

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

**FORMATION DE VOIE COLLABORATIVE DISTRIBUÉE ROBUSTE
POUR LES FUTURS RÉSEAUX SANS FIL**

Par
Oussama Ben Smida

Mémoire présenté pour l'obtention du grade de
Maître es Sciences, M.Sc.
en Télécommunications

Jury d'évaluation

Examineur externe	M. Halim Boutayeb Huawei
Examineur interne	Prof. Tarek Djerfi INRS-EMT
Directeur de recherche	Prof. Sofiène Affes INRS-EMT
Superviseur de recherche	Prof. Sofiène Affes INRS-EMT

À ma famille.

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.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude particulière à Dr. Zaidi Slim, mon superviseur de recherche. Son encadrement, sa patience et son aide m'ont permis d'accomplir mon travail et d'évoluer en tant que chercheur.

Mes remerciements vont également aux membres de l'équipe Wireless Lab qui m'ont aidé avec leur expérience déjà requise pour apprendre de leurs erreurs et ainsi avancer plus rapidement.

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

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

Résumé

Dans ce travail, on propose une nouvelle technique de formation de voies collaborative (ou collaborative beamforming (CB)) robuste contre toutes formes d'erreurs d'estimation.

Le premier chapitre introduit le concept de CB, explique son fonctionnement et étudie les propriétés de son diagramme de rayonnement. Il est démontré que les erreurs d'estimation du canal peuvent détériorer significativement les performances du CB. Le deuxième chapitre propose alors une nouvelle technique CB robuste non seulement contre ces erreurs mais aussi contre le phénomène de diffusion présent dans presque tous les environnements de propagation. Il est aussi démontré que son implementation ne nécessite aucun échange entre les terminaux indépendants, se conformant ainsi à la nature distribuée des réseaux considérés.

L'efficacité du CB distribué (DCB) proposée est vérifiée et ses performances sont comparées avec d'autres techniques. Il est démontré que notre solution est capable de compenser toute dégradation causée par les erreurs d'estimation et la diffusion. Tous ces résultats obtenus sont vérifiés enfin par simulation dans le dernier chapitre.

Mots-clés Colaborative beamforming distribué (DCB); erreurs de phase; erreurs de localisation; diffusion; loi des grands nombres.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Table des matières	vii
Liste des figures	ix
Liste des tableaux	xi
Introduction générale	1
1 Collaborative Beamforming (CB)	5
1.1 Le principe de fonctionnement du CB à la réception	5
1.2 Les différents techniques de CB	7
1.2.1 Le CB conventionnel	7
1.2.2 Le Null-steering CB	10
1.2.3 Le Minimum Power Distortionless Response (MPDR) CB	12
1.3 Diagramme de rayonnement moyen du CB conventionnel	12
1.3.1 Les lobes secondaires	14
1.3.2 Le lobe principal	15
1.4 Les différents défis du collaborative beamforming	16
1.4.1 Problèmes de synchronisation	16
1.4.2 Channel mismatch	16
1.4.3 Échanges d'information	17
1.5 Conclusion	17
2 Conception d'un DCB robuste	19
2.1 Introduction	19
2.2 Canal Monochromatique:	19
2.2.1 Scénario 1: Ambiguïté de phase	21
2.2.2 Scénario 2: Ambiguïté des coordonnées des terminaux	23
2.3 Canal Polychromatique	25
2.3.1 Scénario 1: Ambiguïté de phase et des paramètres des diffuseurs	27
2.3.2 Scénario 2: Ambiguïté des coordonnées des terminaux et des paramètres de la diffusion	29
2.4 Conclusion	31
3 Analyse des performances et simulations	33

3.1	Introduction	33
3.2	La puissance moyenne reçue	33
	3.2.1 Avec ambiguïté de la phase	33
	3.2.2 Avec ambiguïté des coordonnées des terminaux	34
3.3	La complexité des deux algorithmes de comparaison	36
3.4	Complexité du DCB proposé	37
	3.4.1 Canal monochromatique	37
	3.4.2 Pour un canal polychromatique	37
3.5	Comparaison et évaluation	38
	3.5.1 Analyse du gain	38
	3.5.2 Résultats des performances	41
3.6	Conclusion	43
	Conclusion générale	45
	Références	47

Liste des figures

1.1	CB à la réception.	6
1.2	Fonctionnement du CB.	7
1.3	$\hat{P}_m(\phi)$ versus ϕ pour $\bar{R} = 1, 4, 8$ et $K = 8, 64$	14
2.1	Modèle du canal monochromatique.	20
2.2	Modèle du canal polychromatique.	26
3.1	Comparaison de la complexité des algorithmes versus le nombre de terminaux avec $L=6$	38
3.2	Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal monochromatique versus les ambiguïtés de la phase et le nombre des terminaux.	39
3.3	Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal polychromatique versus les ambiguïtés de la phase.	40
3.4	Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal monochromatique versus les ambiguïtés sur les coordonnées des terminaux.	41
3.5	Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal polychromatique versus les ambiguïtés sur les coordonnées des terminaux avec $K = 16$ et $\Delta_\alpha = 20\%$	42
3.6	Ambiguïté des différents paramètres dans les milieux monochromatiques et polychromatiques	43

Liste des tableaux

- 3.1 Complexité des paramètres. 37
- 3.2 Comparaison avec $K = 15$ 37

Introduction générale

Le Beamforming collaboratif (CB) présente aujourd'hui une clé primaire pour augmenter la capacité des réseaux sans fil et améliorer la couverture de transmission [1]-[2]. Le CB est très important pour assurer une meilleure transmission de données entre une source et un récepteur à l'aide de K terminaux indépendants tels que les capteurs appliqués dans notre travail. En fait, ces noeuds multiplient le signal source reçu avec des poids sélectionnés de manière optimale qui, une fois obtenus, seront transmis au récepteur.

Le CB a été un sujet de recherche d'actualité grâce à son fort potentiel. Il a été élaboré dans [1] tout en supposant que tous les terminaux sont uniformément répartis sur un disque de rayon R . [3] et [4] visent à réduire l'effet des liaisons latérales et le faisceau principal afin d'améliorer le beam-pattern. [2], [5] et [6] ont introduit, respectivement, de nouvelles techniques de CB afin d'améliorer l'efficacité énergétique et d'affiner le temps de collaboration. Notre technique a été examinée afin de déterminer les poids souhaités en présence de plusieurs contraintes et erreurs d'estimation afin d'atteindre notre objectif.

Lors de l'utilisation du CB, l'emplacement des terminaux, normalement obtenu dynamiquement, n'est pas connu, et donc l'inexactitude est inévitable. De plus, les erreurs de phase sont générées car chaque nœud est géré par un oscillateur physiquement différent. Ces décalages sont divisés en deux catégories. Dans le premier scénario, chaque nœud indépendant ajuste sa phase initiale à la destination afin de diriger le faisceau vers le récepteur. Ainsi, la dégradation principale est la perte de phase en raison de la synchronisation et des erreurs d'estimation. Dans le deuxième scénario, les noeuds ne connaissent pas le sens de destination et doivent déterminer leurs emplacements relatifs à partir d'une référence afin d'envoyer le faisceau dans la bonne direction. Ainsi, l'estimation de localisation peut générer certaines erreurs puisqu'il n'est pas possible de déterminer l'emplacement parfait de chaque nœud.

Afin d'offrir une solution robuste face aux erreurs qui peuvent être parfois sévères, les poids sélectionnés doivent être soigneusement choisis. Alors que les terminaux n'ont pas toutes les informations nécessaires localement, l'implémentation de certaines solutions sont impossibles, ce qui justifie l'utilisation des techniques CB distribuées dans [7] et [8]. D'autre part, la plupart des travaux dans la littérature n'ont pas tenu compte de l'effet de dispersion, ce qui est très important dans les applications réelles. En pratique, la présence de réflexions et de diffusions est inévitable et le signal est dispersé dans divers rayons pour former un canal polychrome [9], [10]. Le nouveau DCB robuste proposé tient compte des effets de diffusion et de toutes les altérations d'estimation des paramètres. Le choix des poids est déterministe en ce qui concerne la performance des systèmes de communication. Un choix judicieux des poids peut assurer de bonnes performances en éliminant les effets de l'overhead et des plusieurs erreurs dans l'estimation des paramètres.

Ce travail offre une nouvelle technique robuste pour compenser les effets de diverses erreurs d'estimation dans différents scénarios. Ainsi, il est divisé en deux parties: l'analyse du système monochromatique puis l'analyse du système polychromatique. Les effets des erreurs d'estimation sur la phase et sur les coordonnées des terminaux ainsi que les paramètres de la diffusion sont développés et les résultats obtenus valident la robustesse et l'efficacité, ainsi que la simplicité de la solution.

De ce fait, dans cette thèse, on traite une communication à un seul hop d'une source à un récepteur à travers K terminaux indépendants formant un réseau sans fil. Alors que les techniques CB semblent efficaces pour produire de bonnes performances et pour compenser les erreurs lorsque le SNR est élevé, ces méthodes se détériorent lorsque la communication se produit dans des environnements fortement dispersés. La technique RCB proposée dans ce travail offre des performances élevées pour tout SNR et dans des circonstances très sévères. La loi des grands nombres (LLN) est adoptée afin d'obtenir une expression closed-form des poids désirés grâce aux caractéristiques statistiques des erreurs d'estimation. Néanmoins, dans le cas P-CB, la dérivation semble insoluble car il existe de nombreuses variables dépendantes et leurs pdfs sont ainsi compliqués à déterminer. Pour résoudre ce problème, on suppose que deux variables aléatoires globales peuvent être vues comme étant indépendantes et, par conséquent, la solution peut être dérivée. Les résultats de la simulation reflètent notre choix judicieux des poids désirés et montrent une contribution remarquable qui nous permet de valider la robustesse et la simplicité de l'algorithme.

Le travail est donc organisé comme suit. Dans le premier chapitre, nous présentons la technique de CB, son fonctionnement et ses divers types avec leurs avantages et leurs limites respectives. Dans le deuxième chapitre, nous expliquons la solution proposée et nous explicitons les poids désirés

dans les cas monochromatique et polychromatique respectivement. Dans le troisième chapitre, nous évaluons les performances de notre algorithmes par simulations ainsi qu'une étude sur la puissance moyenne reçue et la complexité de la solution.

Chapitre 1

Collaborative Beamforming (CB)

Ce premier chapitre introduit la technique de CB. Son fonctionnement et ses divers types seront développés en détails afin de justifier leur importance tout en mettant l'accent sur leurs limites respectifs.

Cette technique de traitement des signaux est employée dans les systèmes de communication sans fil. Elle assure un gain important en puissance lors de l'émission ou de la réception des signaux dans une ou plusieurs directions spécifiques en négligeant les signaux qui proviennent des autres directions ce qui peut être assimilé à un filtrage spatial en faveur des directions souhaitées. Le CB a plusieurs applications comme la suppression des interférences de certaines directions particulières à l'émission ou à la réception, ou la maximisation de la puissance reçue, ou bien le rapport signal sur bruit (ou signal sur bruit plus interférences) à la destination. Alors que le CB peut opérer au niveau de l'émission comme au niveau de la réception, ce mémoire étudie seulement le CV à la réception. Ce chapitre mettra l'accent alors sur le fonctionnement de cette technique et ses plusieurs types en précisant leurs avantages et leurs limites.

