



Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCE
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "

Présenté par :

OUSSOUKINE Amal

RAYEH

Narimane

MIMO BEAMFORMING MULTI-UTILISATEURS

Soutenu en mai 2016 devant le Jury:

BORSALI Ahmed Riad

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Président

HADJILA Morad

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Examineur

BAHRI Sidi Mohammed

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Encadreur

Remerciements

A travers ce modeste travail, nous remercions *ALLAH* pour nous avoir donné santé, courage et aide pour la confection de cet ouvrage.

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur *Mr BAHRI SIDI MOHAMMED* pour ses précieux conseils et son encadrement afin de mener à bien ce modeste travail.

Nos sincères remerciements s'adressent également à monsieur le président de jury *BOURSALI AHMED RIAD ET* le membre du jury de *HDJILA MORAD* pour l'honneur qu'ils nous font pour juger et examiner ce travail de mémoire.

Au terme de ce travail, nous voudrions adresser nous vifs remerciements à tous nos professeurs qui ont contribué à notre formation.

OUSSOUKINE .A ET RAYEH.N

Dédicace

Dedication

*A mon cher père
Prions dieu de tout puissant d'accueillir dans son vaste Paradies
Sans restriction
Pour son amour, sa patience et ses considérables sacrifices
Pour me parvenir à ce niveau*

*A ma chère mère
Pour son grand amour, ses sacrifices et toute l'affection
Qu'elle m'a toujours offerte*

*Mon cher frère : Tarek Abd-ellah
Ma chère sœur : Siham*

*À ma famille
À tous mes amis*

*A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment
"En essayant continuellement on finit par réussir. Donc plus ça
rate, plus on a
Des chances que ça marche !" Devise Shadock*

Amal

Amal

Dédicace

Dedication

À mon cher père

Sans restriction

Pour son amour, sa patience et ses considérables sacrifices

Pour me parvenir à ce niveau

À ma chère mère

Pour son grand amour, ses sacrifices et toute l'affection

Qu'elle m'a toujours offerte

Mon cher frère : Takî El Ddine

À ma famille

À tous mes amis

À tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

"En essayant continuellement on finit par réussir. Donc plus ça

rate, plus on a

Des chances que ça marche !" Devise Shadock

Narimane

Narimane

Liste des figures

Chapitre I :

Antennes adaptatives

Figure I.1: Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligente.....	4
Figure I.2: Modèle de Signal pour ULA.....	4
Figure I.3: Le principe de base d'une antenne intelligente.....	7
Figure I.4: Réseau d'antenne adaptative.....	8
Figure I.5: Critère de réseau adaptative MMSE.....	10
Figure I.6: Configuration de l'antenne pour la formation de voies.....	16
Figure I.7: SNR de sortie en fonction du nombre d'éléments de réseau.....	20

Chapitre II :

Système MIMO pour les communications sans fils

Figure II.1: Configuration de canal MIMO à bande étroite avec beamforming.....	23
Figure II.2: Configuration de canal MIMO à bande étroite pour la transmission de flux de données de données multiples	25
Figure II.3: canal MIMO à large bande et la configuration du beamforming	27
Figure II.4: Canal MIMO à large bande et la configuration de beamforming pour un train de données multiple	30

Chapitre III :

MIMO beamforming mono- utilisateur

Figure III.1: Canal MIMO à large bande et la Configuration beamforming.....	33
Figure III.2: SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 3×3	42
Figure III.3: SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 4×4	43
Figure III.4: SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 5×5	44
Figure III.5: Performances du système MIMO adaptatif 3×3	45
Figure III.6: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4	46
Figure III.7: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 5×5	47

Chapitre IV :

MIMO beamforming multi-utilisateurs

Figure IV.1 : Canal MIMO à large bande et configuration beamforming pour un système multi-utilisateur.....	50
Figure IV.2 : Schéma fonctionnel de maximisation du SINR par l'optimisation du vecteur de pondération de réception. ($Q = 2$) [Algorithme A].....	54
Figure IV.3 : Schéma bloc de maximisation du SINR basée sur la mise à jour itérative du vecteur de pondération au niveau de la BS. ($Q = 2$) [Algorithme B].....	54
Figure IV.4 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 2×2 pour deux utilisateurs.....	58
Figure IV.5 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 3×3 pour le Premier utilisateur.....	59
Figure IV.6 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 3×3 et 4×4 pour le premier utilisateur.....	59
Figure IV.7 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 6×6 pour le premier utilisateur.....	60
Figure IV.8 : Valeur moyenne du SINR en fonction du nombre de trajets retardés $L1$ (cas : $L1 = L2$).....	61
Figure IV.9: Performances du système MIMO multi utilisateurs 2×2	62

