

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

**CONCEPTION DE TECHNIQUES DE FORMATION DE VOIE
COLLABORATIVE POUR LES FUTURS RÉSEAUX DE
COMMUNICATIONS SANS-FIL 5G**

Par

Bouthaina Hmidet

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

Jury d'évaluation

Président du jury et examinateur interne

Prof. Tayeb A. Denidni
INRS-ÉMT

Examineur externe

Prof. Georges Kaddoum
ÉTS

Directeur de recherche

Prof. Sofiène Affes
INRS-ÉMT

Remerciements

En premier lieu, j'exprime toute ma gratitude et mes respects les plus sincères à mon directeur de recherche Pr. Sofiène Affes pour l'aide qu'il a bien voulu m'accorder tout au long des différentes étapes de mes travaux de recherche, pour ses critiques constructives et ses précieux conseils. Je le remercie en plus de m'avoir donné l'opportunité de m'épanouir au sein de son équipe, de son support et de son encouragement continus.

Je tiens aussi à remercier toute l'équipe de Wirelesslab et particulièrement Mr. Zaidi avec qui j'ai collaboré pendant toute la durée de ma maîtrise.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'évaluer ce travail.

Je remercie aussi mes parents pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices continus, leur patience et leurs directives. Que Dieu vous procure santé et longue vie.

Merci à ma soeur, mon frère et mes amis; mes sources d'inspiration et de bonheur. Je leur dois leur soutien continu, leur sens de partage et leur aide valorisante.

Plus personnellement, je remercie mon fiancé, Ahmed, pour son aide, son écoute et surtout son amour qui m'a donné la force d'aboutir à ce résultat.

Bouthaina Hmidet

Résumé

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'implémentation d'une technique de formation de voie collaborative ou *Collaborative Beamforming (CB)* pour les systèmes de communication sans-fil. On montre que l'utilisation de cette technique dans un tel réseau permet d'une part de réaliser une communication fiable entre une paire source-récepteur donnée, et de prolonger d'autre part la durée de vie des batteries des terminaux. Puisque plusieurs applications des réseaux sans-fil peuvent bénéficier d'une optimisation du rapport signal sur bruit (SNR) ou même du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR) reçu, on s'est particulièrement intéressé, dans ce travail, à l'implémentation du CB à SNR/SINR-optimal dans les réseaux sans-fil. On considère alors un système où une source S transmet son signal vers un réseau sans-fil et avec laquelle interfèrent $I - 1$ émetteurs. Ce réseau est formé par K terminaux uniformément distribués sur un disque de rayon normalisé \tilde{R} . Chaque terminal multiplie par la suite son signal reçu par un poids judicieusement choisi et transmet le tout vers le récepteur. Ces poids ont été calculés de manière à maximiser le SNR/SINR reçu. Malheureusement, il s'est avéré qu'ils sont dépendants des informations localement indisponibles au niveau de chaque terminal, ce qui rend impossible l'implémentation de cette technique dans les réseaux sans-fil à faibles coûts en termes de débits de signalisation, consommation de puissance et complexité.

Dans ce mémoire, deux nouvelles techniques, dites CBD implémentables dans les réseaux sans-fil et dont les performances s'approchent de celles du CB à SNR/SINR-optimal, sont alors proposées. Leur diagramme de rayonnement sont analysés et leurs performances sont exposées. On démontre aussi que les nouvelles techniques proposées sont non seulement très efficaces en termes de suppression des interférences, mais permettent aussi de réaliser un SNR/SINR K fois supérieur à celui obtenu lorsque le signal de la source est acheminé directement vers le récepteur sans aucun autre traitement.

Abstract

In this MSc thesis, we propose a distributed collaborative beamforming technique (DCB) that takes into account the presence of scattering effect in the channel for wireless communication systems. We show that this technique allows to perform a reliable communication between a source and a receiver, and to extend the terminals' battery life. Since many applications of wireless networks can benefit from optimizing the received signal to noise ratio (SNR) or signal to interference plus noise ratio (SINR), we were particularly interested in the implementation of SNR/SINR-optimal CB in wireless networks. The system of interest includes a source S which transmits its signal to a wireless network with which add up $I - 1$ interferers. The network contains K uniformly distributed terminals on a disc with a normalized radius \tilde{R} . Each terminal multiplies, thereafter, the received signal by a suitably selected weight, and forwards it to the receiver. These weights are calculated to maximize the received SNR/SINR. We show that they depend on non-local CSI (NLCSI), thereby hampering its implementation in a distributed fashion, i.e., at low cost in overhead, power consumption and complexity.

This work will contribute to the design of robust CB techniques under polychromatic channels whose weights depend solely on local CSI (LCSI). This will make the implementation possible in a distributed fashion. Their performance in terms of average SNR/SINR are analyzed and compared to SNR/SINR-optimal ones as well as two basic techniques in the existing literature: monochromatic-DCB (M-DCB), and bichromatic-DCB (B-DCB). Simulations and numerical results show that the proposed techniques perform closely to their NLCSI-based counterparts. We also prove that the new techniques are not only efficient in terms of interference suppression, but also able to achieve SNR/SINR values K times higher than those obtained when the source signal is forwarded directly to the receiver without any other additional processing.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Abstract	vii
Liste des figures	x
Liste des abréviations	xiii
Introduction	1
1 La technique de CB	5
1.1 Le principe de la technique de CB	5
1.2 Les types de CB	7
1.2.1 Le CB conventionnel	7
1.2.2 Le Null-Steering CB	10
1.2.3 Le MPDR-CB	12
1.3 Diagramme de rayonnement moyen du CB	12
1.3.1 Le lobe principal	14
1.3.2 Les lobes secondaires	16
1.4 Les défis du CB	16
1.5 Solution existante: B-CB	18
2 Conception d'une technique CBD dans un système à un seul émetteur	23
2.1 Description du système	23
2.2 Le CB à SNR-optimal	25
2.3 Le CB distribué (CBD)	26
2.4 Analyse de performances du CBD	28
2.4.1 CBD proposé vs M-CBD	28
2.4.2 CBD proposé vs CBO	30
2.5 Résultats de simulations	31
3 Conception d'une technique CBD dans un système à plusieurs émetteurs	35
3.1 Description du système	35
3.2 Le CB à SINR-optimal	37
3.3 Le CB distribué (CBD)	39
3.4 Analyse de performances du CBD	40
3.5 Résultats de simulations	44

Conclusion	47
A Démonstration du Théorème 1	49
Références	57

Liste des figures

1.1	Modèle du système CB.	6
1.2	Fonctionnement du CB.	7
1.3	$\hat{P}_m^c(\phi)$ en fonction de ϕ pour $\tilde{R} = 1, 2, 8$ et $K = 16, 256$	14
1.4	Les diagrammes de rayonnements réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_M\}$ pour $\sigma_\theta = 10, 17$ (deg), $R/\lambda = 1, 3$ et $K = 20$ pour des distributions des terminaux: Gaussienne et Uniforme [25].	20
1.5	Les ASANRs empiriques et analytiques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASNRs empiriques correspondants en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ pour des distributions des terminaux Gaussienne et Uniforme [25].	21
2.1	Modèle du système CB à un seul émetteur.	24
2.2	Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Uniforme.	32
2.3	Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.	32
2.4	Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Uniforme.	33
2.5	Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.	34
3.1	Modèle du système CB à plusieurs émetteurs.	36
3.2	Le diagramme de rayonnement moyen réalisé par $\tilde{\mathbf{w}}$ pour $K = 20$, $R/\lambda = 10$, $L = 4$, $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $[\phi_2, \phi_3] = [3, 7]$ (deg) lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.	44
3.3	Le rapport $ASAINR_{\tilde{\mathbf{w}}}/ASAINR_{\mathbf{w}_M}$ en fonction de K pour $R/\lambda = 10$, $L = 4$, $[\phi_2, \phi_3] = [2, 6, 8]$ (deg) et pour différentes valeurs de $\sigma_\theta = 5, 10, 50$ (deg).	45

Liste des abréviations

A

AF Amplify-and-Forward

ASAINR Average-Signal-to-Average-Interference-plus-Noise Ratio

ASANR Average-Signal-to-Average-Noise Ratio

ASNR Average-Signal-to-Noise Ratio

B

B-CBD Bichromatique CBD

C

CB Collaborative Beamformnig ou formation de voie collaborative

CBD CB Distribué

CBO CB optimal

CSI Channel State Information

D

DDIs Directions d'arrivée des interférences

DF Decode-and-Forward

L

L-CSI Local-CSI

M

M-CBD Monochromatique CBD

MIMO Multiple-Input Multiple-Output

MPDR Minimum Power Distortionless Response

MFO Multiple Frequency Offset

MTO Multiple Timing Offset

N

NL-CSI Non Local-CSI

S

SNR Signal to Noise Ratio

SINR Signal to Interference plus Noise Ratio

Introduction

Les nouvelles technologies sans-fil sont maintenant en plein essor et jouent un rôle de plus en plus important dans notre mode de vie. L'intégration de nouvelles techniques de diversité dans ces systèmes de communications sans-fil a permis de répondre rapidement aux demandes croissantes [1–6]. Cette diversité spatiale exige généralement plus qu'une antenne à l'émetteur et/ou au récepteur. Cependant, de nombreux appareils sans-fil sont limités à une seule antenne sous les contraintes de taille ou même de complexité du matériel [7]. Récemment, une nouvelle classe de techniques appelée «Communication Coopérative» a été proposée. Celle-ci permet aux mobiles à une seule antenne dans un environnement multi-utilisateurs de partager leur antennes et de générer un émetteur virtuel multi-antennes. On parle ainsi d'une diversité à l'émission.

Cette technique permet alors aux mobiles mono-antenne de récupérer quelques avantages des systèmes Multiple-Input Multiple-Output (MIMO). L'idée de base est que les mobiles mono-antenne peuvent «partager» leurs antennes de sorte qu'ils créent un système MIMO virtuel. Plusieurs résultats importants dans ce domaine ont été réalisés jusqu'à présent, conduisant à une éclosion de nouvelles activités de recherche.

L'idée de la communication coopérative est générale au niveau conceptuel car elle peut-être appliquée aux réseaux ad-hoc sans-fil, les réseaux de capteurs sans-fil ainsi que les réseaux cellulaires.

Les coopérations peuvent se faire soit en utilisant des terminaux relais supplémentaires pour enchaîner les communications entre les sources et leurs destinations correspondantes, soit en permettant aux terminaux de communication dans le réseau de s'entraider pour communiquer avec leurs destinations correspondantes. Les systèmes utilisant la première catégorie de coopération sont souvent appelés les systèmes de relais, et les systèmes utilisant la deuxième sont désignés par systèmes à terminaux coopératifs.

C'est dans la première catégorie que la technique formation de voie collaborative ou "collaborative beamforming" (CB) est inscrite. Cette technique consiste principalement à réaliser une transmission directionnelle et distribuer la consommation d'énergie sur un groupe de terminaux.

Comme cette technique est utilisée pour acheminer les données entre une source S et un récepteur donné, la communication entre les deux terminaux s'établit en deux étapes. Dans la première étape, la source S commence par émettre un signal vers les K terminaux du réseau sans-fil tandis que, dans la deuxième étape, chaque terminal multiplie son signal reçu par un poids judicieusement choisi et transmet le tout vers le récepteur. Ces poids sont, en fait, sélectionnés de façon à ce que les signaux émis par les terminaux se combinent de manière constructive au niveau du récepteur [1, 2, 8, 9]. Dans [1], [8], il a été prouvé que le CB permet de réaliser un rapport signal sur bruit (SNR) K fois supérieur à celui obtenu lorsque le signal de la source est acheminé directement vers le récepteur. Il a été aussi démontré qu'en utilisant cette technique, la puissance transmise par chaque terminal est inversement proportionnelle à K . Ainsi, lorsque le nombre de terminaux K est augmenté, le SNR est amélioré et la durée de charge des batteries des terminaux est prolongée.

Étant donné que chaque terminal est équipé d'une seule antenne omnidirectionnelle, les terminaux coordonnent leur transmission et agissent en collaboration comme étant un réseau d'antennes. Comme ils sont capables de partager des données et de synchroniser leur phase et porteuse, les données peuvent être ainsi transmises de manière cohérente. Cette synchronisation est réalisée en utilisant des symboles de conditionnement qui sont transmis simultanément à partir des terminaux. Ces symboles sont directement modulables en séquences polyphasées orthogonales.

Grâce à tous ces avantages pratiques, l'idée de l'utilisation de la technique de CB dans les réseaux sans-fil a attiré l'attention de la communauté de recherche et a fait récemment l'objet de plusieurs études. En supposant que les terminaux sont uniformément distribués, une technique de CB a été présentée dans [1] et les caractéristiques de son diagramme de rayonnement ont été analysées. Ces caractéristiques ont été aussi étudiées dans [2] dans le cas d'une distribution Gaussienne des terminaux. Afin d'améliorer les propriétés du diagramme de rayonnement du CB, des algorithmes de sélection des terminaux visant à restreindre le lobe principal et minimiser les effets des lobes secondaires ont été, respectivement, proposés dans [10] et [11]. Dans [9], l'utilisation du CB a été étendue vers les réseaux ad-hoc. En outre, de nouvelles techniques de CB qui permettent d'améliorer l'efficacité énergétique du réseau sans-fil et de prolonger la durée de charge des batteries des termi-

naux ont été respectivement proposées dans [12] et [13]. Dans [6], le problème de synchronisation des terminaux en temps et en fréquence a été abordé et des protocoles de synchronisation ont été proposés dans [14], [15], [16], afin de faciliter l'implémentation du CB dans les réseaux sans-fil. Les différents défis imposés par la technique CB ont été passés en revue dans [17].

Malgré leurs apports scientifiques majeurs, aucune de ces contributions n'a traité le cas où des interférences existent et perturbent la communication entre la source et le récepteur, une situation très réponde dans le domaine des communications sans-fil. Dans un tel cas, afin d'assurer une communication fiable, il ne suffit plus d'améliorer le SNR, mais il faut prendre aussi en considération la puissance reçue des interférences pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences (SINR) à la réception. Conçu pour les systèmes centralisés [8], [18], le CB à SINR-optimal est une technique capable de réaliser un SINR maximal au niveau du récepteur. Bien que plusieurs applications des réseaux sans-fil puissent bénéficier d'une optimisation du SINR reçu, à notre connaissance, il n'y a eu aucune tentative pour implémenter le CB à SINR-optimal dans les réseaux sans-fil avec un canal polychromatique. Dans le cadre de ce mémoire, on s'intéresse alors à l'étude et l'implémentation de ces deux techniques dans les réseaux sans-fil. Ce travail est divisé en trois principaux chapitres.

Dans le chapitre 1, on commence par présenter la technique CB, expliquer son fonctionnement et énumérer ses différents types en mettant en évidence leurs avantages et limites respectifs. Dans ce chapitre, l'importance de l'utilisation de cette technique dans les réseaux sans-fil est aussi démontrée, et les défis qu'il faut surmonter lors de son implémentation sont détaillés.

Dans le chapitre 2, le CB à SNR-optimal est traité et le vecteur des poids associé à cette technique est dérivé. Ces poids se révèlent être dépendants des informations localement indisponibles au niveau de chaque terminal. Étant donné la nature distribuée des réseaux sans-fil, ceci rend impossible l'implémentation de cette technique à des coûts acceptables en termes de débit de signalisation, consommation de puissance et complexité. Dans ce chapitre, une nouvelle technique CB implémentable dans ces réseaux et dont les performances s'approchent de celles du CB à SNR-optimal est alors proposée. Son diagramme de rayonnement est analysé et ses performances sont exposées. A la fin de ce chapitre, plusieurs simulations seront fournies pour appuyer les résultats théoriques déjà démontrés.

Dans le chapitre 3, on traite le cas des interférences qui perturbent la communication entre la source et le récepteur. Dans un tel cas, on étudie le CB à SINR-optimal ainsi que le vecteur des poids correspondant. Par la suite, une nouvelle technique de CB implémentable dans un tel réseau avec des performances proches de celles du CB à SINR-optimal sera proposée et analysée, tout en la comparant à des techniques existantes.

Chapitre 1

La technique de CB

Introduction

Le CB est une méthode de traitement des signaux utilisée dans les systèmes de communications sans-fil. Elle assure la transmission ainsi que la réception des signaux dans une ou plusieurs directions d'intérêt avec un gain important en puissance, tout en atténuant les signaux dans les autres directions. Le CB peut être mis en place aussi bien au niveau de l'émission que la réception. Dans ce travail, on s'intéresse uniquement au CB à la réception.

Donc, au cours de ce premier chapitre, on va introduire cette technique et expliquer son fonctionnement judicieusement. Par la suite, on va énumérer ses différents types tout en soulignant leurs avantages et limites respectifs.

1.1 Le principe de la technique de CB

Le CB est une technique efficace qui permet d'exploiter d'une part les terminaux sources à faibles puissances et de réaliser des transmissions à longues distances vers la destination finale d'une autre part. Ce mécanisme répond bien évidemment aux exigences et aux contraintes de la communication des données à faible puissance et aux terminaux distribués dans le système. Cette technique peut être également appliquée à très grande échelle surtout dans les nouvelles générations des systèmes cellulaires.