1.1 Le principe de fonctionnement du CB à la réception

la Figure 1.1 présente le modèle du système considéré qui permet de décrire le fonctionnement du CB à la réception. Ce système comporte K terminaux aléatoirement distribués dans un disque de rayon R dont le centre est occupé par le récepteur et la source de coordonnées S à (A_1, ϕ_1)

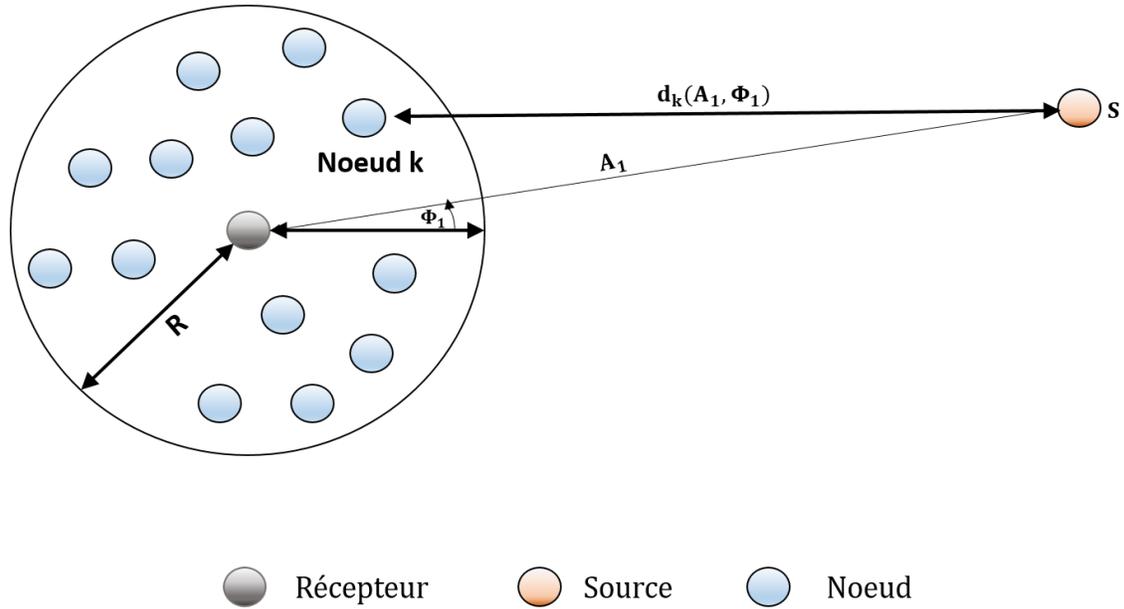


Figure 1.1 – CB à la réception.

n'a aucun lien direct vers la réception. Les terminaux forment un réseau d'antennes où chacun est équipé d'une seule antenne isotropique, toutes ayant des énergies de transmission et des pathloss identiques. Afin de mettre l'accent sur les performances du CB, on suppose dans ce chapitre que le canal entre la réception et le k -ième terminal est idéal et dans le chapitre qui suit, un modèle plus réaliste sera mis en œuvre. Le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antennes (les terminaux) d'un signal s_1 émis par la source S est spécifié par:

$$\mathbf{y}(A_1, \phi_1) = s_1 \mathbf{g}_1 + \mathbf{v} \quad (1.1)$$

où \mathbf{v} est le vecteur des bruits au niveau des terminaux et $\mathbf{g}_1 = [[\mathbf{g}_1]_1 \dots [\mathbf{g}_1]_K]$, $[\mathbf{g}_1]_k$ décrit le canal entre S et le k -ième terminal. Le CB opère de façon à contrôler les antennes pour converger le signal s_1 dans la direction (A_1, ϕ_1) de S tout en amortissant les signaux reçus de toute direction $(A, \phi) \neq (A_1, \phi_1)$. En fait, comme le démontre la Figure 1.2, le signal reçu est multiplié au niveau de chaque terminal par un poids (coefficient complexe) [2],[6], puis, un filtrage spatial permet d'additionner ces signaux afin de favoriser le signal s_1 en atténuant les signaux provenant de n'importe quelle autre direction. Ce qui donne

$$r(A_1, \phi_1) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}(A_1, \phi_1) \quad (1.2)$$

où $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur des poids où chaque w_k correspondant au poids du k -ième terminal. Comme cité auparavant, le choix des poids dépend le critère qu'on veut satisfaire comme par exemple la maximisation du rapport signal sur bruit, la suppression des interférences, ou bien l'optimisation de la puissance reçue, etc. Plusieurs technique de CB ont ainsi été développés afin de satisfaire ces critères. Dans la suite, certaines techniques seront détaillés pour montrer leurs principes et limites respectifs.

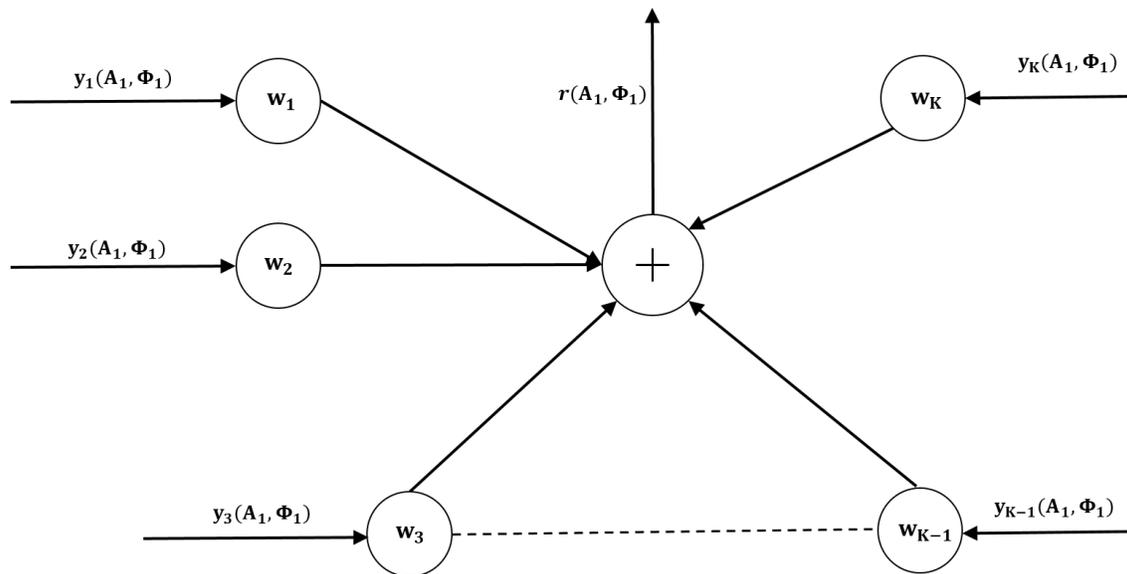


Figure 1.2 – Fonctionnement du CB.

1.2 Les différents techniques de CB

Dans cette section, les avantages et limites respectifs de plusieurs techniques de CB qui avantagent la réception de s_1 sont explicitées.

1.2.1 Le CB conventionnel

Cette technique élémentaire permet d'ajuster pertinemment les phases initiales des signaux reçus au niveau de chaque terminal et d'assurer une combinaison cohérente au récepteur [1]. Ainsi, une

interprétation de la réponse du canal entre la source et le k -ième terminal peut être décrite comme suit [1], [2]:

$$[\mathbf{g}_1]_k = c_1 [\mathbf{a}_1]_k \quad (1.3)$$

où c_1 représente le pathloss et

$$[\mathbf{a}_1]_k = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_k(A_1, \phi_1)} \quad (1.4)$$

où $d_k(A_1, \phi_1)$ et λ sont, respectivement, la distance entre S et le k -ième terminal et la longueur d'onde. On définit ainsi le vecteur des poids \mathbf{w}_c de cette technique comme suit [2]:

$$\mathbf{w}_c = \frac{1}{K} \mathbf{a}_1 \quad (1.5)$$

où $\mathbf{a}_1 = [[\mathbf{a}_1]_1 \dots [\mathbf{a}_1]_K]$. Ainsi, le signal reçu au niveau de la réception est:

$$\begin{aligned} r(A_1, \phi_1) &= s_1 \mathbf{w}_c^H \mathbf{g}_1 + \mathbf{w}_c^H \mathbf{v} \\ &= s_1 c_1 + \mathbf{w}_c^H \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

On peut, par ailleurs, exprimer la puissance reçue comme suit:

$$P(A_1, \phi_1) = P^S + P^N \quad (1.7)$$

où

$$P^S = pc_1^2 \quad (1.8)$$

$$P^N = \frac{\sigma_v^2}{K} \quad (1.9)$$

avec P^S représentant la puissance reçue par S dont la puissance de son signal est p et P^N représentant celle reçue des bruits dont la puissance au niveau de chaque terminal σ_v^2 .

Afin de mettre en évidence l'atténuation des signaux provenant de toute autre direction, on exprime la puissance reçue lorsqu'on utilise un autre émetteur de coordonnées (A, ϕ) autre que S

et de puissance vers la réception égale à p . La puissance utile reçue par l'émetteur est alors

$$P^e = pc^2\kappa(A, \phi) \quad (1.10)$$

où

$$\kappa(A, \phi) = \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_k(A, \phi) - d_k(A_1, \phi_1))} \cdot \sum_{l=1}^K e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_l(A_1, \phi_1) - d_l(A, \phi))}. \quad (1.11)$$

avec $d_k(A, \phi)$ est la distance entre l'émetteur et le k -ième terminal. On démontrera par la suite dans ce chapitre que $\kappa(A, \phi)$ provoque une atténuation de la puissance reçue par la source S et que ce terme atteint son maximum (égal à 1) seulement si $(A, \phi) = (A_1, \phi_1)$. Cette atténuation permet de favoriser les signaux provenant de la direction de la source en dépit des autres signaux émis par toute autre direction qui seront affaiblis. Ainsi, le rapport signal sur bruit issu de S est exprimé comme suit:

$$\eta_c = \frac{Kpc_1^2}{\sigma_v^2}. \quad (1.12)$$

(1.12) démontre que le CB conventionnel assure un gain en rapport signal sur bruit proportionnel au nombre des terminaux K ce qui est un grand avantage par rapport au scénario où on émet directement le signal de la source vers la réception. La puissance émise par le k -ième terminal est ainsi:

$$P_k = \frac{pc^2 + \sigma_v^2}{K^2}. \quad (1.13)$$

Par conséquent, diminuer l'énergie consommée de chaque terminal afin d'accroître leur durée de vie revient à augmenter le nombre K . De plus, le CB conventionnel est simple en termes de complexité puisque chaque terminal a juste besoin de $d_k(A_1, \phi_1)$ et ϕ_1 afin d'implémenter cette technique. Ainsi, plusieurs algorithmes d'estimation de ces paramètres existent et ils sont facilement implémentables sur les terminaux. Malgré tous les avantages qu'on vient de citer, les performances de cette technique sont facilement affaiblies lors de la présence de plusieurs émetteurs en même temps. Le CB conventionnel est ainsi sensible face aux interférences créées au niveau de la réception. On introduit, par la suite, une autre technique plus performante face aux interférences qui s'appelle *null-steering* CB [2], [8].

1.2.2 Le Null-steering CB

Cette technique permet d'éliminer les interférences selon un choix minutieux des pondérations. Afin d'expliquer le principe du Null-steering CB, on considère $L - 1$ émetteurs à part la source S, tous transmettant leurs signaux vers les terminaux en même temps. Le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antennes est exprimé comme suit:

$$\mathbf{y} = s_1 \mathbf{g}_1 + \sum_{l=2}^L s_l \mathbf{g}_l + \mathbf{v} \quad (1.14)$$

où $\mathbf{g}_l = [[\mathbf{g}_l]_1 \dots [\mathbf{g}_l]_K]$ est le vecteur de la réponse du canal entre le réseau d'antennes et le l -ième émetteur et s_l dénote le signal de la source S de puissance p .

\mathbf{g}_l peut être décrit de la façon suivante:

$$\mathbf{g}_l = c_l \mathbf{a}_l \quad (1.15)$$

où c_l est le pathloss et

$$\mathbf{a}_l = \left[e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_1(A_l, \phi_l)} \dots e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_K(A_l, \phi_l)} \right] \quad (1.16)$$

avec $d_k(A_l, \phi_l)$ et (A_l, ϕ_l) étant, respectivement, la distance entre le k -ième terminal et le l -ième émetteur et les coordonnées de ce dernier. Le signal à la réception est ainsi exprimé comme suit:

$$r = s_1 c_1 \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_1 + \sum_{l=2}^L s_l c_l \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_l + \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{v}. \quad (1.17)$$

La puissance reçue peut s'écrire de cette façon:

$$P = P^S + P^I + P^N \quad (1.18)$$

où

$$P^S = pc_1^2 |\mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_1|^2 \quad (1.19)$$

$$P^I = p \sum_{l=2}^L c_l^2 |\mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_l|^2 \quad (1.20)$$

$$P^N = \sigma_v^2 \|\mathbf{w}_{\text{ns}}\|^2 \quad (1.21)$$

avec P^S la puissance utile reçue de S, P^I est celle reçue des interférences, et P^N est celle des bruits. Le choix judicieux des poids, qui permet de supprimer la puissance reçue des interférences et de maximiser en plus la puissance reçue de S, doit respecter certaines contraintes [?], [8]:

$$\begin{cases} \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_1 = 1 \\ \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_l = 0, \quad l = 2, \dots, L \end{cases} \quad (1.22)$$

Tout d'abord, on définit la matrice suivante:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_L]. \quad (1.23)$$

En combinant (1.22) et (1.23), on obtient

$$\mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T \quad (1.24)$$

avec \mathbf{e}_1 est un vecteur nul de dimension $L \times 1$ sauf le premier élément qui est égal à l'unité. On remarque que dans le cas particulier où $K = L$ et $\{\mathbf{a}_l\}$, $l = 1, \dots, L$ sont linéairement indépendants, \mathbf{A} devient une matrice carrée inversible. Ainsi, on obtient

$$\mathbf{w}_{\text{ns}} = (\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{e}_1. \quad (1.25)$$

Dans le cas où $K > L$ ou bien $\{\mathbf{a}_l\}$, $l = 1, \dots, L$ sont linéairement dépendants, \mathbf{A} n'a plus d'inverse et alors, le pseudo-inverse de \mathbf{A} peut résoudre le problème. Par conséquent, une autre formulation de \mathbf{w}_{ns} est exprimée comme suit:

$$\mathbf{w}_{\text{ns}} = (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{A}\mathbf{e}_1. \quad (1.26)$$

Bien que cette technique soit performante pour éliminer les interférences à la réception, elle ne considère pas la puissance reçue des bruits ce qui ne permet pas d'optimiser le rapport du signal sur bruit plus interférences. L'information concernant les *DDIs*, qui est aussi nécessaire pour l'implémentation, n'est pas souvent disponible dans le réseau d'antennes. La technique suivante permettra de traiter ces problèmes.