Figure IV.10 : Performances du système MIMO multi utilisateurs 4×4	63
Figure IV.11 : Performances du système MIMO multi utilisateurs 6×6	64
Figure IV.12 : Influence du nombre d'antennes sur les performances du système ($L_1=L_2=2$).	65
Figure IV.13 : Comparaison des systèmes MIMO mono et multi utilisateurs	66

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Antennes adaptatifs

I. 1.Introduction :.....	3
I. 2.Réseau d'antennes :.....	3
I. 3.Réseaux linéaires uniformes :	4
I. 4.Antennes intelligentes :.....	6
I.4. 1.Concept de base des antennes intelligentes :	7
I.4. 2.Type des antennes intelligentes :	8
I. 5.Antennes adaptatives :	8
I. 6.Critères adaptatifs :	9
I.6. 1.Minimum Mean Square Error (MMSE) (Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne) :	10
I.6. 2.Maximisation du Rapport Signal-à-Bruit et d'interférences :	12
I.6. 3.La Variance minimale (MV) :	13
I.6. 4.Maximum de vraisemblance (ML) :	14
I. 7.Formation de voies et annulation d'interférents :.....	15
I. 8.Algorithmes adaptatifs :.....	16
I.8. 1.Le LMS: Algorithme des moindres carrées :.....	16
I.8. 2.Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence :.....	17
I.8. 3.Le RLS : Algorithme des moindres carrés récurrents :.....	17
I.8. 4.Le CMA : Algorithme à module constant :	18
I. 9.Application des antennes adaptatives dans les systèmes de communications sans fils :...	19
I.9. 1.Amélioration de la qualité du signal :	19
I.9. 2.Extension de gamme :	20
I.9. 3.Augmentation de la capacité :	21
I.9. 4. Réduction de la puissance d'émission :	21
I. 10.Conclusion :	21

Chapitre II : Systèmes MIMO pour les communications sans fils

II. 1. Concepts de base :	22
II. 2. Canal MIMO à bande étroite :	22
II.2. 1. Transmission de flux de données unique :	22
II.2. 2. Transmission de flux de données multiple :	25
II. 3. Canal MIMO large bande :	26
II.3. 1. Transmission de flux de données unique :	27
II.3. 2. Transmission de flux de données multiple :	29
II. 4. Motivation :	31
II. 5. Conclusion :	32

Chapitre III: MIMO beamforming mono-utilisateur

III. 1. Introduction :	33
III. 2. Modèle de propagation :	33
III. 3. Calcul des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception :	36
III.3. 1. La détermination du vecteur de pondération à la réception :	36
III.3. 2. Détermination du vecteur de pondération à l'émission :	37
III.3. 3. Algorithme itératif de mise à jour de vecteur de pondération :	39
III.3.3. 1. Vecteur de pondération à la réception :	39
III.3.3. 2. Vecteur de pondération à l'émission:	40
III. 4. Analyse de la capacité d'annulation d'interférences :	40
III. 5. SINR de sortie :	41
III. 6. Résultat de Simulation :	41
III.6. 1. Hypothèses générales :	41
III.6. 2. Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif :	42
III.6. 3. Influence du nombre d'antennes sur les performances du système :	44
III.6.3. 1. Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 3×3 :	45
III.6.3. 2. Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4 :	46
III.6.3. 3. Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 5×5 :	47
III. 7. Conclusion :	48

Chapitre IV : MIMO beamforming multi-utilisateurs

IV. 1. Introduction :.....	49
IV. 2. Modèle de propagation :	49
IV. 3.Calcul des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception :.....	52
IV.3. 1. La détermination du vecteur de poids à la réception :	52
IV.3. 2.La détermination du vecteur de poids à l'émission :.....	53
IV.3. 3.Algorithmes de mise à jour de poids itératifs :	53
IV. 4.Le SINR de sortie :.....	56
IV. 5.Les conditions de Simulation :.....	56
IV. 6.Maximisation du rapport SINR :.....	57
IV. 7.Influence du nombre d'antennes sur les performances du système :.....	61
IV.7. 1.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 2×2 :	62
IV.7. 2.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 4×4 :.....	62
IV.7. 3.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 6×6 :.....	64
IV. 8.Conclusion :	67
 Conclusion générale :	 68
 Annexe :	 69

Introduction générale

- **Contexte du travail :**

Depuis quelques années, l'utilisation des services des applications multimédias comme la voix, des textes, des photos, des vidéos et l'accès d'internet devient de plus en plus réponde, et aussi la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fils explose.

