

Université du Québec
Institut national de la recherche scientifique
Centre Énergie Matériaux et Télécommunications

**TECHNIQUES AVANCÉES DE FORMATION DE VOIE COLLABORATIVE
DISTRIBUÉE ET ROBUSTE POUR LES NOUVELLES APPLICATIONS
DES FUTURS RÉSEAUX SANS FIL 5G+/6G ET DE L'IDO**

Par

Oussama Ben Smida

Thèse présentée pour l'obtention du grade de
Doctorat en philosophie, Ph.D.
en Télécommunications

Jury d'évaluation

Examineur externe	Prof. Soumaya Cherkaoui Polytechnique Montréal
Examineur externe	Prof. Abdellah Chehri Royal Military College of Canada
Examineur interne	Prof. Tarek Djerafi INRS-EMT
Directeur de recherche	Prof. Sofène Affes INRS-EMT

À mes parents
À ma soeur
À mon neveu

REMERCIEMENTS

Ce travail a été élaboré au sein de l'équipe Wireless Lab <www.wirelesslab.ca> du Centre Énergie, Matériaux et Télécommunications de l'Institut National de la Recherche Scientifique.

Je tiens à remercier toute personne qui a contribué de proche ou de loin à l'élaboration et au succès de ce travail.

Tout d'abord, je remercie mon directeur de recherche le Professeur Sofiène Affes qui m'a donné cette opportunité en premier lieu pour intégrer l'équipe Wireless Lab et qui m'a offert un environnement propice avec ses riches conseils et sa présence permanente afin d'assurer l'accomplissement de mes travaux de recherche.

Mes remerciements vont également aux membres de l'équipe Wireless Lab et particulièrement à Souheib et Maha.

Je remercie énormément mes parents et ma soeur qui n'ont jamais arrêté de me soutenir et m'encourager à distance.

Je suis aussi reconnaissant aux membres du Jury pour le temps et l'attention qu'ils ont portés à ce mémoire.

Finalement, je suis redevable à toute personne qui a contribué à ce travail par sa simple présence ou ses connaissances.

RÉSUMÉ

Les réseaux de capteurs sans fil (WSN) qui sont une technologie prometteuse qui a gagné en popularité ces dernières années. Le coût abordable et la flexibilité de déploiement des WSNs permettent de nouvelles applications. Cependant, la nature distribuée des WSNs présente des défis pour la conception de la communication en raison de la courte portée de transmission des nœuds de capteur individuels. Une solution à ce problème est d'utiliser la formation de voie collaborative (CB) pour transmettre les données dans les WSNs. CB est efficace pour transmettre des données à longue distance tout en répartissant la consommation d'énergie sur un groupe de nœuds de capteur. CB est une technique importante pour améliorer les performances de la communication et de la couverture dans les réseaux sans fil. Cependant, les défis existent dans l'emplacement des terminaux pour maximiser les performances de CB.

Une nouvelle solution de formation de voie collaborative est proposée pour assurer une communication à un ou plusieurs sauts d'une source à un récepteur via un réseau sans fil formé de K terminaux, en fonction des caractéristiques des erreurs d'estimation du canal dans les environnements monochromatiques (ligne de mire), bichromatique ou polychromatiques (en présence de diffuseurs et réflecteurs). On suppose que tous les terminaux, équipés d'une seule antenne isotrope, sont répartis de manière indépendante et uniforme sur un disque situé dans le même plan contenant à la fois la source et le récepteur dans un premier temps puis on considère un réseau de capteurs sans fils à disposition connue et déterministe (un réseau rectangulaire ou carré par exemple). La ligne de mire (LoS) et les phénomènes multi-voies sont pris en compte, respectivement dans les scénarios monochromatique, bichromatique et polychromatique, où les poids sont conçus pour maintenir la puissance désirée égale à l'unité tout en minimisant le bruit. Une solution analytique est dérivée en utilisant le CB robuste dans le cas monochromatique (RM-DCB) alors qu'une expression asymptotique des poids est présentée dans le CB robuste dans le cas polychromatique (RP-DCB) qui assure des performances quasi-optimales. Nous exploitons la loi des grands nombres en fonction de K afin d'assurer l'implémentation distribuée. Les performances résultantes de notre algorithme dans les scénarios testés sont validées par des simulations à des valeurs pratiques des différents paramètres d'intérêt pour prouver la robustesse et l'efficacité de la solution proposée.

On présente aussi nos contributions dans le projet d'évaluation des candidats de la technologie d'interface radio et de l'ensemble de RITSs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 dans le cadre des mandats CEG et ISED, ce qui a été l'objet de plusieurs publications. Étant une des rares équipes de recherche qui ont contribué à ce projet au Canada, on a non seulement évalué les différents candidats proposés mais on propose aussi de nouvelles techniques qui permettent de simplifier la complexité des simulations qui pouvaient prendre des semaines, voir des mois à cause de la mémoire que prennent les communications machine-to-machine (D2D).

Mots-clés Formation de faisceau collaboratif (CB); Formation de faisceau distribué (DCB); Formation de faisceau robuste (RDCB); Réseau de capteurs sans fil (WSN); WSN déterministe ou aléatoire; Positions des terminaux; Grilles carrées et rectangulaires; Écart angulaire faible à modéré à élevé; Perturbation du canal; Erreurs d'estimation du canal; Synchronisation; Localisation; Direction d'arrivée (DoA); Prédiction de canal; 5G; ETSI/DECT; Évaluation des standards; Densité de connexion (mMTC); Fiabilité (URLLC); D2D.

ABSTRACT

Wireless Sensor Networks (WSNs) are a promising technology that has gained popularity in recent years. The affordable cost and deployment flexibility of WSNs allow for new applications. However, the distributed nature of WSNs presents challenges for communication design due to the short transmission range of individual sensor nodes. One solution to this problem is to use Collaborative Beamforming (CB) to transmit data in WSNs. CB is effective in transmitting data over long distances while distributing energy consumption across a group of sensor nodes. CB is an important technique to improve communication and coverage performance in wireless networks. However, there are challenges in terminal placement to maximize CB performance.

A new CB solution is proposed to ensure the communication through one or more hops from a source to a receiver via a WSN formed of K terminals, based on the channel estimation error characteristics in monochromatic (line of sight), bi-chromatic or poly-chromatic environments (in the presence of scatterers and reflectors). It is assumed that all terminals, equipped with a single isotropic antenna, are independently and uniformly distributed over a disk located in the same plane containing both the source and the receiver in the first instance, then a known and deterministic WSN is considered (such as a rectangular or square network). Line of sight (LoS) and multi-path phenomena are taken into account, respectively in monochromatic, bichromatic and polychromatic scenarios, where weights are designed to maintain desired power equal to unity while minimizing noise. A closed-form solution is derived using robust CB in monochromatic scenario (RM-DCB) while an asymptotic expression of the weights is presented in robust CB in poly-chromatic scenario (RP-DCB) which ensures quasi-optimal performance. We leverage the law of large numbers based on K to ensure distributed implementation. The resulting performance of our algorithm in tested scenarios is validated by simulations with practical values of the different parameters of interest to prove the robustness and efficiency of the proposed solution.

We also present our contributions in the evaluation project of radio interface technology (RITs) and SRITs candidates to the new ITU-R WP 5D IMT-2020 standards within the CEG and ISED mandates, which has been the subject of several publications. Being one of the few research teams that have contributed to this project in Canada, we not only evaluated the different proposed candidates but also proposed new techniques that simplify the complexity of simulations that could take weeks or even months due to machine-to-machine communications (D2D) high computational demand.

Keywords Collaborative beamforming (CB); Distributed CB (DCB); robust DCB (RDCB); Wireless sensor network (WSN); Deterministic or random WSN; Nodes positions; Square and rectangular grids; low to moderate to high angular spread; Channel mismatch; Channel estimation errors; Synchronization; Localization; Direction-of-arrival (DoA); Channel prediction; 5G; ETSI/DECT; Technology evaluation; Connection density (mMTC); Reliability (URLLC); D2D;

Table des matières

REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vii
ABSTRACT	ix
Table des matières	xi
Liste des figures	xv
Liste des tableaux	xvii
Liste des abréviations	xix
Introduction Générale	1
1 La Formation de Voies Collaborative : Concept, Applications et Défis	5
1.1 Réseau de Capteurs sans Fil: Définition and Tâches	7
1.1.1 Communication Multi-Sauts	9
1.1.2 Transmission Cohérente	9
1.2 Présentation de la Formation de Voie Collaborative, Robuste et Distribuée	11
1.2.1 Principe la Formation de Voie et ses Limites dans les Systèmes sans Fil	11
1.2.2 Les Aspects Robuste et Distribuée de la Formation de Voie	12
1.2.3 Méthodes d'Évaluation	13
1.3 Structure de la Thèse et Contributions	15
2 Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative pour les Réseaux de Capteurs sans Fil avec des Problèmes d'Estimation du Canal	17
2.1 Résumé	17
2.2 Modèle du Système	18
2.3 Techniques RDCB Proposées	22
2.3.1 Environnements Monochromatiques (i.e. sans Diffusion)	22
2.3.2 Milieux Polychromatiques (i.e. avec Diffusion)	26
2.4 Analyse Théorique des Performances des Gains	31
2.5 Résultats de l'Évaluation Numérique	35
2.6 Conclusion	41
2.7 Appendix	43

3	Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative à Deux Sauts pour les Réseaux de Capteurs sans Fil avec Erreurs d'Estimation des Canaux	47
3.1	Résumé	47
3.2	Modèle de Système à Deux Sauts	48
3.3	Techniques RDCB Proposées	52
3.3.1	Environnements Monochromatiques-Monochromatiques (C'est-à-dire sans Diffusion)	54
3.3.2	Environnements Polychromatique (Canal Arrière) - Monochromatique (Canal Avant)	59
3.3.3	Environnements Monochromatiques (Canal Arrière) - Polychromatiques (Canal Avant)	62
3.3.4	Environnements Polychromatiques (Canal Arrière) - Polychromatiques (Canal Avant)	64
3.3.5	Environnements Bichromatique (Canal Arrière) - Monochromatique (Canal Avant)	66
3.3.6	Environnements Monochromatique (Canal Arrière) - Bichromatique (Canal Avant)	68
3.3.7	Environnements Bichromatique ou Polychromatique (Canal Arrière) - Bichromatique ou Polychromatique (Canal Avant)	69
3.4	Analyse des Performances	69
3.5	Résultats d'Évaluation Numérique	74
3.6	Conclusion	81
4	Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative pour des WSNs Nominale Carrés ou Rectangulaires dans des Environnements Légèrement à Modérément Dispersés	83
4.1	Résumé	83
4.2	Modèle du Système	85
4.3	Techniques RDCB Proposées	89
4.3.1	Propagation Monochromatique (LoS)	89
4.3.2	Propagation Bichromatique (NLoS)	91
4.4	Résultats d'Évaluation Numérique	94
4.5	Analyse de la Grille Hexagonale	97
4.5.1	Scénario Monochromatique	97
4.5.2	Scénario pratique d'implémentation sujette à des erreurs de localisation	98
4.6	Conclusions	99
5	Autres contributions durant cette thèse	101
5.1	Évaluation des candidats de la technologie d'interface radio (RIT) et de l'ensemble de RITs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 (5G) dans le cadre des mandats CEG ¹ et ISED ²	102
5.1.1	Introduction	102
5.1.2	Processus de Simulation	103
5.2	Contributions de mentorat	119
5.2.1	Amélioration de l'Efficacité Énergétique des Futurs Réseaux Sans Fil Hétérogènes par Partition de Graphes	119

1. Canadian Evaluation Group

2. Innovation, Science, and Economic Development Canada

5.2.2	Schémas d’Habilitation pour la Virtualisation de l’Accès sans Fil 5G (5G-WAVES)	120
5.2.3	Formation de Voie MIMO Massive Robuste Contre le Vieillessement des Canaux et la Mobilité des Usagers	121
5.2.4	Autres Implications et Tutorat	121
6	Conclusion et Directions Futures	123
6.1	Contributions de Recherche	123
6.1.1	Travaux Futurs	124
6.2	Liste des Publications	125
6.2.1	Rapports Techniques	125
6.2.2	Articles Journal Soumis/Acceptés	126
6.2.3	Articles de Conférence Soumis/Acceptés	126
	Références	129

Liste des figures

2.1	Modèle du système en présence de diffuseurs.	18
2.2	ASNR du M-RDCB proposé dans des environnements monochromatiques dans les cas suivants : (a) option 1, et (b) option 2.	36
2.3	Gains en ASNR du M-RDCB proposé contre le M-DCB dans des environnements monochromatiques sous : (a) option 1, et (b) option 2.	38
2.4	Gains en ASNR du M-RDCB proposé contre le M-DCB dans des environnements monochromatiques sous : (a) option 1, et (b) option 2.	39
2.5	Gains en ASNR du P-RDCB proposé contre le P-DCB dans des environnements polychromatiques - Partie 2.	40
2.6	Gains en ASNR du P-RDCB proposé contre le P-DCB dans des environnements polychromatiques - Partie 3.	42
3.1	Modèle du système.	53
3.2	AVBP optimal monochromatique-monochromatique avec des erreurs de localisation où $\sigma_r = 0.1$, $\sigma_\psi = 0.2$, and $K = 32$	71
3.3	Bichromatic-bichromatic optimal AVBP and with errors where $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.02$, $\sigma_\psi = 0.05$ et $K = 32$	73
3.4	AVBP optimale polychromatique-polychromatique avec des erreurs de localisation où $\sigma_r = 0.02$, $\sigma_\alpha = 0.02$, $\sigma_\psi = 0.05$ et $K = 100$	73
3.5	ASNR et ASNR du MM-RDCB proposé dans les environnements monochromatiques-monochromatiques pour $K = 4, 64$	74
3.6	Gains d'ASNR du MM-RDCB proposé dans des environnements monochromatiques-monochromatiques par rapport au MM-DCB pour $K = 4, 64$	75
3.7	ASNR et ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques en fonction de K pour deux scénarios: (1) $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.02$ et $\sigma_\psi = 0.1$, (2) $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.04$ et $\sigma_\psi = 0.14$	76
3.8	ASNR et ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques pour $K = 1000$ vs. (a) σ_r , (b) σ_α , et (c) σ_ψ	76
3.9	Gains en ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques pour $K = 100$ and $\sigma_\theta = 0.08$ par rapport au BB-DCB	77
3.10	ASNR et ASNR du PP-RDCB proposé dans des environnements polychromatiques-polychromatiques pour $K = 100$ vs. (a) σ_r , (b) σ_α , et (c) σ_ψ	79
3.11	Gains en ASNR et ASNR du PP-RDCB proposé dans des environnements polychromatiques-polychromatiques par rapport à son PP-DCB pour $K=100$	80

4.1	ASNR et ASANR du M-RDCB proposé en fonction de l'écart type des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements monochromatiques-monochromatiques pour $K = 64, 256, 1024$	94
4.2	Gain en ASANR du M-RDCB proposé par rapport à son M-DCB en fonction des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements monochromatiques pour $K = 4, 64, 900$	95
4.3	ASNR et ASANR du B-RDCB proposé en fonction des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements bichromatiques pour $K = 4, 64, 900$ et $\sigma_\theta = 0.1$	95
4.4	Gain en ASANR du B-RDCB proposé par rapport à son B-DCB en fonction des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements bichromatiques pour $K = 16, 100, 900$ et $\sigma_\theta = 0.1$	96
5.1	Topologie du réseau maillé [1].	107
5.2	Processus de sélection des UEs dans le relayage D2D.	110
5.3	Le professeur Sofiène Affès de l'INRS et ses deux étudiants Oussama Ben Smida et Souheib Ben Amor (2e à 4e à partir de la droite), accompagnés de Venkatesh Sampath d'Ericsson Canada (à droite) et de Serge Bertuzzo de Bell Canada (à gauche), lors de la réunion de l'ITU à Genève en février 2020.. [2]	116
5.4	Prochaines étapes pour le développement des recommandation de l'interface radio IMT-2020 [3]	116
5.5	PER versus SNR (SISO).	118

Liste des tableaux

3.1	Environment case scenarios.	48
5.1	5ème centile de l'efficacité spectrale de l'utilisateur	105
5.2	Efficacité spectrale moyenne	105
5.3	Débits de données des canaux de trafic normalisés par la largeur de bande.	106
5.4	Paramètres d'évaluation pour les scénarios UMi-street canyon et UMa.	108
5.5	Configuration et hypothèses du scénario Urban Macro-mMTC.	109
5.6	Configuration et hypothèses du scénario Urban Macro-URLLC (Downlink case). . .	111
5.7	Technologies couvertes par CEG pour WP 5D	112
5.8	Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie 3GPP NR RIT	114
5.9	Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie 3GPP SRIT technology	115
5.10	Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie ETSI-DECT SRIT technology	115
5.11	Approche de simulation pour le scénario mMTC selon les directives ITU M.2412 et DECT.	117
5.12	Urban Macro-URLLC (Configuration A – Channel Model A) - FDD.	118
5.13	Urban Macro-mMTC (Canyon street D2D channel model).	118

Liste des abréviations

3GPP	3 rd Generation Partnership Project
AoA	Angle of Arrival
AoD	Angle of Departure
AIC	Akaike Information Criterion
BS	Base Station
BER	Bit Error Rate
CA	Collaborative Beamforming
CDF	Cumulative Distribution Function
CEG	Canadian Evaluation Group
CFO	Carrier Frequency Offset
CNN	Conventional Neural Network
CSI	Channel State Information
DL	Downlink
DML	Multimodel Learning
DOA	Direction of Arrival
FDD	Frequency Division Duplex
DECT	Digital European cordless telecommunications
DOA	Direction of Arrival
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
iid	Independent and identically distributed
IMT	International Mobile Telecommunications
ITU	International Telecommunication Union
LoS	Line of Sight
LS	Least Squares
LLN	Law of Large Numbers
MDL	Minimum Description Length
MIMO	Multiple Input Multiple Output
mMIMO	Massive Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MU	Multi-User
NLoS	Non-Line-of-Sight
N/S	Not Specified
PDF	Probability Density Function
RM-DCB	Robust Monochromatic Distributed Collaborative Beamforming
RB-DCB	Robust Bichromatic Distributed Collaborative Beamforming
RP-DCB	Robust Polychromatic Distributed Collaborative Beamforming

RIT	Radio Interface Technology
RMSE	Root Mean Square Error
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
WP 5D	Working Party 5D
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
UE	User Equipment
UL	Uplink
ZF	Zero Forcing
WSN	Wireless Sensor Network

Introduction Générale

Les réseaux de capteurs sans fil (WSN) sont une technologie prometteuse qui a attiré une attention considérable de la recherche ces dernières années [4, 5]. Le faible coût des nœuds de capteur et le déploiement flexible des WSNs permettent de nouvelles applications qui étaient coûteuses ou irréalisables dans le passé [6]. De plus, contrairement aux capteurs traditionnels, les nœuds de capteurs sans fil modernes ont des capacités de détection, de traitement et de transmission sans fil, et peuvent donc effectuer plus que simplement la fonction de détection de l'environnement [7]. Les données brutes peuvent être pré-traitées, compressées ou fusionnées au niveau des nœuds de capteur ou d'un point central avant d'être transmises à la destination [8] et ainsi, la consommation d'énergie de transmission et le temps de réponse du système peuvent être réduits. Le faible coût des nœuds de capteurs et leur capacité à se configurer eux-mêmes permettent un déploiement dense qui peut augmenter la précision des données collectées et augmenter la tolérance aux pannes [9].

Cependant, la nature distribuée des WSN avec les ressources limitées disponibles sur les nœuds de capteur introduisent de nouveaux défis pour la conception du système de communication. Les schémas de communication existants ne sont pas spécifiquement conçus pour répondre aux exigences des WSNs ou prendre en compte leurs contraintes et ne peuvent pas être directement appliqués aux WSNs [10]. Une contrainte majeure des WSNs est la courte portée de transmission des nœuds de capteur individuels résultant de leur énergie limitée et de leur simplicité matérielle.

Une solution à ce problème consiste à appliquer la formation de voie collaborative (CB) dans le contexte des WSNs pour obtenir une transmission directionnelle et répartir la consommation d'énergie sur un groupe de nœuds de capteur. Comme chaque nœud de capteur est équipé d'une antenne omnidirectionnelle unique, ils coordonnent leurs transmissions et agissent de manière collaborative en tant que réseau d'antennes. Étant donné que les nœuds de capteurs sont en mesure

de partager les données et de synchroniser leur phase et fréquence de porteuse, les données peuvent être transmises de manière cohérente.

La CB pour la communication de données dans les WSNs a suscité un grand intérêt. C'est une technique efficace pour exploiter les nœuds source à faible consommation d'énergie distribués et réaliser des transmissions à longue distance vers des stations de base (BS) éloignés. Il est également évolutif et peut être appliqué à des WSNs de très grande échelle efficacement. L'effet du nombre de nœuds capteurs sur les performances de CB est totalement différent que le cas de la transmission multi-saut. Alors, dans ce dernier cas, augmenter le nombre de nœuds capteurs introduit plus de problèmes dans la conception [11]. Augmenter le nombre de nœuds de capteur améliore les performances de la CB, où le motif de faisceau d'échantillons se rapproche du motif de faisceau moyen, et la consommation d'énergie se répand sur plus de nœuds capteurs [12].

Le CB est un moyen important d'augmenter la capacité des réseaux sans fil et d'améliorer la couverture de transmission. Elle est basée sur l'utilisation de plusieurs terminaux pour transmettre un signal source à un récepteur en multipliant le signal reçu avec des poids sélectionnés de manière optimale. Le CB a été largement étudié pour son fort potentiel, avec des travaux visant à améliorer le beampattern, l'efficacité énergétique et le temps de collaboration. Cependant, l'emplacement des terminaux n'est généralement pas connu avec précision et les erreurs de synchronisation peuvent être générées. Pour garantir la robustesse du système, il est important de choisir soigneusement les coefficients de la formation de voie. La plupart des travaux dans la littérature n'ont pas pris en compte les effets de diffusion, ce qui peut dégrader les performances dans les applications réelles. Les techniques proposées de formation de voie collaborative robuste et distribué (RDCB) prennent en compte les effets de diffusion et les erreurs d'estimation des paramètres caractéristiques du canal.

Plusieurs travaux dans la littérature se sont intéressés par le CB. Par exemple, [13] propose une nouvelle technique de CB pour améliorer l'efficacité énergétique et rendre la collaboration plus efficace. Plusieurs travaux [14-18, 18-42, 42-59, 59-64, 64-70, 70-75] ont proposé des solutions robustes et d'autres ont proposé des solutions distribuées (mais pas dans le sens strict comme on le définit) [76-86]; deux aspects discutés dans ce qui suit. Plusieurs de travaux de recherche se sont intéressés par la formation de voie dans les technologies en utilisant des concepts émergents pour la mise en oeuvre de la 5G+/6G comme l'utilisation des surfaces reconfigurables intelligentes ainsi que l'IDO [60, 70, 87-91].

Lors de l'utilisation de CB, la position des terminaux n'est généralement pas connue, ce qui entraîne inévitablement une certaine incertitude. De plus, des erreurs de synchronisation peuvent survenir car chaque nœud est contrôlé par un oscillateur physique différent. Ces décalages peuvent être divisés en deux catégories. Dans le premier cas, chaque nœud indépendant ajuste sa phase initiale pour diriger le faisceau vers la destination. Cependant, la principale source d'erreur est la perte de phase due à la synchronisation et aux erreurs d'estimation. Dans le deuxième cas, les nœuds ne connaissent pas la direction de la destination et doivent déterminer leur position relative par rapport à une référence pour envoyer le faisceau dans la bonne direction. Cependant, cela peut entraîner des erreurs dans l'estimation de la localisation, car il n'est pas possible de déterminer la position exacte de chaque nœud.

Ainsi, lorsque nous utilisons les techniques CB dans un réseau sans fil qui ne connaît pas suffisamment tous ses paramètres, les poids du beamforming sont calculés par chaque nœud avec les informations limitées disponibles, ce qui justifie l'utilisation de techniques CB distribuées telles que décrites dans [92] et [93]. La plupart des études dans la littérature ne prennent pas en compte l'effet de dispersion, qui est pourtant très important dans les applications réelles. En pratique, la présence de réflexions et de diffusions est inévitable et le signal est dispersé en différents rayons pour former un canal polychromatique [94], [95]. La nouvelle technique RDCB proposée prend en compte les effets de diffusion et toutes les perturbations dans l'estimation des paramètres caractéristiques du canal.

Ce travail propose une nouvelle technique robuste pour compenser les erreurs d'estimation dans différents scénarios. Il est divisé en deux parties: l'analyse du système monochromatique (line of sight - LoS) et l'analyse du système bichromatique ou polychromatique (en tenant compte de l'effet de diffusion). Les erreurs de synchronisation, de localisation et l'effet de diffusion sont étudiés dans des réseaux de capteurs sans fil déterministes ou aléatoires.

En conséquence, cette thèse présente une solution robuste pour assurer une communication à un seul ou deux sauts entre une source et un récepteur à travers K capteurs indépendants qui forment un réseau sans fil. Plusieurs scénarios sont considérés, M-RDCB où la source envoie son signal aux terminaux sans prendre en compte la dispersion ou le pathloss, B-RDCB et P-RDCB où la dispersion est prise en compte. On cherche à maintenir la puissance désirée égale à l'unité tout en minimisant le bruit. Comme chaque terminal n'a pas toutes les informations nécessaires pour

calculer ses poids de beamforming, nous utilisons la loi des grands nombres (LLN) en exploitant les caractéristiques aléatoires des erreurs de synchronisation et d'estimation.

En plus de travailler sur des solutions RDCB, on s'intéresse à la configuration du WSN. En fait, les WSNs peuvent être déployés d'une façon aléatoire dans leur zone d'application comme ils peuvent aussi occuper des positions nominaleme nt prédéfinies selon des configurations spécifiques (rectangulaire, carrée ou hexagonale pour nommer quelques exemples). On détermine alors des solutions RDCB dans de tels environnements.

L'organisation du travail est décrite de la manière suivante. Au premier chapitre, nous présentons le contexte et les défis rencontrés lors que l'utilisation de la formation de voie collaborative dans un réseau de capteurs sans fils ainsi que nos diverses contributions. Aux chapitres 2, 3 et 4, nous proposons des solutions de la formation de voie collaborative robuste et distribuée dans différents environnements et pour plusieurs distributions de WSNs. Dans le chapitre 6, on discute les différentes contributions accomplies durant ma doctorat. On met l'accent sur nos contributions dans le projet d'évaluation des candidats de la technologie d'interface radio et de l'ensemble de RITSs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 dans le cadre des mandats CEG et ISED, ce qui a été l'objet de plusieurs publications dont un article aux IEEE International Conference on Communications (ICC'2023) où je suis le premier auteur. Je parle aussi de mes implications dans deux projets en collaboration avec l'industrie (Huawei) et mon expérience en tant que tuteur. Enfin, on termine par des conclusions et des directions à adopter dans de futurs travaux.

Chapitre 1

La Formation de Voies Collaborative : Concept, Applications et Défis

Tous les 10 ans, les communications sans fil connaissent un bouleversement technologique qui apporte de nouveaux cas d'utilisation et de nouvelles opportunités. La 1G a été marquée par l'introduction de télécommunications analogiques qui ne supportent que la voix. Au cours des années 90, la seconde génération a introduit des standards numériques permettant de nouveaux services tels que l'itinérance et le service de court message (SMS). En 2000, l'UIT a émis l'IMT-2000, qui est une définition coordonnée mondialement de la 3G couvrant des questions clés telles que l'utilisation du spectre de fréquence et les normes techniques. Cette génération a introduit pour la première fois la notion de téléphones intelligents et a proposé de nouveaux types d'applications telles que la navigation web et l'accès aux e-mails. Comme de nouveaux cas surgissent et deviennent plus gourmands en données, il y a eu un besoin de nouvelles technologies. La 4G, sous le nom d'IMT-Advanced, a été mise sur la table en 2010 et a apporté de nouveaux concepts tels que le "tout IP", des données multimédias (vidéo et musique) et un accès mobile à large bande plus rapide. Au cours de la dernière décennie, de nombreux efforts de recherche ont été entrepris pour préparer la prochaine génération de communications sans fil. La nouvelle génération, avec les premières recommandations prévues pour être publiées en 2021 sous le nom d'IMT-2020, promet une connexion beaucoup plus rapide, plus fiable et une densité de connexion plus élevée avec une latence plus faible. Ces caractéristiques dépendent de l'application. En effet, le 5G vise à fournir plus que des services à large bande améliorés et à inclure de nouveaux services. Le 5G repose sur trois piliers principaux. Le premier est l'accès

mobile à large bande amélioré (eMMB) permettant des connexions plus fiables et plus rapides par rapport à la technologie LTE existante.

L'utilisation de plusieurs relais dans les réseaux sans fil a été largement étudiée en raison de leur capacité à améliorer les performances de la communication sans fil [12, 96, 97]. Il est connu que les dégradations du canal, telles que la décoloration des trajets multiples, l'ombre, les pertes de signal et les interférences dépendantes de la distance, peuvent réduire la fiabilité et la vitesse de transmission de la communication. Parmi les différentes techniques de communication coopérative telles que l'amplification et l'avancement (AF) [98, 99], le décodage et l'avancement (DF) [92-94] et le codage-coopération-et-forward (CF) [97], AF est la plus attrayante en raison de sa simplicité relative pour la mise en œuvre. La DCB est une technique récente de communication coopérative qui utilise un réseau de répéteurs pour transmettre un signal de la source à la destination prévue lorsqu'il n'y a pas de liaison directe entre la source et la destination. Cette technique a récemment suscité un grand intérêt [92, 95, 98, 100]. Les études dans ce domaine se basent sur la disponibilité de l'information sur l'état du canal et sont généralement divisées en approches non robustes et robustes.

Les approches robustes peuvent être catégorisées dans les techniques worstcase et stochastiques dont l'utilisation dépend de l'erreur de canal modélisée dans le CSI. L'approche la plus défavorable suppose que l'erreur de canal soit délimitée dans une région d'incertitude prédéfinie et que le canal réel se situe à proximité d'un canal nominal [101-106]. Cependant, l'utilisation de la variation bornée de l'erreur de canal n'est pas efficace dans des scénarios réalistes lorsque l'incertitude du canal est soumise à des perturbations aléatoires. D'autre part, l'approche stochastique décrit l'incertitude du canal comme paramètre aléatoire. Cette approche se concentre sur l'optimisation de la performance moyenne en utilisant un cadre stochastique sans tenir compte du niveau d'erreur extrême. Ce dernier peut être utilisé lorsque les statistiques de l'erreur sont connues [107-112]. Dans [107], basé sur le théorème de limite centrale, nous avons proposé une méthode stochastique pour maintenir les contraintes SINR.

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de la formation de voie et les aspects robuste et distribué dans les communications sans fil ainsi que le principe de certains algorithmes de la littérature qui se sont intéressés à la même problématique.

1.1 Réseau de Capteurs sans Fil: Définition and Tâches

La technologie WSNs est une technologie pratique dont le nombre de ses applications est très varié. De plus, le coût du déploiement de réseaux à grande échelle diminue rapidement grâce aux progrès réalisés dans différents domaines de l'ingénierie [113]. Les WSNs sont constitués d'un nombre potentiellement important de capteurs déployés dans une zone d'intérêt et connectés les uns aux autres par des liaisons sans fil. Les capteurs sont capables de collecter des données dans leur environnement et de les communiquer à un point central pour traitement ultérieur ou prise de décision.

Les WSNs ont ouvert la porte à de nombreuses applications potentielles où différentes tâches peuvent être exécutées avec les données collectées, tels que le suivi d'objets, la classification, l'estimation des paramètres, etc [114]. Bien qu'il soit difficile d'énumérer toutes les applications des WSNs, certaines sont brièvement présentées ici :

- Applications environnementales : Les WSN sont utilisés pour détecter les catastrophes naturelles tels que les glissements de terrain, les incendies de forêt, les inondations ou les ouragans. Ils permettent également de surveiller divers paramètres tels que la température, la pression ou la qualité de l'air. [114].
- Applications industrielles : Différentes tâches doivent être exécutées dans les applications industrielles, telles que la surveillance, l'automatisation et la détection des défauts des équipements. [115].
- Applications militaires et de sécurité : Exemples d'applications militaires et de sécurité : détection des intrusions, vidéosurveillance, surveillance des frontières et sauvetage en cas d'incendie. [116].
- Applications dans le domaine de la santé : les systèmes de soins de santé utilisent des capteurs pour surveiller en temps réel les signes vitaux tels que la température, la respiration et la pression artérielle des patients et des personnes âgées [117].

Les facteurs de conception des WSNs comprennent :

- Évolutivité : La densité des capteurs varie en fonction de la quantité et de la qualité des mesures requises, du champ de phénomènes à surveiller et de la stratégie de déploiement.
- Efficacité énergétique : Les capteurs doivent fonctionner avec une faible consommation d'énergie pour prolonger la durée de vie de la batterie et, par la suite, la durée de vie globale du

WSN. [118]. Les protocoles et algorithmes tenant compte de la consommation d'énergie sont les exigences les plus importantes pour les WSNs.

- Déploiement : Le déploiement peut se faire de manière ad hoc ou en termes de placement un par un dans des endroits prédéterminés. Le déploiement ad hoc est utilisé lorsque Le WSN comporte un grand nombre de capteurs qui sont déployés en masse, par exemple en les laissant tomber d'un avion dans la zone à surveiller. Lorsque le WSN possède quelques capteurs dans un endroit facile d'accès, le placement un par un par un par un humain ou un robot peut être utilisé.
- Distribué : les WSNs sont des réseaux sans infrastructure où toutes les tâches de traitement et de communication sont distribuées. De plus, le traitement et la communication distribués sont adaptés aux ressources limitées et au matériel simple qui caractérisent ces capteurs.

L'utilisation des WSNs peut être classée en deux grandes catégories : structurée ou non structurée [4, 119]. Dans les WSNs structurés, les nœuds sont placés de manière planifiée, certains nœuds étant positionnés de manière stratégique pour améliorer la couverture. Le coût et la maintenance de ces nœuds sont moindres par rapport aux réseaux non structurés [4, 119]. Dans les WSNs non structurés, les nœuds sont placés de manière aléatoire et dense sur le terrain, sans disposition spécifique. Cela rend plus difficiles des tâches telles que la connectivité, la détection des pannes et la gestion du réseau. Les WSNs non structurés connaissent souvent des problèmes de connectivité et des défaillances en raison de leur placement aléatoire, et il est donc difficile d'assurer la connectivité du réseau et sa gestion efficace. Pour améliorer la connectivité dans les WSNs non structurés, on peut utiliser des nœuds mobiles. Les WSNs structurés conviennent aux applications multimédias qui nécessitent des capteurs peu coûteux équipés de caméras et de microphones. Les nœuds multimédias communiquent sur un canal sans fil pour collecter, traiter et compresser les données audio, vidéo et image. Ces nœuds de capteurs multimédias sont généralement disposés de manière planifiée afin d'assurer une couverture optimale.

Selon l'application, les terminaux d'un réseau distribué peuvent communiquer soit entre eux, soit avec un point d'accès dans le même réseau ou à une distance plus ou moins éloignée. Cependant, plus la distance entre les deux dispositifs en communication est grande, plus l'énergie consommée lors d'une transmission directe des données est importante. Dans les réseaux sans fil distribués, l'énergie est une ressource précieuse car les terminaux ont généralement de petites batteries qui s'épuisent rapidement et ne peuvent pas toujours être rechargées, en particulier pour les réseaux de

capteurs sans fil déployés dans des régions inaccessibles. Par conséquent, d'autres modes de communication non conventionnels doivent être envisagés pour les réseaux sans fil distribués, notamment la communication multi-saut et la formation de voies collaborative, qui sont deux formes distinctes de communication coopérative.

1.1.1 Communication Multi-Sauts

Afin d'économiser de l'énergie, les terminaux d'un réseau sans fil doivent limiter la portée de leur transmission pour communiquer avec leurs voisins les plus proches. La communication multi-saut utilise cette idée en transférant des données entre la source et la destination à travers plusieurs terminaux qui agissent comme des relais. Cependant, les algorithmes de routage pour définir le chemin le plus court entre la source et la destination sont complexes, nécessitent beaucoup de signalisation et peuvent épuiser les batteries des terminaux. De plus, la communication multi-saut crée des problèmes d'équité entre les terminaux situés près d'un point d'accès et ceux qui sont plus éloignés. Cela peut causer des interférences sévères et des retards de communication importants.

1.1.2 Transmission Cohérente

Un autre méthode de communication de données dans les réseaux de capteurs sans fil (WSNs) consiste à utiliser une transmission cohérente pour augmenter la portée de transmission et obtenir un gain directionnel. De plus, la transmission directionnelle augmente le débit dans les réseaux sans fil car elle réduit les interférences indésirables et permet un réemploi spatial [120]. Il est crucial de rapporter les avantages de la transmission directionnelle aux WSNs sans ajouter d'antennes supplémentaires aux nœuds de capteurs. Les nœuds de capteurs sont limités à une antenne omnidirectionnelle pour réduire la taille, la complexité matérielle et le coût. Le déploiement dense inhérent des nœuds de capteurs a été utilisé pour introduire la CB pour la communication de liaison montante à un BS/AP [12]. Particulièrement, les nœuds de capteurs sont organisés en grappes et les nœuds de capteurs d'une grappe agissent de manière collaborative en tant qu'antenne distribuée pour former un faisceau vers la direction du BS/AP souhaitée. Étant donné que les nœuds de capteurs sont distribués et fonctionnent en mode demi-duplex, la CB est effectuée en deux étapes. Au premier stade, les données provenant des nœuds source dans une grappe sont partagées avec tous les autres nœuds collaboratifs, tandis qu'au deuxième stade, ces données sont transmises par tous les nœuds

de capteurs simultanément et de manière cohérente. Au cours de ce dernier étape, les nœuds de capteurs ajustent la phase initiale de leurs porteurs de sorte que les signaux individuels provenant de différents nœuds de capteurs arrivent en phase et s'additionnent de manière constructive au niveau du BS/AP souhaité. De cette manière, la CB peut augmenter la couverture géographique des WSNs et peut donc également être considérée comme un schéma alternatif à la communication par relais multi-sauts.

De plus, par rapport à la communication par relais multi-sauts, la CB présente les avantages suivants.

- Pour CB, il n'y a pas de dépendance de la qualité de communication sur les nœuds individuels [90]. Ainsi, la liaison de communication est plus fiable que dans la méthode de communication à relais multi-sauts.
- CB répartit les consommations d'énergie sur un grand nombre de nœuds capteurs et équilibre la durée de vie des nœuds individuels [98]. Chaque nœud transmet alors avec moins de puissance que dans le cas de DT et, par conséquent, CB prolonge la durée de vie du réseau.
- CB permet de créer une liaison montante directe à une ou plusieurs BS/AP prévues. Ainsi, il réduit le délai de communication et la surcharge de données.
- CB obtient une connectivité supérieure à celle de la transmission omnidirectionnelle avec la même puissance de transmission [121].
- CB améliore le rapport signal sur bruit (SNR) à la BS/AP et étend la portée de transmission d'un groupe de nœuds capteurs. Par conséquent, il permet d'augmenter la capacité et la couverture de WSN.
- CB est scalable et le déploiement de plus de nœuds capteurs dans le réseau n'ajoute pas de complexité à la partie de communication.
- CB concentre la puissance de rayonnement dans une certaine direction et réduit les pertes de puissance dans d'autres directions. Cela aide à introduire des fonctionnalités de sécurité et de réduction d'interférences.

1.2 Présentation de la Formation de Voie Collaborative, Robuste et Distribuée

1.2.1 Principe la Formation de Voie et ses Limites dans les Systèmes sans Fil

La formation de voie est une technique de traitement du signal utilisée pour la transmission ou la réception directionnelle de signaux dans les réseaux de capteurs. Cela est accompli en combinant les éléments d'un réseau d'antennes à commande de phase de sorte que les signaux interfèrent de manière constructive dans certaines directions et de manière destructive dans d'autres directions. Le beamforming peut être utilisé à la fois à l'émetteur et au récepteur pour obtenir une sélectivité spatiale. L'amélioration par rapport à une transmission/réception omnidirectionnelle est appelée le gain (ou la perte) de transmission/réception.

La formation de voie peut être utilisée avec des ondes radio ou sonores et a de nombreuses applications dans les domaines du radar, du sonar, de la sismologie, des transmissions sans fil, de la radioastronomie, de l'acoustique et de la biomédecine. Le beamforming adaptatif est utilisé pour détecter et évaluer le signal utile en sortie d'un réseau de capteurs à l'aide d'un filtrage spatial optimal (par exemple, par moindres carrés) et de la réjection d'interférences.

Pour changer l'orientation du réseau d'émission, le modélisateur de faisceau contrôle la phase et l'amplitude relative du signal sur chaque élément du réseau d'émission, ce qui crée un motif d'interférences constructives et destructives dans le front d'onde. À la réception, les informations provenant de différents capteurs sont combinées de manière à mettre en évidence le signal attendu.

Par exemple, en sonar, pour envoyer une impulsion soudaine de son sous-marin en direction d'un navire éloigné, il n'est pas suffisant d'émettre cette impulsion simultanément à partir de tous les hydrophones du réseau, car le navire recevra d'abord l'impulsion provenant de l'hydrophone le plus proche, puis successivement celles provenant des hydrophones plus éloignés. La technique de beamforming consiste à envoyer l'impulsion depuis chaque hydrophone en décalant légèrement le temps (l'hydrophone le plus éloigné du navire en premier), de sorte que chaque impulsion touche le navire exactement en même temps, produisant ainsi le même effet qu'une impulsion puissante provenant d'un unique hydrophone. La même chose peut être réalisée dans l'air avec des haut-parleurs ou en radio et radar avec des antennes radio.

1.2.2 Les Aspects Robuste et Distribué de la Formation de Voie

Tout en ayant été introduit initialement pour la transmission à longue distance économique en énergie dans les réseaux de capteurs sans fil, alternativement, un groupe de nœuds de capteur peut utiliser le CB pour recevoir un signal depuis le BS/AP [122]. Dans les réseaux d'antennes, les motifs d'émission et de réception sont identiques pour le même réseau d'antennes en raison du principe de réciprocité [123]. En raison de la directivité du motif, la réception CB introduit un gain au signal reçu depuis la direction du lobe principal et supprime les autres signaux perturbateurs provenant d'autres directions. Les poids de la réception CB sont conçus pour maximiser les signaux SINR au récepteur. Cependant, les poids optimaux SINR dépendent de la CSI globale et des informations sur l'emplacement. Cependant, ces informations ne sont pas réalisables dans les réseaux de capteurs sans fil. En se basant sur le grand nombre de nœuds de capteur, une approximation des poids optimaux SINR dépendant uniquement de l'information locale à chaque nœud de capteur est proposée. En utilisant la réception CB pour la réception, la nature de diffusion du BS/AP est surmontée et un groupe de nœuds de capteur peut ignorer les transmissions multiples simultanées du BS/AP et ne recevoir que les signaux du BS/AP d'intérêt. L'implémentation de la réception et de la transmission CB dans les réseaux de capteurs sans fil permet à des groupes de nœuds de capteur de travailler en collaboration en tant que relais pour recevoir/transmettre des signaux depuis/vers différents BS/AP ou d'autres groupes.

La formation de voie à variance minimale, qui utilise un vecteur de poids qui maximise le rapport signal-à-interférence-plus-bruit (SINR), est souvent sensible à l'erreur d'estimation et à l'incertitude dans les paramètres, le vecteur de direction et la matrice de covariance. La formation de voie robuste tente d'atténuer systématiquement cette sensibilité en incorporant explicitement un modèle d'incertitude des données dans le problème d'optimisation [124].

Le CB est une forme de communication coopérative à l'aide d'un réseau de relais constitué de deux ou plusieurs nœuds transmettant le message d'un émetteur à un récepteur prévu lorsqu'il n'y a pas de lien direct entre eux ou le lien est tellement faible qu'il ne peut pas supporter la qualité minimale requise du service (QoS) [125], [126], [100], [127], [107], [128]. Cela peut améliorer la QoS quand les conditions du canal sont médiocres et la diversité de la coopération qui en résulte peut également générer des avantages en termes de portée et de débit accrus ou d'efficacité énergétique améliorée [126], [101]. Dans Les algorithmes généraux de DCB sont divisés en trois catégories: amplify-and-

forward (AF) [101], [102], [103], decode-and-forward [104], [102] et compress-and-forward [105], [106]. Le schéma AF est particulièrement intéressant et a été étudié en profondeur en raison de sa simplicité à la fois dans l'algorithme et dans les aspects de mise en œuvre. Dans ce travail, nous nous concentrerons sur l'AF.

À cause de leur petite taille, les capteurs d'un WSN disposent souvent d'une antenne unique et d'une alimentation par batterie qui induisent des contraintes en termes de consommation de puissance et de coûts de l'entête. De ce fait, nous proposons une solution distribuée dans le sens où elle minimise au maximum les échanges entre les noeuds à un point négligeable.