1.2.3 Le Minimum Power Distortionless Response (MPDR) CB

Cette technique permet de garder la puissance utile reçue de S en minimisant la puissance globale, ce qui assure la minimisation de la puissance reçue des bruits et des interférences [?]. Le vecteur des poids \mathbf{w}_{mp} du MPDR est la solution du problème suivant

$$\mathbf{w}_{\text{mp}} = \arg \min_{\mathbf{w}} P \quad \text{avec} \quad \mathbf{w}_{\text{mp}}^H \mathbf{a}_1 = 1. \quad (1.27)$$

La solution de ce problème est donné par

$$\mathbf{w}_{\text{mp}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (1.28)$$

où $\mathbf{R} = \text{E} \left\{ \left| \mathbf{y} \mathbf{y}^H \right| \right\}$ est la matrice de covariance du signal reçu dans le réseau d'antennes. On remarque de (1.28) que les informations sur la direction d'arrivée de S et l'inverse de \mathbf{R} sont suffisantes pour pouvoir calculer \mathbf{w}_{mp} , sans avoir besoin des *DDIs*. Néanmoins, les opérations qui permettent de déterminer \mathbf{R} et son inverse sont très coûteuses en termes de ressources, et par la suite, l'implémentation de cette technique est lourde et difficile. Dans la prochaine partie, les propriétés du diagramme de rayonnement moyen sont étudiées en se basant sur le CB conventionnel pour des raisons de simplicité.

1.3 Diagramme de rayonnement moyen du CB conventionnel

Les caractéristiques du diagramme de rayonnement moyen du CB conventionnel sont étudiées dans cette partie. On commence par la puissance reçue au niveau du récepteur en l'absence du bruit au niveau des terminaux qui provient d'un émetteur de coordonnées (A, ϕ) et de puissance p est

donnée par

$$\hat{P}^c(\phi) = pc^2 \kappa(A, \phi). \quad (1.29)$$

Un diagramme de rayonnement est dans ce cas la représentation graphique de la distribution angulaire de $\hat{P}^c(\phi)$ [2]. N'empêche que $\hat{P}^c(\phi)$ dépend aussi de $d_k(A, \phi)$, et puisque tous les terminaux sont aléatoirement distribués, on considère aussi que la puissance reçue à la réception comme variable aléatoire. Par la suite, on détermine la puissance moyenne reçue $\hat{P}_m^c(\phi)$ pour des raisons de simplicité

$$\begin{aligned} \hat{P}_m^c(\phi) &= \text{E} \left\{ \hat{P}^c(\phi) \right\} \\ &= pc^2 \text{E} \left\{ \kappa(A, \phi) \right\}. \end{aligned} \quad (1.30)$$

En injectant (1.11) dans (1.30), on a:

$$\hat{P}_m^c(\phi) = pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K} \right) \left| \text{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k(A, \phi) - d_k(A_1, \phi_1))} \right\} \right|^2 \right). \quad (1.31)$$

Dans le prochain chapitre, on démontrera que

$$\text{E} \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k(A, \phi) - d_k(A_1, \phi_1))} \right\} = 2 \frac{J_1(\alpha(\phi - \phi_1))}{\alpha(\phi - \phi_1)} \quad (1.32)$$

où

$$\alpha(\phi) = 4\pi \bar{R} \sin \left(\frac{\phi}{2} \right), \quad (1.33)$$

en introduisant $\bar{R} = R/\lambda$ comme le rayon normalisé du disque. Ainsi, $\hat{P}_m^c(\phi)$ est déterminée de la façon suivante:

$$\hat{P}_m^c(\phi) = pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K} \right) \left(2 \frac{J_1(\alpha(\phi - \phi_1))}{\alpha(\phi - \phi_1)} \right)^2 \right). \quad (1.34)$$

On schématise le diagramme de rayonnement moyen dans la Figure 1.3 en fonction de \bar{R} et K . La puissance moyenne reçue est clairement maximale quand la direction du signal reçu est $\phi = \phi_1$ sur lequel le lobe principale est centré. Cette puissance converge vers $1/K$ quand la direction d'arrivée diverge de ϕ_1 et tend vers les lobes secondaires. Ainsi, on analyse les propriétés du lobe principal et des lobes secondaires qui permettront de déterminer les caractéristiques du diagramme de rayonnement moyen.

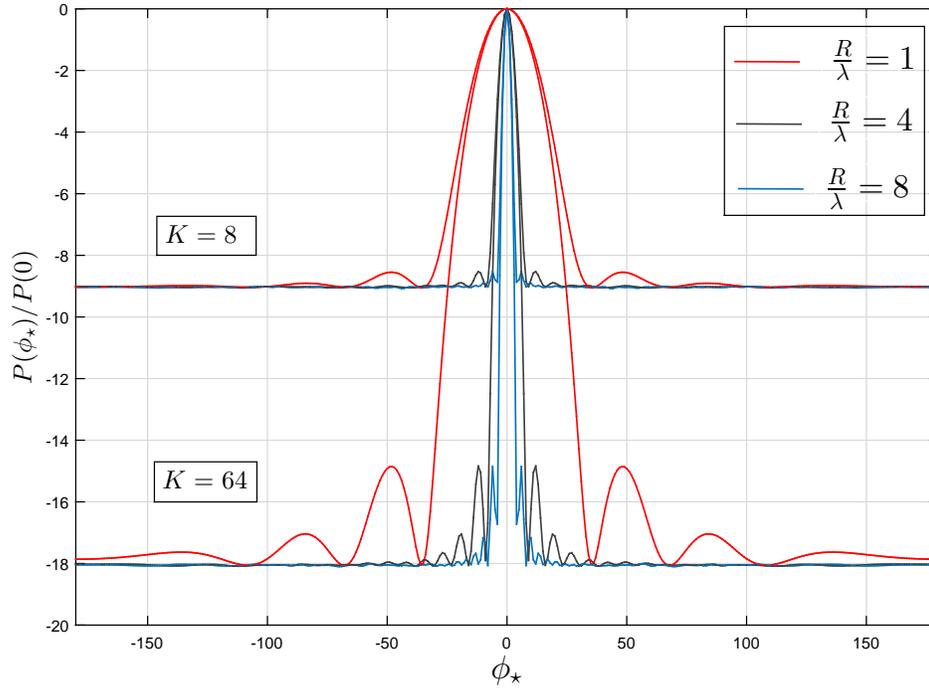


Figure 1.3 – $\hat{P}_m(\phi)$ versus ϕ pour $\bar{R} = 1, 4, 8$ et $K = 8, 64$.

1.3.1 Les lobes secondaires

Le signal reçu peut provenir d'une direction qui correspond à un sommet d'un lobe secondaire comme le montre la Figure 1.3. Si cette direction se rapproche de celle de S, ou bien si la puissance reçue à travers cette direction dépasse un seuil donné, les performances du CB peuvent se détériorer. Ainsi, dans cette section, on examine les caractéristiques des lobes secondaires (valeurs des sommets et positions) pour déterminer leurs effets sur le CB. On fournit une approximation de la puissance moyenne reçue $\hat{P}_m^c(\phi)$ en se basant sur le développement asymptotique de la fonction de Bessel suivant:

$$J_1(x) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos\left(x - \frac{3\pi}{4}\right) \quad \text{si } x \gg 1, \quad (1.35)$$

Ainsi, $\hat{P}_m^c(\phi)$ peut s'exprimer de la manière suivante:

$$\hat{P}_m^c(\phi) \approx pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \cdot \frac{8}{\pi \alpha^3 (\phi - \phi_1)} \cos^2\left(\alpha(\phi - \phi_1) - \frac{3\pi}{4}\right) \right), \quad (1.36)$$

La position du n -ième sommet des lobes secondaires ϕ_n^s peut être déterminée comme suit:

$$\alpha(\phi_n^s - \phi_1) = \left(n - \frac{1}{4}\right) \pi \quad ; \quad n = 1, 2, \dots \quad (1.37)$$

dans le cas où $\alpha(\phi - \phi_1) \gg 1$. En combinant (1.33) avec (1.37), ϕ_n^s est donnée par:

$$\phi_n^s = 2 \arcsin\left(\frac{n - \frac{1}{4}}{4\bar{R}}\right) + \phi_1 \quad (1.38)$$

Ainsi, la puissance moyenne reçue est

$$\hat{P}_m^c(\phi_n^s) \approx pc^2 \left(\frac{1}{K} + \frac{1}{\pi} \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left(\frac{2}{\pi(n-4)}\right)^3 \right) \quad ; \quad n = 1, 2, \dots \quad (1.39)$$

On constate que les lobes secondaires sont indépendantes de \bar{R} et légèrement sensibles à K . De plus, les lobes secondaires les importantes sont les premiers lobes et les valeurs des sommets (une fonction Sinc) diminuent suivant n jusqu'à converger vers $1/K$ quand $n \rightarrow \infty$. Ainsi, rapprocher les lobes secondaires ayant les sommets les plus élevés du lobe principal revient à augmenter la valeur de \bar{R} selon (1.38).

1.3.2 Le lobe principal

Une mesure courante pour déterminer la largeur du lobe principal est l'angle ϕ_L^{3dB} qui donne la moitié de la puissance moyenne reçue suivant ϕ_1 ou bien qui reflète une diminution de 3dB.

Ainsi, on a

$$\hat{P}_m^c(\phi_L^{3dB}) = \frac{1}{2}. \quad (1.40)$$

On peut extraire la valeur de ϕ_L^{3dB} quand $K \rightarrow \infty$ comme suit [2]:

$$\phi_L^{3dB} \approx 2 \arcsin\left(\frac{0.1286}{\bar{R}}\right). \quad (1.41)$$

D'après (1.41), on remarque que ϕ_L^{3dB} dépend de \bar{R} . En fait, le lobe principal se rétrécit quand \bar{R} augmente puisque ce dernier est inversement proportionnel à ϕ_L^{3dB} .

En analysant les avantages et les limites des différents techniques de CB ainsi que les caractéristiques du lobe principal et des lobes secondaires, on peut déduire certains défis auxquels le CB fait face.

1.4 Les différents défis du collaborative beamforming

L'étude du CB nous aide à déduire certains défis qui présentent un challenge dans notre mémoire. Ces défis consistent à:

1.4.1 Problèmes de synchronisation

En se basant sur les différentes solutions proposées précédemment, tous les terminaux doivent transmettre leurs signaux sur la même porteuse afin d'assurer l'implémentation. Or, dans le cas d'un réseau distribué, tous les terminaux ont des oscillateurs indépendants qui leur permettent de créer leur propres porteuses. Ceci peut engendrer des phases initiales et des fréquences pas forcément égales ce qui cause un déphasage à la réception provoquant une sommation destructive et non constructive des signaux [6]. Le rapport signal sur bruit sera alors affaibli. De plus, comme chaque terminal a sa propre horloge qui est indépendante des autres, l'émission des signaux peut présenter un décalage horaire causant la détérioration du CB au niveau du récepteur. Ainsi, des synchronisation en temps et en fréquences sont nécessaires pour le CB.

1.4.2 Channel mismatch

Jusqu'à ce niveau, on n'a pas pris en considération le phénomène du scattering ou bien la diffusion et les différentes erreurs d'estimation qui existent en temps réel. Dans les cas précédents, on a assumé que la propagation est monochromatique et que l'estimation du canal est parfaite, ce qui rend notre étude simple. Avec la présence de la diffusion et des erreurs d'estimation, le canal réel peut être nettement différent que celui considéré lors de la conception du beamformer. Cette non-concordance du canal peut provoquer une détérioration significative des performances, rendant ainsi crucial la considération du phénomène de la diffusion et des erreurs d'estimation lors de la conception du CB. Notons que ce travail est consacré précisément à surmonter ce défi.