Au niveau de technologie, les ingénieurs de conception des systèmes radio sont soumis à de nombreux challenges parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples). Cependant, ils cherchent à optimiser la qualité de service et à diminuer les problèmes rencontrés lors de la conception et la mise en œuvre de leurs systèmes.

Le réseau adaptative est l'un des moyens les plus attendus qui permet d'améliorer les performances du système de communication sans fil. En particulier, sa capacité à annuler les interférences Co-Canaux (CCI) indépendant de l'angle d'arrivée qui augmente avec le nombre d'éléments du réseau d'antennes. Cependant, pour les interférences inter-symboles (ISI), étant donné que les réseaux adaptatifs conventionnels utilisant le beamformer à bande étroite traite le signal reçu seulement dans le domaine spatial, il ne peut pas traiter les versions retardées du signal transmis sous forme de signaux séparés.

La solution au problème consiste à utiliser les caractéristiques spatiales des réseaux d'antennes avec un filtre temporel en utilisant la structure de ligne de retard (TDL) [9, 10]. Il est également appelé réseaux adaptatifs à large bande. Par conséquent, l'égaliseur spatio-temporel basé sur un réseau d'antennes deviendra une technique innovante, qui a la capacité de supprimer efficacement à la fois le CCI et l'ISI. Beaucoup de recherches sur le traitement spatio-temporel du signal utilisant un réseau d'antennes ont été proposées. Ces recherches sont basées sur l'étude des algorithmes adaptatifs pour calculer le vecteur de pondération optimal dans le domaine temporel, comme l'algorithme des moindres carrés (LMS), l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS), et l'Algorithme à Module Constant (CMA), qui ont été illustrés dans le chapitre II.

Bien qu'il existe de nombreuses techniques MIMO adaptatives proposées pour des environnements à évanouissement sélectif en fréquence, mais elles ne précisent pas combien de canaux retardés peuvent être efficacement annulés en ajustant les vecteurs de pondérations à l'émission et à la réception. Par conséquent, la solution au problème consiste à déterminer les vecteurs de pondération optimaux d'émission et de réception sans utiliser l'équipement TDL.

Un système avec M antennes à l'émetteur et N d'antennes au récepteur permet de calculer les pondérations à l'émission et à la réception pour filtrer les interférences inter-symboles et les interférences co-canaux et maximiser le rapport signal sur bruit à la sortie du système. D'autre

part, notre système étudié, a une capacité de réduire la complexité de calcul et d'atteindre un taux de convergence plus rapide par rapport aux systèmes MIMO ayant une structure TDL dans l'émetteur et / ou récepteur.

- ***Structure de travail :***

L'organisation de ce travail est la suivante.

Nous commençons par décrire dans le chapitre I les éléments fondamentaux des réseaux adaptatifs. Les concepts de base et la classification des réseaux adaptatifs sont présentés.

Ensuite, nous développons le modèle de signal de réseau d'antennes dans des environnements à évanouissement par trajets multiples. Finalement, nous décrirons les critères et les algorithmes adaptatifs pour calculer les vecteurs de pondérations pour optimiser les performances des réseaux adaptatifs.

Dans le chapitre II, les transmissions de flux de données unique et de flux de données multiples en utilisant un seul support sont présentées, fournissant une compréhension fondamentale du système MIMO beamforming avec la connaissance parfaite du canal sur les deux extrémités du réseau.

Dans le chapitre III, nous proposons une approche pour la détermination de vecteurs de pondération à l'émetteur et au récepteur d'un système MIMO beamforming pour une transmission de flux de données unique dans des canaux à évanouissement sélectif en fréquence. Le système MIMO beamforming étudié, peut atténuer efficacement l'évanouissement par trajets multiples tout en ayant réduit la complexité de calcul.

