit une loi uniforme dans $[-\pi, \pi]$ (i.e. $\sim U[-\pi, \pi]$)

En absence de diffuseurs dans le milieu de propagation, le modèle de canal de transmission se ramène au modèle Line of Sight (LOS). Dans la section suivante, nous retenons le modèle de canal avec diffuseurs et nous examinons les phénomènes pouvant s'y produire.

2.7 Dispersion angulaire et corrélation spatiale

Dans le milieu de propagation riche en diffuseurs, le phénomène de dispersion angulaire se produit lorsque l'onde émise subit une déviation à l'interface d'un diffuseur. La propriété qui caractérise ce phénomène est mesurée par l'angle de dispersion qu'on désigne par AS. La figure 2.11 décrit le phénomène de dispersion angulaire pour une liaison de communication reliant un émetteur (Tx) et un récepteur (Rx). La caractéristique de la dispersion angulaire

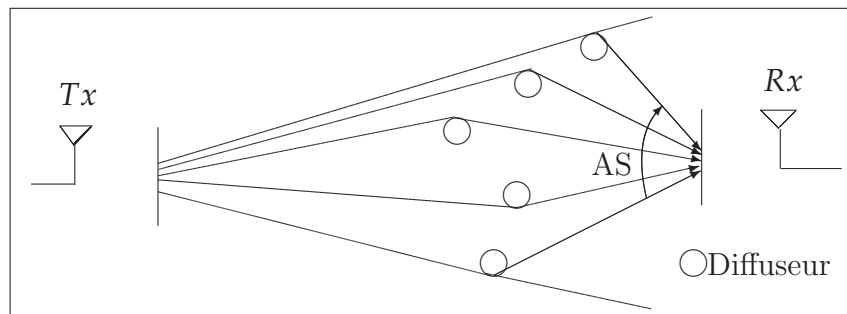


Fig. 2.11: Dispersion angulaire de la DOA

peut être associée aussi bien à la direction d'arrivée (DOA) qu'à la direction de départ (DOD). La dispersion angulaire influence la corrélation spatiale entre les antennes. On rappelle que dans le cas d'un réseau d'antennes UAL et pour un canal de propagation Line of Sight (LOS), un espacement minimum entre antennes d'une demi longueur d'onde est requis pour que les antennes soient décorréliées. Néanmoins, dans le cas d'un milieu de propagation avec diffuseurs, la corrélation spatiale entre les antennes varie en fonction de la dispersion angulaire. Dans le cas où les angles de dispersions sont faibles, un espacement plus élevée entre les antennes sera requis pour pouvoir réduire la corrélation spatiale. Dans la figure 2.12, on présente les courbes montrant la variation de la corrélation spatiale entre deux antennes au niveau du récepteur en fonction de l'espacement entre les antennes exprimés en unité de longueur d'onde. Les courbes de la figure 2.12 sont obtenues pour différentes valeurs de l'angle de dispersion de 10° , 30° et 90° . Ces courbes montrent que la corrélation spatiale devient plus importante lorsque les dispersions angulaires sont faibles.

2.7.1 Caractérisation de l'effet de dispersion angulaire

On suppose que les angles d'arrivée (AOAs) des trajets multiples sont uniformément distribués dans l'intervalle $[AS-MAOA, AS+MAOA]$ et que les angles d'arrivée en élévation sont uniformément distribués dans l'intervalle $[AS-MEOA, AS+MEOA]$. En plus, on suppose sans pertes de généralité que les angles de départ (AODs) sont uniformément distribués dans l'intervalle $[AS-MAOD, AS+MAOD]$ et que les angles d'arrivée en élévation

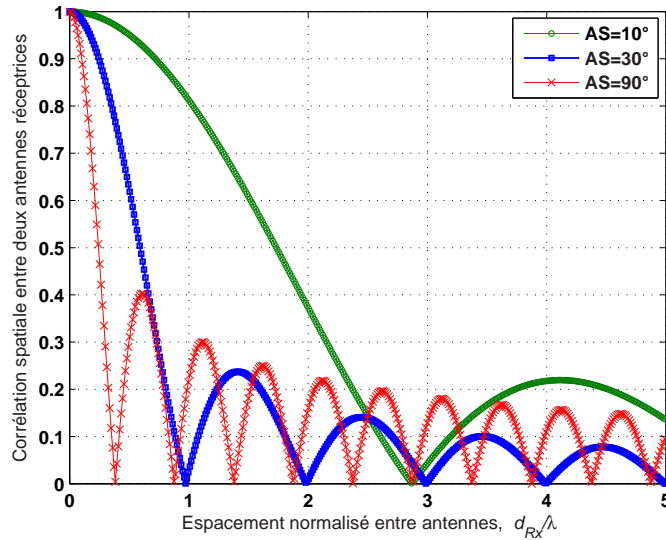


Fig. 2.12: Dispersion angulaire et son effet sur la corrélation spatiale

sont uniformément distribuées dans l'intervalle $[AS-MEOD, AS+MEOD]$.

Où :

- MAOA (Mean Azimuth of Arrival) est l'angle moyen d'arrivée en azimut.
- MEOA (Mean Elevation of Arrival) est l'angle moyen d'arrivée en élévation.
- MAOD (Mean Azimuth of Departure) est l'angle moyen de départ en azimut.
- MEOD (Mean Elevation of Departure) est l'angle moyen de départ en élévation.

On évalue dans la suite la variation de la capacité ergodique de système MIMO en fonction de l'angle moyen d'arrivée en azimut (MAOA) et de l'angle moyen d'arrivée en élévation. On suppose aussi que deux paires d'antennes constituées d'un dipôle z et d'un dipôle x sont déployées au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur. L'angle de dispersion pour les composantes en azimut et en élévation au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur est fixé à 30° . Dans la figure 2.13, on présente les résultats de la simulation de la capacité ergodique en fonction de variables MAOA et MEOA. On constate que la capacité ergodique des systèmes MIMO dépend essentiellement de l'angle moyen en élévation mais elle se montre insensible à l'angle moyen en azimut.

2.7.2 La dispersion angulaire : forme de diversité pour les systèmes MIMO

On étudie l'effet de la variation de la dispersion angulaire sur les performances des systèmes MIMO. Dès lors, on évalue la capacité ergodique calculée selon la méthode de décomposition en valeurs singulières d'un système MIMO (2×2) en fonction de la dispersion angulaire pouvant varier dans l'intervalle $[0^\circ, 180^\circ]$ où le rapport signal à bruit (RSB) prend ses valeurs dans l'intervalle $[0\text{dB}, 20\text{dB}]$. Les courbes de la capacité ergodique sont présentées dans la figure 2.14. Les performances de système MIMO se montrent améliorées en fonction de l'augmentation de l'angle de la dispersion angulaire et bien évidemment en

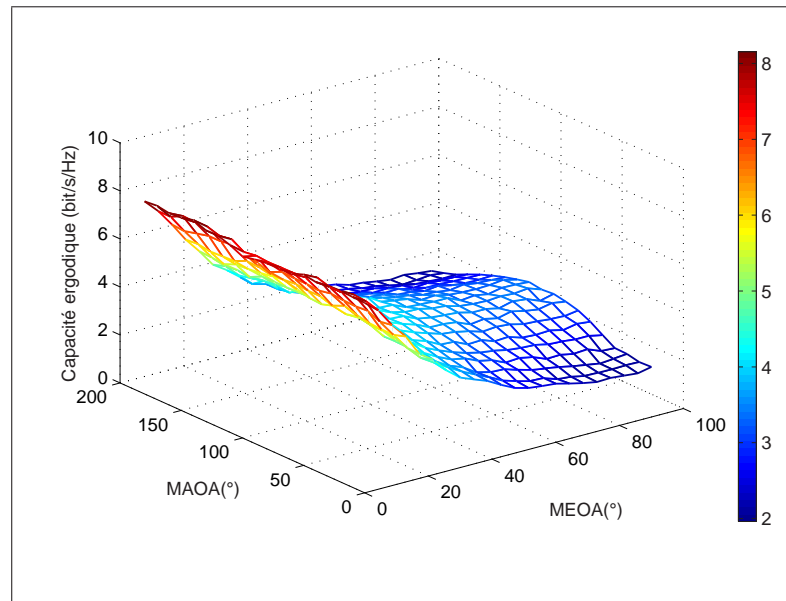


Fig. 2.13: Capacité d'un MIMO (2×2) en fonction de MEOA et de MAOA, $AS=30^\circ$

fonction du rapport signal à bruit. La figure 2.15 présente aussi les simulations de la capacité pour un système MIMO (4×4). Le système considéré montre des résultats meilleurs en termes de la capacité par rapport au système MIMO (2×2) et c'est grâce à l'emploi d'une diversité spatiale plus élevée. En conclusion, la présence de diffuseurs dans le milieu de propagation est une forme de diversité pour les systèmes MIMO qui contribue à l'amélioration de performances de ces systèmes particulièrement lorsque les diffuseurs se trouvent plus dispersés dans le milieu de propagation.

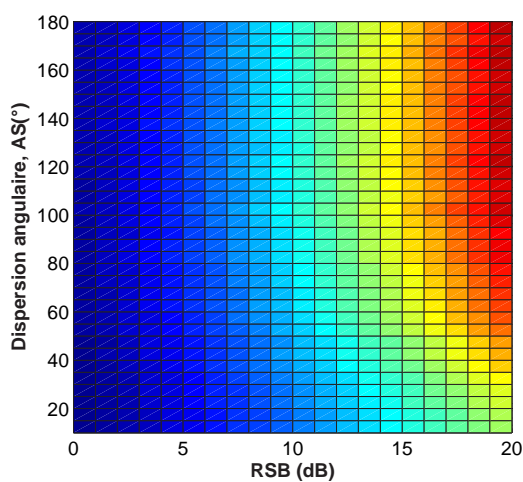


Fig. 2.14: Capacité pour MIMO(2×2)

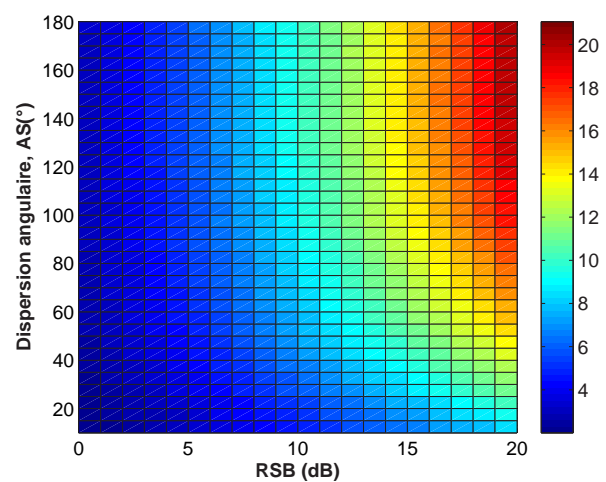


Fig. 2.15: Capacité pour MIMO(4×4)

2.8 Dépolarisation d'antennes

La polarisation d'une antenne est définie par la polarisation de l'onde rayonnée par cette antenne. Elle décrit l'orientation du champ électrique en référence à un système de coordonnées. Soit une onde électromagnétique rayonnée par une antenne émettrice. Les composantes du champ électrique incident E_i sont désignées par $E_{i,\theta}$ et $E_{i,\phi}$.

$$E_i = E_{i,\theta}(\theta, \phi)\vec{\theta} + E_{i,\phi}(\theta, \phi)\vec{\phi} \quad (2.58)$$

Le diagramme de rayonnement s'exprime en fonction de composantes en azimut et en élévation de vecteurs de polarisation dans les directions $\vec{\theta}$ et $\vec{\phi}$. Dans un milieu riche en diffuseurs, les composantes du champ électriques sont réfléchies (figure 2.16). Les composantes réfléchies en azimut et en élévation du champ électrique incident E_i sont respectivement désignées par $E_{r,\theta}$ et $E_{r,\phi}$.

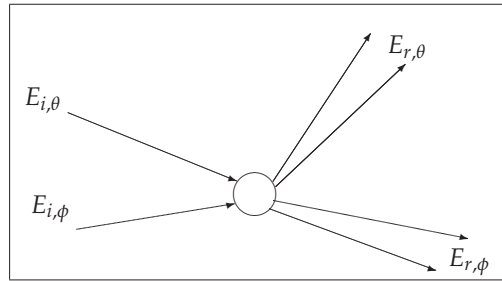


Fig. 2.16: Dépolarisation en présence de diffuseurs

La notation matricielle du champ électrique incident est donnée par :

$$E_i = \begin{bmatrix} E_{i,\theta} \\ E_{i,\phi} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Le champ électrique réfléchi est :

$$E_r = S \cdot E_i \quad (2.60)$$

– E_r est la notation matricielle du champ électrique réfléchi soit :

$$E_r = \begin{bmatrix} E_{r,\theta} \\ E_{r,\phi} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

– S est la matrice de diffuseurs qui s'exprime par :

$$S = \begin{bmatrix} v_{\theta\theta} & v_{\theta\phi} \\ v_{\phi\theta} & v_{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

- $v_{\theta\theta}$ et $v_{\phi\phi}$ représentent respectivement les gains de co-polarisation relativement à la transmission en azimut et en élévation.
- $v_{\theta\phi}$ est une mesure de gain de dépolarisation en élévation relativement à la polarisation en azimut.

- $v_{\phi\theta}$ mesure le gain de dépolarisation en azimut relativement à la polarisation en élévation.

Le phénomène de dépolarisation d'antenne est caractérisé par la discrimination de polarisation croisée (XPD) définie comme étant le rapport entre la puissance de composantes de co-polarisation et de la polarisation croisée de l'onde incidente [Ibn08]. La discrimination de polarisation pour la transmission en élévation s'exprime par :

$$XPD_{\theta} = \frac{\mathbb{E}|v_{\theta\theta}|^2}{\mathbb{E}|v_{\phi\theta}|^2} \quad (2.63)$$

La discrimination de polarisation pour la transmission en azimut est donnée par :

$$XPD_{\phi} = \frac{\mathbb{E}|v_{\phi\phi}|^2}{\mathbb{E}|v_{\theta\phi}|^2} \quad (2.64)$$

On utilisera dans la suite les valeurs inverses de XPD désignées comme suit :

$$\chi_{\theta} = \frac{1}{XPD_{\theta}} \quad (2.65)$$

Et :

$$\chi_{\phi} = \frac{1}{XPD_{\phi}} \quad (2.66)$$

Modèle de canal

En tenant compte de phénomène de dépolarisation d'antennes, le modèle de canal géométrique large bande se ramène à :

$$h_{qp}^{NLOS}(t, f) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} a_m^{(p)} b_n^{(q)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(\ell, m)} + f_{Rx}^{(\ell, n)}) t + \varphi_{\ell, m, n} + \varphi_0^{(\ell)} \right) \right\} \\ \left[\begin{array}{c} G_{q, \theta}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \\ G_{q, \phi}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \end{array} \right]^T S_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} \left[\begin{array}{c} G_{p, \theta}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \\ G_{p, \phi}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \end{array} \right] \quad (2.67)$$

La matrice de diffuseurs exprimant le phénomène de dépolarisation est donnée par :

$$S_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} = \left[\begin{array}{cc} \sqrt{\frac{1}{1+\chi_{\theta}^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\theta\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{\chi_{\phi}^{(\ell, m, n)}}{1+\chi_{\phi}^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\theta\phi}^{(\ell, m, n)}) \\ \sqrt{\frac{\chi_{\theta}^{(\ell, m, n)}}{1+\chi_{\theta}^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\phi\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{1}{1+\chi_{\phi}^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\phi\phi}^{(\ell, m, n)}) \end{array} \right] \quad (2.68)$$

$\varepsilon_{\theta\theta}^{(\ell, m, n)}$, $\varepsilon_{\theta\phi}^{(\ell, m, n)}$, $\varepsilon_{\phi\theta}^{(\ell, m, n)}$ et $\varepsilon_{\phi\phi}^{(\ell, m, n)}$ représentent des termes de déphasage.

Performances en fonction de XPD

On étudie l'impacte de la dépolarisation d'antennes sur les performances du système MIMO(2×2). Le modèle considéré emploie une diversité de polarisation décrite par la figure 2.17. Ce modèle suppose que des antennes orthogonales sont déployées tant qu'au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur.

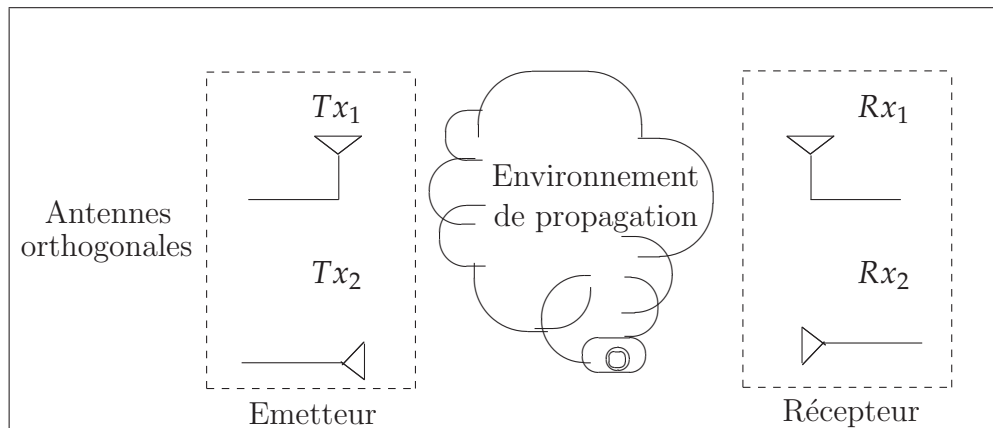


Fig. 2.17: Système MIMO avec double polarisation d'antennes

On suppose sans perte de généralité que $\chi_\theta = \chi_\phi = \chi$. Avec l'hypothèse que le CSI est connu au niveau du récepteur, la capacité de système MIMO est évaluée par la méthode de décomposition en valeurs singulières (SVD). La figure 2.18 montre les courbes donnant la variation de la fonction CCDF en fonction de l'inverse de XPD, χ . La variation de la capacité en fonction de XPD est présentée dans la figure 2.19. Les performances de système MIMO se montrent alors dégradées par l'effet de dépolarisation d'antennes.

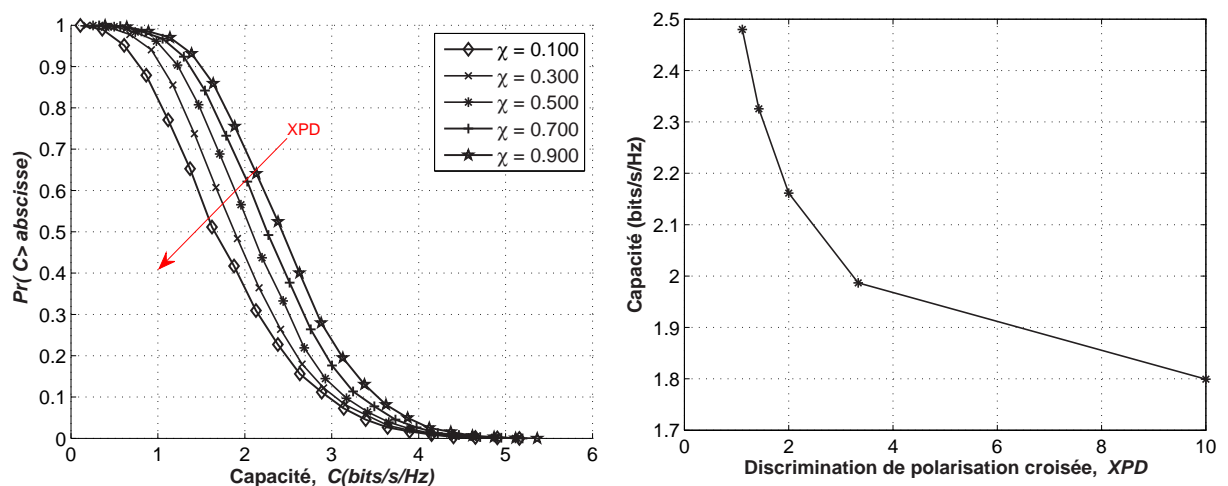


Fig. 2.18: Dégradation de CCDF avec la dépolarisation

Fig. 2.19: Dégradation de la capacité avec la dépolarisation

2.9 Corrélation de canal MIMO avec techniques de la diversité de polarisation

On envisage dans la suite, l'effet de corrélation entre les canaux de système MIMO. Il faut pouvoir porter la corrélation à 0 pour achever un gain de diversité maximal. Le canal peut être le plus souvent dispersif en temps ou même en fréquence. Notre objectif est d'étudier la corrélation de canal en fonction de la dispersion temporelle ξ et de l'espacement entre antennes pour de systèmes exploitant une diversité de polarisation où des antennes orthogonales puissent être colocalisées. On rappelle que la corrélation entre les coefficients de canal NLOS $h_{qp}^{NLOS}(t, \tau)$ et $h_{\tilde{q}\tilde{p}}^{NLOS}(t, \tau)$ est définie par :

$$R_{qp, \tilde{q}\tilde{p}}(\xi, \tau - \tau') = \mathbb{E}[h_{qp}(t, \tau)h_{\tilde{q}\tilde{p}}^*(t - \xi, \tau')] \quad (2.69)$$

τ et τ' sont des termes de retards.

En supposant que les composantes de déphasage sont nulles et en se limitant à une grappe de diffuseur à chaque côté de liaison de communication, (i.e. $L=1$), l'équation (2.69) se ramène à :

$$R_{qp, \tilde{q}\tilde{p}}(\xi) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_m^{(p)} b_n^{(q)} a_m^{(\tilde{p})*} b_n^{(\tilde{q})*} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(m)} + f_{Rx}^{(n)}) \right) \xi \right\} \\ \times \begin{bmatrix} G_{q, \theta} \cdot G_{\tilde{q}, \theta} \\ G_{q, \phi} \cdot G_{\tilde{q}, \phi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & \chi \\ \chi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{p, \theta} \cdot G_{\tilde{p}, \theta} \\ G_{p, \phi} \cdot G_{\tilde{p}, \phi} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

Le développement de coefficients de corrélation $R_{qp, \tilde{q}\tilde{p}}(\xi)$ sont présenté dans [Pra09]. Ces coefficients peuvent s'écrire comme étant le produit de trois termes :

1. Corrélation spatiale à l'émission : $R_{p, \tilde{p}}(\xi)$

$$R_{p, \tilde{p}}(\xi) = \iint \begin{bmatrix} G_{p, \theta} \cdot G_{\tilde{p}, \theta} \\ G_{p, \phi} \cdot G_{\tilde{p}, \phi} \end{bmatrix} \exp \{ j 2\pi (\tilde{p} - p) d_{Tx} \sin \theta_{Tx} \cos \phi_{Tx} / \lambda \} \times \dots \\ \exp \{ -j 2\pi f_{Tx} \xi \sin \theta_{Tx} \cos(\phi_{Tx} - \gamma_{Tx}) \} p(\gamma_{Tx}) p(\Omega_{Tx}) d\gamma_{Tx} d\Omega_{Tx} \quad (2.71)$$

2. Corrélation spatiale à la réception : $R_{q, \tilde{q}}(\xi)$

$$R_{q, \tilde{q}}(\xi) = \iint \begin{bmatrix} G_{q, \theta} \cdot G_{\tilde{q}, \theta} \\ G_{q, \phi} \cdot G_{\tilde{q}, \phi} \end{bmatrix} \exp \{ j 2\pi (\tilde{q} - q) d_{Rx} \sin \theta_{Rx} \cos \phi_{Rx} / \lambda \} \times \dots \\ \exp \{ -j 2\pi f_{Rx} \xi \sin \theta_{Rx} \cos(\phi_{Rx} - \gamma_{Rx}) \} p(\gamma_{Rx}) p(\Omega_{Rx}) d\gamma_{Rx} d\Omega_{Rx} \quad (2.72)$$

3. Corrélation de polarisation : \mathcal{U}

$$\mathcal{U} = \begin{bmatrix} 1 & \chi \\ \chi & 1 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Où :

– f_{Tx} et f_{Rx} désignent les fréquences de Doppler dues au mouvement de l'émetteur et du récepteur.

– $d\Omega_{Tx} = \sin\theta_{Tx}d\phi_{Tx}d\theta_{Tx}$.

– $d\Omega_{Rx} = \sin\theta_{Rx}d\phi_{Rx}d\theta_{Rx}$.

– $p(\Omega_{Tx}) = p(\theta_{Tx}, \phi_{Tx})$: distribution de probabilité de diffuseurs côté émetteur.

– $p(\Omega_{Rx}) = p(\theta_{Rx}, \phi_{Rx})$: distribution de probabilité de diffuseurs côté réception.

Avec une distribution de von Mises pour l'angle azimut on a :

$$p(\phi_{Tx}) = \frac{\exp\{k_{Tx} \cos(\phi_{Tx} - \bar{\phi}_{Tx})\}}{2\pi I_0(k_{Tx})} \quad (2.74)$$

– $\phi_{Tx} \in [-\pi, \pi]$

– $\bar{\phi}_{Tx}$: angle azimut moyen

– $I_0(\cdot)$: fonction modifiée de Bessel du premier ordre

– k_{Tx} représente la dispersion angulaire en azimut. $1/k_{Tx}$ est analogue à la variance dans le cas d'une distribution uniforme.

Pour une fonction de distribution uniforme en élévation on a :

$$p(\theta_{Tx}) = \frac{1}{2\Delta\theta_{Tx}} \quad (2.75)$$

– $\Delta\theta_{Tx}$ est l'écart type de l'angle de dispersion.

– $\theta_{Tx} \in [\bar{\theta}_{Tx} - \Delta\theta_{Tx}, \bar{\theta}_{Tx} + \Delta\theta_{Tx}]$

– $\bar{\theta}_{Tx}$ est l'angle moyen en élévation

Dans la suite, on représente les simulations de la corrélation spatiale en fonction de l'espacement entre les antennes et de produit de la fréquence Doppler et de la dispersion temporelle $f_{Rx} \cdot \zeta$.

Dans une première étape, on considère des antennes de type dipôle z. La corrélation spatiale entre les antennes émettrices T_{x_1} et T_{x_2} , $R_{1,2}(\zeta)$ est obtenue pour les paramètres de distribution en azimut et en élévation $k_{Tx} = 50$ et $\Delta\theta_{Tx} = 30^\circ$. La figure 2.20 montre que la corrélation spatiale décroît avec l'espacement entre les antennes. D'autant plus, la corrélation s'atténue avec des produits de la fréquence Doppler et de la dispersion temporelle $f_{Rx} \cdot \zeta$ en nombre entier permettant pour un niveau d'espacement en temps plus élevé.

On considère maintenant le cas d'un système avec une diversité de polarisation. Des antennes de polarisations orthogonales sont déployées au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur. La corrélation spatiale est présentée dans ce cas dans la figure 2.21 en fonction de produit de $f_{Rx} \cdot \zeta$ et de la valeur moyenne de l'angle azimut moyen $\bar{\phi}_{Tx} = \bar{\phi}_{Rx} = \phi_{mean}$ de la distribution de l'angle azimut. La corrélation spatiale est négligeable dans le cas où les antennes sont orthogonales où l'angle moyen ϕ_{mean} est proche de 90° . Ceci permet de déployer des antennes colocalisées sans contrainte de corrélation en utilisant des antennes orthogonales.