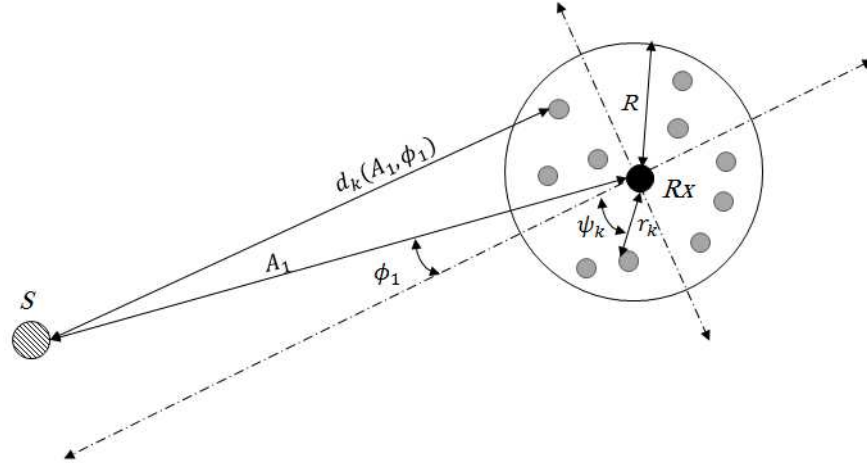


Figure 1.1 – Modèle du système CB.

Afin de mieux expliquer le fonctionnement de cette technique à la réception, on assume le modèle du système comme illustré dans la Figure 1.1. Ce système est constitué d'une source S , dont les coordonnées polaires sont (A_1, ϕ_1) , et d'un récepteur situé au centre d'un disque de rayon R , où K terminaux sont aléatoirement distribués. On suppose que chacun de ces terminaux est équipé d'une seule antenne isotopique, formant ainsi un réseau d'antennes indépendantes. On suppose aussi qu'aucun lien direct n'existe entre la source S et le récepteur. Par souci de simplicité et de clarté et afin de mettre en évidence les performances du CB, dans ce chapitre on suppose, aussi, que le canal qui sépare le k -ième terminal du récepteur est idéal [1]. Notons qu'un modèle de canal plus réaliste sera considéré dans les chapitres 2 et 3.

Lorsque la source S transmet un signal s_1 vers le réseau d'antennes, le vecteur de signaux reçus au niveau des terminaux sera défini par :

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

où $\mathbf{g}_1 = [[\mathbf{g}_1]_1 \dots [\mathbf{g}_1]_K]$ avec $[\mathbf{g}_1]_k$ la réponse du canal entre la source et le k -ième terminal, et \mathbf{v} le vecteur des bruits au niveau des terminaux.

Le CB à la réception consiste alors à focaliser les antennes des terminaux sur la direction (A_1, ϕ_1) de la source S afin de favoriser la réception du signal s_1 , et d'atténuer tout autre signal reçu de la direction $(A, \phi) \neq (A_1, \phi_1)$. Ceci se traduit par la multiplication par un coefficient complexe, appelé poids ou pondération, du signal reçu au niveau de chaque terminal [8]- [9]. Comme illustré dans

la Figure 1.2, ces signaux ainsi pondérés sont par la suite additionnés afin de réaliser un filtrage spatial permettant de privilégier la réception du signal s_1 émis par la source S , et d'atténuer tout signal émis de n'importe quelle autre direction. Le signal reçu par le récepteur est alors donné par:

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

où $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur des poids avec w_k le poids correspondant au k -ième terminal. Ces poids sont, en fait, judicieusement sélectionnés de façon à satisfaire un critère donné tel que l'optimisation de la puissance reçue de la source S , la suppression des interférences, etc. Différentes techniques CB permettant de satisfaire ces critères seront alors détaillées et comparées dans la suite de ce mémoire.

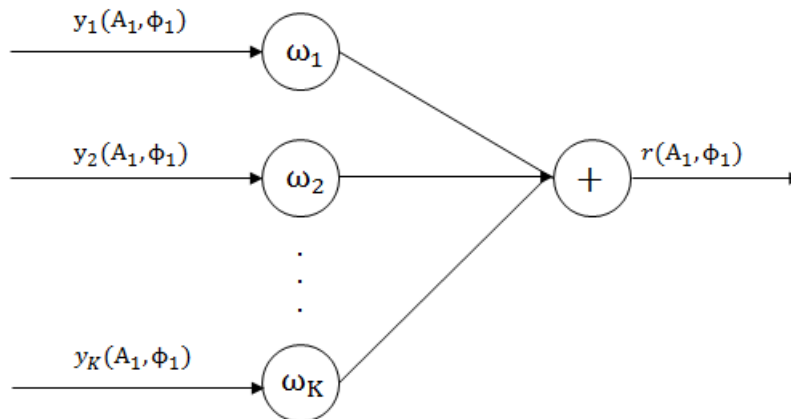


Figure 1.2 – Fonctionnement du CB.

1.2 Les types de CB

Différents types de CB vont être analysés dans cette section tout en mettant en évidence leurs avantages ainsi que leurs limites.

1.2.1 Le CB conventionnel

Pour combiner les signaux, le CB conventionnel utilise un ensemble fixe de poids et de déphasages en se référant principalement aux informations d'emplacement des terminaux dans l'espace et des directions des ondes intéressantes [1]. La réponse du canal entre la source S et le k -ième terminal

sous certaines hypothèses est définie par [1], [8], [9]:

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

où c_1 est l'atténuation et

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

où λ est la longueur d'onde et $d_k(A_1, \phi_1) = d_k(A = A_1, \phi = \phi_1)$ est la distance entre le k -ième terminal et la source S de coordonnées (A_1, ϕ_1) . Ainsi, le vecteur de poids \mathbf{w}_1 associé au CB conventionnel peut être défini par [1]:

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

où $\mathbf{a}_1 = [[\mathbf{a}_1]_1 \dots [\mathbf{a}_1]_K]$. En utilisant (1.1) et (1.2), le signal reçu au niveau du récepteur est alors donné par :

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

En utilisant (1.6), la puissance totale reçue à la réception sera donnée par :

$$P(A_1, \phi_1) = P_{\mathbf{w}_1, s_1} + P_{\mathbf{w}_1, n}, \quad (1.7)$$

où $P_{\mathbf{w}_1, s_1} = |s_1|^2 c_1^2 = p c_1^2$ représente la puissance utile reçue de la part de la source S d'un signal s_1 avec une puissance p , et $P_{\mathbf{w}_1, n} = \frac{\sigma_{\mathbf{v}}^2}{K}$ est celle du bruit total avec $\sigma_{\mathbf{v}}^2$ est la puissance du bruit au niveau de chaque terminal.

Pour un émetteur e situé sur le disque avec les coordonnées (A, ϕ) , et qui émet un signal s de même puissance p vers le récepteur, le signal reçu peut être exprimé comme suit:

$$r(A, \phi) = s \mathbf{w}_1^H \mathbf{g} + \mathbf{w}_1^H \mathbf{v}, \quad (1.8)$$

où $\mathbf{g} = [[\mathbf{g}]_1 \dots [\mathbf{g}]_K]$, avec

$$[\mathbf{g}]_k = c e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_k(A, \phi)}, \quad (1.9)$$

étant la réponse du canal entre l'émetteur e et le k -ième terminal. Dans (1.9), c est l'atténuation et $d_k(A, \phi)$ est la distance entre le k -ième terminal et l'émetteur e .

La puissance reçue est alors donnée par :

$$P(A, \phi) = P_{\mathbf{w},s} + P_{\mathbf{w},n}, \quad (1.10)$$

où $P_{\mathbf{w},s} = pc^2\kappa(A, \phi)$ est la puissance utile reçue de la part de l'émetteur e , avec

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

Par la suite, on prouve que le facteur $\kappa(A, \phi) \leq 1$ et qu'il peut atteindre son maximum seulement lorsque $(A, \phi) = (A_1, \phi_1)$. Ainsi, Le CB conventionnel assure d'une part la maximisation des signaux émis à partir de (A_1, ϕ_1) et d'autre part l'atténuation de tout signal émis à partir de $(A, \phi) \neq (A_1, \phi_1)$. En outre, lorsque la source S émet le signal s_1 , le SNR à la réception est donné par :

$$\eta_k = \frac{Kpc_1^2}{\sigma_{\mathbf{v}}^2}. \quad (1.12)$$

D'après (1.12), le SNR réalisé grâce au CB est K fois supérieur à celui obtenu lorsque le signal de la source est acheminé directement vers le récepteur. Par conséquent, le CB conventionnel permet non seulement de privilégier les signaux émis à partir d'une direction particulière prédéfinie, mais aussi de réaliser un gain en SNR égal au nombre des terminaux K . En plus, la puissance transmise par le k -ième terminal est définie par :

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

En utilisant (1.13), on remarque bien qu'il suffit d'augmenter le nombre des terminaux K pour diminuer l'énergie consommée au niveau de chaque terminal, et ainsi prolonger la durée de leur vies. En termes de complexité, cette technique est relativement simple à mettre en oeuvre. En effet, au niveau du k -ième terminal, seule la connaissance de la direction d'arrivée ϕ_1 et de la distance $d_k(A, \phi)$ est requise pour l'implémentation du CB conventionnel. Ce terminal doit être alors capable d'estimer ces valeurs. Heureusement, une multitude d'algorithmes d'estimation de

la direction d'arrivée et de la distance existent et peuvent être implémentés au niveau de chaque terminal.

En dépit de tous ces avantages, l'efficacité du CB conventionnel se dégrade rapidement lorsque un ou plusieurs émetteurs transmettent, simultanément avec la source S , des signaux interférants vers le récepteur. Ceci nous mène à étudier une technique de CB plus performante, dans une telle situation, appelée le null-steering CB [1], [19].

1.2.2 Le Null-Steering CB

Le Null-steering CB est une technique visant à supprimer totalement les interférences, ceci grâce à une sélection appropriée de poids qui permet d'annuler la puissance reçue de ces interférences. Dans la suite, on suppose que L émetteurs incluant la source S transmettent simultanément leurs signaux vers le réseau d'antennes. Le vecteur des signaux reçus au niveau des K terminaux est alors défini par :

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

où s_l est le signal de puissance p transmis par le l -ième émetteur et $\mathbf{g}_l = [[\mathbf{g}_l]_1 \dots [\mathbf{g}_l]_K]$ avec $[\mathbf{g}_l]_k$ étant la réponse du canal entre le k -ième terminal et le l -ième émetteur. Le vecteur \mathbf{g}_l peut être exprimé comme suit :

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

où c_l est l'atténuation et

$$\mathbf{a}_l = \begin{bmatrix} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_1(A_l, \phi_l)} & \dots & e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_K(A_l, \phi_l)} \end{bmatrix}, \quad (1.16)$$

avec (A_l, ϕ_l) étant les coordonnées du l -ième émetteur et $d_k(A_l, \phi_l)$ la distance entre ce dernier et le k -ième terminal. Le signal reçu au niveau du récepteur est alors donné par :

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

Il s'ensuit de (1.17) que la puissance reçue s'écrit comme suit :

$$P = P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},s} + P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},I} + P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},n}, \quad (1.18)$$

où $P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},s} = pc_1^2 \left| \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_1 \right|^2$ est la puissance utile reçue de la source S , $P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},I} = p \sum_{l=2}^L c_l^2 \left| \mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{a}_l \right|^2$ est la puissance reçue des interférences, et $P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},n} = \sigma_v^2 \|\mathbf{w}_{\text{ns}}\|^2$ est la puissance reçue des bruits. Afin d'annuler la puissance $P_{\mathbf{w}_{\text{ns}},I}$ reçue des interférences, le vecteur des poids \mathbf{w}_{ns} du Null-steering CB doit obéir aux relations suivantes [1], [19]:

$$\begin{cases} \mathbf{w}_{\text{ns}} \mathbf{a}_1 = 1 \\ \mathbf{w}_{\text{ns}} \mathbf{a}_l = 0, l = 2, \dots, L \end{cases} \quad (1.19)$$

Notons qu'on a choisi d'imposer $\mathbf{w}_{\text{ns}} \mathbf{a}_1$ pour que le Null-steering CB maximise la puissance reçue de la source S en plus de supprimer les interférences. Afin de dériver l'expression du vecteur des poids \mathbf{w}_{ns} , on commence par définir la matrice suivante :

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_L]. \quad (1.20)$$

On peut facilement montrer que \mathbf{w}_{ns} obéit à

$$\mathbf{w}_{\text{ns}}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T, \quad (1.21)$$

où \mathbf{e}_1 est un vecteur de dimension $L \times 1$ dont tous les éléments sont nuls sauf le premier qui est égal à 1. Si $K = L$, alors \mathbf{A} est une matrice carrée. En supposant, en plus, que les vecteurs \mathbf{a}_l $l = 1, \dots, L$ sont linéairement indépendants, la matrice \mathbf{A} est inversible et \mathbf{w}_{ns} est alors donné par :

$$\mathbf{w}_{\text{ns}} = \left(\mathbf{A} \mathbf{A}^H \right)^{-1} \mathbf{A} \mathbf{e}_1. \quad (1.22)$$

Par conséquent, le Null-steering CB s'avère être une technique efficace pour supprimer les interférences au niveau du récepteur. Cependant, cette technique n'est pas optimale car elle ne prend pas en compte la puissance reçue des bruits et donc ne permet pas de maximiser le SINR. En plus, la connaissance des directions d'arrivée des interférences (DDIs) est requise pour l'implémentation de cette technique. Malheureusement, ces informations ne sont pas toujours disponibles au niveau des terminaux. Cet inconvénient sera remédié par la technique suivante.

1.2.3 Le MPDR-CB

Le MPDR (Minimum Power Distortionless Response)-CB est une technique qui consiste à minimiser la puissance globale reçue P , donnée par l'équation (1.18), tout en maintenant P_S fixe [1]. Ceci permet de minimiser, à la fois, la puissance reçue des interférences et des bruits. Le vecteur des poids \mathbf{w}_{mp} associé à cette technique obéit alors à

$$\mathbf{w}_{\text{mp}} = \arg \min P \quad \mathbf{w}_{\text{mp}}^H \mathbf{a}_1 = 1. \quad (1.23)$$

D'après [1], la résolution de ce problème conduit à la solution suivante :

$$\mathbf{w}_{\text{mp}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1}, \quad (1.24)$$

où $\mathbf{R} = E \left\{ \left| \mathbf{y} \mathbf{y}^H \right| \right\}$ est la matrice de covariance du signal reçu au niveau des terminaux. Il s'ensuit alors de (1.4) et (1.24) que seule la connaissance de la direction d'arrivée de la source S ainsi que de l'inverse de la matrice de covariance est requise pour le calcul du \mathbf{w}_{mp} . Ainsi, contrairement à la technique précédente, la connaissance des DDI's n'est plus indispensable pour le calcul du vecteur des poids. Cependant, l'implémentation du MPDR-CB s'avère être plus difficile. En effet, les terminaux doivent être capables non seulement d'estimer la matrice R , mais aussi de calculer son inverse.

Après avoir étudié plusieurs techniques de CB en mettant en relief leurs avantages et limites respectifs, on va analyser, dans la Section 1.3, les caractéristiques du diagramme de rayonnement moyen résultant du CB.