1.4.3 Échanges d'information

Afin d'implémenter le CB dans les réseaux distribués où les terminaux sont indépendants les uns des autres, il faut que ces derniers soient capables de calculer leurs poids de manière autonome (i.e., en utilisant seulement leurs informations). Lorsque le poids de chaque terminal dépend des informations indisponibles au niveau de ce terminal (ex., les positions et les canaux des autres terminaux), tous les terminaux doivent s'échanger les informations. Cet échange ou "overhead" qui devient de plus en plus important lorsque le nombre des terminaux augmente, peut provoquer non seulement l'épuisement des batteries des terminaux mais aussi des grands délais dans la communication. Il est donc primordiale de limiter autant que possible ces échanges pour assurer une meilleure efficacité du système.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le principe du CB, ses avantages et ses limites en se basant sur différentes techniques existantes. On a aussi étudié le diagramme de rayonnement moyen avec le lobe principal et les lobes secondaires. De plus, on a expliqué les défis auxquels le CB fait face.

Dans le chapitre suivant, nous présentons une nouvelle technique de CB distribué dans les systèmes monochromatiques en premier temps et dans les systèmes polychromatiques en second temps. Cette nouvelle technique prendra en considération les limites ainsi que les défis déjà présentés dans ce chapitre.

Chapitre 2

Conception d'un DCB robuste

2.1 Introduction

On propose une nouvelle technique DCB robuste contre les erreurs d'estimation des paramètres du canal. Ses performances sont aussi analysées et sa robustesse est vérifiée. Dans la suite, on considère deux types de canaux: monochromatique (i.e., à une seule raie) et polychromatique (i.e., à plusieurs raies).

2.2 Canal Monochromatique:

Le vecteur de poids relative au matched DCB peut être exprimé de deux façons:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|^2} = \frac{\mathbf{h}}{K}, \quad (2.1)$$

avec

$$\mathbf{h} = \exp(j\Psi), \quad (2.2)$$

dans le cas où on considère la phase totale, ou encore

$$\mathbf{h} = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\tilde{\mathbf{r}}\cos(\psi)\right). \quad (2.3)$$

dans le cas où on considère les coordonnées des terminaux. En fait, les ambiguïtés sont divisées en deux catégories: une catégorie dans laquelle chaque terminal ajuste sa phase pour diriger le faisceau vers la réception générant ainsi des erreurs de phase. Une seconde catégorie dans laquelle les terminaux estiment leurs propres positions par rapport à une référence pour pouvoir focaliser le faisceau vers la réception induisant ainsi des erreurs de localisation.

D'après (2.2) et (2.3), l'implémentation du method DCB nécessite une connaissance préalable de la phase totale ou des coordonnées des terminaux collaborant dans la transmission. Cependant, ces paramètres doivent être estimés par ces terminaux et, par conséquent, sont sujets à des erreurs d'estimation. Ces derniers peuvent causer une dégradation significative des performances du DCB. Dans ce qui suit, on propose une nouvelle technique DCB robuste contre ces deux types d'erreur.

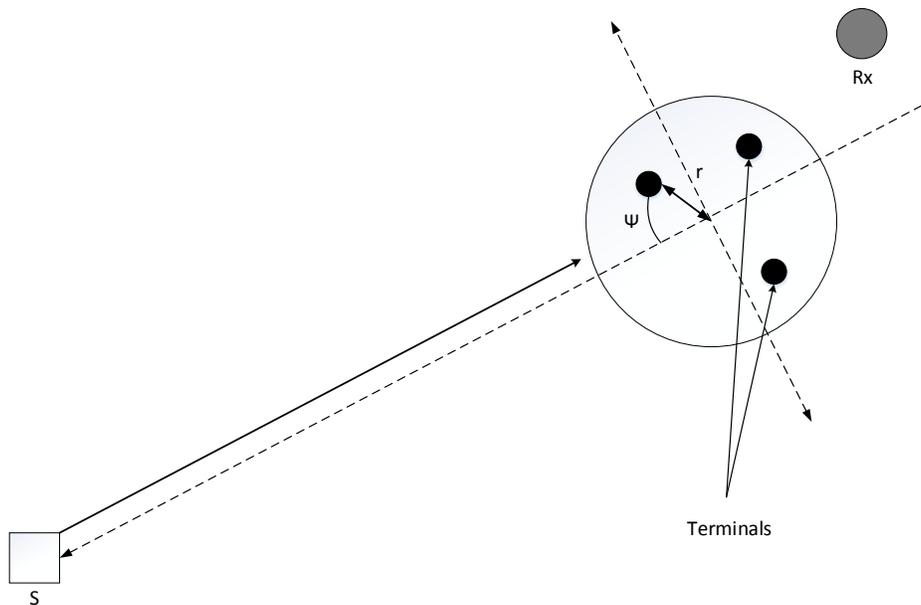


Figure 2.1 – Modèle du canal monochromatique.

2.2.1 Scénario 1: Ambiguïté de phase

Les effets des ambiguïtés de phase peuvent être facilement formulés comme suit

$$\begin{aligned}\Psi_k &= \psi_k + \Delta_k \\ &= -\frac{2\pi}{\lambda} r_k \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \psi_k) + \Delta_k,\end{aligned}\tag{2.4}$$

où Δ_k représente le décalage de phase au niveau du $k^{\text{ème}}$ terminal. Le canal résultant est donc donné par

$$\begin{aligned}\hat{h}_k &= \exp\left(-j\left(2\pi\tilde{R}\tilde{r}_k \cos(\phi_0 - \psi_k) + \Delta_k\right)\right) \\ &= h_k E_k, 1 \leq k \leq K\end{aligned}\tag{2.5}$$

où $E_k = \exp j\Delta_k$. Il s'en suit de (2.5) que les poids actuels du matched DCB sont

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{K}.\tag{2.6}$$

Vue que le canal utilisé lors de sa conception est erroné, les performances de \hat{w} seront évidemment dégradées à cause de la non-concordance du canal ("channel mismatch"). Afin de résoudre ce problème, on propose d'anticiper la non-concordance du canal en calculant le vecteur de poids qui vérifie la condition suivante:

$$\|\hat{\mathbf{w}}_o^H \hat{\mathbf{h}}\|^2 = 1.\tag{2.7}$$

De cette manière, on sera théoriquement en mesure de compenser les erreurs d'estimation du canal ou de ces paramètres, et ainsi, de garantir un niveau de puissance utile fixe (ici l'unité) peu importe l'erreur. Ceci sera vérifié plus tard analytiquement dans cette section et numériquement dans la section 5. Revenons maintenant à w_p . Il s'en suit de (2.7) que w_p est donné par

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}.\tag{2.8}$$

D'après (2.8), \hat{w} dépend non seulement en \hat{h}_k mais aussi en \mathbf{h} . Le premier vecteur ce n'est autre que le vecteur des canaux estimés au niveau des terminaux alors que le deuxième représente les valeurs actuelles de ces canaux. Malheureusement, ces derniers sont naturellement indisponibles, entravant ainsi l'implémentation de \hat{w} .

Afin de résoudre ce problème, on propose dans ce mémoire de remplacer $|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|$ par une valeur qui satisfait deux conditions:

C1: dépend uniquement des coefficients de canaux estimés et disponibles au niveau de chaque terminal.

C2: fournie une bonne approximation de $|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|$ afin de préserver les performances de w_p .

Pour ce faire, on propose de remplacer $|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|$ par sa valeur asymptotique lorsque le nombre des terminaux tends vers l'infini. En utilisant la loi des grands nombres, on obtient

$$\begin{aligned}
(\hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}})^H (\hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}}) &= \lim_{K \rightarrow +\infty} \sum_{k=1}^K E_k^H \sum_{p=1}^K E_p \\
&= \sum_{k=1}^K E_k^H E_k + \lim_{K \rightarrow +\infty} \sum_{k=1}^K E_k^H \sum_{p=1, k \neq p}^K E_p \\
&= K + \lim_{K \rightarrow +\infty} \sum_{k=1}^K E_k^H \sum_{p=1, k \neq p}^K E_p \\
&= K + K(K-1) \mathbb{E}^2(E_k).
\end{aligned} \tag{2.9}$$

En supposant que Δ_k est une variable aléatoire uniformément répartie sur $[-\Delta, \Delta]$, on obtient

$$\mathbb{E}(E_k) = \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \exp j\Psi d\Psi = \frac{\sin \Delta}{\Delta} \tag{2.10}$$

En exploitant (2.8)-(2.10), on propose le vecteur des poids suivant

$$\mathbf{w}_p = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1) \frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2}}}. \tag{2.11}$$

D'après (2.11), w_p dépend des coefficients des canaux estimés et de Δ . Les premiers sont disponibles au niveau des terminaux car ils sont localement estimés par eux alors que Δ peut être facilement diffusé dans le réseau à faible coût pour s'adapter à des applications spécifique. Notons aussi que le poids w_{p_k} du $k^{\text{ème}}$ terminal ne dépend que de l'estimation de son propre canal et par conséquent, son implémentation ne nécessite aucun échange entre les terminaux, réduisant ainsi l'overhead et la puissance consommée.

2.2.2 Scénario 2: Ambiguïté des coordonnées des terminaux

Nous introduisons dans cette section des erreurs sur (\tilde{r}_k, ψ_k) lors de la propagation monochromatique. Les effets des ambiguïtés des coordonnées des terminaux peut être formulés comme suit

$$\Psi_k = \frac{2\pi}{\lambda}(\tilde{r}_k + \Delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \Delta_{\psi_k}), \quad (2.12)$$

où Δ_{r_k} et Δ_{ψ_k} représentent le décalage des coordonnées des terminaux au niveau du $k^{\text{ème}}$ terminal.

Le canal résultant est alors donné par

$$\begin{aligned} \hat{h}_k &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(\tilde{r}_k + \Delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \Delta_{\psi_k})\right) \\ &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\tilde{r}_k \cos(\psi_k)\right) E_k, \end{aligned} \quad (2.13)$$

où

$$E_k = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(\Delta_{r_k} \cos(\psi_k) - \Delta_{r_k} \Delta_{\psi_k} \sin(\psi_k) - r_k \Delta_{\psi_k} \sin(\psi_k))\right). \quad (2.14)$$

Dans ce scénario, les deux erreurs Gaussiennes aléatoires i.i.d Δ_r et Δ_ψ , respectivement dans les intervalles $[-D_r, D_r]$ et $[-D_\psi, D_\psi]$ sont supposées être indépendantes de r_k et ψ_k . La non-concordance du canal causée par ces erreurs dégrade les performances et affecte la puissance reçue. La solution à ce problème est le calcul du vecteur de poids qui vérifie la condition (2.7).

$$\text{Posons } \begin{cases} v_k = \Delta_{r_k} \cos(\psi_k + \Delta_{\psi_k}), \\ z_k = r_k \sin\left(\psi_k + \frac{\Delta_{\psi_k}}{2}\right). \end{cases}$$

Le terme z_k peut être considéré comme une variable aléatoire uniformément répartie qui est conditionnée par ϕ et Δ_{ψ_k} . Trouver une solution avec l'expression fournie dans (2.13) semble intraitable car z_k et v_k ne sont pas indépendants, ce qui nous conduit à essayer de trouver une hypothèse simple et efficace pour simplifier le calcul. En remarquant que r_k et Δ_{r_k} sont indépendants, nous pouvons supposer que z_k et v_k sont aussi statistiquement indépendants.

Comme ce qu'on a fait dans la section précédente, w_p doit satisfaire les conditions suivantes:

C1: dépend uniquement des coefficients de canaux estimés et disponibles au niveau de chaque terminal.

C2: fournie une bonne approximation de $|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|$ avec l'hypothèse faite sur z_k et v_k .