Finalement, on compare, le gain en capacité pouvant être achevé par l'utilisation de la technique de double polarisation d'antennes. Le gain en capacité du système MIMO à double polarisation des antennes en comparaison avec celle du système MIMO où une polarisation unique est utilisée est représenté dans la figure 2.22 en fonction de la discrimination de polarisation croisée XPD. Ce gain en capacité est évalué aussi en fonction de

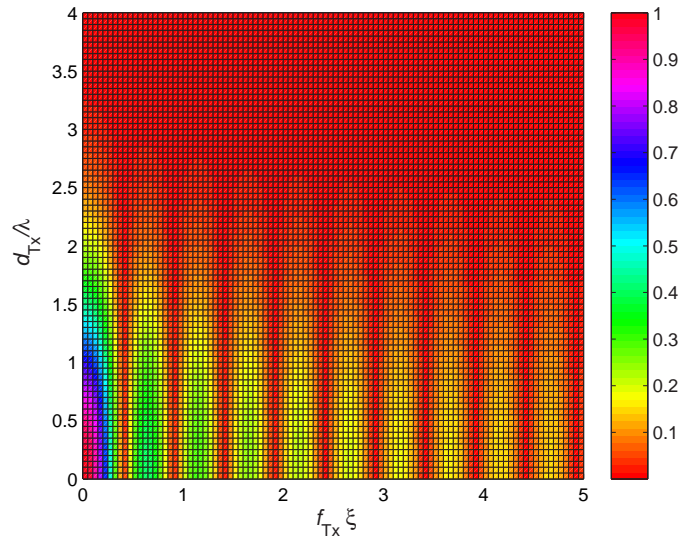


Fig. 2.20: Corrélation spatiale $R_{1,2}(\xi)$, dipôles \mathbf{z} , $k_{Tx} = 50$, $\Delta\theta_{Tx} = 30^\circ$

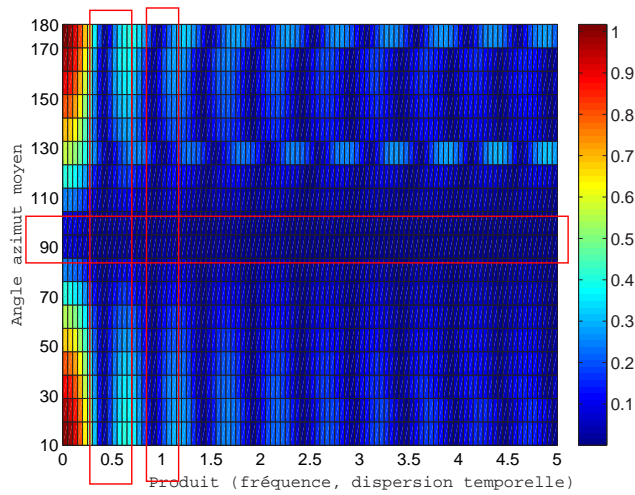


Fig. 2.21: Corrélation spatiale pour les antennes à double polarisation (dipôle \mathbf{z} et dipôle \mathbf{x}), $k_{Tx} = 50$, $\bar{\phi} = \phi_{mean}$, $\bar{\theta} = 90^\circ$, $\Delta\theta_{Tx} = 90^\circ$

la corrélation spatiale. On constate que ce gain décroît en fonction de la discrimination de polarisation croisée et on note aussi que le gain ramené par la technique de la double devient plus important lorsque la corrélation spatiale est plus élevée [BZRB12a].

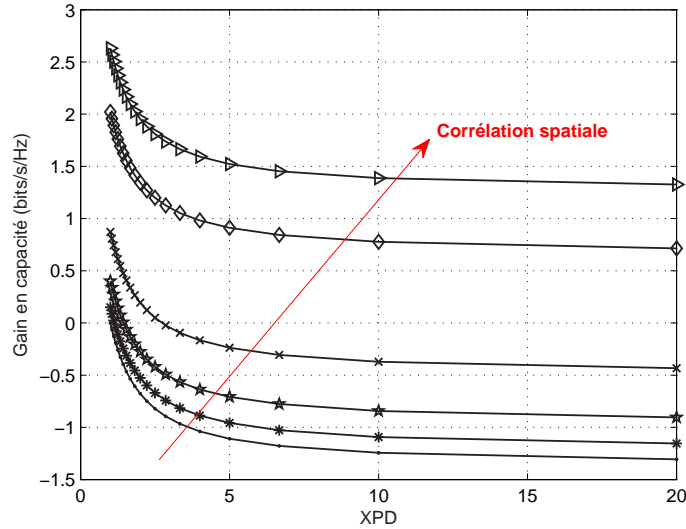


Fig. 2.22: Gain en capacité de système MIMO (2×2) avec double polarisation, $AS = 30^\circ$, $SNR=15dB$

2.10 Stratégies de polarisation : Dépendance de la distribution de diffuseurs

Le but de cette section est d'envisager la répartition de diffuseurs dans le milieu de propagation. Il s'agit de déterminer à partir de l'étude de trois scénarios de communication, la stratégie de polarisation la plus appropriée pour permettre aux meilleures performances. Ce choix dépend particulièrement de la discrimination de polarisation ainsi que de la distribution de diffuseurs dans le milieu de propagation.

On propose de déterminer le meilleur choix parmi les trois scénarios possibles avec différentes stratégies de polarisation d'antennes [BZPRB12]. On considère un système de communication à trois antennes émettrices et trois antennes réceptrices. Les configurations possibles sont présentées dans la figure 2.23 et décrites par le tableau 2.2. On suppose que les types de polarisation pour les antennes émettrices Tx_1 , Tx_2 et Tx_3 sont respectivement les mêmes pour les antennes réceptrices Rx_1 , Rx_2 et Rx_3 .

La probabilité de distribution de diffuseurs autour de l'émetteur ainsi que la probabilité de distribution des diffuseurs autour du récepteur sont déterminées en fonction de celles de l'angle azimut et de l'angle élévation. L'angle azimut est généré selon la distribution de von Mises [RV09] alors que l'angle en élévation est généré selon une distribution uniforme.

Ainsi, on a :

$$p(\phi_{Tx}) = \frac{\exp\{k_{Tx} \cos(\phi_{Tx} - \bar{\phi}_{Tx})\}}{2\pi I_0(k_{Tx})} \quad (2.76)$$

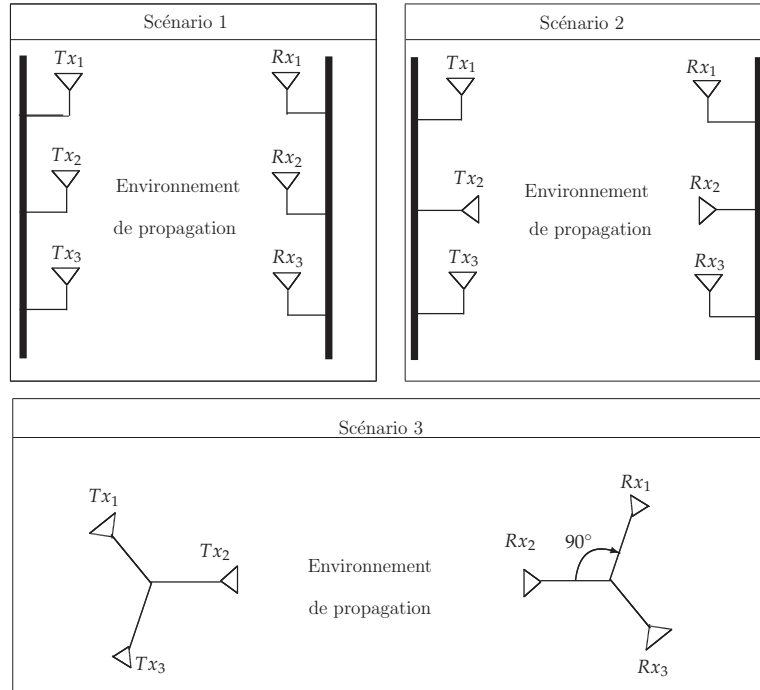


Fig. 2.23: Différents scénarios de polarisation pour un système MIMO (3 × 3)

Configuration	Polarisation (Tx1, Tx2, Tx3)	Espacement
1	(Dipôle z, Dipôle z, Dipôle z)	$\frac{\lambda}{2}$
2	(Dipôle z, Dipôle x, Dipôle z)	$\frac{\lambda}{2}$
3	(Dipôle z, Dipôle x, Dipôle y)	0

Tab. 2.2: Différentes configurations de système MIMO

et

$$p(\phi_{Rx}) = \frac{\exp\{k_{Rx} \cos(\phi_{Rx} - \bar{\phi}_{Rx})\}}{2\pi I_0(k_{Rx})} \quad (2.77)$$

où :

- Les coefficients de von Mises k_{Tx} et k_{Rx} définissent respectivement la distribution des angles à l'émission et à la réception.
- $\bar{\phi}_{Tx}$ et $\bar{\phi}_{Rx}$ donnent respectivement une mesure de la distribution de diffuseurs autour de ϕ_{Tx} et ϕ_{Rx} .

On souhaite évaluer les performances en termes de la variation de la capacité ergodique de canal de transmission en fonction de rapport signal à bruit (RSB) pour chaque configuration de système de communication en présence de 20 diffuseurs.

Les deux cas suivants sont envisagés :

- Des valeurs de coefficients de von Mises proches de zéro : la distribution de von Mises peut être assimilée à une distribution uniforme.
- Des valeurs de coefficients de von Mises élevées : les angles sont concentrés autour de la valeur moyenne

On présentera les résultats de simulation pour les valeurs de discrimination de polarisation de -4dB et -20dB.

Simulation à une discrimination de polarisation croisée de -20dB

Le paramètre XPD est généré selon une distribution normale où la variance est supposée nulle. Ainsi le XPD est égal à la valeur moyenne associée à sa distribution. La figure 2.24 expose les courbes représentatives de la capacité pour les valeurs de coefficients de concentration $k_{Tx} = k_{Rx} = k = 50$ et $k_{Tx} = k_{Rx} = k = 1e - 3$. Le rapport signal à bruit exprimé en dB est pris dans l'intervalle $[0, 25]$. La figure 2.24 montre que l'exploitation de la diversité de polarisation permet de performances meilleures en termes de la capacité de système de communication par comparaison avec le système de communication avec une polarisation unique d'antennes (dipôle z). On constate que pour la valeur XPD de -20dB, la configuration 2 où les antennes ont un espacement d'une demi longueur d'onde avec des polarisations orthogonales montre de meilleures performances que la configuration 3 où les antennes ont différentes polarisations et sont colocalisées. Dans le cas où le paramètre de concentration k est très faible ($k = 1e - 3$), la configuration 1 montre de meilleures performances que le système de communication avec une diversité de polarisation.

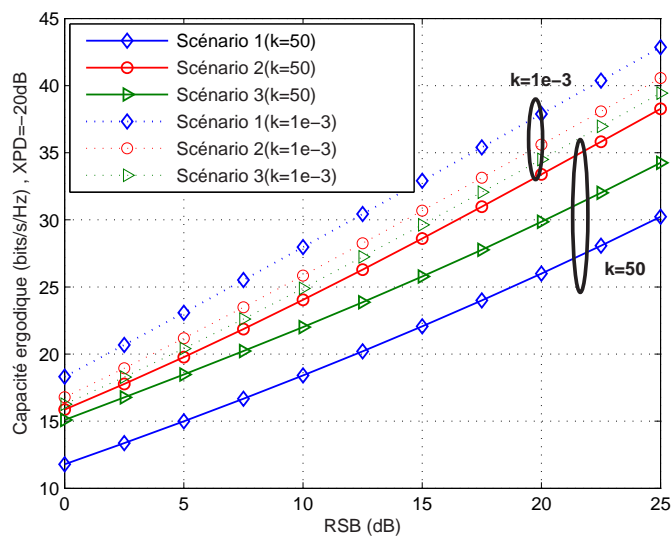


Fig. 2.24: Capacité ergodique, XPD=-20dB

Simulation à une discrimination de polarisation croisée de -4dB

La figure 2.25 présente les simulations de la capacité ergodique pour un XPD de -4dB pour les deux valeurs de paramètres de concentration de la distribution de von Mises : $k = 1e - 3$ et $k = 50$. Les valeurs de la capacité se montrent toujours les meilleures lorsque k est très faible. Néanmoins, pour une valeur de XPD de -4dB, les performances pour les trois configurations ne sont pas très différentes pour $k = 1e - 3$.

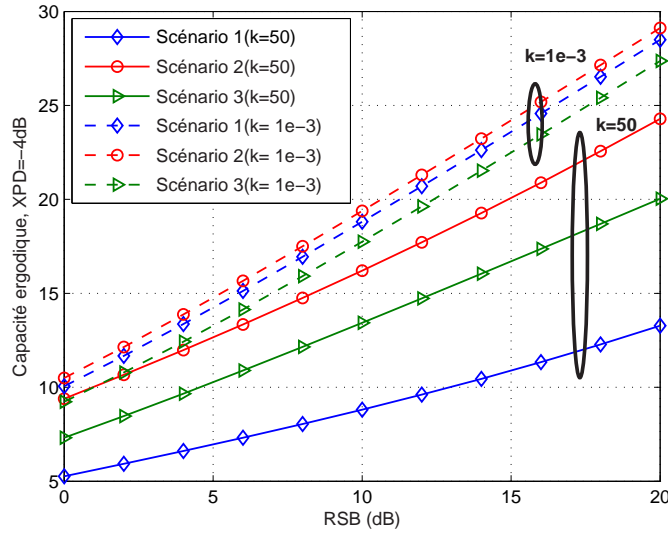


Fig. 2.25: Capacité ergodique, XPD=-4dB

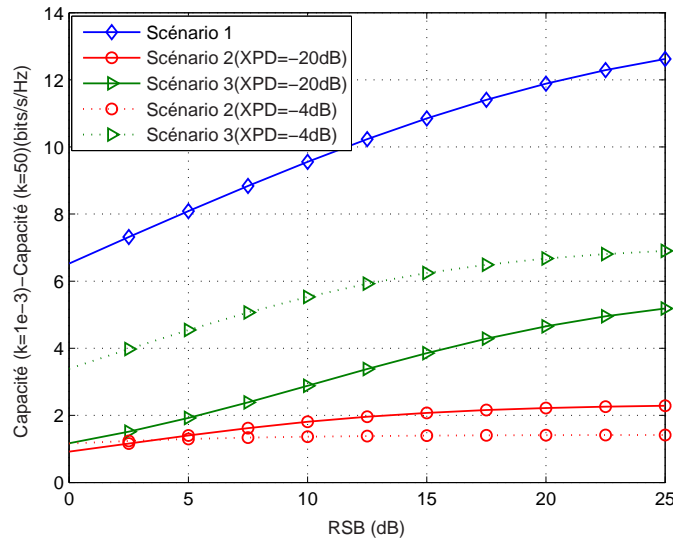


Fig. 2.26: Comparaison entre la capacité avec $k=1e-3$ et la capacité avec $k=50$

On évalue la différence en capacité ergodique obtenue en soustrayant la capacité pour les différentes configurations lorsque le paramètre de concentration vaut 50 de la capacité évaluée pour un paramètre de concentration égal à $1e-3$. La figure 2.26 montre que la capacité obtenue avec un paramètre de concentration faible est meilleure que celle obtenue pour un paramètre de concentration élevé. Les configurations 1 et 3 permettent un gain important en capacité obtenu pour différentes valeurs de XPD. Ainsi, pour un paramètre de concentration faible, les systèmes multi antennes pourraient avoir de meilleures performances pour une distribution de diffuseurs uniforme. Ce gain en capacité est amélioré avec

le rapport signal à bruit.

2.11 Conclusion

Ce chapitre présente notre contribution à l'étude de systèmes MIMO. On a introduit dans une première partie les concepts et les notions de base qui traitent de modèle de communication et de schémas de diversité et on a passé en revue les différentes classes de canal MIMO. Des exemples de modèles stochastiques basés sur la géométrie (GSCM) permettent de mettre en considération les paramètres géométriques de système de communication ainsi que les caractéristiques statistiques du milieu de propagation riche en diffuseurs. La démarche pour calculer les performances du système MIMO en termes de la capacité de canal de transmission a été décrite. Des méthodes optimales moyennant la méthode de décomposition en valeurs singulière et la méthode de water-filling ont été présentées. Dans la deuxième partie de chapitre, on a présenté une analyse de phénomènes de dispersion angulaire et de corrélation spatiale pouvant se produire dans un milieu de propagation riche en diffuseurs. Des techniques attrayantes de polarisation d'antennes ont été introduites. On a expliqué l'effet de dépolarisation d'antennes et on a évalué les performances du système MIMO pour un modèle de canal NLOS dispersif. On a montré que le gain en capacité de système MIMO avec des techniques de diversité de polarisation particulièrement la technique de double polarisation dépend de la discrimination de polarisation croisée ainsi que de la corrélation spatiale. Ce gain est négligeable dans le cas où la discrimination de polarisation d'antennes est importante. Afin d'enrichir notre étude de systèmes MIMO, on a finalement introduit trois scénarios pour des systèmes MIMO à antennes polarisées où différentes stratégies de polarisation d'antennes ont été proposées. On a considéré la distribution de diffuseurs dans le milieu de propagation et on a constaté que les performances du système MIMO dépendent de la manière selon laquelle les diffuseurs sont répartis dans le milieu de propagation. Les diffuseurs permettent pour une diversité aux systèmes MIMO dont ils peuvent toujours bénéficier. Ainsi, le choix judicieux pour une configuration optimale de système MIMO doit envisager les conditions de propagation dans le milieu de transmission.

Chapitre 3

Approche de beamforming pour la localisation dans les RCSFs

Sommaire

3.1	Introduction	63
3.2	Techniques de combinaison pour les MIMOs	63
3.3	Méthode de beamforming	67
3.3.1	Beamforming basé sur la méthode SVD	67
3.3.2	Beamforming basé sur la maximisation de SINR	69
3.4	Beamforming pour la localisation dans les RCSFs	72
3.4.1	Algorithmes de localisation	72
3.4.2	Paramètres de localisation	72
3.5	Notre algorithme de localisation	74
3.5.1	Scénario	74
3.5.2	Hypothèses	75
3.5.3	Méthode de beamforming pour la localisation dans les RCSFs	75
3.5.4	Modèle de communication	76
3.6	Description de l'algorithme	78
3.7	Evaluation de performances	79
3.7.1	Dispersion de l'estimateur	80
3.7.2	Variance de l'estimateur	81
3.8	Conclusion	83

3.1 Introduction

ON aborde dans ce chapitre des méthodes de combinaison classiques qui sont utilisées au niveau d'un récepteur MIMO afin de maximiser le rapport signal à bruit à la réception. Des exemples de ces méthodes couvrent les techniques MRC (Maximal Ratio Combining), EGC (Equal Gain Combining) et SC (Selection Combining). Par la suite, on met en exergue des méthodes de traitement d'antennes de type formation de voies ou *beamforming* en anglais [VVB88]. La technique de *beamforming* peut être considérée comme une forme de combinaison pour les systèmes MIMO qui peut être appliquée aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur afin de maximiser certaines métriques de performances. On revient dans ce chapitre sur le modèle de communication en grappes dans les réseaux de capteurs et on envisage la technique de beamforming pour des problèmes de localisation. On expose un nouvel algorithme de localisation [BZRB11a] basé sur la méthode de formation de voies et on montre que des méthodes de beamforming collaboratif peuvent être efficacement utilisées pour la localisation dans les réseaux de capteurs sans fil.

3.2 Techniques de combinaison pour les MIMO

Au niveau du récepteur, le système MIMO dispose de différentes techniques afin de combiner les signaux reçus. Des techniques de combinaison classiques [EKM96] [Bre03] sont décrites dans la suite :

- **Technique MRC** : Les signaux qui arrivent sur les antennes réceptrices sont pondérés par des coefficients proportionnels au rapport signal à bruit de signaux reçus. Les coefficients du récepteur avec MRC sont déterminés en fonction des amplitudes des répliques de signaux reçus sur chaque antenne. Dès lors, les coefficients les plus puissants sont associés aux trajets avec les amplitudes les plus élevées.
- **Technique EGC** : Les signaux provenant de différent trajets sont déphasés et combinés.
- **Technique SC** : La technique SC sélectionne l'antenne qui reçoit le signal avec la puissance la plus élevée parmi les signaux reçus sur les différentes antennes.

Les techniques de combinaison peuvent être utilisées pour pouvoir :

- Maximiser le gain de diversité
- Maximiser le gain de multiplexage
- Achever un compromis entre le gain de diversité et le gain de multiplexage
- Achever les meilleures performances en termes de taux d'erreur binaire
- Maximiser la norme de Frobenius de la matrice de canal MIMO et bien évidemment la capacité.

On considère un système MIMO avec une diversité spatiale à la réception (système SIMO) où le nombre d'antennes réceptrices est désigné par N_R . Au niveau de la q -ème antenne réceptrice le signal reçu est donné par :

$$y_q = h_q x + b_q; \quad q = 1, \dots, N_R \quad (3.1)$$

- h_q : gain complexe de canal d'indice q
- x : signal émis

– b_q : bruit blanc additif gaussien

On note les coefficients de combinaison par g_q ; $q = 1, \dots, N_R$. Le signal combiné est alors donné par l'équation(3.2).

$$y = x \sum_{q=1}^{N_R} g_q h_q + \sum_{q=1}^{N_R} g_q b_q \quad (3.2)$$

La techniques de combinaison est représentée dans la figure 3.1. Les coefficients de combi-

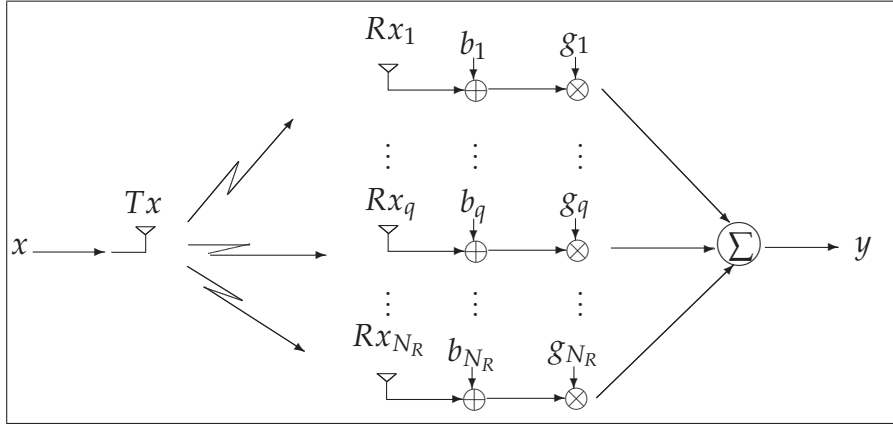


Fig. 3.1: Technique de combinaison pour les système MIMOs

naison [KRB11] associés aux différentes techniques sont exposés dans le tableau 3.1 : On

Technique de combinaison	Coefficient de combinaison
MRC	$g_q = h_q^*$
EGC	$g_q = \frac{h_q^*}{ h_q }$
SC	$g_q = \begin{cases} 1, & \text{si } h_q \geq h_k , \forall k \neq q; \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases}$

Tab. 3.1: Expression de coefficients de combinaison pour MRC, EGC et SC

désigne dans la suite le rapport signal à bruit à l'émission par γ et on évalue la capacité pour les différentes techniques de combinaison sous l'hypothèse que le canal soit normalisé.

Technique MRC

Le rapport signal à bruit équivalent obtenu avec la technique MRC est donné par :

$$\gamma_y = \gamma \cdot \frac{\left(\sum_{q=1}^{N_R} |h_q|^2 \right)^2}{\sum_{q=1}^{N_R} |h_q|^2} = \sum_{q=1}^{N_R} \gamma_q \quad (3.3)$$

Ainsi, le rapport signal à bruit instantané γ_y s'exprime comme étant la somme de RSBs sur les différentes antennes réceptrices soit :

$$\gamma_y = \sum_{q=1}^{N_R} \gamma_q = \sum_{q=1}^{N_R} \gamma = N_R \cdot \gamma \quad (3.4)$$

La capacité du système de communication avec MRC est alors donnée par :

$$C_{\text{MRC}} = \log_2 \left(1 + \gamma \cdot \sum_{q=1}^{N_R} |h_q|^2 \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.5)$$

Technique EGC

Le rapport signal à bruit instantané est donné par :

$$\gamma_y = \frac{\gamma}{N_R} \cdot \left(\sum_{q=1}^{N_R} |h_q| \right)^2 \quad (3.6)$$

La capacité résultante est alors évaluée par :

$$C_{\text{EGC}} = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N_R} \cdot \sum_{q=1}^{N_R} |h_q|^2 \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.7)$$

Technique SC

La technique SC détermine l'antenne avec le rapport signal à bruit instantané le plus élevé soit :

$$\gamma_y = \max(\gamma_1, \dots, \gamma_{N_R}) \quad (3.8)$$

Dans le cas d'un canal décorrélé, le rapport signal à bruit est donné par :

$$\gamma_y = \gamma \cdot \sum_{q=1}^{N_R} \frac{1}{q} \quad (3.9)$$

La capacité est alors exprimée par :

$$C_{\text{SC}} = \log_2 \left(1 + \gamma \cdot \max_q |h_q|^2 \right) \quad (3.10)$$

$$= \max_q \left\{ \log_2 \left(1 + \gamma \cdot |h_q|^2 \right) \right\} \quad ; 1 \leq q \leq N_R \quad \text{bits/s/Hz} \quad (3.11)$$

Afin de comparer entre les techniques de combinaison classiques, on considère un système SIMO(4×1) et on compare les performances de ce système en capacité ergodique pour les stratégies de combinaison décrites précédemment. Les courbes qui donnent la variation de la capacité de système de communication en fonction de rapport signal à bruit sont présentées dans la figure 3.2. On constate que la technique MRC permet les meilleures

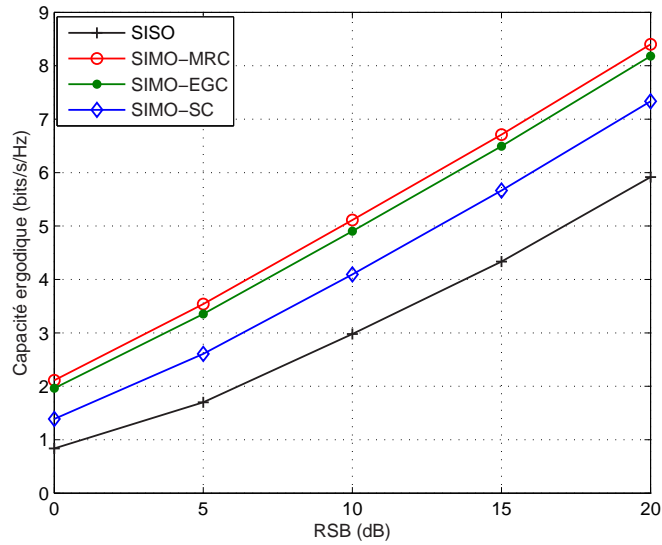


Fig. 3.2: Capacité avec techniques de combinaison pour MIMO (4×1)

performances en capacité de canal. Ces performances sont meilleures que celles obtenues avec la technique de combinaison EGC. Les capacités se montrent les plus faibles avec la technique de SC du fait qu'un seul canal radio (RF) est sélectionné au niveau du récepteur.

En termes de TEB, la technique MRC permet les meilleures performances par rapport aux autres techniques de combinaison (3.3).