Finalement, la solution proposée doit être robuste de façon générale à toute forme d'imperfection d'implémentation ou d'écart de toute hypothèse adoptée dans nos dérivations des conditions réelles d'opération; idem, non seulement contre les disparités entre le canal réel et le modèle de canal adopté, mais aussi contre les erreurs d'estimation, de rétroaction ou de quantification sur les plateformes matérielles, les effets de délais de traitement et de rétroaction, toutes sortes de distortions pouvant être causées par des chaînes RF, etc. Étant impossible de couvrir toutes ces formes d'imperfection, nous nous limiterons dans cette thèse au cas de robustesse contre certaines formes de disparités de canal et de quelques erreurs d'estimation de paramètres de canaux.

1.2.3 Méthodes d'Évaluation

Pour évaluer les performances de nouvelles techniques d'estimation, nous pouvons utiliser différentes approches d'évaluation telles que :

Simulation de Niveau Composant (Component-Level)

Dans les simulations de niveau composant, l'évaluation se concentre principalement sur l'évaluation de la précision d'une technique d'estimation. Des métriques telles que l'erreur quadratique moyenne (MSE), l'erreur quadratique racine moyenne (RMSE) sont généralement utilisées pour évaluer les performances de précision par rapport à d'autres techniques de la littérature.

Simulation de Niveau Liaison (Link-Level)

À la simulation de niveau liaison, la technique d'estimation est intégrée à un émetteur-récepteur pour évaluer ses performances en termes de taux d'erreur binaire (BER), taux d'erreur de symbole (SER), taux d'erreur de trame (FER) et débit de liaison. Habituellement, les simulations de niveau liaison incluent des fonctionnalités telles que :

- codage de canal,
- haute ordre de modulation,
- modulation adaptative,
- systèmes multi-porteuses SISO, SIMO, MIMO,
- Etc.

La simulation de niveau liaison peut révéler des informations qui ne peuvent pas être observées au niveau composant. En effet, une amélioration de la précision ne garantit pas toujours une amélioration en termes de FER ou de débit de liaison.

Simulation de Niveau Système (System-Level)

La simulation de niveau système inclut des scénarios plus complexes qui incluent le déploiement d'une architecture de réseau spécifique avec plusieurs stations de base (BS) et stations mobiles (MT). Habituellement, la simulation de niveau système est utilisée pour évaluer les performances de :

- techniques d'annulation d'interférence,
- réseaux coopératifs,
- algorithmes de planification,
- Etc.

Il peut également être utilisé pour évaluer les performances des techniques d'estimation de canal. En effet, la sortie de la simulation de niveau liaison est directement fournie au simulateur de niveau système pour évaluer des métriques telles que le rendement spectral moyen et le rendement spectral de l'utilisateur de la 5^{ème} percentile.

1.3 Structure de la Thèse et Contributions

Cette thèse présente des solutions robustes pour assurer une communication à un seul ou deux sauts entre une source et une destination à travers K capteurs indépendants qui forment un réseau sans fil. Plusieurs scénarios sont considérés, M-RDCB (RDCB monochromatique) où la source envoie son signal aux terminaux sans prendre en compte la dispersion ou le pathloss, B-RDCB (RDCB bichromatique) et P-RDCB (RDCB polychromatique) où la dispersion est prise en compte. On cherche à maintenir la puissance désirée égale à l'unité tout en minimisant le bruit. Comme chaque terminal n'a pas toutes les informations nécessaires pour calculer ses poids de beamforming, nous utilisons la loi des grands nombres (LLN) en exploitant les caractéristiques aléatoires des erreurs de synchronisation et d'estimation. On commence par développer des solutions pour le premier hop puis on travaille sur le second en testant toutes les combinaisons possibles des solutions (MM-RDCB, BB-RDCB, PP-RDCB, MB-RDCB, MP-RDCB, BM-RDCB, BP-RDCB, PM-RDCB, and PB-RDCB).

En plus de travailler sur des solution RDCB, on s'intéresse à la configuration du WSN. En fait, les WSNs peuvent être déployés d'une façon aléatoire dans leur zone d'application comme ils peuvent aussi occuper des positions nominalement prédéfinies selon des configurations spécifiques (rectangulaire, carrée ou hexagonale pour nommer quelques exemples). On détermine alors des solutions RDCB dans de tels environnements.

On présente aussi d'autres contributions en liaison avec le projet d'évaluation des candidats de la technologie d'interface radio (RIT) et de l'ensemble de RITs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 (5G) dans le cadre des mandats CEG. Nous proposons une évaluation complète pour les candidats 3GPP et ETSI/DECT-2020 à l'IMT-2020. Concernant ETSI/DECT-2020, on analyse les cas d'utilisation des "communications massives de type machine" (mMTC) et des "communications à faible latence ultra-fiables" (URLLC). Afin de développer des simulateurs 5G au niveau des liaisons (link-level) et des systèmes (system-level), il est nécessaire d'identifier et de comprendre toutes les caractéristiques de la technologie DECT. Néanmoins, le scénario mMTC offre des communications D2D, ce qui rend l'analyse de la simulation extrêmement complexe. Nos contributions consiste au développement de techniques de relaxation de la complexité des simulations sans toucher aux performances de ETSI/DECT-2020.

L'organisation du travail est décrite de la manière suivante. Au premier chapitre, nous présentons le contexte et les défis rencontrés lors que l'utilisation du beamforming collaboratif dans un réseau de capteurs sans fils ainsi que nos diverses contributions. Aux chapitres 2, 3 et 4, nous proposons des solutions de beamforming collaboratif robuste et distribué dans différents environnements et pour plusieurs distributions de WSNs. Dans le chapitre 5, on discute les différentes contributions accomplies durant ma doctorat. On met l'accent sur nos contributions dans le projet d'évaluation des candidats de la technologie d'interface radio et de l'ensemble de RITSs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 dans le cadre des mandats CEG et ISED, ce qui a été l'objet de plusieurs publications dont un article aux IEEE International Conference on Communications (ICC'2023) où je suis le premier auteur et je parle de mes contibutions d'autres projets en collaboration avec l'industrie ainsi que mes implications autant que tuteur. Enfin, on termine par des conclusions et des directions à adopter dans de futurs travaux.

Dans ce qui suit, nous expliquons le modèle du système adopté ainsi que les hypothèses considérés pour le receive beamforming avec et sans l'effet de la diffusion. Par la suite on analysera le transmit beamforming pour généraliser le two-hops communication.

Chapitre 2

Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative pour les Réseaux de Capteurs sans Fil avec des Problèmes d'Estimation du Canal

2.1 Résumé

Nous proposons une nouvelle solution de formation de voie collaborative (CB) robuste (i.e., RCB) contre les erreurs d'estimation des paramètres du canal sur les transmissions à un saut à travers un réseau de capteurs sans fil (WSN) de K nœuds. La source envoie d'abord son signal au WSN. Ensuite, chaque nœud transmet son signal reçu après l'avoir multiplié par un poids de formation de voie correctement sélectionné. Ce dernier vise à minimiser la puissance du bruit reçu tout en maintenant la puissance désirée égale à l'unité. Ces poids dépendent de certains paramètres d'information sur l'état du canal (CSI). Ils doivent donc être estimés localement à chaque nœud ou lui être renvoyés, ce qui entraîne dans les deux cas des erreurs d'estimation ou des paramètres du canal ou d'erreurs de rétroaction susceptibles de nuire gravement à la performance du CB. En prenant en compte de la connectivité massive caractérisant les nouvelles technologies sans fil 5G et les futures technologies sans fil 5G+/6G et l'Internet des objets (IoT), nous développons des solutions

RCB alternatives qui s'adaptent à différents scénarios et environnements de propagation, à la fois aux signaux monochromatiques [c'est-à-dire à la ligne de vue (LoS)] et polychromatiques (c'est-à-dire fortement dispersés). En outre, contrairement aux techniques existantes, nos nouvelles solutions RCB sont distribuées (c.-à-d. DCB), c'est-à-dire qu'elles ne nécessitent aucun échange d'informations entre les nœuds, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale et énergétique des WSN. Les résultats de simulation confirment que les techniques DCB (RDCB) robustes proposées sont plus robustes en termes de rapport signal/bruit (SNR) obtenu contre les erreurs d'estimation de canal en comparaison avec les autres CB testés.

2.2 Modèle du Système

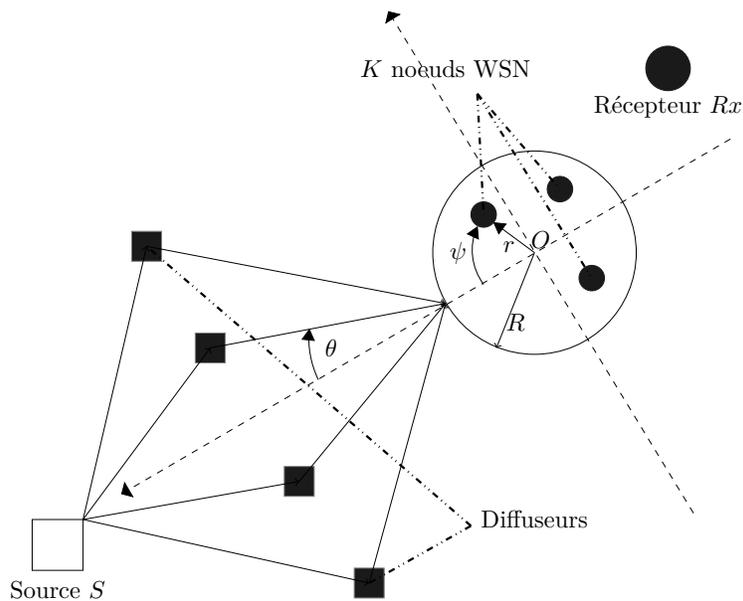


Figure 2.1 – Modèle du système en présence de diffuseurs.

Comme l'illustre la Fig. 2.1, le système qui nous intéresse consiste en un réseau de capteurs sans fil (WSN) composé de K nœuds équipés chacun d'une seule antenne isotrope et répartis uniformément et indépendamment sur $D(O, R)$, le disque dont le centre est à O et le rayon à R , un récepteur Rx , et une source S tous deux situés dans le même plan contenant $D(O, R)$. Nous supposons dans un premier temps que le nombre de diffuseur est négligeable (propagation en ligne de vue). Ensuite, on suppose qu'il n'y a pas de liaison directe entre la source et le récepteur en raison de l'atténuation élevée des pertes sur le trajet. La présence élevée de l'effet de diffusion qui est caractérisé par des rayons de même puissance avec des gains complexes $\alpha_l = \rho_l \exp(j\phi_l)$ pour $l \in \{1, 2, \dots, L\}$ ρ_l s sont

des amplitudes de même puissance $\mathbb{E}\{|\rho_l|^2\} = \frac{1}{L}$ et ϕ_{iS} sont uniformément distribuées sur $[-\pi, \pi]$ provenant des angles $\phi_S = \theta_l$ [108] ce qui décrit un canal polychromatique. On suppose que la source et la destination sont éloignées les uns des autres, à tel point que le placement du WSN à le champ lointain par rapport à l'un ou l'autre terminal devient indispensable pour relayer les données entre les deux. De plus, (A_S, ϕ_S) désigne les coordonnées polaires de la source et s son signal à bande étroite¹ de puissance unitaire. Sans perte de généralité, on suppose que S est à $\phi_S = 0$. Soit (r_k, ψ_k) , $[\mathbf{g}]_k$ et $[\mathbf{f}]_k$ les coordonnées polaires, le canal arrière et le canal avant du k ème nœud, respectivement. On suppose que $[\mathbf{f}]_k$ est une Gaussienne circulaire de moyenne nulle et de variance unitaire. Compte tenu du fait que le WSN est supposé être placé en champ lointain par rapport à la source S , nous avons besoin de vérifier que A_S est bien plus grand que les dimensions du WSN ($A_S \gg R$). Nous supposons également que tous les nœuds de capteurs subissent la même perte de chemin lors d'un saut en avant ou en arrière. Le modèle sous-jacent s'inscrit donc dans le cadre des réseaux phasés.

Comme les nœuds du WSN sont indépendants et complètement autonomes, nous considérons ici que le k -ième WSN ne connaît que ses coordonnées nominales (r_k, ψ_k) tout en étant conscient de ceux de tous les autres nœuds du réseau. Les seules données CSI qu'ils ont en commun sont les valeurs nominales de certains paramètres globaux caractérisant l'ensemble du WSN et son environnement. Certains paramètres globaux caractérisant l'ensemble du WSN et son environnement de propagation sont: connaissance du rayon R , la longueur d'onde λ , l'angle d'arrivée de la source S ϕ_S , les paramètres de diffusion α_l et θ_l dans un environnement polychromatique et les variances σ_g^2 , σ_f^2 , σ_r^2 , $\sigma_p s i^2$, et σ_α^2 les variance des erreurs d'estimation des paramètres caractérisant le canal. Sur la base de la connaissance parfaite ou imparfaite que chaque nœud WSN d'indice k a des paramètres ci-dessus, il peut reconstruire ses coefficients de canal en arrière comme suit

$$[\mathbf{g}]_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_s + \theta_l - \psi_k)}. \quad (2.1)$$

Il est à noter que lorsqu'il n'y a pas de diffusion (c'est-à-dire, $\theta_l = 0$), (2.1) se réduit à

$$\begin{aligned} [\mathbf{g}]_k &= e^{-j \theta_k} \\ &= e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_s - \psi_k)}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

1. Dans ce travail, nous supposons que l'inverse de la bande passante du signal est grande par rapport aux délais de tous les rayons. Pour cette raison, la notion de temps est ignorée lorsqu'on désigne le signal source.

Une communication à double saut est établie entre la source S et le récepteur Rx . Dans le premier intervalle de temps, la source envoie son signal s au WSN. Soit \mathbf{y} le vecteur de signal reçu au niveau des nœuds de capteurs, donné par

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}s + \mathbf{v}, \quad (2.3)$$

où $\mathbf{g} \triangleq [[\mathbf{g}]_1 \dots [\mathbf{g}]_K]^T$ et \mathbf{v} est le vecteur de bruit des nœuds. Dans le deuxième intervalle de temps, le k ème nœud multiplie son signal reçu avec le conjugué complexe du poids de formation de voie w_k et transmet le signal résultant à la destination. Il découle de (2.3) que le signal reçu à O est

$$\begin{aligned} r &= \mathbf{f}^T (\mathbf{w}^* \odot \mathbf{y}) + n = \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{y}) + n \\ &= \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{g}s + \mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n \\ &= s\mathbf{w}^H \mathbf{h} + \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n, \end{aligned} \quad (2.4)$$

où $\mathbf{w} \triangleq [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur de formation de voie, $\mathbf{h} \triangleq \mathbf{f} \odot \mathbf{g}$, $\mathbf{f} \triangleq [[\mathbf{f}]_1 \dots [\mathbf{f}]_K]^T$, et n est le bruit du récepteur. Soit $P_{\mathbf{w},s}$ et $P_{\mathbf{w},n}$ la puissance reçue de la source, et la puissance de bruit agrégée due au bruit thermique du récepteur et aux bruits transmis par les terminaux, respectivement. Il découle de (2.4) que

$$P_{\mathbf{w}}(\phi_s) = |\mathbf{w}^H \mathbf{h}|^2, \quad (2.5)$$

$$P_{\mathbf{w},n} = \sigma_v^2 \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} + \sigma_n^2, \quad (2.6)$$

où $\mathbf{\Lambda} \triangleq \text{diag}\{||[\mathbf{f}]_1|^2 \dots |[\mathbf{f}]_K|^2\}$. Bien que plusieurs approches puissent être adoptées pour concevoir correctement les poids de formation de voie [129], nous nous préoccupons dans ce travail de minimiser la puissance de bruit agrégée tout en maintenant la réponse de formation de voie $\mathbf{w}^H \mathbf{h}$, et donc, la puissance reçue de la source égale à l'unité. Mathématiquement parlant, nous devons résoudre le problème d'optimisation suivant :

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \min P_{\mathbf{w},n} \quad \text{s.t.} \quad P_{\mathbf{w}}(\phi_s) = 1, \quad (2.7)$$

où \mathbf{w}_{opt} représente le vecteur idéal de formation de voie optimal. Le problème d'optimisation dans (2.7) peut être réécrit comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \min \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad |\mathbf{w}^H \mathbf{h}|^2 = 1, \quad (2.8)$$

ou, de manière équivalente, comme

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad |\mathbf{w}^H \mathbf{h}|^2 = 1. \quad (2.9)$$

La solution du problème d'optimisation convexe ci-dessus peut être exprimée comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{|\mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|}, \quad (2.10)$$

et, par conséquent, le poids du k -ième noeud est donné par

$$[\mathbf{w}_{\text{opt}}]_k = \frac{[\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}]_k}{|\mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|}. \quad (2.11)$$

où $\tilde{\mathbf{h}}$ and $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$ sont les estimés de \mathbf{h} et $\mathbf{\Lambda}$, respectivement. Il découle de (4.10) que pour mettre en œuvre \mathbf{w}_{opt} , le k -ième noeud doit reconstruire à la fois ses canaux arrière $[\mathbf{f}]_k$ et avant $[\mathbf{g}]_k$. Malheureusement, dans la pratique, un tel processus entraîne des erreurs d'estimation des paramètres des canaux qui peuvent nuire aux performances de la formation de voie. Par conséquent, \mathbf{w}_{opt} n'est valable que dans des conditions idéales où il n'y a pas de problèmes d'implémentation. Dans des conditions réelles, \mathbf{w}_{opt} est remplacé par

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}} = \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}|}, \quad (2.12)$$

où $[\tilde{\mathbf{f}}]_k$ et $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$ sont les k -ièmes estimations des canaux arrière et avant, respectivement. Un autre inconvénient de la solution CB optimale nominale (appelée dans le reste du travail) $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ (c'est-à-dire optimisée sans tenir compte des déficiences de l'estimation des paramètres du canal), qui doit être souligné ici, est que le k -ième noeud doit connaître les canaux de tous les autres noeuds du WSN. À cette fin, chaque noeud doit diffuser ses informations de canal à travers le réseau et, par conséquent, l'implémentation de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ nécessite une énorme surcharge. Cette dernière pourrait non seulement entraîner l'épuisement des ressources énergétiques limitées des noeuds WSN et la détérioration de leur efficacité spectrale, mais aussi des pertes de performance sévèrement amplifiées en raison de l'impact cumulatif croissant des erreurs de rétroaction CSI.

Dans ce qui suit, nous proposons de nouvelles techniques RDCB robustes contre les erreurs d'estimation des paramètres du canal dans les environnements monochromatiques et polychromatiques. Nous nous concentrons dans ce travail sur les erreurs d'estimation de la synchronisation de phase, de la localisation, de la DoA, et/ou des paramètres des diffuseurs.

2.3 Techniques RDCB Proposées

Pour surmonter les problèmes d'estimation des paramètres des canaux, on exploite la structure du canal arrière. Cette dernière se divise en deux catégories principales : i) les canaux à rayon unique (c.-à-d. monochromatiques) qui ignorent le phénomène de diffusion pour ne supposer qu'un seul rayon en visibilité directe ; et ii) les canaux à trakets multiples (c.-à-d. polychromatiques). En ce qui concerne le canal avant, nous ne faisons aucune hypothèse particulière a priori sur sa structure (c'est-à-dire s'il est monochromatique ou polychromatique). Nous supposons donc que son estimation comprend un terme d'erreur d'estimation de canal additif.

2.3.1 Environnements Monochromatiques (i.e. sans Diffusion)

Pour reconstruire le canal d'arrière et d'avant, chaque nœud estime sa phase; ou à la fois la direction d'arrivée (DoA) ϕ_S et les coordonnées (r_k, ψ_k) . La première option nécessite la mise en œuvre de techniques de synchronisation de phase [130][131] tandis que la seconde repose à la fois sur l'estimation de la DoA et sur des algorithmes de localisation [132][133]. Néanmoins, les deux options entraînent des erreurs d'estimation de nature différente qui nuisent à la précision de $[\mathbf{g}]_k$ et, par conséquent, aux performances de CB.

Implémentation - Option 1 (Synchronisation de Phase)

Ce scénario entraîne une erreur de synchronisation de phase due aux erreurs de synchronisation et d'estimation du décalage de phase entre les nœuds. Par conséquent, le canal arrière reconstruit par k -ième nœud $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$ est donnée comme suit

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\theta_k} \Delta_{g_k}, \quad (2.13)$$

où $\Delta_{g_k} = e^{-j\delta_k}$ et δ_k est l'erreur de synchronisation de phase du k -ième nœud qui dépend des caractéristiques de son oscillateur local. Nous montrerons plus tard que les performances de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ se détériorent lorsque δ_k augmente en raison de l'inadéquation des canaux (c'est-à-dire $[\tilde{\mathbf{g}}]_k \neq [\mathbf{g}]_k$) qu'elle provoque. Pour surmonter ce problème difficile, nous proposons dans ce travail d'anticiper l'inévitable erreur de synchronisation de phase en tenant compte de son impact dans la conception

$$\begin{aligned}
\lim_{K \rightarrow +\infty} (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h})^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}) &= \lim_{K \rightarrow +\infty} \frac{1}{K} \left(\sum_{k=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_k^H [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H [\mathbf{f}]_k [\mathbf{g}]_k}{\|\mathbf{f}\|_k^2} \right)^H \left(\sum_{p=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_p^H [\tilde{\mathbf{f}}]_p^H [\mathbf{f}]_p [\mathbf{g}]_p}{\|\mathbf{f}\|_p^2} \right) \\
&= \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=1}^K \Delta_{g_k} \sum_{p=1}^K \Delta_{g_k}^H \right\} + \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=1}^K \frac{\Delta_{g_k} [\mathbf{f}]_k^H \Delta_{f_k}}{\|\mathbf{f}\|_k^2} \sum_{p=1}^K \frac{\Delta_{g_p}^H [\mathbf{f}]_p \Delta_{f_p}}{\|\mathbf{f}\|_p^2} \right\} \\
&= K(1 + \sigma_f^2) + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2}. \tag{2.16}
\end{aligned}$$

du CB. En fait, on pourrait modifier le problème d'optimisation dans (2.9) comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_1} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \Lambda \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2 = 1, \tag{2.14}$$

où $[\tilde{\mathbf{h}}]_k = [\tilde{\mathbf{f}}]_k [\tilde{\mathbf{g}}]_k$, $[\tilde{\mathbf{f}}]_k = [\mathbf{f}]_k + \Delta_{f_k}$, et Δ_{f_k} est l'erreur encourue lors de la reconstruction du canal avant du k -ème noeud sans connaissance a priori de sa structure (i.e., qu'il soit monochrome ou polychrome) en utilisant une séquence d'apprentissage envoyée par le récepteur). Le vecteur de formation de voie robuste proposé est alors donné par

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_1} = \frac{\tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}\|}. \tag{2.15}$$

Comme on peut l'observer dans (2.15), \mathbf{w}_{MR_1} dépend à la fois $\tilde{\mathbf{h}}$ et \mathbf{h} . Comme les noeuds ne connaissent évidemment pas le canal réel, nous devons remplacer $\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}$ par une quantité équivalente qui ne dépend que des paramètres connus par chaque noeud. À cette fin, nous proposons d'étudier l'expression asymptotique de ce terme à grand K . En supposant que Δ_{g_k} et Δ_{f_k} sont indépendants et uniformément distribués sur $[-\sqrt{3}\sigma_g, \sqrt{3}\sigma_g]$ et $[-\sqrt{3}\sigma_f, \sqrt{3}\sigma_f]$, respectivement, on pourrait obtenir (2.16) où σ_g et σ_f sont les variances de Δ_g et Δ_f , respectivement. Il est intéressant de mentionner ici que les erreurs assumées uniformes peuvent suivre d'autres distributions et on le calcul final aura une expression différente qui suit la loi de probabilité des erreurs prises en considération. Notez que dans la deuxième ligne de (2.16), nous avons recours à la loi des grands nombres et au fait que les noeuds sont uniformément répartis sur $D(O, R)$. Comme le nombre de noeuds dans les WSN est généralement grand, nous pouvons substituer (2.16) dans (2.15) pour obtenir

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_1} \simeq \frac{\tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K(1 + \sigma_f^2) + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2}}}. \tag{2.17}$$

Une inspection directe de (2.17) révèle que $[\mathbf{w}_{\text{MR}_1}]_k$ dépend exclusivement de $[\tilde{\mathbf{f}}]_k$, $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$, σ_g et σ_f . La première et la seconde sont reconstruits localement par le k ème nœud tandis que $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$ et σ_g dépendent des caractéristiques de son oscillateur local et de la technique de synchronisation de phase adoptée et, par conséquent, pourraient être stockées dans sa mémoire locale avant le déploiement du WSN. En outre, $[\mathbf{w}_{\text{MR}_1}]_k$ est indépendant des canaux avant et arrière de tous les autres nœuds. Il s'agit d'une caractéristique importante du DCB car elle évite tout échange d'informations entre les nœuds du WSN, ce qui permet d'économiser leurs faibles ressources énergétiques et d'améliorer l'efficacité spectrale du WSN. Il est intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs d'estimation de la phase du canal arrière (c'est-à-dire, $\sigma_g = 0$) et d'erreurs provenant de la reconstruction du canal avant (c'est-à-dire, $\sigma_f = 0$), \mathbf{w}_{MR_1} se réduit à la solution M-DCB nominale donnée dans [134] par

$$\mathbf{w}_M = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{h}}{K}. \quad (2.18)$$

soulignant ainsi sans ambiguïté les défis et les mérites de la robustesse du DCB aux erreurs d'estimation des paramètres du canal.

Implémentation - Option 2 (Estimation de la Localisation et DoA)

Avec l'option 2, chaque nœud k doit effectuer à la fois l'auto-localisation et l'estimation de la DoA avec, une fois encore, des erreurs d'estimation inévitables qui affectent la reconstruction du canal. Dans un tel cas, le canal arrière reconstruit peut être écrit comme suit

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})}, \quad (2.19)$$

où δ_{r_k} est l'erreur sur la coordonnée radiale r_k et δ_{ψ_k} est l'erreur combinée sur la coordonnée angulaire ψ_k et ϕ_s ($\phi_s = 0$). En adoptant des étapes similaires à celles de la section 2.3.1, on peut prouver que le RDCB proposé peut être exprimé dans ce scénario comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_2} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K(1 + \sigma_f^2) + K(K - 1)\text{E} \left\{ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\nu_k - 2R\mu_k \sin(\frac{\delta_{\psi_k}}{2}))} \right\}^2}}, \quad (2.20)$$

où l'espérance est prise sur ν_k , μ_k , δ_{ψ_k} , $\nu_k = \delta_{r_k} \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})$, et $\mu_k = \frac{r_k}{R} \sin(\psi_k + \frac{\delta_{\psi_k}}{2})$. Comme on peut le constater à partir de (2.17), chaque nœud est capable de calculer son propre poids en utilisant

uniquement ses informations locales, évitant ainsi tout échange d'informations qui pourrait détériorer considérablement la puissance du WSN et son efficacité spectrale. Cependant, chaque nœud doit calculer l'espérance dans (2.17), ce qui alourdit la complexité de mise en œuvre du formateur de voie proposé. Dans ce qui suit, nous prouvons, grâce à l'adoption d'une hypothèse légère, qu'il est possible de dériver ce terme d'espérance dans (2.20). En supposant que ν_k et μ_k sont statistiquement indépendants, nous avons $\mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\nu_k - 2R\mu_k \sin \left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2} \right) \right)} \right\} = \mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\} \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-4j\pi R\mu_k \sin \left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2} \right)} \right\}$. La pdf de ν_k peut être déterminée comme suit

$$\begin{aligned} f_{\nu_k}(\nu) &= \frac{1}{2\pi\sqrt{3}\sigma_r} \left[\int_{\nu}^{\sqrt{3}\sigma_r} \frac{1}{\sqrt{\delta_r^2 - \nu^2}} d\delta_r + \int_{-\sqrt{3}\sigma_r}^{-\nu} \frac{1}{\sqrt{\delta_r^2 - \nu^2}} d\delta_r \right], \\ &= \frac{1}{\pi\sqrt{3}\sigma_r} \left[\ln \left(1 + \sqrt{1 - \frac{\nu^2}{3\sigma_r^2}} \right) - \ln \left(\frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r} \right) \right] \text{ with } |\nu| \leq \sqrt{3}\sigma_r. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Par conséquent, sa moyenne est déterminée par

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\} &= \int_{-\sqrt{3}\sigma_r}^{\sqrt{3}\sigma_r} \frac{1}{\pi\sqrt{3}\sigma_r} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \left[\ln \left(1 + \sqrt{1 - \frac{\nu^2}{3\sigma_r^2}} \right) - \ln \left(\frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r} \right) \right] d\nu. \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^1 \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_r t \right) \ln \left(\frac{1 + \sqrt{1 - t^2}}{t} \right) dt \\ &= {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\beta \left(\frac{\pi}{3} \right) \frac{\sigma_r}{2R} \right)^2 \right) \\ &= \xi_r \left(\frac{\pi}{3} \right), \end{aligned} \quad (2.22)$$

où $\beta(\phi) = \frac{4\pi R}{\lambda} \sin \left(\frac{\phi}{2} \right)$. Veuillez noter que dans la deuxième ligne, nous avons recours au changement de variable $t = \frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r}$. Nous supprimons également la partie imaginaire de l'équation car il s'agit d'une fonction sinus qui est impaire et, par conséquent, son intégrale sur un intervalle centré sur zéro est nulle. De plus, nous avons

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-4j\pi R\mu_k \sin \left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2} \right)} \right\} &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left\{ \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\left(4\pi R \sin \left(\frac{-\delta_{\psi_k}}{2} \right) \right)^p}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(\mu_k^p) \right\} \\ &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left\{ \frac{2J_1 \left(4\pi R \sin \left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2} \right) \right)}{4\pi R \sin \left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2} \right)} \right\} \\ &\simeq {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; -3 \left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda} \right)^2 \right) \\ &= \xi_\psi(0). \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_2} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K(1 + \sigma_f^2) + K(K-1) {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right) {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2}}. \quad (2.24)$$

Injecter (2.22) et (2.23) dans (2.20) donne (2.24) dans laquelle \mathbf{w}_{MR_2} ne dépend que des coefficients des propres canaux reconstruits, σ_r , σ_ψ , et σ_f . Puisque chaque terminal peut reconstruire localement son propre canal, la solution M-RDCB proposée n'entraîne pas de données de signalisation, de calcul ou d'alimentation notables. Alors que σ_r , σ_ψ , et σ_f peuvent être facilement diffusés sur le WSN avec une augmentation très négligeable de ces trois éléments de coût. Il est également intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs de localisation et d'estimation de la DoA (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = 0$) et d'erreurs de reconstruction du canal direct (c'est-à-dire, $\sigma_f = 0$), le M-RDCB proposé, \mathbf{w}_{MR_2} , se réduit une fois de plus à la solution M-DCB nominale \mathbf{w}_M donnée dans l'équation (2.18) ci-dessus.

2.3.2 Milieux Polychromatiques (i.e, avec Diffusion)

Nous supposons ici que la source est diffusée par un nombre donné de diffuseurs situés dans le même plan contenant $D(O, R)$. Ces diffuseurs génèrent à partir du signal d'émission L rayons ou "chromatiques spatiaux" (en référence à leur distribution angulaire) qui forment un canal de propagation polychromatique. Le l e rayon ou chromatique est caractérisé par son écart angulaire θ_l par rapport à la direction de la source ϕ_s et son amplitude complexe α_l .

Il découle de (2.1) que chaque nœud doit estimer dans des environnements polychromatiques ses coordonnées polaires (r_k, ψ_k) et la DoA du l ème rayon $\phi_s + \theta_l$ et son amplitude α_l . Il en résulterait souvent des erreurs susceptibles d'affecter la reconstruction du canal qui en découle, ce qui réduirait les performances du formateur de voie proposée. La reconstruction du canal arrière du k -ième nœud est alors donnée par

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = \sum_{l=1}^L (\alpha_l + \delta_{\alpha_l}) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\theta_l - \psi_k + \delta_{kl})}, \quad (2.25)$$

où δ_{α_l} et δ_{kl} sont les erreurs sur α_l et la phase combinée $(\theta_l - \psi_k)$, respectivement. Il découle alors de (2.25) que

$$\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \sum_{k=1}^K \tilde{\alpha}_l^* \alpha_m e^{j\beta(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl}) \kappa_{klm}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \vartheta_{kl}} + \sum_{k=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_k^H [\mathbf{g}]_k [\mathbf{f}]_k \Delta_{f_k}^H}{\|[\mathbf{f}]_k\|^2}, \quad (2.26)$$

où $\kappa_{klm} = r_k \sin\left(\psi_k - \frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl}}{2}\right)$ et $\vartheta_{kl} = \delta r_k \cos(\psi_k - \theta_l - \delta_{kl})$. En exploitant la loi des grands nombres et en supposant que κ_{klm} et ϑ_{kl} sont statistiquement indépendants, on obtient à grand K

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \left| \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} \right|^2 &\simeq K \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right), \end{aligned} \quad (2.27)$$

où σ_α^2 est la variance de δ_α et $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi)$ est déterminé comme suit

$$\begin{aligned} \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) &= \\ \mathbb{E}_{\delta_\psi} &\left(\frac{2J_1 \left(\sqrt{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + 2\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)} \right)}{\sqrt{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + 2\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)}} \right), \end{aligned} \quad (2.28)$$

où $\boldsymbol{\theta} = \{\theta_l, \theta_m, \theta_n, \theta_q\}$, $\rho_{l,m} = \theta_l - \theta_m$, et

$$\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) = \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(\frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})) J_1(\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}))}{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k}) \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})} \right). \quad (2.29)$$

En injectant (2.27) dans (2.15), on obtient le nouveau P-RDCB suivant :

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{PR}} &= \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{K^2} \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right)^{-\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Évidemment, nous observons à partir de (2.30) que le k ème nœud nécessite la connaissance à la fois de $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ et de $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ pour pouvoir dériver son poids correspondant $[\mathbf{w}_{\text{PR}}]_k$. Cependant, pour éviter les calculs coûteux des intégrales dans (2.28) et (3.57), nous dérivons dans la suite leurs expressions en forme fermée.

Concentrons-nous d'abord sur $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$. En supposant que δ_{kl} est suffisamment petit pour satisfaire $\sin(\delta_{kl}) \simeq \delta_{kl}$, $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ pourrait être réécrit comme suit

$$\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \simeq \mathbb{E}_{\delta_{k,l}, \delta_{k,n}} \left(\frac{2J_1\left(\beta(\pi)\sqrt{Z+c}\right)}{\beta(\pi)\sqrt{Z+c}} \right), \quad (2.31)$$

où $Z = a\delta_{kl} + b\delta_{kn}$ est une variable aléatoire dont la pdf est

$$f_Z(z) = \begin{cases} 0 & \text{for } z < -(a+b)\sqrt{3}\sigma_\psi \text{ or } z > (a+b)\sqrt{3}\sigma_\psi, \\ (z + \sqrt{3}\sigma_\psi(a+b)) / (12ab\sigma_\psi^2) & \text{for } -(a+b)\sqrt{3}\sigma_\psi \leq z \leq (a-b)\sqrt{3}\sigma_\psi, \\ \sqrt{3}/(6b\sigma_\psi) & \text{for } (a-b)\sqrt{3}\sigma_\psi \leq z \leq (b-a)\sqrt{3}\sigma_\psi, \\ (-z + \sqrt{3}\sigma_\psi(a+b)) / (12ab\sigma_\psi^2) & \text{for } (b-a)\sqrt{3}\sigma_\psi \leq z \leq (a+b)\sqrt{3}\sigma_\psi, \end{cases} \quad (2.32)$$

où $a = \frac{1}{2} \left(\sin(\rho_{l,m}) + \sin\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) \cos\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right) \right)$, $b = \frac{1}{2} \left(\sin(\rho_{n,q}) + \sin\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) \times \cos\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right) \right)$, et $c = \sin^2\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) + \sin\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) \sin\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)$. Veuillez noter que nous supposons que les δ_{kl} et δ_{kn} dans (2.32) sont des variables aléatoires uniformément distribuées sur $[-\sqrt{3}\sigma_\psi, \sqrt{3}\sigma_\psi]$. De plus, si l'on choisit R/λ suffisamment grand pour que $4\pi R\sqrt{z+c}/\lambda > 3/4$ tienne, on a

$$\begin{aligned} \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) &= \frac{1}{4\pi^2} \sqrt{\frac{2\lambda^3}{R^3}} \int_z \frac{\cos\left(\beta(\pi)\sqrt{z+c} - \frac{3\pi}{4}\right)}{(z+c)^{3/4}} dz \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \sqrt{\frac{2\lambda^3}{R^3}} \int_z \frac{2 \cos\left(z' - \frac{3\pi}{4}\right)}{\sqrt{\beta(\pi)z'}(z+c)^{3/4}} dz'. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Enfin, l'expression sous forme fermée de l'espérance ci-dessus peut être facilement trouvée en utilisant la primitive G de $\left(\frac{1}{12ab\sigma_\psi^2} z' + \frac{\sqrt{3}(a+b)}{12ab\sigma_\psi}\right) \cos\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \sqrt{z'+c} - \frac{3\pi}{4}\right) / (z'+c)^{3/4}$ donné par

$$G(z') = \beta(\pi)^{-5/2} \left(A' \left(S(0.8\sqrt{z'}) - C(0.8\sqrt{z'}) \right) - \frac{z' \left(2z' \sin\left(z' - \frac{3\pi}{4}\right) + 3 \cos\left(z' - \frac{3\pi}{4}\right) \right)}{12ab\sigma_\psi^2} \right), \quad (2.34)$$

où $\mathcal{S}(x)$ et $\mathcal{C}(x)$ sont les fonctions S et C de Fresnel, respectivement, et

$$A' = \frac{1}{12\sqrt{2}ab\sigma_\psi^2} \left(5c\beta^2(\pi) + 3.8 \right) - \frac{5\sqrt{3}(a+b)}{12\sqrt{2}ab\sigma_\psi} \beta^2(\pi). \quad (2.35)$$

En ce qui concerne $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$, son expression sous forme fermée pourrait également être obtenue en suivant des étapes similaires. En effet, pour un petit δ_{kl} et un grand R/λ , nous avons

$$\begin{aligned} \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \simeq & \frac{\lambda^3}{8\pi^4 R^3} \left(\int_{-\sqrt{3}\sigma_\psi}^{\sqrt{3}\sigma_\psi} \frac{\cos\left(\beta(\pi) \left(\sin\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) + \frac{\cos\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right)\delta_{k,l}}{2}\right) - \frac{3\pi}{4}\right)}{\left(\sin\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right) + \frac{\cos\left(\frac{\rho_{l,m}}{2}\right)\delta_{k,l}}{2}\right)^{0.75}} d\delta_{k,l} \right) \\ & \times \left(\int_{-\sqrt{3}\sigma_\psi}^{\sqrt{3}\sigma_\psi} \frac{\cos\left(\beta(\pi) \left(\sin\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) + \frac{\cos\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right)\delta_{k,n}}{2}\right) - \frac{3\pi}{4}\right)}{\left(\sin\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right) + \frac{\cos\left(\frac{\rho_{n,q}}{2}\right)\delta_{k,n}}{2}\right)^{0.75}} d\delta_{k,n} \right), \end{aligned} \quad (2.36)$$

et, par conséquent, elle peut être résolue en utilisant la primitive dans (2.34). Veuillez noter que les résultats obtenus jusqu'à présent sont valables pour tout écart angulaire (AS) donné qui n'est rien d'autre que la variance des variables aléatoires θ_l s caractérisant l'intensité de la diffusion. Toutefois, lorsque l'écart angulaire est relativement faible (i.e., lorsque les effets de diffusion sont faibles), on peut obtenir des expressions beaucoup plus compactes et simples à la fois pour $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ et $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$. Dans un tel cas, les θ_l sont petits et les $\rho_{l,m}$ le sont aussi. Par conséquent, (2.28) se résume à

$$\begin{aligned} \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) & \simeq \mathbb{E}_{\delta_{k,l}, \delta_{k,n}} \left(\frac{2J_1\left(2\beta(\pi) \sin\left(\frac{\rho_{l,m} + \rho_{n,q} + \delta_{k,l} + \delta_{k,n}}{4}\right)\right)}{2\beta(\pi) \sin\left(\frac{\rho_{l,m} + \rho_{n,q} + 2\delta_{\psi k}}{4}\right)} \right) \\ & \simeq \mathbb{E}_{\delta_{k,l}, \delta_{k,n}} \left(1 - \frac{\beta(\pi)}{2} \sin\left(\frac{\rho_{l,m} + \rho_{n,q} + \delta_{k,l} + \delta_{k,n}}{4}\right)^2 \right) \\ & \simeq 1 - \frac{\beta(\pi)}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3\sigma^2} (\cos(\sqrt{3}\sigma_\psi) - 1) \right), \end{aligned} \quad (2.37)$$

après avoir exploité en deuxième ligne le développement en série de Taylor autour de 0 de la fonction de Bessel. De plus, pour un petit AS, $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ pourrait être réécrit comme suit

$$\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \simeq \left(\int_{-\sqrt{3}\sigma}^{\sqrt{3}\sigma} \frac{2J_1(\rho_{l,m} + \delta_{k,l})}{\rho_{l,m} + \delta_{k,l}} d\delta_{k,l} \right) \left(\int_{-\sqrt{3}\sigma}^{\sqrt{3}\sigma} \frac{2J_1(\rho_{n,q} + \delta_{k,n})}{\rho_{n,q} + \delta_{k,n}} d\delta_{k,n} \right). \quad (2.38)$$

Après avoir effectué le changement de variable $x = \delta_{k,l}/(\sqrt{3}\sigma_\psi)$ et exploité l'équivalence entre les fonctions de Bessel et hypergéométriques, on obtient

$$\begin{aligned} \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) &\simeq \left(\int_0^1 \frac{{}_1F_3\left(2, \frac{3}{2}; 2, 2, 3, -12\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda}\right)^2 \rho_{l,m}^2 \sigma_\psi^2 x\right)}{\sqrt{x} dx} \right) \\ &\quad \times \left(\int_0^1 \frac{{}_1F_3\left(2, \frac{3}{2}; 2, 2, 3, -12\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda}\right)^2 \rho_{n,q}^2 \sigma_\psi^2 x\right)}{\sqrt{x} dx} \right) \\ &\simeq {}_4F_4\left(\frac{1}{2}, 2, \frac{3}{2}; \frac{3}{2}, 2, 2, 3, -12\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda}\right)^2 \rho_{l,m}^2 \sigma_\psi^2\right) {}_3F_4\left(\frac{1}{2}, 2, \frac{3}{2}; \frac{3}{2}, 2, 2, 3, -12\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda}\right)^2 \rho_{n,q}^2 \sigma_\psi^2\right). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Il découle de (2.30), (2.33), (2.34), (2.37), et (2.39) que \mathbf{w}_{PR} dépend uniquement des informations disponibles localement à chaque nœud, ce qui se prête à une mise en œuvre efficace en termes de puissance et de spectre du RDCB sur les WSN, même dans des environnements polychromatiques (c'est-à-dire dispersés). Il est intéressant de noter une fois de plus qu'en l'absence d'erreurs de localisation, de DoA et d'estimation des diffuseurs (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = \sigma_\alpha = 0$), le P-RDCB proposé, \mathbf{w}_{PR} , se réduit à la solution nominale du P-RDCB donné par :

$$\mathbf{w}_{\text{P}} = \frac{\boldsymbol{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K^2} \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \alpha_l \alpha_m^H \alpha_n^H \alpha_q (\chi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1)\tau(\boldsymbol{\theta}, 0)) \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.40)$$

où

$$\chi(\boldsymbol{\theta}, 0) = \frac{2J_1\left(\sqrt{\beta(\rho_{l,m})^2 + \beta(\rho_{n,q})^2 + 2\beta(\rho_{l,m})\beta(\rho_{n,q})\cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)}\right)}{\sqrt{\beta(\rho_{l,m})^2 + \beta(\rho_{n,q})^2 + 2\beta(\rho_{l,m})\beta(\rho_{n,q})\cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)}}, \quad (2.41)$$

et

$$\tau(\boldsymbol{\theta}, 0) = \frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m})) J_1(\beta(\rho_{n,q}))}{\beta(\rho_{l,m}) \beta(\rho_{n,q})}. \quad (2.42)$$

soulignant ainsi une fois de plus les obstacles rencontrés et les avantages acquis dans la mise en œuvre de la robustesse de la DCB aux erreurs d'estimation des paramètres du canal.

Dans ce qui suit, nous analysons les performances des solutions M-RDCB et P-RDCB proposées.