La détermination des vecteurs de pondération d'un système MIMO beamforming multi-utilisateurs pour la transmission d'un seul flux de données dans des canaux à évanouissement sélectif en fréquence est présentée dans le chapitre IV. Sur la base de la méthode étudiée en chapitre III, nous analysons un nombre maximum des canaux d'interférences, qui pourraient être éliminés dans le système multi-utilisateurs, dans deux cas de configuration. L'étude du deuxième algorithme a montré de meilleures performances mais c'est un système plus complexe.

Chapitre I

Antennes adaptatives

I. 1.Introduction :

Les systèmes de radiocommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques(omnidirectionnelles, sectorielles ...). Les diagrammes sont déterminés de telle sorte que la couverture soit optimale. Cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation. Les antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire.....), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Celui-ci peut être orienté dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout au long de la communication, pour limiter l'interférence créé par les signaux émis vers ce mobile et pour réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles. L'objectif de ce premier chapitre est de présenter brièvement, les principaux concepts des réseaux d'antennes et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différents types de système beamforming appliqués pour les signaux à bande étroites et larges bande et quelques critère et algorithmes d'adaptation sera présenté dans le but de faire une projection sur l'objectif de ce travail dans les chapitres suivant.

I. 2.Réseau d'antennes :

Un réseau d'antennes est formé de capteurs spatialement séparés et dont les sorties alimentent un réseau pondéré. Généralement n'importe quelle combinaison des éléments dans différentes structures géométriques peut former un réseau.

- L'espacement entre les éléments du réseau est assez petit qu'il n'y a aucune variation d'amplitude entre les signaux reçus aux différents éléments.
- Il n'y a aucun couplage manuel entre les éléments.
- Tous les champs d'incidence peuvent être décomposés en nombre discret d'ondes planes. C'est-à-dire, il y a un nombre fini de signaux.
- La largeur de bande du signal incident sur le réseau est petite comparée à la fréquence porteuse.

Le réseau d'antennes peut être arrangé dans diverses configurations de la géométrie dont les plus populaires sont linéaires, circulaires et planaires représentés sur la figure I.1.

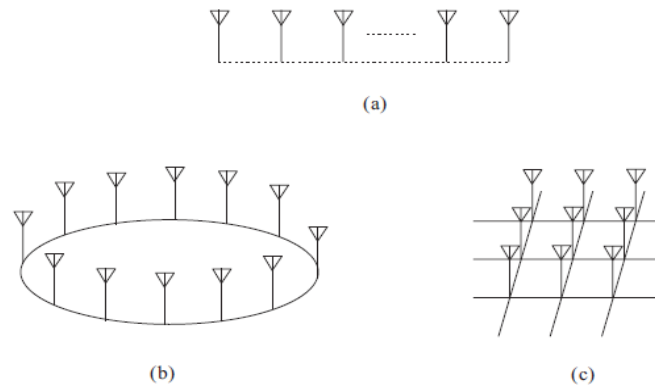


Figure I.1 : Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligentes.

D'où :