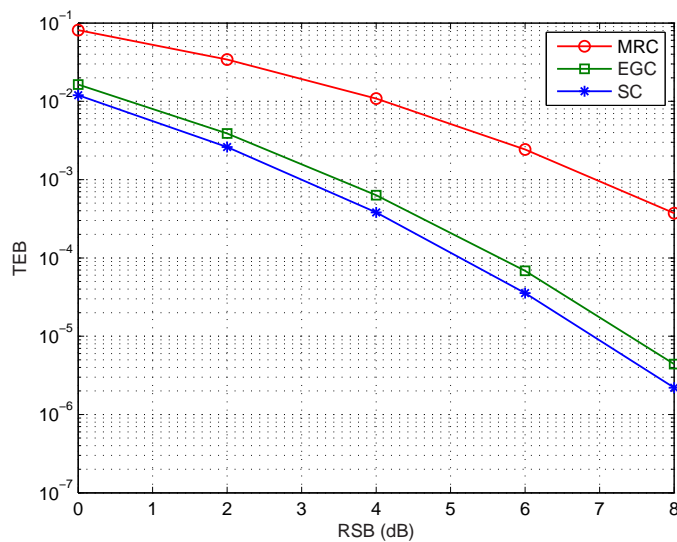


Fig. 3.3: TEB avec techniques de combinaison pour MIMO (4×1)

3.3 Méthode de beamforming

La méthode de formation de voies [VVB88] consiste à diriger les signaux numériques sur les différentes antennes vers une direction d'intérêt. Ceci peut être réalisé par une pondération de signaux [Jaf05] selon l'algorithme de beamforming approprié. Le signal à la sortie de beamformer est alors obtenu comme étant la somme de signaux pondérés. Il s'agit de méthodes de beamforming linéaires qui se présentent comme étant une forme de filtrage où le beamformer peut être établi par synthèse d'un filtre linéaire complexe, spatial ou spatio-temporel pour chaque direction d'intérêt. La sortie de beamformer est obtenue suite à l'optimisation d'un critère défini. Dans la littérature, on distingue différentes techniques de beamforming qui sont associées à des critères divers d'optimisation. Parmi ces critères, on cite la maximisation de SNR [NN09], la maximisation de SINR [SB04], la minimisation de la puissance de bruit (MVDR)[BCHD07] ainsi que la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE)[CACC08]. On expose dans la suite de modèles de systèmes de communication utilisant la technique de beamforming.

3.3.1 Beamforming basé sur la méthode SVD

Les systèmes MIMO peuvent mettre en oeuvre la technique de formation de voie aussi bien au niveau de l'émission [CTJLa07] qu'à niveau de la réception. La méthode de formation de voies est basée sur la minimisation (ou la maximisation) d'une certaine fonction de coût. On considère un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. La technique de beamforming consiste donc à déterminer les coefficients de beamformer à l'émission ainsi que les coefficients de beamformer à la réception qui permettent de diriger l'énergie dans les directions d'intérêt. La méthode de formation de voies est illustrée dans la figure 3.4.

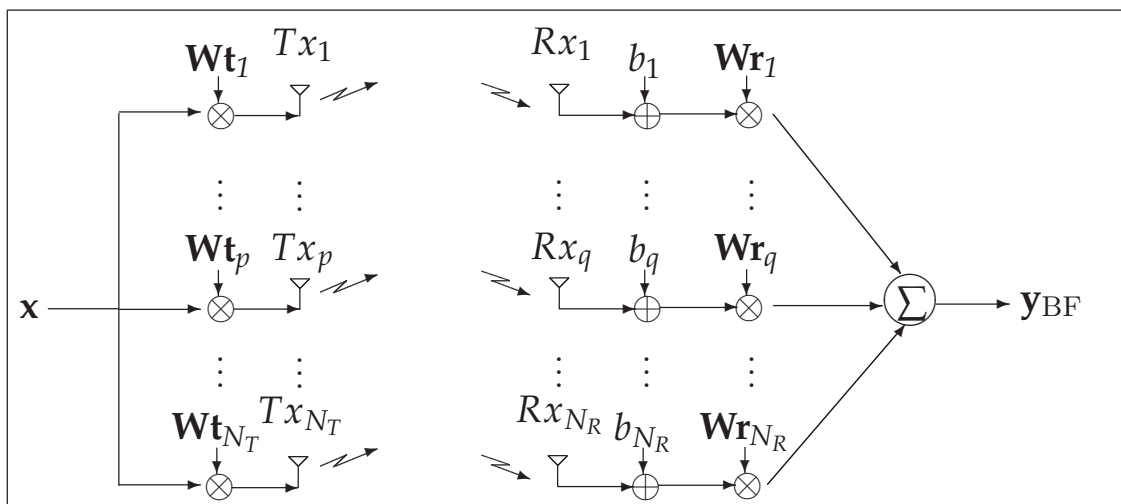


Fig. 3.4: Méthode de formation de voies

- \mathbf{x} : signal émis
- $\mathbf{Wt} = [\mathbf{Wt}_1, \dots, \mathbf{Wt}_{N_T}]^T$: vecteur de beamforming à l'émission

- $\mathbf{W}\mathbf{r} = [\mathbf{W}\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{W}\mathbf{r}_{N_R}]^T$: vecteur de beamforming à la réception
- \mathbf{H} : Matrice de canal de dimension $(N_R \times N_T)$
- $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{N_R}]^T$: vecteur de bruit additif avec la variance σ_b^2
- \mathbf{y}_{BF} : signal à la sortie de beamformer

Selon la méthode de formation de voies conjointe à l'émission et à la réception, le modèle de système de communication peut être décrit par l'équation (3.12).

$$\mathbf{y}_{\text{BF}} = \mathbf{W}\mathbf{r}^H \mathbf{H} \mathbf{W}\mathbf{t} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{r}^H \cdot \mathbf{b} \quad (3.12)$$

On s'intéresse à la méthode de formation de voies basée sur la décomposition en valeurs singulières [YSZ07]. Cette méthode exploite un algorithme de beamforming linéaire qui détermine les pondérations de beamformer en fonction de vecteurs propres de la décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal MIMO, \mathbf{H} . Selon la méthode de décomposition en valeurs singulières, la matrice de canal s'écrit :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$$

En substituant respectivement \mathbf{U} et \mathbf{V} par le vecteur des coefficients de beamforming à la réception $\mathbf{W}\mathbf{r}$ et par le vecteur des coefficients de beamforming à l'émission $\mathbf{W}\mathbf{t}$, le rapport signal à bruit à la réception est donné par :

$$\text{SNR}_{\text{BF}} = \frac{\|\mathbf{W}\mathbf{r}^H \mathbf{H} \mathbf{W}\mathbf{t}\|^2 \mathbb{E}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)}{\sigma_b^2 \|\mathbf{W}\mathbf{r}\|^2} \quad (3.13)$$

Selon la méthode de décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal MIMO, l'équation (3.12) devient :

$$\mathbf{y}_{\text{BF}} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{b} \quad (3.14)$$

La technique de beamforming permet de maximiser l'efficacité spectrale de système de communication. Le rapport signal à bruit à la réception est donné par :

$$\gamma_{\text{BF}} = \gamma \cdot \lambda_{\max}(\mathbf{H})$$

λ_{\max} est la racine carré de la valeur singulière maximale de la matrice \mathbf{S} et γ désigne le rapport signal à bruit à l'émission. Ainsi la capacité de système MIMO avec la technique de beamforming est exprimée par :

$$C_{\text{BF}} = \log_2 \{1 + \gamma \cdot \lambda_{\max}(\mathbf{H})\} \quad (3.15)$$

On a testé par simulation la technique de beamforming selon la méthode de décomposition SVD pour des systèmes MIMO avec différentes configurations en nombre d'antennes déployées au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur. On a considéré un canal corrélé avec une dispersion angulaire $AS = 30^\circ$. Les antennes constituent un réseau ULA avec une distance inter-antennes d'une demi longueur d'onde. La simulation de la méthode de beamforming est présentée dans la figure 3.5 en termes de la variation de la capacité ergodique en fonction de rapport signal à bruit. La simulation montre le bon fonctionnement de l'algorithme de beamforming. On constate que les performances de l'algorithme sont améliorées en fonction de la diversité spatiale.

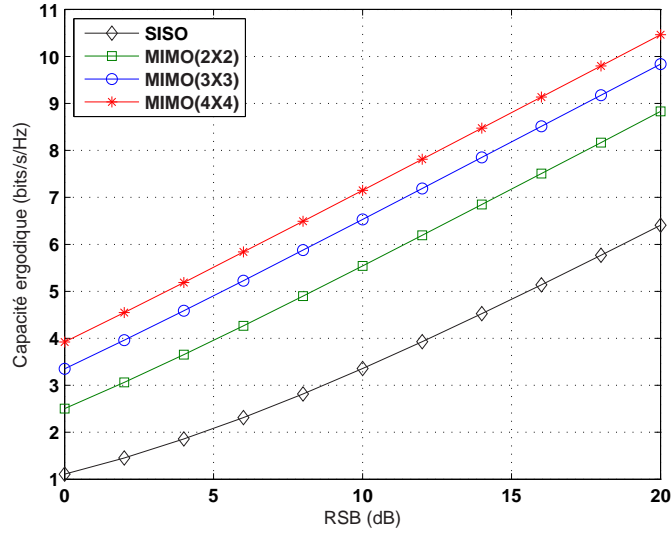


Fig. 3.5: Capacité de système MIMO avec la technique de beamforming selon la méthode de décomposition SVD

3.3.2 Beamforming basé sur la maximisation de SINR

Des phénomènes d'interférences peuvent se produire dans le milieu de propagation radio. Lorsque plusieurs terminaux sont densément déployés dans une zone de couverture, le rapport entre la puissance du signal et la puissance de bruit en plus d'interférence (SINR) est susceptible d'être faible. Ainsi, une technique adéquate de beamforming est requise pour pouvoir pallier au problème d'interférence. Le critère de maximisation de la métrique SINR sera utilisé pour pouvoir déterminer les coefficients de beamforming [RFTL98][SB04]. On décrit dans la suite un système à utilisateurs multiples. Ce système envisage la méthode de beamforming introduite. Ce système est présenté dans la figure 3.6.

On note :

- K : Nombre d'utilisateurs.
- $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_K]^T$: Le vecteur de signaux transmis par les K utilisateurs
- $\mathbf{Wt} = [\mathbf{Wt}_1, \dots, \mathbf{Wt}_K]^T$: Vecteur de coefficients de beamforming
- $T_{x_1}, \dots, T_{x_{N_T}}$: N_T antennes déployés au niveau de la station de base (BS).
- M_1, \dots, M_K : Nombre d'antennes respectifs aux utilisateurs U_1, \dots, U_K
- \mathbf{x} : vecteur du signal émis de dimension $(N_T \times 1)$

Le vecteur de signal à l'émission \mathbf{x} est donné par :

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{Wt}_k \cdot \mathbf{e}_k \quad (3.16)$$

On suppose que les signaux transmis et que les coefficients de beamforming sont normalisés. Le signal reçu par l'utilisateur U_i de dimension $(M_i \times 1)$ est donné par :

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \cdot \sum_{k=1}^K \mathbf{Wt}_k \cdot \mathbf{e}_k + \mathbf{b}_i \quad (3.17)$$

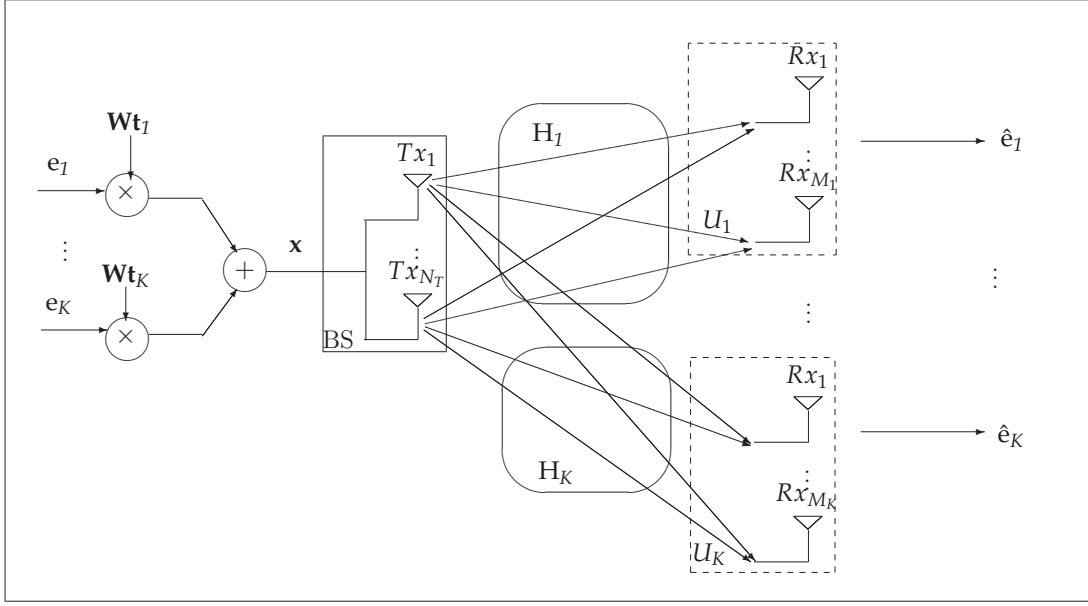


Fig. 3.6: Système à utilisateurs multiples avec beamforming

\mathbf{b}_i est le bruit additif dont la variance est désignée par σ_i^2 . La matrice de canal $\mathbf{H}_i (M_i \times N_T)$ modélise la liaison entre l'utilisateur U_i à M_i antennes émettrices et la station de base avec N_T antennes. L'utilisateur U_i ; $i = 1, \dots, K$ reçoit le signal :

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i \cdot \mathbf{e}_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_k \cdot \mathbf{e}_k + \mathbf{b}_i \quad (3.18)$$

Au niveau du récepteur, le signal reçu associé à l'utilisateur U_i est donné par :

$$\hat{\mathbf{e}}_i = \frac{\mathbf{W} \mathbf{t}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{y}_i}{\|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|} \quad (3.19)$$

Le rapport entre la puissance du signal reçu et la puissance du signal bruit en plus de signal d'interférence calculé pour l'utilisateur d'indice U_i est donné par :

$$SINR_i = \frac{\|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|^2}{\left(\sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_k\|^2 \right) + \sigma_i^2} \quad (3.20)$$

et peut s'écrire aussi :

$$SINR_i = \frac{\|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|^2}{\left(\frac{\sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{W} \mathbf{t}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_k\|^2}{\|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|^2} \right) + \sigma_i^2} \quad (3.21)$$

Les poids du beamformer optimal sont obtenus par la maximisation de la métrique SLR (Signal Leakage Ratio) donnée par :

$$SLR = \frac{\|\mathbf{H}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|^2}{\|\tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{W} \mathbf{t}_i\|^2} \quad (3.22)$$

Où :

$$\tilde{\mathbf{H}}_i = [\mathbf{H}_1^H, \dots, \mathbf{H}_{i-1}^H, \mathbf{H}_{i+1}^H, \dots, \mathbf{H}_K^H]^H \quad (3.23)$$

Finalement, les poids optimaux $\mathbf{W} \mathbf{t}_i$; $i = 1, \dots, K$ sont obtenus comme étant le vecteur propre maximal de :

$$((\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i)^{-1} (\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i))$$

Dans la figure 3.7, on présente les simulations pour la méthode de beamforming venant d'être décrite. On évalue les performances en termes de la variation de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de rapport signal à bruit. La méthode optimale de beamforming basée sur la maximisation de SINR est testée pour différent nombre d'antennes réceptrices ($M_1 = \dots = M_K = M_u$). Les performances achevées en termes de taux d'erreur binaire sont obtenues avec les nombres d'antennes les plus élevées.

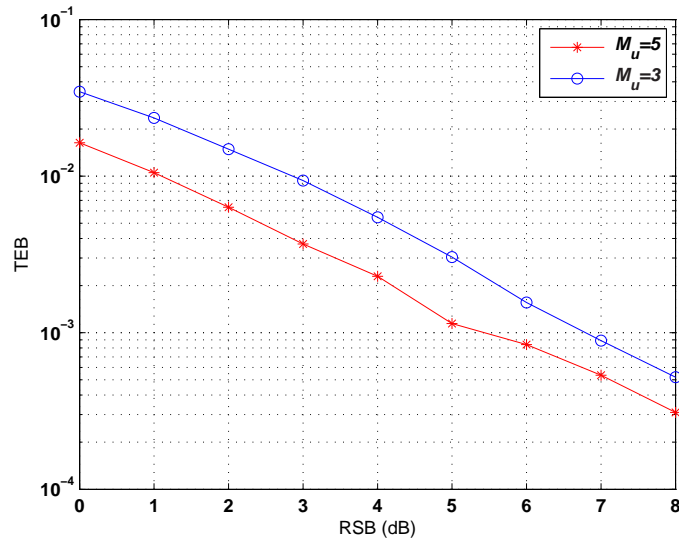


Fig. 3.7: Performances beamforming à utilisateurs multiples, $K = 3$, $M_u = 5$, $M_u = 3$

Après avoir introduit à la technique de beamforming et exploré des méthodes de beamforming existantes dans la littérature moyennant la méthode de beamforming basée sur la technique de décomposition en valeurs singulières et la méthode de beamforming basée sur la maximisation de SINR, on aborde dans la suite un autre champ d'application de la technique de beamforming qui consiste en la localisation dans les réseaux de capteurs sans fils. La partie suivante de ce chapitre est consacrée à la description de la technique de localisation et à l'exposition de notre méthode de localisation basée sur l'approche de beamforming.

3.4 Beamforming pour la localisation dans les RCSFs

La technique de localisation représente une opération fondamentale dans les réseaux de capteurs sans fil. En effet, l'information sur l'emplacement physique de nœuds capteurs est souvent utile pour le déploiement du réseau [COB10] afin de pouvoir interpréter les données recueillies. Les nœuds capteurs qui détectent un événement urgent doivent déterminer leurs positions afin de pouvoir communiquer les données de captage à un point de collecte. Bien évidemment, la connaissance de la position de nœuds capteurs permet de simplifier la tâche de routage dans le réseau. Dans la littérature, plusieurs algorithmes pour l'estimation de la position de nœuds capteurs ont été développés [LL10][PA06][MFA07][Pal10]. Dans la section suivante, on passe en revue les différents algorithmes de localisation qui existent dans la littérature.

3.4.1 Algorithmes de localisation

Les algorithmes de localisation peuvent être répertoriés en trois catégories.

- **Localisation relative** : Les terminaux formés par les nœuds mesurent les distances qui séparent les uns par rapport aux autres. Il s'agit de calculer et de maintenir à jour la connaissance de la position d'un nœud capteur dans un repère relié au champ de surveillance. L'information sur la position de nœuds capteurs peut être alors obtenue en fonction de mesures ainsi obtenues. La technique de localisation relative est désignée aussi par la technique de localisation en *mode estime* où des nœuds capteurs proprioceptifs tels que de magnétomètres, gyromètres, ... sont utilisés. Parmi les applications envisagées par cette méthode de localisation, on cite la localisation de robots mobiles [KLY05].

- **Localisation absolue** :

La méthode de localisation absolue consiste à déterminer la position de nœuds capteurs en fonction de la position de nœuds ancrés (*Anchor* en anglais)¹. Cette position est supposée être connue dans la zone de déploiement en référence au système de coordonnées considéré.

- **Méthodes combinée de localisation, exemple : SHARP** [ASS05] :

La technique SHARP (Simple Hybrid Absolute Relative Positioning) présente un algorithme de localisation qui combine les principes de la méthode de localisation relative ainsi que ceux de la méthode de localisation absolue. La méthode SHARP commence dans une première étape par retrouver la position de nœuds capteurs de référence en utilisant la méthode de localisation relative. Dans une deuxième étape, la méthode SHARP cherche à localiser les autres nœuds capteurs dans la zone de déploiement selon la technique de localisation absolue.

3.4.2 Paramètres de localisation

L'estimation de la position de nœuds capteurs est basée sur la mesure de certains paramètres dont on cite le temps d'arrivée (ToA) et l'angle d'arrivée (AoA) [SP09]. La première méthode évalue la distance à un terminal par la détermination de temps d'arrivée obtenu

¹Ce sont les nœuds qui connaissent leur position.

en sommant le temps écoulé pour la transmission et le délai de propagation. Ceci peut tout simplement être évalué en utilisant la relation $\Delta t = \text{Distance}/c$, où c désigne la vitesse de la lumière. La deuxième solution utilise la mesure d'angles d'arrivée afin d'évaluer la distance entre ces nœuds capteurs. L'AoA est alors estimé suite au calcul de la différence de temps d'arrivée entre les deux nœuds capteurs. Des techniques telles couvrent des méthodes de triangulation soient la méthode latération et la méthode angulation dont une représentation est montrée dans la figure 3.8. Selon la méthode de triangulation, l'information sur l'emplacement d'un nœud capteur T peut être estimée à l'aide de la détermination de la position de trois nœuds de référence dans un système de coordonnées 2D. Ces nœuds sont désignés dans la figure 3.8 par N_1 , N_2 et N_3 . Pour la méthode latération, la position de nœud capteur cible à estimer est déterminée en fonction de distances mesurées d_1 , d_2 et d_3 . Néanmoins, avec la méthode d'angulation, la position est estimée par une mesure de l'angle θ_1 (Angle entre la direction verticale et le nœud capteur N_1) ainsi que la mesure de θ_2 (L'angle que fait la direction verticale et le nœud N_2). Les coordonnées de capteurs N_1 et N_2 sont supposés être connus à l'avance. Une fois la distance d_{12} est déterminée, les coordonnées de nœud cible T peuvent alors être facilement déduites selon des lois géométriques.

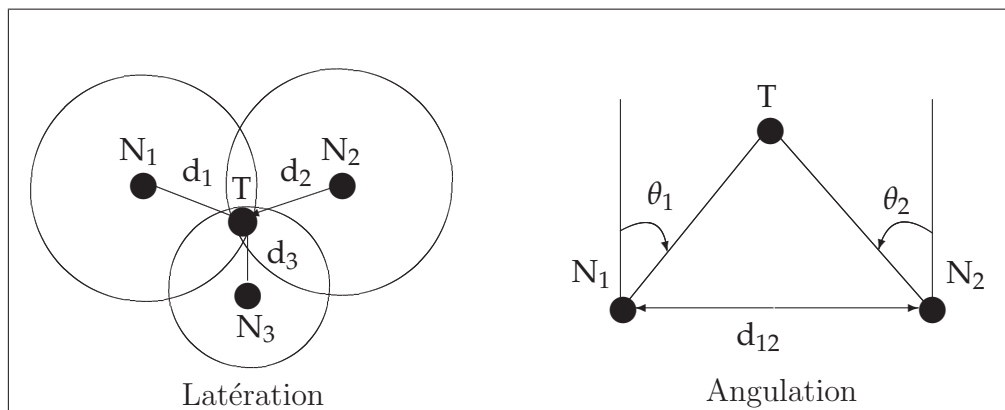


Fig. 3.8: Techniques de triangulation

D'autres mesures peuvent être utilisées pour la localisation dans les réseaux de capteurs sans fil. On cite particulièrement la connectivité de nœuds capteurs dans le réseau [PA06] où la position de nœuds capteurs est déterminée comme étant la moyenne sur les positions de tous les nœuds capteurs pour lesquels le nœud capteur cible établit une connectivité.

Finalement, on cite la classe des algorithmes basés sur la mesure de RSSI (Received Signal Strength Indicator)[AFD07]. Il s'agit d'un indicateur sur la puissance du signal reçu [PPT08]. La prédiction de la position de nœud capteur basée sur la mesure de RSSI met en oeuvre plusieurs réalisations où la position de l'objet d'intérêt se fait par l'évaluation de maximum de la puissance du signal reçu. Des méthodes de localisation basée sur la mesure de la puissance du signal reçu suppose que les emplacements de certains nœuds capteurs sont connus.

Après avoir présenté les différentes classes des algorithmes de localisation, on propose dans la suite un algorithme de localisation qui fait appel à des méthodes de mesure de la puissance reçue. L'approche de cet algorithme est basée sur la technique de beamforming.

3.5 Notre algorithme de localisation

On a développé un nouvel algorithme de localisation dans le réseaux de capteurs sans fil. Cet algorithme est basée sur une technique de beamforming collaboratif. L'algorithme de localisation trouve son application pour des modèles de communication en grappes.

3.5.1 Scénario

Deux grappes de nœuds capteurs sont considérées dans le scénario de localisation. Soient une grappe au niveau de l'émission (Grappe 1) et une deuxième grappe au niveau de la réception (Grappe 2). Le problème envisagé consiste à la localisation d'un nœud capteur situé au niveau de grappe à la réception. Ce nœud capteur peut représenter le caryomme de Grappe 2. Les nœuds capteurs au niveau émission exploitent une technique de beamforming collaboratif [OMPT05] afin de pouvoir localiser le nœud capteur d'intérêt.

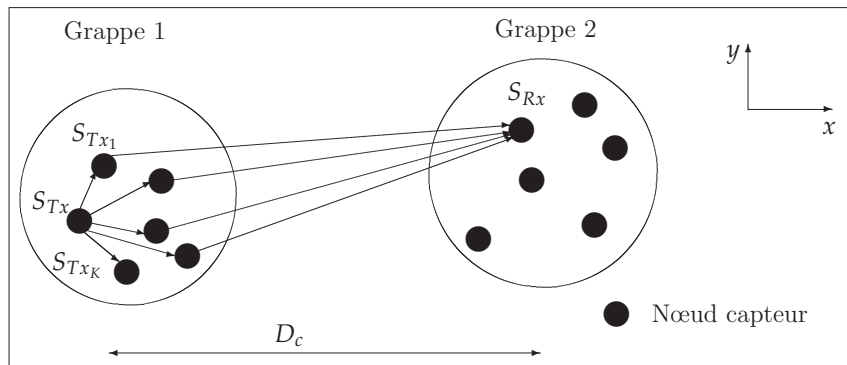


Fig. 3.9: Scénario pour la localisation dans les réseaux de capteurs

On considère un modèle géométrique 2D où les nœuds capteurs sont répartis dans le plan (x, y) . Le nœud capteur source est arbitrairement placé à l'origine de système des coordonnées cartésien. Les coordonnées géométriques sont définies dans un repère sphérique par le triplet (r, θ, φ) . La composante θ est égale à $\frac{\pi}{2}$ dans notre cas. Le scénario de communication considéré pour la localisation est décrit par la figure 3.9. Cette figure montre deux grappes de nœuds capteurs. La grappe 1 est constituée d'un nœud capteur source S_{Tx} ainsi que de K nœuds capteurs dénotés par $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ qui sont aléatoirement répartis dans une zone de détection d'aire $70 \times 70 \text{ m}^2$. Une simulation de scénario pour la localisation est représentée dans la figure 3.10, où dix nœuds capteurs collaboratifs sont mis en place ($K = 10$).

Le nœud capteur source envoie un signal modulé en BPSK (Binary Phase Shift Keying) aux nœuds capteurs qui sont localisés au sein de Grappe 1. Les K nœuds capteurs de leur part émettent d'une manière collaborative les signaux reçus afin de pouvoir localiser le nœud capteur d'intérêt S_{Rx} .

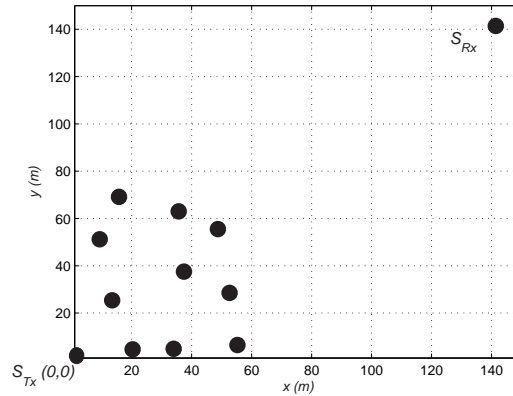


Fig. 3.10: Simulation de scénario de communication, $K = 10$

3.5.2 Hypothèses

Afin de pouvoir élaborer notre algorithme de localisation, on suppose les hypothèses suivantes.