2.4 Analyse Théorique des Performances des Gains

Dans cette section, nous évaluons analytiquement les performances des nouvelles solutions RDCB (c'est-à-dire M-RDCB et P-RDCB) en termes de SNR moyen obtenu (ASNR) par rapport à la solution CB optimale nominale $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ dans (10) afin d'évaluer les gains potentiels théoriques qu'elles pourraient obtenir en intégrant la robustesse dans leurs conceptions. Soit $\gamma_{\mathbf{w}} = \text{E}\{P_{\mathbf{w}}(\phi_s)/P_{\mathbf{w},n}\}$ l'ASNR obtenu par n'importe quel CB \mathbf{w} où l'espérance est prise sur toutes les coordonnées de nœud, les canaux avant et arrière, et les erreurs d'estimation de canal. Malheureusement, la dérivation de γ en forme fermée s'avère être une tâche fastidieuse, voire impossible. Dans ce travail, nous proposons d'étudier à la place une autre métrique intéressante d'un point de vue pratique, à savoir le rapport signal moyen/bruit moyen (ASANR) $\bar{\gamma}_{\mathbf{w}} = \bar{P}_{\mathbf{w}}(\phi_s)/\bar{P}_{\mathbf{w},n}$ où $\bar{P}_{\mathbf{w}}(\phi_s) = \text{E}\{P_{\mathbf{w}}(\phi_s)\}$ et $\bar{P}_{\mathbf{w},n} = \text{E}\{P_{\mathbf{w},n}\}$. Veuillez noter que [108]-[135] ont montré que γ et $\bar{\gamma}$ ont approximativement les mêmes comportements. Déduisons d'abord la puissance moyenne reçue $\bar{P}_{\mathbf{w}}(\phi)$ de toute source située à ϕ en utilisant \mathbf{w} .

Implémentation dans des Environnements sans Diffusion - Option 1

Dérivons d'abord le rayonnement moyen obtenu par $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$. En exploitant le développement en série de Taylor autour de 0 de la fonction exponentielle, nous obtenons

$$\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) = \frac{1}{K} + \frac{K-1}{K} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\beta^p(\phi)}{p!} (-j)^p \text{E}(\mu_k^p) = \text{E}(\Delta_{g_k}) \right] \left[\sum_{m=0}^{+\infty} \frac{\beta^m(\phi)}{m!} (-j)^m \text{E}(\mu_k^m) \text{E}(\Delta_{g_k}) \right], \quad (2.43)$$

où $\beta(\phi) = 4\pi(R/\lambda) \sin(\phi/2)$. De plus, on sait que

$$J_n(x) = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{(-1)^p}{p!(n+p)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2p+n}, \quad (2.44)$$

où J_n représente les fonctions de Bessel de première espèce. L'injection de (2.44) dans (2.43) conduit à

$$\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\beta(\phi))}{\beta(\phi)} \right|^2 \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2}. \quad (2.45)$$

Il résulte de (2.45) que $\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi_s = 0) = (1/K) + (1 - (1/K))(\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)/(3\sigma_g^2))$. Par conséquent, en utilisant le DCB optimal nominal, $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$, la puissance reçue à Rx diminue avec σ_g en raison

de l'inadéquation du canal. Cela n'est pas surprenant puisque la conception de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ ne tient pas compte de telles erreurs. D'autre part, le rayonnement moyen obtenu par le M-RDCB proposé peut être calculé comme suit

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1}}(\phi) = \frac{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \left| 2 \frac{J_1(\beta(\phi))}{\beta(\phi)} \right|^2}{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2}}. \quad (2.46)$$

Le résultat ci-dessus vérifie que $\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1}}(\phi_s = 0) = 1$ pour toute erreur d'estimation donnée. Par conséquent, le formateur de voie proposé est beaucoup plus robuste que le DCB optimal nominal. s

Implémentation dans des Environnements sans Diffusion - Option 2

Si l'on adopte l'option 2, le rayonnement moyen obtenu par $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ peut être exprimé comme suit

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) = & \mathbb{E} \left[\frac{K}{K^2} + \frac{K(K-1)}{K^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1, l \neq k}^K e \left(-j4\pi R \left[\mu_k \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right) - \mu_l \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_l}}{2}\right) \right] \right) \right. \\ & \left. \times \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} (\nu_k - \nu_l) \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.47)$$

Let $\xi_\psi(\phi) = \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-j4\pi R \mu_k \sin\left(\frac{\delta_{\psi_k} - \phi}{2}\right)} \right\}$. Il a été déjà démontré (2.22) que

$$\xi_r \left(\frac{\pi}{3} \right) = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda} \right)^2 \right), \quad (2.48)$$

où ${}_1F_2(0.5; 1, 1.5; x^2)$ est la fonction hypergéométrique qui a un pic à 0 et diminue lorsque x devient grand. De plus, nous avons

$$\xi_\psi(0) \simeq {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; -3 \left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda} \right)^2 \right). \quad (2.49)$$

En injectant (2.48) et (2.49) dans (2.47) on obtient

$$\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K} \right) \xi_r \left(\frac{\pi}{3} \right) \xi_\psi(\phi). \quad (2.50)$$

Il découle de (2.50) que $\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{opt}}}(\phi_s = 0)$ diminue avec σ_r et σ_ψ en raison de l'inadéquation du canal. D'autre part, le modèle de rayonnement moyen obtenu par le M-RDCB proposé, qui tient compte de ces erreurs, peut être déterminé comme suit

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2}}(\phi) = \frac{K + K(K-1)|\xi_\psi(\phi)\xi_r(\frac{\pi}{3})|^2}{K + K(K-1)|\xi_\psi(0)\xi_r(\frac{\pi}{3})|^2}. \quad (2.51)$$

Il découle de (2.51) que $\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2}}(0) = 1$ pour toute erreur de localisation et d'estimation de la DoA, contrairement au DCB optimal nominal, validant ainsi à nouveau la robustesse du M-RDCB proposé face aux erreurs d'estimation du canal. De plus, nous observons à partir de (2.50) et (2.51) que le M-RDCB proposé réalise un gain important par rapport à ses homologues en termes de puissance désirée reçue, un gain qui augmente substantiellement lorsque les erreurs d'estimation du canal sont élevées.

Intéressons-nous maintenant aux puissances de bruit. En utilisant soit $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$, \mathbf{w}_{MR_1} , ou \mathbf{w}_{MR_2} , la puissance moyenne du bruit peut être calculée, respectivement, comme suit

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{opt}},n} &= \frac{\sigma_v^2}{K^2} \mathbb{E} \left\{ \frac{(\tilde{f}_k - \Delta_{f_k})^H (\tilde{f}_k - \Delta_{f_k})}{|\tilde{f}_k|^2} \right\} + \sigma_n^2 \\ &= \frac{\sigma_v^2(1 + \sigma_f^2)}{K^2} + \sigma_n^2, \end{aligned} \quad (2.52)$$

et

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1},n} = \frac{\sigma_v^2(1 + \sigma_f^2)}{K(1 + \sigma_f^2) + K(K-1)\frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2}} + \sigma_n^2, \quad (2.53)$$

avec l'option 1 ou

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2},n} = \frac{\sigma_v^2(1 + \sigma_f^2)}{K(1 + \sigma_f^2) + K(K-1)\xi_\psi(0)\xi_r(\frac{\pi}{3})} + \sigma_n^2. \quad (2.54)$$

avec l'option 2. Il pourrait être facilement (2.52)-(2.54) que $\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{opt}},n} \geq \bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1},n}, \bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2},n}$, d'où $\bar{\gamma}_{\mathbf{w}_{\text{opt}}} \leq \bar{\gamma}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1}}, \bar{\gamma}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2}}$ puisque $\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi_s) \ll \bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_1}}(\phi_s), \bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{MR}_2}}(\phi_s)$.

Implémentation dans des Environnements avec Diffusion

D'après (2.12) et (2.1), $P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi)$ s'avère être un quotient complexe de plusieurs variables aléatoires et, par conséquent, dériver l'expression en forme fermée de sa moyenne est extrêmement difficile, voire impossible. Pour contourner ce problème, nous proposons dans ce travail de dériver plutôt son expression asymptotique pour de grands K . Lorsque $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ est mis en œuvre dans des environnements polychromatiques, le théorème suivant est valable :

Théorème 1: Pour un grand K et un AS donné, nous avons (2.55).

$$\begin{aligned}
P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) &\simeq \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \right) \right. \\
&+ \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \right) \\
&\times \left. 4K \left(\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^H \tilde{\alpha}_m \xi_r(\rho_{n,l}) \frac{J_1(\beta(\rho_{m,l}))}{\beta(\rho_{m,l})} \right)^{-2} \right). \tag{2.55}
\end{aligned}$$

Preuve: Voir l'annexe.

Puisque $J_1(x)/x$ a un maximum à 0 et décroît rapidement avec x , nous avons $J_1(\beta(\rho_{m,l}))/\beta(\rho_{m,l}) \gg \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ et, donc, $P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(0) < 1$. Cela signifie que le DCB optimal nominal est incapable de satisfaire la contrainte dans (2.7) à cause des erreurs d'estimation du canal. Le théorème suivant présente l'expression asymptotique de $P_{\mathbf{w}_{\text{PR}}}(\phi)$.

Théorème 2: Pour un grand K et un AS donné, on a (2.56).

$$\begin{aligned}
P_{\mathbf{w}_{\text{PR}}}(\phi) &\simeq \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \right) \right. \\
&+ \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \right) \\
&\times \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right. \\
&\left. \left. + \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \right)^{-1} \right). \tag{2.56}
\end{aligned}$$

Preuve: Voir l'annexe.

Il découle de (2.56) que $P_{\mathbf{w}_{\text{PR}}}(0) = 1$ lorsque K est suffisamment grand. Par conséquent, la puissance reçue de la source S est sensiblement améliorée si \mathbf{w}_{PR} est mis en œuvre à la place de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$. En outre, nous avons

$$\begin{aligned}
 \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{P_{\mathbf{w}_{\text{RP}},n}}{P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}},n}} &= \frac{\left(\lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} \right)^2}{\left(\lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} \right)^2} \\
 &= \left(\frac{2 \sum_{l,m=1}^L \tilde{\alpha}_l^H \tilde{\alpha}_m \xi_r(\rho_{m,l}) \frac{J_1(\beta(\rho_{m,l}))}{\beta(\rho_{m,l})}}{\xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + \sum_{m=q}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right)} \right)^2 \\
 &\gg \left(\frac{\sum_{l,m=1}^L \tilde{\alpha}_l^H \tilde{\alpha}_m \xi_r(\rho_{m,l}) \frac{J_1(\beta(\rho_{m,l}))}{\beta(\rho_{m,l})}}{\xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \left(\sum_{m=q}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \left(\sigma_\alpha^2 + |\tilde{\alpha}_m|^2 \right)} \right)^2. \tag{2.57}
 \end{aligned}$$

Puisque $J_1(\beta(\rho_{m,l}))/\beta(\rho_{m,l}) \gg \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ et que σ_α^2 et $|\tilde{\alpha}_m|^2$ sont tous deux inférieurs à 1, $(P_{\mathbf{w}_{\text{PR},n}}/P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}},n}) > 1$ tient lorsque K est assez grand. Par conséquent, dans une telle condition, $\bar{\gamma}_{\mathbf{w}_{\text{PR}}} > \bar{\gamma}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}$, prouvant ainsi la supériorité du nouveau P-RDCB par rapport au BCDR optimal nominal dans les environnements polychromatiques.

2.5 Résultats de l'Évaluation Numérique

Cette section évalue numériquement les performances des techniques proposées de M-RDCB et P-RDCB et les compare à la solution optimale nominale de CB $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ dans (10) et au RDCB dans [136] pour souligner d'une part la nécessité et les avantages du RDCB, et pour évaluer d'autre part les gains de performance des solutions proposées par rapport au repères DCB les plus représentatifs. Les quantités empiriques sont obtenues en faisant la moyenne de 10^5 réalisations aléatoires de r_k , ψ_k , $[\mathbf{f}]_k$ pour $k = 1, \dots, K$ et α_l , θ_l pour $l = 1, \dots, L$. Dans toutes les simulations, nous supposons que le nombre de rayons ou de chromatiques est de $L = 6$, $R/\lambda = 1$, et que les puissances des bruits σ_n^2 et σ_v^2 sont inférieures de 10 dB à la puissance d'émission de la source avec $\frac{R}{\lambda}$.

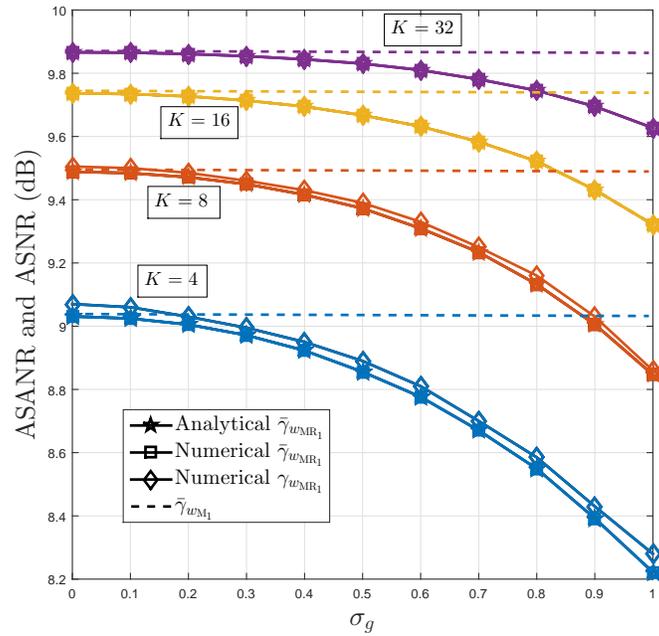
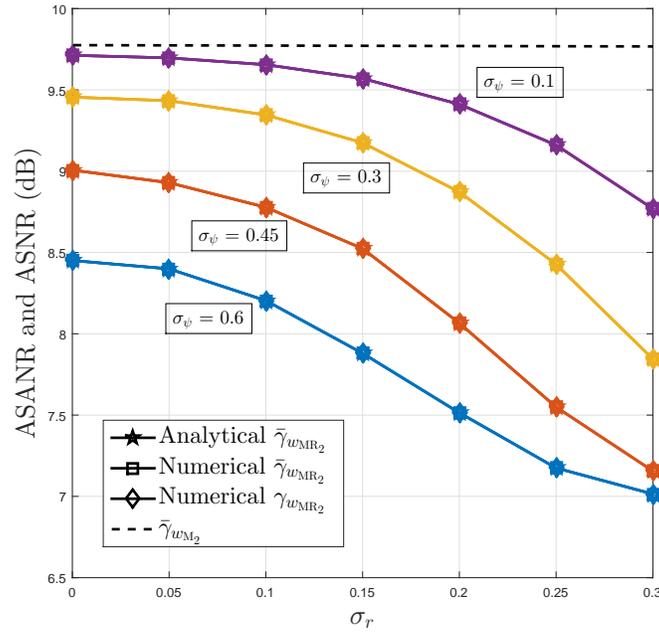
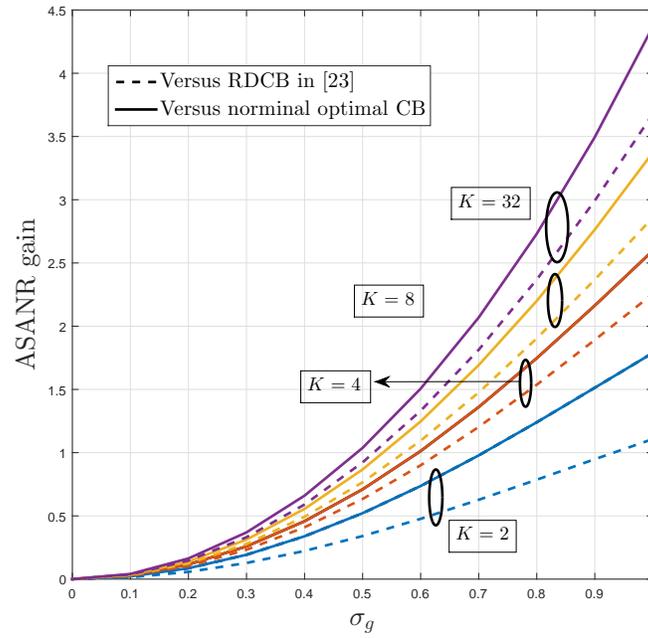
(a) ASANR en fonction de l'erreur de synchronisation de phase et K .(b) ASANR vs. erreurs de localisation pour différents niveaux d'erreurs d'estimation et $K = 16$.

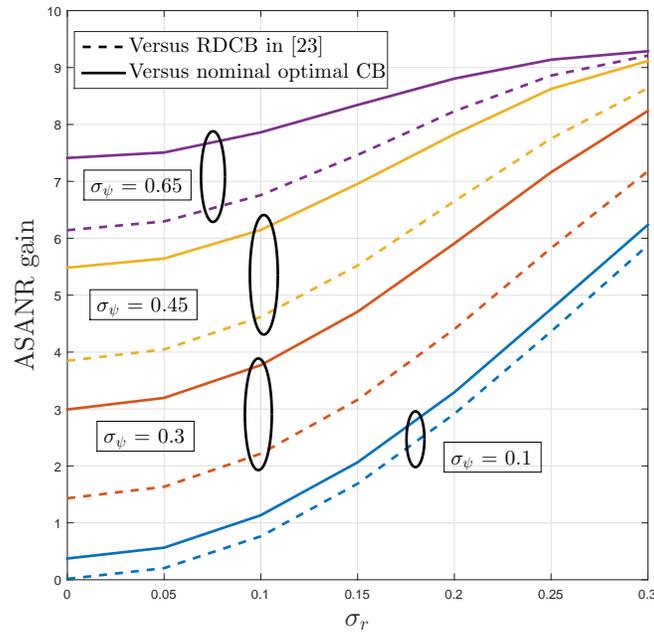
Figure 2.2 – ASANR du M-RDCB proposé dans des environnements monochromatiques dans les cas suivants : (a) option 1, et (b) option 2.

La figure 2.2 représente l'ASANR obtenu par le formateur de voie proposé dans des environnements monochromatiques (c'est-à-dire sans diffusion) en fonction des variances des erreurs de canal $\sigma^2 = \sigma_g^2 = \sigma_f^2, \sigma_r^2$ et σ_ψ^2 pour différentes valeurs de K . La Fig. 2.2a considère l'option de mise en œuvre 1 qui entraîne une erreur de synchronisation de phase tandis que la Fig. 2.2b considère l'option de mise en œuvre 2 qui entraîne des erreurs de localisation et d'estimation de la DoA. Nous observons sur ces figures que les courbes analytiques et empiriques de $\bar{\gamma}_{\text{wMR}_1}$ et $\bar{\gamma}_{\text{wMR}_2}$ correspondent parfaitement, validant ainsi l'exactitude des dérivations de la Section IV. De plus, nous remarquons que les courbes ASNR et ASANR restent très proches pour $K \leq 8$ ou coïncident presque parfaitement sinon, prouvant ainsi la perspicacité de la métrique ASANR. En ce qui concerne la performance du M-RDCB proposé, il est capable d'atteindre une performance optimale, même pour de petits K , lorsque les erreurs d'estimation du canal sont relativement faibles à modérées (c'est-à-dire, $\sigma_g \leq 1$ dans l'option 1 ou $\sigma_r \leq 0,2$ et $\sigma_\psi \leq 0,1$ dans l'option 2). Cela confirme la robustesse de la nouvelle méthode M-RDCB. Cependant, pour des erreurs extrêmement grandes, il ne perd qu'une fraction de dB. En fait, avec les progrès réalisés au cours des deux dernières décennies dans le domaine de la synchronisation de phase, de la localisation et de l'estimation de la DoA, ces erreurs d'estimation du canal sont souvent très faibles, ce qui rend les performances de notre formateur de voie optimales si des algorithmes avancés d'estimation des paramètres sont adoptés. Néanmoins, ces derniers s'accompagnent naturellement d'une complexité et d'un coût accrus, qui pèsent certainement sur ceux des nœuds WSN. Dans ce contexte, le M-RDCB proposé offre la possibilité d'utiliser des algorithmes d'estimation imprécis mais peu coûteux avec des pertes de performance négligeables, ce qui le rend plus attrayant et plus pratique pour un déploiement rentable des WSN dans des conditions réelles. Toutes ces observations corroborent l'ensemble des résultats de la section 3.3.

La Fig. 2.3 affiche les gains ASANR obtenus par le M-RDCB proposé par rapport au DCB optimal nominal et au M-RDCB dans [136] pour différentes valeurs de K . La Fig. 2.3a considère la première option de mise en œuvre tandis que la Fig. 2.3b considère la seconde. Nous observons sur ces figures que M-RDCB surpasse largement les deux benchmarks pour toute valeur de K , σ_ψ , σ_r , et σ_α . Par exemple, lorsque l'option 1 est adoptée, elle permet d'obtenir pour $K = 32$ des gains ASANR de 4,3 et 3,7 dB par rapport aux DCB et RDCB optimaux nominaux dans [136], respectivement. Si l'option 2 est adoptée, ces gains ASANR augmentent, respectivement, jusqu'à 9,4 et 9,2 dB lorsque $\sigma_\psi = 0,65$ et $\sigma_r = 0,3$. Comme on peut l'observer sur la figure 3, ces gains augmentent rapidement avec K et les erreurs d'estimation du canal. Ces observations corroborent

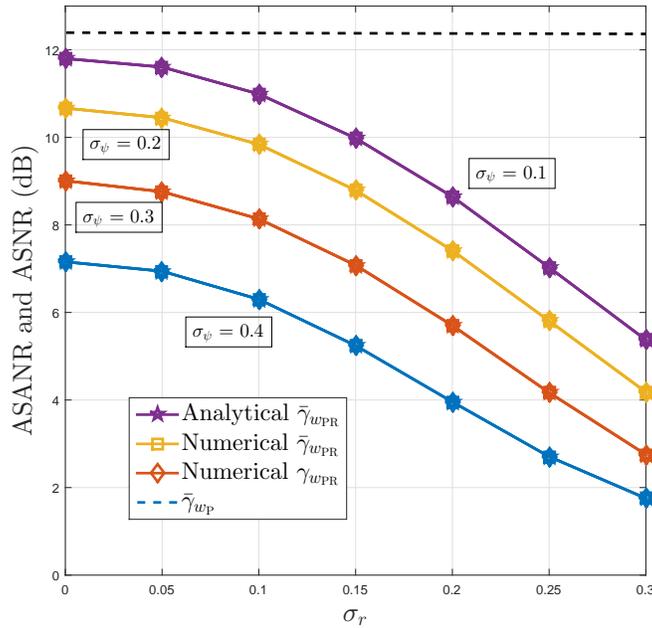


(a) Gain en ASANR contre le M-DCB en fonction de l'erreur de synchronisation de phase pour différentes valeurs de K .

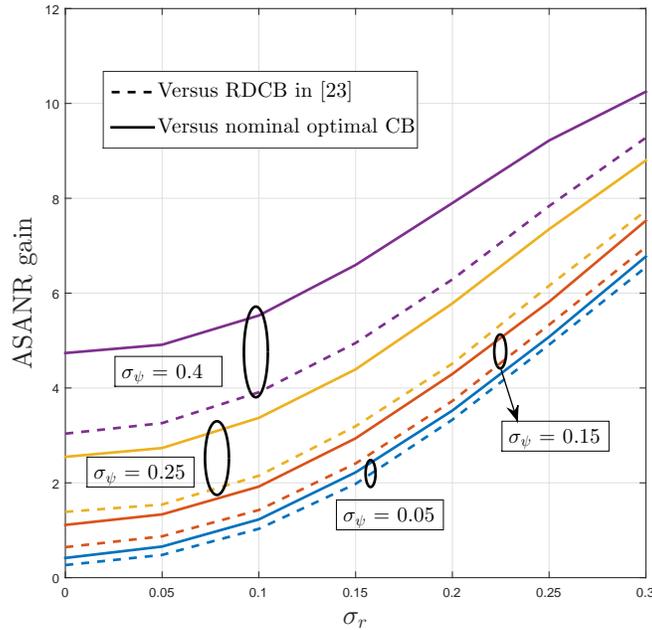


(b) Gain en ASANR en fonction des erreurs de localisation pour différents niveaux d'erreurs d'estimation et $K = 16$.

Figure 2.3 – Gains en ASANR du M-RDCB proposé contre le M-DCB dans des environnements monochromatiques sous : (a) option 1, et (b) option 2.



(a) $\sigma_\alpha = 0.1$ and $K = 16$.



(b) $\sigma_\alpha = 0.1$ and $K = 16$.

Figure 2.4 – Gains en ASANR du M-RDCB proposé contre le M-DCB dans des environnements monochromatiques sous : (a) option 1, et (b) option 2.

tous les résultats de la section IV et vérifient la supériorité nette des techniques M-RDCB robustes dans les environnements sans diffusion.

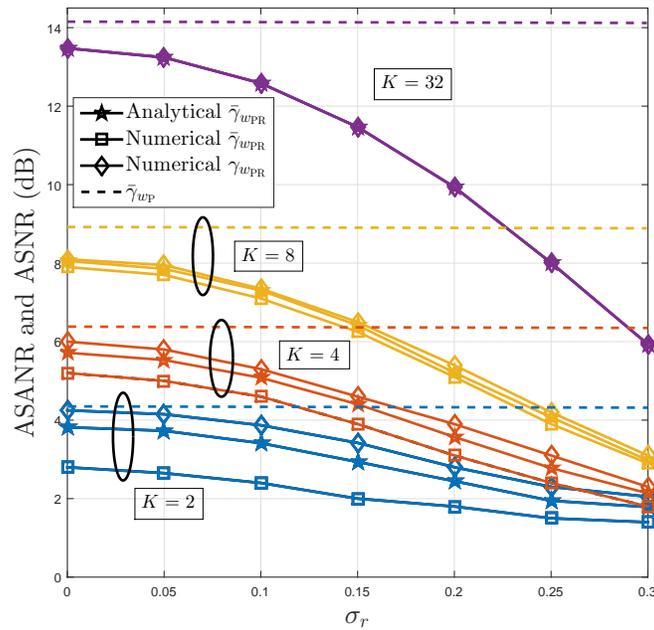
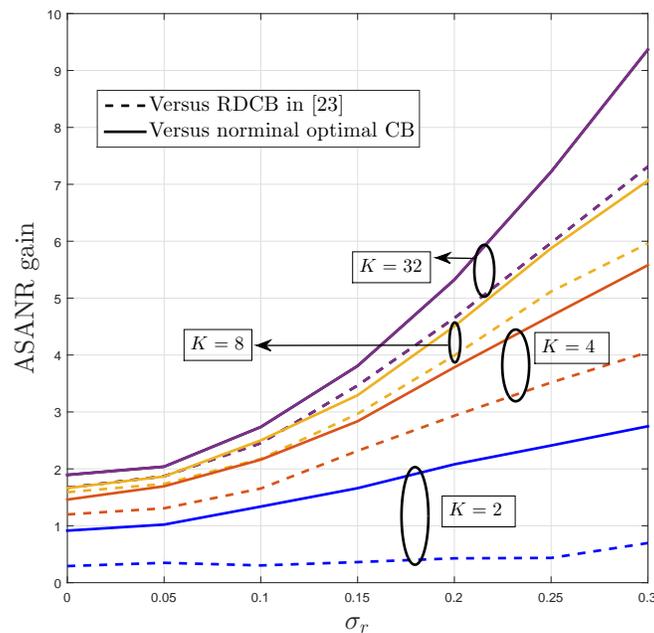
(a) $\sigma_\psi = 0.2$ and $\sigma_\alpha = 0.1$.(b) $\sigma_\psi = 0.2$ and $\sigma_\alpha = 0.1$.

Figure 2.5 – Gains en ASANR du P-RDCB proposé contre le P-DCB dans des environnements polychromatiques - Partie 2.

La Fig. 2.6 montre les gains ASANR de la P-RDCB proposée dans des environnements polychromatiques (c'est-à-dire diffusés). Les Fig. 2.4a, 2.5a, et 2.6a représentent l'ASANR et l'ASNR

obtenus en fonction de K , δ_r , δ_ψ , et σ_α tandis que les Fig. 2.4b, 2.5b, et 2.6b comparent son ASANR obtenu à ceux des DCB et RDCB optimaux nominaux dans [136]. Comme prévu, \mathbf{w}_{PR} se rapproche du niveau de performance optimal même dans les environnements polychromatiques, et ce pour toutes les valeurs AS testées. Dans de tels environnements, \mathbf{w}_{PR} atteint des gains en ASANR jusqu'à 10,4 et 9,4 dB contre les deux repères, respectivement. Comme on peut l'observer sur les figures 2.4b, 2.5b, et 2.6b, ces gains augmentent rapidement avec K et les erreurs d'estimation de canal. Par exemple, selon la Fig. 2.6b, le gain ASANR sur les deux repères augmente d'environ 225% contre les deux lorsque σ_r^2 est deux fois plus grand ou 73.5% et 68%, respectivement, lorsque α est quatre fois plus grand. Ces observations supplémentaires confirment la grande robustesse du P-RDCB proposé contre les erreurs d'estimation de canal, une caractéristique pratique clé qui permet son intégration rentable dans les applications WSN du monde réel. De nouveau, selon la Fig. 2.6, nous vérifions que les valeurs analytiques et empiriques de $\bar{\gamma}_{\text{wPR}}$ correspondent parfaitement lorsque $K > 8$ ou sont très proches sinon. Toutes ces observations corroborent une fois de plus la discussion de la section IV.3.

2.6 Conclusion

Nous avons proposé une nouvelle solution DCB robuste contre les principales erreurs de l'estimation des paramètres du canal, à savoir les erreurs d'estimation de la synchronisation de phase, de la localisation, de la direction d'arrivée (DoA) et/ou des diffuseurs du canal lors des transmissions à double saut d'une source à une destination communiquant par un WSN de K nœuds. En exploitant une approximation asymptotique efficace à grande échelle, nous avons développé des solutions RCB alternatives qui non seulement tiennent compte des erreurs d'estimation, mais s'adaptent également à différents scénarios de mise en œuvre et environnements de propagation sans fil allant du monochromatique au polychromatique. En outre, contrairement aux techniques existantes, nos nouvelles solutions RCB sont distribuées dans le sens qu'elles ne nécessitent aucun échange d'informations entre les nœuds, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique des WSN. Les résultats de simulation ont confirmé que les techniques RDCB proposées sont beaucoup plus robustes en termes de SNR obtenu contre les erreurs d'estimation de canal que les meilleurs repères CB représentatifs, mais à une complexité, un coût énergétique et une surcharge beaucoup plus

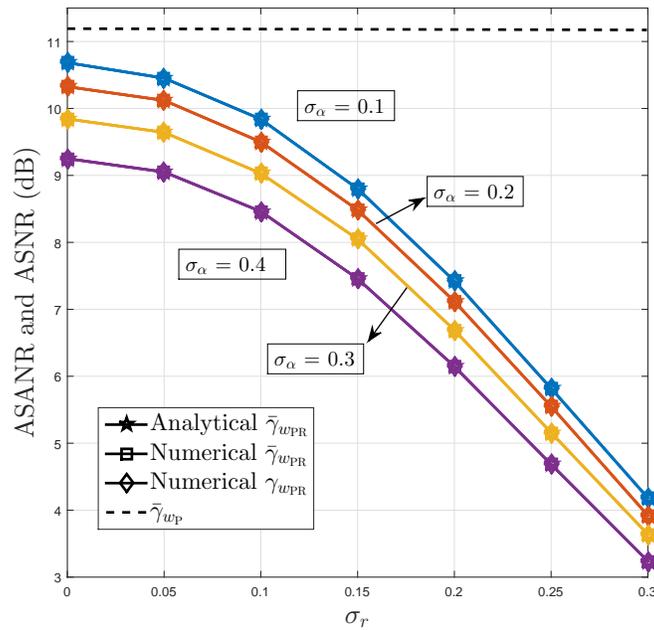
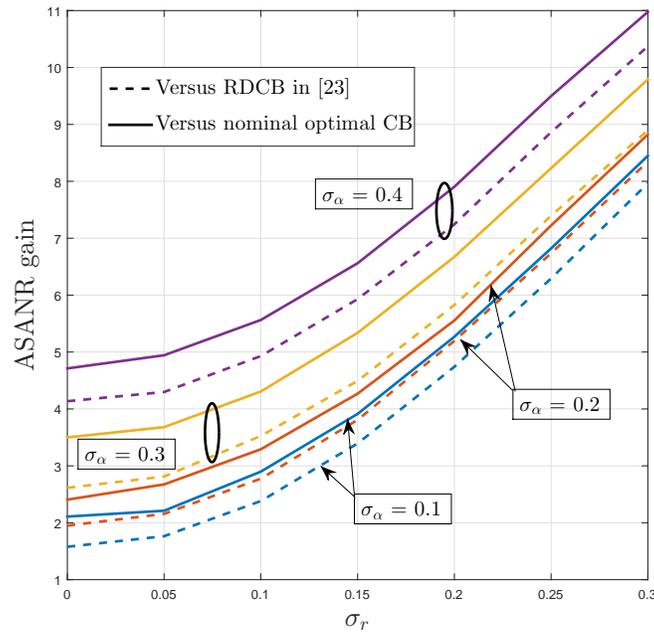
(a) $\sigma_\psi = 0.2$ and $K = 16$.(b) $\sigma_\psi = 0.2$ and $K = 16$.

Figure 2.6 – Gains en ASANR du P-RDCB proposé contre le P-DCB dans des environnements polychromatiques - Partie 3.

faibles, ce qui les rend appropriées pour le déploiement de WSN dans les environnements difficiles qui caractérisent le fonctionnement dans des conditions réelles.

2.7 Appendix

Soit

$$\mathbf{g}_k(\phi) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_k \cos(\phi-\psi_k)}, \quad (2.58)$$

désigne le canal allant d'une source située à ϕ au k -ième nœud. D'après la définition de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ dans (2.12),

$$\begin{aligned} \lim_{K \rightarrow \infty} P_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) &= \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\left(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}(\phi)\right)^H \left(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}(\phi)\right)}{\left(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}\right)^2} \\ &= \frac{\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \alpha_m^H \tilde{\alpha}_n^H \alpha_q \left(\lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \Pi_1 + \lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \Pi_2\right)}{\lim_{K \rightarrow \infty} \left(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}\right)^2}, \end{aligned} \quad (2.59)$$

où $\mathbf{h}(\phi) = \mathbf{f} \odot \mathbf{g}(\phi)$,

$$\Pi_1 = \sum_{k=1}^K e^{-j\frac{r_k}{R}(\beta(\rho_{l,m}+\delta_{k,l}-\phi)\sin(x-\psi_k)+\beta(\rho_{n,q}+\delta_{k,n}-\phi)\sin(y-\psi_k))} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\vartheta_{k,n}-\vartheta_{k,l})}, \quad (2.60)$$

et

$$\Pi_2 = \sum_{k=1}^K e^{-j\frac{r_k}{R}(\beta(\rho_{l,m}+\delta_{k,l}-\phi)\sin(x-\psi_k))} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\vartheta_{k,l}} \sum_{p \neq k}^K e^{-j\frac{r_k}{R}(\beta(\rho_{n,q}+\delta_{k,n}-\phi)\sin(y-\psi_p))} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\vartheta_{p,n}}. \quad (2.61)$$

En exploitant le fait que r_k et ψ_k sont mutuellement indépendants, nous avons

$$\begin{aligned} \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \Pi_1 &= \lim_{K \rightarrow +\infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-j\frac{r_k}{R}(\beta(\rho_{l,m}+\delta_{k,l}-\phi)\sin(x-\psi_k)+\beta(\rho_{n,q}+\delta_{k,n}-\phi)\sin(y-\psi_k))} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\vartheta_{k,n}-\vartheta_{k,l})} \\ &= K \mathbb{E}_{r_k, \psi_k} \left(e^{-j\frac{r_k}{R}(\beta(\rho_{l,m}+\delta_{k,l}-\phi)\sin(x-\psi_k)+\beta(\rho_{n,q}+\delta_{k,n}-\phi)\sin(y-\psi_k))} \right) \mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\vartheta_{k,n}-\vartheta_{k,l})} \right) \\ &= K \chi_{\psi}(\boldsymbol{\theta}, \phi) \xi_r(\rho_{n,l}). \end{aligned} \quad (2.62)$$

De plus, on a

$$\begin{aligned}
& \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \Pi_2 = \\
& \lim_{K \rightarrow +\infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-j \frac{r_k}{R} (\beta(\rho_{l,m} + \delta_{k,l} - \phi) \sin(x - \psi_k))} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^K e^{-j \frac{r_k}{R} (\beta(\rho_{n,q} + \delta_{k,n} - \phi) \sin(y - \psi_p))} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{p,n} + \vartheta_{k,l})} \\
& = K(K-1) \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(\frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{k,l})) J_1(\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{k,n}))}{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{k,l}) \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{k,n})} \right) \\
& \quad \times \mathbb{E}_{\vartheta_p} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{p,n})} \right) \mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{k,l})} \right) \\
& = K(K-1) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \xi_r^2 \left(\frac{\pi}{3} \right). \tag{2.63}
\end{aligned}$$

Portons maintenant notre attention sur le dénominateur du côté droit de (2.59). En utilisant la loi des grands nombres, on peut obtenir

$$\begin{aligned}
\lim_{K \rightarrow \infty} (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}})^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}) & = \lim_{K \rightarrow +\infty} \frac{1}{K} \left(\sum_{l,m=1}^L \sum_{k=1}^K \tilde{\alpha}_l^* \alpha_m e^{-j\beta(\rho_{m,l} + \delta_{kl}) \kappa_{klm}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \vartheta_{kl}} \right)^2 \\
& = K^2 \left(\sum_{l,m=1}^L \sum_{k=1}^K \tilde{\alpha}_l^* \alpha_m \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(e^{-j\beta(\rho_{m,l} + \delta_{kl}) \kappa_{klm}} \right) \mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{k,l})} \right) \right)^2 \\
& \simeq 4K^2 \left(\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^H \tilde{\alpha}_m \xi_r(\rho_{n,l}) \frac{J_1(\beta(\rho_{m,l}))}{\beta(\rho_{m,l})} \right)^2. \tag{2.64}
\end{aligned}$$

Substituant (2.62)-(2.64) dans (2.59) donne (2.55). En ce qui concerne $\lim_{K \rightarrow \infty} P_{\mathbf{w}_p}$, nous avons

$$\begin{aligned}
\lim_{K \rightarrow \infty} P_{\mathbf{w}_{\text{PR}}}(\phi) & = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}(\phi))^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}(\phi))}{(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h})^2} \\
& = \frac{\lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \Pi_1 + \lim_{K \rightarrow \infty} (1/K) \Pi_2}{\lim_{K \rightarrow \infty} (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}^H)^2}. \tag{2.65}
\end{aligned}$$

De plus, on a

$$\begin{aligned}
\lim_{K \rightarrow \infty} (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h})^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}) &= K \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \alpha_m^H \tilde{\alpha}_n^H \alpha_q \left(\mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{k,n} - \vartheta_{k,l})} \right) \right. \\
&\times \mathbb{E}_{r_k, \psi_k} \left(e^{-j \frac{r_k}{R} (\beta(\rho_{l,m} + \delta_{k,l}) \sin(x - \psi_k) + \beta(\rho_{n,q} + \delta_{k,n}) \sin(y - \psi_k))} \right) \\
&+ \left. \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(\frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{k,l})) J_1(\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{k,n}))}{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{k,l}) \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{k,n})} \right) \mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{p,n})} \right) \mathbb{E}_{\vartheta_k} \left(e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\vartheta_{k,l})} \right) \right) \\
&\simeq K \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \alpha_m^H \tilde{\alpha}_n^H \alpha_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r^2 \left(\frac{\pi}{3} \right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \\
&= K \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r^2 \left(\frac{\pi}{3} \right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \\
&+ K \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r^2 \left(\frac{\pi}{3} \right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right). \tag{2.66}
\end{aligned}$$

Enfin, $\lim_{K \rightarrow \infty} P_{\text{wPR}}(\phi)$ pourrait être facilement obtenu en utilisant [\(2.62\)](#)-[\(2.66\)](#).

Chapitre 3

Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative à Deux Sauts pour les Réseaux de Capteurs sans Fil avec Erreurs d'Estimation des Canaux

3.1 Résumé

Nous proposons dans ce chapitre une nouvelle solution de formation de voie collaborative (CB) robuste (i.e., RCB) contre les erreurs d'estimation des paramètres du canal sur les transmissions à double saut dans un réseau de capteurs sans fil (WSN) de K nœuds. La source envoie d'abord son signal au WSN. Ensuite, chaque nœud transmet son signal reçu après l'avoir multiplié par un poids de formation de voie correctement sélectionné. Ce dernier vise à minimiser la puissance du bruit reçu tout en maintenant la puissance désirée égale à l'unité. Ces poids dépendent de certains paramètres d'information sur l'état du canal (CSI). Ils doivent donc être estimés localement à chaque nœud ou lui être renvoyés, ce qui entraîne dans les deux cas des erreurs d'estimation ou des paramètres du canal ou d'erreurs de rétroaction susceptibles de nuire gravement à la performance du CB. En

Table 3.1 – Environment case scenarios.

Structure du canal	Non structuré	Monochromatique	Bichromatique	Polychromatique
Non structuré	non applicable	✓	✓	✓
Monochromatique	✓	✓	✓	✓
Bichromatique	✓	✓	✓	✓
Polychromatique	✓	✓	✓	✓

prenant en compte de la connectivité massive caractérisant les nouvelles technologies sans fil 5G et les futures technologies sans fil 5G+/6G et l’Internet des objets (IoT) (densité de connexion 5G prévue de 1 million de dispositifs connectés par 1 km²), nous développons des solutions RCB alternatives qui s’adaptent à différents scénarios et environnements de propagation, à la fois aux signaux monochromatiques [c’est-à-dire à la ligne de vue (LoS)], bichromatique (légèrement à modérément dispersés) et polychromatiques (c’est-à-dire fortement dispersés). En outre, contrairement aux techniques existantes, nos nouvelles solutions RCB sont distribuées (c.-à-d. DCB), c’est-à-dire qu’elles ne nécessitent aucun échange d’informations entre les nœuds, ce qui améliore considérablement l’efficacité spectrale et énergétique des WSN.

Ce travail est en fait une extension de notre travail précédent effectué dans [137]. La contribution de ce travail consiste à structurer les canaux des deux sauts au lieu d’un seul. Ce travail consiste ensuite à proposer une solution RDCB pour différentes combinaisons de scénarios entre les canaux arrière (i.e. monochromatique, bichromatique, ou polychromatique) et avant (i.e. monochromatique, bichromatique, ou polychromatique). Les résultats de simulation montrent des gains considérables des techniques DCB robustes (RDCB) proposées en termes de rapport signal/bruit (SNR) obtenu contre les erreurs d’estimation de canal.

3.2 Modèle de Système à Deux Sauts

Comme l’illustre la figure 3.1, le système qui nous intéresse consiste en un réseau de capteurs sans fil (WSN) composé de K nœuds, chacun étant équipé d’une seule antenne isotrope et distribué uniformément et indépendamment sur $D(O, R)$, le disque dont le centre est à O et le rayon à R , une destination D , et une source S tous deux situés dans le même plan contenant $D(O, R)$. Nous supposons dans un premier temps que le nombre de diffuseur est négligeable (propagation en ligne de vue). Ensuite, on suppose qu’il n’y a pas de liaison directe entre la source et le récepteur en raison de

l'atténuation élevée des pertes sur le trajet [12, 99, 108]. La présence élevée de l'effet de diffusion qui est caractérisé par des rayons de même puissance avec des gains complexes $\alpha_l = \rho_l \exp(j\phi_l)$ pour $l \in \{1, 2, \dots, L\}$ ρ_l s sont des amplitudes de même puissance $\mathbb{E}\{|\rho_l|^2\} = \frac{1}{L}$ et ϕ_l s sont uniformément distribuées sur $[-\pi, \pi]$ provenant des angles $\phi_S = \theta_l$ [108] ce qui décrit un canal polychromatique. On s'intéresse aussi au cas où l'effet de diffusion est léger à modéré et que le canal est très bien approximé par une propagation bichromatique caractérisée par deux rayons de même puissance provenant des angles $\phi_S \pm \sigma_g$ pour le canal en arrière ou $\phi_S \pm \sigma_{bg}$ pour le canal en arrière ou $\phi_D \pm \sigma_{bf}$ pour le canal en avant. On suppose que la source S et la destination D sont éloignés les uns des autres, à tel point que le placement du WSN dans le champ lointain par rapport à l'un ou l'autre terminal devient indispensable pour relayer les données entre les deux par le biais d'un système de communication à double saut S -WSN- D .