- a) Réseau linéaire uniforme
- b) Réseau circulaire
- c) Réseau planaires

I. 3.Réseaux linéaires uniformes :

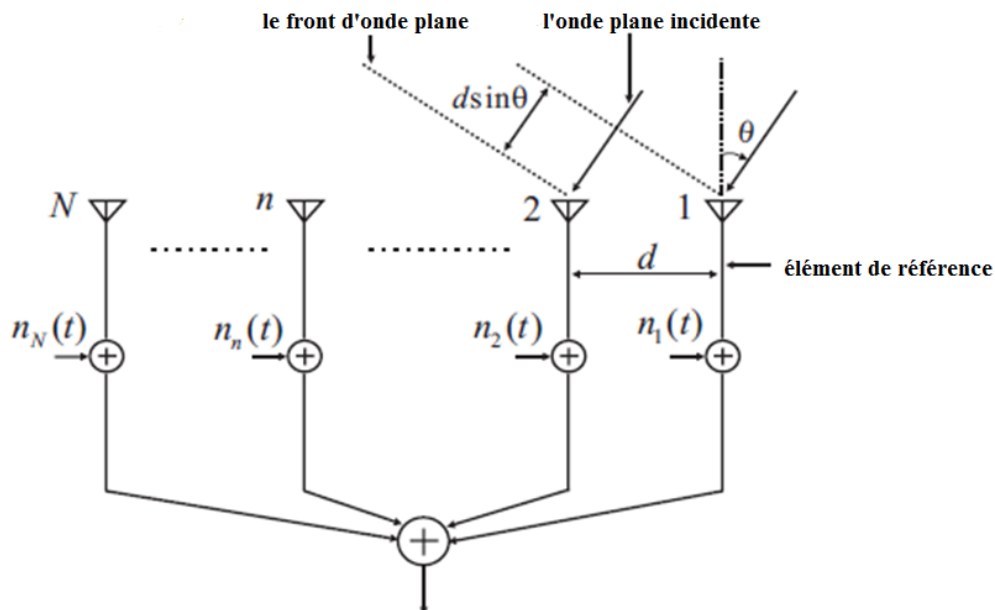


Figure I.2 : Modèle du Signal pour ULA.

Un réseau linéaire uniforme (ULA) est la géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La **Figure I.2** représente un réseau formé de « N » antennes alignées et séparées par une distance « d ». La direction d'arrivée **DOA** de l'onde plane par rapport à l'axe du réseau est représentée par l'angle θ . Le front d'onde plane au premier élément du réseau doit se propager à travers une distance $d \sin \theta$ pour arriver au deuxième

élément. Soit $S(t)$ le signal au premier élément d'antenne (l'élément de référence), alors le retard de phase du signal par rapport au $n^{\text{ième}}$ élément est $(n-1)\sin\theta kd$, où $k = 2\pi/\lambda$. Par conséquent, le signal reçu au $n^{\text{ième}}$ élément est donné par :

$$x_n(t) = s(t)e^{-j\frac{2\pi(n-1)d\sin\theta}{\lambda}} \quad (I.1)$$

$x_n(t)$ Peut être exprimé sous forme d'un vecteur :

$$x(t) = [x_1(t) x_2(t) \dots x_N(t)]^T \quad (I.2)$$

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d\sin(\theta))} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}((n-1)d\sin(\theta))}]^T \quad (I.3)$$

Où $(.)^T$ est l'opération de transposition. Alors l'équation (I.2) peut être exprimée sous la forme vectorielle :

$$x(t) = a(\theta) s(t) + n(t) \quad (I.4)$$

Où le vecteur de bruit a été défini comme suit :

$$n(t) = [n_1(t) n_2(t) \dots n_N(t)]^T \quad (I.5)$$

Le vecteur $x(t)$ est souvent désigné sous le nom de vecteur de données d'entrée de réseau et $a(\theta)$ est appelé le vecteur de direction.

Il convient de noter que si la largeur de bande passante du signal incident exprimé dans (I.1) est beaucoup plus petite que l'inverse du temps de propagation à travers le réseau, le signal désigné sous le nom du signal à bande étroite, autrement il est appelé signal à large bande.

Nous prolongeons maintenant le modèle d'ULA à un cas plus général avec des effets d'évanouissement par trajets multiples et à multiutilisateurs.

Supposons qu'il y a U utilisateurs reçus par le réseau, et le signal incident de l' $i^{\text{ème}}$ utilisateur $s_i(t)$ ayant L_i trajets multiple non-corrélés avec les amplitudes complexe $\alpha_{i,l}$ Angle Of Arrival (AOA) $\theta_{i,l}$ et le retard de trajet $\tau_{i,l}$. Alors le signal reçu pour l' $i^{\text{ème}}$ utilisateur peut être exprimé comme suit :

$$x_i(t) = \sum_l^{L_i} \alpha_{i,l} a(\theta_{i,l}) s_{i,l}(t - \tau_{i,l}) + n(t) \quad (I.6)$$

Le signal reçu est la somme de tous les signaux et bruits reçus par le réseau. Par conséquent, le vecteur de données reçues peut être exprimé comme suit :

$$x(t) = \sum_i^U \sum_l^{L_i} \alpha_{i,l} a(\theta_{i,l}) s_{i,l}(t - T_{i,l}) + n(t) \quad (I.7)$$

L'équation (I.7) peut être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$X(t) = A(\theta)s(t) + n(t) \quad (I.8)$$

Où $A(\theta)$ est la matrice $N \times U$ des vecteurs de direction.