✓ Hypothèse 1 :

Les réseaux de capteurs sans fil font partie de systèmes de communication distribués où la synchronisation entre les nœuds capteurs est l'une des tâches les plus importantes [LZ10]. Dans la littérature, plusieurs algorithmes ont été élaborés pour la synchronisation dans les réseaux de capteurs sans fil. Les algorithmes de synchronisation ne font pas partie de notre étude pour la localisation. Dès lors, on suppose que les nœuds capteurs sont synchrones.

✓ Hypothèse 2 :

On suppose que chaque nœud capteur est équipé d'une antenne omnidirectionnelle. Le choix pour les antennes omnidirectionnelles (en comparaison avec les antennes directionnelles) se justifie par le fait que les nœuds capteurs sont généralement limités en taille.

3.5.3 Méthode de beamforming pour la localisation dans les RCSFs

Chacun de nœuds capteurs au niveau de Grappe 1 collecte les signaux envoyés par S_{Tx} et les transmet d'une manière collaborative au nœud capteur situé au niveau de la réception, S_{Rx} . Avec l'hypothèse de synchronisation entre les nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ et dans le cas où des messages identiques sont transmis vers les nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$, la méthode de beamforming peut être incorporée dans les réseaux de capteurs sans fils. L'ensemble de nœuds capteurs distribués au sein de Grappe 1 forment une voie dans la direction d'intérêt du nœud capteur S_{Rx} qui de sa part combine les signaux provenant des K nœuds capteurs. La puissance du signal reçu est mesurée pour pouvoir détecter la position du nœud capteur cible. Notre objectif est d'estimer la position du nœud capteur S_{Rx} . De ce

fait, on propose un algorithme de localisation basé sur la méthode de beamforming. Le nœud capteur d'intérêt est supposé être éloigné d'une distance D_c par rapport au nœud capteur à l'émission S_{Tx} . La technique de localisation basée sur l'approche de beamforming a pour finalité de définir le vecteur directionnel pour lequel la position du nœud capteur d'intérêt pourrait être déterminée avec une bonne précision. Avant de pouvoir détailler l'algorithme de localisation proposé, on décrit dans une première étape le modèle de communication associé au scénario de localisation.

3.5.4 Modèle de communication

On suppose que chaque liaison de communication entre le nœud capteur S_{Tx_k} ; $k = 1, \dots, K$ et le nœud capteur d'intérêt S_{Rx} est caractérisée par :

- ✓ Une atténuation λ_k ; $k = 1, \dots, K$ générée selon une distribution de Rayleigh
- ✓ Un temps de retard τ_k ; $k = 1, \dots, K$. Ce retard est mesuré relativement à la position de nœud capteur S_{Tx} et est exprimé par :

$$\tau_k = d_k \cdot \frac{\cos(\alpha_k)}{c} \quad ; \quad k = 1, \dots, K \quad (3.24)$$

Où :

- d_k ; $k = 1, \dots, K$: distance de séparation entre le nœud capteur S_{Tx_k} et le nœud capteur S_{Tx}
- α_k ; $k = 1, \dots, K$: direction d'arrivée déterminée relativement au nœud capteur d'intérêt S_{Rx}
- c : célérité de la lumière
- ✓ Un terme de déphasage ψ_k donné par :

$$\psi_k = 2\pi \cdot f_c \cdot \tau_k \quad ; \quad k = 1, \dots, K \quad (3.25)$$

f_c désigne la fréquence de la porteuse.

Le gain de canal associé à la liaison de transmission entre le nœud capteur S_{Tx_k} ; $k = 1, \dots, K$ et le nœud capteur d'intérêt S_{Rx} est finalement exprimé par :

$$h_k = \lambda_k \cdot e^{j\psi_k} \quad ; \quad k = 1, \dots, K \quad (3.26)$$

Les signaux transmis par le nœud capteur S_{Tx_k} ; $k = 1, \dots, K$ sont étalés à l'aide de codes DS-CDMA (Direct-Sequence Code Division Multiple Access) de type Hadamard. On rappelle que les codes de Walsh-Hadamard [WW02] sont des codes parfaitement orthogonaux. Ces codes peuvent être utilisés afin d'éliminer l'effet d'interférence entre les utilisateurs ainsi que pour permettre l'identification des signaux de différents utilisateurs. D'autant plus, ces codes permettent d'améliorer les performances de la transmission via un canal bruité. Les codes de Hadamard peuvent être obtenus comme étant les lignes ou bien les colonnes de la matrice de Hadamard. On rappelle que les matrices de Walsh-Hadamard d'ordre 1 et d'ordre 2 sont exprimés par :

$$\mathbf{C}_1 = 1 \quad (3.27)$$

et :

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Généralement, si \mathbf{C} est la matrice de Hadamard d'ordre l représentant la longueur du code d'étalement, alors le code de Hadamard d'ordre $2l$ est obtenu par :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{C} \\ \mathbf{C} & -\mathbf{C} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

et on a :

$$\mathbf{C}_{2^l} = \mathbf{C}_2 \otimes \mathbf{C}_{2^{l-1}} \quad (3.30)$$

\otimes désigne le produit de Kronecker.

$\mathbf{C}_{2^{l-1}}$; $2 \leq l$ est donné par :

$$\mathbf{C}_{2^l} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{2^{l-1}} & \mathbf{C}_{2^{l-1}} \\ \mathbf{C}_{2^{l-1}} & -\mathbf{C}_{2^{l-1}} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Le nœud capteur S_{Tx_k} ; $k = 1, \dots, K$ avec les coordonnées cartésiennes $(x_k, y_k, z_k = 0)$; $k = 1, \dots, K$, les coordonnées sphériques correspondantes sont désignées par $(r_k, \frac{\pi}{2}, \varphi_k)$; $k = 1, \dots, K$.

Avec :

- $r_k = \sqrt{x_k^2 + y_k^2}$; $k = 1, \dots, K$
- $\varphi_k = \tan^{-1}(\frac{y_k}{x_k})$; $k = 1, \dots, K$

Soit $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$. Le vecteur directionnel est alors donné par :

$$\mathbf{V}_S = [e^{-j\beta R_1}, \dots, e^{-j\beta R_K}] \quad (3.32)$$

Le triplet $(D_c, \frac{\pi}{2}, \varphi_c)$ détermine les coordonnées sphériques du nœud capteur d'intérêt. Où :

- D_c : Distance de séparation entre le nœud capteur S_{Tx} et le nœud capteur cible S_{Rx}
- R_k ; $k = 1, \dots, K$ est la distance euclidienne² entre le nœud capteur d'intérêt S_{Rx} et le nœud capteur S_{Tx_k} .

$$R_k = |D_c - d_k|; \quad k = 1, \dots, K \quad (3.33)$$

²La distance euclidienne entre deux points A et B avec les coordonnées respectives $A(x_A, y_A, 0)$ et $B(x_B, y_B, 0)$ est donnée par :

$$d_{euc} = \sqrt{(x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2}$$

R_k est approximativement donnée par [AV09] :

$$\begin{aligned}
 R_k &= \sqrt{D_c^2 + d_k^2 - 2d_k D_c \cos(\varphi_c - \varphi_k)} \\
 &\simeq D_c - d_k \cos(\varphi_c - \varphi_k) \\
 &= D_c - d_k \cos(\zeta_k)
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Où :

- $\zeta_k = (\varphi_c - \varphi_k)$; $k = 1, \dots, K$ est la direction de vecteur signal émis par le nœud capteur S_{Tx_k} .
- d_{kc} ; $k = 1, \dots, K$ (figure 3.11) est la distance entre le nœud capteur S_{Tx_k} ; $k = 1, \dots, K$ et le nœud capteur S_{Rx} .

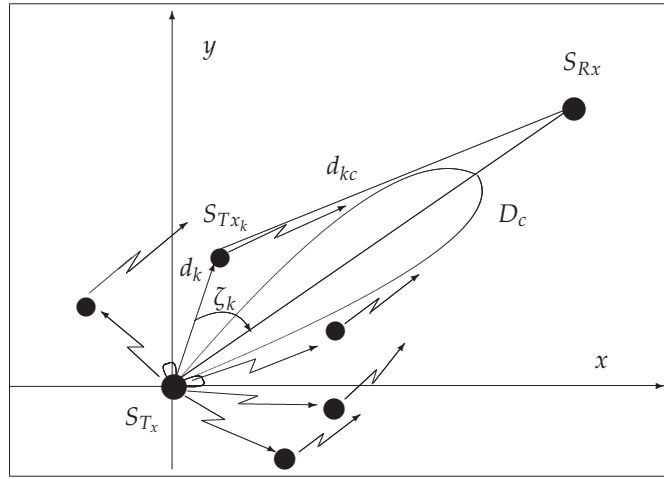


Fig. 3.11: Approche de beamforming collaboratif pour la localisation dans les RCSFs

3.6 Description de l'algorithme

La localisation de nœud capteur cible revient à l'estimation de l'angle azimut φ_c . Les antennes déployées au niveau de nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ sont dirigées vers les directions qui correspondent aux positions possibles de nœud capteur d'intérêt selon un angle de balayage défini.

Une description de l'algorithme de localisation est donnée dans la suite :

1. Commencer par reconnaître la position des K nœuds capteurs au sein de Grappe 1.
2. Les nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ forment d'une manière collaborative une voie dans la direction de nœud capteur S_{Rx} tel qu'il est montré dans la figure 3.11. Ce processus est répété pour toutes les valeurs possibles de l'angle azimut φ_c selon le pas de balayage défini à l'avance.
3. Le nœud capteur S_{Rx} renvoie le code CDMA aux nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ situés au niveau de grappe 1.

4. Le canal de propagation est supposé symétrique. Les signaux reçus au niveau de nœuds capteurs $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_K}$ sont par la suite désétales et envoyés vers le nœud capteur S_{Tx} .
5. La puissance du signal reçu est mesurée pour toutes les réalisations possibles pour les angles qui déterminent la position de nœud capteur d'intérêt.
6. On évalue la puissance totale des signaux reçus pour 1000 itérations d'une simulation de Monte Carlo. L'angle estimé pour le nœud capteur d'intérêt correspond au maximum de valeurs de puissances mesurées à chaque itération.

Le processus de localisation décrivant l'algorithme précédemment introduit est présenté par la figure 3.12.

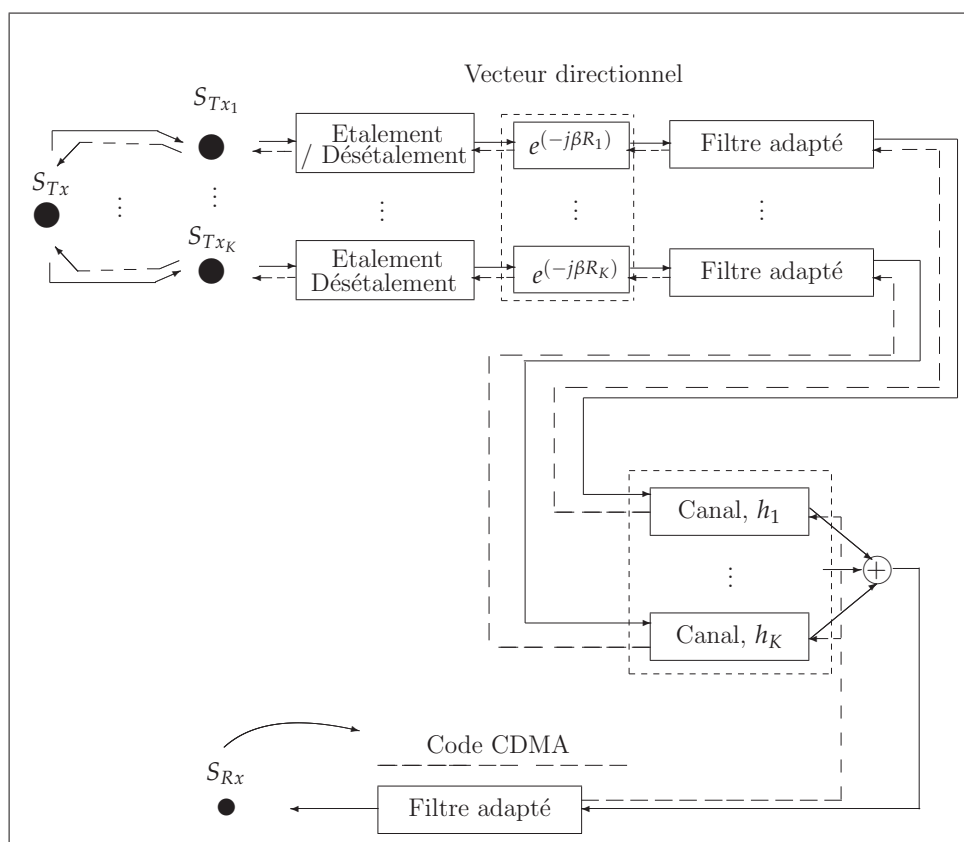


Fig. 3.12: Processus de localisation selon l'approche de beamforming

On introduit un filtrage adapté dans le processus de localisation. Ce filtrage est adapté au code d'étalement et permet de maximiser le rapport signal à bruit à la réception [Pro00]. Le type de filtre adapté considéré est celui du filtre demi Nyquist en cosinus surélevé.

3.7 Evaluation de performances

L'évaluation de performances de l'algorithme de localisation est présentée en fonction de paramètres statistiques pour différentes valeurs de rapport signal à bruit mesurées à la réception. Les principaux paramètres de la simulation sont donnés par le tableau 3.2.

Paramètre de simulation	Valeur
Facteur d'étalement	16
Distance D_c	200 m
Nombre d'angles de balayage	50
Facteur de suréchantillonnage du filtre de Nyquist	8

Tab. 3.2: Paramètres de simulation de l'algorithme de localisation

Suite aux simulations obtenues, on utilise la méthode d'histogramme pour déterminer la densité de probabilité de l'angle azimut estimé. L'histogramme cumulé représente le nombre des observations pouvant être classées dans la même plage de valeurs. La figure 3.13 montre que la densité de probabilité de l'angle estimé obtenue suite à 1000 réalisations de la simulation Monte Carlo pour un rapport signal à bruit à la réception de 7 dB correspond à une distribution gaussienne.

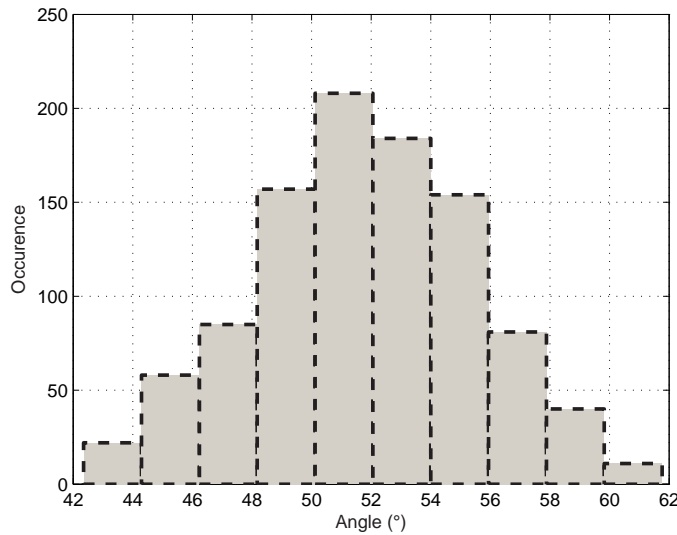


Fig. 3.13: Méthode d'histogramme pour l'estimation de l'angle azimut, RSB=7dB

On évalue dans la suite les performances de l'algorithme d'estimation pour la position de nœud capteur S_{RX} . L'estimateur de l'angle azimut est désigné par $\hat{\varphi}_c$. On s'intéresse aux paramètres statistiques de l'estimateur moyennant la dispersion de l'estimateur ainsi que la variance de l'estimateur. Enfin, on examine les performances de l'estimateur en fonction de nombre de nœud capteurs collaboratifs.

3.7.1 Dispersion de l'estimateur

La dispersion statistique de l'estimateur désignée dans la suite par \hat{d} est donnée pour la réalisation d'indice s par l'équation (3.35).

$$\hat{d}(s) = [\hat{\varphi}_c(s) - \mathbb{E}(\hat{\varphi}_c)] \quad (3.35)$$

Où :

- $\mathbb{E}(\cdot)$ est l'opérateur espérance.
- $\mathbb{E}(\hat{\phi}_c)$ évalue la moyenne sur toutes les réalisations de l'angle estimé

La moyenne sur les valeurs absolues de la dispersion statistique de l'estimateur permet d'évaluer l'erreur de l'estimateur. Les courbes représentatives de la dispersion statistique de l'estimateur sont données par la figure 3.14. Les résultats obtenus sont présentés en fonction de rapport signal à bruit reçu au niveau de nœud capteur S_{R_x} . On expose les variations de la dispersion statistique de l'estimateur pour différents nombres de nœuds capteurs collaboratifs $K = 8$, $K = 12$ et $K = 16$.

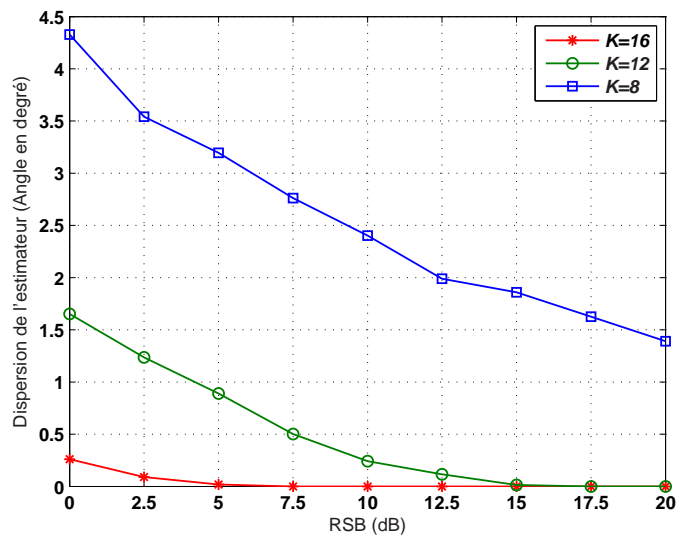


Fig. 3.14: Variation de la dispersion de l'estimateur en fonction de RSB à la réception et de nombre de nœuds capteurs collaboratifs, K

Les résultats de simulation qui donnent la variation de la dispersion de l'estimateur en fonction de rapport signal à bruit sont présentés dans la figure 3.14. On constate que lorsque 16 nœuds capteurs collaboratifs sont impliqués dans le processus de localisation, on obtient une estimation meilleure de la position de nœud capteur S_{R_x} . Dans le cas où 12 nœuds capteurs collaborent pour la localisation de l'objet cible, l'erreur de l'estimateur est toujours bonne. Néanmoins, dans le cas où le nombre de nœuds capteurs est égal à 8, la dispersion de l'estimateur reste acceptable seulement pour les valeurs élevées de rapport signal à bruit mesuré à la réception.

3.7.2 Variance de l'estimateur

La variance de l'estimateur mesure la déviation de la valeur de paramètre estimé par rapport à la valeur moyenne sur toutes les réalisations possibles. La variance de l'estimateur peut être utilisée pour quantifier la différence entre la valeur estimée d'un paramètre donné

et la valeur exacte de ce paramètre. La variance de l'estimateur pourrait donc s'exprimer par :

$$\text{var}(\hat{\phi}_c) = \mathbb{E} \left[(\hat{\phi}_c - \mathbb{E}(\hat{\phi}_c))^2 \right] \quad (3.36)$$

Les résultats de simulation de la variance de l'estimateur en fonction de nombre de nœuds capteurs collaboratifs sont présentées dans la figure 3.15. Les résultats obtenus montrent que l'estimation de la position de nœud capteur d'intérêt est meilleure lorsqu'un nombre plus élevé de nœuds capteurs collaboratifs est impliqué dans le processus de localisation. Dans le cas où 16 nœuds capteurs collaboratifs interviennent dans le processus de localisation, la variance de l'estimateur est négligeable même à de faibles RSBs. Dans le cas avec 12 nœuds capteurs, la valeur de la variance de l'estimateur se montre sensible aux valeurs de RSBs.

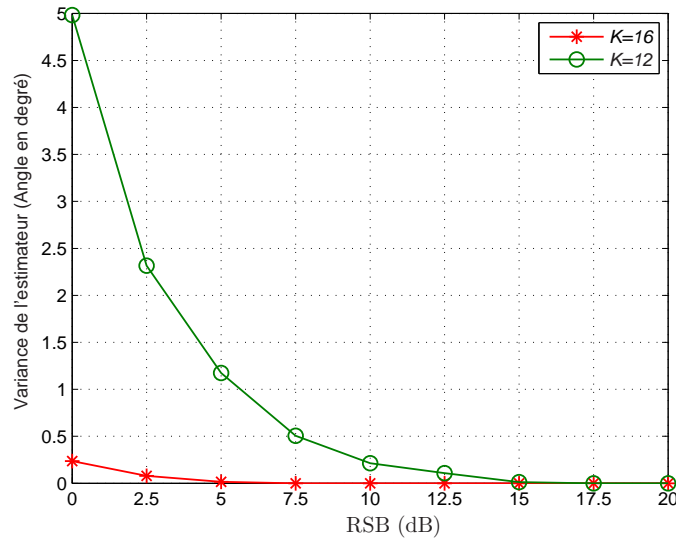


Fig. 3.15: Variance de l'estimateur en fonction du rapport signal à bruit et de nombres de nœuds capteurs collaboratifs, K

3.8 Conclusion

On a exposé dans ce chapitre un nouvel algorithme de localisation dans les réseaux de capteurs sans fil où on a considéré un scénario de communication avec deux grappes de nœuds capteurs. L'approche de la méthode de localisation présentée se base sur la méthode de formation de voies impliquant un ensemble de nœuds capteurs collaboratifs. La position estimée de nœud capteur d'intérêt est obtenue par évaluation de maximum de la puissance du signal reçu évalué pour les positions possibles pouvant être définies selon un pas de balayage de l'angle azimut. Une simulation Monte Carlo a permis pour une série des réalisations de l'algorithme de localisation. Les paramètres statistiques moyennant la dispersion de l'estimateur ainsi que la variance de l'estimateur ont été évalués par simulation. Les résultats obtenus prouvent le bon fonctionnement de l'algorithme de localisation. On a montré à l'aide de l'algorithme proposé que l'approche de formation de voies permet pour une meilleure estimation de la position de nœud capteur cible lorsqu'un nombre plus élevé de nœuds capteurs collaboratifs contribuent au processus de la localisation.

Chapitre 4

Configuration optimale de système multi-antennes pour un meilleur compromis entre énergie et efficacité spectrale

Sommaire

4.1	Introduction	87
4.2	Approche MIMO	87
4.3	Modèle de canal de transmission	88
4.4	Analyse du rapport entre capacité et énergie	89
4.4.1	Evaluation de la capacité	89
4.4.2	Évaluation de l'énergie totale consommée par bit	91
4.5	Simulations et observations	93
4.5.1	Simulation de l'énergie	93
4.5.2	Evaluation de rapport capacité sur énergie	97
4.6	Amélioration de rapport capacité sur énergie avec WF	99
4.7	Conclusion	101

4.1 Introduction

La diversité spatiale utilisée dans les systèmes MIMO permet une amélioration importante de l'efficacité spectrale de système de communication en comparaison avec les systèmes de communication classiques sans toutefois demander une augmentation en bande passante ou une puissance additionnelle. Ceci a fait de sorte que la technologie MIMO est présente dans plusieurs standards modernes tels que IEEE 802.11n, WiMax, 3GPP et LTE. Dans ce chapitre, on exploite l'approche MIMO pour les réseaux de capteurs sans fil. Le modèle de communication MIMO est retenu pour cette classe de réseaux où les nœuds capteurs seront représentés par leurs antennes. On envisage la contrainte de consommation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil et on détermine les limites en nombre d'antennes qui permettent d'achever un meilleur compromis entre énergie et efficacité spectrale. Plus précisément, on évalue le coût en énergie totale consommée par bit pour achever une capacité maximale. On propose dans ce chapitre un modèle de canal de transmission décrivant un milieu de propagation indoor avec diffuseurs. On présente les expressions analytiques pour l'évaluation de la métrique rapport capacité sur énergie totale consommée par bit et on analyse la variation de cette métrique en fonction de nombre d'antennes. Ceci permet pour l'identification de configurations optimales de système de communication. Finalement, ce chapitre introduit des méthodes d'allocation optimale de la puissance et présente son apport à l'amélioration de rapport capacité sur énergie totale consommée par bit. L'analyse menée dans ce chapitre considère l'effet de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur sur la variation de la métrique présentée. Des méthodes optimales d'allocation de l'énergie seront utilisées pour pouvoir améliorer le rapport entre la capacité et l'énergie totale consommée par bit.

4.2 Approche MIMO

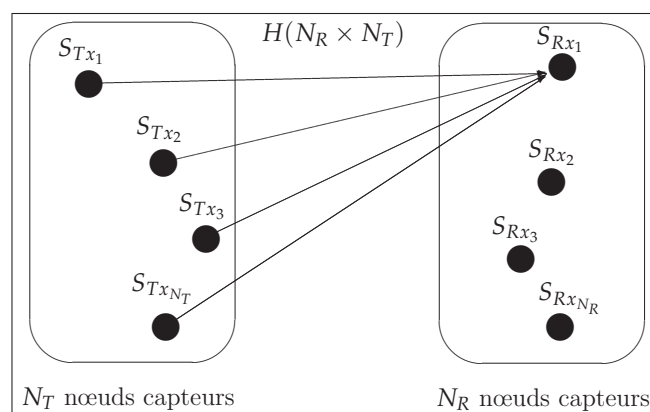


Fig. 4.1: Approche MIMO pour les RCSFs

On considère un système de communication où la liaison entre les nœuds capteurs à l'émission et les nœuds capteurs à la réception peut être définie par un canal MIMO qu'on désigne par $\mathbf{H}(N_R \times N_T)$. Le système de communication est présenté dans la figure 4.1. N_T

nœuds capteurs S_{Tx_p} ; $p = 1, \dots, N_T$ sont répartis au niveau de l'émetteur. Côté réception, N_R nœuds capteurs S_{Rx_q} ; $q = 1, \dots, N_R$ sont présentés.

4.3 Modèle de canal de transmission

On se situe dans un contexte de communication radio où le milieu de propagation est riche en diffuseurs. On définit les coefficients de la matrice de canal de transmission \mathbf{H} désignés par h_{qp} ; $q = 1, \dots, N_R$, $p = 1, \dots, N_T$ et on propose un modèle de canal Rice où les coefficients de canal de transmission varient en fonction du carré de la distance de séparation entre les nœuds capteurs et les diffuseurs. Ainsi, les coefficients de la matrice de canal sont donnés par :

$$h_{qp} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_r}} \cdot h_{qp}^{\text{NLOS}} + \sqrt{\frac{K_r}{1 + K_r}} \cdot h_{qp}^{\text{LOS}} \quad (4.1)$$

Où :

- K_r : coefficient de Rice
- h_{qp}^{NLOS} ; $q = 1, \dots, N_R$, $p = 1, \dots, N_T$: composantes NLOS de canal de transmission
- h_{qp}^{LOS} ; $q = 1, \dots, N_R$, $p = 1, \dots, N_T$: composantes LOS de canal de transmission

On suppose que L_S diffuseurs (D_1, \dots, D_{L_S}) sont répartis dans le milieu de propagation (figure 4.2).