En outre, laissons (A_S, ϕ_S) et (A_D, ϕ_D) désigner les coordonnées polaires de la source S et la destination D , respectivement et s le signal transmis de puissance unitaire à bande étroite. Sans perte de généralité, on suppose que S est à $\phi_S = 0$. Soit (r_k, ψ_k) , $[\mathbf{g}]_k$, et $[\mathbf{f}]_k$ les coordonnées polaires, le canal arrière et le canal avant du k -ième nœud, respectivement. Comme les nœuds du WSN sont indépendants et complètement autonomes, nous considérons ici que le k -ième WSN ne connaît que ses coordonnées et ses canaux arrière et avant, tout en étant évident pour ceux de tous les autres nœuds du réseau. Compte tenu du fait que le WSN est supposé être placé en champ lointain par rapport à la source S et la destination D , nous avons besoin de vérifier que A_S et A_D sont bien plus grands que les dimensions du WSN ($A_S \gg R$ and $A_D \gg R$). Nous supposons également que tous les nœuds de capteurs subissent la même perte de chemin lors d'un saut en avant ou en arrière. Le modèle sous-jacent s'inscrit donc dans le cadre des réseaux phasés.

Comme les nœuds du WSN sont indépendants et complètement autonomes, nous considérons ici que le k -ième WSN ne connaît que ses coordonnées nominales (r_k, ψ_k) tout en étant conscient de ceux de tous les autres nœuds du réseau. Les seules données CSI qu'ils ont en commun sont les valeurs nominales de certains paramètres globaux caractérisant l'ensemble du WSN et son environnement. Certains paramètres globaux caractérisant l'ensemble du WSN et son environnement de propagation sont: connaissance du rayon R , la longueur d'onde λ , l'angle d'arrivée de la source S ϕ_S , l'angle de départ de la destination D ϕ_D , les paramètres de diffusion α_l et θ_l dans un environnement polychromatique, les dispersions angulaires σ_{bg} et σ_{bf} dans un environnement bichromatique et les variances σ_g^2 , σ_f^2 , σ_r^2 , $\sigma_p s i^2$, et σ_α^2 les variance des erreurs d'estimation des paramètres caractérisant

le canal. Sur la base de la connaissance parfaite ou imparfaite que chaque nœud du WSN d'indice k a des paramètres ci-dessus, il peut reconstruire le canal en arrière et en avant comme suit

$$[\mathbf{g}]_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_D + \theta_l - \psi_k)}. \quad (3.1)$$

et

$$[\mathbf{f}]_k = \sum_{l=1}^L \alpha'_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_D + \theta'_l - \psi_k)}. \quad (3.2)$$

Dans des environnement avec un effet de diffusion faible à modéré, (3.1) et (3.2) se réduisent à

$$[\mathbf{g}]_k = \alpha_1 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bg} - \psi_k)} + \alpha_2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bg} + \psi_k)}. \quad (3.3)$$

et

$$[\mathbf{f}]_k = \alpha'_1 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bf} - \psi_k)} + \alpha'_2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bf} + \psi_k)}. \quad (3.4)$$

Il est à noter que lorsqu'il n'y a pas de diffusion (c'est-à-dire, $\theta_l = 0$ et $\alpha_l = 1/L$), (3.3) et (3.4) se réduisent à

$$[\mathbf{g}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_S - \psi_k)}, \quad (3.5)$$

et

$$[\mathbf{f}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_D - \psi_k)}, \quad (3.6)$$

Une communication à double saut est établie entre la source S et la destination D . Dans le premier intervalle de temps, la source envoie son signal s au WSN. Soit \mathbf{y} le vecteur de signal reçu au niveau des nœuds de capteurs, donné par

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}s + \mathbf{v}, \quad (3.7)$$

où $\mathbf{g} \triangleq [[\mathbf{g}]_1 \dots [\mathbf{g}]_K]^T$ et \mathbf{v} est le vecteur de bruit des noeuds. Dans le deuxième intervalle de temps, le k ème nœud multiplie son signal reçu avec le conjugué complexe du poids de formation de voie

w_k et transmet le signal résultant au récepteur. Il découle de (3.7) que le signal reçu à O est

$$\begin{aligned} r &= \mathbf{f}^T (\mathbf{w}^* \odot \mathbf{y}) + n = \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{y}) + n \\ &= \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{g}s + \mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n \\ &= s\mathbf{w}^H \mathbf{h} + \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n, \end{aligned} \quad (3.8)$$

où $\mathbf{w} \triangleq [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur de formation de voie, $\mathbf{h} \triangleq \mathbf{f} \odot \mathbf{g}$, $\mathbf{f} \triangleq [[\mathbf{f}]_1 \dots [\mathbf{f}]_K]^T$, et n est le bruit du récepteur. Soit $P_{\mathbf{w},s}$ et $P_{\mathbf{w},n}$ la puissance reçue de la source, et la puissance de bruit agrégée due au bruit thermique du récepteur et aux bruits transmis par les terminaux, respectivement. Il découle de (3.8) que

$$P_{\mathbf{w}}(\phi_s) = \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2, \quad (3.9)$$

$$P_{\mathbf{w},n} = \sigma_v^2 \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} + \sigma_n^2, \quad (3.10)$$

où $\mathbf{\Lambda} \triangleq \text{diag}\{|\mathbf{f}_1|^2 \dots |\mathbf{f}_K|^2\}$. Bien que plusieurs approches puissent être adoptées pour concevoir correctement les poids de formation de voie [129], nous ne nous intéressons ici qu'à la minimisation de la puissance du bruit global tout en maintenant la réponse de formation de voie $\mathbf{w}^H \mathbf{h}$, et donc la puissance reçue de la source égale à l'unité. Ce dernier n'est rien d'autre que le célèbre formateur de voie MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) [138, 139] avec une contrainte de réponse sans distorsion relaxée. Mathématiquement parlant, nous devons résoudre le problème d'optimisation suivant :

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \min P_{\mathbf{w},n} \quad \text{s.t.} \quad P_{\mathbf{w}}(\phi_s) = 1, \quad (3.11)$$

où \mathbf{w}_{opt} représente le vecteur idéal de formation de voie optimal. Le problème d'optimisation dans (3.11) peut être réécrit comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \min \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2 = 1, \quad (3.12)$$

ou, de manière équivalente, comme

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2 = 1. \quad (3.13)$$

La solution du problème d'optimisation convexe ci-dessus peut être exprimée comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{h}}{|\mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{h}|}, \quad (3.14)$$

Il suit de (4.10) que pour implémenter \mathbf{w}_{opt} , le k -ième nœud doit construire à la fois ses canaux arrière $[\mathbf{f}]_k$ et avant $[\mathbf{g}]_k$. Malheureusement, dans la pratique, un tel processus entraîne des erreurs d'estimation des canaux qui peuvent nuire aux performances de la formation de voie. Par conséquent, \mathbf{w}_{opt} n'est valable que dans des conditions idéales où il n'y a pas d'erreurs d'optimisation. Dans des conditions réelles, \mathbf{w}_{opt} est remplacé par

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}} = \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\tilde{\mathbf{h}}|}, \quad (3.15)$$

où $[\tilde{\mathbf{f}}]_k$ et $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$ sont les k -ièmes estimations des canaux arrière et avant, respectivement. Un autre inconvénient de la solution CB optimale nominale (appelée dans le reste du travail) $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ (c'est-à-dire optimisée sans tenir compte des déficiences de l'estimation des paramètres du canal), qui doit être souligné ici, est que le k -ième nœud doit connaître les canaux de tous les autres nœuds du WSN. À cette fin, chaque nœud doit diffuser ses informations de canal à travers le réseau et, par conséquent, l'implémentation de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ nécessite une énorme surcharge. Cette dernière pourrait non seulement entraîner l'épuisement des ressources énergétiques limitées des nœuds WSN et la détérioration de leur efficacité spectrale, mais aussi des pertes de performance sévèrement amplifiées en raison de l'impact cumulatif croissant des erreurs de rétroaction CSI. Dans ce qui suit, nous proposons de nouvelles techniques RDCB robustes contre les erreurs d'estimation des paramètres du canal dans les environnements monochromatiques, bichromatiques et polychromatiques. Nous nous concentrons dans ce travail sur les erreurs d'estimation de la synchronisation de phase, de la localisation, de la DoA, et/ou des diffuseurs/coefficients du canal.

3.3 Techniques RDCB Proposées

Afin de reconstruire des canaux, on exploite la structure des canaux arrière et avant. Cette dernière se divise en trois catégories principales : (i) les canaux à rayon unique (c.-à-d. monochromatiques) qui ignorent le phénomène de diffusion et supposent qu'il n'y a qu'un seul rayon en

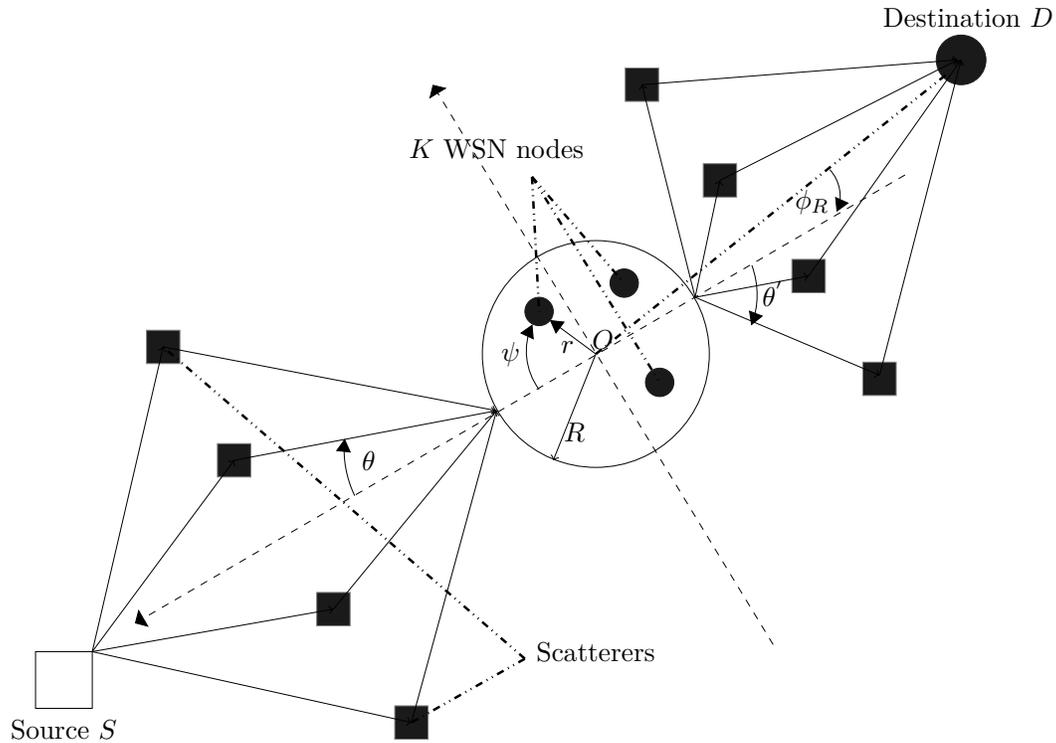


Figure 3.1 – Modèle du système.

visibilité directe ; (ii) les canaux à deux rayons (c.-à-d. bichromatiques) où la dispersion angulaire est relativement faible ; et (iii) les canaux à rayons multiples (c.-à-d. polychromatiques) qui tiennent compte de la diffusion présente dans la plupart des environnements du monde réel. Par conséquent, nous obtenons les neuf scénarios suivants :

- Canal arrière monochromatique - Canal avant monochromatique,
- Canal bichromatique vers l'arrière - Canal monochromatique vers l'avant,
- Canal polychromatique arrière - Canal monochromatique avant,
- Canal monochrome vers l'arrière - Canal bichromatique vers l'avant,
- Canal bichromatique vers l'arrière - canal bichromatique vers l'avant,
- Canal polychromatique vers l'arrière - canal bichromatique vers l'avant,
- Canal monochromatique vers l'arrière - canal polychromatique vers l'avant,
- Canal bichromatique vers l'arrière - Canal polychromatique vers l'avant,
- Canal polychromatique vers l'arrière - canal polychromatique vers l'avant.

3.3.1 Environnements Monochromatiques-Monochromatiques (C'est-à-dire sans Diffusion)

Pour reconstruire le canal d'arrière et d'avant, chaque nœud estime sa phase; ou à la fois la direction d'arrivée (DoA) ϕ_S , la direction de départ (DoD) ϕ_D et les coordonnées (r_k, ψ_k) . La première option nécessite la mise en œuvre de techniques de synchronisation de phase [130][131] tandis que la seconde repose à la fois sur l'estimation de la DoA et sur des algorithmes de localisation [132][133]. Néanmoins, les deux options entraînent des erreurs d'estimation de nature différente qui nuisent à la précision de $[\mathbf{g}]_k$ et de $[\mathbf{f}]_k$, par conséquent, aux performances de CB.

Option d'Implémentation 1 (Synchronisation de Phase)

Ce scénario entraîne une erreur de synchronisation de phase due aux erreurs de synchronisation et d'estimation du décalage de phase entre les nœuds. Par conséquent, le canal arrière reconstruit par k -ième nœud $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$ est donné

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\varrho_k} \Delta_{g_k}, \quad (3.16)$$

et le canal en avant reconstruit $[\tilde{\mathbf{f}}]_k$ est donné par

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = e^{-j\varrho'_k} \Delta_{f_k}, \quad (3.17)$$

où $\Delta_{g_k} = e^{-j\delta_k}$, $\Delta_{f_k} = e^{-j\delta'_k}$ et δ_k et δ'_k sont les perturbations de phase du k -ième nœud qui dépendent des caractéristiques de leur oscillateur local. Nous montrerons plus tard que les performances de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ se détériorent lorsque δ_k et δ'_k augmentent en raison de l'inadéquation des canaux (c'est-à-dire $[\tilde{\mathbf{g}}]_k \neq [\mathbf{g}]_k$ et $[\tilde{\mathbf{f}}]_k \neq [\mathbf{f}]_k$) qu'elle provoque. Pour surmonter ce problème difficile, nous proposons dans ce travail d'anticiper l'inévitable erreur de synchronisation de phase en tenant compte de son impact dans la conception du CB. En fait, on pourrait modifier le problème d'optimisation dans (3.13) comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{MMR}_1} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2 = 1, \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned}
 (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h})^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}) &= \left(\sum_{k=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_k^H [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H [\mathbf{f}]_k [\mathbf{g}]_k}{\|\mathbf{f}\|_k^2} \right)^H \left(\sum_{p=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_p^H [\tilde{\mathbf{f}}]_p^H [\mathbf{f}]_p [\mathbf{g}]_p}{\|\mathbf{f}\|_p^2} \right) \\
 &= K + K(K-1) \frac{\sum_{k=1}^K \Delta_{g_k} \Delta_{f_k}}{K} \frac{\sum_{p=1, p \neq k}^K \Delta_{g_p}^H \Delta_{f_p}^H}{K-1}. \tag{3.20}
 \end{aligned}$$

where $[\tilde{\mathbf{h}}]_k = [\tilde{\mathbf{f}}]_k [\tilde{\mathbf{g}}]_k$. Le vecteur de formation de voie robuste proposé est alors donné par

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_1} = \frac{\tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|}. \tag{3.19}$$

Comme on peut l'observer à partir de (3.19), $\mathbf{w}_{\text{MMR}_1}$ dépend à la fois de $\tilde{\mathbf{h}}$ et \mathbf{h} . Puisque les nœuds ne connaissent évidemment pas le canal réel, nous devons remplacer $|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|$ par une quantité équivalente qui ne dépend que des paramètres connus. À cette fin, nous proposons d'étudier l'expression asymptotique de ce terme à grand K . Il découle des définitions de $\tilde{\mathbf{h}}$, $\tilde{\Lambda}$, et \mathbf{h} que (3.20). En recourant à la loi des grands nombres, on a pour de grands K que $\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Delta_{g_k} \Delta_{f_k} \simeq \mathbb{E}\{\Delta_{g_k} \Delta_{f_k}\}$. En supposant que Δ_{g_k} et Δ_{f_k} sont indépendants et uniformément distribués sur $[-\sqrt{3}\sigma_g, \sqrt{3}\sigma_g]$ et $[-\sqrt{3}\sigma_f, \sqrt{3}\sigma_f]$, respectivement, on peut obtenir pour de grands K

$$\begin{aligned}
 |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}| &\simeq \sqrt{K + K(K-1) \mathbb{E}^2\{\Delta_{g_k}\} \mathbb{E}^2\{\Delta_{f_k}\}} \\
 &\simeq \sqrt{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2}}, \tag{3.21}
 \end{aligned}$$

où σ_g et σ_f sont les variances de δ_k et Δ_{f_k} , respectivement. Il est intéressant de mentionner ici que les erreurs assumées uniformes peuvent suivre d'autres distributions et on le calcul final aura une expression différente qui suit la loi de probabilité des erreurs prises en considération. Comme le nombre de nœuds dans les WSNs est généralement élevé, nous pouvons substituer (3.21) dans (3.19) pour obtenir

$$\mathbf{w}_{\text{MR}_1} \simeq \frac{\tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2}}}. \tag{3.22}$$

Une simple inspection de (3.22) révèle que $[\mathbf{w}_{\text{MMR}_1}]_k$ dépend exclusivement de $[\tilde{\mathbf{f}}]_k$, $[\tilde{\mathbf{g}}]_k$, σ_g et σ_f . La première et la seconde sont estimées localement par le k -ième nœud, tandis que les valeurs σ_g et σ_f dépendent des caractéristiques de son oscillateur local et de la technique de synchronisation de

phase adoptée et, par conséquent, peuvent être stockées dans sa mémoire locale avant le déploiement du WSN. En outre, $[\mathbf{w}_{\text{MMR}_1}]_k$ est indépendant des canaux avant et arrière de tous les autres nœuds. Il s'agit d'une caractéristique importante du DCB car elle évite tout échange d'informations entre les nœuds du WSN, ce qui permet d'économiser leurs maigres ressources énergétiques et d'améliorer l'efficacité spectrale du WSN. Il est intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs d'estimation de phase du canal arrière (c'est-à-dire $\sigma_g = 0$) et du canal avant (c'est-à-dire $\sigma_f = 0$), $\mathbf{w}_{\text{MMR}_1}$ se réduit à la solution MM-DCB nominale donnée dans [134] par

$$\mathbf{w}_{\text{MM}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K}, \quad (3.23)$$

soulignant ainsi sans ambiguïté les défis et les mérites et la robustesse du DCB aux erreurs d'estimation des paramètres du canal.

Option d'Implémentation 2 (Localisation et Estimation de la Direction d'Arrivée (DoA))

Avec l'option 2, chaque nœud doit effectuer à la fois l'auto-localisation et l'estimation de la DoA et la DoD avec, encore une fois, des erreurs d'estimation inévitables qui nuisent à la précision de l'information sur le canal. Dans un tel cas, les canaux arrière et avant reconstruits peuvent être déterminés comme suit

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})}, \quad (3.24)$$

et

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\phi_D - \psi_k + \delta'_{\psi_k})}, \quad (3.25)$$

où δ_{r_k} est l'erreur sur la coordonnée radiale r_k et δ_{ψ_k} et δ'_{ψ_k} sont les erreurs combinées sur la coordonnée angulaire ψ_k avec les DoA et DoD, respectivement, pour les canaux arrière et avant. En adoptant des étapes similaires à celles de la section 3.3.1, on peut prouver que le RDCB proposé peut être exprimé dans ce scénario comme (3.26) où l'espérance est appliquée sur ν_k , μ_k , δ_{ψ_k} , $\nu_k = \delta_{r_k} \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})$, $\nu'_k = \delta_{r_k} \cos(\phi_D - \psi_k - \delta'_{\psi_k})$, $\mu_k = \frac{r_k}{R} \sin\left(\psi_k + \frac{\delta_{\psi_k}}{2}\right)$ et $\mu'_k = \frac{r_k}{R} \sin\left(\psi_k + \frac{\delta_{\psi_k}}{2} - \phi_D\right)$. Comme on peut l'observer à partir de (3.26), chaque nœud est capable de calculer son propre poids en utilisant uniquement ses informations locales, évitant ainsi tout

$$\mathbf{w}_{\text{MMR}_2} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) \mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\nu_k - 2R\mu_k \sin\left(\frac{\delta\psi_k}{2}\right) \right) \right\}^2 \mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\nu'_k - 2R\mu'_k \sin\left(\frac{\delta'\psi_k}{2}\right) \right) \right\} \right)}, \quad (3.26)$$

échange d'informations qui peut détériorer la puissance du WSN et l'efficacité spectrale. Cependant, chaque nœud doit calculer l'espérance dans (3.26), ce qui augmente la complexité d'implémentation du formateur de voie proposé. Dans ce qui suit, nous prouvons, grâce à l'adoption d'une hypothèse légère, qu'il est possible de dériver ce terme d'espérance dans (3.26) en forme fermée. En supposant que ν_k et μ_k sont statistiquement indépendants, et la même chose pour ν'_k et μ'_k on a $\mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\nu_k - 2R\mu_k \sin\left(\frac{\delta\psi_k}{2}\right) \right) \right\} = \mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\} \mathbb{E}_{\mu_k, \delta\psi_k} \left\{ e^{-4j\pi R\mu_k \sin\left(\frac{\phi - \delta\psi_k}{2}\right)} \right\}$ et $\mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\nu'_k - 2R\mu'_k \sin\left(\frac{\delta'\psi_k}{2}\right) \right) \right\} = \mathbb{E}_{\nu'_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu'_k} \right\} \times \mathbb{E}_{\mu'_k, \delta'\psi_k} \left\{ e^{-4j\pi R\mu'_k \sin\left(\frac{\phi - \delta'\psi_k}{2}\right)} \right\}$.

La pdf de ν_k peut être déterminée comme suit

$$\begin{aligned} f_{\nu_k}(\nu) &= \frac{1}{2\pi\sqrt{3}\sigma_r} \left[\int_{\nu}^{\sqrt{3}\sigma_r} \frac{1}{\sqrt{\delta_r^2 - \nu^2}} d\delta_r + \int_{-\sqrt{3}\sigma_r}^{-\nu} \frac{1}{\sqrt{\delta_r^2 - \nu^2}} d\delta_r \right], \\ &= \frac{1}{\pi\sqrt{3}\sigma_r} \left[\ln\left(1 + \sqrt{1 - \frac{\nu^2}{3\sigma_r^2}}\right) - \ln\left(\frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r}\right) \right]; |\nu| \leq \sqrt{3}\sigma_r. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Par conséquent, sa moyenne est déterminée par

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\} &= \int_{-\sqrt{3}\sigma_r}^{\sqrt{3}\sigma_r} \frac{1}{\pi\sqrt{3}\sigma_r} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \left[\ln\left(1 + \sqrt{1 - \frac{\nu^2}{3\sigma_r^2}}\right) - \ln\left(\frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r}\right) \right] d\nu. \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^1 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_r t\right) \ln\left(\frac{1 + \sqrt{1 - t^2}}{t}\right) dt \\ &= {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\beta \left(\frac{\pi}{3}\right) \frac{\sigma_r}{2R}\right)^2\right) \\ &= \xi_r \left(\frac{\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3.28)$$

où $\beta(\phi) = \frac{4\pi R}{\lambda} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right)$. Notez que dans la deuxième ligne, nous avons recours au changement de variable $t = \frac{|\nu|}{\sqrt{3}\sigma_r}$. Nous supprimons également la partie imaginaire de l'équation car il s'agit d'une fonction sinus qui est impaire et, par conséquent, son intégrale sur un intervalle centré sur zéro est

$$\mathbf{w}_{\text{MMR}_2} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{A}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right)^4 {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^4}}. \quad (3.30)$$

nulle. De plus, nous avons

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-4j\pi R\mu_k \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right)} \right\} \\ &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left\{ \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\left(4\pi R \sin\left(\frac{-\delta_{\psi_k}}{2}\right)\right)^p}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(\mu_k^p) \right\} \\ &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left\{ \frac{2J_1\left(4\pi R \sin\left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2}\right)\right)}{4\pi R \sin\left(\frac{\delta_{\psi_k}}{2}\right)} \right\} \\ &\simeq {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right) \\ &= \xi_\psi(0). \end{aligned} \quad (3.29)$$

$\mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\}$ est calculé de la même façon que (3.28) tandis que $\mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-4j\pi R\mu_k \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right)} \right\}$ est déterminé comme (3.29). Ainsi, injectant (3.28) et (3.29) dans (3.26) donne (3.30).

$\mathbf{w}_{\text{MMR}_2}$ dans (3.30) ne dépend que de σ_r et σ_ψ et le rapport R/λ . Puisque chaque terminal peut reconstruire localement son propre canal, la solution MM-RDCB proposée n'entraîne pas de frais supplémentaire en terme de calcul ou d'alimentation notables. Il est donc possible de diffuser facilement les données sur le WSN avec une augmentation négligeable de ces trois éléments de coût. Il est également intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs de localisation et d'estimation de la DoA et la DoD (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = 0$), le MM-RDCB proposé, $\mathbf{w}_{\text{MMR}_2}$, se réduit une fois de plus à la solution M-DCB nominale \mathbf{w}_{MM} donnée dans l'équation (3.23) ci-dessus.

Option d'Implémentation 3 (Erreurs de Synchronisation de Phase, Localisation et DoA)

Avec l'option 3, nous avons une perturbation de phase due aux erreurs de synchronisation et d'estimation du décalage de phase entre les nœuds pour le canal arrière et aux erreurs de localisation et d'estimation de la DoA pour le canal avant ou vice versa. Dans ce cas, les canaux arrière et avant

$$\mathbf{w}_{\text{MMR}_3} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right) {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2}}. \quad (3.33)$$

$$\mathbf{w}_{\text{MMR}_3} \simeq \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right) {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2}}. \quad (3.34)$$

reconstruits peuvent être écrits comme suit

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\varrho_k} \Delta_{g_k}, \quad (3.31)$$

et

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta'_{r_k}) \cos(\phi_r - \psi_k + \delta'_{\psi_k})}, \quad (3.32)$$

où $\Delta_{g_k} = e^{-j\delta_k}$ et δ_k est la perturbation de phase du k -ième noeud et δ_{r_k} est l'erreur sur la coordonnée radiale r_k et δ'_{ψ_k} est l'erreur combinée sur la coordonnée angulaire ψ_k . En adoptant des étapes similaires à celles des sections [3.3.1](#) et [3.3.1](#), on peut prouver que le RDCB proposé peut être exprimé dans ce scénario comme [\(3.33\)](#) ou [\(3.34\)](#) qui dépend du type d'erreurs d'estimation adopté par les canaux en arrière et en avant. Une fois encore, en l'absence d'erreurs d'estimation de localisation et de DoA et de DoD (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = 0$) et de perturbation de phase (c'est-à-dire, $\sigma_g = 0$ ou $\sigma_f = 0$) que le MM-RDCB proposé, $\mathbf{w}_{\text{MMR}_3}$ ou $\mathbf{w}_{\text{MMR}_4}$, se réduit une fois de plus à la solution nominale MM-DCB \mathbf{w}_{MM} donnée dans l'équation [\(3.23\)](#) ci-dessus.

3.3.2 Environnements Polychromatique (Canal Arrière) - Monochromatique (Canal Avant)

Nous supposons ici que la source est diffusée par un nombre donné de diffuseurs situés dans le même plan contenant $D(O, R)$. Ces diffuseurs génèrent à partir du signal d'émission L rayons ou "chromatiques spatiaux" (en référence à leur distribution angulaire) qui forment un canal de

propagation polychromatique. Le l -ème rayon est caractérisé par son écart angulaire θ_l par rapport à la direction de la source ϕ_s et son amplitude complexe α_l . Dans ce cas, le canal arrière reconstruit du k -ème nœud est donné par

$$[\mathbf{g}]_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_s + \theta_l - \psi_k)}. \quad (3.35)$$

tandis que le canal direct reconstruit du k -ème nœud dans l'environnement monochromatique est donné par

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = e^{-j \varrho'_k} \Delta_{f_k}, \quad (3.36)$$

où $\Delta_{f_k} = e^{-j \delta'_k}$ et δ'_k sont les perturbation de phase du k -ième nœud.

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta'_{r_k}) \cos(\phi_r - \psi_k + \delta'_{\psi_k})}, \quad (3.37)$$

où δ'_{r_k} est l'erreur sur la coordonnée radiale r_k et δ'_{ψ_k} est l'erreur combinée sur la coordonnée angulaire ψ_k . Il est à noter que (3.35) se réduit à (3.5) lorsqu'il n'y a pas de diffusion (c'est-à-dire, $\theta_l = 0$). Il découle de (3.1) que chaque nœud doit estimer dans des environnements polychromatiques ses coordonnées polaires (r_k, ψ_k) et la DoA et la DoD du l e rayon et son amplitude α_l . Il en résulterait souvent des erreurs susceptibles de provoquer une inadéquation du canal, ce qui entraverait les performances de la formation de voie proposée. La reconstruction du canal arrière du k -ième nœud est alors donnée par

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = \sum_{l=1}^L (\alpha_l + \delta_{\alpha_l}) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\theta_l - \psi_k + \delta_{kl})}, \quad (3.38)$$

où δ_{α_l} et δ_{kl} sont les erreurs sur α_l et la phase combinée $(\theta_l - \psi_k)$, respectivement. Il découle alors de (3.38) et de (1.37) que

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|^2 &\simeq K \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_{\psi}(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_{\psi}(\boldsymbol{\theta}, 0) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l,m,n=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_{\alpha}^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_{\psi}(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_{\psi}(\boldsymbol{\theta}, 0) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} \right) \right), \quad (3.39) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{\text{PMR}_1} &= \frac{\tilde{\Lambda}^{-1}\tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K}} \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} \right) \right. \\
 &+ \left. \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.41)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{\text{PMR}_2} &= \frac{\tilde{\Lambda}^{-1}\tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K}} \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right)^2 \right. \right. \\
 &\times \left. \left. {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2 \right) + \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right. \right. \\
 &\times \left. \left. {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right)^2 {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2 \right) \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.42)
 \end{aligned}$$

ou

$$\begin{aligned}
 \lim_{k \rightarrow \infty} \left| \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} \right|^2 &\simeq K \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right. \right. \\
 &\times \left. \left. {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right)^2 \times {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2 \right) \right. \\
 &+ \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \left(\xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right. \\
 &\times \left. \left. {}_1F_2\left(0.5; 1, 1.5; -3\left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda}\right)^2\right)^2 \times {}_1F_2\left(0.5; 1.5, 2; -3\left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda}\right)^2\right)^2 \right) \right) \quad (3.40)
 \end{aligned}$$

où σ_α^2 est la variance de δ_α et $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi)$ et $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)$ sont déjà déterminés dans [137] (i.e le chapitre 2) et (3.39) et (3.40) dépendent du fait que le canal direct traite respectivement l'erreur de phase ou les erreurs d'estimation de localisation des noeuds. L'injection de (3.39) ou (3.40) dans (3.19) donne le nouveau PP-RDCB dans (3.41) ou (3.42). ou Il découle de (3.41), (3.42) et [137] que $\mathbf{w}_{\text{PMR}_2}$ dépend uniquement des informations disponibles localement à chaque nœud, assurant ainsi une efficacité en termes de puissance et de spectre à la mise en œuvre du RDCB sur les WSNs, même dans des environnements polychromatiques. Par conséquent, en l'absence d'erreurs de localisation,

de DoA, de DoD, des diffuseurs et de phase (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = \sigma_\alpha = \sigma_f = 0$), le PM-RDCB proposé, $\mathbf{w}_{\text{PMR}_2}$, se réduit à la solution PM-DCB nominale dans les conditions données par :

$$\mathbf{w}_{\text{P}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K^2} \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \alpha_l \alpha_m^H \alpha_n^H \alpha_q (\chi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1)\tau(\boldsymbol{\theta}, 0)) \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.43)$$

où

$$\chi(\boldsymbol{\theta}, 0) = \frac{2J_1 \left(\sqrt{\beta(\rho_{l,m})^2 + \beta(\rho_{n,q})^2 + 2\beta(\rho_{l,m})\beta(\rho_{n,q})\cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)} \right)}{\sqrt{\beta(\rho_{l,m})^2 + \beta(\rho_{n,q})^2 + 2\beta(\rho_{l,m})\beta(\rho_{n,q})\cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)}}, \quad (3.44)$$

et

$$\tau(\boldsymbol{\theta}, 0) = \frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m}))J_1(\beta(\rho_{n,q}))}{\beta(\rho_{l,m})\beta(\rho_{n,q})}. \quad (3.45)$$

qui met en évidence une fois de plus les avantages de l'implémentation du RDCB en tenant compte des erreurs d'estimation du canal.

3.3.3 Environnements Monochromatiques (Canal Arrière) - Polychromatiques (Canal Avant)

Dans cette section, nous inversons les hypothèses sur les canaux arrière et avant. Dans un tel cas, le canal arrière reconstruit par le k -ième nœud est donné par

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\varrho_k} \Delta_{g_k}, \quad (3.46)$$

ou

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})}, \quad (3.47)$$

tandis que le canal direct reconstruit par le k -ème nœud dans l'environnement monochromatique est donné par

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = \sum_{l=1}^L (\alpha_l + \delta_{\alpha_l}) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta_{r_k}) \cos(\phi_R - \theta_l - \psi_k + \delta_{kl})}, \quad (3.48)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|^2 = K \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) B}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m A_1 A_2 A_3 A_4} + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \quad (3.51)$$

$$\times \left(\frac{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) D_1 D_2 D_3 D_4}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^* C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8} \right).$$

Il résulte donc de (3.47) et (3.48) que

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|^2 &\simeq \left(\sum_{k=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_k^H [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H [\mathbf{f}]_k [\mathbf{g}]_k}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2} \right)^H \left(\sum_{p=1}^K \frac{[\tilde{\mathbf{g}}]_p^H [\tilde{\mathbf{f}}]_p^H [\mathbf{f}]_p [\mathbf{g}]_p}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_p|^2} \right) \\ &= \sum_{k=p=1}^K \frac{|[\mathbf{f}]_k|^2 |[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^4} + \sum_{k \neq p}^K \frac{\Delta_{gk} \Delta_{gp}^H [\tilde{\mathbf{f}}]_p^H [\mathbf{f}]_p [\tilde{\mathbf{f}}]_k [\mathbf{f}]_k^H}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2 |[\tilde{\mathbf{f}}]_p|^2} \\ &= \sum_{k=p=1}^K \frac{|[\mathbf{f}]_k|^2}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2} + \sum_{k \neq p}^K \frac{\Delta_{gk} \Delta_{gp}^H [\mathbf{f}]_p [\mathbf{f}]_k^H}{[\tilde{\mathbf{f}}]_p [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H}, \end{aligned} \quad (3.49)$$

En utilisant la loi des grands nombres lorsque K est grand et en tenant compte du fait que les canaux arrière et avant sont indépendants, nous obtenons

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|^2 = KE \left(\frac{|[\mathbf{f}]_k|^2}{|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2} \right) + K(K-1) E(\Delta_{gk})^2 E \left(\frac{[\mathbf{f}]_p [\mathbf{f}]_k^H}{[\tilde{\mathbf{f}}]_p [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H} \right). \quad (3.50)$$

Trouver une expression en forme fermée pour (3.50) semble extrêmement compliquée. On procède par le calcul du numérateur et du dénominateur séparément et on montre dans les simulations que l'hypothèse tient la route. En procédant ainsi, nous pouvons déterminer l'expression en forme

fermée de (3.50). Par conséquent, sur la base de nos calculs précédents, on peut prouver (3.52) où

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{J_1 \left(\beta(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}) \sin \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right) \right)}{\beta(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}) \sin \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right)}, \quad A_2 = \frac{J_1 \left(\beta(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}) \cos \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right) \right)}{\beta(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}) \cos \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right)}, \quad A_3 = \\ &\xi_r' \left(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}, \cos \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right) \right), \quad A_4 = \xi_r' \left(\theta_l - \theta_m + \delta_{kl} - \delta_{km}, \sin \left(\frac{\theta_l + \theta_m + \delta_{kl} + \delta_{km}}{2} \right) \right), \quad B = \\ &\frac{J_1 \left(\beta(\theta_l - \theta_m) \sin \left(\frac{\theta_l + \theta_m}{2} \right) \right) J_1 \left(\beta(\theta_l - \theta_m) \cos \left(\frac{\theta_l + \theta_m}{2} \right) \right)}{\beta(\theta_l - \theta_m) \sin \left(\frac{\theta_l + \theta_m}{2} \right) \beta(\theta_l - \theta_m) \cos \left(\frac{\theta_l + \theta_m}{2} \right)}, \quad C_1 = \xi_r^1(\theta_l + \delta_{kl}), \quad C_2 = \xi_r^2(\theta_l + \delta_{kl}), \quad C_3 = \xi_r^1(\theta_m + \delta_{km}), \\ C_4 &= \xi_r^2(\theta_m + \delta_{km}), \quad C_5 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_l + \delta_{kl}) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_l + \delta_{kl})}, \quad C_6 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_l + \delta_{kl}) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_l + \delta_{kl})}, \quad C_7 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_m + \delta_{km}) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_m + \delta_{km})}, \\ C_8 &= \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_m + \delta_{km}) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_m + \delta_{km})}, \quad D_1 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_l) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_l)}, \quad D_2 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_l) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_l)}, \quad D_3 = \frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_m) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\theta_m)}, \quad D_4 = \\ &\frac{J_1 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_m) \right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta_m)}, \quad \beta(\phi) = 4\pi(R/\lambda) \sin(\phi/2), \quad \xi_r'(\phi, \cos(\mu)) = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3(\beta(\phi) \cos(\mu) \frac{\sigma_r}{2R})^2 \right), \\ \xi_r^1(\phi) &= {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3(\pi \sin(\phi) \sigma_r)^2 \right), \\ \xi_r^2(\phi) &= {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3(\pi \cos(\phi) \sigma_r)^2 \right). \end{aligned}$$

En utilisant la même démarche adoptée dans (2.37) au

chapitre 2, on est capable de se débarrasser des erreurs $\delta_{i,j}$. Il découle de (3.52) que \mathbf{w}_{PR} dépend uniquement des informations disponibles localement à chaque nœud, ce qui conduit aux mêmes conclusions en termes d'efficacité énergétique et spectrale de la mise en œuvre du RDCB sur les WSNs. Il est intéressant de noter, ici encore, qu'en l'absence de localisation, de DoA, de DoD, d'erreurs d'estimation des diffuseurs et de synchronisation de phase (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = \sigma_\alpha = \sigma_g = 0$), que le RDCB proposé, \mathbf{w}_{MPR} , se réduit à la solution MP-DCB nominale pour ce scénario comme suit :

$$\mathbf{w}_{\text{MP}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{h}}{K}. \quad (3.52)$$

prouvant ainsi une fois de plus les avantages de l'implémentation du RDCB en tenant compte des erreurs d'estimation du canal.

3.3.4 Environnements Polychromatiques (Canal Arrière) - Polychromatiques (Canal Avant)

Dans ces scénarios, nous supposons ici que l'environnement de propagation est fortement diffusé pour les deux canaux. Les l -ième et l' -ième rayons ou chromatiques sont caractérisés par leurs angles de déviation θ_l et θ'_l , respectivement et leurs amplitudes complexes α_l et α'_l , respectivement. Dans ce cas, les canaux arrière et avant estimés du k -ième nœud sont donnés par

$$[\tilde{\mathbf{g}}]_k = \sum_{l=1}^L (\alpha_l + \delta_{\alpha_l}) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta_{r_k}) \cos(\theta_l - \psi_k + \delta_{kl})}, \quad (3.53)$$

et

$$[\tilde{\mathbf{f}}]_k = \sum_{l=1}^L (\alpha'_l + \delta'_{\alpha_l}) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_k + \delta_{r_k}) \cos(\phi_R + \theta'_l - \psi_k + \delta'_{kl})}, \quad (3.54)$$

où δ_{α_l} , δ'_{α_l} , δ_{kl} , et δ'_{kl} sont les erreurs sur α_l , α'_l et les phases combinées de $(\theta_l - \psi_k)$ et $(\theta'_l - \psi_k)$, respectivement. La solution dans ce cas est une combinaison entre notre travail dans le chapitre 2 pour les environnements polychromatiques [137] et les résultats trouvés dans la section précédente.

$$\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) = \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(\frac{2J_1 \left(\sqrt{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + 2\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)} \right)}{\sqrt{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})^2 + 2\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}) \cos\left(\frac{\rho_{l,n} + \rho_{m,q}}{2}\right)}} \right) \quad (3.56)$$

Il découle donc de (3.53), (3.54), et [137] que

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|^2 &\simeq K X_1 \left(\sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right. \\ &\quad \left. + K(K-1) X_2 \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \\ &\quad + K X_1 \left(\sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + K(K-1) X_2 \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right) \end{aligned} \quad (3.55)$$

où σ_α^2 est la variance de δ_α et $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi)$ est déterminée comme suit (3.56) où $\boldsymbol{\theta} = \{\theta_l, \theta_m, \theta_n, \theta_q\}$, $\rho_{l,m} = \theta_l - \theta_m$,

$$\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) = \mathbb{E}_{\delta_\psi} \left(\frac{4J_1(\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k})) J_1(\beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k}))}{\beta(\rho_{l,m} - \phi + \delta_{\psi_k}) \beta(\rho_{n,q} - \phi + \delta_{\psi_k})} \right), \quad (3.57)$$

$$X_1 = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) B}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m A_1 A_2 A_3 A_4}, \quad (3.58)$$

et

$$X_2 = \left(\frac{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) D_1 D_2 D_3 D_4}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8} \right). \quad (3.59)$$

Veillez noter que dans [137], nous avons développé les expressions de $\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi)$ et $\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi)$. En injectant (3.55) dans (3.19), on obtient le nouveau PP-RDCB suivant :

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_{\text{PPR}} &= \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\sqrt{K}} \left(X_1 \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right. \\
&+ (K-1) X_2 \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \\
&+ X_1 \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) + (K-1) X_2 \\
&\times \left. \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0) \right)^{-\frac{1}{2}}. \tag{3.60}
\end{aligned}$$

D'après (3.60), \mathbf{w}_{PPR} dépend uniquement des informations disponibles localement à chaque nœud et garantit l'efficacité en termes de puissance et de spectre du RDCB. Il est également intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs de localisation, de DoA, de DoD et d'estimation des diffuseurs (c'est-à-dire, $\sigma_r = \sigma_\psi = \sigma_\alpha = 0$), le RDCB proposé, \mathbf{w}_{PPR} , se réduit à la solution nominale du RDCB donnée dans (3.43), ce qui met à nouveau en évidence les avantages et la robustesse du RDCB aux erreurs d'estimation des paramètres du canal.

3.3.5 Environnements Bichromatique (Canal Arrière) - Monochromatique (Canal Avant)

Environnement Idéal

Nous supposons ici que la source est diffusée par deux diffuseurs avec une dispersion angulaire σ_{bg} pour le canal arrière et une propagation en ligne de vue pour le canal avant. Dans un tel cas, le canal arrière du k -ième nœud est reconstruit comme suit

$$[\mathbf{g}]_k = \alpha_1 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bg} - \psi_k)} + \alpha_2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{bg} + \psi_k)}. \tag{3.61}$$

$$\mathbf{w}_{\text{BMR}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{\sqrt{K \left(\frac{3}{8} + \frac{J_1(\alpha(\sigma_{bg}))}{\alpha(\sigma_{bg})} + \frac{1}{8} \frac{J_1(2\alpha(\sigma_{bg}))}{\alpha(\sigma_{bg})} \right) + K(K-1) \left(\frac{1}{4} + \frac{J_1(\alpha(\sigma_{bg}))}{\alpha(\sigma_{bg})} + \left(\frac{J_1(\alpha(\sigma_{bg}))}{\alpha(\sigma_{bg})} \right)^2 \right)}}, \quad (3.63)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{BMR}} &= \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \left(K \xi_r(2\sigma_\theta)' \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)' + K(K-1) \xi_r \left(\frac{\pi}{3} \right)' \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)' \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2} \right) \\ &\times {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda} \right)^2 \right) {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; -3 \left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}}, \end{aligned} \quad (3.66)$$

où σ_{bg} est l'écart angulaire. Le canal direct reconstruit du k -ième nœud dans l'environnement monochromatique est donné par

$$[\mathbf{f}]_k = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_r - \psi_k)}, \quad (3.62)$$

Il convient de noter que (3.61) se réduit à (2.2) lorsqu'il n'y a pas de diffusion (c'est-à-dire que $\sigma_{bg} = 0$). Il s'ensuit que le nouveau BM-RDCB suivant est donné par (3.63) où $\alpha(\sigma_{bg}) = \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\sigma_{bg})$.