1.3 Diagramme de rayonnement moyen du CB

Dans cette section, les propriétés du diagramme de rayonnement moyen du CB vont être étudiées. Par souci de simplicité, on utilise la technique la plus simple qui est le CB conventionnel. En supposant qu'aucun bruit n'existe au niveau des terminaux et qu'un émetteur e de coordonnées (A, ϕ) transmet un signal s de puissance p , la puissance reçue au niveau du récepteur se réduit alors à

$$\hat{P}^c(\phi) = pc^2 \kappa(A, \phi). \quad (1.25)$$

Le diagramme de rayonnement est alors défini comme étant la courbe qui décrit l'évolution de $\hat{P}^c(\phi)$ en fonction de la direction ϕ [1]. Cependant, puisque $\hat{P}^c(\phi)$ dépend de la distance $d_k(A, \phi)$ entre l'émetteur e et le k -ième terminal, et sachant que tous les terminaux sont aléatoirement distribués, $\hat{P}^c(\phi)$ peut être considérée comme une variable aléatoire. Il sera alors plus simple d'étudier son comportement moyen. A cet effet, on désigne par $\hat{P}_m^c(\phi)$ la puissance moyenne reçue donnée par

$$\begin{aligned}\hat{P}_m^c(\phi) &= E\{\hat{P}^c(\phi)\} \\ &= pc^2 E\{\kappa(A, \phi)\}.\end{aligned}\tag{1.26}$$

Le diagramme de rayonnement moyen est alors la courbe qui décrit l'évolution de $\hat{P}_m^c(\phi)$ en fonction de la direction ϕ . En substituant (1.11) dans (1.26), on obtient l'expression suivante :

$$\hat{P}_m^c(\phi) = pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left| E \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k(A, \phi) - d_k(A_1, \phi_1))} \right\} \right|^2 \right).\tag{1.27}$$

On montrera par la suite dans le chapitre suivant que:

$$E \left\{ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k(A, \phi) - d_k(A_1, \phi_1))} \right\} = 2 \frac{J_1(\alpha(\phi - \phi_1))}{\alpha(\phi - \phi_1)},\tag{1.28}$$

où

$$\alpha(\phi) = 4\pi \tilde{R} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right),\tag{1.29}$$

avec $\tilde{R} = R/\lambda$ étant le rayon du disque normalisé et $J_1(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre 1. Par conséquent, $\hat{P}_m^c(\phi)$ est exprimée comme suit

$$\hat{P}_m^c(\phi) = pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left(2 \frac{J_1(\alpha(\phi - \phi_1))}{\alpha(\phi - \phi_1)} \right)^2 \right).\tag{1.30}$$

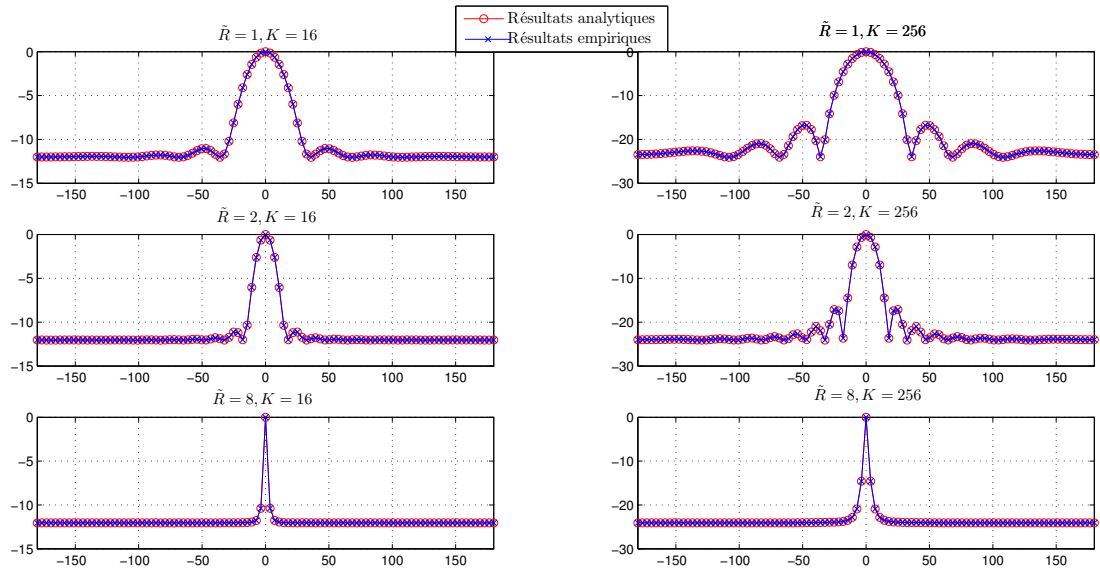


Figure 1.3 – $\hat{P}_m^c(\phi)$ en fonction de ϕ pour $\tilde{R} = 1, 2, 8$ et $K = 16, 256$

La Figure 1.3 illustre le diagramme de rayonnement moyen relatif au CB conventionnel pour différentes valeurs de K et \tilde{R} . Ce diagramme comprend un lobe principal centré sur $\phi_1 = 0$ ainsi que des lobes secondaires. D'après cette figure, on peut remarquer que la puissance moyenne reçue au niveau du récepteur atteint son maximum lorsque le signal est reçu dans la direction $\phi = \phi_1$ de la source S , et tend vers $1/K$ lorsque la direction du signal reçu s'éloigne de ϕ_1 . Afin de mieux assimiler les différentes propriétés du diagramme de rayonnement moyen, on va étudier, dans la suite, les caractéristiques du lobe principal et des lobes secondaires.

1.3.1 Le lobe principal

D'après la Figure 1.3, on peut remarquer que si le signal est reçu dans une direction correspondante à un sommet d'un lobe secondaire, la puissance moyenne reçue au niveau du récepteur est alors plus importante que celle reçue dans les autres directions. Lorsque cette direction est proche de celle de la source S et/ou la puissance reçue dans cette direction dépasse une certaine limite, ceci peut dégrader l'efficacité du CB. Dans cette partie, les positions et les valeurs des sommets des lobes secondaires seront alors calculées, afin de mieux expliquer les effets de ces lobes sur le CB.

En considérant le développement asymptotique de la fonction de Bessel donnée par

$$J_1(x) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos\left(x - \frac{3\pi}{4}\right) \quad \text{si} \quad x \gg 1, \quad (1.31)$$

la puissance moyenne reçue $\hat{P}_m^c(\phi)$ peut être approximée par :

$$\hat{P}_m^c(\phi) \approx pc^2 \left(\frac{1}{K} + \left(1 - \frac{1}{K}\right) \frac{8}{\pi \alpha^3 (\phi - \phi_1)} \cos^2\left(\alpha(\phi - \phi_1) - \frac{3\pi}{4}\right) \right), \quad (1.32)$$

lorsque $\alpha(\phi - \phi_1) \gg 1$. Ainsi, la position ϕ_n^s du n -ième sommet des lobes secondaires satisfait la relation suivante :

$$\alpha(\phi_n^s - \phi_1) = \left(n - \frac{1}{4}\right) \pi \quad ; \quad n = 1, 2, \dots \quad (1.33)$$

En utilisant (1.33) dans (1.29), on peut déduire que ϕ_n^s est donnée par

$$\phi_n^s = 2 \arcsin\left(\frac{n - \frac{1}{4}}{4\tilde{R}}\right) + \phi_1, \quad (1.34)$$

et que la puissance moyenne reçue dans cette direction est

$$\hat{P}_m^c(\phi) \approx pc^2 \left(\frac{1}{K} + \frac{1}{\pi} \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left(\frac{2}{\pi(n-4)}\right)^3 \right) \quad ; \quad n = 1, 2, \dots \quad (1.35)$$

Il s'ensuit de (1.35) que les premiers lobes secondaires sont les plus importants et que les valeurs des sommets des lobes secondaires convergent vers $1/K$ lorsque $n \rightarrow +\infty$. On peut aussi constater que ces valeurs sont d'une part indépendantes de \tilde{R} , et d'autre part peu sensibles à une variation du nombre des terminaux K . Par ailleurs, d'après (1.34), on peut remarquer que si la valeur de \tilde{R} est augmentée, la majorité des sommets seront concentrés autour du lobe principal. Tournons, à présent, notre attention vers l'étude des propriétés de ce lobe.

1.3.2 Les lobes secondaires

L'un des moyens qu'on peut utiliser pour mesurer la largeur du lobe principal est de calculer l'angle limite qui correspond à une diminution de moitié (ou 3dB) de la puissance moyenne reçue dans la direction ϕ_1 de la source S . Cet angle noté par ϕ_L^{3dB} doit alors satisfaire la relation suivante

$$\hat{P}_m^c(\phi_L^{3dB}) = \frac{1}{2}. \quad (1.36)$$

Lorsque $K \rightarrow \infty$, on peut démontrer que

$$\phi_L^{3dB} \approx 2 \arcsin\left(\frac{0.1286}{\tilde{R}}\right). \quad (1.37)$$

D'après (1.37), la valeur de ϕ_L^{3dB} est inversement proportionnelle à celle du rayon normalisé \tilde{R} . Par conséquent, plus \tilde{R} est grand plus le lobe principal est étroit et ceci peut être facilement observé sur la Figure 1.3.

Jusqu'ici, on a expliqué le fonctionnement du CB et énuméré ses différents types tout en mettant en relief leurs avantages et limites respectifs. On a aussi analysé le diagramme de rayonnement du CB et montré comment on peut obtenir un lobe principal étroit et des lobes secondaires négligeables. Puisque ce mémoire traite l'implémentation du CB dans les réseaux sans-fil, on va étudier, dans la Section 1.4, les différents problèmes qu'on peut rencontrer lors de l'implémentation de cette technique.

1.4 Les défis du CB

De nombreuses hypothèses idéales sont utilisées pour analyser les résultats fondamentaux du CB. Cependant, toute analyse ou mise en œuvre pratique devrait tenir compte les différents facteurs réels. Certains défis liés aux écarts par rapport aux hypothèses idéales vont être présentés ici. Alors, dans cette section, on va analyser les différents challenges.

- **Synchronisation en phase et en temps** : La synchronisation en temps et en fréquence des différents terminaux coopérants est essentielle pour le CB distribué qui se situe à l'avant-garde de la recherche scientifique en communication coopérative car il augmente la portée de

communication, l'efficacité énergétique et les débits de données réalisables. En effet, le but ultime du CB distribué est de faire en sorte que plusieurs copies d'un signal provenant de différents terminaux relais arrivent en même temps et se combinent de manière constructive à la destination. La plupart des ouvrages existants se sont concentrés sur le premier objectif par l'estimation et la pré-compensation de la synchronisation multiple offset (MTO) tout en assumant une synchronisation parfaite de la porteuse [20]- [21]. De nombreux autres travaux ont porté sur le 2ème objectif en estimant les multiples décalages de fréquence (MFO), tout en assumant une synchronisation temporelle parfaite [22]- [23]. Plusieurs algorithmes sont également applicables soit à la technique Amplifier-et-Envoyer (AF) soit Décodeur-et-Transmettre (DF).

- **Signalisation** : Quel que soit le scénario de coopération, les messages de contrôle doivent être échangés entre la source, la destination et l'ensemble des terminaux relais pour coordonner l'opération. La sélection des entités coopérantes peut être centralisée ou distribuée. Dans un système où la sélection est dite centralisée, un contrôleur central est responsable du choix des terminaux relais optimaux. Un tel mécanisme nécessite souvent une signalisation (overhead) importante en termes de messages de feedback envoyés par les entités coopérantes au contrôleur central. L'overhead peut être assez important lorsque les informations d'état du canal des terminaux relais potentiels changent en fonction du temps.
- **Dés-adaptation du canal** : Dans la plupart des études et des méthodes développées dans le contexte du CB; le canal est considéré monochromatique avec un seul rayon et ceci par souci de simplicité; ce qui n'est pas le cas de la réalité où le phénomène multi-trajet est important lors de la communication sans-fil. Donc, cette approximation du canal crée des dégradations de performances du système qui étaient bien analysées dans [24].

Afin de remédier aux défis décrits ci-dessus, plusieurs sont les solutions qui ont été proposées mais chacune d'entre eux se limite à un seul challenge. Dans la section suivante 1.5, une solution développée dans [25] par Dr.Zaidi et Dr.Affès sera détaillée vu qu'elle traite deux défis à la fois : la signalisation et la dés-adaptation du canal.

1.5 Solution existante: B-CB

Dans cette section, on reprend le même système d'intérêt et on assume que les hypothèses suivantes sont considérées tout au long de cette section:

H1) La réponse du canal $[\mathbf{g}]_k$ entre la source et le k -ième terminal est polychromatique en raison de la présence du phénomène d'étalement. Comme $A_s \gg R$, la réponse du canal $[\mathbf{g}]_k$ peut être représentée comme suit:

$$[\mathbf{g}]_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\theta_l - \psi_k)}, \quad (1.38)$$

où λ est la longueur d'onde, L est le nombre des rayons, et α_l et θ_l sont l'amplitude complexe et l'écart angulaire par rapport à ϕ_s , respectivement du l -ième rayon. α_l , $l = 1, \dots, L$ et θ_l , $l = 1, \dots, L$ sont des variables aléatoires mutuellement indépendantes i.i.d avec des moyennes nulles. Les α_l ont un écart de $1/L$ alors que les θ_l ont une fonction de densité de probabilité (pdf) $p(\theta)$ et un écart-type σ_θ .

H2) Les canaux entre les terminaux et le récepteur $[\mathbf{f}]_k$, $k = 1, \dots, K$ sont des variables aléatoires Gaussiennes circulaires de moyenne nulle et variance unitaire.

H3) Le signal source s est à bande étroite avec une puissance unitaire tandis que les bruits au niveau des terminaux et le récepteur sont des variables aléatoires Gaussiennes avec des moyennes nulles et des variances σ_v^2 , et σ_n^2 respectivement.

H4) Le k -ième terminal connaît ses propres coordonnées (r_k, ψ_k) , la réponse du canal $[\mathbf{f}]_k$ vers le récepteur, celle depuis la source $[\mathbf{g}]_k$, et la longueur d'onde λ , tout en étant inconscient des positions et des canaux vers et depuis les autres terminaux du réseau.

Dans cette section, le problème d'optimisation est donné par:

$$\mathbf{w}_{\text{mp}} = \arg \min P_{\mathbf{w},n} \quad P_{\mathbf{w},s} = 1, \quad (1.39)$$

avec $P_{\mathbf{w},s} = \mathbf{w}^H E(\mathbf{h}\mathbf{h}^H) \mathbf{w}$, $P_{\mathbf{w},n} = \mathbf{w}^H \Lambda \mathbf{w}$, et $\lambda = \text{diag}(|[\mathbf{f}]_1|^2, \dots, |[\mathbf{f}]_K|^2)$.

Dans [25], les auteurs assument que pour un étalement relativement petit à modéré, ils peuvent considérer le canal polychromatique comme étant un canal bichromatique avec deux rayons situés respectivement aux angles σ_θ et $-\sigma_\theta$. Une nouvelle solution B-CB peut être facilement conçue en

forme fermée et avec une approximation précise de la technique P-CB qui est donnée par:

$$\mathbf{w}_B = \frac{\mu}{K} \Lambda^{-1} (\mathbf{a}(\sigma_\theta) + \mathbf{a}(-\sigma_\theta)), \quad (1.40)$$

$$\text{où } \mu = 1 + \operatorname{Re} \left(\frac{\sum_{k=1}^K e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k (\cos(\psi_k + \sigma_\theta) - \cos(\psi_k - \sigma_\theta))}}{K} \right), \mathbf{a}(\sigma_\theta) = [[\mathbf{a}(\sigma_\theta)]_1 \dots [\mathbf{a}(\sigma_\theta)]_K]^T, \text{ et } [\mathbf{a}(\sigma_\theta)]_k = [f]_k e^{-j(2\pi/\lambda)r_k \cos(\sigma_\theta - \psi_k)}.$$

Malheureusement, cette solution ne peut pas être implémentée en forme distribuée. Alors pour contourner le problème, dans [25] une expression asymptotique de la B-CB valable pour un grand nombre de terminaux K , dont les poids peuvent être calculés localement au niveau de chaque terminal. En outre, une nouvelle solution analytique de CB était introduite dans ce papier en remplaçant μ de la solution optimale avec une quantité μ_D qui peut être calculée au niveau de chaque terminal, et en plus, bien approximée avec la valeur exacte. Cette quantité est donnée par:

$$\begin{aligned} \mu_D &= \lim_{K \rightarrow \infty} \mu \\ &\rightarrow \left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (1.41)$$

Comme on peut l'observer à partir de (1.41), μ_D ne dépend pas des emplacements et des canaux de tous les terminaux et, par conséquent, pour $K \rightarrow \infty$, μ_D est localement calculable au niveau de tous les terminaux. En remplaçant μ par μ_D , un nouveau CB est introduit, appelé B-CBD dont le vecteur de poids est donné par:

$$\mathbf{w}_{BD} = \frac{\mu_D}{K} \Lambda^{-1} (\mathbf{a}(\sigma_\theta) + \mathbf{a}(-\sigma_\theta)). \quad (1.42)$$

En utilisant (1.42), la puissance moyenne pour un angle ϕ_* est:

$$\tilde{P}_{\mathbf{w}_{BD}}(\phi_*) = \frac{2p_*}{K \left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)} \left(1 + \frac{2(K-1)\Omega(\phi_*)}{\left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)} \right), \quad (1.43)$$

$$\text{où } \Omega(\phi_*) = \int_{\Theta} p(\theta) \left(\frac{J_1(\gamma(\phi_* + \theta + \sigma_\theta))}{\gamma(\phi_* + \theta + \sigma_\theta)} \frac{J_1(\gamma(\phi_* + \theta - \sigma_\theta))}{\gamma(\phi_* + \theta - \sigma_\theta)} \right)^2 d\theta.$$

Par contre la puissance moyenne du bruit est donnée par:

$$\tilde{P}_{\mathbf{w}_{\text{BD}},n}(\phi_*) = \frac{2\sigma_v^2}{K} \left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)^{-1} + \sigma_n^2. \quad (1.44)$$

Comme le ASANR (average-signal-to-average-noise ratio) $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}}$ est défini par $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}} = \frac{\tilde{P}_{\mathbf{w}}(\phi_s)}{\tilde{P}_{\mathbf{w},n}}$, alors celui de \mathbf{w}_{BD} est:

$$\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_{\text{BD}}} = \frac{1 + 2(K-1)\Omega(0) \left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)^{-1}}{\sigma_v^2 + \sigma_n^2 \frac{K}{2} \left(1 + 2 \frac{J_1(\gamma(2\sigma_\theta))}{\gamma(2\sigma_\theta)} \right)}. \quad (1.45)$$

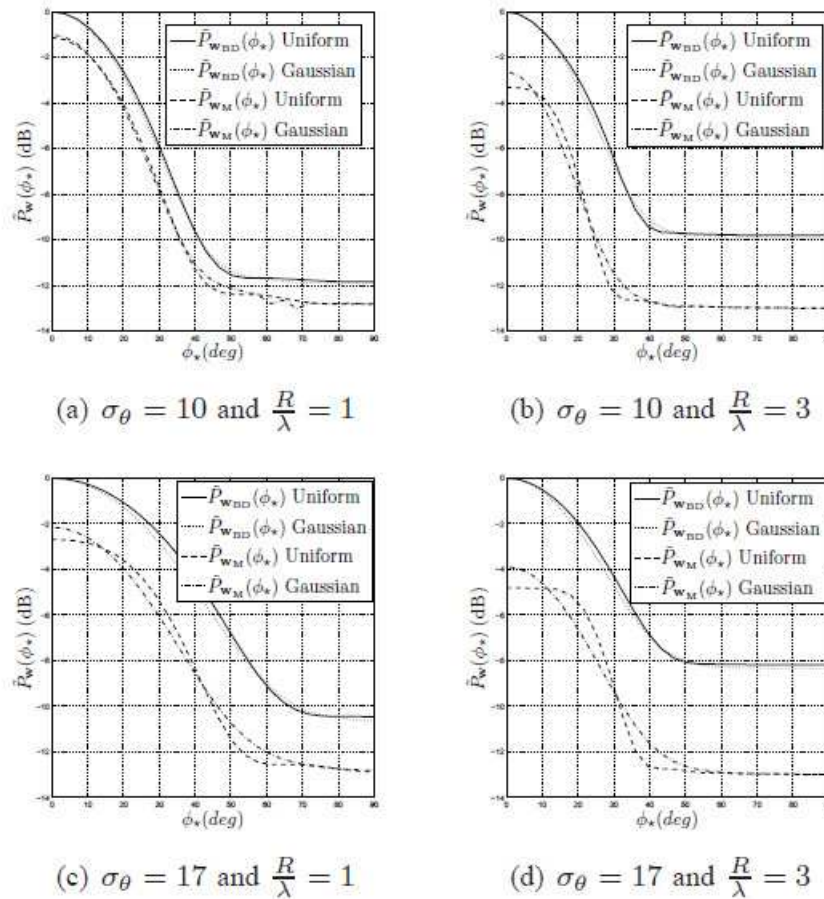


Figure 1.4 – Les diagrammes de rayonnements réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_{\text{BD}}, \mathbf{w}_{\text{M}}\}$ pour $\sigma_\theta = 10, 17$ (deg), $R/\lambda = 1, 3$ et $K = 20$ pour des distributions des terminaux: Gaussienne et Uniforme [25].