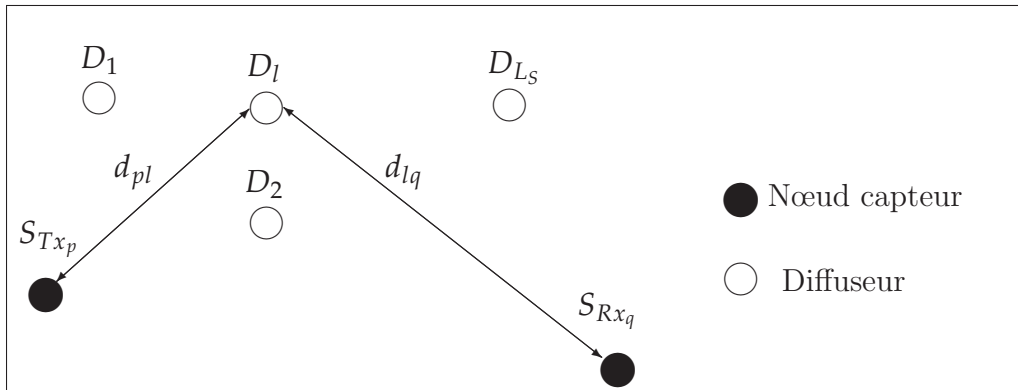


Fig. 4.2: Milieu de propagation riche en diffuseurs

Les composantes NLOS de canal de transmission sont données par :

$$h_{qp}^{\text{NLOS}} = \frac{1}{\sqrt{L_S}} \sum_{\ell=1}^{L_S} \beta_{\ell} \cdot \frac{1}{(d_{p\ell} + d_{\ell q})^2} \quad (4.2)$$

Où :

- β_{ℓ} ; $\ell = 1, \dots, N_S$: coefficient d'atténuation aléatoire et généré selon une loi uniforme
- $d_{p\ell}$; $p = 1, \dots, N_T$, $\ell = 1, \dots, N_S$: distance entre le nœud capteur S_{Tx_p} et le diffuseur D_{ℓ}

– $d_{\ell q}$; $\ell = 1, \dots, N_S$, $p = 1, \dots, N_T$: distance entre le diffuseur D_ℓ et le nœud capteur S_{Rx_q}

Les composantes LOS s'expriment par :

$$h_{qp}^{\text{LOS}} = \frac{1}{d_{qp}^2} \quad ; \quad q = 1, \dots, N_R, \quad p = 1, \dots, N_T \quad (4.3)$$

d_{qp} est la distance entre le nœud capteur S_{Rx_q} et le nœud capteur S_{Tx_p} .

Une fois le modèle de canal de transmission est défini, on introduit dans la suite une nouvelle métrique qui permettent d'évaluer les performances de système présenté en termes du rapport entre la capacité et l'énergie totale consommée par bit.

4.4 Analyse du rapport entre capacité et énergie

On propose une nouvelle métrique R_0 [BZRB11b] [BZRB12b] définie par l'équation (4.4). Cette métrique mesure le rapport entre la capacité ergodique et l'énergie totale consommée par bit. Soit :

$$R_0 = \frac{\bar{C}}{E_{bt}} \quad (4.4)$$

- \bar{C} est la capacité ergodique (en *bits/s/Hz*).
- E_{bt} est l'énergie totale consommée par bit (en *Joule*).

Avant de pouvoir évaluer la métrique R_0 , on évalue tout d'abord la capacité de système de communication introduit ainsi que l'énergie totale consommée par bit.

4.4.1 Evaluation de la capacité

On rappelle qu'en absence de CSI au niveau de l'émetteur, l'énergie à l'émission est équitablement répartie entre les N_T antennes émettrices. Dans ce cas, la capacité instantanée associées au système de communication à antennes multiples est donnée par :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\gamma_T}{N_T} \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad \text{bits/s/Hz} \quad (4.5)$$

γ_T est le rapport signal à bruit à l'émission.

On rappelle que dans le cas où le CSI est disponible au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur, la capacité de canal de transmission peut être évaluée d'une manière plus optimale selon l'algorithme de water-filling [KBJR01]. La capacité instantané du système de communication avec water-filling est alors donnée par :

$$C_{\text{WF}} = \sum_{p=1}^R \log_2 \left[\left(\frac{\lambda_p \cdot \mu}{\sigma_b^2} \right)^+ \right] \quad \text{bits/s/Hz} \quad (4.6)$$

- R est le rang de la matrice de canal \mathbf{H}
- σ_b^2 est la puissance du signal bruit
- $a^+ = \max(a, 0)$
- μ est un scalaire constant qui satisfait la contrainte de la puissance totale
- λ_p est la p ème valeur singulière de la matrice \mathbf{H}

On suppose que la matrice de canal $\mathbf{H}(N_R \times N_T)$ est normalisée. Ainsi, la puissance de canal, P_c satisfait :

$$P_c = N_T \cdot N_R$$

Où :

$$\begin{aligned} P_c = \|\mathbf{H}\|_F^2 &= \mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})] \\ &= \sum_{qp} P_{qp} ; \quad P_{qp} = \mathbb{E} |h_{qp}|^2 \\ &= N_T N_R \end{aligned} \tag{4.7}$$

- $\|\cdot\|_F^2$ est la norme de Frobenius
- $\text{Tr}(\cdot)$ est l'opérateur trace

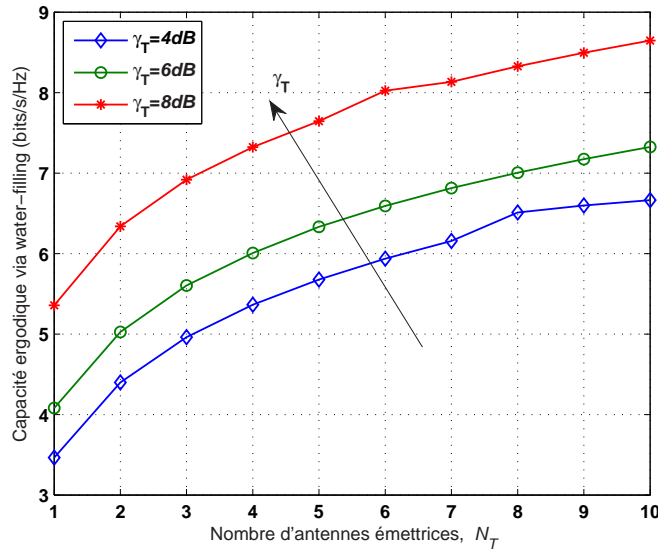


Fig. 4.3: Capacité ergodique avec water-filling, $N_R = 4$, $d_{(R_x, T_x)} = 20\text{m}$

En se basant sur le modèle de canal présenté précédemment, on considère un système MIMO de dimensions $(N_R \times N_T)$ où le nombre d'antennes (ou nœuds capteurs) à l'émission est variable et le nombre d'antennes à la réception est fixé à 4. La simulation de la capacité est présentée pour différentes valeurs de rapport signal à bruit γ_T . Soient les valeurs de 4dB, 6dB et 8dB. La distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur $d_{(R_x, T_x)}$ est de 20 mètres. La variation de la capacité de système de communication en fonction de nombre d'antennes émettrices est évaluée selon l'algorithme de water-filling (figure 4.3). La

capacité ergodique simulée selon la méthode de water-filling est meilleure avec le nombre d'antennes (ou nœuds capteurs) pouvant être déployées au niveau de l'émetteur. Bien évidemment, cette capacité devient plus importante avec une augmentation de l'énergie allouée à l'émission.

4.4.2 Évaluation de l'énergie totale consommée par bit

On évalue l'énergie totale consommée par bit au niveau émission ainsi que l'énergie consommée au niveau réception. Notre modèle considère au niveau de l'émetteur un bloc avec un modulateur complexe. Le bloc à la réception renferme un démodulateur complexe. Ces blocs sont respectivement présentés dans la figure 4.4 et la figure 4.5. Les modèles de blocs considérés côté émission et côté réception sont respectivement associés à chaque antenne émettrice et à chaque antenne réceptrice. La puissance totale consommée est évaluée en fonction de deux termes [SGB04], [CGB04] :

1. Puissance consommée par les amplificateurs, P_{PA}
2. Puissance consommée par les circuits au niveau de blocs, P_C

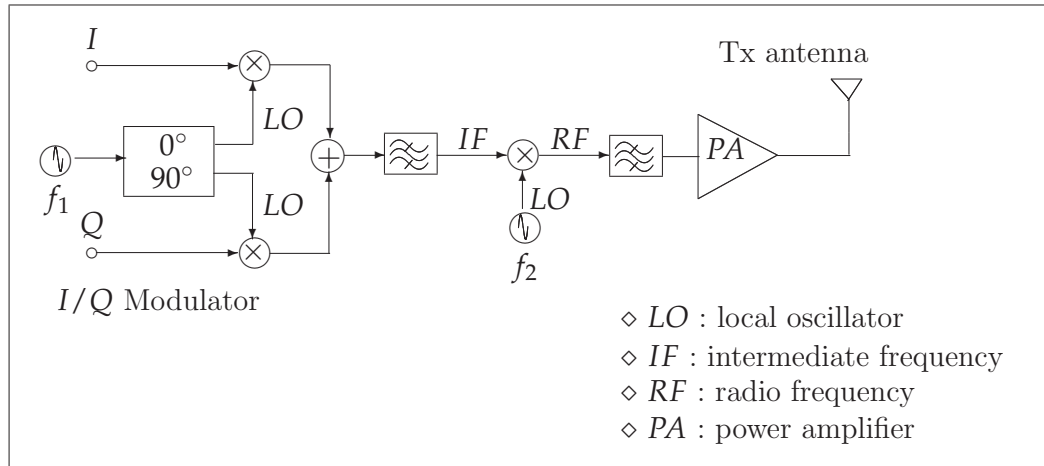


Fig. 4.4: Modèle de bloc au niveau de l'émetteur

La puissance consommée au niveau des amplificateurs est donnée par :

$$P_{PA} = \frac{\nu}{\eta} \cdot P_{OUT} \quad (4.8)$$

Où :

- ϑ désigne le rapport PAR (Peak to Average Ratio). Ce rapport s'exprime en fonction de la taille de la constellation de modulation, M soit :

$$\vartheta = 3 \cdot \frac{M - 2\sqrt{M} + 1}{M - 1} \quad (4.9)$$

- η est l'efficacité de drain (*drain efficiency en anglais*)

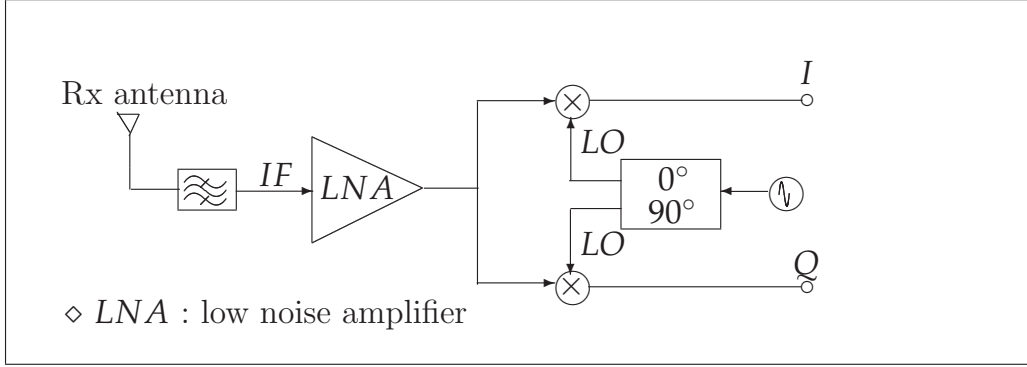


Fig. 4.5: Modèle de bloc au niveau du récepteur

La puissance de sortie est donnée par :

$$P_{OUT} = E_b \cdot R_b \cdot \frac{(4\pi)^2}{G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2} \cdot [d_{(Rx,Tx)}]^\rho \cdot M_l \cdot N_f \quad (4.10)$$

Où :

- $d_{(Rx,Tx)}$ est la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.
- E_b est l'énergie transmise par bit. En se fixant, un niveau de taux d'erreur binaire souhaité, lorsque la puissance transmise est équitablement allouée aux N_T antennes émettrices, la probabilité d'erreur moyenne est évaluée par :

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[Q \left(\sqrt{2 \cdot \gamma_R} \right) \right] \\ &= \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[Q \left(\sqrt{2 \cdot \|\mathbf{H}\|_F^2 \cdot \frac{\gamma_T}{N_T}} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

Avec :

- γ_R est le rapport signal à bruit au niveau de chaque antenne réceptrice
- $Q(\cdot)$ est la fonction de Marcum

Une borne supérieure de l'énergie consommée par bit satisfait [CGB04] :

$$\bar{P}_b \leq \left(\frac{\gamma_T}{N_T} \right)^{-N_T} \quad (4.12)$$

Avec :

- R_b : débit de transmission
- G_{Tx} : gain de l'antenne émettrice
- G_{Rx} : gain de l'antenne réceptrice
- λ : longueur d'onde
- ρ est le Path Loss Exponent. Ce paramètre caractérise l'affaiblissement que peut subir une onde électromagnétique. On suppose sans pertes de généralité que le Path Loss Exponent est le même pour tous les liens de propagation. Pour un environnement de propagation indoor, le Path Loss Exponent a typiquement la valeur de 3.3 pour une fréquence de 2.4 GHz [KK04].

- M_l : marge de liaison.
- N_f : facteur de bruit à la réception.

La puissance totale consommée est obtenue en évaluant la puissance consommée par chacun des blocs de circuits les N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices soit :

$$\begin{aligned}
P_C &\approx N_T \times (P_{MOD} + P_{DAC} + P_{mix} + P_{filt}) + \dots \\
&+ 2 \times P_{syn} + \dots \\
&+ N_R \times (P_{LNA} + P_{mix} + P_{IFA} + P_{filr} + P_{ADC} + P_{DeMOD})
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Avec :

- P_{MOD} :puissance consommée par le modulateur
- P_{DAC} :puissance de convertisseur numérique analogique
- P_{mix} :puissance de mixer
- P_{filt} :puissance de filtre actif à l'émission
- P_{syn} :puissance de synthétiseur de fréquence
- P_{LNA} :puissance de l'amplificateur faible bruit
- P_{IFA} :puissance de l'amplificateur à fréquence intermédiaire
- P_{filr} :puissance de filtre actif à la réception
- P_{ADC} :puissance de convertisseur analogique numérique
- P_{DeMOD} :puissance de démodulateur

Finalement, l'énergie totale consommée par bit est exprimée par :

$$E_{bt} = \frac{(P_{PA} + P_C)}{R_b} \tag{4.14}$$

4.5 Simulations et observations

On réalise une simulation Monte Carlo aussi bien de la capacité ergodique de système MIMO distribué que de l'énergie totale consommée par bit. Ainsi, on pourrait évaluer la métrique "Rapport capacité sur énergie" pour le modèle de système de communication introduit dans la section 4.3. Les paramètres de la simulation sont répertoriés dans le tableau 4.1. La métrique "Rapport capacité sur énergie" est évaluée pour différentes configurations de l'émetteur où différents nombres d'antennes émettrices N_T sont considérés.

4.5.1 Simulation de l'énergie

Impacte de nombre d'antennes

On analyse dans cette partie l'impacte de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur sur le rapport capacité sur énergie pour différentes configurations de l'émetteur. L'énergie totale consommée par bit est simulée pour des distances entre l'émetteur et le récepteur qui varie entre 1 et 20 mètres. La figure 4.6 expose les courbes représentatives de l'énergie totale consommée par bit en fonction de nombre d'antennes émettrices pour

PARAMÈTRE DE SIMULATION	VALEUR
Nombre d'antennes réceptrices, N_R	4
Taille de la constellation de modulation, M	2
Distance entre émetteur et récepteur, $d_{(Rx,Tx)}(m)$	[1;20]
Puissance du bruit	-110 dBm
Fréquence porteuse	2.4 GHz
Bande passante	2.4 MHz
Débit, Rb	10 kbit/s
Produit de gain d'antennes	$G_{Tx} \cdot G_{Rx} = 5 \text{ dB}$
Efficacité de drain, η	0.35
Marge de liaison, Ml	40 dB
Facteur de bruit, Nf	10 dB
Densité de la puissance de bruit	-174 dBm/Hz
Nombre de diffuseurs, L_S	30
Path loss exponent, ρ	3.3
P_{MOD}	30 mW
P_{DeMOD}	30 mW
P_{DAC}	40 mW
P_{ADC}	40 mW
P_{mix}	30.3 mW
P_{filt}	2.5 mW
P_{filr}	2.5 mW
P_{syn}	50 mW
P_{LNA}	20 mW
P_{IFA}	3 mW

Tab. 4.1: Paramètres de simulation de "Rapport capacité sur énergie"

différentes distances de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Les courbes présentant la variation de l'énergie totale consommée par bit montrent que la consommation en énergie devient plus importante lorsque plus d'antennes sont déployées au niveau de l'émetteur.

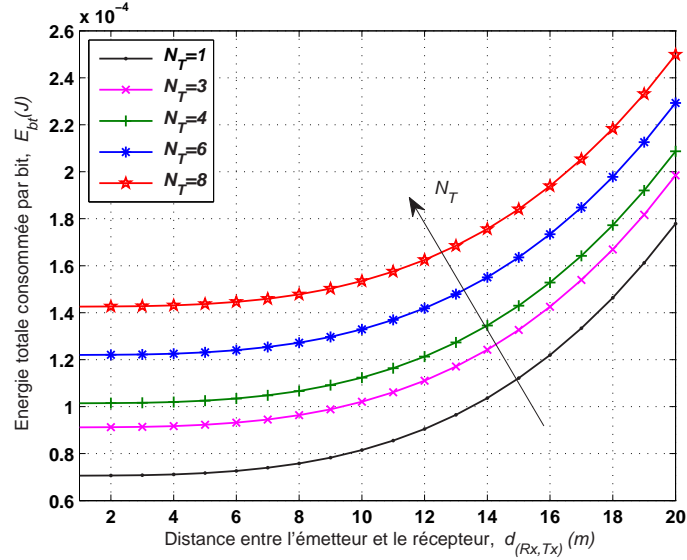


Fig. 4.6: Energie totale consommée par bit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur et de nombre d'antennes

Dans le tableau 4.2, on évalue l'augmentation en consommation d'énergie obtenue en comparaison avec l'énergie totale consommée par bit pour un système MIMO (4×1). Le rapport signal à bruit à l'émission γ_T est égal à 8 dB, la distance entre l'émetteur et le récepteur est fixée à $d_{(Rx,Tx)} = 10$ m.

N_T	2	4	6	8
$\frac{E_{bt}(N_T)}{E_{bt}(N_T=1)}$	1.13	1.38	1.89	1.98

Tab. 4.2: Mesure de l'augmentation en énergie totale consommée par bit en fonction de nombre d'antennes

Impacte de la distance

L'impacte de la distance de séparation sur l'énergie totale consommée par bit est décrit par le tableau 4.3. On évalue le rapport entre l'énergie totale consommée pour une distance entre l'émetteur et le récepteur de 20 m ainsi l'énergie totale consommée pour une distance de séparation de 10 m.

Impacte de la taille de la constellation de modulation

On examine la variation de l'énergie totale consommée par bit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur $d_{(Rx,Tx)}$ pour différentes tailles de la constellation de

N_T	2	4	6	8
$\frac{E_{bt}[d_{(Rx,Tx)}=20m]}{E_{bt}[d_{(Rx,Tx)}=10m]}$	2.06	1.86	1.73	1.63

Tab. 4.3: Augmentation en énergie totale consommée par bit en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur

modulation M . Le rapport signal à bruit est égal à 8 dB. Le nombre d'antennes émettrices N_T est égal à 4. L'énergie totale consommée par bit est présentée dans la figure 4.7 pour les tailles de la constellation de modulation $M=2$, $M=4$, $M=6$ et $M=8$. Les courbes de la figure 4.7 montrent que la consommation de l'énergie totale par bit est sensible à la taille de la constellation de modulation. En effet, on mesure moins d'énergie si on augmente la taille de la constellation de modulation.

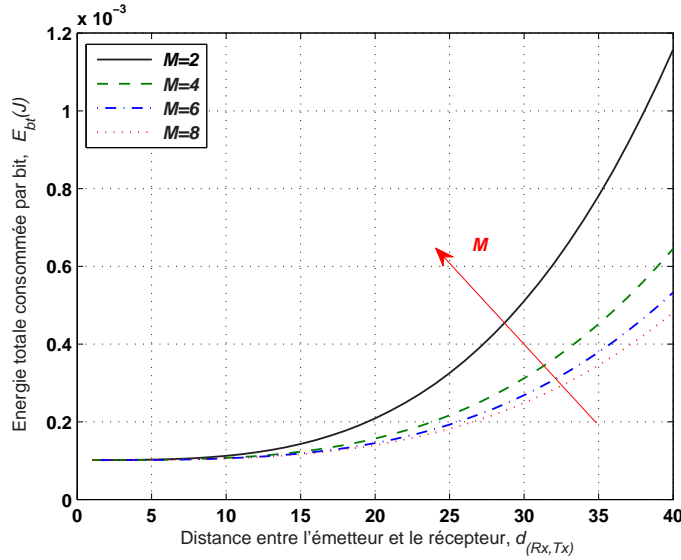


Fig. 4.7: Energie totale consommée par bit pour différente tailles de la constellation de modulation, M

Le tableau 4.4 évalue le gain en énergie totale consommée par bit en fonction de la taille de la constellation de modulation. Ce gain est désigné par $Gain^{(M)}$ et est exprimée par l'équation (4.15). Le gain en énergie est évalué en calculant le rapport entre l'énergie totale consommée par bit pour une taille de constellation de modulation $M>2$ et l'énergie déterminée dans le cas d'une modulation BPSK ($M=2$). On examine la variation de ce gain en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Les valeurs considérées pour la distance $d_{(Rx,Tx)}$ sont 10 m, 20 m et 40 m. Selon les résultats obtenus, on constate alors que plus l'émetteur et le récepteur sont éloignés, plus le gain en énergie devient important.

$$Gain^{(M)} = 1 - \frac{E_{bt}(M)}{E_{bt}(M=2)} \quad (4.15)$$

	$Gain^{(4)}$	$Gain^{(6)}$	$Gain^{(8)}$
$d_{(Rx,Tx)}=10$ m	4%	6%	7%
$d_{(Rx,Tx)}=20$ m	25%	30%	33%
$d_{(Rx,Tx)}=40$ m	44%	54%	59%

Tab. 4.4: Impacte de la taille de la constellation de modulation sur l'énergie totale consommée par bit

4.5.2 Evaluation de rapport capacité sur énergie

On vient de montrer dans la section 4.4.1 que l'emploi de plusieurs antennes améliore considérablement la capacité de système de communication. Néanmoins, on a prouvé dans la section 4.5.1 que l'augmentation en nombre d'antennes résulte en une consommation plus élevée en énergie. Notre objectif est alors d'évaluer le nombre d'antennes pour lequel on a un meilleur compromis entre capacité et énergie totale consommée par bit. En d'autres termes, il s'agit d'identifier la configuration de système de communication qui optimise la métrique "Rapport capacité sur énergie". Cette métrique représente la quantité d'énergie totale par bit requise pour pouvoir achever un certain niveau de capacité. Dans la suite la métrique "Rapport capacité sur énergie" sera désignée par R_0 .

4.5.2.1 Evaluation de R_0 sans WF

On suppose dans une première étape que l'énergie à l'émission est équitablement répartie entre les N_T antennes émettrices et on évalue la métrique R_0 dans le cas ainsi envisagé. La simulation de la métrique R_0 est alors présentée dans la figure 4.8. On constate que R_0

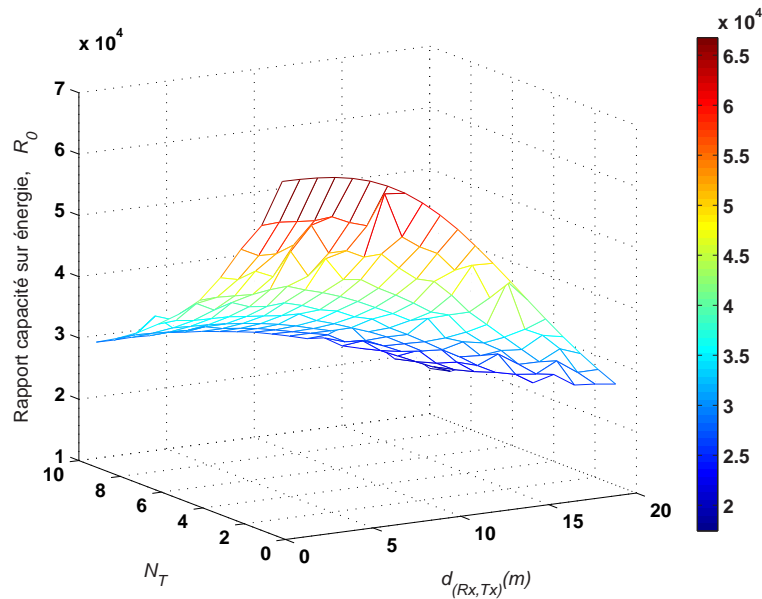


Fig. 4.8: "Rapport capacité sur énergie" en fonction de nombre d'antennes et de la distance entre l'émetteur et le récepteur, $M = 2$

diminue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur $d_{(Rx,Tx)}$. Ceci est évident car d'une part la distance entre l'émetteur et le récepteur dégrade la capacité. D'autre part, l'énergie totale consommée par bit devient plus importante lorsque l'émetteur et le récepteur sont plus éloignés. Une présentation plus claire de la variation de R_0 en fonction de la distance $d_{(Rx,Tx)}$ est montrée dans la figure 4.9.

Concernant la variation de la métrique R_0 en fonction de nombre d'antennes, on trouve que l'augmentation de la capacité ainsi que de l'énergie en fonction de nombre d'antennes (figure 4.10) résulte en un rapport entre capacité et énergie qui décroît en fonction de nombre d'antennes.