On remplace ainsi $|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|$ par sa valeur asymptotique lorsque K tends vers l'infini. Il s'en suit, les poids peuvent être facilement calculés en utilisant (2.8) et, par conséquent, la loi des grands nombres donne

$$\mathbf{w}_p = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1)\mathbb{E}^2(E_k)}}. \quad (2.15)$$

où $\mathbb{E}(E_k) = A_r A_\psi(0)$.

$$\text{En dérivant l'expression de } (\hat{\mathbf{h}} \mathbf{h})^H (\hat{\mathbf{h}} \mathbf{h}), \text{ on obtient } \begin{cases} A_r = \mathbb{E}_{v_k}(\exp(j \frac{2\pi}{\lambda} v_k)), \\ A_\psi(0) = \mathbb{E}_{z_k, \Delta_{\psi_k}} \left(\exp \left(-4j\pi R z_k \sin \left(\frac{\Delta_{\psi_k}}{2} \right) \right) \right). \end{cases}$$

La densité de probabilité de la variable aléatoire v_k peut être calculé de la façon suivante

$$\begin{aligned} f_{v_k}(v) &= \frac{1}{2\pi r_{max}} \left[\int_v^{r_{max}} \frac{1}{\sqrt{\Delta_r^2 - v^2}} d\Delta_r + \int_{-r_{max}}^{-v} \frac{1}{\sqrt{\Delta_r^2 - v^2}} d\Delta_r \right], \\ &= \frac{1}{\pi r_{max}} \left[\ln \left(1 + \sqrt{1 - \frac{v^2}{r_{max}^2}} \right) - \ln \left(\frac{|v|}{r_{max}} \right) \right] \text{ avec } |v| \leq r_{max} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Par conséquent, on détermine sa moyenne comme suit

$$A_r = \int_{-r_{max}}^{r_{max}} \frac{1}{\pi r_{max}} \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} v_k \right) \left[\ln \left(1 + \sqrt{1 - \frac{v^2}{r_{max}^2}} \right) - \ln \left(\frac{|v|}{r_{max}} \right) \right] dv. \quad (2.17)$$

On pose $t = \frac{|v|}{r_{max}}$; le terme contenant le sinus s'annule alors que celui avec le cosinus est pair de sorte qu'on réussit à obtenir l'expression suivante

$$A_r = \frac{2}{\pi} \int_0^1 \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} r_{max} t \right) \ln \left(\frac{1 + \sqrt{1 - t^2}}{t} \right) dt = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; - \left(\pi \frac{r_{max}}{\lambda} \right)^2 \right). \quad (2.18)$$

D'autre part, la moyenne de ψ_k est calculé comme suit

$$\begin{aligned}
A_\psi(0) &= \mathbb{E}_{z_k, \Delta_{\psi_k}} \left(\exp \left(-4j\pi R z_k \sin \left(\frac{\Delta_{\psi_k}}{2} \right) \right) \right) \\
&= \mathbb{E}_{\Delta_{\psi_k}} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\left(4\pi R \sin \left(\frac{-\Delta_{\psi_k}}{2} \right) \right)^p}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(z_k^p) \right] \\
&= \mathbb{E}_{\Delta_{\psi_k}} \left[\frac{2J_1 \left(4\pi R \sin \left(\frac{\Delta_{\psi_k}}{2} \right) \right)}{4\pi R \sin \left(\frac{\Delta_{\psi_k}}{2} \right)} \right].
\end{aligned} \tag{2.19}$$

on réussit alors à déterminer $\mathbb{E}(E_k)$ en se basant sur le calcul précédent

$$\mathbb{E}(E_k) = A_r A_\psi(0); \quad A_\psi(0) = {}_1F_2 \left(0.5; 1.5, 2; - \left(\pi \frac{R\psi_{max}}{\lambda} \right)^2 \right). \tag{2.20}$$

D'après (2.15), w_p dépend des coefficients des canaux estimés et de ϕ et Δ_{ψ_k} . Les premiers sont disponibles au niveau des terminaux alors que ϕ et Δ_{ψ_k} seront facilement diffusés dans le réseau à faible coût. Comme chaque terminal peut localement estimer son propre canal, son implémentation permettra de réduire aussi l'overhead et le puissance consommée.

La solution proposée lors d'un canal monochromatique est efficace dans les différents scénarios d'ambiguïtés prises en considération. Les solution closed-form permettent des performances quasi-optimales avec une implémentation distribuée qui réduit la puissance consommée et l'échange d'information. Dans la section suivante, les mêmes études seront élaborées, mais en considérant cette fois un canal polychromatique.

2.3 Canal Polychromatique

Nous tenons en compte dans cette partie de la présence du phénomène de la diffusion qui se traduit par un canal polychromatique exprimé comme suit

$$h_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l \exp \left(-j2\pi \tilde{R} \tilde{r}_k \cos(\theta_l - \psi_k) \right), \quad 1 \leq k \leq K \tag{2.21}$$

Le vecteur de poids relative au matched DCB peut ainsi être exprimé de deux façons:

- Le cas où on considère la phase totale

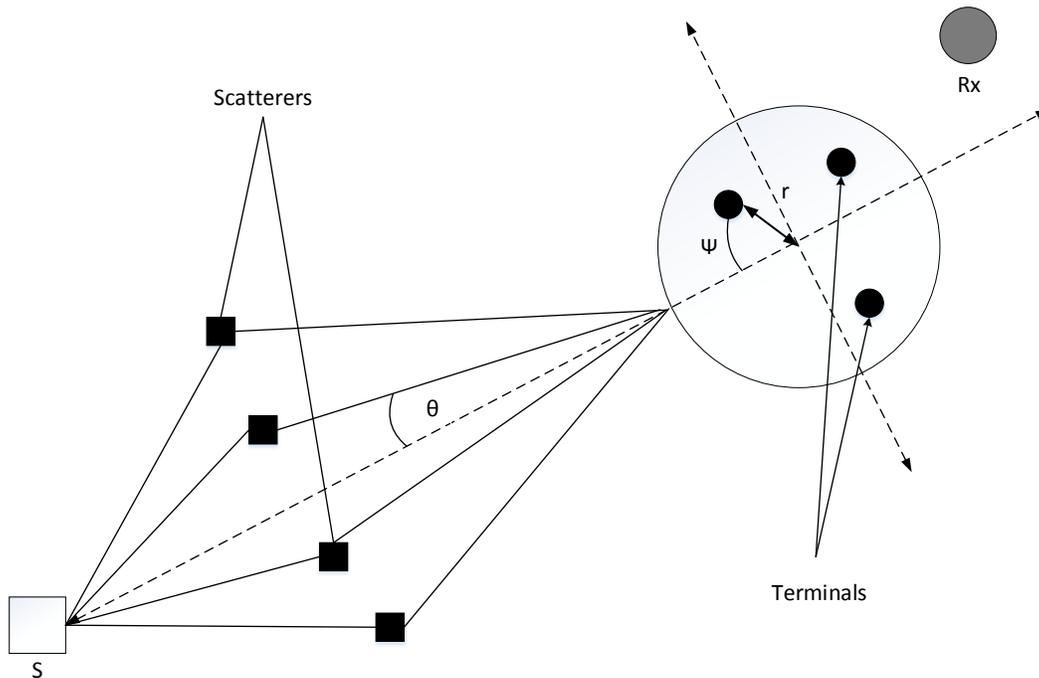


Figure 2.2 – Modèle du canal polychromatique.

- Le cas où on considère les paramètres des coordonnées des terminaux. L'implémentation du matched DCB nécessite, dans ce cas, non seulement la connaissance préalable de la phase totale ou des coordonnées des terminaux collaborant dans la transmission mais aussi celle des paramètres des L diffuseurs situés dans le même plan que les terminaux. Comme extension à la section 2.2, la même notation sera utilisée. Nous supposons également qu'il n'y a pas de LoS de la source vers le récepteur car le pathloss est élevé. D'autres hypothèses supplémentaires sont adoptées:

1. La source est dispersée par L diffuseurs situés dans le même plan que les terminaux générant L rayons qui forment un canal de propagation polychromatique [11]. Chaque rayon se caractérise par son amplitude complexe $\alpha_l = \rho_l \exp(j\phi_l)$ où les amplitudes ρ_l et les phases ϕ_l (uniformément réparties sur $[-\pi, \pi]$) sont des variables aléatoires indépendantes et identiques (i.i.d). Il se caractérise également par son angle de déviation $\theta_l, l=1, \dots, L$, qui sont des variables aléatoires de moyennes nulles mutuellement indépendantes avec ϕ_l s et ρ_l s.
2. Les L rayons ont une puissance égale $E\{|\alpha_l|^2\}$.

3. Le signal source est en bande étroite¹ avec une puissance unité.
4. Selon le théorème de la limite centrale, lorsque L est grand et que $\alpha_l s$ sont des variables aléatoires de moyennes nulles, la distribution du gain de canal est également une variable aléatoire Gaussienne de moyenne zéro et a une répartition d'amplitude Rayleigh.

Ainsi, la phase, les paramètres des diffuseurs, et les coordonnées des terminaux doivent être estimés par ces derniers et, donc, sont sujets à des erreurs d'estimation ce qui dégradera les performances du DCB. Nous montrons, dans ce qui suit, que notre nouvelle technique permet de remédier à ce type d'erreur même avec des canaux polychromatiques.

2.3.1 Scénario 1: Ambiguïté de phase et des paramètres des diffuseurs

L'erreur sur la phase dépend de chaque rayon l , $l=1, \dots, L$, ce qui signifie que l'erreur dépend des terminaux et des rayons. Ainsi, on note cette erreur Δ_{kl} . De plus, une erreur Gaussienne aléatoire (Δ_α) sur α dans l'intervalle $[-D_\alpha, D_\alpha]$ qui caractérise les erreurs d'estimation de chaque rayon est ajoutée.

Les effets de ces ambiguïtés peuvent être formulés dans le canal résultant comme suit

$$\hat{h}_k = \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_l \exp \left(-j \left(2\pi \tilde{R} \tilde{r}_k \cos(\theta_l - \psi_k) + \Delta_{kl} \right) \right), \quad (2.22)$$

où $\alpha_l = \hat{\alpha}_l + \Delta_{\alpha_l}$, Δ_{α_l} représente l'erreur de l'amplitude du $l^{\text{ème}}$ rayon, et Δ_{kl} dénote celle de la $k^{\text{ème}}$ terminaux du $l^{\text{ème}}$ rayon.

Il s'en suit de (2.22) que les poids actuels du matched DCB sont

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}. \quad (2.23)$$

Le channel mismatch et la diffusion détériorent les performances de \hat{w} . Le vecteur de poids qui vérifie la condition dans (2.7) permettra ainsi d'anticiper la non-concordance du canal et de compenser les différentes erreurs d'estimation afin d'assurer un niveau de puissance utile fixe. Il s'en suit de (2.7) que w est donné par

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}\|^2}. \quad (2.24)$$

1. La notion du temps dans la dénotation du signal source est ignorée car la bande passante du signal est grande par rapport aux retards de temps des rayons L .

Résoudre le problème de l'indisponibilité de certaines informations au niveau des terminaux, revient à remplacer $|\hat{h}^H h_k|$ par sa valeur asymptotique qui vérifie les conditions C1 et C2 de la section précédente. Ainsi, l'approximation nous donne ce qui suit

$$|\hat{h}_k^H h_k| = \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \hat{\alpha}_{l_1}^* \alpha_{l_2} \times \sum_{k=1}^K \exp(-jz_k \eta_{l,m}) \exp(j\Delta_{kl1}). \quad (2.25)$$

Par la suite, on obtient

$$\begin{aligned} h_{lim} &= \lim_{K \rightarrow +\infty} (\hat{h}_k^H h_k)^H (\hat{h}_k^H h_k) = \lim_{K \rightarrow +\infty} \left(\sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \hat{\alpha}_{l_1}^* \alpha_{l_2} \times \sum_{k=1}^K \exp(-jz_k \eta_{l,m}) \exp(j\Delta_{kl1}) \right)^H \\ &\times \left(\sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \hat{\alpha}_{l_1}^* \alpha_{l_2} \times \sum_{k=1}^K \exp(-jz_k \eta_{l,m}) \exp(j\Delta_{kl1}) \right), \end{aligned} \quad (2.26)$$

En appliquant la loi des grands nombres quand K tend vers l'infini, le résultat obtenu est alors

$$\begin{aligned} h_{lim} &= E\{(\hat{h}_k^H h_k)^H (\hat{h}_k^H h_k)\} \\ &= K \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \sum_{o=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\alpha}_m^* \hat{\alpha}_n^* \hat{\alpha}_o A_{l,m,n,o} + K \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\alpha}_n^* \frac{D_\alpha^2}{L} \times (A_{l,m,n,m} + B_{l,m,n}) \\ &\quad + K(K-1) \frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2} \left| \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\alpha}_m^* \frac{2J_1(\eta_{l,m})}{\eta_{l,m}} \right|^2, \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\text{où} \left\{ \begin{array}{l} \eta_{l,m} = 4\pi R \sin\left(\frac{\hat{\theta}_l + \theta_m}{2} - \psi_k\right), \\ z_k = \tilde{r}_k \sin\left(\frac{\hat{\theta}_l - \theta_m}{2}\right), \\ A_{l,m,n,o} = E\{\exp(j(\eta_{l,m} z_{k,l,m} - \eta_{n,o} z_{k,n,o}))\}, \\ B_{l,m,n} = (K-1) \frac{4J_1(\eta_{l,m})J_1(\eta_{n,m})}{\eta_{l,m}\eta_{n,m}}. \end{array} \right.$$

Il s'en suit des calculs précédents que le vecteur des poids peut être exprimé comme suit

$$\mathbf{w}_p = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\sqrt{h_{lim}}}. \quad (2.28)$$

\mathbf{w}_p dépend des paramètres estimés des canaux et des rayons, ce qui est disponible au niveau de chaque terminal. Quant à Δ et D_α , ils peuvent être diffusés dans le réseau à faible coût du même principe que la propagation monochromatique.