Ces figures illustrent bien le diagramme de rayonnement moyen de $\tilde{P}_{\mathbf{w}_{\text{BD}}}(\phi_*)$ et $\tilde{P}_{\mathbf{w}_{\text{M}}}(\phi_*)$ pour $K = 20$ et pour différentes valeurs de R/λ et σ_θ [25]. Dans ces figures, deux distributions d'étalement $p(\theta)$ sont adoptées: Uniforme et Gaussienne. Comme on peut observer sur ces figures, pour un σ_θ

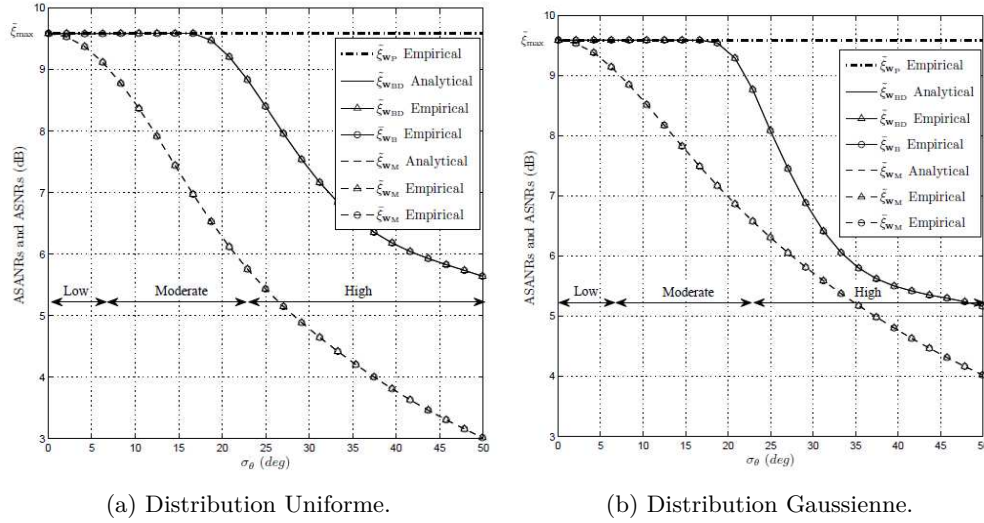


Figure 1.5 – Les ASANRs empiriques et analytiques réalisés par $w \in \{w_{BD}, w_M\}$ ainsi que les ASANRs empiriques correspondants en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ pour des distributions des terminaux Gaussienne et Uniforme [25].

faible $\tilde{P}_{w_M}(0)$ diminue si σ_θ et ou R/λ augmente tandis que $\tilde{P}_{w_{BD}}(0)$ reste égal à l'unité. Par conséquent, lorsque σ_θ est relativement faible à modérée, le B-CBD proposé dans [25] est plus robuste que le M-CBD en termes de puissance moyenne reçue dans la direction désirée, en variant la valeur d'étalement σ_θ . Ces résultats sont valables pour les deux distributions (Gaussienne et Uniforme).

Ces figures montrent que la technique B-CBD proposée dans [25] est en mesure d'atteindre son ASNR maximal réalisable dans des environnements à étalement faible à modéré tandis que l'ASNR réalisé en utilisant la technique M-CBD, qui est conçu sans tenir compte de l'effet d'étalement, diminue dans des environnements à faible étalement et devient insatisfaisante lorsque l'étalement devient plus important. La technique B-CBD peut atteindre jusqu'à 3 dB de gain de ASNR pour un environnement à un étalement élevé, lorsque K est assez grand. Ces résultats sont valables pour les deux distributions et pour le ASANR aussi.

Conclusion

Au cours de ce chapitre, on a introduit la technique formation de voie collaborative CB ainsi que ses différents types et ses avantages. Comme on a déjà mentionné, les différentes solutions de CBD existantes ignorent la présence du phénomène d'étalement dans l'environnement; tout en considérant

le canal polychromatique comme un canal monochromatique avec un seul rayon ou même certains l'approxime à un canal bichromatique dans les régions à étalement faible à modéré.

C'est dans ce contexte que le chapitre suivant s'inscrit vu qu'on propose dans le reste du mémoire une conception du CBD plus réaliste pour un système à un seul usager et par la suite à usagers multiple dans le chapitre 3. Les performances de ces techniques vont être analysées et comparées avec celles de la B-CBD.

Chapitre 2

Conception d'une technique CBD dans un système à un seul émetteur

Introduction

Après avoir traité les différents types du CB ainsi que les solutions existantes dans la littérature, dans ce chapitre, on propose une nouvelle approche permettant de résoudre les problèmes du CB à SNR-optimal qui sera être traité au début. Les performances de cette solution vont être analysées et comparées à celles du B-CBD.

2.1 Description du système

Dans ce chapitre, le système d'intérêt est constitué de K terminaux relais équipé chacun d'une seule antenne, uniformément et indépendamment distribués sur un disque $D(O, R)$. La source S et le récepteur Rx se trouvent aussi sur le même plan contenant $D(O, R)$ comme l'illustre bien la Figure 2.1.

On suppose qu'il n'y a pas un lien direct entre la source S et le récepteur Rx à cause de la forte atténuation. On désigne par (r_k, ψ_k) et (A_s, ϕ_s) les coordonnées polaires du k -ième terminal et de

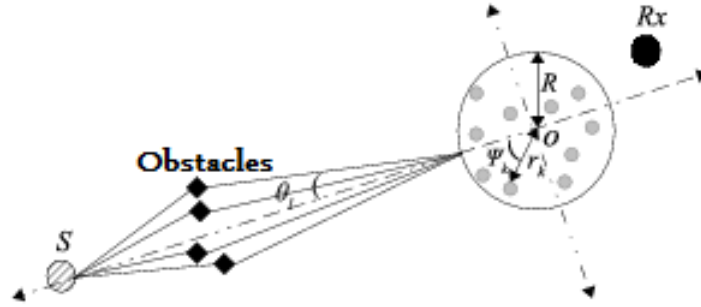


Figure 2.1 – Modèle du système CB à un seul émetteur.

la source, respectivement. Afin de simplifier les hypothèses et sans perte de généralité, on assume que S est située relativement loin des terminaux ($A_s \gg R$) et que $\phi_s = 0$.

En outre, les hypothèses suivantes seront considérées tout au long de ce chapitre:

H1) La réponse du canal $[\mathbf{g}]_k$ entre la source et le k -ième terminal est polychromatique en raison de la présence du phénomène d'étalement [24–28]. Comme $A_s \gg R$, $[\mathbf{g}]_k$ peut être représentée comme suit:

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

où λ est la longueur d'onde, L est le nombre de rayons, et α_l et θ_l sont, respectivement, l'amplitude complexe et l'écart d'angulaire par rapport à ϕ_s du l -ième rayon. Ces deux variables α_l , $l = 1, \dots, L$ et θ_l , $l = 1, \dots, L$ sont aléatoires i.i.d de moyennes nulles et mutuellement indépendantes. Les α_l ont un écart de $1/L$ alors que la pdf des θ_l est notée par $p(\theta)$ avec un écart-type σ_θ .

H2) Les gains de canaux entre les terminaux et le récepteur $[\mathbf{f}]_k$, $k = 1, \dots, K$ sont des variables aléatoires Gaussiennes circulaires de moyenne nulle et variance unitaire [27–29].

H3) Le signal source s est à bande étroite avec une puissance unitaire tandis que les bruits au niveau des terminaux et le récepteur sont des variables aléatoires Gaussiennes de moyennes nulles et de variances σ_v^2 , et σ_n^2 respectivement [27–30].

H4) Le k -ième terminal est au courant seulement de ses informations locales tels que; ses coordonnées (r_k, ψ_k) , ses deux réponses de canaux $[\mathbf{f}]_k$ et $[\mathbf{g}]_k$, et la longueur d'onde λ . Cependant, il ignore toutes les positions des autres terminaux ainsi que les réponses de canaux qui les séparent du récepteur et de la source [1], [2], [25].

Afin d'acheminer les données de la source S vers le récepteur Rx , une communication en deux étapes s'établit; dans une 1ère étape, la source S transmet son signal vers les terminaux relais. Dans

une 2ème étape, le k -ième terminal multiplie le signal reçu de S par son poids \mathbf{w}_k et l'envoi par la suite au récepteur Rx . Le signal reçu au niveau du récepteur est alors donné par

$$r = s\mathbf{w}^H\mathbf{h} + \mathbf{w}^H(\mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n, \quad (2.2)$$

où $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_K]$ désigne le vecteur des poids, $\mathbf{h} = \mathbf{f} \odot \mathbf{g}$ avec $\mathbf{f} = [[\mathbf{f}]_1 \dots [\mathbf{f}]_K]^T$, $\mathbf{g} = [[\mathbf{g}]_1 \dots [\mathbf{g}]_K]^T$, et \odot désigne le produit de convolution, et \mathbf{v} et n sont, respectivement, les bruits au niveau des terminaux et celui du récepteur.

Plusieurs sont les types de CB existants dans la littérature comme on a déjà mentionné dans le chapitre 1, mais dans ce travail on s'intéresse plutôt à la conception d'un CB à SNR-optimal (MPDR-CB) et avec une puissance de transmission limitée [29].

2.2 Le CB à SNR-optimal

On désigne par \mathbf{w}_O le CB à SNR-optimal (CBO) avec une puissance limitée qui doit satisfaire le problème d'optimisation suivant:

$$\mathbf{w}_O = \arg \max \xi_{\mathbf{w}} \quad \text{s.t.} \quad P_T \leq P_{\max}, \quad (2.3)$$

où $\xi_{\mathbf{w}} = P_{\mathbf{w},s}/P_{\mathbf{w},n}$ est le SNR réalisé par le vecteur des poids \mathbf{w}_O avec $P_{\mathbf{w},s}$ et $P_{\mathbf{w},n}$ sont respectivement la puissance utile et la puissance du bruit et elles sont données par:

$$P_{\mathbf{w},s} = |\mathbf{w}^H\mathbf{h}|^2 \quad (2.4)$$

$$P_{\mathbf{w},n} = \sigma_{\mathbf{v}}^2 \mathbf{w}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{w} + \sigma_n^2 \quad (2.5)$$

où $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{|\mathbf{f}]_1|^2 \dots |\mathbf{f}]_K|^2\}$. Par contre, $P_T = \mathbf{w}^H \mathbf{D} \mathbf{w}$ représente la puissance totale transmise par le terminal où $\mathbf{D} = \text{diag}\{|\mathbf{g}]_1|^2 \dots |\mathbf{g}]_K|^2\} + \sigma_{\mathbf{v}}^2 \mathbf{I}$.

Cependant, pour garantir l'optimalité du vecteur \mathbf{w}_O , ce dernier doit satisfaire la contrainte $P_T = P_{\max}$, sinon il doit être multiplié par un coefficient permettant d'atteindre cette égalité, donc on pourrait trouver $\epsilon > 1$ tel que $\mathbf{w}_{\epsilon} = \epsilon \mathbf{w}_O$ vérifie $P_T = P_{\max}$.

Dans ce cas, comme $d\xi_{\mathbf{w}_\epsilon}/d\epsilon > 0$ pour tout $\epsilon > 0$, le SNR réalisé par \mathbf{w}_ϵ serait supérieur à celui obtenu par \mathbf{w}_O contredisant ainsi l'optimalité de ce dernier. En utilisant la méthode des multiplicateurs de Lagrange, le problème d'optimisation (2.3) peut être exprimé par

$$\mathcal{L}(\mathbf{w}; \lambda) = \xi_{\mathbf{w}} + \lambda(P_T - P_{\max}). \quad (2.6)$$

Ainsi, la solution optimale à ce problème sera donnée par [31, 32]

$$\mathbf{w}_O = \left(\frac{P_{\max}}{K\eta} \right)^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}, \quad (2.7)$$

où $\eta = (\mathbf{h}^H \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{D} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{h}) / K$ avec $\tilde{\mathbf{\Lambda}} = \mathbf{\Lambda} + \beta \mathbf{I}$ et $\beta = \sigma_n^2 / (\sigma_v^2 P_{\max})$. Cependant, l'implémentation du OCB selon (2.7) dépend des informations localement non disponibles au niveau de chaque terminal vu que le calcul du vecteur des poids correspondant à cette technique $[\mathbf{w}_O]_k$ au niveau du k -ième terminal dépend des informations des autres terminaux; à savoir $[\mathbf{g}]_k$, $k = 1, \dots, K$ et $[\mathbf{f}]_k$, $k = 1, \dots, K$ aussi bien que P_{\max}/K and σ_n^2/P_{\max} .

Afin d'implémenter \mathbf{w}_O dans le système considéré, chaque terminal doit alors estimer ses réponses de canaux et les diffuser par la suite vers tous les terminaux relais. Ce processus entraîne alors un overhead indésirable qui devient prohibitif surtout pour un nombre total de terminaux K plus grand et/ou une fréquence Doppler très élevée. En contre partie, ceci entraîne une dégradation des performances du système [27]. Par conséquent, le CBO est impropre à l'implémentation dans un tel réseau, à moins que les échanges de signalisations soient acceptables.

2.3 Le CB distribué (CBD)

Afin de réduire la quantité de signalisation échangée dans le réseau, on remplace η avec une quantité qui pourrait être localement calculée par tous les terminaux et surtout avec un taux de signalisation négligeable. Cette quantité η doit également bien être approximée pour conserver l'optimalité de la solution dans (2.7).

Dans ce mémoire, on propose d'utiliser $\eta_D = \lim_{K \rightarrow \infty} \eta$ au lieu de η . Tout d'abord, on peut prouver que

$$\eta = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{||[\mathbf{f}]_k|^2}{(||[\mathbf{f}]_k|^2 + \beta)^2} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* e^{j4\pi \sin\left(\frac{\theta_l - \theta_m}{2}\right) z_k}, \quad (2.8)$$

où $z_k = (r_k/\lambda) \sin((\theta_l + \theta_m)/2 - \psi_k)$. En utilisant la loi des grands nombres et le fait que r_k , ψ_k et $[\mathbf{f}]_k$ sont tous mutuellement indépendants, on obtient

$$\eta_D = \lim_{K \rightarrow \infty} \eta \xrightarrow{p1} \rho_1 \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* \Delta(\theta_l - \theta_m), \quad (2.9)$$

où $\xrightarrow{p1}$ représente la convergence avec une probabilité unitaire, $\rho_1 = \mathbb{E}\{|f|^2/(|f|^2 + \beta)^2\} = -(1 + \beta)e^\beta \text{Ei}(-\beta) - 1$, $\text{Ei}(x)$ est la fonction exponentielle intégrale, et $\Delta(\phi) = \mathbb{E}\left\{e^{j4\pi \sin(\phi/2)z}\right\}$.