Cas d'Erreurs

Dans ce cas, le canal arrière du k -ième nœud est reconstruit comme suit

$$[\mathbf{g}]_k = \Delta_{g_k} \left(\alpha_1 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\sigma_{bg} - \psi_k + \delta_{\psi_k})} + \alpha_2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\sigma_{bg} + \psi_k + \delta_{\psi_k})} \right). \quad (3.64)$$

et le canal direct reconstruit du k -ième nœud dans l'environnement monochromatique est donné par

$$[\mathbf{f}]_k = \Delta_{f_k} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\phi_r - \psi_k + \delta'_{\psi_k})}, \quad (3.65)$$

Il résulte de (3.64) et (3.65) la nouvelle BM-RDCB donnée par (3.66) où $\beta(\phi) = \frac{4\pi R}{\lambda} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right)$, et

$$\xi_r(2\sigma_\theta)' = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\beta(2\sigma_\theta) \frac{\sigma_r}{2R} \right)^2 \right), \quad (3.67)$$

$$\chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)' = 1 - \frac{\beta(\pi)}{2} \left[\frac{1}{2} - \frac{\cos(2\sigma_\theta)}{3\sigma_\psi} \left(1 + 2 \cos(\sqrt{(3)}) \right) \right], \quad (3.68)$$

$$\tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, 0)' = 4 {}_3F_4 \left(0.5, 2, 1.5; 1.5, 2, 2, 3; -12 \left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sigma_{bg} \sigma_\psi \right)^2 \right)^2, \quad (3.69)$$

3.3.6 Environnements Monochromatique (Canal Arrière) - Bichromatique (Canal Avant)

Dans un tel cas, le canal arrière reconstruit du k -ième nœud est donné par

$$[\mathbf{g}]_k = \Delta_{f_k} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \delta_{\psi_k})}, \quad (3.70)$$

et le canal en avant reconstruit du k -ième nœud dans l'environnement monochromatique est donné par

$$\begin{aligned} [\mathbf{f}]_k &= \Delta_{g_k} \left(\alpha_1 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\sigma_r - \sigma_{bg} - \psi_k + \delta_{\psi_k}')} \right. \\ &\quad \left. + \alpha_2 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \delta_{r_k}) \cos(\sigma_r - \sigma_{bg} + \psi_k + \delta_{\psi_k}')} \right). \end{aligned} \quad (3.71)$$

Il découle de (3.70), (3.71), le résultat déjà montré dans (3.50). Par conséquent, nous avons

$$\frac{\mathbb{E}(|[\mathbf{f}]_k|^2)}{\mathbb{E}(|[\tilde{\mathbf{f}}]_k|^2)} = \frac{1 + \frac{J_1(\beta(2\sigma_{bg}))}{\beta(\sigma_{bg})}}{1 + \frac{J_1(\beta(2\sigma_{bg}))}{\beta(\sigma_{bg})} \xi_r(2\sigma_{bg})}, \quad (3.72)$$

et

$$\frac{\mathbb{E}([\mathbf{f}]_p [\mathbf{f}]_k^H)}{\mathbb{E}([\tilde{\mathbf{f}}]_p [\tilde{\mathbf{f}}]_k^H)} = \frac{1}{\xi_r(\beta(\sigma_{bg}))^2 \xi_r(\beta'(\sigma_{bg}))^2}, \quad (3.73)$$

Cela donne le nouveau BM-RDCB donné par (3.74).

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_{\text{MBR}} &= \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \left(K \frac{1 + \frac{J_1(\beta(2\sigma_{bg}))}{\beta(\sigma_{bg})}}{1 + \frac{J_1(\beta(2\sigma_{bg}))}{\beta(\sigma_{bg})} \xi_r(2\sigma_{bg})} + K(K-1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g) \sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{9\sigma_g^2 \sigma_f^2 \xi_r(\beta(\sigma_{bg}))^2 \xi_r(\beta'(\sigma_{bg}))^2} \right. \\
&\quad \left. \times {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda} \right)^2 \right) {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; -3 \left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda} \right)^2 \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.74)
\end{aligned}$$

3.3.7 Environnements Bichromatique ou Polychromatique (Canal Arrière) - Bichromatique ou Polychromatique (Canal Avant)

Afin d'éviter toute répétition, il convient de noter que les scénarios restants sont simplement des combinaisons de certaines solutions précédentes, ce qui rend cette section évidente à réaliser.

3.4 Analyse des Performances

Afin de vérifier l'efficacité du formateur de voie proposé, nous analysons dans cette section les comportements de son rayonnement moyen obtenu. Déterminons d'abord la puissance moyenne reçue $\bar{P}_{\mathbf{w}}(\phi)$ de toute source située à ϕ en utilisant \mathbf{w} .

Veillez noter que nous ne considérons dans ce qui suit que les environnements monochromatique-monochromatique (c'est-à-dire sans diffusion) où les nœuds ont deux options de mise en œuvre et les environnements polychromatique-polychromatique. Les autres cas de figure sont une combinaison des environnements précédents ou un sous scénario particulier de l'environnement polychromatique dans le cas des environnements bichromatiques, et sont donc évidentes à obtenir.

Implémentation - Option 1

Déterminons d'abord le rayonnement moyen obtenu par $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$. Nous savons que

$$J_n(x) = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{(-1)^p}{p!(n+p)!} \left(\frac{x}{2} \right)^{2p+n}, \quad (3.75)$$

où J_n représente les fonctions de Bessel de première espèce. En exploitant le développement en série de Taylor autour de 0 de la fonction exponentielle et en utilisant (3.75), on obtient

$$\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\beta(\phi))}{\beta(\phi)} \right|^4 \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2}. \quad (3.76)$$

Il résulte de (3.76) que $\bar{P}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}}(\phi_s = 0) = (1/K) + (1 - (1/K))(\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)/(3\sigma_g^2))$. Par conséquent, en utilisant $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$, la puissance reçue à D diminue avec σ_g en raison de l'inadéquation du canal résultant des erreurs d'estimation de canal. Cela n'est pas surprenant puisque la conception de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ ne tient pas compte de telles erreurs. À son tour, le diagramme de rayonnement moyen obtenu par le formateur de voie proposé peut être calculé comme suit

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_P}(\phi) = \frac{K + (K - 1) \left| 2 \frac{J_1(\beta(\phi))}{\beta(\phi)} \right|^4 \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2}}{K + K(K - 1) \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_g)}{3\sigma_g^2} \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_f)}{3\sigma_f^2}}. \quad (3.77)$$

Le résultat ci-dessus vérifie que $\bar{P}_{\mathbf{w}_P}(\phi_s = 0) = 1$ pour toute erreur d'estimation donnée. Par conséquent, le formateur de voie proposé est beaucoup plus robuste que son homologue conventionnel.

Implémentation - Option 2

Soit $\xi_r = \mathbb{E}_{\nu_k} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \nu_k} \right\}$ et $\xi_\psi(\phi) = \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left\{ e^{-j 4\pi R \mu_k \sin\left(\frac{\delta_{\psi_k} - \phi}{2}\right)} \right\}$. On peut facilement montrer que

$$\xi_r = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -3 \left(\pi \frac{\sigma_r}{\lambda} \right)^2 \right), \quad (3.78)$$

où ${}_1F_2(0.5; 1, 1.5; x^2)$ est la fonction hypergéométrique qui a un pic à 0 et diminue lorsque x devient grand. À son tour, $\xi_\psi(\phi)$ peut être calculé comme suit

$$\begin{aligned} \xi_\psi(\phi) &= \mathbb{E}_{\mu_k, \delta_{\psi_k}} \left(e^{-4j\pi R \mu_k \sin\left(\frac{\delta_{\psi_k} - \phi}{2}\right)} \right) \\ &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\left(4\pi R \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right) \right)^p}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(\mu_k^p) \right] \\ &= \mathbb{E}_{\delta_{\psi_k}} \left[\frac{2J_1\left(4\pi R \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right) \right)}{4\pi R \sin\left(\frac{\phi - \delta_{\psi_k}}{2}\right)} \right]. \end{aligned} \quad (3.79)$$

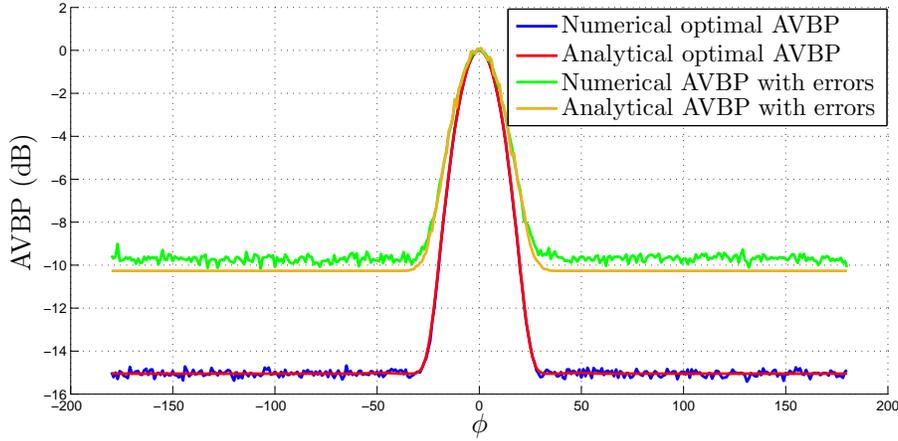


Figure 3.2 – AVBP optimal monochromatique-monochromatique avec des erreurs de localisation où $\sigma_r = 0.1$, $\sigma_\psi = 0.2$, and $K = 32$.

Ensuite, d'après (3.79) nous avons

$$\xi_\psi(0) = {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; -3 \left(\pi \frac{R\sigma_\psi}{\lambda} \right)^2 \right). \quad (3.80)$$

En utilisant (3.78) et (3.80) on obtient

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{opt}}}(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \xi_r^4 \xi_\psi(\phi)^4. \quad (3.81)$$

Il découle de (3.81) que $\bar{P}_{\mathbf{w}_{\text{opt}}}(\phi_s = 0)$ diminue avec σ_r et σ_ψ en raison de l'inadéquation du canal résultant des erreurs de mise en œuvre. À son tour, le diagramme de rayonnement moyen obtenu par le formateur de voie proposé, qui tient compte de ces erreurs, peut être déterminé comme suit

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_P}(\phi) = \frac{K + K(K-1)\xi_\psi(\phi)^4 \xi_r^4}{K + K(K-1)\xi_\psi(0)^4 \xi_r^4}. \quad (3.82)$$

Il découle de (3.82) que $\bar{P}_{\mathbf{w}_P}(0) = 1$ pour toute erreur de localisation et d'estimation de la DoA, en contrat avec son homologue conventionnel. Ceci valide la robustesse de la CB proposée vis-à-vis de la mise en œuvre. De plus, d'après (3.81) et (3.82), le CB robuste proposé réalise un gain important par rapport à ses homologues en termes de puissance désirée reçue, un gain qui augmente substantiellement avec les erreurs d'implémentation. La Fig. 3.2 montre la moyenne des courbes de battement dans les environnements monochromatique-monochromatique. Comme nous pouvons le voir, les courbes analytiques et numériques coïncident presque, validant ainsi nos calculs. Nous

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}((\tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi))^H (\tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi))) &= K X_1' \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \\
&+ K(K-1) X_2' \sum_{l,m,n,q=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^H \tilde{\alpha}_n^H \tilde{\alpha}_q \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \\
&+ K X_1' \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r(\rho_{n,l}) \chi_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi) \\
&+ K(K-1) X_2' \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ m=q}}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_n^H \sigma_\alpha^2 \xi_r\left(\frac{\pi}{3}\right) \tau_\psi(\boldsymbol{\theta}, \phi),
\end{aligned} \tag{3.84}$$

pouvons également remarquer que pour $\phi = 0$, le rayonnement moyen est presque 0 pour les AVBP optimaux et erronés, ce qui montre la robustesse de la solution proposée.

Implémentation dans des environnements polychromatiques

Le diagramme de rayonnement moyen reçu et obtenu par le formateur de voie proposé est déterminé par la formule suivante

$$\bar{P}_{\mathbf{w}_P, n} = \frac{\mathbb{E}((\bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi))^H (\bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi)))}{|\bar{\mathbf{h}}^H \bar{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}|}. \tag{3.83}$$

où $\mathbb{E}((\bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi))^H (\bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}(\phi)))$ est donné par [\(3.85\)](#). où

$$X_1' = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) B(\phi)}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m A_1 A_2 A_3 A_4}, \tag{3.85}$$

$$X_2' = \left(\frac{\sum_{l,m=1}^L (\tilde{\alpha}_l^* \tilde{\alpha}_m + \sigma_\alpha^2) D_1(\phi) D_2(\phi) D_3(\phi) D_4(\phi)}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \tilde{\alpha}_l \tilde{\alpha}_m^* C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8} \right), \tag{3.86}$$

avec $B(\phi) = \frac{J_1\left(\beta(\theta_l - \theta_m) \sin\left(\frac{\phi + \theta_l + \theta_m}{2}\right)\right) J_1\left(\beta(\theta_l - \theta_m) \cos\left(\frac{\phi + \theta_l + \theta_m}{2}\right)\right)}{\beta(\theta_l - \theta_m) \sin\left(\frac{\phi + \theta_l + \theta_m}{2}\right) \beta(\theta_l - \theta_m) \cos\left(\frac{\phi + \theta_l + \theta_m}{2}\right)}$, $D_1(\phi) = \frac{J_1\left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi + \theta_l)\right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi + \theta_l)}$, $D_2(\phi) = \frac{J_1\left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\phi + \theta_l)\right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\phi + \theta_l)}$, $D_3(\phi) = \frac{J_1\left(2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi + \theta_m)\right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi + \theta_m)}$ et $D_4(\phi) = \frac{J_1\left(2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\phi + \theta_m)\right)}{2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\phi + \theta_m)}$.

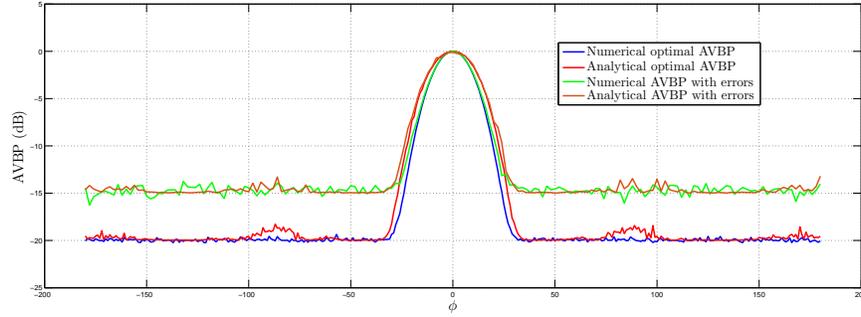


Figure 3.3 – Bichromatic-bichromatic optimal AVBP and with errors where $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.02$, $\sigma_\psi = 0.05$ et $K = 32$.

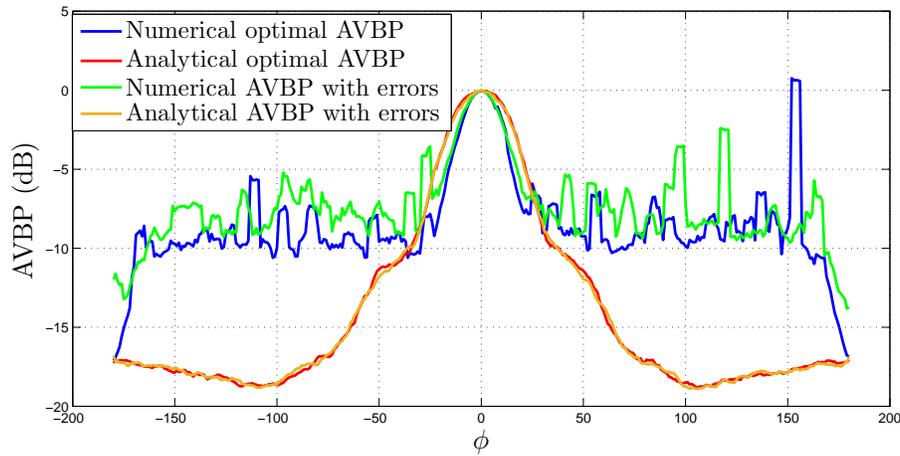


Figure 3.4 – AVBP optimale polychromatique-polychromatique avec des erreurs de localisation où $\sigma_r = 0.02$, $\sigma_\alpha = 0.02$, $\sigma_\psi = 0.05$ et $K = 100$.

Il découle de (3.83) que, là encore, $P_{\text{wPR}}(0) = 1$ pour toute erreur d'estimation de localisation, de DoA et de diffusion, validant ainsi la robustesse du CB proposé par rapport à l'implémentation.

La Fig. 3.4 montre le voie moyen dans les environnements polychromatique-polychromatique. Comme on peut le voir, les courbes analytiques et numériques ne coïncident pas toujours, ce qui est dû à l'hypothèse faite dans le calcul (séparation du numérateur et du dénominateur) afin de déterminer une solution à forme fermée. Cette hypothèse se détériore au fur et à mesure que ϕ diverge de 0. A partir d'une petite fenêtre autour de 0, on peut voir que la meilleure performance est en effet à $\phi = 0$. Ces résultats ajoutés au développement mathématique valident l'efficacité de la solution proposée.

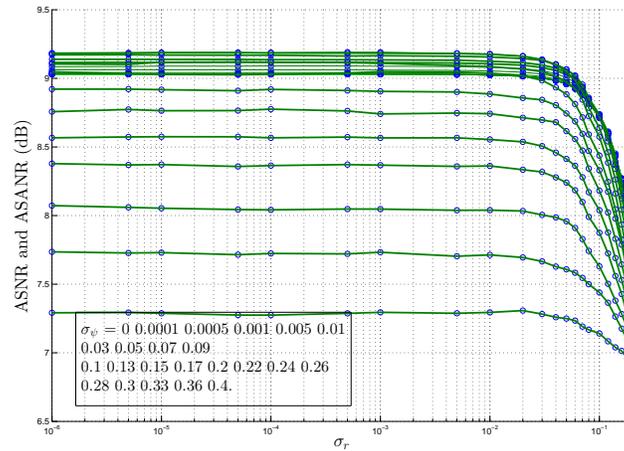
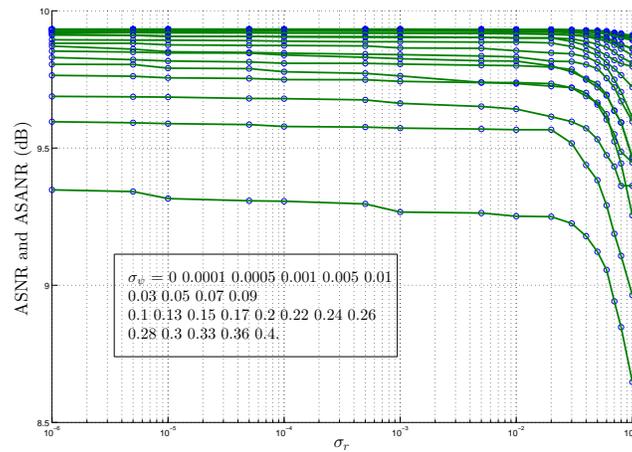
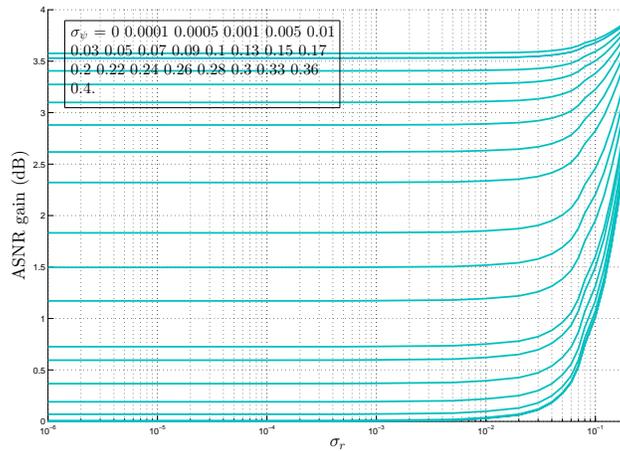
(a) ASNR et ASANR pour $K = 4$.(b) ASNR et ASANR pour $K = 64$.

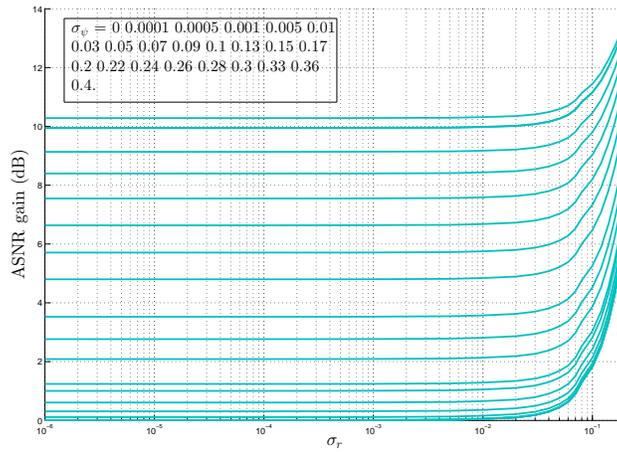
Figure 3.5 – ASANR et ASNR du MM-RDCB proposé dans les environnements monochromatiques-monochromatiques pour $K = 4, 64$.

3.5 Résultats d'Évaluation Numérique

Cette section évalue numériquement la performance des techniques proposées MM-RDCB, PM-RDCB, MP-RDCB, MB-RDCB, BM-RDCB, BB-RDCB, BP-RDCB, PB-RDCB, et PP-RDCB et de les comparer à la solution optimale nominale de CB $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ dans (3.15) afin de montrer la robustesse des solutions RDCB et d'évaluer les gains de performance des solutions proposées par rapport aux à celles non robustes. Les quantités empiriques sont obtenues en faisant la moyenne de 10^3 réalisations aléatoires de r_k, ψ_k pour $k = 1, \dots, K$ et α_l, θ_l pour $l = 1, \dots, L$. Dans toutes les simulations, nous supposons que le nombre de rayons ou de chromatiques est de $L = L' = 6$, $R/\lambda = 1$, et que les



(a) ASNR et ASANR pour $K = 4$.



(b) ASNR et ASANR pour $K = 64$.

Figure 3.6 – Gains d’ASNR du MM-RDCB proposé dans des environnements monochromatiques-monochromatiques par rapport au MM-DCB pour $K = 4, 64$.

puissances des bruits σ_n^2 et σ_v^2 sont inférieures de 10 dB à la puissance d’émission de la source. Comme cela a été montré dans [137], nous évaluons le rapport signal/bruit moyen (ASANR) au lieu du rapport signal/bruit moyen (ASNR) obtenu en raison de la complexité de la dérivation.

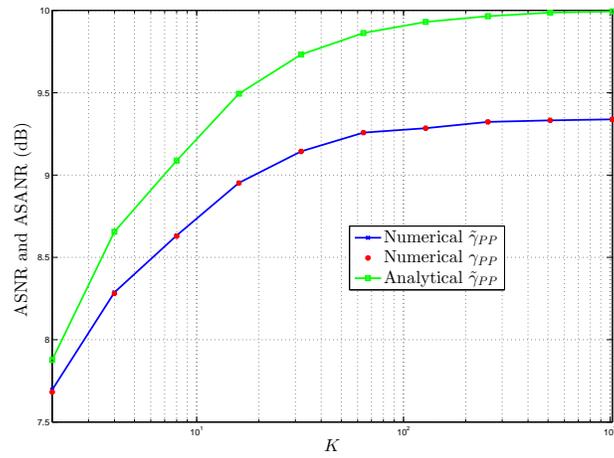
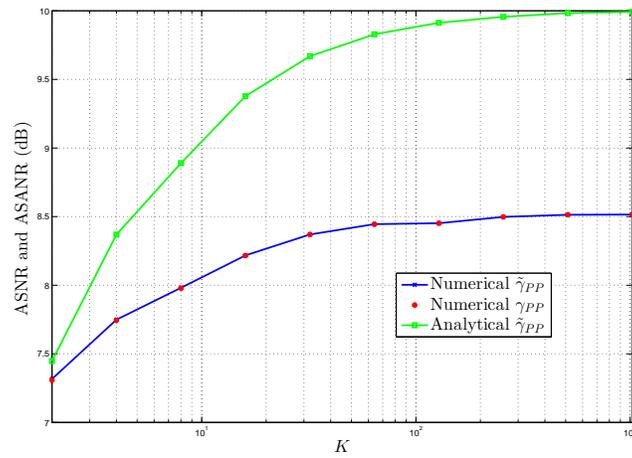
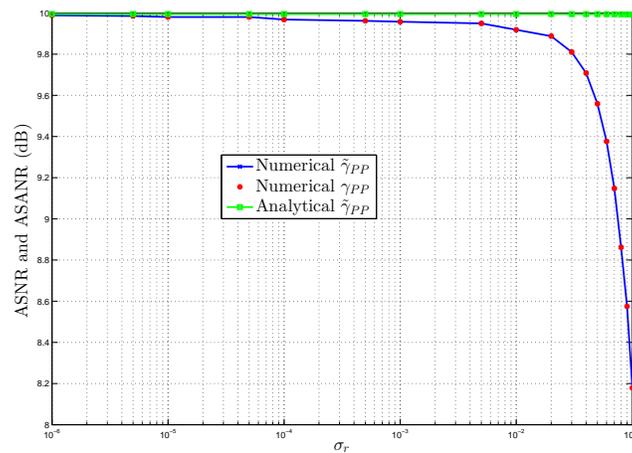
(a) Scénario 1: ASNR et ASANR vs. K .(b) Scénario 2: ASNR et ASANR vs. K .

Figure 3.7 – ASNR et ASANR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques en fonction de K pour deux scénarios: (1) $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.02$ et $\sigma_\psi = 0.1$, (2) $\sigma_r, \sigma_\alpha = 0.04$ et $\sigma_\psi = 0.14$.

(a) ASNR et ASANR vs. σ_r and $K = 1000$.

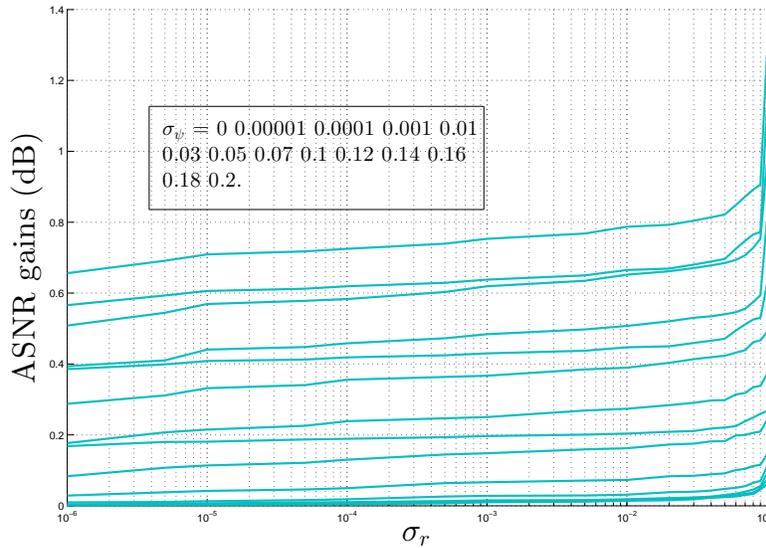


Figure 3.9 – Gains en ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques pour $K = 100$ and $\sigma_\theta = 0.08$ par rapport au BB-DCB

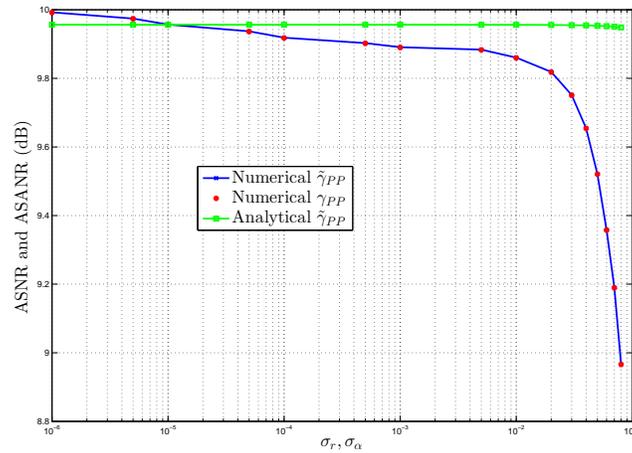
La figure 3.5 représente l'ASNR et l'ASNR obtenus par le formateur de voie proposé dans des environnements monochromatiques-monochromatiques (c'est-à-dire des canaux arrière et avant sans diffusion) en fonction des variances des erreurs de canal $\sigma^2 = \sigma_g^2 = \sigma_f^2, \sigma_r^2$, et σ_ψ^2 pour $K = 4, 64$. La Figure 3.5a considère $K = 4$ et la Figure 3.5b considère $K = 64$ avec l'option d'implémentation 2 qui entraîne des erreurs de localisation et d'estimation de la DoA. Sur ces figures, nous remarquons que les courbes ASNR et ASNR sont superposées pour les deux valeurs de K , ce qui valide une fois de plus la perspicacité de la métrique ASNR. En ce qui concerne la performance du MM-RDCB proposé, il peut atteindre une performance quasi-optimale lorsque les erreurs d'estimation de canal sont relativement faibles à modérées (c'est-à-dire, $\sigma_r \leq 0,05$ et $\sigma_\psi \leq 0,2$ dans l'option 2). Cela confirme la robustesse de la nouvelle méthode MM-RDCB. Cependant, des erreurs plus importantes pour les canaux en arrière et en avant peuvent affecter la performance du MM-RDCB proposé. En fait, avec les progrès réalisés dans le domaine de la synchronisation de phase, de la localisation et de l'estimation de la DoA, ces erreurs d'estimation des canaux sont généralement très faibles, ce qui rend les performances de notre formateur de voie presque optimales si des algorithmes avancés d'estimation des paramètres sont adoptés. En effet, ces derniers s'accompagnent naturellement d'une complexité et d'un coût accrus, qui finiraient par peser sur ceux des nœuds WSN. La robustesse du MM-RDCB proposé offre dans ce cadre la possibilité d'utiliser des algorithmes d'estimation imprécis mais peu coûteux avec de faibles pertes de performance, ce qui le rend plus attrayant pour

un déploiement rentable des WSN dans des conditions réelles. En fait, pour des erreurs très élevées (c'est-à-dire que σ_r atteint 0,1 et σ_ψ atteint $\leq 0,37$ dans l'option 2), nous perdons moins de 1dB de SNR. Nous remarquons également que plus K est élevé, meilleure est la valeur ASANR. Ceci est dû à la loi des grands nombres adoptée dans la solution proposée et au fait qu'elle converge lorsque K augmente. Toutes ces observations corroborent toutes les dérivations mathématiques.

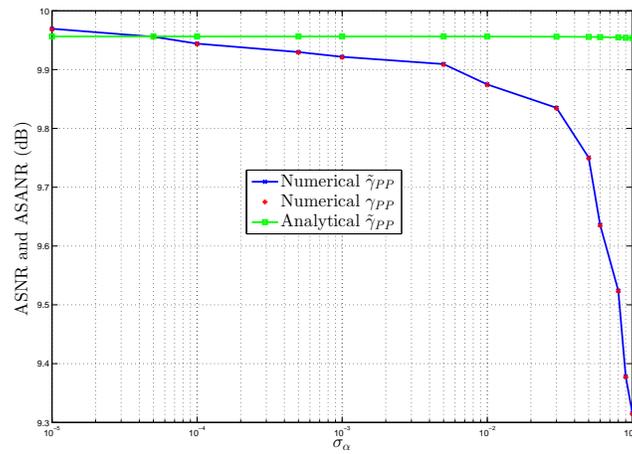
La figure 3.6 représente le gain ASNR obtenu par le MM-RDCB proposé par rapport au DCB optimal nominal pour $K = 4, 64$, σ_r , et σ_ψ par rapport à son formateur de voie optimal nominal et la figure 3.6 représente le gain ASNR obtenu par le MM-RDCB proposé pour $K = 64$. Nous observons à partir de ces figures que le MM-RDCB surpasse largement son MM-DCB pour n'importe quel K , σ_ψ , et σ_r testé. Par exemple, il obtient pour $K = 64$ des gains ASANR de près de 14 dB. Elle montre également la faible sensibilité de la solution proposée vis-à-vis des erreurs faibles. Ces observations corroborent tous les résultats de la section 3.3.1 et valident la robustesse des techniques MM-RDCB dans des environnements sans diffusion.

Les figures 3.7 et 3.8 montrent l'ASANR et l'ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques. La figure 3.8 présente l'ASANR et l'ASNR obtenus en fonction de K pour deux scénarios différents d'erreurs d'estimation tandis que la figure 3.9 représente l'ASANR et l'ASNR obtenus en fonction de δ_r , σ_α et δ_ψ , respectivement. Comme on peut le voir, ces chiffres offrent la possibilité de tester les limites de la solution proposée pour chaque paramètre et montrent qu'elle assure un grand niveau de performance même dans des environnements modérément dispersés. Ces résultats soulignent également l'importance de choisir K suffisamment élevé pour améliorer les performances du formateur de voie. Ceci est attendu avec la densité massive dans les réseaux actuels et futurs.

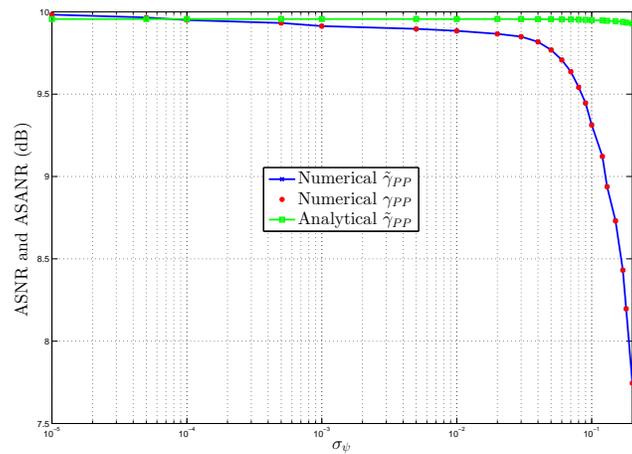
Les figures 3.8 montrent les gains d'ASANR et d'ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements bichromatiques-bichromatiques par rapport à son BB-DCB pour $K = 100$. Ces graphes montrent des gains pouvant atteindre 1 dB. Ces observations soulignent la robustesse du BB-RDCB proposé contre les erreurs d'estimation de canal, caractéristique pratique clé qui permet son



(a) ASNR et ASANR vs. σ_r and $K = 100$.



(b) ASNR et ASANR vs. σ_α and $K = 100$.

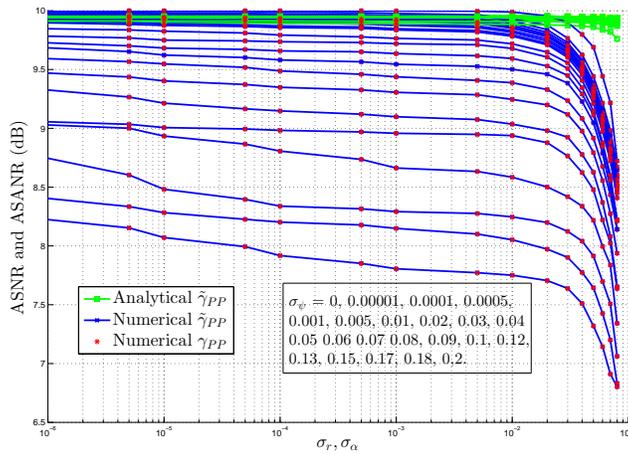


(c) ASNR et ASANR vs. σ_ψ and $K = 100$.

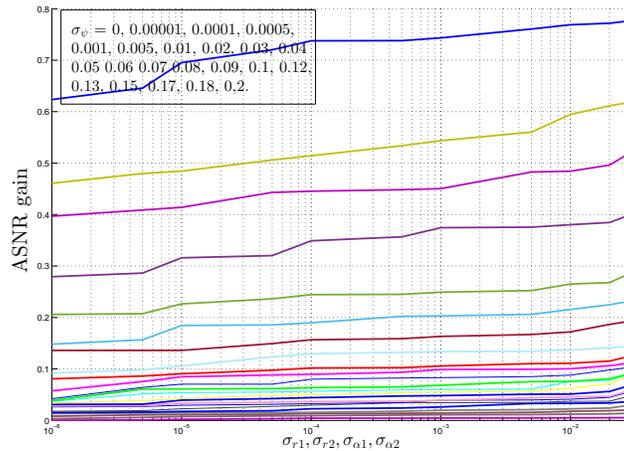
Figure 3.10 – ASANR et ASNR du PP-RDCB proposé dans des environnements polychromatiques-polychromatiques pour $K = 100$ vs. (a) σ_r , (b) σ_α , et (c) σ_ψ .

intégration rentable dans les applications WSN réelles. Toutes ces observations valident les calculs mathématiques.

La figure 3.10 reflète l'ASNR et l'ASNR du BB-RDCB proposé dans des environnements polychromatiques-polychromatiques (c'est-à-dire des canaux arrière et avant diffusés) en fonction de δ_r , σ_α et δ_ψ , respectivement, pour $K = 100$. La figure 3.11 représente les gains ASNR, ASNR et ASNR obtenus pour $K = 100$ en fonction des erreurs de δ_r , δ_ψ et σ_α et par rapport aux BB-DCB.



(a) ASNR et ASNR for $K = 100$.



(b) Gain en ASNR contre le PP-DCB for $K = 100$.

Figure 3.11 – Gains en ASNR et ASNR du PP-RDCB proposé dans des environnements polychromatiques-polychromatiques par rapport à son PP-DCB pour $K=100$.

w_{PPR} s'approche du niveau de performance ASNR quasi-optimal lorsque les erreurs d'estimation des paramètres du canal sont relativement faibles à modérées, et ce pour toutes les valeurs AS

testées. Comme on peut le voir sur la figure [3.11](#), w_{PPR} atteint des gains ASANR jusqu'à 0,8 dB par rapport au DCB optimal nominal. Ces gains peuvent également augmenter rapidement avec les erreurs d'estimation des paramètres de canal. Toujours selon la figure [3.10](#), nous vérifions que les courbes ASNR et ASANR ont le même comportement. Pour des erreurs d'estimation des paramètres du canal plus élevées, le w_{PPR} proposé peut commencer à se détériorer puisque les erreurs d'estimation de ces paramètres proviennent des deux hops et qui se multiplient, causant ainsi une détérioration plus rapide. Néanmoins, comme expliqué précédemment, l'utilisation d'algorithmes d'estimation à faible coût peut résoudre ce problème et ramener la solution dans la zone quasi-optimale même si la solution proposée est assez robuste dans de tels environnement dispersés. Toutes ces observations valident une fois de plus la discussion de la section [3.3.4](#).

3.6 Conclusion

Nous avons proposé une nouvelle solution DCB robuste contre les principales altérations de l'estimation des paramètres du canal, à savoir les erreurs d'estimation de la synchronisation de phase, de la localisation, de la direction d'arrivée (DoA) et/ou des diffuseurs du canal lors de transmissions à double saut d'une source à une destination communiquant par un WSN de nœuds K . En exploitant une approximation asymptotique efficace à grande échelle, nous avons développé des solutions RCB alternatives qui non seulement tiennent compte des erreurs d'estimation, mais s'adaptent également à différents scénarios de mise en œuvre et environnements de propagation sans fil allant du monochromatique au bichromatique au polychromatique. Avec la densité de connexion 5G attendue de 1 million de dispositifs connectés par 1 km², l'utilisation d'un grand nombre de nœuds de capteurs est parfaitement justifiée. De plus, nos nouvelles solutions RCB sont distribuées (i.e., DCB) en ce sens qu'elles ne nécessitent aucun échange d'informations entre les nœuds, améliorant ainsi considérablement l'efficacité spectrale et énergétique des WSNs. Ce travail est en fait une continuation de notre travail précédent effectué dans [\[137\]](#). La contribution de ce travail consiste à avoir une transmission à deux sauts et à structurer les deux canaux en arrière et en avant tout en introduisant les environnement bichromatiques à dispersion faible à modérée. Ce travail consiste ensuite à proposer une solution RDCB pour différentes combinaisons de scénarios entre les canaux arrière (i.e. monochromatique ou bichromatique ou polychromatique) et avant (i.e. monochromatique ou bichromatique ou polychromatique). Les résultats de simulation montrent des gains considérables

des techniques DCB robustes (RDCB) proposées en termes de rapport signal/bruit (SNR) obtenu contre les erreurs d'estimation de canal.

On s'intéresse par la suite à explorer les WSNs dans d'autres configurations. On vise un réseau avec une géométrie déterministe plutôt qu'aléatoire où les noeuds peuvent être placée dans un réseau rectangulaire, carré ou hexagonal, etc.

Chapitre 4

Formation de Voie Robuste, Distribuée et Collaborative pour des WSNs Nominalement Carrés ou Rectangulaires dans des Environnements Légèrement à Modérément Dispersés

4.1 Résumé

L'utilisation des WSNs peut être classée en deux grandes catégories : structurée ou non structurée [4, 119]. Dans les WSNs structurés, les nœuds sont placés de manière planifiée, certains nœuds étant positionnés de manière stratégique pour améliorer la couverture. Le coût et la maintenance de ces nœuds sont moindres par rapport aux réseaux non structurés [4, 119]. Dans les WSNs non structurés, les nœuds sont placés de manière aléatoire et dense sur le terrain, sans disposition spécifique. Cela rend plus difficiles des tâches telles que la connectivité, la détection des pannes et la gestion du réseau. Les WSNs non structurés connaissent souvent des problèmes de connectivité et

des défaillances en raison de leur placement aléatoire, et il est donc difficile d'assurer la connectivité du réseau et sa gestion efficace. Pour améliorer la connectivité dans les WSNs non structurés, on peut utiliser des nœuds mobiles. Les WSNs structurés conviennent aux applications multimédias qui nécessitent des capteurs peu coûteux équipés de caméras et de microphones. Les nœuds multimédias communiquent sur un canal sans fil pour collecter, traiter et compresser les données audio, vidéo et image. Ces nœuds de capteurs multimédias sont généralement disposés de manière planifiée afin d'assurer une couverture optimale.

Nous proposons une nouvelle solution de formation de voie collaborative distribuée (DCB) qui est robuste (c.-à-d. RDCB) contre les principales dégradations de l'estimation du canal sur les transmissions à double saut à travers un réseau de capteurs sans fil (WSN) de K nœuds avec une géométrie nominale déterministe, vraisemblablement rectangulaire (ou a fortiori carrée). La source S envoie d'abord son signal au WSN. Ensuite, chaque nœud transmet le signal reçu à la destination D après l'avoir multiplié par un poids de formation de voie correctement choisi. Ce dernier vise à minimiser la puissance du bruit reçu tout en maintenant la puissance souhaitée égale à l'unité à la destination D . Ces poids dépendent de certains paramètres d'information sur l'état du canal (CSI). Ils doivent donc être estimés localement à chaque nœud ou lui être renvoyés, ce qui entraîne dans les deux cas des erreurs d'estimation des paramètres du canal ou de retour d'information susceptibles de nuire gravement aux performances de la DCB.

En tenant compte de la connectivité massive qui caractérise les nouvelles technologies sans fil 5G et les futures technologies sans fil 5G+/6G, ainsi que l'internet des objets (IoT), nous développons des solutions RDCB alternatives qui s'adaptent correctement aux scénarios de propagation monochromatique [c'est-à-dire en visibilité directe (LoS)] et bichromatique (c'est-à-dire légèrement à modérément dispersée) sur le premier saut, tout en supposant toujours une liaison LoS sur le second ; appelées ci-après MM-RDCB et BM-RDCB, respectivement. Pour ce faire, nous exploitons i) des approximations asymptotiques très efficaces pour un grand nombre K de nœuds WSN et ii) les symétries géométriques nominales de leurs grilles déterministes (rectangulaires ou carrées). En outre, nos nouvelles solutions MM-RDCB et BM-RDCB sont distribuées puisque leurs poids peuvent être calculés localement à chaque terminal, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique du WSN. Les résultats de la simulation montrent des gains considérables et la robustesse des techniques proposées en termes de rapport signal/bruit (SNR) obtenu contre les erreurs de localisation des nœuds.

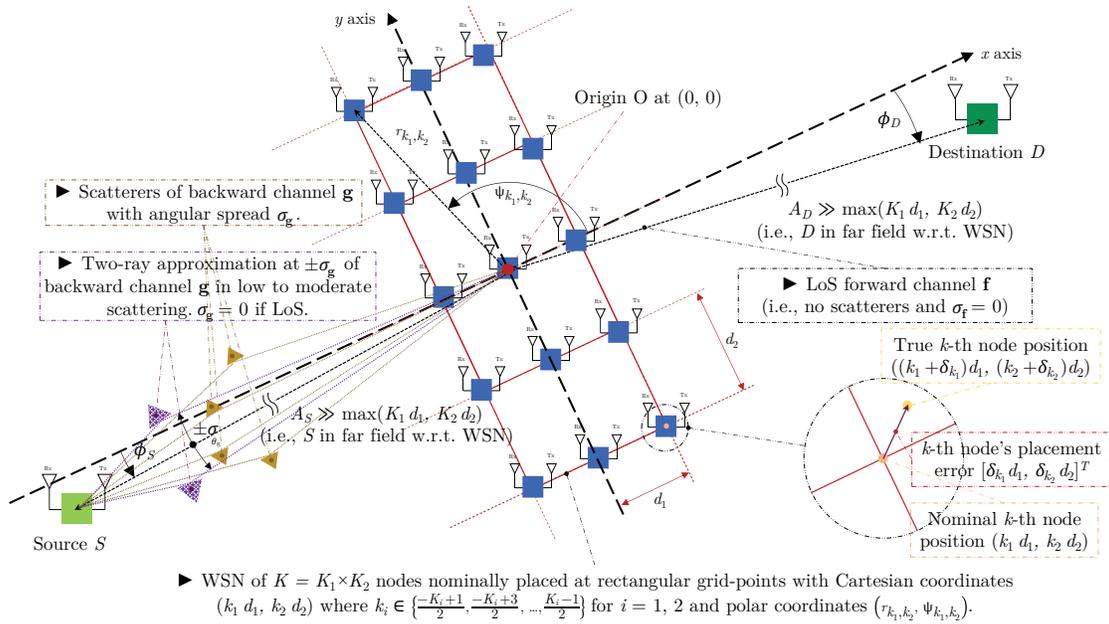


Figure 4.1 – Modèle de système.