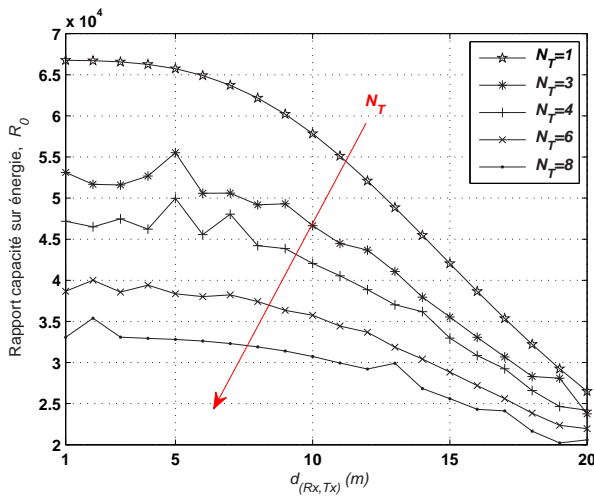


Fig. 4.9: R_0 en fonction de $d_{(Rx,Tx)}$

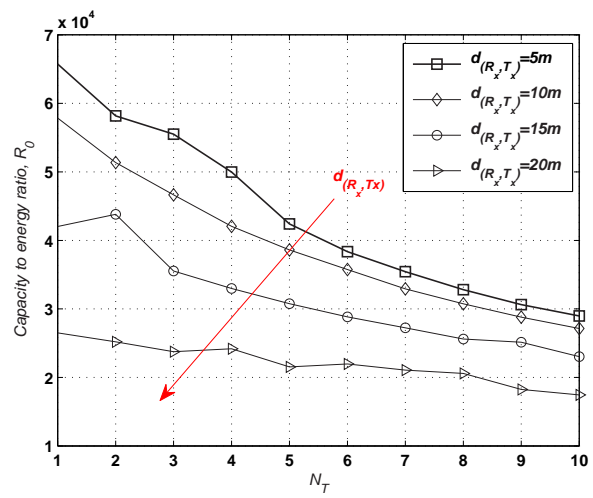


Fig. 4.10: R_0 en fonction de N_T

4.5.2.2 Evaluation de R_0 avec WF

Afin d'améliorer le rapport capacité sur énergie de système considéré, on a opté à des solutions de type water-filling pour l'allocation optimale de la puissance à l'émission. La simulation du rapport capacité sur énergie avec la technique de water-filling est présentée dans figure 4.11 en fonction de nombre d'antennes et de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

La variation de la métrique R_0 ne présente pas la même allure que dans le cas précédent (Allocation équitable de la puissance). En effet, quoiqu'on a une diminution de R_0 en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, le rapport capacité sur énergie augmente en fonction de nombre d'antennes mais il reste contraint par le nombre d'antennes réceptrices N_R égal à 4 dans notre cas.

La variation de R_0 en fonction de nombre d'antennes est montrée dans la figure 4.12 où le rapport signal à bruit γ_T est égal à 3 dB. Ces résultats sont montrés aussi dans la figure 4.13 pour un rapport signal à bruit γ_T égal à 8 dB. On constate qu'une meilleure configuration de système consiste à mettre en oeuvre plus d'antennes réceptrices que d'antennes émettrices.

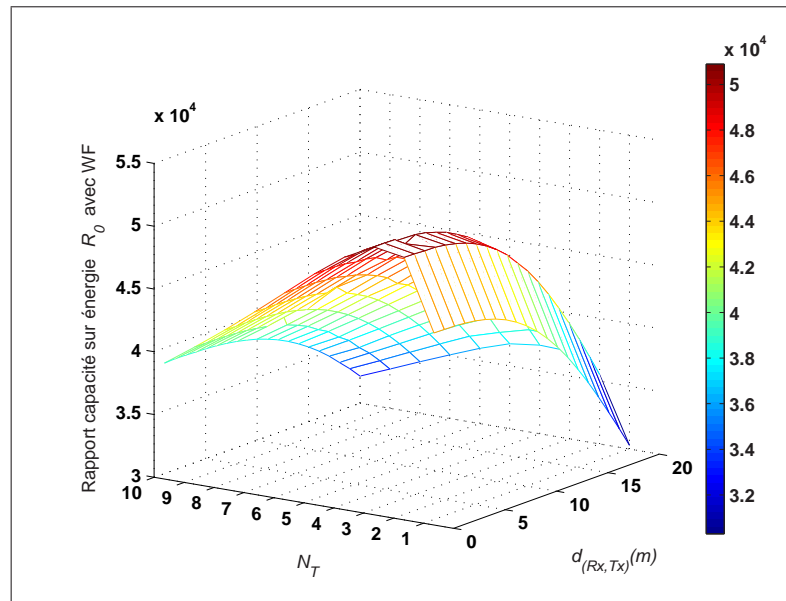


Fig. 4.11: “Rapport capacité sur énergie” en fonction de la distance de séparation selon la méthode de water-filling

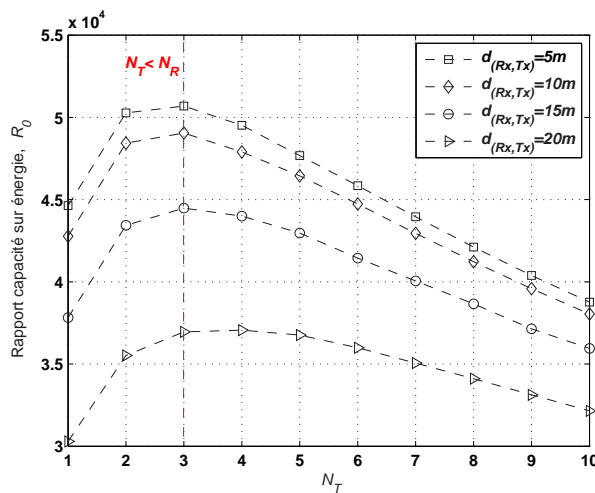


Fig. 4.12: R_0 avec WF, $\gamma_T = 3dB$

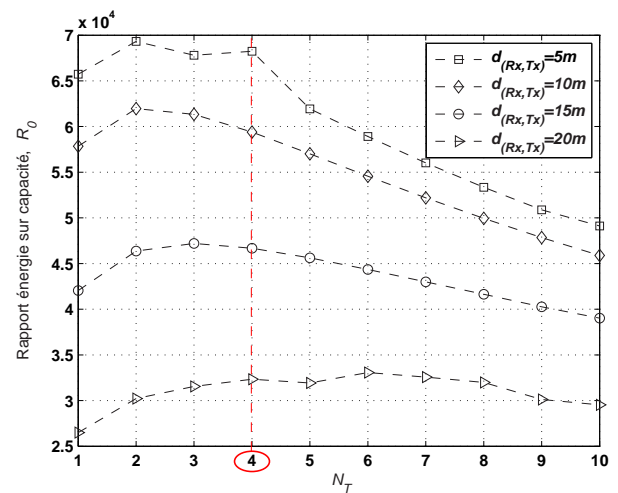


Fig. 4.13: R_0 avec WF, $\gamma_T = 8dB$

4.6 Amélioration de rapport capacité sur énergie avec WF

L’objectif de cette section est de présenter une analyse comparative entre le rapport capacité sur énergie achevé avec la méthode de water-filling et le rapport capacité sur énergie obtenu sans avoir utilisé la technique de water-filling. Le rapport signal à bruit γ_T est égal à 8 dB. Quant à la taille de la constellation de modulation M , elle est fixée à 2. La figure 4.14 présente le gain achevé par la méthode de water-filling concernant la métrique R_0 . Ce gain est présenté en fonction de différentes distances de séparation entre

l'émetteur et le récepteur. Par ailleurs, le gain obtenu avec la méthode de water-filling est plus important dans le cas de valeurs les plus faibles de rapport signal à bruit à l'émission, γ_T .

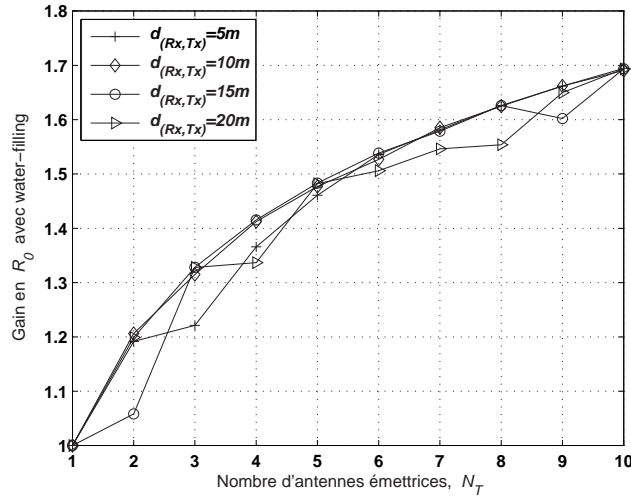


Fig. 4.14: Gain en “Rapport capacité sur énergie” avec water-filling, $N_R=4$, $\gamma_T=8$ dB, $M=2$

Le gain obtenu concernant le “Rapport capacité sur énergie” est présenté pour une distance de séparation de 10m dans la figure 4.15 où différents niveaux de rapport signal sur bruit, γ_T sont considérés. Comme le montre la figure 4.15, le gain obtenu avec water-filling est plus important pour les valeurs les plus faibles de rapports signal à bruit en émission γ_T .

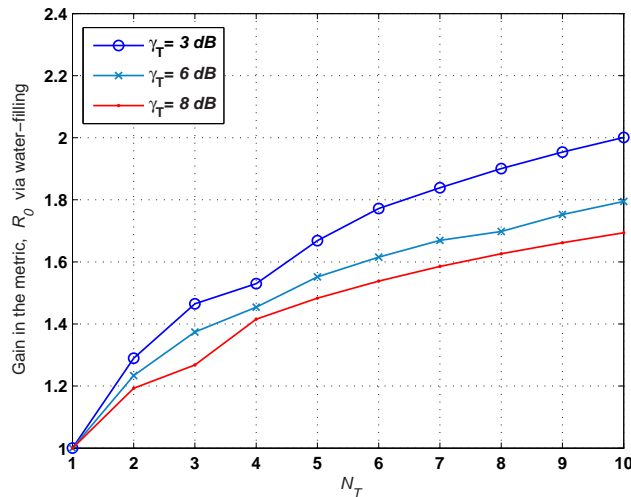


Fig. 4.15: Amélioration de “Rapport capacité sur énergie” avec water-filling en fonction de rapports signal à bruit, γ_T , $d_{(Rx, Tx)}=10$ m, $M=2$

4.7 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une analyse de rapport entre la capacité ergodique et l'énergie totale consommée par bit pour un système à antennes multiples où le nombre d'antennes émettrices est variable et le nombre d'antennes réceptrices est fixé à 4. La métrique R_0 a été définie afin de pouvoir évaluer le coût en consommation d'énergie pour un certain niveau de la capacité. Notre analyse considère un modèle de système de communication dans un milieu indoor riche en diffuseurs où le canal de transmission a pu être modélisé par un canal de Rice dont la géométrie des terminaux et des diffuseurs a été prise en considération. On a présenté les résultats de simulation de "Rapport capacité sur énergie" en fonction de nombre d'antennes émettrices et on a examiné l'effet de la variation de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur sur la capacité ergodique de système de communication dans le cas où la puissance a été équitablement répartie entre les différentes antennes ainsi que dans le cas où la puissance peut être allouée selon l'algorithme de water-filling. On a détaillé notre méthode pour le calcul de l'énergie totale consommée par bit et on a examiné l'impacte de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur ainsi que l'effet de l'augmentation de nombre d'antennes émettrices sur l'énergie totale consommée par bit. On a montré que l'allocation optimale de la puissance permet d'achever un gain d'environ 1.7 concernant la métrique "Rapport capacité sur énergie". D'autant plus, on a montré que le système de communication pourrait achever les meilleurs rapports en capacité sur énergie dans le cas où le nombre d'antennes émettrices est inférieur au nombre d'antennes réceptrices. Les paramètres de simulation envisagés dans ce chapitre sont appropriés à des modèles de communication pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil concernant des standards tels que le IEEE 802.15.4 et ZigBee[BPC⁺07]. De tels standards sont désignés pour consommer moins de puissance et achever la meilleure fiabilité avec des débit de transmission modérés.

Chapitre 5

Technique de sélection d'antennes : Application aux RCSFs

Sommaire

5.1	Introduction	105
5.2	Sélection d'antennes pour les MIMOs	105
5.2.1	Principe	105
5.2.2	Algorithme de sélection d'antennes	107
5.3	Technique de sélection pour les RCSFs	108
5.3.1	Modèle de communication	108
5.3.2	Sélection d'antennes dans les RCSFs	109
5.4	Algorithme de sélection de nœuds capteurs	112
5.4.1	Critère de maximisation de la capacité	112
5.4.2	Critère de maximisation de RSB à la réception	113
5.5	Conclusion	114

5.1 Introduction

B IEN souvent, les réseaux sans fil sont utilisés dans des milieux riches en diffuseurs ce qui entraîne différents canaux de transmission. Les systèmes MIMO est une technique qui ne peut qu'en tirer profit grâce à la diversité spatiale. On a montré que ceci permet d'achever les meilleures performances en termes de l'efficacité spectrale et la fiabilité de la liaison de communication. Néanmoins, l'utilisation d'antennes multiples résulte en une forme de complexité se traduisant notamment par l'emploi de modules Radio Fréquences (RF) aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur. Dans le cas de systèmes MIMO classiques, il faut garantir un espacement minimum entre les antennes pour pallier au phénomène de la corrélation spatiale. L'espacement entre les antennes est souvent contraint par la taille de terminal. Des techniques de polarisations peuvent être exploitées mais se montrent sensibles au milieu de propagation. Pour ces raisons, des techniques de type sélection d'antennes peuvent être utilisées afin de pouvoir au mieux exploiter l'utilisation de systèmes MIMO. La technique de sélection d'antennes est envisagée dans ce chapitre. On s'intéresse particulièrement à des applications pour les réseaux de capteurs sans fil. On expose un algorithme de sélection optimal pour les nœuds capteurs où le modèle de canal de communication MIMO géométrique avec diffuseurs est considéré [BZRB11c].

5.2 Sélection d'antennes pour les MIMO

L'inconvénient majeur de l'utilisation de techniques de diversité ou de multiplexage spatial dans les systèmes MIMO réside dans une augmentation de la complexité ainsi qu'une augmentation dans le coût avec le nombre d'antennes. Ceci concerne particulièrement les éléments RFs tels que l'amplificateur faible bruit (LNA), le convertisseur analogique numérique (ADC) ainsi que les modules modulateurs et démodulateurs. Pour les autres composants de système de communication moyennant les antennes ainsi que des modules additionnels de traitement numérique de signal, le problème ne se pose pas vraiment. En effet, l'évolution technologique au rythme de Moore a permis au contraire à des modules à des coûts plus faibles. On rappelle qu'un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices aura besoin de $N_T(N_R)$ chaînes RFs [MW04].

5.2.1 Principe

On considère un système MIMO à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. La technique de sélection d'antennes [XZZ06][SI08] repose sur le choix de L_T antennes parmi les N_T antennes émettrices ainsi qu'au choix de L_R antennes parmi les N_R antennes réceptrices. Dans la littérature, on distingue différentes formes de sélection d'antennes à savoir [SN04] :

1. Sélection d'antennes à l'émission
2. Sélection d'antennes à la réception
3. Sélection d'antennes au niveau de l'émission et au niveau de la réception.

La technique de sélection d'antennes [Ghr06, DPR08] est représentée par la figure 5.1. Le signal de données est répartie sur les N_T antennes émettrices dans le cas de multiplexage

spatial dans le cas contraire, la même séquence de données peut être attribuée à chaque antenne émettrice. Bien souvent, de types de codage peuvent être appliqués à la séquence de données à transmettre. Au niveau du récepteur, L_R antennes réceptrices sont élues. Les signaux arrivant sur ces antennes sont démodulés. Des types de combinaisons linéaires telle que MRC peuvent être utilisés afin de maximiser le rapport signal à bruit. Les signaux reçus sont décodés dans le cas de l'emploi de technique de codage spatio temporel. Le nombre des chaînes radio est réduit grâce à la sélection de *meilleures* antennes selon un critère de performance défini au préalable par l'algorithme de sélection. Quoique la technique de sélection d'antennes résulte en une réduction de la diversité spatiale pour le système de communication multi antennes et bien évidemment en une diminution de la capacité par rapport aux systèmes MIMO exploitant toutes les antennes déployées au niveau de l'émetteur et du récepteur, la dégradation de performances par rapport au système utilisant toutes les antennes reste négligeable si on considère le gain en coût en plus la réduction en complexité que peut offrir la technique de sélection d'antennes. D'autant plus, il a été démontré que grâce à l'emploi des techniques de combinaison et de techniques de codage spatio-temporel, le degré de diversité de systèmes avec sélection d'antennes peut être maintenue. Ceci étant possible avec l'hypothèse d'une connaissance parfaite de canal de transmission [MW04].

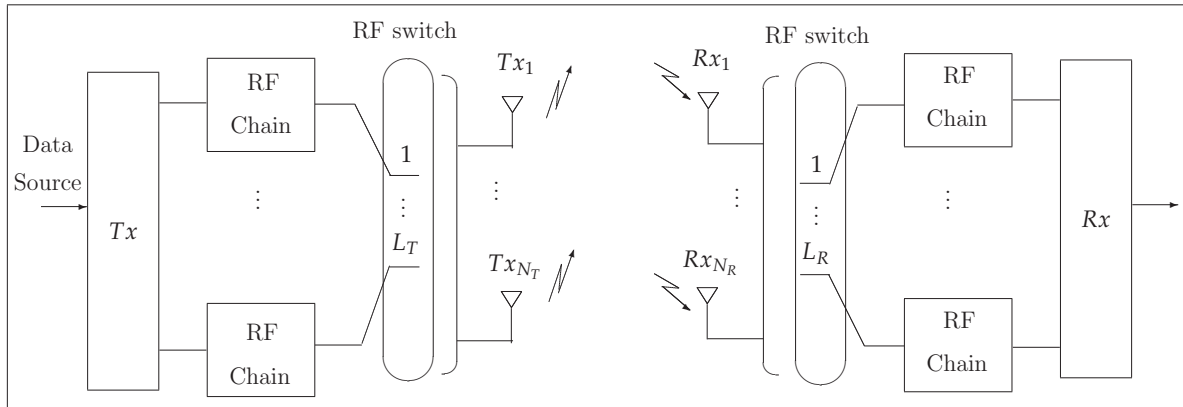


Fig. 5.1: Technique de sélection d'antennes pour les systèmes MIMO

Dans la suite, on désigne la matrice de canal formé avec L_T antennes émettrices et L_R antennes réceptrices par $\mathbf{H}_S(L_R \times L_T)$. Une sélection optimale de L antennes parmi N revient à tester les configurations possibles en antennes dont la cardinalité est définie par le coefficient binomial $\binom{N}{L}$. Un algorithme de sélection d'antennes se basant sur la maximisation de la capacité de système de communication pourrait optimiser la métrique $C(\mathbf{H}_S)$.

$$\begin{aligned}
 C(\mathbf{H}_S) &= \max_{S(\mathbf{H}_S)} \left(\log_2 \left[\det \left(I_{L_T} + \frac{\bar{\gamma}}{L_R} \mathbf{H}_S^H \mathbf{H}_S \right) \right] \right) \\
 &= \max_{S(\mathbf{H}_S)} \left(\log_2 \left[\det \left(I_{L_R} + \frac{\bar{\gamma}}{L_T} \mathbf{H}_S \mathbf{H}_S^H \right) \right] \right)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Où :

- \mathcal{S} est l'ensemble de matrices possibles pouvant être obtenues lors de processus de sélection
- I_{L_T} est la matrice identité de taille $(L_T \times L_T)$
- I_{L_R} est la matrice identité de taille $(L_R \times L_R)$
- $(\cdot)^H$ désigne l'opérateur transposé conjugué
- $\bar{\gamma}$ est le rapport signal à bruit moyen

Les bornes inférieures et supérieures de la capacité achevée par un système MIMO avec sélection d'antennes sont présentées dans [BW02][GGP03]. Selon l'équation (5.1), une recherche exhaustive de la configuration optimale de système de communication revient à faire le calcul de $\binom{N_T}{L_T} \binom{N_R}{L_R}$ déterminants à chaque réalisation de canal de propagation. Ceci n'est pas pratique si on considère des systèmes avec un nombre élevé d'antennes. Néanmoins, un algorithme de sélection tel que garanti une sélection optimale d'antennes. Dans la littérature, d'autres classes d'algorithmes [XWWG08][CMWW03] ont été proposées comme étant une solution alternative à la stratégie exhaustive de sélection d'antennes. Les aspects d'implémentation de la sélection des antennes de systèmes MIMOs sont abordés dans [MMZ⁺06].

5.2.2 Algorithme de sélection d'antennes

Afin de tester l'algorithme de sélection d'antennes dans les systèmes MIMOs. On considère dans la suite un système MIMO(4 × 4). Le canal de transmission est un canal de Rayleigh à bruit blanc additif gaussien. La technique de sélection d'antennes est établie côté émission et côté réception. L'algorithme de sélection est basé sur la maximisation de la capacité de système de communication. On expose dans la figure 5.2 les courbes représentatives de la capacité ergodique en fonction de rapport signal à bruit dont les valeurs sont prises dans l'intervalle [0dB, 10dB]. La méthode de sélection suppose sans aucune restriction que le même nombre d'antennes sélectionnées est pris au niveau émission et au niveau réception (i.e. $L_T = L_R$). On considère le scénario où $L_T = L_R = 2$ ainsi que le scénario où $L_T = L_R = 3$. Les résultats de la simulation sont comparés à la sélection aléatoire d'antennes. La capacité ergodique est aussi présentée dans le cas où la sélection d'antennes n'est pas envisagée. Selon la figure 5.2, il est bien clair que la sélection d'antennes engendre une perte en capacité. On note que la diminution en capacité devient plus importante dans le cas des RSBs élevés. Toutefois, l'algorithme de sélection permet de maintenir un niveau de performances satisfaisant en comparaison avec une sélection aléatoire d'antennes. Le gain en capacité est mesuré à 6 bits/s/Hz pour un RSB=8dB.

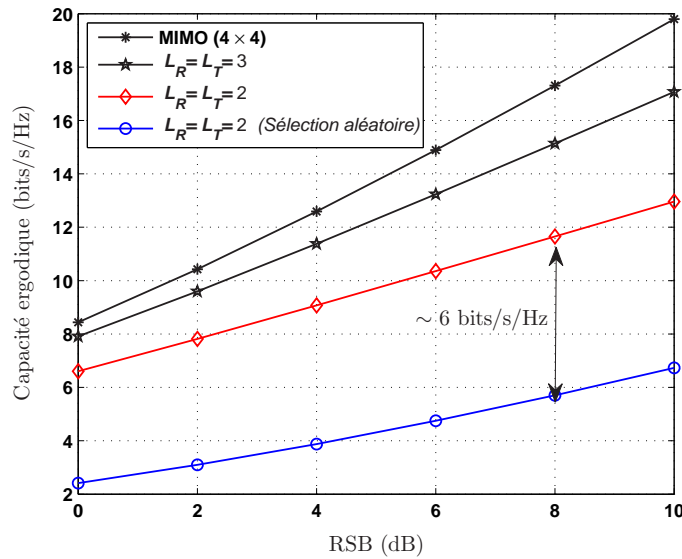


Fig. 5.2: Capacité de MIMO(4 × 4) avec la technique de sélection d'antennes

5.3 Technique de sélection pour les RCSFs

5.3.1 Modèle de communication

On envisage dans cette partie la technique de sélection d'antennes dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. On focalise notre analyse sur un modèle de communication typique dans les réseaux de capteurs sans fil en grappes [dCSI07, NQ10].

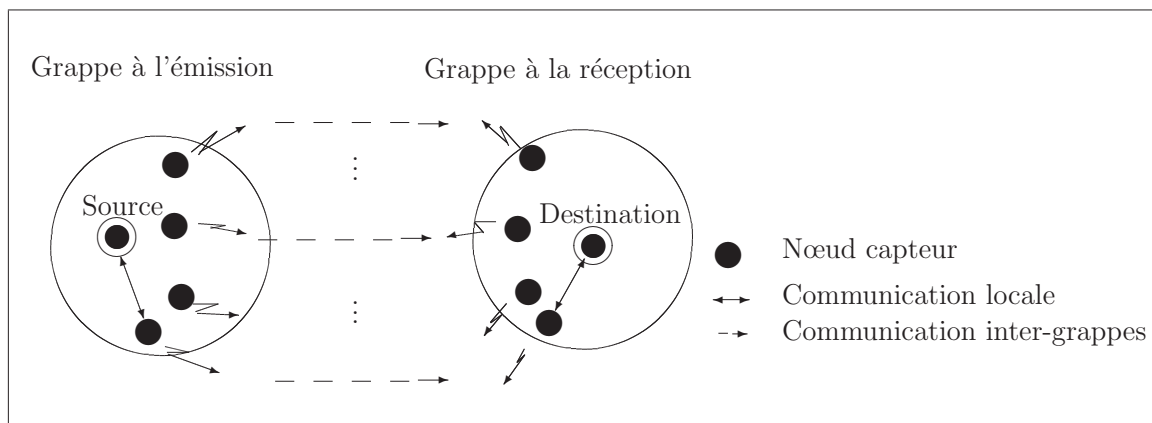


Fig. 5.3: Modèle de communication

Ce modèle est présenté dans la figure 5.4 où une grappe à l'émission est formée par un ensemble de nœuds capteurs dont un nœud capteur source. Au niveau de la réception, on considère une grappe constituée d'un ensemble de nœuds capteurs en plus d'un nœud de destination. Les nœuds capteurs à l'émission et à la réception établissent respectivement une liaison locale au sein de grappes avec le nœud source et le nœud destination. Bien

évidement, une liaison de communication est établie entre les deux grappes de part et d'autres de la liaison de communication. L'approche MIMO est retenue pour modéliser la communication entre les deux nœuds grappes. On suppose que chaque nœud capteur est équipé par une seule antenne. L'ensemble de nœuds capteurs à l'émission $S_{Tx_1}, \dots, S_{Tx_{N_T}}$ sont assimilés à un émetteur de système MIMO à N_T antennes émettrices Tx_1, \dots, Tx_{N_T} . Côté réception, les nœuds capteurs à la réception $S_{Rx_1}, \dots, S_{Rx_{N_R}}$ peuvent être considérés comme étant le récepteur d'un système MIMO à N_R antennes réceptrices Rx_1, \dots, Rx_{N_R} . La disposition géométrique de nœuds capteurs n'obéit pas nécessairement à un modèle linéaire qu'à l'exception des applications telles que la télécommunication sous-marine. On envisage ainsi une approche MIMO distribué tel que le représente la figure 5.4.

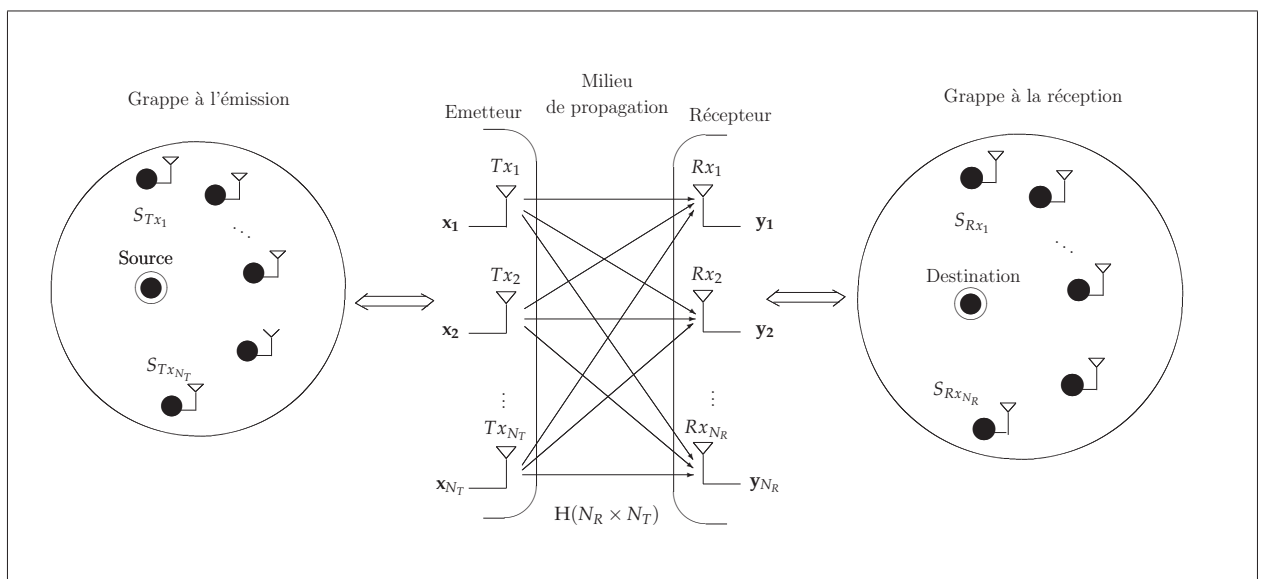


Fig. 5.4: Approche MIMO pour la communication entre grappes

5.3.2 Sélection d'antennes dans les RCSFs

On envisage la technique de sélection d'antennes dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. L'approche de sélection d'antennes est utile pour cette classe des réseaux de communication où les nœuds capteurs fonctionnent à des batteries faibles et il est parfois difficile de les remplacer [BK07]. Ainsi, la durée de vie de nœuds capteurs est limitée. On propose alors la technique de sélection de nœuds capteurs comme une approche pouvant être exploitée dans les réseaux de capteurs afin de contribuer à une économisation de la consommation de l'énergie dans le réseau. Ceci permet une maximisation de la durée de vie de nœuds capteurs et contribue en conséquence à la maximisation de la durée de vie de réseau. Dans la suite, on introduit un modèle de communication dans les réseaux de capteurs sans fil riche en diffuseurs. Ce modèle sera considéré pour pouvoir tester notre algorithme de sélection de nœuds capteurs.