Pour calculer l'expression de $\Delta(\phi)$ sous forme fermée, il faut noter qu'on a besoin de la fonction de densité de probabilité $f_{z_k}(z)$ de z_k qui est liée à la c'est-à-dire spatiale des terminaux. Dans ce travail, on s'intéresse aux principales distributions utilisées dans le contexte du CB à savoir la distribution Uniforme et Gaussienne. On peut montrer que [1], [2]

$$f_{z_k}(z) = \begin{cases} \frac{2\lambda}{R\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{R}z\right)^2}, & -\frac{R}{\lambda} \leq z \leq \frac{R}{\lambda} & \text{Uniforme} \\ \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(\lambda z)^2}{2\sigma^2}}, & -\infty \leq z \leq \infty & \text{Gaussienne} \end{cases}, \quad (2.10)$$

où σ^2 est la variance des coordonnées cartésiennes des terminaux. En utilisant (2.10), on obtient

$$\Delta(\phi) = \begin{cases} 2 \frac{J_1\left(4\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi/2)\right)}{4\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi/2)}, & \phi \neq 0 & \text{Uniforme} \\ 1, & \phi = 0 & \\ e^{-8\left(\pi \frac{\sigma}{\lambda} \sin(\phi/2)\right)^2}, & & \text{Gaussienne} \end{cases}. \quad (2.11)$$

En remplaçant η avec η_D dans (2.7), on introduit le nouveau CBD avec un vecteur de poids comme suit

$$[\mathbf{w}_P]_k = \left(\frac{P_{\max}}{K\eta_D}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{[\mathbf{f}]_k [\mathbf{g}]_k}{(||[\mathbf{f}]_k|^2 + \beta)^2}, \quad (2.12)$$

A partir de (2.12), contrairement au $[\mathbf{w}_O]_k$, la k -ième $[\mathbf{w}_P]_k$ dépend uniquement de la réponse du canal de/vers ce terminal, respectivement, $[\mathbf{f}]_k$ and $[\mathbf{g}]_k$ et qui peuvent être estimées localement. Par conséquent, d'après (2.12), l'implémentation du CB proposée dépend seulement des informations

localement disponibles au niveau de chaque terminal et ne nécessite qu'un échange minimal de signalisation qui ne dépend ni de K ni de l'effet Doppler, à savoir P_{\max}/K , σ_n^2/P_{\max} , et R ou σ dépendant seulement de la distribution spatiale des terminaux. Par conséquent, le CBD proposé dépendant seulement des informations locales est beaucoup plus approprié pour une implémentation distribuée sur le réseau considéré qu'une solution CBO basée sur la connaissance de toutes les informations du système.

A la fin de ce chapitre, on va prouver que cette solution assure des performances très proches de celles de la solution optimale même pour un petit nombre de terminaux. On va aussi la comparer avec deux autres solutions CBD, à savoir le M-CBD et le B-CBD qui était détaillé dans le chapitre 1. Pour la solution M-CBD, le phénomène d'étalement est ignoré, et le canal est supposé monochromatique, et par conséquent sa solution CB se réduit de (2.12) à $\mathbf{w}_M = \left(\frac{P_{\max}}{K\rho_1}\right)^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1} \mathbf{a}(0)$ où $[\mathbf{a}(\theta)]_k = [\mathbf{f}]_k e^{-j(2\pi/\lambda)r_k \cos(\theta-\psi_k)}$. A son tour, la conception du B-CBD dont le vecteur de poids se réduit de (2.12) à $\mathbf{w}_{BD} = \left(\frac{P_{\max}}{K\rho_1}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{\tilde{\mathbf{\Lambda}}^{-1}(\mathbf{a}(\sigma_\theta)+\mathbf{a}(-\sigma_\theta))}{(1+\Delta(2\sigma_\theta))}$, se base sur l'approximation d'un canal polychromatique en deux rayons situés au niveau $\pm\sigma_\theta$.

2.4 Analyse de performances du CBD

Soit $\bar{\xi}_{\mathbf{w}} = \mathbb{E}\{P_{\mathbf{w},s}/P_{\mathbf{w},n}\}$ le SNR moyen (ASNR) réalisé par le vecteur de poids \mathbf{w} . Cette moyenne est calculée par rapport aux variables suivantes: r_k , ψ_k et $[\mathbf{f}]_k$ pour $k = 1, \dots, K$, α_l et θ_l pour $l = 1, \dots, L$. On sait que $\bar{\xi}_{\mathbf{w}}$ pour $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_P, \mathbf{w}_O, \mathbf{w}_M\}$ ne peut pas être exprimé sous forme fermée ce qui gêne au niveau de l'étude rigoureuse, on propose alors d'utiliser la moyenne du signal sur la moyenne du bruit (ASNR) $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}} = \mathbb{E}\{P_{\mathbf{w},s}\}/\mathbb{E}\{P_{\mathbf{w},n}\}$ comme une mesure de performance pour évaluer la solution CBD proposée en la comparant avec ses repères [25–28].

2.4.1 CBD proposé vs M-CBD

En suivant les différentes étapes de la dérivation de [3], Appendix A] et en exploitant l'hypothèse H1 suivante:

$$\mathbb{E}\{\alpha_l^* \alpha_m\} = \begin{cases} 0 & l \neq m \\ \frac{1}{L} & l = m \end{cases}, \quad (2.13)$$

on obtient $E\{P_{\mathbf{w}_P, s}\} = \frac{P_{\max}}{\rho_1} (\rho_2 + (K-1)\rho_3^2)$ où $\rho_2 = E\{(|\mathbf{f}|_k|^4 / (|\mathbf{f}|_k|^2 + \beta)^2)\} = 1 + \beta + \beta(2 + \beta)e^\beta \text{Ei}(-\beta)$ et $\rho_3 = E\{(|\mathbf{f}|_k|^2 / (|\mathbf{f}|_k|^2 + \beta))\} = 1 + \beta e^\beta \text{Ei}(-\beta)$.

En outre, afin de dériver $E\{P_{\mathbf{w}_P, n}\}$, il faut d'abord moyenner par rapport aux r_k , ψ_k et $[\mathbf{f}]_k$ pour avoir comme résultat $E_{r_k, \psi_k, [\mathbf{f}]_k}\{P_{\mathbf{w}_P, n}\} = \sigma_{\mathbf{v}}^2 \frac{P_{\max} \rho_2 \sum_{l, m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* \Delta(\theta_l - \theta_m)}{\eta_D} + \sigma_n^2 = \sigma_{\mathbf{v}}^2 \frac{P_{\max} \rho_2}{\rho_1} + \sigma_n^2$. Il en découle directement que le ASANR réalisé par le CBD proposé peut être donné par

$$\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P} = \frac{\rho_2 + (K-1)\rho_3^2}{\sigma_{\mathbf{v}}^2 (\rho_2 + \beta\rho_1)}. \quad (2.14)$$

En utilisant (2.14), on remarque que $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ augmente linéairement avec le nombre de terminaux K . Encore plus important, à partir de ce dernier résultat, $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ ne dépend pas de σ_θ autrement dit la performance du CBD proposé ne peut pas être affectée par le phénomène d'étalement, même dans les environnements où σ_θ est assez grande.

Maintenant, on s'intéresse au ASANR réalisé par le M-CBD $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_M}$. Suivant la même approche ci-dessus, on peut prouver que

$$\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_M} = \frac{\rho_2 + (K-1)\rho_3^2 \int_{\Theta} p(\theta) \Delta^2(\theta) d\theta}{\sigma_{\mathbf{v}}^2 (\rho_2 + \beta\rho_1)}, \quad (2.15)$$

où Θ est la durée de la pdf $p(\theta)$ sur laquelle l'intégrale est calculée ¹. Comme $\Delta(0) = 1$ quel que soit la distribution spatiale des terminaux, il résulte de (2.14) et (2.15) que lorsqu'il n'y a pas d'étalement (c'est-à-dire., $\sigma_\theta = 0$), $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_M} = \tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}$. Dans un tel cas, en effet,

$$\mathbf{w}_P = \mathbf{w}_M \frac{\sum_{l=1} \alpha_l}{\sqrt{\sum_{l=1} \alpha_l \sum_{m=1} \alpha_m^*}} \quad (2.16)$$

et, par conséquent,

$$P_{\mathbf{w}_P, s} = P_{\mathbf{w}_M, s} \sum_{l=1} \alpha_l \sum_{m=1} \alpha_m^*. \quad (2.17)$$

Etant donné que $E\{\sum_{l=1} \alpha_l \sum_{m=1} \alpha_m^*\} = 1$, on obtient $E\{P_{\mathbf{w}_P, s}\} = E\{P_{\mathbf{w}_M, s}\}$. En outre, il est facile de montrer que $P_{\mathbf{w}_P, n} = P_{\mathbf{w}_M, n}$ pour $\sigma_\theta = 0$ et, par conséquent, le M-CBD atteint le ASANR réalisé par le CBD lorsqu'il n'y a pas d'étalement. Néanmoins, en supposant que la distribution spatiale des terminaux et celle d'étalement $p(\theta)$ sont toutes les deux Uniforme, il peut être démontré

1. ¹ Dans les cas d'une distribution Gaussienne ou uniforme, $\Theta = [-\text{inf}, +\text{inf}]$ et $\Theta = [-\sqrt{3}\sigma_\theta, +\sqrt{3}\sigma_\theta]$, respectivement.

pour un σ_θ relativement faible que [33]

$$\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_M} \simeq \frac{\rho_2 + (K-1)\rho_3 {}_3F_4\left(\frac{1}{2}, 2, \frac{3}{2}; \frac{3}{2}, 2, 2, 3, -12\pi^2\left(\frac{R}{\lambda}\right)^2\sigma_\theta^2\right)}{\sigma_v^2(\rho_2 + \beta\rho_1)}, \quad (2.18)$$

où ${}_3F_4\left(\frac{1}{2}, 2, \frac{3}{2}; \frac{3}{2}, 2, 2, 3, -12\pi^2(R/\lambda)^2x^2\right)$ est une fonction décroissante de x dont le maximum est atteint à 0 connue sous le nom de la fonction hypergéométrique. On peut déduire alors de (2.18), que le ASANR réalisé par le M-CBD diminue lorsque σ_θ et/ou R/λ augmente. Ceci est en contraste avec le CBD proposé dont le ASANR reste constant pour tout σ_θ et R/λ . Par conséquent, le CBD proposé est plus robuste au phénomène d'étalement que le M-CBD dont la conception ne tient pas compte de la présence de ce phénomène.

2.4.2 CBD proposé vs CBO

Comme $P_{\mathbf{w}_O,s}$ et $P_{\mathbf{w}_O,n}$ sont deux fonctions compliquées de plusieurs variables aléatoires, il se révèle qu'il est impossible de calculer le ASANR $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_O}$ en forme fermée. Cependant, un résultat très intéressant pourrait être obtenu pour K grand. En effet, on peut montrer que

$$\begin{aligned} \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_O}}{\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}} &= \frac{(\rho_2 + \beta\rho_1) \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{\eta_D} \left(\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K} \right)^2 \right\}}{\rho_3^2 \left(\mathbb{E} \left\{ \frac{1}{\eta_D} \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \Lambda \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K} \right\} + \beta \right)} \\ &\xrightarrow{p1} \frac{\frac{(\rho_2 + \beta\rho_1)}{\rho_1} \mathbb{E} \left\{ \left(\sum_{l,m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* \Delta(\theta_l - \theta_m) \right) \right\}}{\frac{\rho_2}{\rho_1} + \beta} = 1, \end{aligned} \quad (2.19)$$

où la deuxième ligne exploite (2.13) et par la loi des grands nombres, on peut prouver que

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K} = \rho_3 \sum_{l,m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* \Delta(\theta_l - \theta_m), \quad (2.20)$$

et

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{h}^H \tilde{\Lambda}^{-1} \Lambda \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{h}}{K} = \rho_2 \sum_{l,m=1}^L \alpha_l \alpha_m^* \Delta(\theta_l - \theta_m). \quad (2.21)$$

Pour K assez grand, ce dernier résultat prouve que le CBD proposé basé sur des informations localement disponibles est en mesure d'atteindre le ASANR réalisé par le CBO, et par conséquent,

cette solution est en mesure d'atteindre l'optimalité pour toute valeur de σ_θ . Ceci prouve encore l'efficacité du CBD proposé.

En utilisant la même méthode que dans (2.19), on peut facilement montrer que

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\tilde{\xi}_{\mathbf{w}}}{\xi_{\mathbf{w}}} \xrightarrow{p1} 1 \quad (2.22)$$

pour $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_P, \mathbf{w}_O, \mathbf{w}_M\}$. Par conséquent, tous les résultats ci-dessus sont également valables pour l'ASNR pour un K plus grand.

Afin de faire la comparaison entre le CBD proposé et le B-CBD, il a été prouvé dans [25] que les performances de ce dernier sont optimales pour une valeur petite à modérée de σ_θ alors qu'elles se détériorent considérablement lorsque la valeur de σ_θ est grande. Dans un tel cas, en effet, l'approximation du canal polychromatique en un canal avec deux rayons sur laquelle se base le B-CBD n'est plus valide. Par conséquent, le CBD proposé est plus robuste au phénomène d'étalement que le B-CBD comme illustré dans les figures 2.4 et 2.5.

2.5 Résultats de simulations

Toutes les moyennes empiriques, dans cette section, sont obtenues en faisant la moyenne de plus de 10^6 réalisations aléatoires sur toutes les variables aléatoires. Dans toutes les simulations, le nombre de rayons est fixé à $L = 10$ et les puissances de bruits σ_n^2 et σ_v^2 sont 10 dB en dessous de la puissance de la source à l'émission $p_s = 1$ unité de puissance sur une échelle relative. On suppose également que la distribution d'étalement est Uniforme (à savoir, $p(\theta) = 1/(2\sqrt{3}\sigma_\theta)$) et que les α_l sont des variables aléatoires Gaussiennes circulaires. Pour des comparaisons équitables entre les distributions spatiales Uniforme et Gaussienne, on choisit $\sigma = R/3$ pour garantir dans le cas de la distribution Gaussienne que plus de 99 % de terminaux sont situés dans $D(O, R)$.

Les figures 2.2 et 2.3 tracent les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques du \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de K pour $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $R/\lambda = 1, 4$. La distribution spatiale des terminaux est supposée être Uniforme dans la figure 2.2 et Gaussienne dans la figure 2.3. A partir de ces figures, on confirme que les résultats analytiques de $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ et $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_M}$ correspondent parfaitement aux résultats empiriques.

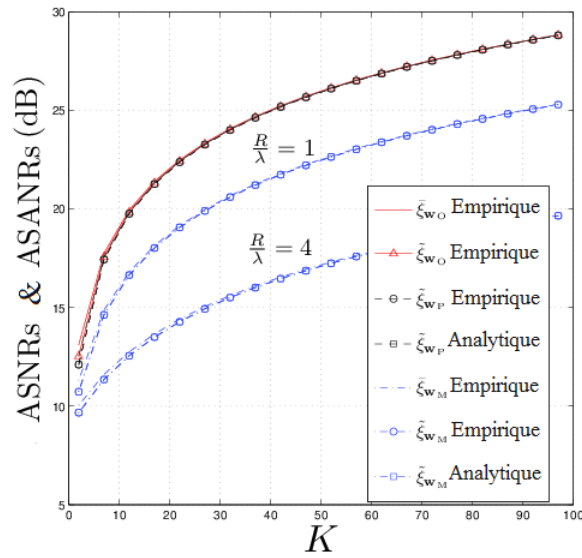


Figure 2.2 – Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $w \in \{w_O, w_P, w_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par w_P et w_M en fonction de σ_θ pour $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Uniforme.

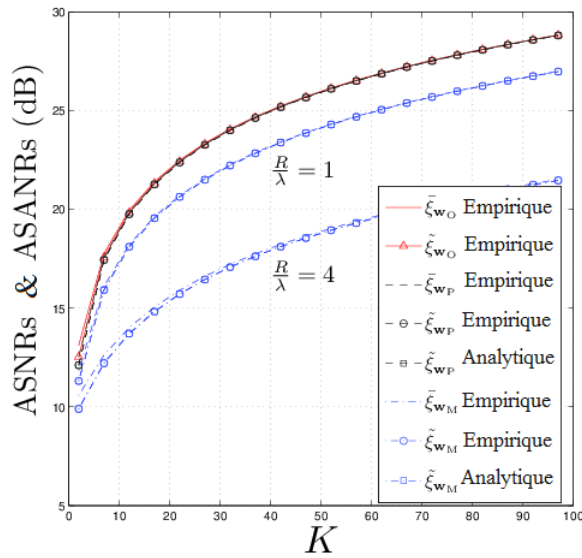


Figure 2.3 – Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $w \in \{w_O, w_P, w_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par w_P et w_M en fonction de σ_θ pour $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.

Comme on peut constater à partir de ces figures, le CBD proposé surpasse le M-CBD en termes de ASANR réalisé. En outre, le gain de ASANR réalisé par le CBD proposé augmente considérablement lorsque R/λ augmente. De plus, à partir des figures 2.2 et 2.3, pour K de l'ordre de 20, l'ASANR réalisé par le CBD proposé correspond parfaitement à celui obtenu par le CBO qui ne convient

pas à une implémentation distribuée. Par contre, il perd seulement une fraction de dB lorsque K est de l'ordre de 5. Cela prouve que le CBD proposé est capable d'atteindre l'optimalité quand K est assez grand. Il peut également être vérifié à partir de ces figures que $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ et $\tilde{\xi}_{\mathbf{w}_B}$ correspondent parfaitement aux $\bar{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ et $\bar{\xi}_{\mathbf{w}_M}$, respectivement, pour $K = 20$. Toutes ces observations confirment tous les résultats théoriques obtenus dans la section précédente.

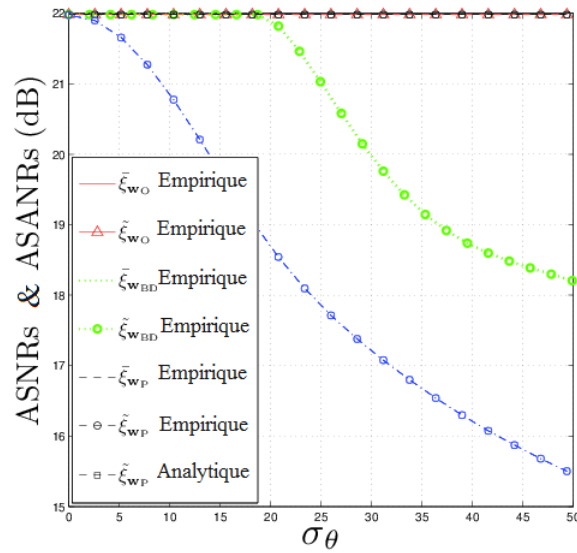


Figure 2.4 – Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Uniforme.