2.3.2 Scénario 2: Ambiguïté des coordonnées des terminaux et des paramètres de la diffusion

Cette section traite le cas où on considère des erreurs sur la localisation des terminaux ainsi que sur les paramètres des diffuseurs (α, θ) . Ce scénario représente un challenge car non seulement on doit faire l'hypothèse faite lors de la propagation monochromatique avec les ambiguïtés des coordonnées des terminaux, mais de plus, l'ajout d'autres erreurs supplémentaires.

L'effet des ambiguïtés peuvent ainsi être formulés dans le canal résultant comme suit

$$\hat{h}_k = \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_l \exp -j2\pi \tilde{R}(\tilde{r}_k + \Delta r_k) \cos(\theta_l - \psi_k + \Delta_{kl}). \quad (2.29)$$

où les différents erreurs sont définis comme les sections précédentes.

Il s'en suit de (2.29) que les poids actuels du matched DCB sont donnés par (2.23) et le vecteur de poids qui permettra ainsi d'anticiper la non-concordance du canal et la diffusion est décrit dans (2.24).

Comme aux sections précédentes, afin d'anticiper les problèmes de communication, nous combinons les expressions des canaux théoriques et actuels en respectant les mêmes conditions C1 et C2 pour enfin obtenir

$$|\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{h}| = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \alpha_l^* \alpha_m \sum_{k=1}^K \exp(j\eta_{lm} z_{klm}) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} v_{kl}\right). \quad (2.30)$$

$$\text{où} \begin{cases} z_{klm} = r_k \sin \left(\psi_k - \frac{\theta_l + \theta_m + \Delta_{lk}}{2} \right), \\ v_{kl} = \Delta r_k \cos(\psi_k - \theta_l - \Delta_{lk}), \\ \eta_{lm} = 4\pi R \sin \left(\frac{\theta_l - \theta_m + \Delta_{lk}}{2} \right). \end{cases}$$

Il s'en suit que

$$\begin{aligned} h_{lim} &= \lim_{K \rightarrow +\infty} (\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_k)^H (\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{h}_k) = \lim_{K \rightarrow +\infty} \left(\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \alpha_l^* \alpha_m \sum_{k=1}^K \exp(j\eta_{lm} z_{klm}) \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} v_{kl} \right) \right)^H \\ &\quad \times \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \alpha_l^* \alpha_m \sum_{k=1}^K \exp(j\eta_{lm} z_{klm}) \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} v_{kl} \right). \end{aligned} \quad (2.31)$$

Finalement, à partir de la loi des grands nombres, on tend K vers l'infini pour avoir

$$\begin{aligned} h_{lim} &= E \left\{ (\hat{h}_k^H h_k)^H (\hat{h}_k^H h_k) \right\} \\ &= K \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \sum_{o=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\alpha}_m^* \hat{\alpha}_n^* \hat{\alpha}_o A'_{l,m,n,m} \times B'_{ln} + K(K-1) \times \\ &\quad \left| \sum_{l1=1}^L \sum_{l2=1}^L \hat{\alpha}_{l1}^* \hat{\alpha}_{l2} \frac{2J_1(\eta_{l,m})}{\eta_{l,m}} {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -\left(\frac{\pi D_r}{\lambda}\right)^2 \right) \right|^2 + K \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \hat{\alpha}_l \hat{\alpha}_n^* \frac{D_\alpha^2}{L} (A'_{l,m,n,m} + C_{l,m,n}). \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\text{où} \begin{cases} A'_{l,m,n,m} = \exp(j(\alpha(\theta_l, \theta_m) z_{kl} - \alpha(\theta_n, \theta_o) z_{kn})), \\ B'_{ln} = \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} (v_{kl} - v_{kn}) \right), \\ C_{l,m,n} = (K-1) \frac{4J_1(\eta_{l,m}) J_1(\eta_{n,m})}{\eta_{l,m} \eta_{n,m}} \times {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; -\left(\frac{\pi D_r}{\lambda}\right)^2 \right). \end{cases}$$

Les poids désirés peuvent alors être déterminés à partir de (2.28). \mathbf{w}_p dépend une autre fois des paramètres estimés des canaux et des rayons. il dépend aussi de Δ_r et D_α . Toutes ces informations peuvent être facilement disponibles afin d'assurer de bonnes performances.

2.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté une nouvelle solution DCB qui permet non seulement d'anticiper la non-concordance du canal mais aussi d'agir contre le phénomène du scattering qui engendre des canaux polychromatiques. Les résultats présentés démontrent un gain significatif en termes de puissance utile reçue.

Le prochain chapitre présente l'analyse des performances en terme de puissance moyenne reçue et de complexité dans les deux cas monochromatique et polychromatique. Une comparaison avec d'autres algorithmes en terme de complexité sera faite avec plus de résultats de simulations.

Chapitre 3

Analyse des performances et simulations

3.1 Introduction

On démontre dans ce chapitre le calcul fait pour obtenir la puissance moyenne reçue ainsi que la complexité de la solution proposée dans chaque scénario traité. Des résultats de simulations sont aussi analysés afin de prouver la robustesse et l'efficacité de notre travail.

3.2 La puissance moyenne reçue

3.2.1 Avec ambiguïté de la phase

Sachant que

$$\mathbf{w}_p = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1)\frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2}}}. \quad (3.1)$$

Si on pose $A = \sqrt{K + K(K-1)\frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2}}$ et $\alpha(\phi) = 4\pi R \sin(\phi/2)$, la puissance moyenne reçue dans la direction ϕ est alors exprimée comme

$$F(\phi/z, \Delta_k) = \frac{1}{A} \sum_{k=1}^K \exp\left(-jz_k 4\pi R \sin\left(\frac{\phi}{2}\right)\right) \exp(j\Delta_k), \quad (3.2)$$

En utilisant le développement en série entière de la fonction exponentielle, on obtient

$$\begin{aligned} P_{av}(\phi) &= F^H(\phi/z, \Delta_k) \times F(\phi/z, \Delta_k) \\ &= \frac{K}{A^2} + \frac{K(K-1)}{A^2} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\alpha^p(\phi)}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(z_k^p) \mathbb{E}(E_k) \right] \left[\sum_{m=0}^{+\infty} \frac{\alpha^m(\phi)}{m!} (-j)^m \mathbb{E}(z_k^m) \mathbb{E}(E_k) \right]. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Or, les fonctions de Bessel de première espèce J_n sont définies par la série entière (de rayon de convergence infini) suivante:

$$J_n(x) = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{(-1)^p}{p!(n+p)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2p+n}. \quad (3.4)$$

Ainsi dans le cas où $A = K$, on obtient alors

$$P_w(\phi) = \frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| 2 \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2 \mathbb{E}^2(E_k). \quad (3.5)$$

Alors que notre solution donne une puissance moyenne reçue évaluée comme suit

$$P_{w_p}(\phi) = \frac{K + K(K-1) \frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2} \left| 2 \frac{J_1(\alpha(\phi))}{\alpha(\phi)} \right|^2}{K + K(K-1) \frac{\sin^2 \Delta}{\Delta^2}}. \quad (3.6)$$

A partir de cette équation, on peut remarquer que quand $\phi = 0$, la puissance moyenne reçue est égale à l'unité pour n'importe quelle erreur de phase. Cette solution est ainsi optimale.

3.2.2 Avec ambiguïté des coordonnées des terminaux

On a établi auparavant que le canal résultant des effets des ambiguïtés sur les coordonnées des terminaux est formulé comme suit

$$\hat{h}_k = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (r_k + \Delta_{r_k}) \cos(\psi_k + \Delta_{\psi_k})\right) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\psi_k)\right) E_k, \quad (3.7)$$

avec

$$E_k = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta_{r_k} \cos(\psi_k) - \Delta_{r_k} \Delta_{\psi_k} \sin(\psi_k) - r_k \Delta_{\psi_k} \sin(\psi_k)\right) = A_r A_\psi(0), \quad (3.8)$$

Les poids désirés ont été déterminés de la façon suivante

$$\mathbf{w}_p = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\sqrt{K + K(K-1)\mathbb{E}^2(E_k)}}. \quad (3.9)$$

La puissance moyenne reçue dans la direction ϕ est alors déterminée comme suit

$$\begin{aligned} P_w(\phi) &= \mathbb{E} \left[\frac{K}{A^2} + \frac{K(K-1)}{A^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1, l \neq k}^K \exp \left(-4j\pi R \left[z_k \sin \left(\frac{\phi - \Delta\psi_k}{2} \right) - z_l \sin \left(\frac{\phi - \Delta\psi_l}{2} \right) \right] \right) \right. \\ &\quad \left. \times \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} (v_k - v_l) \right) \right], \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\text{avec} \begin{cases} v_k = \Delta r_k \cos(\psi_k + \Delta\psi_k), \\ z_k = r_k \sin \left(\psi_k + \frac{\Delta\psi_k - \phi}{2} \right). \end{cases}$$

Posons $A_r = \mathbb{E}_{v_k} \left(\exp(j \frac{2\pi}{\lambda} v_k) \right)$ et $A_\psi(\phi) = \mathbb{E}_{z_k, \Delta\psi_k} \left(\exp \left(-4j\pi R z_k \sin \left(\frac{\Delta\psi_k - \phi}{2} \right) \right) \right)$. Ainsi, comme dans le chapitre précédent, le calcul de A_r donne

$$A_r = {}_1F_2 \left(0.5; 1, 1.5; - \left(\pi \frac{r_{max}}{\lambda} \right)^2 \right). \quad (3.11)$$

D'autre part, la moyenne de ψ_k est calculé comme suit

$$\begin{aligned} A_\psi(\phi) &= \mathbb{E}_{z_k, \Delta\psi_k} \left(\exp \left(-4j\pi R z_k \sin \left(\frac{\Delta\psi_k - \phi}{2} \right) \right) \right) \\ &= \mathbb{E}_{\Delta\psi_k} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\left(4\pi R \sin \left(\frac{\phi - \Delta\psi_k}{2} \right) \right)^p}{p!} (-j)^p \mathbb{E}(z_k^p) \right] \\ &= \mathbb{E}_{\Delta\psi_k} \left[\frac{2J_1 \left(4\pi R \sin \left(\frac{\phi - \Delta\psi_k}{2} \right) \right)}{4\pi R \sin \left(\frac{\phi - \Delta\psi_k}{2} \right)} \right]. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Par la suite, $\mathbb{E}(E_k)$ est obtenu en se basant sur le calcul précédent de la façon suivante

$$\mathbb{E}(E_k) = A_r A_\psi(0); \quad A_\psi(0) = {}_1F_2(0.5; 1.5, 2; - \left(\pi \frac{R\psi_{max}}{\lambda} \right)^2). \quad (3.13)$$

Enfin, la puissance moyenne reçue est donnée par

$$P_{w_p}(\phi) = \frac{K + K(K-1)|A_\psi(\phi)|^2|A_r|^2}{K + K(K-1)|A_\psi(0)|^2|A_r|^2}. \quad (3.14)$$

Il s'en suit de (3.14) que $P(0) = 1$ peut importer les erreurs d'estimation. Par conséquent, le DCB proposé est non seulement robuste mais aussi capable de compenser toute erreur d'estimation.

3.3 La complexité des deux algorithmes de comparaison

Il a été démontré que la complexité d'un CB est donnée comme suit [12]:

$$C = LL \left(m^2 \sum_{i=1}^{N_{soc}} n_i^{soc} + m^2 \sum_{i=1}^{N_{sd}} (n_i^{sd})^2 + m \sum_{i=1}^{N_{sd}} (n_i^{sd})^3 + m^3 \right) \log \left(\frac{1}{\delta} \right), \quad (3.15)$$

Où δ représente la précision de la solution optimale, LL et m désignent respectivement le nombre d'itérations et les contraintes d'égalité, N_{sd} et N_{soc} représentent le nombre de contraintes SDP et SOCP respectivement, n_i^{sd} et n_i^{soc} sont les dimensions du $i^{ème}$ SDP et du cône de second ordre, respectivement [13].

Les complexités de LL, m, n_i^{soc} , N_{soc} , et N_{sd} sont respectivement $O(K^{0.5})$, d, K^2+1 , d, et $3d+1$.