Modèle de diffuseurs finis

On considère un modèle de canal géométrique riche en diffuseurs où l'emplacement de nœuds capteurs est pris en considération. Des diffuseurs sont réparties dans le milieu de propagation entre le grappe à l'émission et le grappe à la réception. Une représentation de modèle de communication en présence de diffuseurs est décrit par la figure 5.5. Les nœuds capteurs sont générés aléatoirement de part et d'autre de canal de propagation.

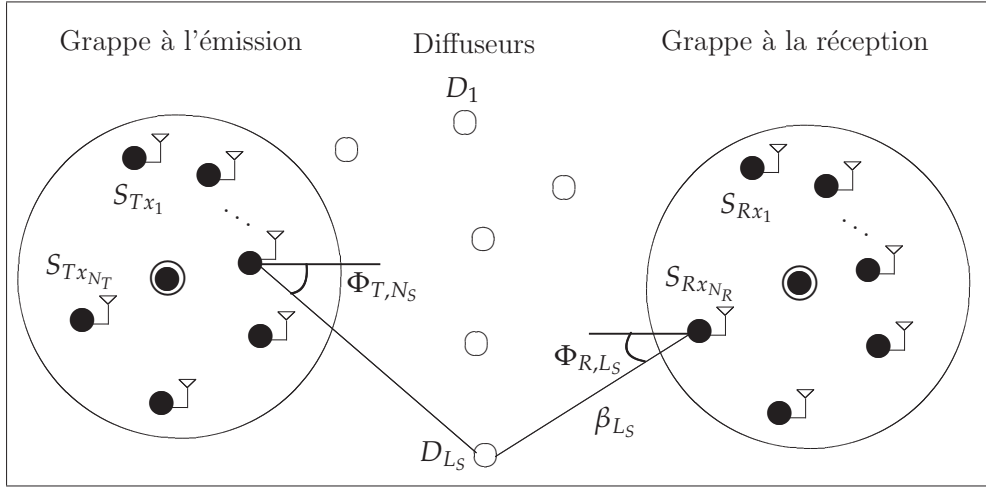


Fig. 5.5: Modèle de communication en présence de diffuseurs

Le modèle de diffuseurs finis [Bur03] est retenu pour pouvoir évaluer les coefficients de canal de propagation. On suppose que L_S diffuseurs sont aléatoirement répartis dans le milieu de propagation. Les composantes multitrajets de signaux émis depuis un nœud capteur à l'émission sont associées aux directions de départ (DODs) et aux directions d'arrivée (DOAs). Dans un modèle géométrique à 3D, chaque direction de départ est présentée en fonction de composantes en élévation et en azimut θ_{Tx} et ϕ_{Tx} soit $\Phi_{Tx} = (\theta_{Tx}, \phi_{Tx})$. Idem, chaque direction d'arrivée est désignée par $\Phi_{Rx} = (\theta_{Rx}, \phi_{Rx})$ où θ_{Rx} et ϕ_{Rx} définissent les composantes en élévation et en azimut de la direction d'arrivée (DOA). Les dispersions angulaires en azimut et en élévation associées aux directions d'arrivée et aux directions de départ des composantes multitrajets sont uniformément distribuées. Le modèle discret de canal de transmission en présence de L_S diffuseurs (D_1, \dots, D_{L_S}) est décrit par l'équation 5.2.

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \frac{1}{\sqrt{L_S}} \sum_{n=1}^{L_S} \mathbf{a}_{Rx}(\Phi_{Rx,n}) \cdot \beta_n \cdot \mathbf{a}_{Tx}^H(\Phi_{Tx,n}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{L_S}} \mathbf{A}_{Rx}(\Phi_{Rx,n}) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{A}_{Tx}(\Phi_{Tx,n}) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Où :

- $\Phi_{Tx,n}$: direction en émission par rapport au trajet d'indice n
- $\Phi_{Rx,n}$: direction à la réception par rapport au trajet d'indice n .

– β_n ; $n = 1, \dots, L_S$ est une variable aléatoire gaussienne qui représente l'amplitude du n -ème trajet.

Les matrices $\mathbf{A}_{R_x}(N_R \times L_S)$, $\mathbf{B}(L_S \times L_S)$ et $\mathbf{A}_{T_x}(L_S \times N_T)$ sont données par :

– $\mathbf{A}_{R_x}(\Phi_{R_x,n}) = [\mathbf{a}_{R_x}(\Phi_{R_x,1}), \dots, \mathbf{a}_{R_x}(\Phi_{R_x,L_S})] \cdot \mathbf{a}_{R_x}(\Phi_{R_x,n})$; $n = 1, \dots, L_S$ représente le vecteur directionnel à la réception associé au diffuseur D_n ; $n = 1, \dots, L_S$.

– $\mathbf{B} = \text{diag}(\beta_1, \dots, \beta_{L_S})$

– $\mathbf{A}_{T_x}(\Phi_{T_x,n}) = [\mathbf{a}_{T_x}(\Phi_{T_x,1}), \dots, \mathbf{a}_{T_x}(\Phi_{T_x,L_S})] \cdot \mathbf{a}_{T_x}(\Phi_{T_x,n})$; $n = 1, \dots, L_S$ désigne le vecteur directionnel à l'émission associé au diffuseur D_n ; $n = 1, \dots, L_S$.

On considère N_T nœuds capteurs au niveau de grappe à l'émission ainsi que N_R nœuds capteurs au niveau de grappe à la réception. Pour chaque trajet d'indice n ; $n = 1, \dots, L_S$, le vecteur directionnel à l'émission $\mathbf{a}_{T_x}(\Phi_{T_x,n})$ est donné par [SMB01] :

$$\mathbf{a}_{T_x}(\Phi_{T_x,n}) = \left\{ \exp \left(-j \cdot \overrightarrow{K_{T_x}}^{(n)} \cdot \overrightarrow{r_{T_x}}^{(p)} \right) ; p = 1, \dots, N_T \right\}^T \quad (5.3)$$

$(\cdot)^T$ désigne l'opérateur transposé.

– $\overrightarrow{K_{T_x}}^{(n)}$; $n = 1, \dots, N_S$ est le vecteur d'onde transmise d'amplitude $2\pi/\lambda$ (λ étant la longueur d'onde).

– $\overrightarrow{r_{T_x}}^{(p)}$; $p = 1, \dots, N_T$ est le vecteur position associé au nœud capteur au niveau de l'émetteur $S_{T_x p}$. Le vecteur position du nœud capteur $S_{T_x p}$ à l'émission est défini par l'angle d'élévation θ_p et l'angle azimut ϕ_p . Soit :

$$\overrightarrow{r_{T_x}}^{(p)} = r_{T_x}^{(p)} [\sin(\theta_p) \cos(\phi_p) \quad \sin(\phi_p) \cos(\phi_p) \quad \cos(\theta_p)]^T \quad (5.4)$$

$r_{T_x}^{(p)}$ désigne la distance radiale par rapport à l'origine du repère.

D'une manière analogue, le vecteur directionnel $\mathbf{a}_R(\Phi_{R_x,n})$ est donné par :

$$\mathbf{a}_R(\Phi_{R_x,n}) = \left\{ \exp \left(-j \cdot \overrightarrow{K_{R_x}}^{(n)} \cdot \overrightarrow{r_{R_x}}^{(k)} \right) ; k = 1, \dots, N_R \right\}^T \quad (5.5)$$

Où :

– $\overrightarrow{K_{R_x}}^{(n)}$ est le vecteur d'onde à la réception.

– $\overrightarrow{r_{R_x}}^{(k)}$ est le vecteur position de nœud capteur à la réception $S_{R_x k}$.

Après avoir déterminé l'expression de la matrice de canal de communication \mathbf{H} , on introduit le modèle de communication qui gère la liaison de communication entre le grappe à l'émission et le grappe à la réception. Selon le modèle de communication MIMO, le modèle mathématique pouvant être associé au scénario considéré est décrit par l'équation (5.6).

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (5.6)$$

Où :

– \mathbf{H} : matrice complexe de canal de transmission de dimension $(N_T \times N_R)$. Cette matrice modélise le canal via lequel les N_T nœuds capteurs au niveau de l'émetteur communiquent leurs signaux aux N_R nœuds capteurs situés à la réception.

– $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_T}]^T$: vecteur de signaux transmis par les nœuds capteurs au niveau de l'émission.

- $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N_R}]^T$: vecteur de signaux reçus par les nœuds capteurs situés au niveau de la réception.
- $\mathbf{b} = [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{N_R}]^T$: vecteur de signaux de bruit.

5.4 Algorithme de sélection de nœuds capteurs

On souhaite développer un algorithme de sélection pour les nœuds capteurs. Il s'agit de faire la sélection de L_R nœuds capteurs parmi les N_R nœuds capteurs à la réception ainsi que L_T nœuds capteurs parmi l'ensemble de N_T nœuds capteurs à l'émission. La matrice de canal équivalent avec sélection est toujours noté par \mathbf{H}_S . Dans une première étape, on définit le critère de sélection de nœuds capteurs comme étant la maximisation de la capacité ergodique de système de communication. La capacité de système de communication est évaluée par l'équation (5.1).

5.4.1 Critère de maximisation de la capacité

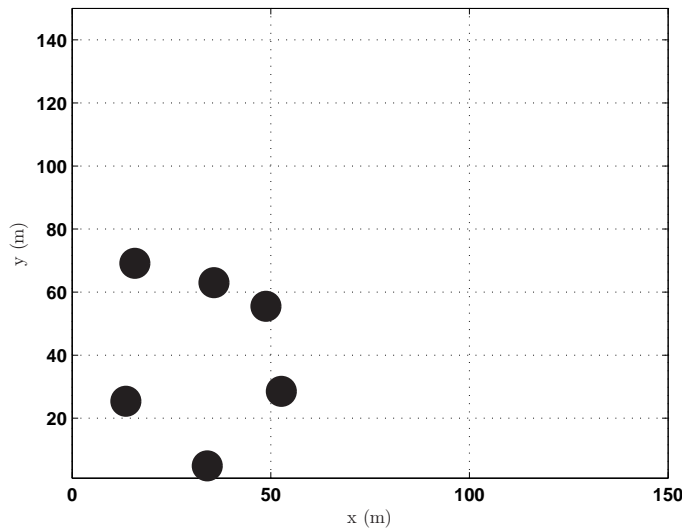


Fig. 5.6: Simulation de la disposition géométrique de nœuds capteurs à l'émission

Six nœuds capteurs sont répartis au niveau de l'émission ainsi qu'au niveau de la réception. Les nœuds capteurs sont déployés dans le plan (x, y) dans une surface de $(100\text{m})^2$. Une simulation de la disposition géométrique aléatoire de nœuds capteurs à l'émission est montrée dans la figure 5.6. La dispersion angulaire pour les angles d'arrivée (AOA) ainsi que celles des angles de départ (AODs) est égale à 90° . Afin de tester l'algorithme de sélection pour les nœuds capteurs, on procède à la sélection de trois nœuds capteurs à l'émission ($L_T = 3$) ainsi que trois nœuds capteurs à la réception ($L_R = 3$). Les sous ensembles de nœuds capteurs pouvant être sélectionnés sont définis selon une distribution binômiale. Les

résultats de la simulation de la capacité ergodique dans le cas d'un environnement riche en diffuseurs avec 20 composantes multitrajets sont présentés dans la figure 5.7. L'algorithme de sélection de nœuds capteurs permet pour des valeurs de la capacité optimale. En effet, on mesure un gain en capacité de l'ordre de 2.4 dB obtenu en comparant la capacité évaluée pour une stratégie de sélection optimale de nœuds capteurs à celle évaluée dans le cas d'une sélection aléatoire de nœuds capteurs. Ce gain se montre insensible aux valeurs de rapport signal à bruit.

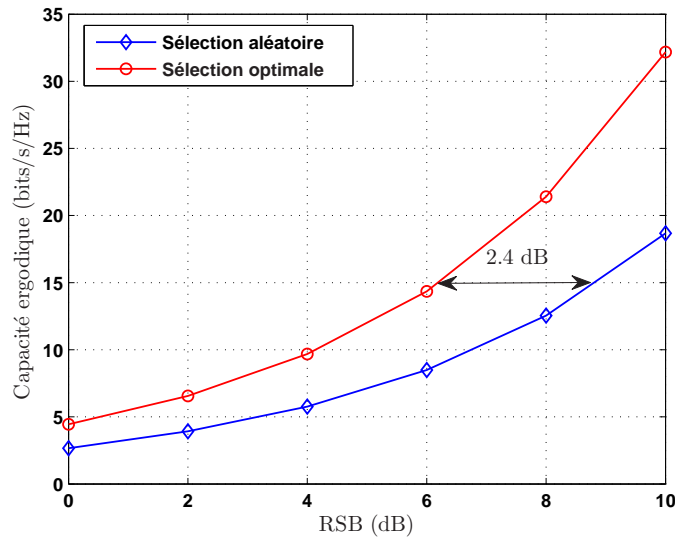


Fig. 5.7: Sélection de nœuds capteurs selon le critère de la maximisation de la capacité ergodique

5.4.2 Critère de maximisation de RSB à la réception

L'objectif de cette section est de présenter l'algorithme de sélection en termes de la maximisation de rapport signal à bruit évalué au niveau de nœud capteur Destination situé dans la grappe au niveau de la réception. On suppose que les liaisons locales établies entre les L_R nœuds capteurs et le nœud capteur Destination sont indépendantes et identiquement distribués (i.i.d). Dans la liaison de communication, on considère un bruit blanc additif gaussien. Le nœud capteur Destination combine les signaux reçus par les L_R nœuds capteurs. On suppose sans perte de généralité, que les bruits additifs aux liaisons locales sont à puissances égales. Le rapport signal à bruit au niveau du nœud capteur Destination est désigné par Υ et est exprimé par :

$$\Upsilon = \gamma \cdot \|\mathbf{H}_S\|_F^2 \quad (5.7)$$

Où :

- $\|\mathbf{H}_S\|_F$ est la norme de Frobenius de la matrice de canal \mathbf{H}_S .

- γ est le rapport signal à bruit moyen par nœud capteur.

La figure 5.8 expose les résultats de simulation de rapport signal à bruit γ obtenu avec l'algorithme de sélection optimal de nœuds capteurs basé sur la maximisation de rapport signal à bruit à la réception et montre que l'algorithme de sélection de nœuds capteurs permet pour les meilleures valeurs de rapport signal à bruit à la réception.

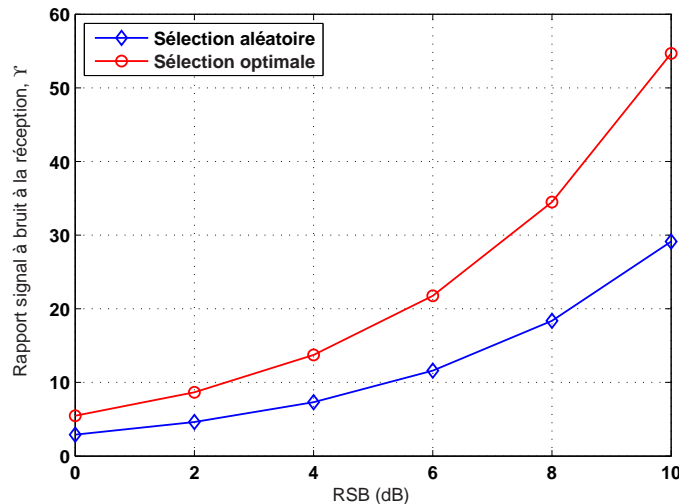


Fig. 5.8: Sélection optimale de nœuds capteurs selon le critère de maximisation de rapport signal à bruit

5.5 Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre par la technique de sélection de nœuds capteurs dans les réseaux de capteurs sans fil. L'algorithme de sélection de nœuds capteurs a été testé pour le modèle de communication en grappes constituées par des nœuds capteurs qui sont aléatoirement répartis de part et d'autre de la liaison de communication. Dans un contexte de communication radio mobile avec milieu de propagation riche en diffuseurs, on a considéré un modèle géométrique qui met en considération l'emplacement de nœuds capteurs dans le réseau ainsi que l'effet de la dispersion angulaire en présence d'un nombre fini de diffuseurs. La matrice de canal de transmission a été générée selon le modèle de canal MIMO distribué. La technique de sélection a été introduite dans une première étape dans un contexte de la communication MIMO. L'emploi de la technique de sélection d'antennes permet pour une réduction de la complexité de systèmes MIMO tout en maintenant de bonnes performances. Le critère de sélection d'antennes présenté consiste en la maximisation de la capacité ergodique. On a simulé l'algorithme de sélection pour un système MIMO (4×4) dont deux antennes ont été sélectionnées aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur. L'algorithme permet d'achever les meilleures performances en termes de la capacité maximale. La deuxième partie de ce chapitre a présenté la technique de sélection dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. La technique de

sélection de nœuds capteurs a été développée afin de maximiser le rapport signal à bruit total calculé au niveau de nœud capteur Destination. L'approche de sélection de nœuds capteurs est proposée comme une solution aux contraintes énergétiques dans les réseaux de capteurs à cause de la durée de vie de nœuds capteurs limitée. Des perspectives s'écoulant de l'emploi de la sélection consiste à utiliser des approches adaptatives de la sélection de nœuds capteurs afin de pouvoir maintenir les mêmes performances en termes de compromis entre énergie et capacité spectrale.

Conclusions et perspectives

LES travaux menés dans cette thèse concernent l'emploi de techniques de traitement de signal MIMO dans un contexte de réseau de capteurs sans fil. Pour cerner le contexte de notre travail, nous avons présenté dans le premier chapitre ce que sont les réseaux de capteurs. Nous avons exposé l'état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil afin d'explorer les différents aspects caractérisant cette classe de réseau en regard plus particulièrement à la consommation de l'énergie. Les efforts engagés pour la diminution de la consommation énergétique sont diverses. Nous nous sommes particulièrement intéressés par des méthodes de type regroupement de nœuds capteurs en grappes. Ces méthodes permettent d'appréhender les contraintes énergétiques qui s'imposent aux réseaux de capteurs sans fil. Par ailleurs, les techniques de regroupement permettent au déploiement d'une architecture de réseaux étendue qui supporte des grappes dont les nœuds sont dispersés autour de deux nœuds capteurs de collecte de données souvent désignés par caryommes (*Clusterheads*). Il paraît évident qu'une telle topologie de réseau permet pour des solutions prometteuses aux réseaux de capteurs sans fil. En effet ceci rend possible d'allier les réseaux de capteurs et différentes techniques de communication. Nous avons envisagé dans cette thèse des techniques MIMO permettant pour une efficacité énergétique et des performances particulièrement utiles pour les réseaux de capteurs sans fil. Nous avons présenté dans le deuxième chapitre une étude de systèmes MIMO et nous avons montré que ces systèmes peuvent procurer des capacités et des débits importants grâce à des techniques de diversité et de multiplexage spatial. Des méthodes de calculs optimales moyennant la technique de water-filling ont été présentées pour envisager une allocation optimale de la puissance sur les antennes. Notre analyse considère les modèles de canal MIMO. Nous avons identifié des modèles de propagation stochastiques basés sur la géométrie. Ces modèles sont appropriés pour des milieux de propagation riches en diffuseurs et permettent de mettre en considération la disposition géométrique de l'émetteur et du récepteur. Dans le cas de réseaux de capteurs sans fil, le milieu de propagation influe sur les performances de réseaux. Il est donc essentiel de définir les modèles appropriés de canal de communication. Heureusement, les systèmes MIMO peuvent en tirer profit. Nous avons contribué dans cette thèse à l'analyse de techniques de polarisation d'antennes. Des effets de dépolarisation d'antennes ont été caractérisés à l'aide de la discrimination de polarisation croisée (XPD). Dès lors, nous avons présenté le modèle de canal géométrique avec antennes polarisées où l'effet de dépolarisation d'antennes est caractérisé par la matrice de diffuseurs. Des techniques de polarisation avancées moyennant la double polarisation d'antennes ont été étudiées. A ce stade, nous avons essayé de répondre aux deux questions suivantes :

- La première concerne la corrélation spatiale entre deux antennes polarisées déployées

au niveau de l'émetteur ou bien au niveau du récepteur. Nous avons montré que la corrélation spatiale s'atténue en fonction de l'espacement entre les antennes. Dans le cas d'une double polarisation, la corrélation spatiale est sensible à la valeur moyenne de l'angle azimut moyen. Le gain en capacité achevé par une double polarisation se dégrade par l'effet de dépolarisation d'antennes. Nous avons trouvé que ce gain est plus élevé lorsque la corrélation spatiale devient plus importante.

– La deuxième concerne le choix de stratégies de polarisation d'antennes. Nous avons montré que les paramètres caractérisant l'effet de dépolarisation d'antennes ainsi que la distribution de diffuseurs dans le milieu de propagation dirigent notre choix pour la stratégie de polarisation d'antennes permettant les meilleures performances en capacité de canal. Nous avons constaté que les systèmes MIMOs polarisés peuvent achever de meilleures performances dans le cas où les diffuseurs sont largement réparties dans le milieu de propagation.

Dans un contexte de réseau de capteurs sans fil, nous considérons que le modèle de canal envisagé permet pour des applications de type inter-véhicules. En effet, le modèle de canal inclut les vitesses de l'émetteur et du récepteur. Concernant la polarisation d'antennes, on peut penser à des scénarios où les nœuds capteurs utilisent des antennes polarisées. Le problème de corrélation spatiale ne se pose pas vraiment car les nœuds capteurs présentent souvent l'espacement minimal pour pallier au problème de corrélation. Ce résultat est prometteur pour l'emploi d'antennes polarisées par nœuds capteurs. Toutefois, l'utilisation de techniques de polarisation multiples au sein de même nœud capteur n'est pas pratique dans certains cas vu que la taille de nœuds capteurs est limitée. Alternativement, des solutions de la diversité angulaire adaptatives peuvent être proposées. Après une revue de techniques MIMOs, nous avons adressé le problème de localisation dans les réseaux de capteurs sans fil. La tâche de localisation dans les réseaux de capteurs sans fil provoque l'intérêt de chercheurs. La localisation peut concerner des objets externes au réseau ou des nœuds capteurs dans le réseau qui peuvent changer de position. Nous nous sommes intéressés au deuxième scénario et nous avons traité le problème de la localisation d'un nœud capteur situé au sein d'une grappe éloignée. Nous avons présenté le scénario pour la localisation et nous avons proposé un nouvel algorithme basé sur l'approche de beamforming. La localisation se fait par le biais de mesure de la puissance du signal reçu. Il s'agit plus précisément d'estimer les coordonnées de l'objet à localiser. Un algorithme tel peut concerner la localisation de nœuds caryommes qui disposent le plus souvent de la puissance la plus élevée par rapport aux autres nœuds au sein du grappe. Nous avons développé notre algorithme de localisation et nous avons testé les paramètres statistiques de l'estimateur associé. Notre algorithme montre une bonne précision pour la localisation de nœud d'intérêt. Nous avons constaté un résultat attrayant qui montre que l'emploi de nœuds collaboratifs permet d'améliorer les paramètres de l'estimation pour la position de nœuds capteurs.

Nous sommes conscients que les performances en capacité de canal ne sont pas les objectifs primordiaux de réseaux de capteurs sans fils. Bien évidemment, vu le champ vaste d'applications de réseaux de capteurs, ce type de performances pourrait intéresser certaines d'entre elles. Les performances en capacité peuvent être alors relâchées au profit de l'énergie consommée. Nous avons travaillé sur ce point dans le quatrième chapitre. Nous avons proposé une nouvelle métrique que nous avons désignée par R_0 . Cette métrique évalue le

rapport entre la capacité et l'énergie totale consommée par bit et permet de déterminer la meilleure configuration en nombre d'antennes à l'émission ainsi que le nombre d'antennes à la réception afin d'obtenir les meilleurs rapports signal à bruit. Nous avons proposé un modèle de canal géométrique basé sur le canal de Rice pour développer notre analyse pour la métrique R_0 . Par la suite, nous avons calculé l'énergie totale consommée par bit ainsi que la capacité de système de communication considéré et nous avons déterminé la variation de la métrique R_0 en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur pour différentes configurations de système de communication en nombre d'antennes. En particulier nous avons remarqué que le rapport entre la capacité et l'énergie totale consommée par bit est meilleur avec des stratégies d'allocation optimale de puissance moyennant la méthode de water-filling. Ceci est obtenu pour un système où le nombre d'antennes émettrices reste inférieur à celui d'antennes réceptrices. Les paramètres définis pour développer notre analyse pour la métrique R_0 peuvent servir à l'étude de structures réelles trouvant leur application dans les réseaux de capteurs sans fil. Dans le cinquième chapitre, nous avons proposé la technique de sélection pour les nœuds capteurs. Nous avons présenté un algorithme optimal de sélection dans le réseau de capteurs sans fil qui permet pour la maximisation de rapport signal à bruit total au niveau de nœud collecteur à la réception. Cet algorithme permettra pour une maximisation de rapport capacité sur énergie du fait qu'il maximise la capacité de canal et permet pour une réduction dans la consommation énergétique de système.

En résumé, ce travail de thèse a exposé des résultats intéressantes concernant l'emploi de techniques MIMO dans les réseaux de capteurs sans fil. Même si on n'a pas fait l'évaluation de techniques MIMO sur des réseaux à grande échelle, il semble évident que les approches présentées ne sont pas restreintes aux systèmes considérés. Ce travail de thèse ne concerne pas des classes de réseaux particulières. Au contraire, l'étude présentée a permis de considérer différents modèles de communications (NLOS, LOS, indoor, ...).

Perspectives

On peut envisager plusieurs perspectives sur la base de ce travail de thèse.

Le travail présenté dans cette thèse propose l'emploi de techniques de diversité de polarisation. Il faut continuer à chercher de solutions de diversité pareilles sans contrainte de la taille de nœuds telles que des techniques de diversité angulaire.

Dans le troisième chapitre, l'algorithme développé décrit une méthode de localisation atrayante qui montre que de méthodes de beamforming permettent pour une localisation dont la précision peut être améliorée en fonction de nombre de nœuds collaboratifs. L'algorithme de localisation doit être développé en considérant un scénario de communication où des objets d'interférences peuvent être considérés.