4.2 Modèle du Système

Comme l'illustre la Fig. ??, le système qui nous intéresse consiste en un réseau de capteurs sans fil (WSN) composé de K nœuds, chacun étant équipé d'une antenne isotrope unique avec des inter-distances d_1 et d_2 le long des axes x et y , respectivement, et uniformément répartie sur un espace rectangulaire (c.-à-d., $K = K_1 \times K_2$) ou carrée ($K_1 = K_2 = K_0$, $K = K_0^2$ et $d_1 = d_2 = d_0$) avec un centre de référence O , une destination D et une source S tous deux situés dans le même plan contenant le WSN (c.-à-d., représentation 2D). Nous supposons ici que S et D sont éloignés l'un de l'autre, à tel point que le placement des K nœuds du WSN dans le champ lointain par rapport à l'un ou l'autre terminal devient indispensable pour relayer les données entre les deux via un schéma de communication à double saut S -WSN- D .

La paire (A_S, ϕ_S) représente les coordonnées polaires de la source S et son signal de puissance unitaire à bande étroite, et la paire (A_D, ϕ_D) les coordonnées polaires de la destination D . Étant donné que le WSN est supposé être placé dans le champ lointain par rapport à l'un ou l'autre des terminaux, nous devons vérifier que A_S et A_D sont tous deux beaucoup plus grands que les dimensions du WSN $K_1 d_1$ et $K_2 d_2$, $A_* \gg K_i d_i$ pour $* \in \{S, D\}$ et $i \in \{1, 2\}$. Sans perte de généralité, on suppose que S est situé à $\phi_S = 0$. Soit (r_k, ψ_k) et $(k_1 d_1, k_2 d_2)$ les coordonnées polaires et cartésiennes du k -ième nœud $\equiv (k_1, k_2)$, respectivement. On peut facilement vérifier que

$\psi_k = \arctan(\frac{k_2 d_2}{k_1 d_1})$ et $r_k = \sqrt{(k_1 d_1)^2 + (k_2 d_2)^2}$, $[\mathbf{h}]_k$. Les erreurs de localisation des nœuds, définies ici sur les coordonnées cartésiennes comme $d_1 \delta_{k_1}$ et $d_2 \delta_{k_2}$, toutes deux supposées indépendantes et uniformes avec des variances $d_1^2 \sigma_x^2$ et $d_2^2 \sigma_y^2$ sur les axes x et y , respectivement. Laissons également $[\mathbf{g}]_k$ et $[\mathbf{f}]_k$ désigner respectivement les voies descendante et ascendante, où $k = k_1 + (K_1 + 1)/2 + K_1 \times (k_2 + (K_2 - 1)/2)$ pour $k_1 = \frac{-K_1+1}{2}, \frac{-K_1+3}{2}, \dots, \frac{K_1-1}{2}$ et $k_2 = \frac{-K_2+1}{2}, \frac{-K_2+3}{2}, \dots, \frac{K_2-1}{2}$.

Nous considérons ici que la quantité de diffusion sur les canaux de saut ou de retour S -WSN \mathbf{g} est soit i) négligeable (c.-à-d., LoS ou propagation monochromatique/par ondes planes), soit ii) légère à modérée, c.-à-d., très bien approximée par une propagation bi-chromatique le long de deux rayons de même puissance avec des gains complexes $\alpha_i = \rho_i \exp(j\phi_i)$ pour $i \in \{1, 2\}$ où ρ_i s sont deux amplitudes de même puissance avec $\mathbb{E}\{|\rho_i|^2\} = \frac{1}{2}$ et ϕ_i s sont uniformément distribuées sur $[-\pi, \pi]$ et proviennent des angles $\phi_S \pm \sigma_g$ [108] où σ_g est l'étalement angulaire des canaux rétroscopifs \mathbf{g} . Dans ce travail, nous supposons que la quantité de diffusion sur les canaux de saut ou de transmission du WSN- D \mathbf{f} est toujours négligeable, c'est-à-dire que l'étalement angulaire des canaux de transmission \mathbf{f} est $\sigma_f = 0$. [108] montre que des valeurs pratiques de AS aussi élevées que 20 degrés maintiennent toujours l'approximation bi-chromatique valide. Nous supposons également que tous les nœuds de capteurs subissent la même perte de chemin lors d'un saut en avant ou en arrière. Le modèle sous-jacent s'inscrit donc dans le cadre des réseaux phasés.

Étant donné que les nœuds du WSN sont censés fonctionner de manière autonome du point de vue des "communications", le k -ième nœud du WSN ne connaît que ses propres coordonnées cartésiennes nominales, tout en étant conscient de celles de tous les autres nœuds du WSN. Les seules données CSI qu'ils partagent sont les valeurs nominales de certains paramètres globaux caractérisant l'ensemble du WSN et ses environnements de propagation à double saut : les distances de grille d_1 et d_2 , les dimensions de grille K , K_1 , et/ou K_2 , la longueur d'onde λ , l'AoA (angle d'arrivée) de la source S ϕ_S , l'AoD (angle de départ) vers la destination D ϕ_D , et l'étalement angulaire σ_g et les gains complexes bichromatiques à deux rayons α_1 et α_2 de la voie de retour \mathbf{g} lorsque la diffusion sur le premier saut est faible à modérée, ainsi que les variances d'erreur de localisation normalisées σ_x^2 et σ_y^2 lorsque des solutions RDCB sont mises en œuvre. Sur la base de la connaissance parfaite ou imparfaite que chaque nœud WSN d'indice $k \equiv (k_1, k_2)$ a de ces paramètres, il est capable de reconstruire localement (c'est-à-dire sans aucun échange de données nécessaire avec d'autres nœuds)

ses coefficients de canal en avant et en arrière de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [\mathbf{g}]_k &= \alpha_1 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{\mathbf{g}} - \psi_k)\right) + \alpha_2 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\sigma_{\mathbf{g}} + \psi_k)\right) \\ &= \alpha_1 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1|d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) + k_2 d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right) + \alpha_2 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1|d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) - k_2 d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right) \end{aligned} \quad (4.1)$$

et

$$[\mathbf{f}]_k = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_D - \psi_k)\right) + \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1|d_1 \cos(\phi_D) + k_2 d_2 \sin(\phi_D))\right) \quad (4.2)$$

Dans les environnements sans diffusion où $\sigma_{\mathbf{g}} = 0$, veuillez noter que (4.1) se réduit à

$$\begin{aligned} [\mathbf{g}]_k &= \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\psi_k)\right) \\ &= \exp\left(-j\frac{2\pi d}{\lambda} |k_1|\right). \end{aligned} \quad (4.3)$$

Une communication à double saut est établie entre la source S et la destination D . Dans le premier intervalle de temps, la source envoie son signal s au WSN. Soit \mathbf{y} le vecteur de signal reçu aux nœuds de capteurs, donné par

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}s + \mathbf{v}, \quad (4.4)$$

où $\mathbf{g} \triangleq [[\mathbf{g}]_1 \dots [\mathbf{g}]_K]^T$ et \mathbf{v} est le vecteur de bruit gaussien i.i.d. reçu aux nœuds avec une variance identique par élément. Dans le deuxième intervalle de temps, le k -ième nœud multiplie son signal reçu avec le conjugué complexe du poids de formation de voie w_k et transmet le signal résultant au récepteur. Il découle de (4.4) que le signal reçu à la destination D est

$$\begin{aligned} r &= \mathbf{f}^T (\mathbf{w}^* \odot \mathbf{y}) + n \\ &= s \mathbf{w}^H \mathbf{h} + \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n, \end{aligned} \quad (4.5)$$

où $\mathbf{w} \triangleq [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur de formation de voie, $\mathbf{h} \triangleq \mathbf{f} \odot \mathbf{g}$, $\mathbf{f} \triangleq [[\mathbf{f}]_1 \dots [\mathbf{f}]_K]^T$, et n est le bruit scalaire gaussien reçu à la destination D avec une variance de σ_n^2 . Soit $P_{\mathbf{w},S}$ la puissance globale reçue des répliques de la source S transmises par le WSN et $P_{\mathbf{w},n}$ la puissance de bruit globale reçue due au bruit scalaire n à la destination D et au vecteur de bruit transmis \mathbf{v} par les nœuds du WSN.

Il découle de (4.5) que

$$P_{\mathbf{w}}(\phi_s) = \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2, \quad (4.6)$$

$$P_{\mathbf{w},n} = \sigma_v^2 \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} + \sigma_n^2, \quad (4.7)$$

où $\mathbf{\Lambda} \triangleq \text{diag}\{|\mathbf{f}_1|^2 \dots |\mathbf{f}_K|^2\}$. Dans ce travail, nous développons une solution pour minimiser la puissance du bruit global tout en maintenant la réponse de formation de voie $\mathbf{w}^H \mathbf{h}$, et donc, la puissance reçue de la source S à la destination D est égale à l'unité. Cette solution n'est rien d'autre que le célèbre formateur de voie à réponse sans distorsion à variance minimale (MVDR) [140] avec une contrainte de réponse sans distorsion relaxée. Mathématiquement, nous devons résoudre le problème d'optimisation suivant :

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h} \right|^2 = 1. \quad (4.8)$$

où \mathbf{w}_{opt} est soit $\mathbf{w}_{\text{MM-opt}}$ soit $\mathbf{w}_{\text{BM-opt}}$. La solution du problème d'optimisation convexe ci-dessus peut être exprimée comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{\left| \mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \right|}, \quad (4.9)$$

Par conséquent, le poids du k -ième noeud est donné par

$$[\mathbf{w}_{\text{opt}}]_k = \frac{[\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}]_k}{\left| \mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \right|}. \quad (4.10)$$

Pour mettre en œuvre \mathbf{w}_{opt} , il découle de (4.10) que le k -ième noeud doit reconstruire à la fois ses canaux en avant et en arrière $[\mathbf{f}]_k$ et $[\mathbf{g}]_k$, respectivement. Malheureusement, dans la pratique, ce processus entraîne des erreurs d'estimation des paramètres du canal qui peuvent nuire à la performance de la formation de voie. Ainsi, \mathbf{w}_{opt} n'est valable que dans des conditions idéales où il n'y a pas des erreurs d'estimation. Dans le monde réel, cependant, \mathbf{w}_{opt} est remplacé par

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}} = \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\left| \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}} \right|}, \quad (4.11)$$

où $\tilde{\mathbf{h}}$ et $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$ sont les estimations vectorielles et matricielles de \mathbf{h} et $\mathbf{\Lambda}$, respectivement. Un autre inconvénient de la solution CB optimale nominale $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ (c'est-à-dire optimisée sans tenir compte de l'estimation des paramètres du canal ou des dégradations de la rétroaction), qui doit être souligné

ici, est que le k -ième nœud doit connaître le canal de tous les autres nœuds du WSN. À cette fin, chaque nœud doit diffuser ses informations sur le canal dans le réseau et, par conséquent, l'implémentation de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ nécessite un surcoût énorme. Ce dernier pourrait non seulement entraîner une détérioration de l'efficacité spectrale, mais aussi des pertes de performance fortement amplifiées en raison de l'impact cumulatif croissant des erreurs de rétroaction de l'CSI. Dans ce qui suit, nous proposons de nouvelles techniques RDCB qui sont robustes face aux erreurs d'estimation des paramètres du canal dans des environnements légèrement à modérément dispersés où nous exploitons i) des approximations asymptotiques très efficaces pour un grand nombre K de nœuds WSN et ii) les symétries géométriques nominales de leurs grilles déterministes rectangulaires ou carrées pour dériver des solutions en forme fermée.

4.3 Techniques RDCB Proposées

4.3.1 Propagation Monochromatique (LoS)

Environnement avec Implémentation Optimale

Il s'ensuit que le formateur de voie optimal pour une grille rectangulaire est donné par la formule suivante

$$\left| \mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \right| = \sum_{i=-\frac{K_1-1}{2}}^{\frac{K_1-1}{2}} \sum_{j=-\frac{K_2-1}{2}}^{\frac{K_2-1}{2}} 1 = K. \quad (4.12)$$

Par conséquent, le formateur de voie optimal est le suivant

$$\mathbf{w}_{\text{MM-opt}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K}, \quad (4.13)$$

Le canal correspondant peut être reconstruit en estimant l'AoA et l'AoD et les coordonnées $(k_1 d_1, k_2 d_2)$. Néanmoins, ces dernières entraînent des erreurs d'estimation et équivalent à une erreur de phase dans un facteur multiplicatif. Par conséquent, nous nous concentrons dans ce qui suit sur les erreurs d'estimation de localisation des nœuds.

Scénario pratique d'implémentation sujette à des erreurs de localisation

Le k -ième nœud reconstruit localement son canal arrière à partir de la source S sous la forme suivante

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{g}}]_k &= \exp\left(-j\frac{2\pi d_1}{\lambda}|k_1|\right) \exp\left(-j\frac{2\pi d_1}{\lambda}\delta_{k_1}\right) \\ &= [\mathbf{g}]_k \delta_{\mathbf{g}_k}, \end{aligned} \quad (4.14)$$

Nous montrerons plus tard que les performances de $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{opt}}$ se détériorent lorsque δ_{k_1, k_2} augmente en raison de l'inadéquation des canaux (c'est-à-dire que $[\tilde{\mathbf{h}}]_k \neq [\mathbf{h}]_k$ qu'elle produit. Pour surmonter ce problème, nous proposons dans ce travail d'anticiper l'inévitable erreur de phase en tenant compte de son impact dans la conception du CB. En fait, on pourrait modifier le problème d'optimisation dans (4.8) comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}} = \arg \max \frac{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad |\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{h}}|^2 = 1, \quad (4.15)$$

Le vecteur de formation de voie robuste proposé est alors donné par

$$\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}} = \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}|}. \quad (4.16)$$

Comme on peut l'observer à partir de (4.16), $\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}$ dépend à la fois des valeurs réelles et reconstruites du canal. Puisque les nœuds ne connaissent évidemment pas le canal réel, nous devons remplacer $|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}|$ par une quantité équivalente qui ne dépend que des paramètres connus. À cette fin, nous proposons d'étudier l'expression asymptotique de ce terme à grand K . À partir des définitions de $\tilde{\mathbf{h}}$, $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$, et \mathbf{h} , nous obtenons (4.17).

$$\begin{aligned} \left|(\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}})\right|^2 &= K + K(K-1) \frac{\sum_{k=1}^K \Delta_{g_k} \Delta_{f_k}}{K} \\ &\times \frac{\sum_{p=1, p \neq k}^K \Delta_{g_p}^H \Delta_{f_p}^H}{K-1}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

En recourant à la loi des grands nombres, on a pour de grands K que $\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \delta_{k_1, k_2} \simeq \mathbb{E}\{\delta_{k_1, k_2}\}$. Par conséquent, on peut obtenir pour de grands K

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \left| \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \right|^2 &\simeq K + K(K-1) \mathbb{E}\{\delta_{\mathbf{g}_k}\} \mathbb{E}\{\delta_{\mathbf{f}_k}\} \\ &\simeq K + K(K-1) \frac{\sin\left(\frac{2\pi d_1(1+\cos(\phi_D))}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_x\right)^2}{\left(\frac{2\pi d_1(1+\cos(\phi_D))}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_x\right)^2} \frac{\sin\left(\frac{2\pi d_2 \sin(\phi_D)}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_y\right)^2}{\left(\frac{2\pi d_2 \sin(\phi_D)}{\lambda} \sqrt{3}\sigma_y\right)^2}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Il s'ensuit que $\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}$, dérivé de (4.18) comme suit

$$\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}} = \frac{\tilde{\Lambda}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{\left| \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h} \right|}, \quad (4.19)$$

Une simple inspection de (4.19) révèle que $[\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}]_k$ dépend exclusivement de $[\tilde{\mathbf{h}}]_k$, σ_x et σ_y . Chaque noeuf est capable de reconstruire localement son propre canal. En outre, la solution MM-RDCB est indépendant du canal de tous les autres noeuds. Cette caractéristique importante du DCB évite tout échange d'informations entre les noeuds du WSN, ce qui permet d'économiser leurs faibles ressources énergétiques et d'améliorer l'efficacité spectrale du WSN. Il est intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs d'estimation de paramètres du canal (phase ou position des noeuds) (c'est-à-dire $\sigma_x = \sigma_y = 0$), $\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}$ se réduit à la solution nominale MM-opt. Il est à noter que les résultats présentés prennent en considération les erreurs d'estimation des localisations des noeuds, ce qui se traduit par des erreurs semblables à un facteur prêt aux erreurs induites de la synchronisation de phase. Le formateur de voie optimal est ainsi le même à un facteur prêt.

4.3.2 Propagation Bichromatique (NLoS)

Environnement Idéal

Il s'ensuit que le formateur de voie optimal pour une grille rectangulaire est donné par la formule suivante

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{g}}]_k &= \exp\left(-j \frac{2\pi d_1}{\lambda} |k_1|\right) \exp\left(-j \frac{2\pi d_1}{\lambda} \delta_{k_1}\right) \\ &= [\mathbf{g}]_k \delta_{\mathbf{g}_k}, \end{aligned} \quad (4.20)$$

où

$$\begin{aligned}
\Pi(K_2) &= \sum_{k_2=1}^{K_2} \cos\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}}) \left(k_2 - \frac{K_2 + 1}{2}\right)\right) \\
&= \begin{cases} \frac{\sin\left(\frac{K_2 \frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)}, & \text{if } \exp\left(j \frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})\right) \neq 1 \\ K_2, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (4.21)
\end{aligned}$$

Le canal correspondant peut être reconstruit en estimant l’AoA et l’AoD et les coordonnées $(k_1 d_1, k_2 d_2)$. Néanmoins, ces dernières entraînent des erreurs d’estimation et équivalent à une erreur de phase dans un facteur multiplicatif. Par conséquent, nous nous concentrons dans nos dérivations sur les erreurs d’estimation de localisation des noeuds.

Scénario pratique d’implémentation sujette à des erreurs de localisation

Le k -ième nœud reconstruit localement les deux expressions de son canal en arrière à partir de la source S sous la forme suivante

$$\begin{aligned}
[\tilde{\mathbf{g}}]_k &= \alpha_1 \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1| d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) + k_2 d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right)\right) \\
&\quad \times \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\delta_{k_1} d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) + \delta_{k_2} d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right)\right) \\
&\quad + \alpha_2 \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1| d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) - k_2 d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right)\right) \\
&\quad \times \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\delta_{k_1} d_1 \cos(\sigma_{\mathbf{g}}) - \delta_{k_2} d_2 \sin(\sigma_{\mathbf{g}}))\right)\right). \quad (4.22)
\end{aligned}$$

et son canal en avant à la destination D comme suit

$$\begin{aligned}
[\hat{\mathbf{f}}]_k &= \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1| d_1 \cos(\phi_D) + k_2 d_2 \sin(\phi_D))\right)\right) \\
&\quad \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 \cos(\phi_D) \delta_{k_1} + d_2 \sin(\phi_D) \delta_{k_2})\right) \\
&= [\mathbf{f}]_k \delta_{\mathbf{f}_k}, \quad (4.23)
\end{aligned}$$

Il est simple de démontrer les résultats suivants et les utiliser pour calculer le vecteur de formation de voie.

$$\sum_{k=-N}^N \exp(jkx) = \frac{\sin\left(\left(N + \frac{1}{2}\right)x\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)}, \quad (4.24)$$

$$\sum_{k=1}^N \exp(jxk) = \frac{\sin\left(\frac{Nx}{2}\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)} \exp\left(j\frac{(N+1)x}{2}\right), \quad (4.25)$$

et

$$\sum_{k=-N}^N \exp(jx|k|) = 1 + 2 \sum_{k=1}^N \exp(jxk). \quad (4.26)$$

Le vecteur de formation de voie robuste proposé est enfin calculé à partir de (4.27), (4.24), (4.25), et (4.26).

Il s'ensuit que $\mathbf{w}_{\text{BM-RDCB}}$, dérivé de (4.27) dépend uniquement des informations disponibles localement à chaque nœud, à savoir $\tilde{\mathbf{h}}_k$, σ_x et σ_y . Le premier est estimé localement par le k -ième nœud, tandis que σ_x et σ_y peuvent être facilement diffusés sur le WSN avec des données de signalisation, des coûts de calcul ou des coûts énergétiques négligeables. En outre, $[\mathbf{w}_{\text{BM-RDCB}}]_k$ est indépendant du canal de tous les autres nœuds. Cette caractéristique importante du DCB évite tout échange d'informations entre les nœuds du WSN, ce qui permet d'économiser leurs ressources énergétiques limitées et d'améliorer l'efficacité spectrale du WSN. Il convient également de noter qu'en l'absence d'erreurs de localisation des nœuds (c'est-à-dire $\sigma_x = \sigma_y = 0$), le BM-RDCB proposé, $\mathbf{w}_{\text{BM-RDCB}}$, se réduit à la solution BM-opt nominale $\mathbf{w}_{\text{BM-opt}}$.

4.4 Résultats d'Évaluation Numérique

Cette section évalue numériquement les performances des techniques RDCB proposées et les compare aux solutions CB optimales nominales $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{MM-opt}}$ et $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{BM-opt}}$ dans (4.11) afin d'évaluer les gains de performance des solutions proposées par rapport à l'étalon RDCB le plus représentatif. Les quantités empiriques sont obtenues en calculant la moyenne sur 10^4 de réalisations aléatoires. Nous

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|^2 =
\left\{ \begin{array}{l}
(\rho_1^2 + \rho_2^2)^2 \left[K + K(K-1) \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} \right] \\
+ 4\rho_1^2\rho_2^2\cos^2(\Phi_1 - \Phi_2) \left[K + \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} \right] \\
\times \left(K_1^2 \frac{\sin^2\left(\frac{K_2 \frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda} \frac{\sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)} - K \right) + 4\rho_1\rho_2(\rho_1^2 + \rho_2^2) \cos(\Phi_1 - \Phi_2) \\
\times \left[K_1 \frac{\sin\left(\frac{K_2 \frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)}{\sin\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda} \frac{\sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)} + \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} \right] \\
\times \left(K_1(K-1) \frac{\sin\left(\frac{K_2 \frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)}{\sin\left(\frac{4\pi d_2}{\lambda} \frac{\sin(\sigma_{\mathbf{g}})}{2}\right)} \right), \quad \text{if } \exp\left(j\frac{4\pi d_2}{\lambda} \sin(\sigma_{\mathbf{g}})\right) \neq 1 \\
(\rho_1^2 + \rho_2^2)^2 \left[K + K(K-1) \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} \right] \\
+ 4\rho_1^2\rho_2^2\cos^2(\Phi_1 - \Phi_2) \left[K + \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} K(K-1) \right] \\
+ 4\rho_1\rho_2(\rho_1^2 + \rho_2^2) \times \cos(\Phi_1 - \Phi_2) \left[K + \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_1(\cos(\phi_{\mathbf{g}}) + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x}{\lambda}\right)^2} \right. \\
\left. \times \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)}{\left(\frac{2\pi d_2(\sin(\phi_{\mathbf{g}}) + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_y}{\lambda}\right)^2} (K(K-1)) \right], \quad \text{otherwise.}
\end{array} \right. \quad (4.27)$$

faisons les hypothèses de simulation suivantes : $K_1 = K_2 = K_0 = \sqrt{K}$ pour $K = 64, 256, \text{ and } 1024$, $d_1 = d_2 = d = \lambda/2$, σ_n^2 et σ_v^2 tous deux fixés à 10 dB en dessous de la puissance d'émission de la source, $\sigma_{\mathbf{g}} \approx 6$ degrés, et $\phi_D \approx 17$ degrés. Nous adoptons comme mesure de performance le rapport signal/bruit moyen (ASANR) au lieu du rapport signal/bruit moyen obtenu (ASNR) en raison de la complexité de sa dérivation, un excellent substitut pour les très grands K , comme cela a été montré précédemment dans[?].

Les figures [4.1](#) et [4.2](#) montrent le gain ASANR, ASNR et ASANR obtenu par le MM-RDCB par rapport au MM-opt pour différentes valeurs de K en fonction de σ_x et σ_y . Les résultats suggèrent que plus K est élevé, meilleurs sont le ASANR et l'ASNR jusqu'à ce qu'ils atteignent les valeurs

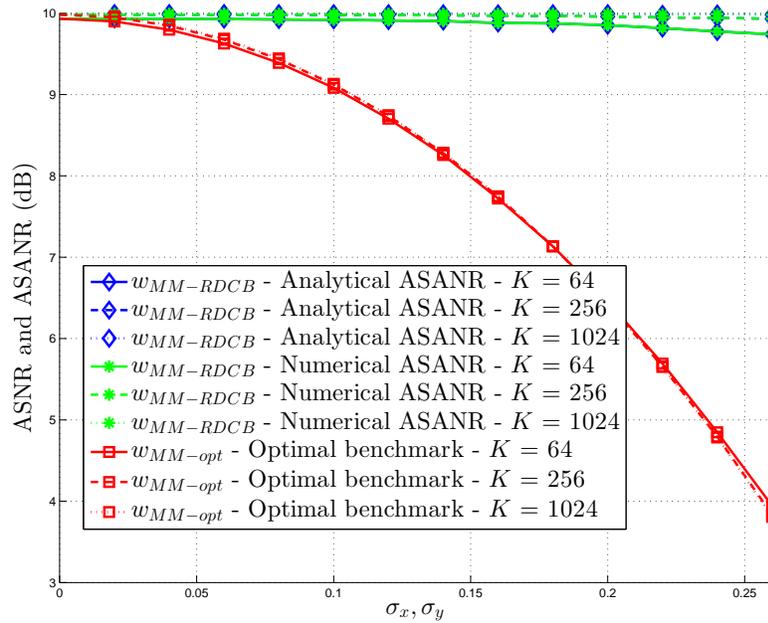


Figure 4.2 – ASNR et ASANR du M-RDCB proposé en fonction de l'écart type des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements monochromatiques-monochromatiques pour $K = 64, 256, 1024$.

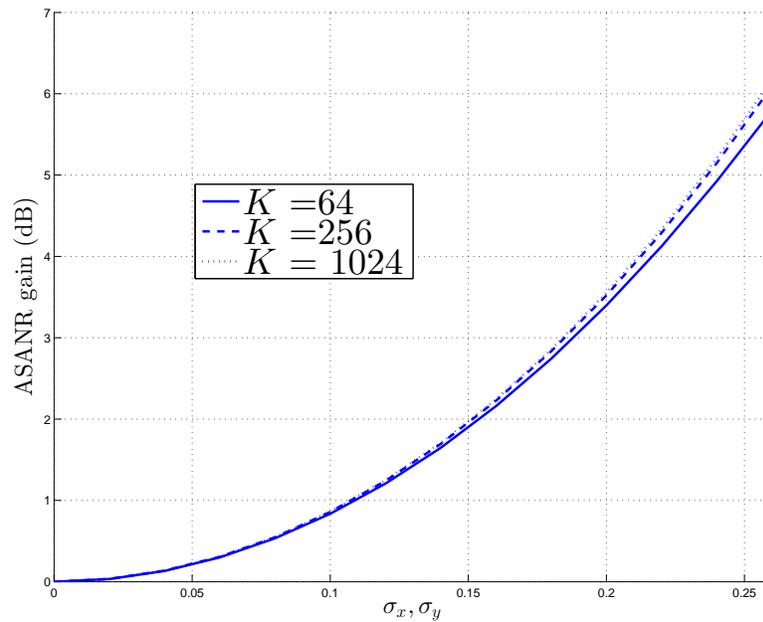


Figure 4.3 – Gain en ASANR du M-RDCB proposé par rapport à son M-DCB en fonction des erreurs d'estimation de la localisation dans des environnements monochromatiques pour $K = 4, 64, 900$.

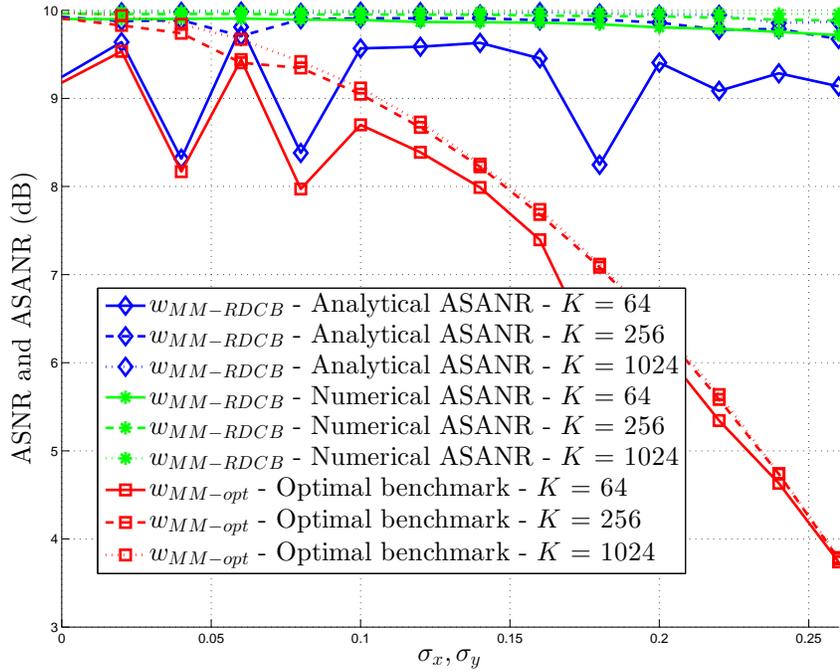


Figure 4.4 – ASNR et ASANR du B-RDCB proposé en fonction des erreurs d’estimation de la localisation dans des environnements bichromatiques pour $K = 4, 64, 900$ et $\sigma_\theta = 0.1$.

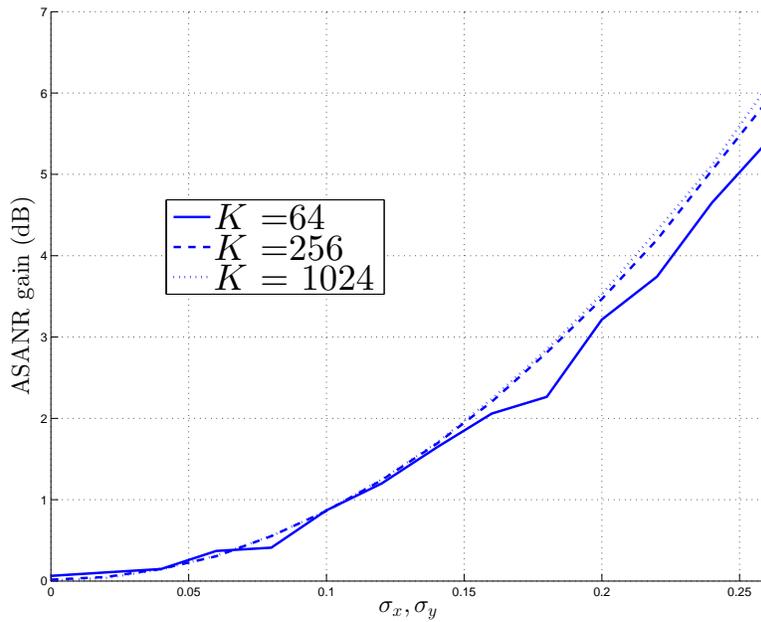


Figure 4.5 – Gain en ASANR du B-RDCB proposé par rapport à son B-DCB en fonction des erreurs d’estimation de la localisation dans des environnements bichromatiques pour $K = 16, 100, 900$ et $\sigma_\theta = 0.1$.

optimales. Il est également démontré que l'ASANR analytique et l'ASNR numérique correspondent parfaitement, ce qui valide le choix de la métrique. Les graphiques montrent également des gains d'ASANR notables pouvant atteindre jusqu'à 17 dB pour les valeurs évaluées. Cette observation ainsi que les précédentes confirment l'efficacité du nouveau MM-RDCB et corroborent toutes nos dérivations mathématiques.

Les figures 4.3 et 4.4 montrent le gain ASANR, ASNR et ASANR obtenu par le BM-RDCB par rapport au BM-opt pour différentes valeurs de K en fonction de σ_x et σ_y . Toutes les observations faites dans le scénario monochromatique se vérifient dans le cas bichromatique, validant ainsi une fois de plus tous nos calculs mathématiques et la robustesse des solutions proposées.

On présente dans ce qui suit une partie du travail sur les grilles hexagonales. Ce travail est encore en cours en espérant pouvoir ajouter plus de résultats dans la version finale du rapport.

4.5 Analyse de la Grille Hexagonale

4.5.1 Scénario Monochromatique

Le k -ième nœud reconstruit localement son canal arrière dans un canal carré à partir de la source S sous la forme suivante

$$[\mathbf{g}]_{k_1, k_2} = \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} |k_1|\right), \quad (4.28)$$

et son canal en avant à la destination D comme suit

$$[\hat{\mathbf{f}}]_k = \exp\left(-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (|k_1|d_1 \cos(\phi_D) + k_2 d_2 \sin(\phi_D))\right)\right) \quad (4.29)$$

où d est la distance entre les nœuds, $(r_{k_1, k_2}, \psi_{k_1, k_2})$ sont les coordonnées polaires du (k_1, k_2) ^{ème} nœud. Cette transformation décrit le cas de la grille carrée. Dans le cas hexagonal, la coordonnée du (k_1, k_2) ^{ème} nœud est définie par $(|k_1 + \frac{k_2}{2}|d, k_2 \frac{\sqrt{3}}{2}d)$. Par conséquent,

$$[\mathbf{g}]_{k_1, k_2} = \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \left|k_1 + \frac{k_2}{2}\right|\right), \quad (4.30)$$

et

$$\begin{aligned}
[\mathbf{f}]_{k_1, k_2} &= \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} r_{k_{f_1}, k_{f_2}} \cos(\sigma_D - \psi_{k_{f_1}, k_{f_2}})\right) \\
&= \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \left(\left|k_1 + \frac{k_2}{2}\right| \cos(\sigma_D) + \frac{\sqrt{3}}{2} k_2 \sin(\sigma_D)\right)\right), \tag{4.31}
\end{aligned}$$

où $|k_1 + \frac{k_2}{2}| \leq n$; n est le rang de l'hexagone. Nous ajoutons ensuite un poids w_{k_1, k_2} (égal à 1 lorsque la condition est vraie et à 0 sinon) pour nous assurer que nous avons les nœuds relatifs à chaque rang n . Notre formeur de voie optimal est donc donné par

$$\mathbf{w}_{\text{MM-opt}} = \frac{\mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{|\mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}|}, \tag{4.32}$$

où

$$\begin{aligned}
|\mathbf{h}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}| &= \sum_{k_1=-n}^n \sum_{k_2=-n}^n w_{k_1, k_2}^2 \Big|_{|k_1 + \frac{k_2}{2}| \leq n} \\
&= 1 + 3n(n+1) \\
&= K. \tag{4.33}
\end{aligned}$$

où le rang 0 signifie seulement 1 nœud, le rang 1 signifie 7 nœuds, etc. Le canal correspondant peut être reconstruit en estimant l'AoA et l'AoD et les coordonnées $(|k_1 + \frac{k_2}{2}|d, k_2 \frac{\sqrt{3}}{2}d)$ ce qui entraîne des erreurs d'estimation des paramètres des deux canaux.

4.5.2 Scénario pratique d'implémentation sujette à des erreurs de localisation

En prenant en compte les erreurs d'estimation de la localisation des nœuds, le canal reconstruit provenant de la source S peut être exprimé de la manière suivante

$$[\mathbf{g}]_{k_1, k_2} = \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \left|k_1 + \frac{k_2}{2}\right|\right) \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \delta_{k_1}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\delta_{k_2}}{2}\right), \tag{4.34}$$

et le canal en avant vers la destination D est

$$\begin{aligned}
[\mathbf{f}]_{k_1, k_2} &= \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \left(\left|k_1 + \frac{k_2}{2}\right| \cos(\sigma_D) + \frac{\sqrt{3}}{2} k_2 \sin(\sigma_D)\right)\right) \\
&\times \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\sigma_D) \delta_{k_1}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\sigma_D) \frac{\delta_{k_2}}{2}\right) \tag{4.35}
\end{aligned}$$

où δ_{k_1} et δ_{k_2} sont indépendants l'une de l'autre et de variances σ_x et σ_y , respectivement. Dans ce cas, le formateur de voie proposé est donné par

$$\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}} = \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}}{|\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}|}, \quad (4.36)$$

Par conséquent, on peut obtenir pour de grand K

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\hat{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \tilde{\mathbf{h}}|^2 = K + K(K-1) \frac{\sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda}(1 + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x\right)^2 \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}(1 + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x\right)^2}{\left(\frac{2\pi d}{\lambda}(1 + \cos(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x\right)^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda}(1 + \sin(\phi_D))\sqrt{3}\sigma_x\right)^2}. \quad (4.37)$$

On peut alors conclure que le formateur de voie MM-RDCB à partir de (4.37). Une simple inspection de (4.37) révèle que $[\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}]_{k_1, k_2}$, $[\tilde{\mathbf{h}}]_{k_1, k_2}$ et de σ_x et σ_y . En outre, $[\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}]_{k_1, k_2}$ est indépendant du canal de tous les autres nœuds. Cette caractéristique importante du DCB évite tout échange d'informations entre les nœuds du WSN, ce qui permet d'économiser leurs maigres ressources énergétiques et d'améliorer l'efficacité spectrale du WSN. Il est intéressant de noter qu'en l'absence d'erreurs d'estimation de localisation des nœuds (c'est-à-dire $\sigma_x = \sigma_y = 0$), $\mathbf{w}_{\text{MM-RDCB}}$ se réduit à la solution nominale MM-opt.

4.6 Conclusions

Nous avons présenté une nouvelle solution de formation de voie collaborative distribuée (DCB) qui est robuste (c.-à-d. RDCB) contre les principales dégradations de l'estimation du canal sur les transmissions à double saut à travers un réseau de capteurs sans fil (WSN) de K nœuds avec une géométrie nominalemt déterministe, vraisemblablement rectangulaire (ou a fortiori carrée). La source S envoie d'abord son signal au WSN. Ensuite, chaque nœud transmet le signal reçu à la destination D après l'avoir multiplié par un poids de formation de voie correctement choisi. Ce dernier vise à minimiser la puissance du bruit reçu tout en maintenant la puissance souhaitée égale à l'unité à la destination D . Ces poids dépendent de certains paramètres d'information sur l'état du canal (CSI). Ils doivent donc être estimés localement à chaque nœud ou lui être renvoyés, ce qui entraîne dans les deux cas des erreurs d'estimation des paramètres du canal ou de retour d'information susceptibles de nuire gravement aux performances de la DCB.

En tenant compte de la connectivité massive qui caractérise les nouvelles technologies sans fil 5G et les futures technologies sans fil 5G+/6G, ainsi que l'internet des objets (IoT), nous développons des solutions RDCB alternatives qui s'adaptent correctement aux scénarios de propagation monochromatique [c'est-à-dire en visibilité directe (LoS)] et bichromatique (c'est-à-dire légèrement à modérément dispersée) sur le premier saut, tout en supposant toujours une liaison LoS sur le second ; appelées ci-après MM-RDCB et BM-RDCB, respectivement. Pour ce faire, nous avons exploité i) des approximations asymptotiques très efficaces pour un grand nombre K de nœuds WSN et ii) les symétries géométriques nominales de leurs grilles déterministes (rectangulaires ou carrées). En outre, nos nouvelles solutions MM-RDCB et BM-RDCB sont distribuées puisque leurs poids peuvent être calculés localement à chaque terminal, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique du WSN. Les résultats de la simulation montrent des gains considérables et la robustesse des techniques proposées en termes de rapport signal/bruit (SNR) obtenu contre les erreurs de localisation des nœuds. Il est à noter que plusieurs travaux en rapport avec tout ce qui a été présenté sont en cours. Nous travaillons à terminer le travail dans les réseaux nominalement déterministes en généralisant le travail pour des canaux polychromatiques et en prenant en considération d'autres types d'erreurs d'estimations des paramètres caractérisant le canal. On travaille aussi sur les solutions avec sources multiples comme autre extension à ce travail.

Chapitre 5

Autres contributions durant cette thèse

Résumé

Au cours de mon programme de doctorat, j'ai eu la chance d'être impliqué dans le processus d'évaluation IMT-2020 des technologies 5G SRITs et RITs. Le Wireless Lab était l'une des rares équipes universitaires au Canada à avoir participé au ITU-R WP 5D pour l'évaluation des candidats pour les standards 4G (IMT-Advanced) en 2009-2010 et 5G (IMT-2020) en 2018-2020. La plupart des mandats les plus récents couvraient les RITs et/ou SRITs de 3GPP, TSDSI, ETSI DECT, et NuFront. J'ai poursuivi par la suite la réévaluation de DECT et NuFront et notre équipe était en fait parmi les rares groupes d'évaluation indépendants (IEG) à avoir démontré que ces deux candidats ne pouvaient pas passer l'étape 4 du processus d'évaluation. Mon directeur Sofiéne Affes ,m'a également donné l'occasion de d'encadrer des étudiants diplômés de deuxième et troisième cycle dans leurs projets de recherche.

5.1 Évaluation des candidats de la technologie d'interface radio (RIT) et de l'ensemble de RITs (SRITs) aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 (5G) dans le cadre des mandats CEG¹ et ISED²

5.1.1 Introduction

Aujourd'hui l'un des principaux moteurs de l'évolution des technologies sans fil est la 5G, également connue sous le nom d'IMT-2020^[141], qui promet d'englober plusieurs RITs ou SRITs, dont 3GPP et ETSI/DECT, entre autres. Ces candidats du standard IMT-2020 doivent être évalués pour vérifier leur conformité aux exigences minimales^{[142], [143]}. La 5G a promis de fournir en 2020 des services de transmission de données sans fil à très haut débit, à des coûts et des temps de latence beaucoup plus bas, tout en offrant des débits, une couverture et des efficacités spectrales beaucoup plus élevés. Afin d'assurer le déploiement le plus efficace en terme de coûts et de spectre de ces nouvelles technologies sans fil, leurs performances doivent être évaluées de manière fiable par des simulations dans des environnements plus réalistes.

Les capacités de l'IMT-2020 incluent également : un débit de données maximal très élevé, un débit de données expérimental très élevé et garanti pour l'utilisateur, et une mobilité assez élevée tout en offrant une qualité de service satisfaisante. Elle comprend également des caractéristiques telles que la possibilité d'établir des connexions massives dans des scénarios de très haute densité et une très grande fiabilité. De multiples caractéristiques clés doivent être évaluées, telles que le débit et le taux de perte des paquets et la latence.

Ces caractéristiques donneront des indications précieuses pour identifier les domaines dans lesquels des améliorations peuvent être apportées, introduire ces améliorations et les évaluer, soutenir les fabricants d'équipements et les opérateurs dans leur efforts de normalisation pour intégrer ces améliorations si elles sont jugées utiles. La comparaison des technologies 5G sélectionnées est effectuée sur une base équitable en utilisant une plateforme de simulation commune. C'est dans cette optique que l'équipe du Wireless Lab (mandatée par l'ISED et le CEG), a travaillé à l'élaboration d'une plateforme de simulation commune pour les candidats 3GPP et ETSI/DECT RIT à la

1. Canadian Evaluation Group

2. Innovation, Science, and Economic Development Canada

5G. Les caractéristiques choisies pour l'évaluation par simulation comprennent l'efficacité spectrale moyenne, la densité de connexion, la fiabilité et la mobilité [142]. Les résultats obtenus sont inclus dans le rapport final des contributions du CEG au WP 5D.

Concernant la nouvelle radio (NR) ETSI/DECT-2020, nous proposons une évaluation complète en tant que technologie candidate à l'IMT-2020 pour les cas d'utilisation des "communications massives de type machine" (mMTC) et des "communications à faible latence ultra-fiables" (URLLC). Afin de développer des simulateurs 5G au niveau des liaisons (link-level) et des systèmes (system-level), il est nécessaire d'identifier et de comprendre toutes les caractéristiques de la technologie DECT. Néanmoins, le cas d'utilisation mMTC offre des communications D2D, ce qui rend l'analyse de la simulation extrêmement complexe. Nous expliquons ainsi les différentes contributions permettant d'accélérer les simulations et de réduire la complexité tout en respectant toutes les spécifications DECT.