Les figures 2.4 et 2.5 déterminent les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$. On peut observer sur ces deux figures que le ASANR réalisé par M-CBD diminue avec σ_θ tandis que celui obtenu par la CB proposé reste constant. Ceci prouve de nouveau les résultats théoriques obtenus dans la section précédente. En outre, on observe sur ces figures que le B-CBD atteint le même ASNR du CBD proposé lorsque σ_θ est relativement faible. Néanmoins, dans les environnements hautement dispersés où σ_θ est grand (à savoir., $\sigma_\theta \geq 20$ deg), le CBD proposé surpasse le B-CBD dont les performances se détériorent lorsque σ_θ devient plus grand. Ceci est prévu puisque l'approximation du canal à deux rayons faite lors de la conception du B-CBD est valable seulement pour des petites valeurs de σ_θ . De plus, on peut bien remarquer sur ces figures que le gain du ASNR réalisé par le CBD proposé au lieu de M-CBD et B-CBD peut atteindre jusqu'à environ 6,5 (dB) et 4 (dB), respectivement. A partir de ces figures, on constate également que les

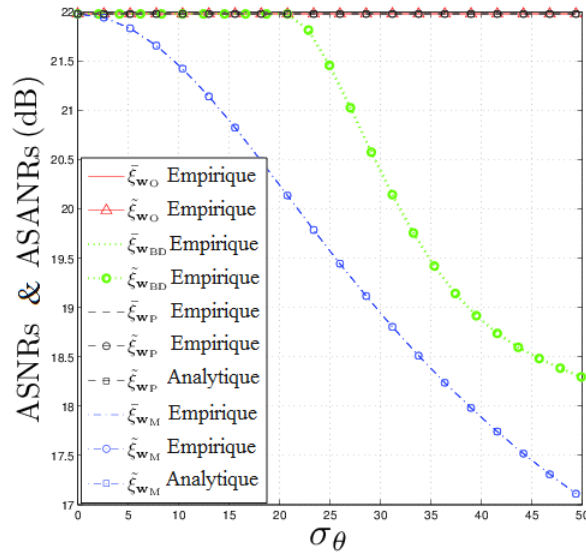


Figure 2.5 – Les ASNRs et ASANRs empiriques réalisés par $\mathbf{w} \in \{\mathbf{w}_O, \mathbf{w}_{BD}, \mathbf{w}_P, \mathbf{w}_M\}$ ainsi que les ASANRs analytiques réalisés par \mathbf{w}_P et \mathbf{w}_M en fonction de σ_θ pour $K = 20$ et $R/\lambda = 1$ lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.

courbes de $\bar{\xi}_{\mathbf{w}_P}$ et $\bar{\xi}_{\mathbf{w}_O}$ sont indifférenciables. Comme il est indiqué ci-dessus, ceci est dû au fait que les deux CBO et le CBD proposé atteignent constamment l’optimalité.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a considéré la conception d’un CB avec un SNR optimal sous la contrainte d’une puissance limitée. On a vérifié que l’implémentation directe de cette conception de CB est basée sur des informations non disponibles localement. En exploitant la structure polychromatique des canaux avec des étalements, on a proposé un nouveau CBD basé sur des informations localement disponibles au niveau de chaque terminal qui nécessite un coût minimal de signalisations. En outre, cette solution effectue des performances proches de celles du CBO basé sur des informations non localement disponibles. De plus, il surpasse toujours le M-CBD et le B-CBD.

Chapitre 3

Conception d'une technique CBD dans un système à plusieurs émetteurs

Introduction

Après avoir étudié et analysé le CB dans un environnement à étalement important avec une seule source à l'émission, dans ce chapitre, on va s'intéresser à un système plus réaliste composé de plusieurs émetteurs; une source et des interférants. Le CB à SINR-optimal est traité dans ce cadre. Vu que son vecteur des poids n'est pas implémentable d'une manière distribuée, une nouvelle technique de CBD va être proposée permettant de résoudre ce problème sans dégrader les performances du CB à SINR-optimal.

3.1 Description du système

Dans ce chapitre, on reprend le même système d'intérêt du chapitre précédent et on ajoute $I - 1$ émetteurs qui vont être considérés comme étant des terminaux interférants à la source S . On désigne par (A_i, ϕ_i) les coordonnées polaires du i -ème émetteur, $i = 1, \dots, I$ tel que (A_1, ϕ_1) sont celles de la source S avec $\phi_1 = 0$ comme l'illustre bien la Figure 3.1 [1, 10, 11].

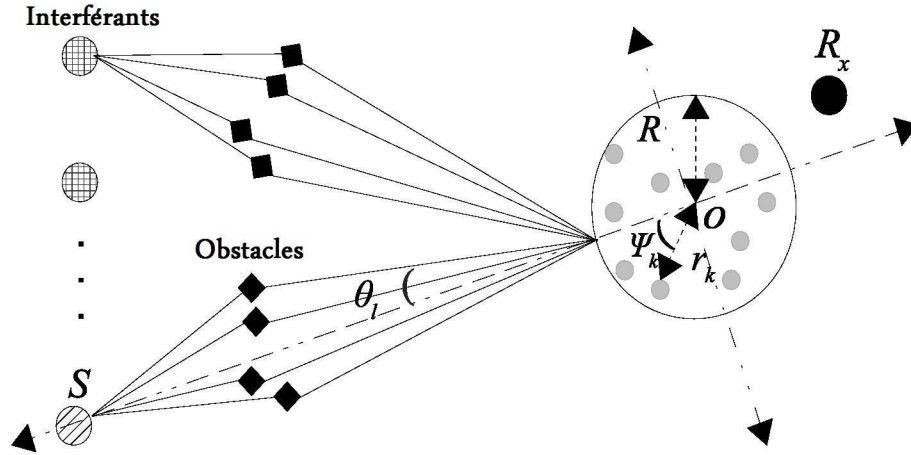


Figure 3.1 – Modèle du système CB à plusieurs émetteurs.

On suppose qu'aucun lien direct n'existe entre les émetteurs et le récepteur et que $A_i \gg R$, $i = 1, \dots, I$. Les hypothèses suivantes seront ainsi utilisées sans perte de généralité:

H1) La réponse du canal $[\mathbf{f}]_k$ entre le k -ième terminal et le récepteur est une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et de variance unitaire.

H2) Le signal émis par le i -ème émetteur désigné par s_i est une variable aléatoire de moyenne nulle et de puissance p_i . Les bruits au niveau des terminaux et du récepteur sont des variables aléatoires de moyenne nulle et de variances respectives σ_v^2 et σ_n^2 . Tous les signaux, les bruits et les réponses des canaux $[\mathbf{f}]_k$, $k = 1, \dots, K$, sont mutuellement indépendants.

H3) Le k -ième terminal est au courant de sa position (r_k, ψ_k) , de la réponse du canal qui le sépare du récepteur $[\mathbf{f}]_k$, des positions (A_i, ϕ_i) , $i = 1, \dots, I$ des émetteurs, de la puissance maximale pouvant être transmise par les terminaux P_{max} , des variances σ_v^2 et σ_n^2 et du paramètre \bar{R} . Cependant, il ignore toutes les positions des autres terminaux ainsi que les réponses des canaux qui les séparent du récepteur.

L'hypothèse H2 est valide lorsque le rayon R est relativement petit, et ainsi, les effets de trajets multiples sont les plus dominants [1, 9]. Concernant H3, cette hypothèse peut être justifiée par la nature distribuée des réseaux sans-fil, où les terminaux sont des entités indépendantes et chaque terminal ignore les informations des autres. Par ailleurs, la réponse du canal entre le i -ème émetteur

et le k -ième terminal peut être représentée par [24, 26, 34]:

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

3.2 Le CB à SINR-optimal

Dans cette section, le vecteur de poids associé au CB à SINR-optimal est calculé et les problèmes à surmonter lors de l'implémentation de cette technique vont être discutés. On suppose que la communication entre les émetteurs et le récepteur est réalisée en deux étapes. Dans la première étape, tous les émetteurs envoient leurs signaux vers les terminaux relais. Le vecteur de signaux reçus au niveau des terminaux est alors donné par:

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}_1 s_1 + \mathbf{G}_I \mathbf{s}_I + \mathbf{v} \quad (3.2)$$

où $\mathbf{G}_I = [\mathbf{g}_2 \dots \mathbf{g}_I]$, $\mathbf{s}_I = [s_2 \dots s_I]^T$ et \mathbf{v} est le vecteur de bruits au niveau des terminaux. Dans la deuxième étape, le k -ième terminal multiplie son signal reçu par le conjugué du poids \mathbf{w}_k et transmet le signal résultant vers le récepteur. Ainsi, le vecteur de signaux transmis par les terminaux est donné par :

$$\mathbf{x} = \mathbf{w}^* \odot \mathbf{y} \quad (3.3)$$

où $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_K]$ est le vecteur de poids. En utilisant les équations (3.2) et (3.3), le signal reçu au niveau du récepteur peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} r &= \mathbf{f}^H (\mathbf{w}^* \odot \mathbf{y}) + n \\ &= \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot (\mathbf{g}_1 s_1 + \mathbf{G}_I \mathbf{s}_I) + \mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n \\ &= s_1 \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 + \mathbf{w}^H \mathbf{H}_I \mathbf{s}_I + \mathbf{w}^H (\mathbf{f} \odot \mathbf{v}) + n \end{aligned} \quad (3.4)$$

où n est le bruit au niveau du récepteur, $\mathbf{s}_I = [s_2 \dots s_I]^T$, $\mathbf{h}_1 = \mathbf{f} \odot \mathbf{g}_1$, et $\mathbf{H}_I^H = [\mathbf{f} \odot \mathbf{g}_2 \dots \mathbf{f} \odot \mathbf{g}_I]$ avec $\mathbf{g}_i = [[\mathbf{g}_i]_1 \dots [\mathbf{g}_i]_K]^T$, pour $i = 2, \dots, I$, et $\mathbf{f} = [[\mathbf{f}]_1 \dots [\mathbf{f}]_K]^T$. Dans la suite, on désigne, respectivement, par $P_{\mathbf{w},s}$, $P_{\mathbf{w},I}$ et $P_{\mathbf{w},n}$ la puissance utile reçue de la source S , la puissance reçue

des interférences et la puissance reçue de bruits. D'après (3.4), on peut déduire que

$$P_{\mathbf{w},s} = p_1 \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 \right|^2 \quad (3.5)$$

$$P_{\mathbf{w},I} = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_I \mathbf{P}_I \mathbf{H}_I^H \mathbf{w} \quad (3.6)$$

$$P_{\mathbf{w},n} = \mathbf{w}^H \mathbf{\Sigma} \mathbf{w} + \sigma_n^2 \quad (3.7)$$

où $\mathbf{P}_I = \text{diag}\{p_2 \dots p_I\}$ et $\mathbf{\Sigma} = \sigma_v^2 \text{diag}\{|\mathbf{f}_1|^2 \dots |\mathbf{f}_k|^2\}$. Le SINR à la réception est alors exprimé comme suit :

$$\eta = \frac{p_1 \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 \right|^2}{\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_I \mathbf{P}_I \mathbf{H}_I^H + \mathbf{\Sigma}) \mathbf{w} + \sigma_n^2} \quad (3.8)$$

Afin de maximiser ce SINR, le vecteur de poids associé au CB à SINR-optimal et noté par \mathbf{w}_{opt} doit satisfaire la relation suivante :

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \max \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 \right|^2 \quad \text{avec} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{H}_I = 0, \quad P_t \leq P_{max} \quad (3.9)$$

Cependant, pour garantir l'optimalité de \mathbf{w}_{opt} , ce vecteur doit aussi satisfaire la contrainte $P_T = \|\mathbf{w}_{opt}\|^2 = P_{max}$, sinon il doit être multiplié par un coefficient permettant d'atteindre $P_T = P_{max}$ et d'augmenter, ainsi, la fonction objective η . Dans le but de calculer \mathbf{w}_{opt} , on commence par définir le vecteur suivant :

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{h}_1 - \mathbf{H}_I \left(\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H \right)^{-1} \mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1 \quad (3.10)$$

Après avoir calculer le vecteur de poids \mathbf{w}_{opt} , il ne reste qu'implémenter le CB à SINR-optimal dans le système considéré. Cependant, étant donnée la nature distribuée des systèmes sans-fil, le k -ième terminal doit impérativement être capable de calculer son propre poids

$$[\mathbf{w}_{opt}]_k = [\mathbf{h}_1]_k - \sum_{i=2}^I \sum_{i'=2}^I [\mathbf{H}_I]_{ik} \left[\left(\left(\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H \right)^{-1} \right)_{ii'} \right]_k [\mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1]_{i'k} \quad (3.11)$$

D'après (3.11), afin d'implémenter le CB à SINR-optimal de manière distribuée, $[\mathbf{h}_1]_k$ et les k -ième lignes de matrices $\left(\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H \right)^{-1}$, $\mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1$ et \mathbf{H}_I doivent être calculées uniquement par le k -ième terminal. Comme $[\mathbf{h}_1]_k$ est le gain du canal au niveau du k -ième terminal, il est évident que sa valeur est connue par ce terminal. En plus, on peut facilement montrer que les matrices $\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H$,

$\mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1$ et \mathbf{H}_I sont données par :

$$\left(\mathbf{H}_I^H\right)_i = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_i + \theta_l - \psi_k)} \quad (3.12)$$

$$\left(\mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1\right)_{i'} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_{i'} + \theta_l - \psi_k)} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p \cos(\phi_{i'} + \theta_{l'} - \psi_p)} \quad (3.13)$$

$$\left[\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H\right]_{ii'} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_{i'} + \theta_l - \psi_k)} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p \cos(\phi_i + \theta_{l'} - \psi_p)} \quad (3.14)$$

Il s'ensuit de (3.13) et (3.14) que $\mathbf{\Pi} = \mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H$ et $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1$ dépendent des positions de tous les émetteurs du réseau ainsi que des canaux qui les séparent du k -ième terminal. Par conséquent, étant donnée la nature distribuée des réseaux sans-fil, $\mathbf{\Pi}$ et $\boldsymbol{\beta}$ ne sont pas localement calculables au niveau du k -ième terminal et, ainsi, le CB à SINR-optimal ne peut pas être implémenté de manière distribuée dans le système considéré. Dans la Section 3.3, on propose alors un CBD qui est non seulement implémentable de manière distribuée dans les réseaux sans-fil, mais ses poids sont aussi bien approximés des valeurs de CB à SINR-optimal.

3.3 Le CB distribué (CBD)

Afin de résoudre le problème exposé dans la Section 3.2 de ce mémoire, on propose de remplacer $\mathbf{\Pi}$ et $\boldsymbol{\beta}$ par d'autres quantités. Ces quantités, doivent non seulement dépendre uniquement des informations localement disponibles à chaque terminal, mais doivent aussi être des bonnes estimations de $\mathbf{\Pi}$ et $\boldsymbol{\beta}$. Par ailleurs, dans le chapitre précédent, on a montré que l'accroissement du nombre des terminaux K permet, d'une part, d'améliorer la fiabilité de la communication entre la source et le récepteur et, d'autre part, d'augmenter l'efficacité énergétique dans les réseaux sans-fil. Ainsi, il sera judicieux d'utiliser un grand nombre de terminaux K dans le réseau considéré.

Dans un tel cas, $\mathbf{\Pi}$ et $\boldsymbol{\beta}$ peuvent être, respectivement, substitués par $\tilde{\mathbf{\Pi}} = \frac{1}{2K} \lim_{K \rightarrow \infty} \mathbf{\Pi}$ et $\tilde{\boldsymbol{\beta}} = \frac{1}{2K} \lim_{K \rightarrow \infty} \boldsymbol{\beta}$. Puisque ces derniers constituent de bonnes estimations de $\mathbf{\Pi}$ et $\boldsymbol{\beta}$, il ne reste plus qu'à prouver qu'ils sont uniquement dépendants des informations disponibles au niveau de tous les terminaux. Dans la suite, on démontre que $\tilde{\mathbf{\Pi}}$ et $\tilde{\boldsymbol{\beta}}$ satisfont cette exigence pour une valeur de K raisonnablement grande. D'après (3.14) et en utilisant la loi forte des grands nombres, $\tilde{\mathbf{\Pi}}$ est donné

par [35, 36]:

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{\Pi}}]_{ii'} &= \frac{1}{2K} \lim_{K \rightarrow \infty} [\mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^H]_{ii'} \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \Delta(\phi_i - \phi_{i'} + \theta_l - \theta_{l'}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\Delta(\phi) = \begin{cases} 2 \frac{J_1(4\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi/2))}{4\pi \frac{R}{\lambda} \sin(\phi/2)}, & \phi \neq 0 & \text{Uniforme} \\ 1, & \phi = 0 & \\ e^{-8(\pi \frac{\sigma}{\lambda} \sin(\phi/2))^2}, & & \text{Gaussienne} \end{cases}, \quad (3.16)$$

En outre, en suivant la même démarche on obtient le vecteur $\tilde{\boldsymbol{\beta}}$:

$$\begin{aligned} [\tilde{\boldsymbol{\beta}}]_{i'} &= \frac{1}{2K} \lim_{K \rightarrow \infty} [\mathbf{H}_I^H \mathbf{h}_1]_i \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \Delta(\phi_1 - \phi_{i'} + \theta_l - \theta_{l'}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Par conséquent, dans ce mémoire, on propose d'implémenter une nouvelle technique dont le vecteur des poids est donné par

$$\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{h}_1 - \mathbf{H}_I \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} \quad (3.18)$$

à la place du CB à SINR-optimal (3.10), et ceci pour deux raisons; La première est que $\tilde{\mathbf{w}}$ dépend uniquement des informations localement disponibles au niveau des terminaux, et ainsi il peut être implémenté de façon distribuée dans les réseaux sans-fil. La deuxième est qu'il constitue une bonne estimation de \mathbf{w}_{opt} associé au CB à SINR-optimal. L'efficacité du CBD proposé sera davantage vérifiée dans la Section 3.4, où son SINR moyen est analysé ainsi que sa puissance moyenne.