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \quad a(\theta_2) \quad \dots \quad a(\theta_U)] \quad (I.9)$$

Et :

$$S(t) = [s_1(t) s_2(t) \quad \dots \quad s_U(t)]^T \quad (I.10)$$

I. 4. Antennes intelligentes :

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [1] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est la réaction automatique de leur capacité, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile [2]. Habituellement, ces systèmes reposent sur un réseau antennes et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des pondérations aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Un réseau d'antennes adaptatives peut donc être défini comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue [3].

Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [4].

I.4. 1. Concept de base des antennes intelligentes :

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs [5]. La **Figure I.3** illustre ce procédé.

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

- 1- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- 2- Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- 3- Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.

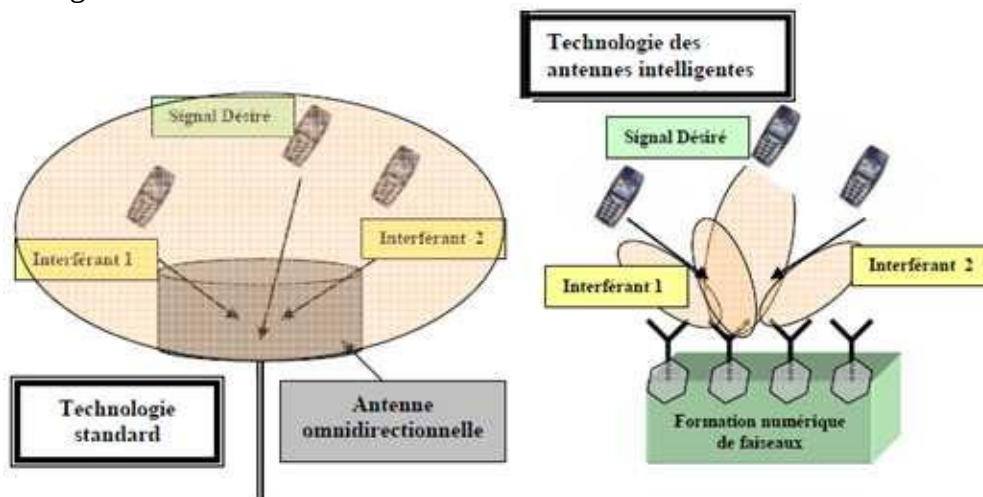


Figure I.3 : Principe de base d'une antenne intelligente.

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

- 1- L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.
- 2- L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

En faisant circuler l'énergie directement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur on produit :

- Une réduction des bruits ambiants.
- Une élimination des interférences provenant d'autres utilisateurs et obstacles.

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils [6].

I.4. 2.Type des antennes intelligentes :

Il existe deux types de systèmes des antennes intelligentes: les systèmes à faisceaux commutés (*switched Beam, SBA*) et les systèmes des antennes réseaux adaptatives (*adaptive Array antennas*). Les deux types de systèmes permettent d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, seul le système adaptatif permet d'obtenir un gain optimal par identification, suivi et minimisation de l'interférence des signaux. C'est la stratégie du système adaptatif et les gains additionnels qui permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de rayon.

I. 5.Antennes adaptatives :

Depuis les travaux précurseurs menés par **HOWELLS** et **APPLEBAUM** de l'université de Syracuse dans les années 60, les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important. Initialement développées pour des applications en radar, sonar et sismologie, elles ont depuis environ deux décennies faites leurs apparitions dans le domaine des radiocommunications fixes et mobiles.

Un réseau d'antennes adaptatives est un ensemble d'éléments d'antenne qui s'adapte constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Chaque antenne de réseau est associée à un coefficient de pondérations qui est mis à jour de manière adaptative, de sorte que son gain dans une direction particulière soit maximisé, tandis que dans une direction correspondant aux signaux interférences est réduit au minimum. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule [7].

En d'autres termes, elles changent leurs rayonnements d'antenne ou modèle de réception dynamiquement pour s'ajuster avec les variations de bruit et d'interférence dans le canal, afin d'améliorer le SNR du signal désiré. Ce procédé est également connu comme « *adaptatif beamforming* ».