5.1.2 Processus de Simulation

Environnement et scénarios

Il existe trois scénarios d'utilisation pour l'IMT-2020:

- eMBB: Ce scénario s'accompagne de nouveaux domaines d'application et de nouvelles exigences, en plus des applications mobiles à large bande existantes, pour améliorer les performances et offrir aux utilisateurs une expérience de plus en plus transparente. Il couvre toute une série de cas, notamment la couverture de zones étendues et les hotspots.
- mMTC: Ce scénario se caractérise par un très grand nombre d'appareils connectés qui transmettent généralement un volume relativement faible de données non sensibles aux retards.
- URLLC: Ce scénario a des exigences strictes en terme de capacités tels que le débit, la latence et la disponibilité. Parmi les exemples, on peut citer le contrôle sans fil de la fabrication industrielle ou de production, la chirurgie médicale à distance, l'automatisation de la distribution dans un réseau intelligent, la sécurité des transports, etc.

Un environnement de test reflète une combinaison d'environnement géographique et de scénario d'utilisation. Il existe cinq environnements d'essai sélectionnés pour les IMT-2020:

- Indoor Hotspot-eMBB: Un environnement intérieur isolé dans des bureaux et/ou des centres commerciaux basé sur des utilisateurs stationnaires et piétons avec une très forte densité d'utilisateurs.
- Dense Urban-eMBB: Un environnement urbain avec une forte densité d'utilisateurs et une charge de trafic élevée sur les piétons et les véhicules.
- Rural-eMBB: Un environnement rural avec couverture étendue et continue d'une large zone, prenant en charge les utilisateurs suivants : piétons, les véhicules et les véhicules à grande vitesse.
- Urban Macro-mMTC: Un environnement macro urbain avec une couverture continue, axée sur un nombre élevé de dispositifs connectés de type machine.
- Urban Macro-URLLC: Un environnement urbain macro visant des communications ultra-fiables et à faible latence.

Disposition du Réseau

Les directives dans [144] décrivent plusieurs cas d'utilisation qui ont tous été mis en oeuvre dans le simulateur.

- Scénario Indoor: La documentation de [144] donne des détails sur le placement des points d'accès en intérieur sans donner de détails sur la disposition du réseau ni le placement des UEs. Dans notre simulateur, on suppose que les UEs sont distribués uniformément sur toute la zone et que chaque site comprend 1 TRxP.
- Disposition hexagonale à une seule couche: D'après [144], les systèmes urbains-eMBB, ruraux-eMBB, urbains macro-mMTC urbain et macro-URLLC urbain dense sont évalués à l'aide de stations de base en macro-couche qui sont placées dans une grille régulière avec une disposition hexagonale (avec trois TRxPs par site). Dans notre simulateur, on dispose à la fois d'un TRxP par site et de 3 TRxP par site.
- Disposition hexagonale à deux couches: Cette configuration contient deux couches. Les stations de base de la macro-couche sont placées dans une grille régulière, suivant une disposition hexagonale avec trois TRxP par site. Pour la couche micro, il y a 3 sites micro déposés aléatoirement dans chaque zone macro TRxP.

- Dense Urban-eMBB (mobilité de 500km/h): Dans le cas d'une mobilité élevée (500 km/h), des évaluations supplémentaires peuvent être envisagées en utilisant une ou plusieurs configurations d'implantation de cellules linéaires telles que définies dans l'annexe 2 de [144].

Critères d'évaluation

Les critères d'évaluation qui nécessitent des simulations link- et system-level sont énumérés ci-dessous. L'UIT exige d'autres critères d'évaluation (analytiques et par inspection) qui peuvent être trouvés dans [142].

- 5ème centile de l'efficacité spectrale de l'utilisateur : le point de 5% de la CDF du débit normalisé de l'utilisateur est défini aux fins d'évaluation dans le scénario eMBB. Les exigences minimales pour divers environnements d'essai sont résumées dans le tableau 5.1

Table 5.1 – 5ème centile de l'efficacité spectrale de l'utilisateur

Environnement de test	Downlink (bit/s/Hz)	Uplink (bit/s/Hz)
Indoor Hotspot – eMBB	0.3	0.21
Dense Urban – eMBB	0.225	0.15
Rural – eMBB	0.12	0.045

- Efficacité spectrale moyenne : le débit cumulé de tous les utilisateurs sur une certaine période divisé par la largeur de bande du canal et le nombre de TRxP. Elle est mesurée en bit/s/Hz/TRxP et les exigences minimales pour les environnements testés sont résumées dans le tableau 5.2

Table 5.2 – Efficacité spectrale moyenne

Environnement de test	Downlink (bit/s/Hz/TRxP)	Uplink (bit/s/Hz/TRxP)
Indoor Hotspot – eMBB	9	6.75
Dense Urban – eMBB	7.8	5.4
Rural – eMBB	3.3	1.6

- Densité de connexion : le nombre total de dispositifs répondant à une qualité de service spécifique (QoS) par unité de surface (par km^2). La qualité de service visée est de permettre la livraison d'un message d'une certaine taille avec un certain délai et une certaine probabilité de succès, comme spécifié dans [144]. Cette exigence est définie aux fins d'évaluation dans le scénario mMTC et la densité de connexion minimale requise est de 1 000 000 de dispositifs par km^2 .

- Fiabilité : probabilité de réussite de la transmission d’un paquet dans un délai maximum requis. Cette exigence est définie aux fins de l’évaluation dans le scénario URLLC et l’exigence minimale pour la fiabilité est la probabilité de succès de $1 - 10^{-5}$.
- Mobilité : c’est la vitesse maximale de la station mobile à laquelle une qualité de service définie peut être atteinte. Les exigences minimales pour les environnements testés sont résumées dans le tableau 5.3

Table 5.3 – Débits de données des canaux de trafic normalisés par la largeur de bande.

Environment de test	Débit de données du canal de trafic normalisé (bit/s/Hz)	Mobility
Indoor Hotspot – eMBB	1.5	10
Dense Urban – eMBB	1.12	30
Rural – eMBB	0.8	120
	0.45	500

Spécifications de ETSI/DECT [145]

Le standard ETSI-DECT/DECT a été soumis à l’UIT-R, prétendant avoir satisfait aux exigences technologiques minimales qui doivent être satisfaites pour être accepté [142]. Des groupes d’évaluation indépendants (IEG) ont participé à l’évaluation de la soumission DECT impliquant des communications à faible latence ultra-fiables (URLLC) et les communications massives de type machine (mMTC). l’INRS a pris part au processus au sein du groupe d’évaluation canadien (CEG) en utilisant les directives pour le processus d’évaluation dans [144]. DECT a aussi attiré l’attention de la communauté des chercheurs et a donné lieu à plusieurs communauté des chercheurs et a donné lieu à plusieurs publications d’évaluation [146-149].

Le réseau DECT-2020 NR offre des topologies de réseau en étoile et maillé pour prendre en charge les cas URLLC et mMTC, respectivement. Dans les premières soumissions, ETSI TC DECT n’a pas fourni toutes les spécifications techniques pour le cas mMTC, empêchant ainsi de décider si la technologie répond ou non aux spécifications. Près une nouvelle soumission [1, 150-152] et plusieurs échanges techniques, il a été possible d’exécuter des simulations pour évaluer la densité des connexions. Le DECT-2020 NR doit répondre à l’exigence d’une fiabilité de 99,999% et supporter plus d’un million de dispositifs par km^2 .

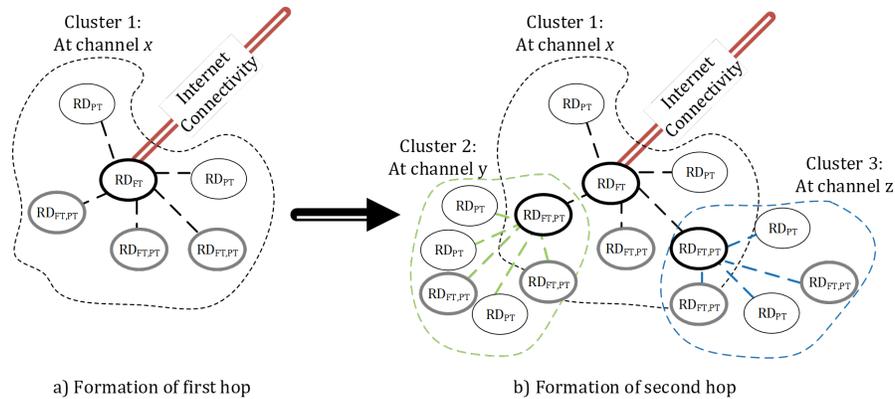


Figure 5.1 – Topologie du réseau maillé [1].

Ces exigences sont définies par le WP5D de l'UIT-R afin de prendre en charge différents scénarios de la 5G. Pour ce faire, DECT-2020 NR propose une nouvelle numérologie de la couche physique, des algorithmes avancés de contrôle d'accès, et prend en charge la topologie des réseaux maillés en plus de la topologie en étoile [151].

Les spécifications techniques du DECT-2020 NR montrent que tout dispositif radio (RD) du réseau est capable d'émettre et de recevoir et est libre de choisir n'importe quel mode de fonctionnement simultanément ou non simultanément (mode de terminaison fixe ou terminaison portable).

Un RD fonctionnant en mode fixe fournit des informations aux autres RD sur la manière d'initier une connexion et de communiquer avec lui et est également responsable du routage des données. Comme le montre la figure 5.1, la topologie du réseau maillé est réalisée en ajoutant d'autres RDs qui se connectent à n'importe quel nœud du réseau et choisissent ou changent leur rôle de manière autonome entre le routage et le non-routage, offrant ainsi une solution évolutive pour le cas d'utilisation mMTC. Dans l'environnement mMTC, plusieurs hypothèses sont formulées, qui incluent le déploiement d'un réseau de stations de base macro à grande tour et à forte puissance de transmission. Les principales caractéristiques du DECT telles que les passerelles au lieu des stations de base à forte puissance sont adoptées dans le système DECT pour fonctionner dans la bande DECT.

Chaque passerelle est dotée de trois puits indépendants qui fonctionnent en tant que DECT FP. Tous les dispositifs ont la capacité d'acheminer les données d'autres dispositifs. Le modèle Urban Street canyon a été adopté comme canal D2D et ses spécifications ont été tirées de (3GPP TR 38.901 V16.1.0), où les dispositifs mMTC sont déployés à faible hauteur et où l'évanouissement dû à l'ombre

Table 5.4 – Paramètres d’évaluation pour les scénarios UMi-street canyon et UMa.

Paramètres	UMi - street canyon	UMa
Cell layout	Hexagonal grid, 19 micro sites, 3 sectors per site (ISD = 200m)	Hexagonal grid, 19 macro sites, 3 sectors per site (ISD = 500m)
BS antenna height h_{BS}	10m	25m
UT location: indoor/outdoor	indoor and outdoor	indoor and outdoor
UT location: LOS/NLOS	LOS and NLOS	LOS and NLOS
Indoor UT ratio	80%	80%
UT mobility (horizontal plane only)	3km/h	3km/h
Min. BS - UT distance (2D)	10m	35m
UT distribution (horizontal)	uniform	uniform

est plus important que dans le cas, par exemple, de la Urban Macro. Certaines spécifications clés sont présentées dans le tableau [5.4](#).

En ce qui concerne la topologie de la connexion maillée, tous les nœuds peuvent envoyer une balise avec un taux très faible. Dans le cas de canaux multiples, ils sélectionnent le canal utilisé en fonction des interférences détectées dans chaque canal, c’est-à-dire les autres balises, et peuvent mesurer le RSSI et lister toutes les balises détectées où la valeur RSSI est élevée avec une qualité de détection raisonnable (où il y a un seuil de sensibilité spécifique pour la communication D2D). Ainsi, les nœuds qui sont trop éloignés sont exclus. Les nœuds choisissent le prochain saut de communication vers le nœud qui envoie la balise qui minimise le nombre de sauts vers la BTS. Chaque liaison de communication est décodée et retransmise avec une liaison spécifique (H)-ARQ pour s’assurer que la transmission n’est pas perdue.

Dans la simulation, un MSC fixe a été utilisé. Toutes les transmissions sont QPSK avec codage 1/2.

Configuration et hypothèses d’évaluation Le Tableau [5.5](#) énumère les paramètres utilisés pour l’évaluation de la densité de connexion dans le scénario mMTC, tandis que le Tableau [5.6](#) définit les paramètres d’évaluation de la fiabilité dans le scénario URLLC.

Nous avons dû nous attaquer à plusieurs problèmes pour pouvoir évaluer la métrique souhaitée. Les spécifications complètes nécessaires à la mise en place du simulateur n’ont été confirmées qu’après la 37ème réunion du WP5D. En outre, étant donné la configuration finale adoptée et qui se traduit par une prise en compte exhaustive a priori de tous les canaux D2D potentiels entre

Table 5.5 – Configuration et hypothèses du scénario Urban Macro-mMTC.

Paramètres	DECT	INRS
Communication direction	Uplink	Uplink
Channel bandwidth	1.728 MHz	1.728 MHz
Number of channels	1 and 3	5
Traffic model	Poisson; 1 packet/2h/device; non-full buffer model	Poisson; 1 packet/2h/device; non-full buffer model
RD deployment	80% indoor, 20% outdoor	80% indoor, 20% outdoor
Number of FTs	19	19
Number of RDs	4M	4M
Proportion of RD-Fs	N/A	Dynamic
Maximum number of hops	Up to 255	Up to 255
Inter-site distance (ISD)	500 m	500 m
Transmission power	23 dBm	23 dBm
Noise figure	7 dB	7 dB
Carrier frequency	700 MHz	700 MHz
Layer 2 packet size	32 bytes	32 bytes
Slot length	417 us	417 us
Routing	Minimum hops	Minimum hops
Channel access	Random access, listen before talk	Random access, listen before talk
Number of random access slots	FT: 9598; RD-F: 46	FT: 9598; RD-F: 46
Number of antenna elements	RD: 1; FT: 1	RD: 1; FT: 1
Maximum antenna gains	RD: 0 dBi; FT: 8 dBi	RD: 0 dBi; FT: 8 dBi
Antenna heights	RD: 1.5 m; FT: 25 m	RD: 1.5 m; FT: 25 m
Spatial diversity	None	None
Path loss model (incl. shado- wing)	UMa-B, 3GPP-D2D	UMa-B, 3GPP-D2D
Link fading model	UMa-B, 3GPP-D2D	UMa-B, 3GPP-D2D
Subcarrier spacing	27 kHz	27 kHz
FFT length	64	64
Modulation and coding scheme	MCS Index 1	MCS Index 1
Maximum HARQ retransmis- sions	3	1
Channel estimation	N/A	MMSE
RD velocity	3 km/h	3 km/h

les UEs/dispositifs et de tous les chemins de relais multi-sauts potentiels (jusqu'à 255), la quantité de données nécessaires à la réalisation d'une réunion D2D peut être très importante. En fait, la quantité de données à générer est d'environ 77 000 UE/dispositifs par secteur/cellule pour refléter le critère d'un million d'utilisateurs par km^2 . Une seule itération pour effectuer une simulation pouvait prendre des jours pour juste une BS et, par conséquent, de nombreuses semaines pour l'en-

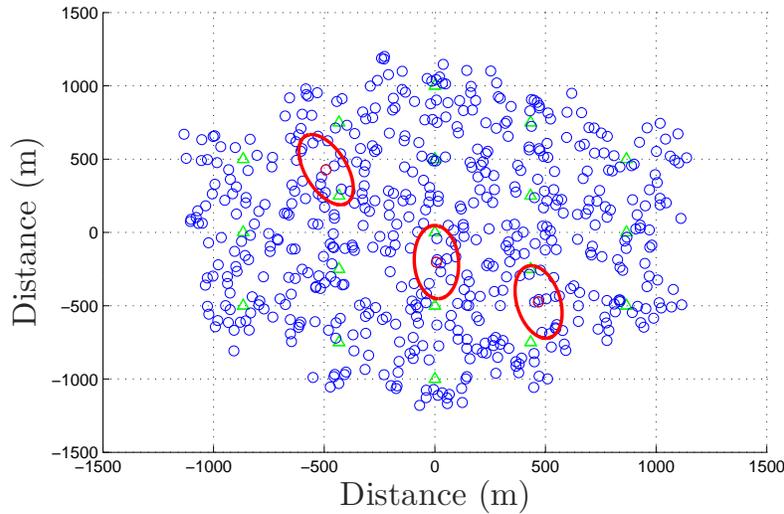


Figure 5.2 – Processus de sélection des UEs dans le relayage D2D.

semble des dix-neuf BSs. Malgré des serveurs de calcul puissants, il n'était pas possible d'obtenir simplement les allocations de mémoire requises. Après la 38ème réunion du WP5D en juin 2021, au cours de laquelle le promoteur du projet DECT-2020 a fourni les clarifications nécessaires, le WP5D a décidé de poursuivre ses travaux et des progrès significatifs ont été réalisés et intégrés dans le simulateur. Nous avons réussi à surmonter a) la mémoire requise pour effectuer les simulations et b) la complexité de calcul.

D'autres groupes d'évaluation ont ajouté des paramètres de simplification supplémentaires tels que le nombre maximum de relais et la propulsion de RD-Fs où l'on peut choisir seulement un ensemble de RDs capables d'acheminer des données alors que dans les spécifications, tous les RDs sont capable de relayer.

Notre équipe a proposé une approche plus dynamique afin de relayer les données sans générer tous les coefficients des canaux D2D entre tous les RDs. En fait, comme le montre la figure 5.2 quand un RD n'est pas capable d'établir une communication, il commence à chercher un relais à partir d'un ensemble de RDs potentiels tirés d'une zone elliptique définie entre le RD et la station de base.

Cette zone couvre une petite surface et s'agrandit dynamiquement jusqu'à ce que l'on trouve un relais qui satisfait aux spécifications définies par le standard DECT-2020. De cette manière, seuls certains coefficients du canal D2D sont générés et la complexité de la simulation est réduite

Table 5.6 – Configuration et hypothèses du scénario Urban Macro-URLLC (Downlink case).

Paramètres	ITU-R M.2412	INRS
Baseline evaluation configuration parameters		
System architecture	Star with 19 sites, each site has 3 TRxPs (cells). Device connects directly to FT.	Star with 19 sites, each site has 3 TRxPs (cells). Device connects directly to FT.
Carrier frequency for evaluation	700MHz	700MHz
Channel model	Urban Macro	Urban Macro
BS antenna height	25m	25m
Total Tx Power per TRxP in BS/sink	49dBm for 20MHz	Results provided with 23dBm and 49dBm for 20MHz
UE/node power class	23	Not applicable as DL only
Percentage of high loss and low loss building type	100% low loss	100% low loss
Percentage of high loss and low loss building type	100% low loss	100% low loss
Additional parameters for system-level simulation		
Inter-site distance	500m	500m
Number of antenna elements per TxRP	Up to 64	Results provided with 20, (5x4)
UE antennas	Up to 4	4
Device deployment	80% indoor, 20% outdoor	80% indoor, 20% outdoor
Inter-site interference modelling	Explicitly modelled	Explicitly modelled
BS noise figure	5 dB	Not applicable – DL only
UE noise figure	7 dB	7 dB
BS/sink antenna element gain	8 dBi	8 dBi
UE antenna element gain	0 dBi	40 dBi
Thermal noise level	-174 dBm/Hz	-174 dBm/Hz
Traffic model	Full buffer	Full buffer
Physical layer packet size	Not defined	Not applicable but Single 32 byte can be packet mapped to long pre-amble packet modulated according MCS2 (QPSK $\frac{3}{4}$), in link simulations.
Simulation bandwidth	Up to 100 MHz	Channel Bandwidth 1.728 MHz.
UE density	10 UEs per TRxP	10 UEs per TRxP
UE antenna height	1.5m	1.5m

de manière drastique sans avoir à fixer un ensemble spécifique de relais. Une fois le relai choisi, le nombre de sauts augmente de 1 et le même processus est appliqué si le dernier saut n'est pas suffisant pour établir la communication. Cette technique est non seulement beaucoup plus simple,

mais elle s'adapte également à chaque environnement pour trouver l'ensemble des relais capables d'établir une communication tout en réduisant considérablement la complexité de la simulation. La simplification proposée permet de réaliser l'évaluation des hypothèses de configuration sans affecter la performance du système.

Résumé d'évaluation

Plusieurs candidats ont été soumis au WP 5D pour évaluation. Dans le tableau 5.7, nous présentons un résumé des critères de performance évalués pour chaque technologie soumise. Pour être approuvé, chaque candidat doit remplir les exigences minimales de chacun des critères d'évaluation mentionnés Auparavant.

Table 5.7 – Technologies couvertes par CEG pour WP 5D

Proponent	IMT-2020 SUBMISSION						
	3GPP		China	South Korea	TSDSI	ETSI-DECT	NuFront
Document Reference	RIT [158]	SRIT [159]	[158]	[159]	[157]	[158]	[159]
Status	Evaluated	Evaluated	Not evaluated (WP 5D has determined that the 3GPP evaluation applies to this candidate)	Not evaluated (WP 5D has determined that the 3GPP evaluation applies to this candidate)	Not evaluated (After de-activation of certain features, TSDSI RIT became sufficiently similar to 3GPP RIT)	Partial evaluation (only the DECT component RIT)	Partial evaluation
Average spectral efficiency	✓	✓				N/A	Missing data
5% spectral efficiency	✓	✓				N/A	Missing data
Mobility	✓	✓				N/A	Missing data
Reliability	✓	N/A				✓	Missing data
Connection density	✓	✓				✓	Missing data

Le Tableau 5.8 présente le modèle de conformité de la technologie 3GPP NR RIT pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation. Nous avons conclu que le 3GPP NR RIT satisfait à toutes les exigences minimales. De plus, comme mentionné dans [160], le CEG estime que la soumission NR RIT satisfait à toutes les exigences minimales (y compris les évaluations analytiques et par inspection) comme spécifié dans les rapports UIT-R M.2410 [142], M.2411 [143], et M.2412 [144].

Le Tableau 5.9 présente le modèle de conformité de la technologie 3GPP SRIT pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation. La soumission SRIT du 3GPP comprend deux composantes : LTE RIT et NR RIT. Nous avons conclu que le 3GPP SRIT satisfait à toutes les exigences minimales.

Notez que la composante LTE ne supporte pas le scénario URRLC et que la fiabilité n'a donc pas été évaluée. De plus, comme mentionné dans [160], le CEG estime que la soumission du SRIT satisfait à toutes les exigences minimales (y compris les évaluations analytiques et par inspection).

Dans le tableau 5.10, seul le RIT du composant DECT de la soumission SRIT ETSI-DECT a été évalué et les observations suivantes ont été tirées :

- La composante DECT s’applique uniquement à l’UMa-URLLC et à l’UMa-mMTC. Par conséquent, aucune évaluations s’appliquant au scénario d’utilisation de l’eMBB n’ont pu être mises en œuvre (l’eMBB est couvert par le 3GPP NR RIT dans la soumission ETSI-DECT).
- Le composant DECT RIT remplit le critère de fiabilité pour l’environnement UMa-URLLC.
- Les hypothèses requises pour simuler l’environnement mMTC sont très spécifiques au composant DECT RIT et malgré plusieurs échanges de courriels avec le promoteur, elles se sont avérées trop nombreuses et trop compliquées pour être exécutées. Ces hypothèses vont certainement bien au-delà de ce qui est fourni comme méthodologie d’évaluation dans le rapport UIT-R M.2412. En définitive, avec le réseau passant d’une configuration cellulaire à une configuration maillée, et les interactions requises entre les deux, nous n’avons pas été en mesure d’effectuer des simulations avant la 34e réunion du WP 5D. Quelques exemples d’hypothèses à formuler:
 - Modèles de canal et d’interférence de dispositif à dispositif pour la sélection du plus court chemin et le relais de données.
 - Critères requis pour établir le nombre de sauts et le chemin à partir de l’équipement utilisateur via d’autres dispositifs d’utilisateur pour atteindre les stations de base.
 - Seuil de sensibilité RSSI pour déterminer la connectivité de dispositif à dispositif.
 - Schémas de relais de données, de modulation, de codage et d’allocation de ressources de dispositif à dispositif.

Résultat de la réunion #35 du WP 5D

Au total, quatorze groupes d’évaluation indépendants (IEG), y compris le CEG, devaient être impliqués dans le processus d’évaluation. Un IEG n’a pas fourni de rapport d’évaluation et par conséquent, treize rapports d’évaluation finaux (y compris celui du CEG [160]) ont été présentés et enregistrés à l’UIT-R dans le cadre des étapes 4 et 5 du processus d’évaluation. Le Wireless Lab a participé, en tant que membre de la délégation canadienne (c.f., Fig. 5.3), à la réunion #34 du

Table 5.8 – Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie 3GPP NR RIT

Minimum technical performance requirements, ITU-R M.2410-0	Category			Required value	Value	Requirement met? <input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	Comments ³
	Usage scenario	Test environment	Downlink or uplink				
5.2.4.3.4 5th percentile user spectral efficiency (bit/s/Hz) (4.4)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	0.3	0.380	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Table 11.2.12-1 Conf. A
			Uplink	0.21	0.357	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	0.225	0.307	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Table 11.2.12-3 Conf. A
			Uplink	0.15	0.288	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink	0.12	0.201-0.334	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Table 11.2.12-5 Conf. A
			Uplink	0.045	0.093-0.108	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
5.2.4.3.5 Average spectral efficiency (bit/s/Hz/ TRxP) (4.5)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	9	9.120	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	6.75	7.538	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	7.8	7.923	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	5.4	6.756	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink		10.664-12.027	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Table 11.2.12-5 Conf. A
						<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	1.6	2.041-5.037	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
					3.836	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
5.2.4.3.9 Connection density (devices/km ²) (4.8)	mMTC	Urban Macro – mMTC	Uplink	1 000 000	34 378 000 (ISD=500m)	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.2.13
					1 422 700 (ISD=1 732m)		
5.2.4.3.11 Reliability (4.10)	URLLC	Urban Macro –URLLC	Uplink or Downlink	1 – 10 ⁻⁵ success probability of transmitting a layer 2 PDU (protocol data unit) of size 32 bytes within 1 ms in channel quality of coverage edge	99.999% or greater on the DL and UL	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.14
5.2.4.3.13 Mobility: Traffic channel link data rates (bit/s/Hz) (4.11)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Uplink	1.5 (10 km/h)	LoS: 2.297	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Conf. A Table 11.2.15-1
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Uplink	1.12 (30 km/h)	LoS: 1.746	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Conf. A Table 11.2.15-3
					NLoS: 1.457		
	eMBB	Rural – eMBB	Uplink	0.8 (120 km/h)	LoS: 2.718	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	FDD/ TDD Conf. A Table 11.2.15-5
					NLoS: 1.924-2.495		
			0.45 (500 km/h)	Not evaluated	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No		

WP 5D à Genève. Cette dernière a eu lieu en février 2020 pour discuter et résumer les résultats de l'évaluation finale soumis par les IEGs.

La réunion #35e du WP 5D a examiné les résultats de l'étape 4 (évaluation des candidats RIT ou SRIT par des groupes d'évaluation indépendants). Il a été convenu au cours de la réunion que les propositions 3GPP RIT et SRIT de la Chine, de la Corée et du TSDSI sont considérés comme des RIT/SRIT qualifiés à l'étape 6.

Par conséquent, elles ont été transmises pour un examen plus approfondi à l'étape 7. Le résultat de l'étape 7 est présenté ci-dessous :

- Les RIT et SRIT proposés par le 3GPP, la Chine et la Corée sont regroupés dans la technologie identifiée par l'UIT comme "3GPP 5GSRIT" et "3GPP 5GRIT" telles que développées par le 3GPP. Les deux technologies ont passé l'étape 7.
- Le TSDSI RIT a également passé l'étape 7 en tant que "TSDSI RIT".

Table 5.9 – Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie 3GPP SRIT technology

Minimum technical performance requirements, ITU-R M.2410-0	Category			Required value	Value	Requirement met?	Comments ¹
	Usage scenario	Test environment	Downlink or uplink				
5.2.4.3.4 5th percentile user spectral efficiency (bit/s/Hz) (4.4)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	0.3	0.380	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.12.2 for LTE comp RIT
			Uplink	0.21	0.357	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	0.225	0.307	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.15	0.288	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink	0.12	0.201-0.334	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.045	0.093-0.108	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
5.2.4.3.5 Average spectral efficiency (bit/s/Hz/ TRxP) (4.5)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	9	9.120	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.12.2 for LTE comp RIT
			Uplink	6.75	7.538	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	7.8	7.923	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	5.4	6.756	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink	3.3	10.664-12.027	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No <input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	1.6	2.041-5.037	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
		LMLC		3.836	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No		
5.2.4.3.9 Connection density (devices/km ²) (4.8)	mMTC	Urban Macro – mMTC	Uplink	1 000 000	34 378 000 (ISD=500m) 1 422 700 (ISD=1 732m)	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.13
5.2.4.3.11 Reliability (4.10)	URLLC	Urban Macro – URLLC	Uplink or Downlink	1 – 10 ⁻⁵ success probability of transmitting a layer 2 PDU (protocol data unit) of size 32 bytes within 1 ms in channel quality of coverage edge	NR component RIT: 99.999% or greater on the DL and UL LTE component RIT: N/A	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.14
5.2.4.3.13 Mobility: Traffic channel link data rates (bit/s/Hz) (4.11)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Uplink	1.5 (10 km/h)	LoS: 2.297	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	11.1.15
			Uplink	1.12 (30 km/h)	LoS: 1.746 NLoS: 1.457	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Uplink	0.8 (120 km/h)	LoS: 2.718	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.45 (500 km/h)	NLoS: 1.924-2.495 Not evaluated	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	

Table 5.10 – Modèle de conformité pour les performances techniques nécessitant une évaluation par simulation pour la technologie ETSI-DECT SRIT technology

Minimum technical performance requirements, ITU-R M.2410-0	Category			Required value	Value	Requirement met?	Comments ¹
	Usage scenario	Test environment	Downlink or uplink				
5.2.4.3.4 5th percentile user spectral efficiency (bit/s/Hz) (4.4)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	0.3		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.21		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	0.225		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.15		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink	0.12		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.045		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
5.2.4.3.5 Average spectral efficiency (bit/s/Hz/ TRxP) (4.5)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Downlink	9		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	6.75		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Dense Urban – eMBB	Downlink	7.8		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	5.4		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Downlink	3.3		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	1.6		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
5.2.4.3.9 Connection density (devices/km ²) (4.8)	mMTC	Urban Macro – mMTC	Uplink	1 000 000	Unable to evaluate too many assumptions required.	<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	Mesh- and cellular-network layouts have to be synchronized somehow. No procedure in ITU-R M.2412
5.2.4.3.11 Reliability (4.10)	URLLC	Urban Macro – URLLC	Uplink or Downlink	1 – 10 ⁻⁵ success probability of transmitting a layer 2 PDU (protocol data unit) of size 32 bytes within 1 ms in channel quality of coverage edge	>99.999%	<input checked="" type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	DECT component RIT only.
5.2.4.3.13 Mobility: Traffic channel link data rates (bit/s/Hz) (4.11)	eMBB	Indoor Hotspot – eMBB	Uplink	1.5 (10 km/h)		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	1.12 (30 km/h)		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
	eMBB	Rural – eMBB	Uplink	0.8 (120 km/h)		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	
			Uplink	0.45 (500 km/h)		<input type="checkbox"/> Yes <input type="checkbox"/> No	

— Les "WG Technology Aspects" n'a pas réussi à se mettre d'accord sur la façon de résumer les résultats de l'étape 4 pour les soumissions ETSI-DECT et Nufront. Lors de la plénière de



Figure 5.3 – Le professeur Sofiène Affes de l'INRS et ses deux étudiants Oussama Ben Smida et Souheib Ben Amor (2e à 4e à partir de la droite), accompagnés de Venkatesh Sampath d'Ericsson Canada (à droite) et de Serge Bertuzzo de Bell Canada (à gauche), lors de la réunion de l'ITU à Genève en février 2020.. [2]

clôture de la réunion du WP 5D (23 Juin - 9 Juillet), l'option 2 a été adoptée pour alouer une extension exceptionnelle pour les deux candidats.

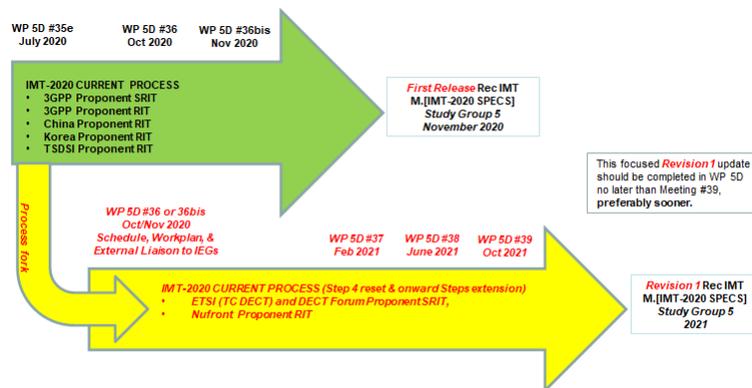


Figure 5.4 – Prochaines étapes pour le développement des recommandation de l'interface radio IMT-2020 [3]

Table 5.11 – Approche de simulation pour le scénario mMTC selon les directives ITU M.2412 et DECT.

DECT non-full buffer system-level simulation	ITU non-full buffer system-level simulation [144]	ITU full buffer system-level simulation followed by link-level simulation [144]
<ul style="list-style-type: none"> — Étape 1 : Définir le nombre d'utilisateurs du système à 1 000 000 d'appareils par km^2. — Étape 2 : Générer le paquet utilisateur selon le modèle de trafic. — Étape 3 : Exécuter une simulation au niveau du système à tampon non complet pour obtenir le taux d'interruption des paquets. Le taux d'interruption est défini comme le rapport entre le nombre de paquets qui n'ont pas été livrés au récepteur de destination dans un délai de transmission inférieur ou égal à 10s et le nombre total de paquets générés à l'étape 2. — Étape 4 : Augmenter la densité du trafic. — Étape 5 : Calculer le taux de perte de paquets. L'exigence est satisfaite si le taux de perte de paquets est inférieur à 1%. 	<ul style="list-style-type: none"> — Étape 1 : Définir le nombre d'utilisateurs du système par TRxP comme N. — Étape 2 : Générer le paquet d'utilisateur selon le modèle de trafic. — Étape 3 : Exécuter une simulation au niveau du système à tampon non plein pour obtenir le taux de perte de paquets. Le taux d'interruption est défini comme le rapport entre le nombre de paquets qui n'ont pas été livrés au récepteur de destination dans un délai de transmission inférieur ou égal à 10s et le nombre total de paquets générés à l'étape 2. — Étape 4 : Modifier la valeur de N et répéter les étapes 2-3 pour obtenir le nombre d'utilisateurs du système par TRxP N' satisfaisant le taux d'échec de paquets de 1%. — Étape 5 : Calculer la densité de connexion. L'exigence est satisfaite si la densité de connexion C est supérieure ou égale à 1 000 000 de dispositifs par km^2. 	<ul style="list-style-type: none"> — Étape 1 : Effectuer une simulation au niveau du système à tampon complet en utilisant les paramètres d'évaluation pour l'environnement de test Macro-mMTC urbain, déterminer la liaison montante $SINR_i$ pour chaque centile $i=1...99$ de la distribution sur les utilisateurs, et enregistrer la largeur de bande moyenne allouée aux utilisateurs. — Étape 2 : Effectuer une simulation au niveau de la liaison et déterminer le débit de données utilisateur réalisable R_i pour les valeurs $SINR_i$ et W_{user} enregistrées, conformément au modèle de trafic. — Étape 3 : Calculer le délai de transmission des paquets d'un utilisateur. — Étape 4 : Calculer le trafic généré par utilisateur. — Étape 5 : Calculer la ressource de fréquence à long terme demandée sous $SINR_i$. — Étape 6 : Calculer le nombre de connexions supportées par TRxP. — Étape 7 : Calculer la densité de connexion. L'exigence est satisfaite si le 99^{ème} centile du délai par utilisateur D_i est inférieur ou égal à 10s, et si la densité de connexion est supérieure ou égale à 1 000 000 de dispositifs par km^2.

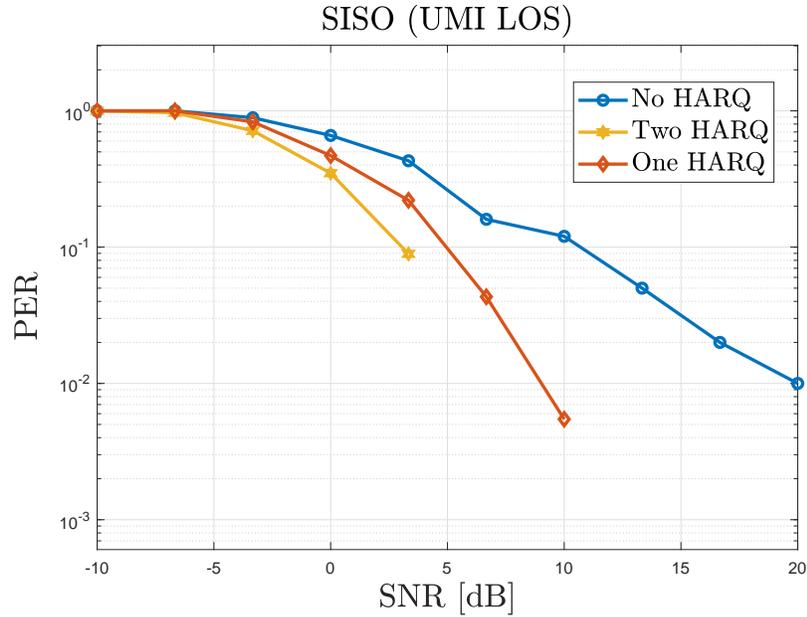


Figure 5.5 – PER versus SNR (SISO).

Table 5.12 – Urban Macro-URLLC (Configuration A – Channel Model A) - FDD.

Metric	Link	M.2410	INRS
Reliability [%]	DL	99.999%	>99.999%
Reliability [%]	UL	99.999%	>99.999%

Table 5.13 – Urban Macro-mMTC (Canyon street D2D channel model).

Metric	Link	DECT (threshold)	INRS
Packet outage [%]	UL	1%	0.2138%

Nouveaux résultats pour ETSI/DECT [145]

Pour le scénario mMTC, 5 canaux ont été utilisés avec 19 FTs et 1 million de RD par km^2 ce qui se traduit par plus de 4 millions de RDs dans une configuration de 19 FTs. Comme expliqué plus haut, nous n'avons pas fixé une proportion fixe de RD-F pour le relayage de données, mais le nombre est dynamique et s'adapte à chaque environnement sans limiter le nombre de sauts maximal de RD-F. La sensibilité RX pour le routage est fixée à 99,7 dBm avec un coût de routage qui vise à minimiser le nombre de sauts maximal et un maximum de retransmissions HARQ de 1. Accès au canal, configuration des antennes et autres spécifications sont tirées de DECT [1, 150-152].

Pour évaluer les performances du scénario mMTC, nous avons mesuré le taux d'erreur sur les paquets (PER) au niveau du récepteur. Le tableau 5.11 explique les deux approches, à savoir la méthode UIT M. 2412 [144] et la méthodologie DECT qui calcule le taux d'interruption de paquets au lieu de la densité de connexion. L'exigence est satisfaite si le taux de perte de paquets est inférieur à 1% pour une densité d'UEs de 1 000 000 d'appareils par km^2 . En réalisant des expériences de Mont-Carlo, les courbes PER tracées dans la Fig. 5.5 montrent le même comportement que ceux obtenus par l'auto-évaluation de DECT. Le tableau 5.13 montre que la perte de paquets est de 0,2138% pour un seuil de 1%, ce qui valide que la composante DECT-2020 répond aux exigences de densité de connexion de l'IMT-2020. Pour le cas d'utilisation URLLC, l'architecture en étoile est adoptée (architecture en mailles pour le cas d'utilisation mMTC), les dispositifs se connectant directement aux FTs. Le nombre d'éléments d'antenne par TxRP est fixé à 20 (5x4) tandis que les antennes de l'UE sont fixées à 4. Toutes les autres spécifications sont tirées des documents DECT. Certaines d'entre elles sont présentées dans le tableau 5.6. Le tableau 5.12 présente des conclusions similaires pour l'exigence de fiabilité dans le scénario URLLC.

En effet, la composante RIT du DECT-2020 répond aux exigences de fiabilité de l'IMT-2020. Pour des détails supplémentaires concernant les résultats de la simulation et les interprétations, veuillez vous référer au rapport du CEG [160].

5.2 Contributions de mentorat

J'ai eu l'opportunité au cours de mon doctorat de superviser une étudiante de deuxième cycle sur le sujet suivant.

5.2.1 Amélioration de l'Efficacité Énergétique des Futurs Réseaux Sans Fil Hétérogènes par Partition de Graphes

Comme le secteur des télécommunications mobiles se dirige vers la 5G, la quantité de données traversant les réseaux sera en augmentation perpétuelle. De ce fait, les opérateurs quels qu'ils soient, se retrouvent dans la nécessité de répondre à cette croissance en transformant le réseau d'accès radio (RAN), afin de garantir la disponibilité et la qualité de leurs services. Sauf que nous nous retrouvons dans une éventualité où la consommation d'énergie risque d'accroître vigoureusement. C'est bien

dans ce sens que notre travail visera à proposer une méthode où les stations de base seront dans l'une des deux états (activé,désactivé),tout en garantissant la qualité de services des usagers, dans le but de réduire la consommation d'énergie totale du réseau. L'intérêt suscité par ce concept ne date pas d'hier bien que la littérature sur le sujet est pour le moins abondante.Sauf que ces travaux réalisés abordent le problème , qui est NP-difficile, d'un point de vue d'optimization mathématique. Ainsi que peu ont été établis pour le modèle Hétérogène. Cependant, Salma Fazazi traite le sujet sous un angle différent: en utilisant le partitionnement de graphe.

5.2.2 Schémas d'Habilitation pour la Virtualisation de l'Accès sans Fil 5G (5G-WAVES)

Virtualisation de l'Accès aux Stations de Base sans Fil Centrée sur l'Utilisateur pour les Futurs Réseaux 5G [161, 161]

La virtualisation de l'accès sans fil centrée sur l'utilisateur (WAV) permet à chaque utilisateur d'être servi par un ensemble de points de transmission (TPs) soigneusement sélectionnés, formant une station de base virtuelle spécifique à l'utilisateur adaptée à son environnement et à ses exigences en matière de qualité de service (QoS). Ainsi, ce nouveau concept s'éloigne de l'architecture classique centrée sur les cellules pour fournir des communications sans limites dans les futurs réseaux 5G. Afin de parvenir à réaliser cette évolution structurelle fondamentale de la 5G et le contexte hétérogène multi-niveaux ultra-dense prévu dans de tels réseaux, il faut inévitablement repenser la mise en grappe de TP efficaces et évolutifs. Ainsi, ce travail propose trois approches innovantes de regroupement à faible coût qui permettent le WAV centré sur l'utilisateur et fournissent des grappes de TP dynamiques, adaptatives et avec chevauchement tout en exigeant non seulement des coûts d'entête négligeables, mais aussi un minimum de signalisation à la fois du côté du réseau et du côté de l'utilisateur.

Sélection Basée sur la Qualité de Service Permettant la Virtualisation de l'UE pour la 5G et au-Delà [162, 163]

Ce travail développe un schéma innovant de virtualisation de l'équipement de l'utilisateur (UE) basé sur la qualité de service (QoS) qui capitalise sur la connectivité massive et les ressources

améliorées de la nouvelle génération d'UE en termes de connectivité, de calcul, de batterie/puissance, etc. En exploitant la dualité besoin/excès et l'hétérogénéité de ces ressources au niveau de l'UE, nous formons des UE virtuels (UEV), de manière dynamique, grâce à un schéma d'ajustement temporel soigneusement conçu pour la sélection des ensembles d'UE coopératifs appropriés. Le nouveau schéma UEV est capable de s'adapter à l'environnement de chaque UE cible (TUE), de répondre à ses demandes et de s'adapter à ses besoins, d'offrir une coopération inter-UE fiable et efficace mais peu coûteuse, de réduire les coûts d'entête et la consommation d'énergie par rapport aux approches conventionnelles, de réduire considérablement le nombre de liaisons de communication et, par conséquent, de subir beaucoup moins d'interférences.