3.4 Analyse de performances du CBD

Afin de vérifier l'efficacité du CBD proposé, on va étudier, dans cette partie, le SINR associé à $\tilde{\mathbf{w}}$. Ce SINR moyen noté par $\tilde{\eta}$ est défini comme suit :

$$\tilde{\eta} = \frac{\tilde{P}(A_1, \phi_1)}{\sum_{i=2}^I \tilde{P}(A_i, \phi_i) + \tilde{P}_n} \quad (3.19)$$

où $\tilde{P}(A_1, \phi_1)$, $\tilde{P}(A_i, \phi_i)$ et \tilde{P}_n sont les puissances moyennes respectivement reçues par la source S , le i -ème terminal interférant et les bruits. Notons que, l'espérance est prise par rapport aux coordonnées des terminaux et les canaux qui les séparent du récepteur. Afin de calculer les expressions de $\tilde{P}_{\text{av}}(A_1, \phi_1)$ et $\tilde{P}_{\text{av}}(A_i, \phi_i)$, $i = 2, \dots, I$, on se met dans le cas le plus général lorsqu'un émetteur donné dont les coordonnées sont (A_*, ϕ_*) émet un signal s_* de puissance p_* vers le récepteur. Dans un tel cas, la puissance reçue de cet émetteur est définie par :

$$\tilde{P}(A_*, \phi_*) = p_* \left| \tilde{\mathbf{w}}^H(\mathbf{f} \odot \mathbf{g}_*) \right|^2 \quad (3.20)$$

où $\mathbf{g}_* = [[\mathbf{g}_*]_1 \dots [\mathbf{g}_*]_K]^T$ avec

$$[\mathbf{g}_*]_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k \cos(\phi_* + \theta_l - \psi_k)} \quad (3.21)$$

représente la réponse du canal entre cet émetteur situé à un angle ϕ_* et le k -ième terminal. La puissance moyenne reçue de cet émetteur est alors donnée par le théorème suivant :

Théorème 1 :

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{\text{av}}(A_*, \phi_*) &= 2K \Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) - 2K \Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} - 2K \boldsymbol{\beta}^H \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \\ &+ 2K \boldsymbol{\beta}^H \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} \\ &+ 4K(K-1) \left| \Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*) - \Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} \right|^2. \end{aligned} \quad (3.22)$$

où

$$\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*))} \quad (3.23)$$

$$\Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*) = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1)} \quad (3.24)$$

$$\left(\Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \right)_i = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*))} \quad (3.25)$$

$$\left(\Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_*) \right)_{ij} = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*))} \quad (3.26)$$

$$\left(\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_*) \right)_i = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_i))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_i)} \quad (3.27)$$

$$\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*) = \arcsin\left(\sqrt{x^2 + y^2 + 2xy\cos(x' - y')}\right) \quad (3.28)$$

$$x = \sin((\phi_n + \theta_l - \phi_1 - \theta_{l'})/2) \quad (3.29)$$

$$x' = \frac{\phi_n + \theta_l + \phi_1 + \theta_{l'}}{2} \quad (3.30)$$

$$y = \sin((\phi_1 + \theta_{l_1} - \phi_* - \theta_{l_2})/2) \quad (3.31)$$

$$y' = \frac{\phi_1 + \theta_{l_1} + \phi_* + \theta_{l_2}}{2} \quad (3.32)$$

$$\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*) = \arcsin\left(\sqrt{x^2 + y_1^2 + 2xy_1\cos(x' - y_1')}\right) \quad (3.33)$$

$$\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*) = \arcsin\left(\sqrt{x_1^2 + y_1^2 + 2x_1y_1\cos(x_1' - y_1')}\right), \quad (3.34)$$

$$x_1 = \sin((\phi_* + \theta_l - \phi_j - \theta_{l'})/2), \quad (3.35)$$

$$x_1' = \frac{\phi_* + \theta_l + \phi_j + \theta_{l'}}{2} \quad (3.36)$$

$$y_1 = \sin((\phi_i + \theta_{l_1} - \phi_* - \theta_{l_2})/2), \quad (3.37)$$

$$y_1' = \frac{\phi_i + \theta_{l_1} + \phi_* + \theta_{l_2}}{2} \quad (3.38)$$

Preuve : Annexe A. Il en résulte de (3.22) que la puissance reçue de la source S est

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{\text{av}}(A_1, \phi_1) &= 2K\Sigma_0(\theta, \phi_1) - 2K\Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} - 2K\beta^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1) \\ &+ 2K\beta^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_1) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} \\ &+ 4K(K-1) \left| \Sigma_1(\theta, \phi_1) - \Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} \right|^2. \end{aligned} \quad (3.39)$$

et que celle reçue du n -ième terminal interférant est

$$\begin{aligned}\tilde{P}_{\text{av}}(A_n, \phi_n) &= 2K\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_n) - 2K\Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_n) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} - 2K\tilde{\beta}^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_n) \\ &+ 2K\tilde{\beta}^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_n) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} \\ &+ 4K(K-1) \left| \Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_n) - \Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_n) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} \right|^2,\end{aligned}\quad (3.40)$$

Comme on a dans (3.28), Σ_4 est donné par:

$$\begin{aligned}[\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_n)]_i &= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_n - \phi_i))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_n - \phi_i)} \\ &= [\tilde{\Pi}]_{ni},\end{aligned}\quad (3.41)$$

il s'ensuit que le vecteur $\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_i)$ dans ce cas peut être donné par $\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_n) = e_n \tilde{\Pi}$, où $e_n = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)$. En suivant le même raisonnement, on obtient le résultat suivant

$$\begin{aligned}\Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_n) &= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_n - \phi_1))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_n - \phi_1)} \\ &= e_n \tilde{\beta}.\end{aligned}\quad (3.42)$$

Enfin, la puissance moyenne reçue dans la direction de l'interférant situé à un angle ϕ_n est donnée par:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_{\text{av}}(A_n, \phi_n) &= 2K\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_n) - 2K\Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_n) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta} - 2K\tilde{\beta}^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_n) \\ &+ 2K\tilde{\beta}^H \tilde{\Pi}^{-1} \Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_n) \tilde{\Pi}^{-1} \tilde{\beta},\end{aligned}\quad (3.43)$$

où

$$\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_n) = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_n)))}{\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_n))}, \quad (3.44)$$

$$\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_n) = \arcsin\left(\sqrt{x^2 + y^2 + 2xy\cos(x' - y')}\right) \quad (3.45)$$

$$x = \sin((\phi_n + \theta_l - \phi_1 - \theta_{l'})/2), \quad (3.46)$$

$$x' = \frac{\phi_n + \theta_l + \phi_1 + \theta_{l'}}{2}, \quad (3.47)$$

$$y = \sin((\phi_1 + \theta_{l_1} - \phi_n - \theta_{l_2})/2), \quad (3.48)$$

$$y' = \frac{\phi_1 + \theta_{l_1} + \phi_n + \theta_{l_2}}{2}, \quad (3.49)$$

$$[\Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_n)]_i = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{i l_1} \alpha_{i l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_n)))}{\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_n))} \quad (3.50)$$

$$\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_n) = \arcsin\left(\sqrt{x^2 + y_1^2 + 2xy_1 \cos(x' - y_1')}\right), \quad (3.51)$$

$$[\Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_n)]_{ij} = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{i l_1} \alpha_{i l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_n)))}{\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_n))}, \quad (3.52)$$

$$\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_n) = \arcsin\left(\sqrt{x_1^2 + y_1^2 + 2x_1 y_1 \cos(x_1' - y_1')}\right), \quad (3.53)$$

$$x_1 = \sin((\phi_n + \theta_l - \phi_j - \theta_{l'})/2), \quad (3.54)$$

$$x_1' = \frac{\phi_n + \theta_l + \phi_j + \theta_{l'}}{2} \quad (3.55)$$

$$y_1 = \sin((\phi_i + \theta_{l_1} - \phi_n - \theta_{l_2})/2), \quad (3.56)$$

$$y_1' = \frac{\phi_i + \theta_{l_1} + \phi_n + \theta_{l_2}}{2}. \quad (3.57)$$

3.5 Résultats de simulations

Dans cette section, des simulations seront fournies pour appuyer les résultats théoriques déjà démontrés dans le chapitre précédent. Par souci de simplicité, on a supposé, dans toutes les simulations, que tous les émetteurs sont équidistants du système sans-fil ($A_1 = A_2 \dots = A_I$) et que leur puissances transmises sont égales ($p_1 = p_2 \dots = p_I = 1$). On a aussi supposé que $\sigma_n^2 = \sigma_v^2$.

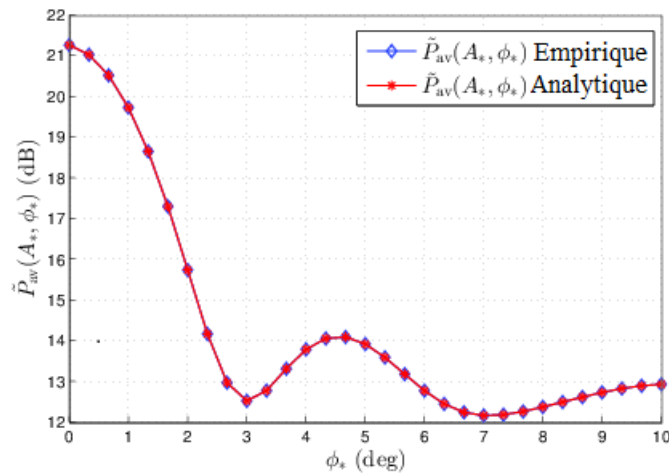


Figure 3.2 – Le diagramme de rayonnement moyen réalisé par \tilde{w} pour $K = 20$, $R/\lambda = 10$, $L = 4$, $\sigma_\theta = 20$ (deg) et $[\phi_2, \phi_3] = [3, 7]$ (deg) lorsque la distribution des terminaux est Gaussienne.

La Figure 3.2 représente le diagramme de rayonnement moyen du CBD proposé. Elle montre l'évolution de la puissance reçue $\tilde{P}_{av}(A_*, \phi_*)$ pour des différents ensembles de terminaux interférants lorsque $K = 20$, $R/\lambda = 10$, $L = 4$ et $\sigma_\theta = 20$ (deg). D'après cette figure, on peut remarquer que le CBD permet toujours de réaliser un diagramme de rayonnement moyen avec un lobe principal centré autour de la direction $\phi_1 = 0$ de la source S et des minimums dans les directions des deux interférants situés à $\phi_2 = 3$ (deg) et $\phi_3 = 7$ (deg). Ceci prouve l'efficacité du CBD proposé dans la suppression des interférences puisqu'elle impose des puissances minimales dans les directions indésirées et une puissance maximale dans la direction de la destination, ce qui est en accord avec les résultats analytiques. Les courbes des simulations analytiques et empiriques sont collées ce qui valide les équations développées.

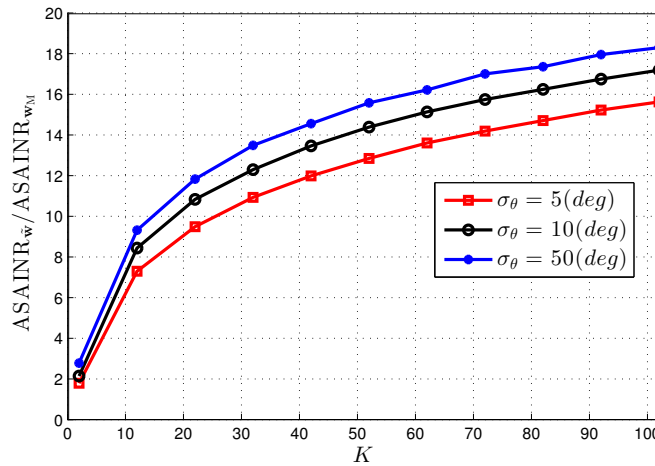


Figure 3.3 – Le rapport $ASAINR_{\bar{w}}/ASAINR_{w_M}$ en fonction de K pour $R/\lambda = 10$, $L = 4$, $[\phi_2, \phi_3] = [2, 6, 8]$ (deg) et pour différentes valeurs de $\sigma_\theta = 5, 10, 50$ (deg).

La Figure 3.3 montre l'évolution du rapport $ASAINR_{\bar{w}}/ASAINR_{w_M}$ à la réception en fonction du nombre de terminaux K . Afin de tracer ces courbes, on a supposé que des interférences existent dans les directions $[\phi_2, \phi_3, \phi_4] = [2, 6, 8]$ (deg), $R/\lambda = 10$ et que $L = 4$. Dans cette figure, trois courbes sont représentées et chacune correspond à une valeur de σ_θ . D'après cette figure, on peut observer que ce rapport de ASAINR augmente avec K et σ_θ pour atteindre un rapport supérieur à 8 pour $K = 10$ et 18 pour $K = 100$. Ainsi, le CBD proposé devient de plus en plus efficace en termes de ASAINR, lorsque le nombre des terminaux K augmente et l'environnement est à σ_θ plus élevé. Par conséquent, la solution proposée dans ce chapitre peut assurer un gain 18 fois plus supérieur que celui obtenu par le M-CBD pour un nombre de terminaux égale à $K = 100$ et $\sigma_\theta = 50$ (deg) et

ceci prouve bien la robustesse de cette technique face au phénomène d'étalement en la comparant à celle du cas monochromatique .

Comme on a déjà montré dans (3.18), la solution proposée dont le vecteur CB noté par $\tilde{\mathbf{w}}$ dépend seulement des informations localement disponibles au niveau de chaque terminal et ne nécessite qu'un échange minimal de signalisation, à savoir P_{\max}/K , σ_n^2/P_{\max} , et R ou σ . Par conséquent, cette solution est beaucoup plus appropriée pour une implémentation distribuée qu'une solution CBO basée sur la connaissance de toutes les informations du système et surtout puisqu'elle assure des performances largement supérieures à celles du monochromatique (voir la Figure 3.3) tout en assumant un canal polychromatique plus réaliste et en tenant en compte des interférences.

Conclusion

Au cours de ce chapitre, on a étudié la conception du CB à un SINR-optimal sous la contrainte d'une puissance limitée. On a aussi vérifié que l'implémentation directe de cette technique de CB est basée essentiellement sur des informations localement non disponibles. En exploitant la structure polychromatique des canaux aux étalements, on a proposé un nouveau CBD basé sur des informations disponibles au niveau de chaque terminal et qui nécessite un coût minimal de signalisations. En outre, cette technique assure des performances quasi optimales tout en surpassant celles du M-CBD pour n'importe quelle valeur d'étalement σ_θ .

Conclusion générale

Ce mémoire a présenté une conception complète d'un CB robuste qui prend en compte les effets du phénomène d'étalement, tandis que dans les travaux précédents, ces effets sont soit négligés soit simplifiés et ceci en proposant des techniques basées sur des canaux monochromatiques ou bi-chromatiques avec des performances satisfaisantes à une certaine plage de σ_θ .

Dans ce travail, on considère un canal polychromatique pour établir une communication à deux étapes à partir de la source vers le récepteur par l'intermédiaire de la coopération des K terminaux indépendants.

En outre, comme discuté ci-dessus, cette technique peut être mise en œuvre de manière distribuée tandis que chaque poids peut être calculé localement au niveau de chaque terminal.

Ce mémoire a abordé les différents aspects de CB pour les réseaux sans-fil. Deux cas de figures ont été étudiés pour avoir à la fin de ce travail deux solutions de CB efficaces et robustes au phénomène d'étalement.

On a commencé par l'étude du fonctionnement de CB, ses divers types ainsi que leurs avantages et limites respectifs. Après avoir traité les différentes caractéristiques du CB ainsi que les solutions existantes dans la littérature, une première nouvelle approche permettant de résoudre les problèmes du CB à SNR-optimal a été proposée. Par la suite, sa efficacité et son comportement face aux effets des étalements ont été analysés et comparés à ceux du M-CBD et B-CBD. Cette solution assure des performances quasi optimales en termes de ASNR et de ASANR réalisés et elle surmonte celles de B-CBD. Ces résultats sont valables à la fois pour la distribution uniforme et la distribution Gaussienne.

Après la validation des résultats du CB proposé qui s'est limité à un seul émetteur, une deuxième approche du CB plus réaliste valable pour n'importe quel nombre d'émetteurs était proposée. Cette solution est basée sur un SINR-optimal dont le vecteur de poids n'est pas implémentable avec une manière distribuée. Le CB proposé remédie à ce problème sans perdre les performances optimales tout en surpassant celles de M-CBD et B-CBD.