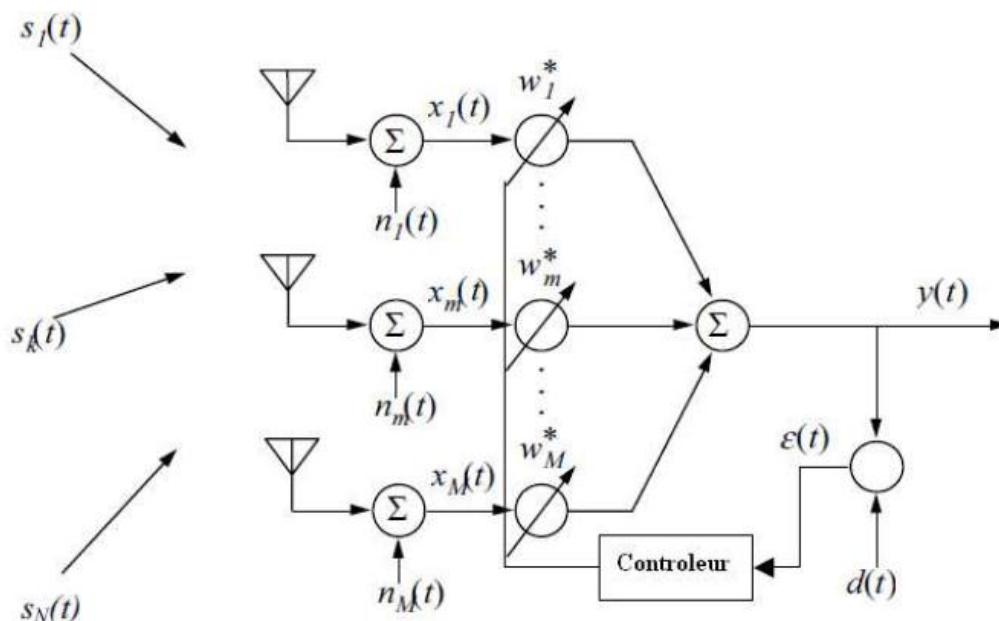


Figure I.4 : Réseau d'antennes adaptatives.

Pour trouver le vecteur de pondérations optimales, nous devons minimiser l'erreur moyenne $\varepsilon(t)$ entre la sortie de réseau $y(t)$ et le signal de référence $d(t)$.

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple de l'espace, de polarisation ou d'angle). Des antennes adaptatives peuvent être considérées comme un système prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité.

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad (I.11)$$

Où $X_i(t)$ désigne le signal reçu par l' $i^{\text{ème}}$ antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au $n^{\text{ème}}$ élément est :

$$\varphi_n = [2 \cdot \pi \cdot d \cdot (n - 1) / \lambda] \cdot \sin \theta_s \quad (I.12)$$

Nous désignons par « θ_s » la direction du signal incident et « e » le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le $n^{\text{ème}}$ élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad (I.13)$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j[(\omega \cdot t + (2 \cdot \pi \cdot d(n - 1) / \lambda) \sin \theta_s)] \quad (I.14)$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivées, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

I. 6. Critères adaptatifs :

Avec un réseau adaptatif, les signaux reçus par chaque antenne sont pondérés et combinés pour améliorer les performances du signal de sortie [8]. Les critères de performance les plus fréquemment utilisés sont : la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), Maximum-Signal-bruit et Interférence Ratio (MSINR), Minimum Variance (MV), Maximum de Vraisemblance (MV) et formation de voies et annulation d'interférents qui seront décrit ci-dessous.

I.6. 1. Minimum Mean Square Error (MMSE) (Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne) :

Ce critère permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal désiré $S(t)$ et la sortie de réseau $y(t)$ sur la base d'un signal de référence $d(t)$, qui est connu à la fois au niveau de la BS et la MS. Le signal d'apprentissage $d(t)$ est habituellement envoyé à partir de la BS à la MS pour estimer l'environnement de propagation. Après la période d'apprentissage, les séquences obtenues sont utilisés pour traiter les données reçues. Nous considérerons maintenant le réseau adaptatif représentée sur la figure I.5 le vecteur de signal d'entrée est donnée par :