La complexité de n_i^{sd} est

- d pour $i=1, \dots, d$,
- $4Kd$ pour $i=d+1, \dots, 2d$,
- d pour $i=2d+1, \dots, 3d$,
- K pour $i=3d+1$.

Le tableau (3.1) récapitule la complexité des paramètres dans chaque algorithme.

La comparaison de ces algorithmes en terme de complexité avec $K = 15$ est présentée dans le tableau (3.2).

Tableau 3.1 – Complexité des paramètres.

Paramètres	L	m	n_i^{soc}	N_{soc}	n_i^{sd}	N_{sd}
Algorithme de comparaison [12]	$O(K^{0.5})$	d	$K^2 + 1$	d	$d(\forall i=1,\dots,d), 4Kd(\forall i=d+1,\dots,2d), d(\forall i=2d+1,\dots,3d), \text{ et } K(i=3d+1)$	$3d+1$
Non robuste [14]	$O(K^{0.5})$	d	0	0	$d(i=1) \text{ et } K(i=2)$	2
Worst case [15]	$O(K^{0.5})$	d+K	K^2	$5d+4K$	$d(i=1) \text{ et } K(i=2)$	2
CLT [16]	$O(K^{0.5})$	d	0	0	$K^2 + 1 (\forall i=1,\dots,d) \text{ et } K(i=d+1)$	d+1
Bernstein non robuste [17]	$O(K^{0.5})$	d	K+1	d	$d(\forall i=1,\dots,d), K(\forall i=d+1,\dots,2d), d(\forall i=2d+1,\dots,3d), \text{ et } K(i=3d+1)$	$3d+1$

Tableau 3.2 – Comparaison avec $K = 15$.

Les différentes méthodes	Algorithme de comparaison [12]	Non robuste [14]	Worst case [15]	CLT [16]	Bernstein non robuste [17]
Complexité	$O(1.6 \times 10^9)$	(3.7×10^5)	(1.7×10^8)	(6.96×10^{10})	(1.5×10^7)

3.4 Complexité du DCB proposé

3.4.1 Canal monochromatique

Dans le scénario monochromatique, les deux cas des phases et des noeuds sont résolus et la solution finale a une complexité de l'ordre de $O(1)$. En fait, l'expression closed-form des poids désirés obtenu nécessite quelques opérations finis et simples, ce qui nous donne cette complexité.

3.4.2 Pour un canal polychromatique

Dans le scénario polychromatique, les deux cas des phases et des terminaux sont dans l'ordre de $O(L^4)$. Nous fournissons une expression de complexité en fonction du nombre de diffuseurs L pour chaque cas:

$$C = 38L^4 + 73L^3 + 20L^2 + 12 \text{ pour le cas de l'erreur sur la phase,}$$

$$C = 46L^4 + 74L^3 + 26L^2 + 8 \text{ pour le cas de l'erreur sur les coordonnées des noeuds.}$$

3.5 Comparaison et évaluation

Afin de comparer les performances en termes de complexité, nous prenons $K=15$, $d=3$, $L=6$, $LL=10$, et $\delta = 0.1\%$.

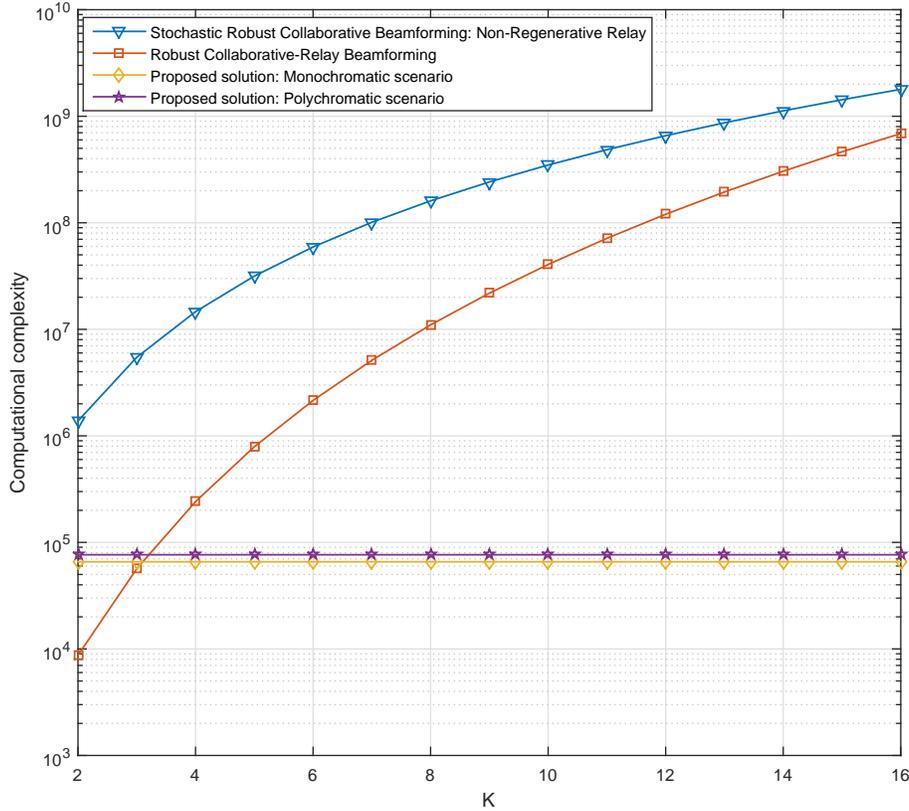


Figure 3.1 – Comparaison de la complexité des algorithmes versus le nombre de terminaux avec $L=6$.

Fig. 3.1 démontre la simplicité de notre algorithme par rapport aux deux autres dans les littératures pour presque toutes les valeurs de K . Le ratio de la complexité entre notre solution et les autres peut dépasser 10^4 pour des valeurs de K plus élevées. L'Augmentation du rapport est normal puisque la complexité de notre solution ne dépend pas de K alors que c'est le cas pour les autres algorithmes. L'étape suivante consiste à analyser les algorithmes en termes de robustesse.

3.5.1 Analyse du gain

Dans cette section, nous fournissons des représentations graphiques de la puissance désirée montrant que dans la plupart des cas, la puissance transmise est presque entièrement récupérée, et ainsi,

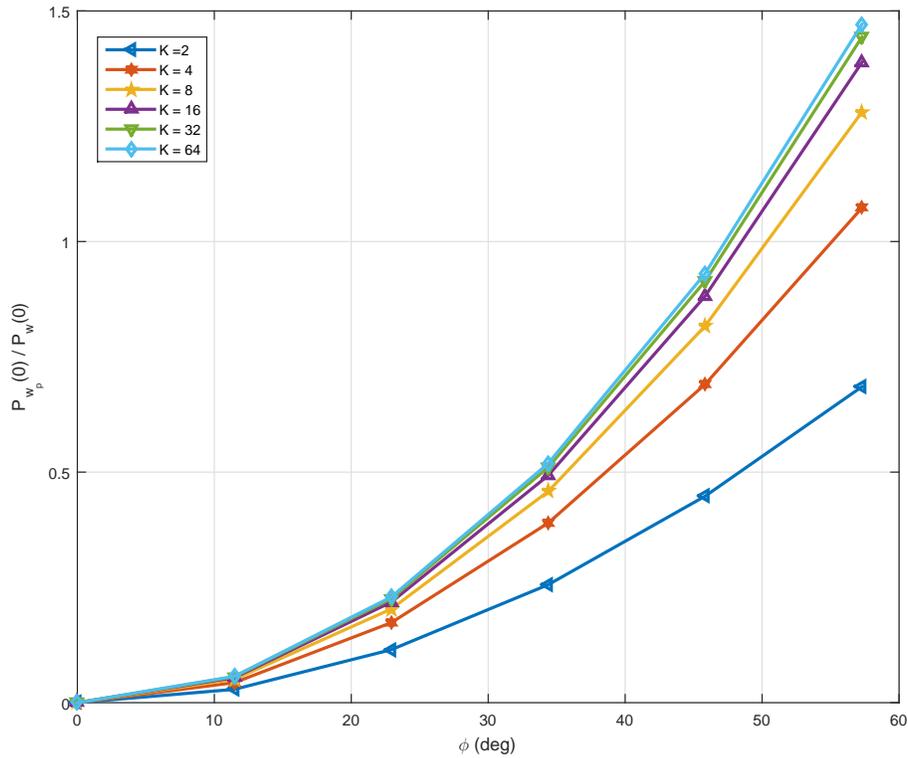


Figure 3.2 – Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal monochromatique versus les ambiguïtés de la phase et le nombre des terminaux.

on prouve l'efficacité de la solution.

Dans ces simulations, on a pris en considération 10^5 réalisations aléatoires de r_k , ψ_k , α_l , et θ_l pour $k = 1, \dots, K$ et $l = 1, \dots, L$. Dans toutes les figures, nous avons utilisé 6 diffuseurs ($L = 6$), une puissance d'émission unitaire ($p_s = 1$), et $\frac{R}{\lambda} = 1$.

Ambiguïté de phase

Fig. 3.2 et Fig. 3.3 représentent le rapport entre les puissances reçues obtenues avec les nouveaux poids proposés et les poids actuels pour différentes valeurs de K (de 2 à 64) dans les environnements monochromatiques et polychromatiques. Dans la Fig. 3.2, nous avons balayé la valeur de l'erreur de la phase de 0 à 0,9 rad (51.56°), alors que dans la Fig. 3.3, nous avons ajouté une erreur Gaussienne uniforme Δ_α tel que sa puissance est égale à $\frac{\Delta_\alpha^2}{L}$ ainsi que l'ajout d'une erreur Gaussienne uniforme sur θ_l . Sur la Fig. 3.2, le ratio tend à augmenter par rapport à K . En fait, il affecte la puissance produite sans notre solution car plus K augmente, plus il y a des erreurs et plus les

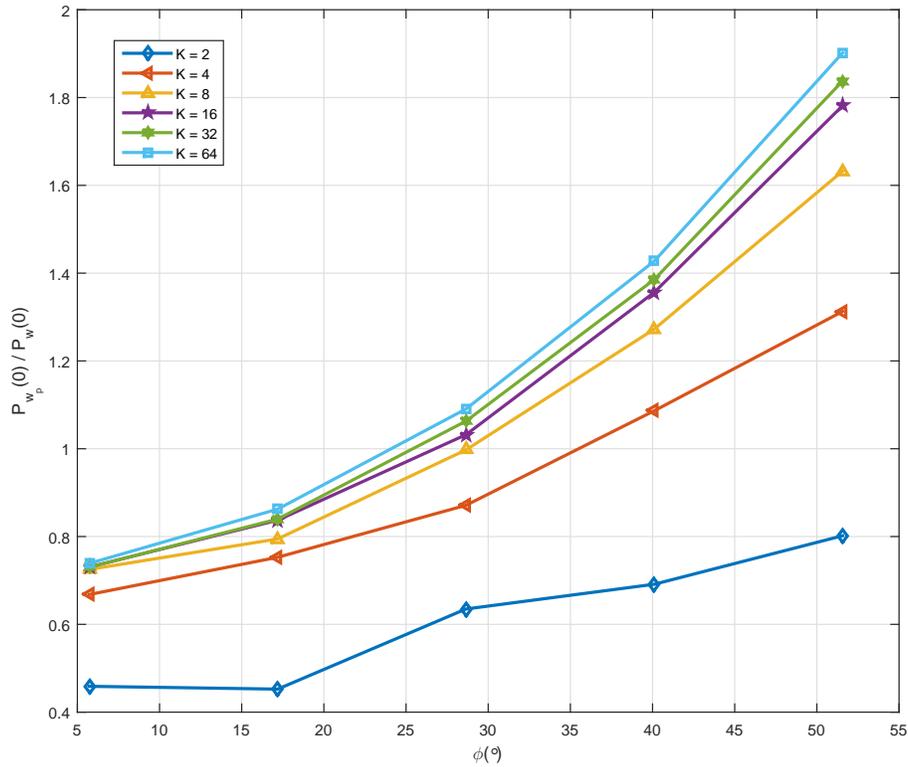


Figure 3.3 – Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal polychromatique versus les ambiguïtés de la phase.

erreurs d'estimations affectent le système. L'erreur ajoutée sur α explique le ratio plus élevé dans l'environnement polychromatique. L'effet de dispersion peut être sévère sur le channel mismatch, mais les poids proposés peuvent assurer une excellente récupération même à des valeurs d'erreurs extrêmes, qui seront évaluées à la Fig. 3.6.