5.2.3 Formation de Voie MIMO Massive Robuste Contre le Vieillessement des Canaux et la Mobilité des Usagers

Parmi mes autres contributions, je suis fortement impliqué depuis 2021 dans un projet de R&D en collaboration avec Huawei Canada dans lequel nous développons des techniques basées sur l'apprentissage automatique pour la prédiction des canaux et la formation des voie qui sont robustes au vieillissement des canaux et à la mobilité des usagers. Parmi les approches étudiées, nous avons travaillé sur une nouvelle technique qui, à notre connaissance, n'a jamais été appliquée auparavant ni à la prédiction des canaux en particulier, ni aux communications sans fil en général. En raison des termes de l'entente de non divulgation de ce projet, aucun autre détail ne peut être divulgué au moment de la finalisation de cette thèse en dehors de ceux donnés ci-dessus avec l'autorisation de Huawei Canada. Cependant, nous attendons avec impatience la diffusion éventuelle, en temps voulu, de certaines de nos conclusions et de nos résultats sous la forme de publications dans des conférences et des revues, sous réserve de l'obtention de toutes les autorisations nécessaires.

5.2.4 Autres Implications et Tutorat

Je suis impliqué dans 5 projets de tutorat d'une étudiante au doctorat, d'une étudiante à la maîtrise et de quatre étudiants stagiaires de premier cycle (dans le cadre du programme Mitacs Globalink):

- Efficacité énergétique et maximisation de la qualité de service dans les futurs réseaux sans fil verts avec des stratégies de commutation marche/arrêt optimisées des stations de base.

- Estimation du maximum de vraisemblance des canaux doublement sélectifs pour les systèmes MIMO distribués de la prochaine génération 5G avec déploiement FANET.
- Étude et mise en oeuvre des techniques de localisation des nœuds et de placement des ancres dans les réseaux de capteurs sans fil pour les applications réelles de l'internet des objets (IDO).
- Intégration matérielle et validation en vol d'un émetteur-récepteur cognitif sur une plateforme de radio logicielle (SDR).
- Évaluation en conditions réelles d'algorithmes de traitement du signal utilisant des cartes Wi-Fi à acquisition CSI.

Le côté matériel dans la plupart de ces expériences me permettra de tenter le prototypage matériel et les essais expérimentaux, la validation et l'évaluation des performances des nouvelles conceptions de RDCB dans des conditions réelles en temps réel sur les ondes.

Chapitre 6

Conclusion et Directions Futures

6.1 Contributions de Recherche

En pratique, les informations sur les canaux ne sont généralement pas fiables en raison des erreurs de quantification ou du délai de traitement. Ainsi, il y a eu des efforts croissants pour modéliser l'incertitude du canal, de sorte que des stratégies proactives peuvent être développées pour éviter une forte détérioration de la performance. Le problème de la conception d'un formateur de voie à relais distribués qui offre une robustesse face aux CSI imparfait a été abordé dans notre travail. Notre technique a maintenu la puissance désirée à sa valeur souhaitée tout en minimisant l'effet des différents erreurs d'estimation des paramètres du canal.

C'est dans ce contexte que le travail présenté dans cette thèse s'inscrit. Il consiste à concevoir un ensemble de solutions robustes, collaboratives et distribuées à un et deux hops. Le phénomène de diffusion a été pris en considération ainsi que les erreurs d'estimations des paramètres permettant la reconstruction du canal.

En tenant compte de la connectivité massive qui caractérise les nouvelles technologies sans fil 5G et les futures technologies sans fil 5G+/6G, ainsi que l'internet des objets (IDO), nous avons développé des solutions RDCB alternatives qui s'adaptent correctement non seulement aux scénarios de propagation monochromatique [c'est-à-dire en visibilité directe (LoS)] mais aussi bichromatique (c'est-à-dire légèrement à modérément dispersée) et polychromatique (fortement dispersée). Nous avons exploité i) des approximations asymptotiques très efficaces pour un grand nombre K de nœuds

WSN et ii) les caractéristiques des WSN aléatoires et déterministes pour aboutir à des solutions en forme analytique . Nous avons étudié la distribution du réseau WSN et nous avons proposé des solutions dans des réseaux déterministes et aléatoires pour étendre les applications des solutions proposées.

Nous avons eu des contributions significatives dans d'autres projets industriels comme l'évaluations des candidats de la technologie d'interface radio (RIT) et de l'ensemble RITs aux nouveaux standards ITU-R WP 5D IMT-2020 (5G), la formation de voie MIMO massif robuste contre le vieillissement des canaux et la mobilité des utilisateurs et le projet de schémas d'habilitation pour la virtualisation de l'accès sans fil 5G (5G-WAVES).

D'autre part, on a proposé des techniques d'optimisation afin d'évaluer les communications D2D dans le standard ETSI-DECT, ce qui nous a permis de terminer l'évaluation du standard proposé et publier le travail.

Celui-ci est le seul parmi tous les candidats soumis et évalués à intégrer des techniques de relayage et de communications D2D. Ce qui nous permet d'envisager comme alternative d'un énorme potentiel à cette simple forme de relayage D2D à sauts multiples l'intégration des nouvelles solutions de formation de voie collaborative, distribuée et robuste à deux sauts développées dans cette thèse dans de nouvelles applications des futurs réseaux sans fil 5G+/6G et de l'IDO.

6.1.1 Travaux Futurs

Vues les différentes solutions proposées et la quantité de travail produite, on n'a pas réussi à terminer tous les aspects du travail. On vise ainsi à faire/terminer les travaux suivants:

- Envisager d'autres imperfections ; faire passer l'évaluation des performances de la mesure actuelle du gain SNR aux niveaux de la liaison et du système en termes de débit (en tenant compte du volume de l'entête) ; coûts d'énergie/de traitement, etc.
- Étudier d'autres défis tels que les communications basées sur les surfaces intelligentes reconfigurables (IRS) et les Véhicules aériens sans pilote (UAV) , etc.
- Tenter le prototypage matériel et les essais expérimentaux, la validation et l'évaluation des performances des nouvelles conceptions de RDCB dans des conditions réelles en temps réel sur les ondes

6.2 Liste des Publications

6.2.1 Rapports Techniques

[T13] Canadian Evaluation Group (CEG). (2021). CEG Report on the re-evaluation of the "ETSI (TC DECT) and DECT Forum Proponent" and of the "Nufront Proponent" candidate technology submissions (No. 738). WP5D

[T12] Canadian Evaluation Group, Evaluation report received from the Canadian Evaluation Group (CEG) on the candidate IMT-2020 radio interface technology proposals, WP 5D, (30), 2020.

[T11] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation of 3GPP candidate radio interface technology (RIT) and set of RITs (SRITs) for IMT-2020 (5G) within the CEG mandate, Report PR-03, Mar. 2020. (Confidential)

[T10] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 9, Feb. 2020. (Confidential)

[T9] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 8, Feb. 2020. (Confidential)

[T8] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 7, Jan. 2020. (Confidential)

[T7] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 6, Jan. 2020. (Confidential)

[T6] Canadian Evaluation Group, Interim evaluation Report on the candidate proposals for IMT-2020 submitted to Working Party 5D - Report with provisional results, (CEG) WP 5D, (28), 2019.

[T5] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 5, Nov. 2019. (Confidential)

[T4] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 4, Oct. 2019. (Confidential)

[T3] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 3, Sep. 2019. (Confidential)

[T2] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation Report of INRS for CEG, version 2, Sep. 2019. (Confidential)

[T1] The Wireless Lab (EMT Centre - INRS), Evaluation report of INRS for CEG, version 1, Sep.

2019. (Confidential)

6.2.2 Articles Journal Soumis/Acceptés

[J4] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, and S. Valaee, "Distributed Zero-Forcing Amplify-and-Forward Beamforming for WSN Operation in Interfered and Highly-Scattered Environments", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 2, pp. 1187-1199, February 2020.

[J3] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, U. Vilaipornsawai, L. Zhang, and P. Zhu, "User-Centric Base-Station Wireless Access Virtualization for Future 5G Networks", *IEEE Transactions on Communications*, DOI: 10.1109/TCOMM.2019.2910258, appeared online, April 2019.

[J2] O. Ben Smida, S. Zaidi, S. Affes, and S. Valaee, "Robust Distributed Collaborative Beamforming for Wireless Sensors Networks with Channel Parameter Estimation Errors", *MDPI Sensors*, vol. 2019, no. 5, pp. 1061(1-22), March 2019.

[J1] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, and S. Valaee, "Distributed Zero-Forcing Amplifyand-Forward Beamforming for WSN Operation in Interfered and Highly-Scattered Environments", *IEEE Transactions on Communications*, DOI: 10.1109/TCOMM.2019.2906609, appeared online, March 2019.

6.2.3 Articles de Conférence Soumis/Acceptés

[C9] O. Ben Smida and S. Affes, "Dual-Hop Robust Distributed Collaborative Beamforming over Nominally Rectangular WSNs in Slightly to Moderately Scattered Environments", *Proc. of IEEE*, Invited paper, Mars 2023.

[C8] O. Ben Smida, S. Ben Amor, and S. Affes, "ETSI/DECT-2020 Component RIT Technology Implementation and Evaluation Contributions in mMTC and URLLC Use Cases", *Proc. of IEEE ICC'2023*, Rome, Italy, May 28 - Juin 1.

[C7] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, U. Vilaipornsawai, L. Zhang, and P. Zhu, "QoS-Based Selection Enabling UE Virtualization for 5G and Beyond", *Proc. of ETIC'2019*, Dewathang, Bhutan, March 8-10, 2019.

[C6] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, U. Vilaipornsawai, L. Zhang, and P. Zhu, "User-Centric Strategy for Base-Station Virtualization in 5G Networks", *Proc. of ETIC'2019*, Dewathang, Bhutan, March 8-10, 2019. Runner-Up for Best Paper Award.

- [C5] O. Ben Smida, S. Zaidi, S. Affes, and S. Valaee, "Low-Cost Robust Distributed Collaborative Beamforming Against Implementation Impairments", Proc. of IEEE GLOBECOM'2018, Abu Dhabi, UAE, December 9-13, 2018.
- [C4] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, U. Vilaipornsawai, L. Zhang, and P. Zhu, "QoS-Based Virtualization of User Equipment in 5G Networks", Proc. of IEEE IWCMC 2018, Limassol, Cyprus, June 25-29, 2018. Invited Paper.
- [C3] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, and S. Valaee, "Energy-Efficient Distributed Amplify-and-Forward Beamforming for Wireless Sensor Networks", Proc. of IEEE CAMSAP 2017, Nieuwpoort, Curaçao, Dutch Antilles, December 10-13, 2017.
- [C2] S. Zaidi, O. Ben Smida, S. Affes, and S. Valaee, "Distributed Zero-Forcing AF Beamforming for Energy-Efficient Communications in Networked Smart Cities", Proc. of IEEE PIMRC'2017, Montreal, Canada, Oct. 08-13, 2017.
- [C1] S. Zaidi, O. Ben Smida, and S. Affes, "Cost-, Spectrum-, and Energy-Efficient Distributed Collaborative Beamforming Designs for Real-World Applications", Proc. of 2017 6th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (ICRITO), Noida, Sep. 20-22, 2017. Invited Keynote Speech Paper.

Références

- [1] ETSI DECT. New radio (nr); part 1: Overview; release 1. *European Telecommunications Standards Institute, Technical Specification (TS)*, 103:636–1, 2020.
- [2] Audrey-Maude Vézina. A team at the INRS participates in the evaluation of new 5G technologies, July 2020. inrs.ca [Online; posted 15-July-2020].
- [3] WP 5D. Agreed 'way forward' Option 2 for ETSI (TC DECT) and DECT Forum proponent and Nufront proponent candidate technology submissions for IMT-2020. *WP 5D*, (52), 2020.
- [4] Jennifer Yick, Biswanath Mukherjee, and Dipak Ghosal. Wireless sensor network survey. *Computer networks*, 52(12):2292–2330, 2008.
- [5] Chee-Yee Chong and Srikanta P Kumar. Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges. *Proceedings of the IEEE*, 91(8):1247–1256, 2003.
- [6] Daniele Puccinelli and Martin Haenggi. Wireless sensor networks: applications and challenges of ubiquitous sensing. *IEEE Circuits and systems magazine*, 5(3):19–31, 2005.
- [7] Alessandra Flammini, Paolo Ferrari, Daniele Marioli, Emiliano Sisinni, and Andrea Taroni. Wired and wireless sensor networks for industrial applications. *Microelectronics journal*, 40(9):1322–1336, 2009.
- [8] Arvind Giridhar and PR Kumar. Toward a theory of in-network computation in wireless sensor networks. *IEEE Communications magazine*, 44(4):98–107, 2006.
- [9] Salvatore F Pileggi, Carlos E Palau, and Manuel Esteve. Multimode wsn: Improving robustness, fault tolerance and performance of randomly deployed wireless sensor network. In *2010 2nd International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks*, pages 112–117. IEEE, 2010.
- [10] Deepak Goyal and Malay Ranjan Tripathy. Routing protocols in wireless sensor networks: A survey. In *2012 Second International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies*, pages 474–480. IEEE, 2012.
- [11] Marios Gatzianas and Leonidas Georgiadis. A distributed algorithm for maximum lifetime routing in sensor networks with mobile sink. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(3):984–994, 2008.
- [12] Hideki Ochiai, Patrick Mitran, H Vincent Poor, and Vahid Tarokh. Collaborative beamforming for distributed wireless ad hoc sensor networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(11):4110–4124, 2005.

- [13] Lal Chand Godara. Application of antenna arrays to mobile communications. ii. beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(8):1195–1245, 1997.
- [14] Rui Wang, Yi Jiang, and Wei Zhang. A distributed mimo relay scheme inspired by backpropagation algorithm. In *2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–6. IEEE, 2021.
- [15] Ioannis Dagres, Andreas Polydoros, and Aris Moustakas. Performance analysis of distributed beamforming in wireless networks: The effect of synchronization and doppler spread. In *MILCOM 2021-2021 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, pages 957–962. IEEE, 2021.
- [16] Yagiz Savas, Erfan Noorani, Alec Koppel, John Baras, Ufuk Topcu, and Brian M Sadler. Collaborative one-shot beamforming under localization errors: A discrete optimization approach. *Signal Processing*, 200:108647, 2022.
- [17] Erfan Noorani, Yagiz Savas, Alec Koppel, John Baras, Ufuk Topcu, and Brian M Sadler. Collaborative beamforming for agents with localization errors. In *2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, pages 204–208. IEEE, 2021.
- [18] Zhen Luo, Yanzi Hu, Hongqing Liu, and Yong Li. Robust hybrid beamforming designs for full-duplex ofdm millimeter wave systems with imperfect channel estimates. *Digital Signal Processing*, 133:103878, 2023.
- [19] Samer Hanna and Danijela Cabric. Distributed transmit beamforming: Design and demonstration from the lab to uavs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022.
- [20] Zhen Luo, Lei Zhao, Hongqing Liu, and Choujun Zhan. Robust hybrid beamforming designs for multi-user mmwave relay systems. In *2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 1551–1556. IEEE, 2022.
- [21] Muhammad Iqbal, Tabinda Ashraf, Ayaz Ahmad, Sarmad Sohaib, Jen-Yi Pan, and Steven SW Lee. Distributed beamforming using trial and error learning algorithm. In *2021 26th IEEE Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, pages 275–280. IEEE, 2021.
- [22] Xiongfei Zhai, Guojun Han, Yunlong Cai, and Lajos Hanzo. Joint beamforming aided over-the-air computation systems relying on both bs-side and user-side reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 21(12):10766–10779, 2022.
- [23] Saeed Mohammadzadeh, Vítor H Nascimento, Rodrigo C De Lamare, and Osman Kukrer. Robust adaptive beamforming based on power method processing and spatial spectrum matching. In *ICASSP 2022-2022 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 4903–4907. IEEE, 2022.
- [24] Sarath Gopi, Sheetal Kalyani, and Lajos Hanzo. Cooperative 3d beamforming for small-cell and cell-free 6g systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 71(5):5023–5036, 2022.
- [25] Wenbo Zhu, Hoang D Tuan, Eryk Dutkiewicz, and Lajos Hanzo. Collaborative beamforming aided fog radio access networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 71(7):7805–7820, 2022.

- [26] Robert Macharia Maina, Philip Kibet Lang'at, and Peter Kamita Kihato. Design and analysis of a multiple collaborative beamforming scheme in the realm of wireless sensor networks featuring 3-dimension node configuration. *Heliyon*, 8(5):e09398, 2022.
- [27] Yongwei Huang, Wenzheng Yang, and Sergiy A Vorobyov. Robust adaptive beamforming maximizing the worst-case sinr over distributional uncertainty sets for random inc matrix and signal steering vector. In *ICASSP 2022-2022 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 4918–4922. IEEE, 2022.
- [28] Andreas Polydoros and Cenk Köse. Clustered distributed spatial multiplexing. In *MILCOM 2022-2022 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, pages 938–943. IEEE, 2022.
- [29] Elyes Balti and Neji Mensi. Zero-forcing max-power beamforming for hybrid mmwave full-duplex mimo systems. In *2020 4th International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC_ASET)*, pages 344–349. IEEE, 2020.
- [30] K Buchanan, S Wheeland, C Flores, D Overturf, T Adeyemi, O Sternberg, M Rodriguez, V Acevedo, and G Huff. Analysis of collaborative beamforming for circularly bound random antenna array distributions. *Naval Inf. Warfare Center Pacific, San Diego, CA, USA, Tech. Rep*, 3218, 2020.
- [31] Mohammad Amin Maleki Sadr and Benoit Champagne. Joint robust relay beamforming and adaptive channel estimation using cubature kalman filtering. In *2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 968–973. IEEE, 2022.
- [32] Justin Kong, Fikadu T Dagefu, and Brian M Sadler. Coverage analysis of distributed beamforming with random phase offsets using ginibre point process. *IEEE Access*, 8:134351–134362, 2020.
- [33] Erfan Noorani, Yagiz Savas, Alec Koppel, J Baras, Ufuk Topcu, and Brian M Sadler. Distributed beamforming for agents with localization errors. *arXiv preprint arxiv:2003.12637*, 2020.
- [34] Junchang Sun, Shuai Ma, Shiyin Li, Ruixin Yang, Minghui Min, and Gonzalo Seco-Granados. Robust beamforming for localization-aided millimeter wave communication systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 11(6):1278–1282, 2022.
- [35] Gui Zhou, Cunhua Pan, Hong Ren, Kezhi Wang, Marco Di Renzo, and Arumugam Nallanathan. Robust beamforming design for intelligent reflecting surface aided miso communication systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(10):1658–1662, 2020.
- [36] Hang Ruan and Rodrigo C de Lamare. Distributed robust beamforming based on low-rank and cross-correlation techniques: Design and analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 67(24):6411–6423, 2019.
- [37] Bin Liao, Xue Xiong, and Zhi Quan. Robust beamforming design for dual-function radar-communication system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023.
- [38] Yun Chen, Guoping Zhang, Hongbo Xu, Yinshuan Ren, Xue Chen, and Ruijie Li. Robust beamforming and power allocation for secure communication in systems with imperfect channel and hardware impairments. *IEEE Communications Letters*, 26(10):2277–2281, 2022.

- [39] Hiroki Iimori, Giuseppe Thadeu Freitas De Abreu, Omid Taghizadeh, Razvan-Andrei Stoica, Takanori Hara, and Koji Ishibashi. Stochastic learning robust beamforming for millimeter-wave systems with path blockage. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(9):1557–1561, 2020.
- [40] Gui Zhou, Cunhua Pan, Hong Ren, Kezhi Wang, Maged ElKashlan, and Marco Di Renzo. Stochastic learning-based robust beamforming design for ris-aided millimeter-wave systems in the presence of random blockages. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 70(1):1057–1061, 2021.
- [41] Yuanbin Chen, Ying Wang, Zhaocheng Wang, and Ping Zhang. Robust beamforming for active reconfigurable intelligent omni-surface in vehicular communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 40(10):3086–3103, 2022.
- [42] Saeed Mohammadzadeh, Vitor H Nascimento, Rodrigo C de Lamare, and Noushin Hajarolasvadi. Robust beamforming based on complex-valued convolutional neural networks for sensor arrays. *IEEE Signal Processing Letters*, 29:2108–2112, 2022.
- [43] Jiaye Lin, Yuze Zout, Xiaoru Dong, Shimin Gong, Dinh Thai Hoang, and Dusit Niyato. Deep reinforcement learning for robust beamforming in irs-assisted wireless communications. In *GLOBECOM 2020-2020 IEEE Global Communications Conference*, pages 1–6. IEEE, 2020.
- [44] Lei Zhang, Cunhua Pan, Yu Wang, Hong Ren, and Kezhi Wang. Robust beamforming design for intelligent reflecting surface aided cognitive radio systems with imperfect cascaded csi. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 8(1):186–201, 2021.
- [45] Shuai Ma, Yunqi Zhang, Hang Li, Songtao Lu, Naofal Al-Dhahir, Sha Zhang, and Shiyin Li. Robust beamforming design for covert communications. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 16:3026–3038, 2021.
- [46] Runze Dong, Buhong Wang, and Kunrui Cao. Deep learning driven 3d robust beamforming for secure communication of uav systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 10(8):1643–1647, 2021.
- [47] Maaz Mahadi, Tarig Ballal, Mohammad Moinuddin, Tareq Y Al-Naffouri, and Ubaid Al-Saggaf. Low-complexity robust beamforming for a moving source. In *2020 28th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pages 1846–1850. IEEE, 2021.
- [48] Zhiwei Yang, Pan Zhang, Guisheng Liao, Chongdi Duan, Huajian Xu, and Shun He. Robust beamforming via alternating iteratively estimating the steering vector and interference-plus-noise covariance matrix. *Digital Signal Processing*, 99:102620, 2020.
- [49] Chengyun Deng, Hui Song, Yi Zhang, Yongtao Sha, and Xiangang Li. Dnn-based mask estimation integrating spectral and spatial features for robust beamforming. In *ICASSP 2020-2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 4647–4651. IEEE, 2020.
- [50] Niloofer Mohamadi. *Robust multi-group multicast beamforming design and antenna selection for massive MIMO systems*. PhD thesis, 2023.
- [51] Minghe Zhu and Tsung-Hui Chang. Optimization inspired learning network for multiuser robust beamforming. In *2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pages 1–5. IEEE, 2020.

- [52] Sai Xu, Shuai Han, Weixiao Meng, Shuo Yan, and Lei He. Robust beamforming design for correlated miso wiretap channels under channel uncertainty. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(4):553–557, 2019.
- [53] Iran M Braga, Eduardo de O Cavalcante, Gábor Fodor, Yuri CB Silva, Carlos FM e Silva, and Walter C Freitas. User scheduling based on multi-agent deep q-learning for robust beamforming in multicell miso systems. *IEEE Communications Letters*, 24(12):2809–2813, 2020.
- [54] Xinghua Jia, Chaozhu Zhang, and Il-Min Kim. Worst-case robust beamforming design for wireless powered multirelay multiuser network with a nonlinear eh model. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(3):3038–3042, 2019.
- [55] Zhi Zheng, Tong Yang, Wen-Qin Wang, and Shunsheng Zhang. Robust adaptive beamforming via coprime coarray interpolation. *Signal Processing*, 169:107382, 2020.
- [56] Zhi Zheng, Wen-Qin Wang, Hing Cheung So, and Yi Liao. Robust adaptive beamforming using a novel signal power estimation algorithm. *Digital Signal Processing*, 95:102574, 2019.
- [57] Yang Liu, Jing Li, and Hao Wang. Robust linear beamforming in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Communications*, 67(6):4450–4463, 2019.
- [58] Sicong Sun and Zhongfu Ye. Robust adaptive beamforming based on a method for steering vector estimation and interference covariance matrix reconstruction. *Signal Processing*, 182:107939, 2021.
- [59] Dongmei Yang, Hongjun Li, Baoquan Ren, and Xudong Zhong. Robust security transmission design for multi-user peer-to-peer wireless relay networks. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 18(6):15501329221107582, 2022.
- [60] Zhi Lin, Hehao Niu, Kang An, Yong Wang, Gan Zheng, Symeon Chatzinotas, and Yihua Hu. Refracting ris-aided hybrid satellite-terrestrial relay networks: Joint beamforming design and optimization. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 58(4):3717–3724, 2022.
- [61] Meesam Jafri, Amrit Anand, Suraj Srivastava, Aditya K Jagannatham, and Lajos Hanzo. Robust distributed hybrid beamforming in coordinated multi-user multi-cell mmwave mimo systems relying on imperfect csi. *IEEE Transactions on Communications*, 70(12):8123–8137, 2022.
- [62] Haonan Jia, Zhen-Qing He, Hua Rui, and Wei Lin. Robust distributed miso beamforming using multi-agent deep reinforcement learning. In *2022 14th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN)*, pages 197–201. IEEE, 2022.
- [63] Lei Yang, Zhi Zhang, Xiao Fang, Shiyu Cao, Zhegong Shangguan, and Shiyin Li. Location information-assisted robust beamforming design for ultra-wideband communication systems. *Symmetry*, 14(6):1171, 2022.
- [64] Yu Wang, Daiyin Zhu, Guodong Jin, Qinghao Yu, Peiyao Wang, Shilin Niu, Yuan Cheng, and Di Wu. A robust digital beamforming on receive in elevation for airborne mimo sar system. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 60:1–19, 2022.

- [65] Rahman Doost-Mohammady, Mehdi Zafari, and Ashutosh Sabharwal. Robustness of distributed multi-user beamforming: An experimental evaluation. In *2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pages 146–150. IEEE, 2022.
- [66] Ruijie Guo, Chunling Fu, Yong Jin, Zhentao Hu, and Lin Zhou. Robust security beamforming for swipt-assisted relay system with channel uncertainty. *Sensors*, 22(1):370, 2022.
- [67] Shaodi Ge, Chongyi Fan, Jian Wang, and Xiaotao Huang. Robust adaptive beamforming based on sparse bayesian learning and covariance matrix reconstruction. *IEEE Communications Letters*, 26(8):1893–1897, 2022.
- [68] Zequn Yang and Biying Jiang. Robust adaptive beamforming based on covariance matrix reconstruction and sv estimation. In *Second International Conference on Electronic Information Engineering and Computer Communication (EIECC 2022)*, volume 12594, pages 577–583. SPIE, 2023.
- [69] Saeed Mohammadzadeh, Vitor H Nascimento, Rodrigo C de Lamare, and Osman Kukrer. Study of robust adaptive beamforming with covariance matrix reconstruction based on power spectral estimation and uncertainty region. *arXiv preprint arXiv:2304.10502*, 2023.
- [70] Jiamin Li, Zhaoye Wang, Yu Zhang, Pengcheng Zhu, Dongming Wang, and Xiaohu You. Robust hybrid beamforming for outage-constrained multigroup multicast mmwave transmission with phase shifter impairments. *IEEE Systems Journal*, 2022.
- [71] Yang Liu, Changqing Li, Jiong Li, and Lu Feng. Robust energy-efficient hybrid beamforming design for massive mimo leo satellite communication systems. *IEEE Access*, 10:63085–63099, 2022.
- [72] Saeideh Mohammadkhani. Robust transmit beamforming design for multi-cell multiuser mimo noma. *IET Communications*, 16(18):2193–2199, 2022.
- [73] Jeongjoon Lee, Chaehun Im, and Chungyong Lee. Robust beamforming for multibeam satellite communication systems with outage constraints. In *2022 37th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC)*, pages 740–743. IEEE, 2022.
- [74] Jiangong Shao, Peng Li, Jingwei Hu, Dengbo Sun, Renhong Xie, and Yibin Rui. Robust adaptive beamforming based on sampling covariance matrix reconstruction and steering vector estimation. In *Thirteenth International Conference on Signal Processing Systems (ICSPS 2021)*, volume 12171, pages 23–29. SPIE, 2022.
- [75] Jian Yang, Xinxin Liu, Yuwei Tu, and Weixing Li. Robust adaptive beamforming algorithm for sparse subarray antenna array based on hierarchical weighting. *Micromachines*, 13(6):859, 2022.
- [76] Sean M Ellison, Serge R Mghabghab, and Jeffrey A Nanzer. Multi-node open-loop distributed beamforming based on scalable, high-accuracy ranging. *IEEE Sensors Journal*, 22(2):1629–1637, 2021.
- [77] Justin Kong, Fikadu T Dagefu, and Brian M Sadler. Distributed beamforming in the presence of adversaries. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(9):9682–9696, 2020.

- [78] Tianxin Feng, Lifeng Xie, Jianping Yao, and Jie Xu. Uav-enabled data collection for wireless sensor networks with distributed beamforming. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 21(2):1347–1361, 2021.
- [79] Jiayu Zhou and Deli Qiao. Alternate distributed beamforming for decode-and-forward multi-relay systems using buffers. In *2020 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, pages 878–884. IEEE, 2020.
- [80] Jemin George, Cemal Tugrul Yilmaz, Anjaly Parayil, and Aranya Chakraborty. A model-free approach to distributed transmit beamforming. In *ICASSP 2020-2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 5170–5174. IEEE, 2020.
- [81] Firas Fredj, Yasser Al-Eryani, Setareh Maghsudi, Mohamed Akrouf, and Ekram Hossain. Distributed uplink beamforming in cell-free networks using deep reinforcement learning. *arXiv preprint arXiv:2006.15138*, 2020.
- [82] Hassna Ouassal, Ming Yan, and Jeffrey A Nanzer. Decentralized frequency alignment for collaborative beamforming in distributed phased arrays. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 20(10):6269–6281, 2021.
- [83] Jemin George, Anjaly Parayil, Cemal Tugrul Yilmaz, Bethany L Allik, He Bai, and Aranya Chakraborty. Multi-agent coordination for distributed transmit beamforming. In *2020 American Control Conference (ACC)*, pages 144–149. IEEE, 2020.
- [84] Zhiyuan Li, Li Chen, Xiaohui Chen, and Weidong Wang. Beamforming in distributed antenna systems based on successive convex approximation and dual decomposition. In *2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, pages 1–6. IEEE, 2019.
- [85] Rui Wang, Yi Jiang, and Wei Zhang. Distributed learning for mimo relay networks. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 16(3):343–357, 2022.
- [86] Kushal Chakrabarti, Amrit S Bedi, Fikadu T Dagefu, Jeffrey N Twigg, and Nikhil Chopra. Fast distributed beamforming without receiver feedback. In *2022 56th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, pages 1408–1412. IEEE, 2022.
- [87] Xuehui Wang, Feng Shu, Riqing Chen, Peng Zhang, Qi Zhang, Guiyang Xia, Jiangzhou Wang, et al. Beamforming design for ris-aided af relay networks. *arXiv preprint arXiv:2302.14257*, 2023.
- [88] Bai Zhao, Min Lin, Shengjie Xiao, Ming Cheng, Wei-Ping Zhu, and Naofal Al-Dhahir. Robust beamforming for ris enhanced transmissions in cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022.
- [89] Ke Liu, Yanming Liu, Pengfei Yi, Zhenyu Xiao, and Xiang-Gen Xia. Deployment and robust hybrid beamforming for uav mmwave communications. *IEEE Transactions on Communications*, 2023.
- [90] Hailin Cao, Wang Zhu, Wenjuan Feng, and Jin Fan. Robust beamforming based on graph attention networks for irs-assisted satellite iot communications. *Entropy*, 24(3):326, 2022.

- [91] Kunwar Pritiraj Rajput, Priyanka Maity, Suraj Srivastava, Vikas Sharma, Naveen KD Venkatesgowda, Aditya K Jagannatham, and Lajos Hanzo. Robust linear hybrid beamforming designs relying on imperfect csi in mmwave mimo iot networks. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022.
- [92] Keyvan Zarifi, Slim Zaidi, Sofiène Affes, and Ali Ghrayeb. A distributed amplify-and-forward beamforming technique in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(8):3657–3674, 2011.
- [93] Keyvan Zarifi, Sofiène Affes, and Ali Ghrayeb. Collaborative null-steering beamforming for uniformly distributed wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(3):1889–1903, 2010.
- [94] David Astely and Bjorn Ottersten. The effects of local scattering on direction of arrival estimation with music. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(12):3220–3234, 1999.
- [95] Mats Bengtsson and Bjorn Ottersten. Low-complexity estimators for distributed sources. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(8):2185–2194, 2000.
- [96] Mohammed FA Ahmed and Sergiy A Vorobyov. Sidelobe control in collaborative beamforming via node selection. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(12):6168–6180, 2010.
- [97] Keyvan Zarifi, Ali Ghrayeb, and Sofiène Affes. Distributed beamforming for wireless sensor networks with improved graph connectivity and energy efficiency. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(3):1904–1921, 2010.
- [98] Zhu Han and Harold Vincent Poor. Lifetime improvement in wireless sensor networks via collaborative beamforming and cooperative transmission. *IET microwaves, antennas & propagation*, 1(6):1103–1110, 2007.
- [99] Lun Dong, Athina P Petropulu, and H Vincent Poor. A cross-layer approach to collaborative beamforming for wireless ad hoc networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(7):2981–2993, 2008.
- [100] Zhihang Yi and Il-Min Kim. Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 25(2), 2007.
- [101] Andrew Sendonaris, Elza Erkip, and Behnaam Aazhang. User cooperation diversity. part i. system description. *IEEE Transactions on communications*, 51(11):1927–1938, 2003.
- [102] Mohamed M Abdallah and Haralabos C Papadopoulos. Beamforming algorithms for information relaying in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(10):4772–4784, 2008.
- [103] Saurabh Talwar, Yindi Jing, and Shahram Shahbazpanahi. Joint relay selection and power allocation for two-way relay networks. *IEEE Signal Processing Letters*, 18(2):91–94, 2011.
- [104] Abdulkareem Adinoyi and Halim Yanikomeroglu. Cooperative relaying in multi-antenna fixed relay networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(2), 2007.
- [105] Mohammad Janani, Ahmadreza Hedayat, Todd E Hunter, and Aria Nosratinia. Coded cooperation in wireless communications: space-time transmission and iterative decoding. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(2):362–371, 2004.

- [106] J Nicholas Laneman and Gregory W Wornell. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Transactions on Information theory*, 49(10):2415–2425, 2003.
- [107] Raghuraman Mudumbai, Gwen Barriac, and Upamanyu Madhow. On the feasibility of distributed beamforming in wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless communications*, 6(5), 2007.
- [108] Slim Zaidi and Sofiene Affes. Distributed collaborative beamforming in the presence of angular scattering. *IEEE Transactions on Communications*, 62(5):1668–1680, 2014.
- [109] Gan Zheng, Kai-Kit Wong, Arogyaswami Paulraj, and Björn Ottersten. Robust collaborative-relay beamforming. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(8):3130–3143, 2009.
- [110] Jos F Sturm. Implementation of interior point methods for mixed semidefinite and second order cone optimization problems. *Optimization Methods and Software*, 17(6):1105–1154, 2002.
- [111] Siavash Fazeli-Dehkordy, Shahram Shahbazpanahi, and Saeed Gazor. Multiple peer-to-peer communications using a network of relays. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(8):3053–3062, 2009.
- [112] Batu K Chalise and Luc Vandendorpe. Mimo relay design for multipoint-to-multipoint communications with imperfect channel state information. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(7):2785–2796, 2009.
- [113] David Culler, Deborah Estrin, and Mani Srivastava. Guest editors’ introduction: Overview of sensor networks. *Computer*, 37(08):41–49, 2004.
- [114] Carlos F García-Hernández, Pablo H Ibarguengoytia-Gonzalez, Joaquín García-Hernández, and Jesús A Pérez-Díaz. Wireless sensor networks and applications: a survey. *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, 7(3):264–273, 2007.
- [115] Delphine Christin, Parag S Mogre, and Matthias Hollick. Survey on wireless sensor network technologies for industrial automation: The security and quality of service perspectives. *Future Internet*, 2(2):96–125, 2010.
- [116] Congduc Pham and Abdallah Makhoul. Performance study of multiple cover-set strategies for mission-critical video surveillance with wireless video sensors. In *2010 IEEE 6th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, pages 208–216. IEEE, 2010.
- [117] Fei Hu, Meng Jiang, Laura Celentano, and Yang Xiao. Robust medical ad hoc sensor networks (masn) with wavelet-based ecg data mining. *Ad hoc networks*, 6(7):986–1012, 2008.
- [118] Itziar Marin, Eduardo Arceredillo, Aitzol Zuloaga, and Jagoba Arias. Wireless sensor networks: A survey on ultra-low power-aware design. *algorithms*, 5:6, 2007.
- [119] Jihong Yan. *Machinery prognostics and prognosis oriented maintenance management*. John Wiley & Sons, 2014.
- [120] Ram Ramanathan. On the performance of ad hoc networks with beamforming antennas. In *Proceedings of the 2nd ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing*, pages 95–105, 2001.

- [121] Moritz Kiese, Christian Hartmann, Julian Lamberty, and Robert Vilzmann. On connectivity limits in ad hoc networks with beamforming antennas. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2009:1–15, 2009.
- [122] Behnam Banitalebi, Stephan Sigg, and Michael Beigl. On the feasibility of receive collaboration in wireless sensor networks. In *21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 1608–1613. IEEE, 2010.
- [123] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2015.
- [124] Seung-Jean Kim, Alessandro Magnani, Almir Mutapcic, Stephen P Boyd, and Zhi-Quan Luo. Robust beamforming via worst-case sinr maximization. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(4):1539–1547, 2008.
- [125] Lei Zhang, Wei Liu, and Jian Li. Low-complexity distributed beamforming for relay networks with real-valued implementation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(20):5039–5048, 2013.
- [126] Raghuraman Mudumbai, D Richard Brown Iii, Upamanyu Madhow, and H Vincent Poor. Distributed transmit beamforming: challenges and recent progress. *IEEE Communications Magazine*, 47(2):102–110, 2009.
- [127] Raghuraman Mudumbai, Joao Hespanha, Upamanyu Madhow, and Gwen Barriac. Distributed transmit beamforming using feedback control. *IEEE Transactions on Information Theory*, 56(1):411–426, 2010.
- [128] Lei Zhang and Wei Liu. A reference signal based beamforming scheme for relay networks with local channel state information. In *Communications and Networking in China (CHINACOM), 2012 7th International ICST Conference on*, pages 338–342. IEEE, 2012.
- [129] Veria Havary-Nassab, Shahram Shahbazpanahi, Ali Grami, and Zhi-Quan Luo. Distributed beamforming for relay networks based on second-order statistics of the channel state information. *IEEE transactions on signal processing*, 56(9):4306–4316, 2008.
- [130] Ilaria Thibault, Giovanni E Corazza, and Lina Deambrogio. Phase synchronization algorithms for distributed beamforming with time varying channels in wireless sensor networks. In *2011 7th international wireless communications and mobile computing conference*, pages 77–82. IEEE, 2011.
- [131] Shuo Shi, Shida Zhu, Xuemai Gu, and Ruidong Hu. Extendable carrier synchronization for distributed beamforming in wireless sensor networks. In *2016 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pages 298–303. IEEE, 2016.
- [132] Wang Ming. Distributed node location algorithm using non-anchor node clustering. In *2016 11th International Conference on Computer Science & Education (ICCSE)*, pages 505–511. IEEE, 2016.
- [133] Pongnarin Sriploy, Peerapong Uthansakul, and Monthippa Uthansakul. An effect of imperfection in node location estimation on distributed beamforming. In *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pages 1–4. IEEE, 2012.

- [134] Slim Zaidi and Sofiène Affes. Distributed collaborative beamforming design for maximized throughput in interfered and scattered environments. *IEEE Transactions on Communications*, 63(12):4905–4919, 2015.
- [135] Slim Zaidi, Bouthaina Hmidet, and Sofiène Affes. Power-constrained distributed implementation of snr-optimal collaborative beamforming in highly-scattered environments. *IEEE Wireless Communications Letters*, 4(5):457–460, 2015.
- [136] Mohammad Amin Maleki Sadr, Behrad Mahboobi, Sajad Mehrizi, Mahmoud Ahmadian Attari, and Mehrdad Ardebilipour. Stochastic robust collaborative beamforming: non-regenerative relay. *IEEE Transactions on Communications*, 64(3):947–958, 2016.
- [137] Oussama Ben Smida, Slim Zaidi, Sofiène Affes, and Shahrokh Valaee. Robust distributed collaborative beamforming for wireless sensor networks with channel estimation impairments. *Sensors*, 19(5):1061, 2019.
- [138] Barry D Van Veen and Kevin M Buckley. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering. *IEEE assp magazine*, 5(2):4–24, 1988.
- [139] Sofiène Affes, Saeed Gazor, and Yves Grenier. An algorithm for multisource beamforming and multitarget tracking. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44(6):1512–1522, 1996.
- [140] Wenmeng Xiong, Changchun Bao, Maoshen Jia, and José Picheral. Study of mvdr beamforming with spatially distributed source: Theoretical analysis and efficient microphone array geometry optimization method. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, pages 1–19, 2023.
- [141] M Series. IMT Vision–Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. *Recommendation ITU*, 2083, 2015.
- [142] Report ITU-R M. 2410-0. Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface (s). *Recommendation ITU*, 2017.
- [143] Report ITU-R M. 2411-0. Requirements, evaluation criteria and submission templates for the development of IMT-2020. *Recommendation ITU*, pages 2410–0, 2017.
- [144] Report ITU-R M. 2412-0. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020. *Recommendation ITU*, 2017.
- [145] Oussama Ben Smida, Souheib Ben Amor, and Sofiène Affes. ETSI/DECT-2020 Component RIT Technology Implementation and Evaluation Contributions in mMTC and URLLC Use Cases. *2023 IEEE international conference on communications (ICC)*, (xx), 2023.
- [146] Roman Kovalchukov, Dmitri Moltchanov, Juho Pirskanen, Joonas Säe, Jussi Numminen, Yevgeni Koucheryavy, and Mikko Valkama. Dect-2020 new radio: The next step toward 5g massive machine-type communications. *IEEE Communications Magazine*, 60(6):58–64, 2022.
- [147] Vishakha Dhanwani, Navin Kumar, Akhil Kalpesh Bachkaniwala, Divyang Rawal, and Sendil Kumar. Assessment of candidate technology etsi: Dect-2020 new radio. In *2020 IEEE 3rd 5G World Forum (5GWF)*, pages 625–630. IEEE, 2020.
- [148] Maxim Penner, Muhammad Nabeel, and Jürgen Peissig. Urllc performance evaluation of imt-2020 candidate technology: Dect-2020 new radio. In *2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*, pages 1–7. IEEE, 2021.

- [149] Konstantinos Maliatsos, Antonis Gotsis, and Angeliki Alexiou. Evaluation of the imt-2020 candidate radio interface technology dect-2020 nr. In *2022 14th International Conference on COMmunication Systems & NETworkS (COMSNETS)*, pages 889–893. IEEE, 2022.
- [150] ETSI DECT. New radio (nr); part 2: Radio reception and transmission requirements; release 1. *European Telecommunications Standards Institute, Technical Specification (TS)*, 103:636–2, 2020.
- [151] ETSI DECT. New radio (nr); part 3: Physical layer; release 1. *European Telecommunications Standards Institute, Technical Specification (TS)*, 103:636–3, 2020.
- [152] ETSI DECT. New radio (nr); part 4: Mac layer; release 1. *European Telecommunications Standards Institute, Technical Specification (TS)*, 103.
- [153] 3GPP. Acknowledgement of candidate RIT submission from 3GPP proponent Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (14), 2019.
- [154] 3GPP. Acknowledgement of candidate SRIT submission from 3GPP proponent under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (13), 2019.
- [155] China. Acknowledgement of candidate RIT submission from China (People’s Republic of) under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (15), 2019.
- [156] Korea. Acknowledgement of candidate RIT submission from Korea (Republic of) under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (16), 2019.
- [157] TSDSI. Acknowledgement of candidate RIT submission from TSDSI under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (19), 2019.
- [158] DECT Forum ETSI. Acknowledgement of candidate SRIT submission from ETSI (TC DECT) and DECT Forum under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (17), 2019.
- [159] Nufront. Acknowledgement of candidate RIT submission from Nufront under Step 3 of the IMT-2020 process. *WP 5D*, (18), 2019.
- [160] Canadian Evaluation Group. Evaluation Report received from the Canadian Evaluation Group (CEG) on the candidate IMT-2020 radio interface technology proposals. *WP 5D*, (30), 2020. URL <https://www.itu.int/md/R19-WP5D-C-0090>.
- [161] Slim Zaidi, Oussama Ben Smida, Sofiène Affes, Usa Vilaipornsawai, Liqing Zhang, and Peiying Zhu. User-centric base-station wireless access virtualization for future 5g networks. *IEEE Transactions on Communications*, 67(7):5190–5202, 2019.
- [162] Zaidi Slim, Smida Oussama Ben, Affes Sofiene, Zhang Liqing, Zhu Peiying, et al. Qos-based selection enabling ue virtualizationfor 5g and beyond. ETIC conference, 2019.
- [163] Slim Zaidi, Oussama Ben Smida, Sofiène Affes, Usa Vilaipornsawai, Liqing Zhang, and Peiying Zhu. Qos-based virtualization of user equipment in 5g networks. In *2018 14th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pages 180–187. IEEE, 2018.