Lors de l'évaluation de l'énergie totale consommée par bit, on a considéré l'effet de paramètre de la constellation de la modulation, on a montré que ce paramètre contribue à la diminution de l'énergie totale consommée. D'autres types de codage peuvent bien évide-

ment étudiés afin d'évaluer leur effet sur la consommation énergétique.

Enfin, nous pouvons développer notre approche pour l'emploi de la technique de sélection de nœuds capteurs par des stratégies de sélection adaptatives pour de réseaux denses où les nœuds capteurs présentent une mobilité.

Maha Ben Zid

Université de Grenoble, Gipsa-lab/ ENIT, 6^eCOM
11 rue des Mathématiques Grenoble Campus, BP 46
38402 Saint Martin d'Hères Cedex Grenoble, FRANCE
maha.ben-zid@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

Chapitres d'ouvrages

1. **M. Ben Zid**, K. Raoof, and A. Bouallègue : *MIMO Systems and Cooperative Networks Performances*, in : Cognitive radio, Scientific Research Publishing, 2011, Book review Available from : <http://www.scirp.org/>
2. K. Raoof, **M. Ben Zid**, and A. Bouallègue : *Advanced MIMO techniques : Polarization diversity and antenna selection*, in MIMO Systems, Theory and Applications, ISBN 978-953-307-245-6, INTECH, Available from : <http://www.intechopen.com/articles/show/title/advanced-mimo-techniques-polarization-diversity-and-antenna-selection>, 2011.
(*Top 10 Downloaded Chapters*)

Articles dans des revues internationales

M. Ben Zid, K. Raoof, and A. Bouallègue : *MIMO spectral efficiency over energy consumption requirements : Application to WSNs*, Int'l J. of Communications, Network and System Sciences, Vol. 5 No. 2, pp. 121-129. Available from <http://www.scirp.org/journal/ijcns>, 2012.

Communications dans des congrès à comité de sélection et actes à diffusion internationale

1. **M. Ben Zid**, K. Raoof, and A. Bouallègue : *Dual Polarized Versus Single Polarized MIMO : A Study Over NLOS Propagation with Polarization Discrimination and Spatial Correlation Effects*, 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2012), March 26-30, 2012, Prague, Czech Republic.
2. **M. Ben Zid**, N. Prayougpun, K. Raoof, and A. Bouallègue : *Simulation of Polarization Strategies of Multiple Antennas System over Rich Scattering Environment Using*

the Von Mises Distribution, 2nd International Conference on Information Processing and Wireless Systems (IP-WiS), Sousse, Tunisia, March 16-18, 2012.

3. M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue : *A novel metric for measuring multiple antennas system capacity over energy consumption*, 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, (WiCOM), Wuhan, China, September 23-25, 2011.

4. M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue : *Beamforming Approach for Localization in WSN based Received Signal Strength*, 34th International Conference on Telecommunication and Signal Processing (TSP 2011), Budapest, Hungary, August 18-20, 2011.

5. M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue : *Sensor nodes selection in Wireless Sensor Networks over a rich scattering environment*, International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA'11), Hammamet, Tunisia, March 3-4, 2011.

Bibliographie

- [AAAOF05] A.R. Al-Ali, Y.R. Aji, H.F. Othman, and F.T. Fakhreddin. Wireless smart sensors networks overview. In *2nd IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN 2005)*, pages 536–540, Mar. 2005.
- [ABB⁺07] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Özcelik. Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems. *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, 2007(1) :56–56, 2007.
- [ADH] M. R. Ahmad, E. Dutkiewicz, and X. Huang. A survey of low duty cycle mac protocols in wireless sensor networks. InTech Education and Publishing.
- [AFD07] A. Awad, T. Frunzke, and F. Dressler. Adaptive distance estimation and localization in wsn using rssi measures. In *10th Euromicro Conference on Digital System Design Architectures, Methods and Tools (DSD)*, pages 471–478, Aug. 2007.
- [AKK04] J.N. Al-Karaki and A.E. Kamal. Routing techniques in wireless sensor networks : a survey. *IEEE Wireless Communications*, 11(6) :6–28, Dec. 2004.
- [ALM05] Th. Arampatzis, J. Lygeros, and S. Manesis. A survey of applications of wireless sensors and wireless sensor networks. In *Proc. IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation Intelligent Control*, pages 719–724, Jun. 2005.
- [ANS06] ANSI/IEEE. *IEEE 802.15. Part 15.4 : Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs). Standard 802.15.4 R2006*, 2006.
- [ASS05] A.A. Ahmed, H. Shi, and Y. Shang. Sharp : a new approach to relative localization in wireless sensor networks. In *Distributed Computing Systems Workshops, 2005. 25th IEEE International Conference on*, pages 892 – 898, Jun. 2005.
- [ASSC02a] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci. Wireless sensor networks : a survey. *Computer Networks*, 38 :393–422, 2002.

- [ASSC02b] Ian F. Akyildiz, W. Su, Yogesh Sankarasubramaniam, and Erdal Cayirci. Wireless sensor networks : a survey. *Computer Networks*, 38(4) :393–422, 2002.
- [AV09] M. Ahmed and S. Vorobyov. Collaborative beamforming for wireless sensor networks with gaussian distributed sensor nodes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(2) :638–643, Feb. 2009.
- [BCHD07] Jacob Benesty, Jingdong Chen, Yiteng (Arden) Huang, and Jacek Dmochowski. On microphone-array beamforming from a mimo acoustic signal processing perspective. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 15(3) :1053–1065, Mar. 2007.
- [BK07] G.N. Bravos and A.G. Kanatas. Energy efficiency of mimo-based sensor networks with a cooperative node selection algorithm. In *IEEE International Conference on Communications (ICC '07)*, pages 3218–3223, Jun. 2007.
- [Blu05] Ieee standard for information technology-telecommunications and information exchange between systems-local and metropolitan area networks-specific requirements.-part 15.1 : Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for wireless personal area networks (wpans). *IEEE Std 802.15.1-2005 (Revision of IEEE Std 802.15.1-2002)*, 2005.
- [BM02] S. Banerjee and A. Misra. Minimum energy paths for reliable communication in multi-hop wireless networks. In *Proc. Annual Workshop on Mobile Ad Hoc Networking & Computing (MobiHOC)*, pages 146–156, Rio de Janeiro, Brazil, 2002.
- [BOH10] R. Bhagavatula, C. Oestges, and R.W. Heath. A new double-directional channel model including antenna patterns, array orientation, and depolarization. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(5) :2219–2231, Jun. 2010.
- [BPC⁺07] Paolo Baronti, Prashant Pillai, Vince W. C. Chook, Stefano Chessa, Alberto Gotta, and Y. Fun Hu. Wireless sensor networks : A survey on the state of the art and the 802.15.4 and zigbee standards. *Comput. Commun.*, 30(7) :1655–1695, May 2007.
- [Bre03] D.G. Brennan. Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IEEE*, 91(2) :331 – 356, Feb. 2003.
- [Bur03] A.G. Burr. Capacity bounds and estimates for the finite scatterers mimo wireless channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(5) :812–818, Jun. 2003.
- [BW02] R.S. Blum and J.H. Winters. On optimum mimo with antenna selection. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 1, pages 386–390. IEEE, 2002.

- [BZPRB12] M. Ben Zid, N. Prayongpun, K. Raouf, and A. Bouallègue. Simulation of polarization strategies of multiple antennas system over rich scattering environment using the von mises distribution. In *Proc. 2nd International Conference on Information Processing and Wireless Systems (IP-WiS)*, 2012.
- [BZRB11a] M. Ben Zid, K. Raouf, and Bouallègue. Beamforming approach for localization in wsn based received signal strength. In *Proc. 34th International Conference on Telecommunication and Signal Processing (TSP)*, pages 1–5, Aug. 2011.
- [BZRB11b] M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue. A novel metric for measuring multiple antennas system capacity over energy consumption requirements. In *7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, pages 1–4, Sept. 2011.
- [BZRB11c] M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue. Sensor nodes selection in wireless sensor networks over a rich scattering environment. In *IEEE-2011 International Conference on Communications, Computing and Control Applications*, pages 1–4, Mar. 2011.
- [BZRB12a] M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue. Dual polarized versus single polarized mimo : A study over nlos propagation with polarization discrimination and spatial correlation effects. In *Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation*, 2012.
- [BZRB12b] M. Ben Zid, K. Raouf, and A. Bouallègue. Mimo spectral efficiency over energy consumption requirements : Application to wsns. *Int'l J. of Communications, Network and System Sciences*, 5(2) :121–129, 2012.
- [CACCO8] S.S. Christensen, R. Agarwal, E. Carvalho, and J. Cioffi. Weighted sum-rate maximization using weighted mmse for mimo-bc beamforming design. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(12) :4792–4799, Dec. 2008.
- [CDFP09] Giuseppe , Marco Conti, Mario Di Francesco, and Andrea Passarella. Energy conservation in wireless sensor networks : A survey. *Ad Hoc Netw.*, 7(3) :537–568, May 2009.
- [CGB04] Shuguang Cui, A.J. Goldsmith, and A. Bahai. Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 22(6) :1089–1098, Aug. 2004.
- [CJBM01] Benjie Chen, Kyle Jamieson, Hari Balakrishnan, and Robert Morris. Span : An energy-efficient coordination algorithm for topology maintenance in ad hoc wireless networks. In *ACM Wireless Networks Journal*, pages 85–96, 2001.
- [CK03] Chee-Yee Chong and S.P. Kumar. Sensor networks : evolution, opportunities, and challenges. *Proc. IEEE*, 91(8) :1247–1256, Aug. 2003.

- [CMWW03] Yang-Seok Choi, A.F. Molisch, M.Z. Win, and J.H. Winters. Fast algorithms for antenna selection in mimo systems. In *58th Vehicular Technology Conference (VTC)*, volume 3, pages 1733 – 1737 Vol.3, Oct. 2003.
- [COB10] A. Cenedese, G. Ortolan, and M. Bertinato. Low-density wireless sensor networks for localization and tracking in critical environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(6) :2951–2962, Jul. 2010.
- [Con05] A. Constantine. *Antenna Theory : Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [CT00] Jae-Hwan Chang and L. Tassiulas. Energy conserving routing in wireless ad-hoc networks. In *Proc. 9th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM)*, volume 1, pages 22–31, 2000.
- [CTJLa07] M. Codreanu, A. Tolli, M. Juntti, and M. Latva-aho. Joint design of tx-rx beamformers in mimo downlink channel. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(9) :4639 –4655, Sept. 2007.
- [CZ05] Yunxia Chen and Qing Zhao. On the lifetime of wireless sensor networks. *IEEE Communications Letters*, 9(11) :976–978, Nov. 2005.
- [DB02] S. Doshi and T.X. Brown. Minimum energy routing schemes for a wireless ad hoc network. In *Proc. Conference on Computer Communications (INFOCOM)*, pages 1–11, 2002.
- [dBPSF08] L.M.P. de Brito, L.M.R. Peralta, F.E.S. Santos, and R.P.R. Fernandes. Wireless sensor networks applied to museums’ environmental monitoring. In *4th International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC)*, pages 364–369, Aug. 2008.
- [dCSI07] A. del Coso, U. Spagnolini, and C. Ibars. Cooperative distributed mimo channels in wireless sensor networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 25(2) :402 –414, Feb. 2007.
- [DPR08] Quang Trung Dong, N. Prayongpun, and K. Raouf. Antenna selection for mimo systems in correlated channels with diversity technique. In *4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, pages 1–4, Oct. 2008.
- [EBC⁺07] C.C. Enz, J. Baborowski, J. Chabloz, M. Kucera, C. Muller, D. Ruffieux, and N. Scolari. Ultra low-power mems-based radio for wireless sensor networks. In *Proc. 18th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, pages 320–331, Aug. 2007.
- [EKM96] T. Eng, Ning Kong, and L.B. Milstein. Comparison of diversity combining techniques for rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 44(9) :1117 –1129, Sep. 1996.

- [FJCL05] W.C. Freitas Jr, F.R.P. Cavalcanti, and R.R. Lopes. Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in mimo systems. *Journal of Communication and Information Systems*, 20(3) :63–76, 2005.
- [GB09] S. Glisic and B.Lorenzo. *Advanced Wireless Networks : Cognitive, Cooperative and Opportunistic 4G Technology*. John Wiley & Sons, New York, USA, 2009.
- [GGP03] A. Gorokhov, D. Gore, and A. Paulraj. Performance bounds for antenna selection in mimo systems. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 5, pages 3021–3025, May 2003.
- [Ghr06] A. Ghrayeb. A survey on antenna selection for mimo communication systems. In *2nd Information and Communication Technologies (ICTTA)*, volume 2, pages 2104–2109, 2006.
- [GPH⁺12] Cheng Guo, R. Venkatesha Prasad, JiangJie He, Martin Jacobsson, and Ignas G. Niemegeers. Designing a flexible and low-cost testbed for wireless sensor networks. *IJAHUC*, 9(2) :111–121, 2012.
- [GPS⁺08] Tia Gao, C. Pesto, L. Selavo, Yin Chen, Jeong Gil Ko, Jong Hyun Lim, A. Terzis, A. Watt, J. Jeng, Bor rong Chen, K. Lorincz, and M. Welsh. Wireless medical sensor networks in emergency response : Implementation and pilot results. In *IEEE Conference on Technologies for Homeland Security*, pages 187–192, May 2008.
- [GWOS00] G. Girling, J.L.K. Wa, P. Osborn, and R. Stefanova. The design and implementation of a low power ad hoc protocol stack. In *Proc. Wireless Communications and Networking Confernce (WCNC)*, volume 3, pages 1521–1529, 2000.
- [HCB00] W.R. Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan. Energy-efficient communication protocol for wireless microsensor networks. In *Proc. 33rd Annual Hawaii International Conference on System Sciences*, volume 2, Jan. 2000.
- [HKK09] C.-M. Huang, H.-H. Ku, and H.-Y. Kung. Efficient power-consumption-based load-sharing topology control protocol for harsh environments in wireless sensor networks. *IET Communications*, 3(5) :859–870, May 2009.
- [Ibn08] M. Ibnkahla. *Adaptive signal processing in wireless communications*. CRC Press, 2008.
- [IK08] M.R. Islam and Jinsang Kim. Energy efficient cooperative mimo in wireless sensor network. In *International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP)*, pages 505–510, Dec. 2008.
- [Jaf05] H. Jafarkhani. *Space-Time coding Theory and practice*. Cambridge university press, 2005.

- [JTIJ07] L. Jiang, L. Thiele, and V. Jungnickel. On the modelling of polarized mimo channel. In *Proc. 6th international conference on Symposium on Wireless Communication Systems*, pages 21–25, 2007.
- [KAB⁺05] Lakshman Krishnamurthy, Robert Adler, Phil Buonadonna, Jasmeet Chhabra, Mick Flanigan, Akishore Kushalnagar, Lama Nachman, and Mark Yarvis. Design and deployment of industrial sensor networks : experiences from a semiconductor plant and the north sea. In *Proc. 3rd international (SenSys)*, pages 64–75. ACM Press, 2005.
- [KBJR01] M.A. Khalighi, J.-M. Brossier, G.V. Jourdain, and K. Raoof. Water filling capacity of rayleigh mimo channels. In *Proc. 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 1, pages A–155–A–158 vol.1, Sep. 2001.
- [KGRT10] JeongGil Ko, Tia Gao, R. Rothman, and A. Terzis. Wireless sensing systems in clinical environments : Improving the efficiency of the patient monitoring process. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, 29(2) :103–109, Oct. ”/” Apr. 2010.
- [KK04] K. Kaemarungsi and P. Krishnamurthy. Modeling of indoor positioning systems based on location fingerprinting. In *INFOCOM 2004. Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, volume 2, pages 1012–1022 vol.2, Mar. 2004.
- [KKP] J. M. Kahn, R. H. Katz, and K. S. J. Pister. Next century challenges : Mobile networking for ”smart dust”. pages 271–278.
- [KLY05] J. Košecká, F. Li, and X. Yang. Global localization and relative positioning based on scale-invariant keypoints. *Robotics and Autonomous Systems*, 52(1) :27–38, 2005.
- [KPC⁺07] Sukun Kim, Shamim Pakzad, David Culler, James Demmel, Gregory Fenves, Steven Glaser, and Martin Turon. Health monitoring of civil infrastructures using wireless sensor networks. In *Proc. 6th international conference on Information processing in sensor networks (IPSN)*, pages 254–263. ACM Press, 2007.
- [KRB11] N. Prayongpun K. Raoof, M. Ben Zid and A. Bouallègue. *Advanced MIMO techniques : Polarization diversity and antenna selection*, chapter 1. INTECH, USA, 2011.
- [LAR01] Qun Li, Javed A. Aslam, and Daniela Rus. Online power-aware routing in wireless ad-hoc networks. In *MOBICOM*, pages 97–107, 2001.
- [LBV06] K. Langendoen, A. Baggio, and O. Visser. Murphy loves potatoes : experiences from a pilot sensor network deployment in precision agriculture. In *20th International Parallel and Distributed Processing Symposium (IPDPS)*, Apr. 2006.

- [LKA09] P. Lusina, F. Kohandani, and S.M. Ali. Antenna parameter effects on spatial channel models. *Communications, IET*, 3(9) :1463–1472, Sept. 2009.
- [LL10] Mo Li and Yunhao Liu. Rendered path : Range-free localization in anisotropic sensor networks with holes. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 18(1) :320–332, Feb. 2010.
- [LZ10] Xiaolu Liu and Shumin Zhou. Evaluation of several time synchronization protocols in wsn. In *International Conference of Information Science and Management Engineering (ISME)*, volume 1, pages 488–491, Aug. 2010.
- [MBZB11] K. Raouf M. Ben Zid and A. Bouallègue. *MIMO Systems and Cooperative Networks Performances*, chapter 6. Scientific Research Publishing, USA, 2011.
- [MCZ07] Jianfeng Mao, Christos G. Cassandras, and Qianchuan Zhao. Optimal dynamic voltage scaling in energy-limited nonpreemptive systems with real-time constraints. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 6(6) :678–688, Jun. 2007.
- [MFA07] G. Mao, B. Fidan, and B. Anderson. Wireless sensor network localization techniques. *Computer Networks*, 51(10) :2529–2553, 2007.
- [MMZ⁺06] A.F. Molisch, N.B. Mehta, Hongyuan Zhang, P. Almers, and Jinyun Zhang. Implementation aspects of antenna selection for mimo systems. In *International Conference on Communications and Networking (ChinaCom'06)*, pages 1–7, Oct. 2006.
- [Mot06] Tmote sky : Datasheet, 2006.
- [MW04] A.F. Molisch and M.Z. Win. Mimo systems with antenna selection. *IEEE Microwave Magazine*, 5(1) :46–56, Mar. 2004.
- [MWHAH09] G.V. Merrett, N.M. White, N.R. Harris, and B.M. Al-Hashimi. Energy-aware simulation for wireless sensor networks. In *6th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON)*, pages 1–8, Jun. 2009.
- [NKSK02] S. Narayanaswamy, V. Kawadia, R.S. Sreenivas, and P.R. Kumar. Power control in ad-hoc networks : theory, architecture, algorithm and implementation of the compow protocol. In *Proc. European Wireless Conference*, pages 156–162, Florence, Italy, 2002.
- [NN09] D.H.N. Nguyen and H.H. Nguyen. Snr maximization and distributed beamforming in multiuser multi-relay networks. In *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–6, 30 2009–dec. 4 2009.

- [NQ10] M. Nasim and S. Qaisar. Hierarchical mimo : A clustering approach for ad hoc wireless sensor networks. In *44th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*, pages 1–6, Mar. 2010.
- [OCGD08] C. Oestges, B. Clerckx, M. Guillaud, and M. Debbah. Dual-polarized wireless communications : from propagation models to system performance evaluation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(10) :4019–4031, Oct. 2008.
- [OMPT05] H. Ochiai, P. Mitran, H.V. Poor, and V. Tarokh. Collaborative beamforming for distributed wireless ad hoc sensor networks. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 53(11) :4110 – 4124, Nov. 2005.
- [PA06] S. Pandey and P. Agrawal. A survey on localization techniques for wireless networks. *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, 29(7) :1125–1148, 2006.
- [Pal10] A. Pal. Localization algorithms in wireless sensor networks : Current approaches and future challenges. *Network Protocols and Algorithms*, 2(1) :45–73, 2010.
- [PFT06] S. Panichpapiboon, G. Ferrari, and O.K. Tonguz. Optimal transmit power in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 5(10) :1432–1447, Oct. 2006.
- [PHL⁺11] J. Poutanen, K. Haneda, Lingfeng Liu, C. Oestges, F. Tufvesson, and P. Vainikainen. Parameterization of the cost 2100 mimo channel model in indoor scenarios. In *Proc. 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 3606–3610, Apr. 2011.
- [PKF⁺08] D. Piazza, N.J. Kirsch, A. Forenza, R.W. Heath, and K.R. Dandekar. Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for mimo systems. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 51(3) :869–881, Mar. 2008.
- [PPT08] C. Papamantou, F. Preparata, and R. Tamassia. Algorithms for location estimation based on rssi sampling. *Algorithmic Aspects of Wireless Sensor Networks*, pages 72–86, 2008.
- [Pra09] N. Prayongpun. *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*. PhD thesis, UJF-Grenoble I, 2009.
- [Pro00] J.G. Proakis. *Digital communications*, volume 3rd ed. McGraw-hill, 2000.
- [Pro02] Codeblue :wireless sensors for medical care <http://fiji.eecs.harvard.edu/CodeBlue>, 2002.

- [QOHDD10] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker. A polarized clustered channel model for indoor multiantenna systems at 3.6 ghz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(8) :3685–3693, Oct. 2010.
- [RFTL98] F. Rashid-Farrokhi, L. Tassiulas, and K.J.R. Liu. Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays. *IEEE Transactions on Communications*, 46(10) :1313–1324, Oct. 1998.
- [RSM⁺09] G. Retz, H. Shanan, K. Mulvaney, S. O’mahony, M. Chanca, P. Crowley, C. Billon, M. Khan, J. Lopez Orive, and P. Quinlan. Radio transceivers for wireless personal area networks using ieee 802.15.4. *IEEE Communications Magazine*, 47(9) :150–158, Sept. 2009.
- [RV09] J. Ren and R.G. Vaughan. Spaced antenna design in directional scenarios using the von mises distribution. In *70th Vehicular Technology Conference(VTC’09)*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [RZ⁺09] K. Raoof, H. Zhou, et al. *Advanced mimo systems*. Scientific Research Publishing, 2009.
- [SAS01] C. Schurgers, O. Aberthorne, and M.B. Srivastava. Modulation scaling for energy aware communication systems. In *International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 96–99, 2001.
- [SB04] M. Schubert and H. Boche. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual sinr constraints. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 53(1) :18–28, Jan. 2004.
- [SC01] Amit Sinha and Anantha Chandrakasan. Dynamic power management in wireless sensor networks. *IEEE Des. Test*, 18(2) :62–74, Mar. 2001.
- [SCI⁺01] Eugene Shih, Seong-Hwan Cho, Nathan Ickes, Rex Min, Amit Sinha, Alice Wang, and Anantha Chandrakasan. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks. In *Proc. MO-BICOM*, pages 272–287, 2001.
- [SDTL10] Kannan Srinivasan, Prabal Dutta, Arsalan Tavakoli, and Philip Levis. An empirical study of low-power wireless. *ACM Trans. Sen. Netw.*, 6(2) :1–49, 2010.
- [SGB04] C. Shuguang, A.J. Goldsmith, and A. Bahai. Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, 22(6) :1089–1098, Aug. 2004.
- [SI08] A.I. Sulyman and M. Ibnkahla. Performance of mimo systems with antenna selection over nonlinear fading channels. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2(2) :159–170, Apr. 2008.

- [SL01] I. Stojmenovic and X. Lin. Power-aware localized routing in wireless networks. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, 12(11) :1122–1133, Nov. 2001.
- [SMB01] M. Steinbauer, A.F. Molisch, and E. Bonek. The double-directional radio channel. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(4) :51–63, Aug. 2001.
- [SN04] S. Sanayei and A. Nosratinia. Antenna selection in mimo systems. *IEEE Communications Magazine*, 42(10) :68–73, Oct. 2004.
- [SP09] M.I. Simić and P.V. Pejović. A probabilistic approach to determine mobile station location with application in cellular networks. *Annals of Telecommunications*, 64(9) :639–649, 2009.
- [SRS07] R. Srinath, A.V. Reddy, and R. Srinivasan. Ac : Cluster based secure routing protocol for wsn. In *Third International Conference on Networking and Services (ICNS)*, page 45, Jun. 2007.
- [Sva02] T. Svantesson. A double-bounce channel model for multi-polarized mimo systems. In *Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC 2002-Fall)*, volume 2, pages 691–695, 2002.
- [Unimo] Largest tiny network yet, 2001, <http://webs.cs.berkeley.edu/800demo/>.
- [VVB88] B.D. Van Veen and K.M. Buckley. Beamforming : A versatile approach to spatial filtering. *IEEE ASSP Magazine*, 5(2) :4–24, 1988.
- [WHG⁺10] C. Wang, X. Hong, X. Ge, X. Cheng, and G. Zhang. Cooperative mimo channel models : A survey. *IEEE Communications Magazine*, 48(2) :80–87, Feb. 2010.
- [Win87] J. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5) :871–878, Jun. 1987.
- [WW02] BJ Wysocki and TA Wysocki. Modified walsh-hadamard sequences for ds cdma wireless systems. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 16(8) :589–602, 2002.
- [WYL⁺01] Kyungtae Woo, Chansu Yu, Dongman Lee, Hee Yong Youn, and B. Lee. Non-blocking, localized routing algorithm for balanced energy consumption in mobile ad hoc networks. In *Proc. Modeling, Analysis and Simulation of Computer and Telecommunication Systems*, pages 117–124, 2001.
- [XHE01] Ya Xu, John S. Heidemann, and Deborah Estrin. Geography-informed energy conservation for ad hoc routing. In *MOBICOM*, pages 70–84, 2001.

- [XWWG08] Zhibin Xie, Jinkuan Wang, Yun Wang, and Jing Gao. Effective antenna selection in mimo systems under spatial correlated fading. In *Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on*, pages 1743–1747, Jun. 2008.
- [XZZ06] Zhengrong Xiao, Zhijiang Zhang, and Fan Zhang. Study of antenna selection scheme in mimo systems. In *IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks*, pages 1–5, Nov. 2006.
- [YF04] O. Younis and S. Fahmy. Distributed clustering in ad-hoc sensor networks : a hybrid, energy-efficient approach. In *23rd Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM)*, volume 1, pages 4 vol. (xxxv+2866), Mar. 2004.
- [YHC06] Yong Yuan, Zhihai He, and Min Chen. Virtual mimo-based cross-layer design for wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(3) :856–864, May 2006.
- [YSZ07] Chau Yuen, Sumei Sun, and Jian-Kang Zhang. Comparative study of svd and qrs in closed-loop beamforming systems. In *Military Communications Conference, 2007. MILCOM 2007. IEEE*, pages 1–4, Oct. 2007.
- [ZBR10] R. Zayani, R. Bouallegue, and D. Roviras. Crossover neural network pre-distorter for the compensation of crosstalk and nonlinearity in mimo ofdm systems. In *2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 966–970. IEEE, 2010.
- [ZGF10] Yi Zuo, Qiang Gao, and Li Fei. Energy optimization of wireless sensor networks through cooperative mimo with data aggregation. In *IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1602–1607, Sept. 2010.
- [ZT03] L. Zheng and D. Tse. Diversity and multiplexing : a fundamental trade-off in multiple-antenna channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(5) :1073–1096, May 2003.