Ambiguïté des coordonnées des terminaux

Fig. 3.4 et Fig. 3.5 reflètent le même ratio, mais avec l'addition des erreurs d'estimation de localisation au lieu de l'erreur de la phase dans le scénario monochromatique tout en ajoutant les mêmes erreurs sur α_l et θ_l dans le cas polychromatique. Les deux rapports sont nettement plus élevés par rapport aux scénarios précédents simplement parce que nous prenons en compte plus d'erreurs qui semblent plus nuisibles à la perte de puissance. Les poids proposés garantissent une récupération efficace dans les deux cas, même dans certaines conditions sévères, qui seront discutées plus loin. De plus, l'hypothèse de l'indépendance entre z_k et v_k peut aussi affecter la puissance reçue

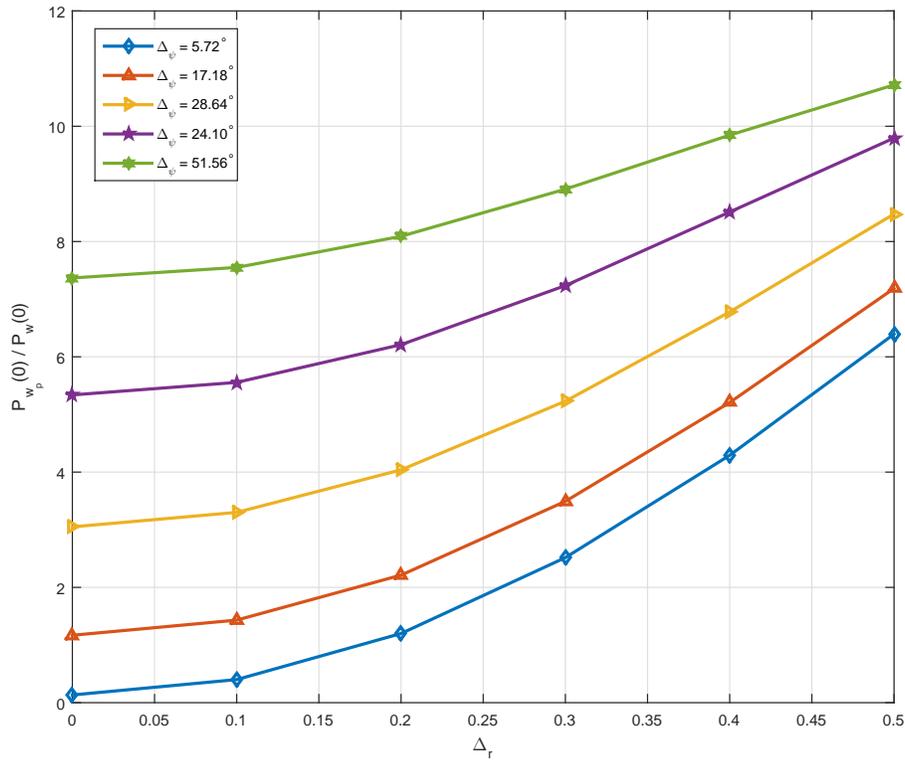


Figure 3.4 – Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal monochromatique versus les ambiguïtés sur les coordonnées des terminaux.

car l'indépendance n'est pas garantie à 100%, mais les performances restent élevées car la condition est presque satisfaite.

3.5.2 Résultats des performances

Ambiguïté de phase

Fig. 3.6 illustre la puissance reçue désirée dans les quatre scénarios avec plusieurs configurations des paramètres. Fig. 3.6a souligne la puissance reçue désirée dans un canal monochromatique avec les erreurs sur la phase pour plusieurs valeurs de K (de 2 à 64). De toute évidence, la solution proposée est optimale dans ce cas car la puissance reçue est toujours égale à l'unité quelle que soit l'erreur introduite de n'importe quel terminal.

Fig. 3.6c décrit la puissance reçue désirée dans un canal polychromatique lorsqu'on introduit non seulement une erreur sur la phase mais aussi deux erreurs sur les paramètres des diffuseurs.

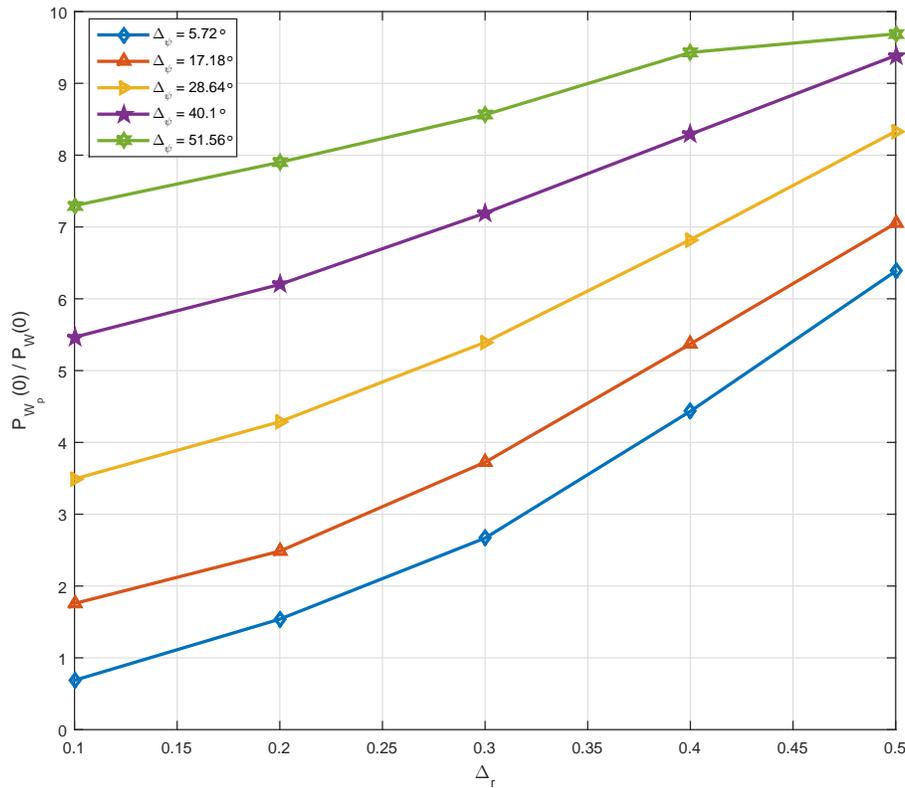


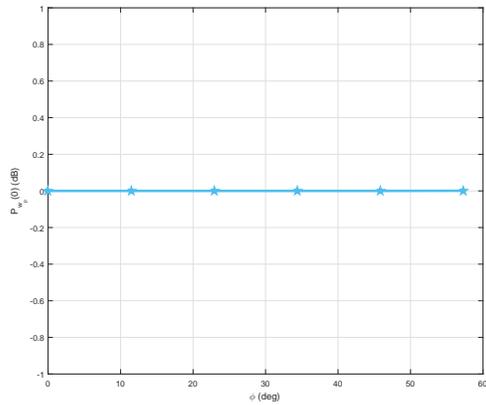
Figure 3.5 – Ratio entre les puissances reçues des poids théoriques et actuels du canal polychromatique versus les ambiguïtés sur les coordonnées des terminaux avec $K = 16$ et $\Delta_\alpha = 20\%$.

Tout comme la Fig. 3.6a, les résultats sont optimaux. La puissance désirée est égale à l'unité pour toute erreur de phase allant jusqu'à 0,9 rad.

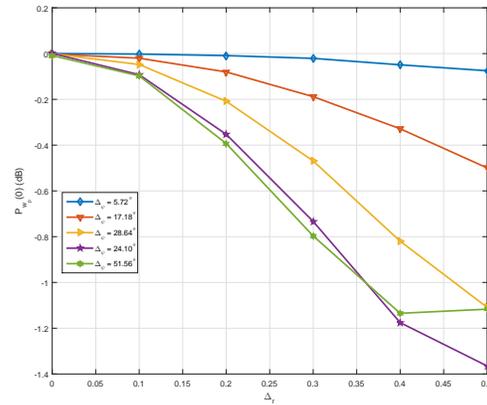
Ambiguïté des coordonnées des terminaux

Fig. 3.6b trace le signal de la puissance reçue désirée dans un canal monochromatique tout en ajoutant deux erreurs différentes sur les paramètres de localisation. Les erreurs sur r varient de 0% jusqu'à 50% tandis que l'erreur sur ψ peut atteindre 0,9 rad. La perte de la puissance affichée lorsque les erreurs sont très élevées s'explique par le fait que l'hypothèse de l'indépendance entre z_k et v_k est parfois légèrement pas respectée. La dépendance entre ces deux variables affecte très peu les performances de cette solution, ce qui est démontré par les résultats de la figure.

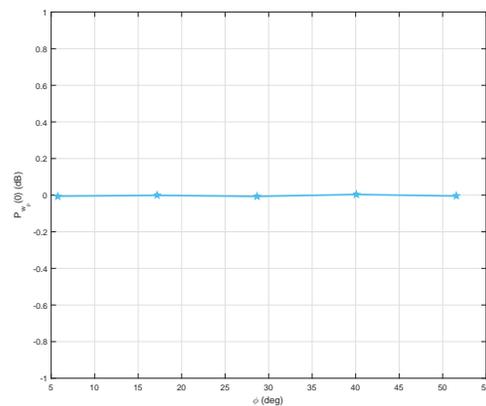
Fig. 3.6d représente le scénario le plus général de notre travail où il y a des erreurs sur les paramètres de localisation et de diffusion dans un canal polychromatique. Les résultats présentés sont



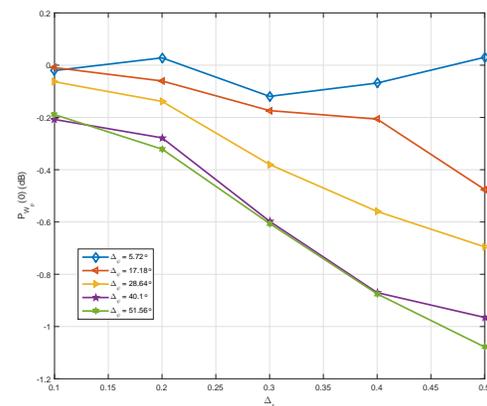
(a) Ambiguïté de phase dans un canal monochromatique



(b) Ambiguïté des coordonnées des terminaux dans un canal monochromatique



(c) Ambiguïté de phase dans un canal polychromatique



(d) Ambiguïté des coordonnées des terminaux dans un canal polychromatique

Figure 3.6 – Ambiguïté des différents paramètres dans les milieux monochromatiques et polychromatiques

satisfaisants même avec l’hypothèse de l’indépendance entre z_k et v_k . Ces résultats sont également validés pour n’importe quel nombre de noeuds K .

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques résultats de simulation de notre solution proposée. Nous avons aussi implémenté les deux algorithmes existants dans la littérature et nous avons établi une comparaison avec notre travail.

Conclusion générale

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 beamformer distribué qui offre une robustesse face aux CSI imparfaits a été abordé dans notre travail. Notre technique a maintenu la puissance désirée tout en minimisant l'échange d'information et l'effet des différents erreurs d'estimation.

C'est dans ce contexte que le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit. Il consiste à concevoir une nouvelle solution DCB robuste dans les futurs réseaux sans fil. Le phénomène de la diffusion a été pris en considération ainsi que les erreurs d'estimations afin d'avoir une solution globale pour les applications en temps réel.

Le théorème des grands nombres a été utilisé pour aboutir aux résultats. Nous avons réussi à déterminer une solution analytique pour le cas monochromatique et nous avons déterminé une solution asymptotique capable de fournir des performances proches de la solution optimale pour le cas polychromatique. Nous avons démontré que notre algorithme est plus performant et moins complexe que les algorithmes de comparaison de la littérature.

Plusieurs travaux de recherche et développement peuvent être considérés comme extensions de ce travail. La prochaine étape consiste à concevoir, avec le même principe un algorithme pour une communication double-hop. Dans un second lieu, l'implémentation de notre solution nous permettra de mettre en oeuvre ce nouvel algorithme et, sur un plan personnel, cela nous donnera l'opportunité de toucher plusieurs aspect de la recherche et développement scientifique.

Références

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] Mats Bengtsson and Bjorn Ottersten. Low-complexity estimators for distributed sources. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(8):2185–2194, 2000.
- [11] Slim Zaidi and Sofiène Affes. Distributed collaborative beamforming in the presence of angular scattering. *IEEE Transactions on Communications*, 62(5):1668–1680, 2014.
- [12] 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.

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Behrad Mahboobi, Ehsan Soleimani-Nasab, and Mehrdad Ardebilipour. Outage probability based robust distributed beam-forming in multi-user cooperative networks with imperfect csi. *Wireless personal communications*, 77(3), 2014.
- [17] Dhananjaya Ponukumati, Feifei Gao, and Chengwen Xing. Robust peer-to-peer relay beamforming: A probabilistic approach. *IEEE Communications Letters*, 17(2):305–308, 2013.