Annexe A

Démonstration du Théorème 1

La puissance moyenne reçue d'une source, qui émet un signal s_* avec une puissance p_* et dont les coordonnées polaires sont (A_*, ϕ_*) est donnée par:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_{av}(A_*, \phi_*) &= p_* E \left(|\tilde{\mathbf{w}}^H(\mathbf{f} \odot \mathbf{g}_*)|^2 \right) \\ &= p_* \left[E(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{h}_1) - E(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}) - E\left(\left(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\right)^*\right) \right. \\ &\quad \left. + E\left(\left(\mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\right)^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\right) \right] \\ &= p_* \left[E(\Gamma_1) - E(\Gamma_2) - E(\Gamma_2^*) + E(\Gamma_3) \right]\end{aligned}\tag{A.1}$$

où

$$\Gamma_1 = \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{h}_1\tag{A.2}$$

$$\Gamma_2 = \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\tag{A.3}$$

$$\Gamma_3 = \left(\mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\right)^H \mathbf{h}_* \mathbf{h}_*^H \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}\tag{A.4}$$

Tout d'abord, on commence par la dérivation de l'expression de Γ_1 qui est donnée par:

$$\begin{aligned}
\Gamma_1 &= \left(\sum_{p=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p [\cos(\phi_* + \theta_l - \psi_p) - \cos(\phi_1 + \theta_{l'} - \psi_p)]} \right) \times \\
&\quad \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k [\cos(\phi_1 + \theta_{l_1} - \psi_k) - \cos(\phi_* + \theta_{l_2} - \psi_k)]} \right) \\
&= \sum_{p=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p [\cos(\phi_* + \theta_l - \psi_p) - \cos(\phi_1 + \theta_{l'} - \psi_p) + \cos(\phi_1 + \theta_{l_1} - \psi_p) - \cos(\phi_* + \theta_{l_2} - \psi_p)]} \\
&+ \sum_{p=1}^K \sum_{k=1, k \neq p}^K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p [\cos(\phi_* + \theta_l - \psi_p) - \cos(\phi_1 + \theta_{l'} - \psi_p)]} \\
&\times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k [\cos(\phi_1 + \theta_{l_1} - \psi_k) - \cos(\phi_* + \theta_{l_2} - \psi_k)]}. \tag{A.5}
\end{aligned}$$

En outre, on sait que

$$e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_p [\cos(\phi_* + \theta_l - \psi_p) - \cos(\phi_1 + \theta_{l'} - \psi_p) + \cos(\phi_1 + \theta_{l_1} - \psi_p) - \cos(\phi_* + \theta_{l_2} - \psi_p)]} = e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_p (x \sin(x' - \psi_p) + y \sin(y' - \psi_p))}$$

où $x = \sin((\phi_* + \theta_l - \phi_1 - \theta_{l'})/2)$, $x' = \frac{\phi_* + \theta_l + \phi_1 + \theta_{l'}}{2}$, $y = \sin((\phi_1 + \theta_{l_1} - \phi_* - \theta_{l_2})/2)$,
et $y' = \frac{\phi_1 + \theta_{l_1} + \phi_* + \theta_{l_2}}{2}$.

Notant que les fonctions de probabilités de (pdfs) de r_p et ψ_p sont données par:

$$f_{r_p}(r) = \frac{2r}{R}, \quad 0 < r < R \tag{A.6}$$

$$f_{\psi_p}(\psi) = \frac{1}{2\pi}, \quad -\pi \leq \psi < \pi \tag{A.7}$$

En exploitant (A.7) et le fait que les deux variables r_p et ψ_p sont mutuellement indépendants, on obtient:

$$\begin{aligned}
E_{\psi_p} \left(e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_p (x \sin(x' - \psi_p) + y \sin(y' - \psi_p))} \right) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_p (x \sin(x' - \psi_p) + y \sin(y' - \psi_p))} d\psi_p \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} r_p ([x \sin(x') + y \sin(y')] \cos(\psi_p) - [x \cos(x') + y \cos(y')] \sin(\psi_p))} d\psi_p.
\end{aligned}$$

En utilisant le fait que

$$\int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{\frac{a+b \sin(x)+c \cos(x)}{1+p \sin(x)+q \cos(x)}} dx = \frac{2\pi}{\sqrt{1-p^2-q^2}} I_0(\beta) e^{-\alpha}, \tag{A.8}$$

où $\alpha = (bp + cq - a) / (1 - p^2 - q^2)$, $\beta = \sqrt{\alpha^2 - \frac{a^2 - b^2 - c^2}{1 - p^2 - q^2}}$, et $p^2 + q^2 < 1$, on aura l'expression suivante comme moyenne par rapport à ψ_p :

$$\begin{aligned} E_{\psi_p} \left(e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_p (x \sin(x' - \psi_p) + y \sin(y' - \psi_p))} \right) &= I_0 \left(j \frac{4\pi}{\lambda} r_p \sqrt{[x \sin(x') + y \sin(y')]^2 + [x \cos(x') + y \cos(y')]^2} \right) \\ &= I_0 \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} r_p \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')} \right) \\ &= J_0 \left(\frac{4\pi}{\lambda} r_p \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Par la suite, en moyennant par rapport à r_p et en utilisant l'expression de la pdf correspondante, on obtient

$$\begin{aligned} E_{r_p, \psi_p} \left(e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_p (x \sin(x' - \psi_p) + y \sin(y' - \psi_p))} \right) &= E_{r_p} \left(J_0 \left(\frac{4\pi}{\lambda} r_p \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')} \right) \right) \\ &= \int_0^R \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{(p!)^2} \left(\frac{4\pi}{2\lambda} \right)^{2p} \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')}^{2p} (r_p)^{2p} \left(\frac{2r_p}{R} \right) dr_p \\ &= \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p!(p+1)} \left(\frac{4\pi}{2\lambda} \right)^{2p} \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')}^{2p} R^{2p} \\ &= \frac{2\lambda}{4\pi R \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')}} \times \\ &\quad J_1 \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')} \right) \\ &= 2 \frac{J_1(\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*))}, \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

où $\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*) = \arcsin \left(\sqrt{x^2 + y^2 + 2xy \cos(x' - y')} \right)$.

Ainsi, Γ_1 peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} E_{r_p, \psi_p}(\Gamma_1) &= 2K \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*))} + 4K(K-1) \\ &\quad \times \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1)} \frac{J_1(\gamma(\theta_{l_1} - \theta_{l_2} + \phi_1 - \phi_*))}{\gamma(\theta_{l_1} - \theta_{l_2} + \phi_1 - \phi_*)} \\ &= 2K \Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) + 4K(K-1) \Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*) \Sigma_1^*(\theta, \phi_1, \phi_*). \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

où $\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{l_1} \alpha_{l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_0(\theta, \phi_1, \phi_*))}$,

et $\Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*) = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_1)}$.

En suivant les mêmes étapes ci-dessus, on obtient

$$E_{r_p, \psi_p}(\Gamma_2) = 2K \mathbf{\Sigma}_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} + 4K(K-1) \mathbf{\Sigma}_1(\theta, \phi_1, \phi_*) \mathbf{\Sigma}_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}. \quad (\text{A.12})$$

où

$$[\mathbf{\Sigma}_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*)]_i = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \alpha_{il_1} \alpha_{i l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*))} \quad (\text{A.13})$$

$$\Delta_1(\theta, \phi_i, \phi_1, \phi_*) = \arcsin\left(\sqrt{x^2 + y_1^2 + 2xy_1 \cos(x' - y_1')}\right), \quad (\text{A.14})$$

$$y_1 = \sin((\phi_i + \theta_{l_1} - \phi_* - \theta_{l_2})/2), \quad (\text{A.15})$$

$$y_1' = \frac{\phi_i + \theta_{l_1} + \phi_* + \theta_{l_2}}{2}, \quad (\text{A.16})$$

et

$$[\mathbf{\Sigma}_4(\theta, \phi_I, \phi_*)]_i = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \alpha_l \alpha_{l'}^* \frac{J_1(\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_i))}{\gamma(\theta_l - \theta_{l'} + \phi_* - \phi_i)}. \quad (\text{A.17})$$

Par la même démarche, on obtient la moyenne de Γ_3 :

$$\begin{aligned} E_{r_p, \psi_p}(\Gamma_3) &= 2K \tilde{\boldsymbol{\beta}}^H \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \mathbf{\Sigma}_3(\theta, \phi_I, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}} + 4K(K-1) \tilde{\boldsymbol{\beta}}^H \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \mathbf{\Sigma}_4(\theta, \phi_I, \phi_*) \\ &\times \mathbf{\Sigma}_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*) \tilde{\mathbf{\Pi}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}, \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

où

$$[\mathbf{\Sigma}_3(\theta, \phi_I, \phi_I, \phi_*)]_{ij} = \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{l_1=1}^L \sum_{l_2=1}^L \alpha_l \alpha_{j l'}^* \alpha_{il_1} \alpha_{i l_2}^* \frac{J_1(\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*)))}{\gamma(2\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*))}, \quad (\text{A.19})$$

$$\Delta_2(\theta, \phi_i, \phi_j, \phi_*) = \arcsin\left(\sqrt{x_1^2 + y_1^2 + 2x_1 y_1 \cos(x_1' - y_1')}\right), \quad (\text{A.20})$$

$$x_1 = \sin((\phi_* + \theta_l - \phi_j - \theta_{j l'})/2), \quad (\text{A.21})$$

$$x_1' = \frac{\phi_* + \theta_l + \phi_j + \theta_{j l'}}{2} \quad (\text{A.22})$$

$$y_1 = \sin((\phi_i + \theta_{l_1} - \phi_* - \theta_{l_2})/2), \quad (\text{A.23})$$

$$y_1' = \frac{\phi_i + \theta_{l_1} + \phi_* + \theta_{l_2}}{2}. \quad (\text{A.24})$$

Comme Γ_2 et Γ_2^* sont deux réels, alors $E(\Gamma_2)$ est aussi réel et par conséquent $E(\Gamma_2) = E(\Gamma_2^*)$.

Donc, l'expression de la puissance moyenne reçue à l'émetteur sera donnée par:

$$\begin{aligned}
\tilde{P}_{\mathbf{w}_P}(\phi_*) &= 2K\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) + 4K(K-1)\Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*)\Sigma_1^*(\theta, \phi_1, \phi_*) - 2K\Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} \\
&- 4K(K-1)\Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*)\Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} - 2K\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \\
&- 4K(K-1)\Sigma_1^*(\theta, \phi_1, \phi_*)\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_*) + 2K\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} \\
&+ 4K(K-1)\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_4(\theta, \phi_I, \phi_*)\Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta}, \\
&= 2K\Sigma_0(\theta, \phi_1, \phi_*) - 2K\Sigma_2^H(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} - 2K\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_2(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*) \\
&+ 2K\tilde{\beta}^H\tilde{\Pi}^{-1}\Sigma_3(\theta, \phi_I, \phi_1, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} + 4K(K-1) \\
&\times \left| \Sigma_1(\theta, \phi_1, \phi_*) - \Sigma_4^H(\theta, \phi_I, \phi_*)\tilde{\Pi}^{-1}\tilde{\beta} \right|^2. \tag{A.25}
\end{aligned}$$

Références

- [1] H. Ochiai, P. Mitran, H. V. Poor, and V. Tarokh, “Collaborative beamforming for distributed wireless ad hoc sensor networks,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 11, pp. 4110–4124, 2005.
- [2] M. F. Ahmed and S. A. Vorobyov, “Collaborative beamforming for wireless sensor networks with gaussian distributed sensor nodes,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 2, pp. 638–643, 2009.
- [3] K. Zarifi, A. Ghayeb, and S. Affes, “Distributed beamforming for wireless sensor networks with improved graph connectivity and energy efficiency,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 1904–1921, 2010.
- [4] J. Huang, P. Wang, and Q. Wan, “Collaborative beamforming for wireless sensor networks with arbitrary distributed sensors,” *Communications Letters, IEEE*, vol. 16, no. 7, pp. 1118–1120, 2012.
- [5] M. F. Ahmed and S. A. Vorobyov, “Sidelobe control in collaborative beamforming via node selection,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 12, pp. 6168–6180, 2010.
- [6] R. Mudumbai, G. Barriac, and U. Madhow, “On the feasibility of distributed beamforming in wireless networks,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 5, pp. 1754–1763, 2007.
- [7] D. Goyal and M. R. Tripathy, “Routing protocols in wireless sensor networks: a survey,” in *Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), 2012 Second International Conference on*, pp. 474–480, IEEE, 2012.
- [8] L. C. Godara, “Application of antenna arrays to mobile communications. ii. beam-forming and direction-of-arrival considerations,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195–1245, 1997.
- [9] L. Dong, A. P. Petropulu, and H. V. Poor, “A cross-layer approach to collaborative beamforming for wireless ad hoc networks,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 7, pp. 2981–2993, 2008.
- [10] K. Zarifi, S. Affes, and A. Ghayeb, “Distributed beamforming for wireless sensor networks with random node location,” in *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009. ICASSP 2009. IEEE International Conference on*, pp. 2261–2264, IEEE, 2009.
- [11] M. F. Ahmed and S. A. Vorobyov, “Node selection for sidelobe control in collaborative beamforming for wireless sensor networks,” in *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2009. SPAWC’09. IEEE 10th Workshop on*, pp. 519–523, IEEE, 2009.
- [12] M.-O. Pun, D. R. Brown III, and H. V. Poor, “Opportunistic collaborative beamforming with one-bit feedback,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 5, pp. 2629–2641, 2009.

- [13] Z. Han and H. V. Poor, "Lifetime improvement in wireless sensor networks via collaborative beamforming and cooperative transmission," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 1, no. 6, pp. 1103–1110, 2007.
- [14] Y.-S. Tu and G. J. Pottie, "Coherent cooperative transmission from multiple adjacent antennas to a distant stationary antenna through awgn channels," in *Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th*, vol. 1, pp. 130–134, IEEE, 2002.
- [15] R. Mudumbai, J. Hespanha, U. Madhow, and G. Barriac, "Distributed transmit beamforming using feedback control," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 411–426, 2010.
- [16] D. R. Brown III and H. V. Poor, "Time-slotted round-trip carrier synchronization for distributed beamforming," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 5630–5643, 2008.
- [17] R. Mudumbai, D. R. Brown III, U. Madhow, and H. V. Poor, "Distributed transmit beamforming: challenges and recent progress," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 47, no. 2, pp. 102–110, 2009.
- [18] S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 5, pp. 585–598, 1976.
- [19] K. Zarifi, S. Affes, and A. Ghayeb, "Collaborative null-steering beamforming for uniformly distributed wireless sensor networks," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 1889–1903, 2010.
- [20] X. Li, C. Xing, Y.-C. Wu, and S. Chan, "Timing estimation and resynchronization for amplify-and-forward communication systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 2218–2229, 2010.
- [21] X. Li, Y.-C. Wu, and E. Serpedin, "Timing synchronization in decode-and-forward cooperative communication systems," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 4, pp. 1444–1455, 2009.
- [22] H. Mehrpouyan and S. D. Blostein, "Bounds and algorithms for multiple frequency offset estimation in cooperative networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 4, pp. 1300–1311, 2011.
- [23] Z. Lu, J. Li, L. Zhao, and J. Pang, "Iterative parameter estimation in mimo flat-fading channels with frequency offsets," in *null*, pp. 802–805, IEEE, 2006.
- [24] A. Amar, "The effect of local scattering on the gain and beamwidth of a collaborative beam-pattern for wireless sensor networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 9, pp. 2730–2736, 2010.
- [25] S. A. R. Zaidi and S. Affes, "Distributed collaborative beamforming in the presence of angular scattering," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 5, pp. 1668–1680, 2014.
- [26] M. Bengtsson and B. Ottersten, "Low-complexity estimators for distributed sources," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 8, pp. 2185–2194, 2000.
- [27] S. Zaidi and S. Affes, "Snr and throughput analysis of distributed collaborative beamforming in locally-scattered environments," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 12, no. 18, pp. 1620–1633, 2012.
- [28] S. Zaidi and S. Affes, "Analysis of collaborative beamforming designs in real-world environments," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2013 IEEE*, pp. 3518–3523, IEEE, 2013.

- [29] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami, and Z.-Q. Luo, “Distributed beamforming for relay networks based on second-order statistics of the channel state information,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 9, pp. 4306–4316, 2008.
- [30] G. Zheng, K.-K. Wong, A. Paulraj, and B. Ottersten, “Collaborative-relay beamforming with perfect csi: optimum and distributed implementation,” *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 16, no. 4, pp. 257–260, 2009.
- [31] J. Li, P. Stoica, and Z. Wang, “On robust capon beamforming and diagonal loading,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 7, pp. 1702–1715, 2003.
- [32] R. G. Lorenz and S. P. Boyd, “Robust minimum variance beamforming,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 5, pp. 1684–1696, 2005.
- [33] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, “Table of integrals, series and products 7th edn, ed a jeffrey and d,” *Zwillinger (New York: Academic)*, 2007.
- [34] O. Besson, P. Stoica, and A. B. Gershman, “Simple and accurate direction of arrival estimator in the case of imperfect spatial coherence,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 730–737, 2001.
- [35] S. Zaidi and S. Affes, “Distributed beamforming for wireless sensor networks in local scattering environments,” in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2012.
- [36] S. Zaidi and S. Affes, “Distributed collaborative beamforming with minimum overhead for local scattering environments,” in *Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2012 8th International*, pp. 1–7, IEEE, 2012.