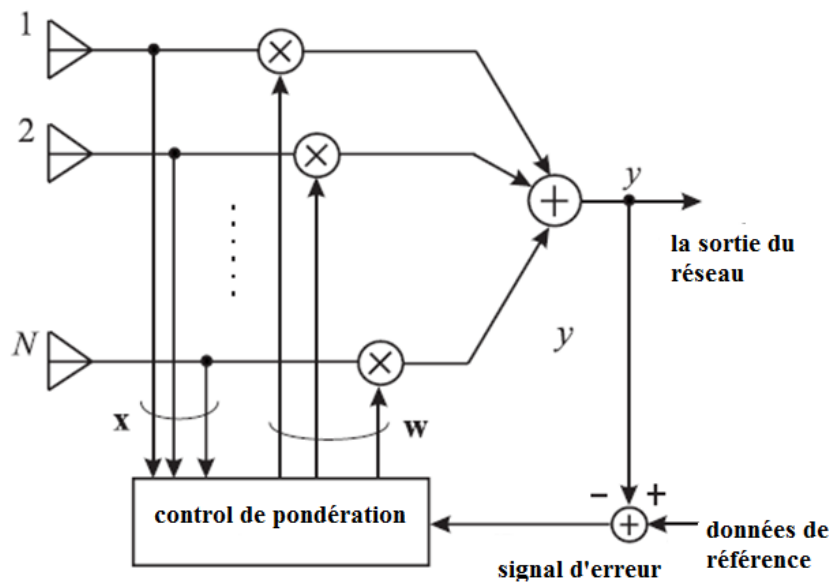


Figure I.5: Critère de réseau adaptative MMSE.

$$X(t) = a(\theta)s(t) + n(t) \quad (\text{I.15})$$

Où $n(t)$ est le vecteur bruit qui est supposé gaussien avec une moyenne nulle et de variance N_0 , θ est AOA, $a(\theta)$ est le vecteur de propagation pour le signal désiré (vecteur de direction).

$$a(\theta) = [1 \quad e^{j\pi \sin \theta} \quad \dots \quad e^{j(N-1)\pi \sin \theta}]^T \quad (\text{I.16})$$

La formation de faisceau dans le récepteur utilise les informations du signal de référence pour calculer le vecteur de pondération optimale $w^{(opt)}$. Si l'environnement du canal et les

caractéristiques d'interférence restent constants d'une période de formation jusqu'à la prochaine, le vecteur de pondération $w^{(opt)}$ sera utilisé pour calculer la sortie $y(t)$:

$$y(t) = w^H x(t) \quad (I.17)$$

Alors le signal d'erreur est donné par :

$$\begin{aligned} e(t) &= d(t) - y(t) \\ &= d(t) - w^H x(t) \end{aligned} \quad (I.18)$$

Et l'erreur quadratique moyenne est définie par :

$$E\{|e(t)|^2\} = E\{|d(t) - w^H x(t)|^2\} \quad (I.19)$$

Où $E\{.\}$ désigne l'opérateur d'espérance d'ensemble. À partir de (I.19), nous avons :

$$\begin{aligned} E\{|e(t)|^2\} &= E\{|d(t)|^2\} - w^T E\{w^*(t)d(t)\} - w^H E\{x(t)d^*(t)\} + \\ &\quad w^H E\{x(t)x^H(t)\}w \\ &= E\{|d(t)|^2\} - w^T p_{xr}^* - w^H p_{xr} + w^H R_{xx}w \end{aligned} \quad (I.20)$$

Où : $p_{xy} = E\{x(t)d^*(t)\}$ est le vecteur de corrélation croisée de dimension $N \times 1$
 $R_{xx} = E\{x(t)x^H(t)\}$ est la matrice $M \times M$ de corrélation. Ici $(.)^*$ Désigne le complexe conjugué.

Le vecteur de pondération optimal peut être trouvé en calculant le gradient de (I.20).

$$\nabla_w E\{|e(t)|^2\} = -2p_{xr} + 2R_{xx}w = 0 \quad (I.21)$$

Après réarrangement, nous pouvons écrire :

$$R_{xx}w = p_{xr} \quad (I.22)$$

En supposant qu'est R_{xx} est non singulière, la solution optimale est donnée comme suit :

$$w^{opt} = R^{-1}p_{rx} \quad (I.23)$$

L'équation (I.23) est appelée l'équation de Wiener-Hopf [9].

I.6. 2.Maximisation du Rapport Signal-à-Bruit et d'interférences :

Ce critère est utilisé pour maximiser le SINR de sortie de la BS. A partir de (I.15), la sortie duré se au peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} y(t) &= w^H x(t) = w^H s(t) + w^H n(t) \\ &= y_s(t) + y_n(t) \end{aligned} \quad (I.24)$$

Le SINR moyen de sortie est donné par :

$$SINR = E \left\{ \frac{|y_s(t)|^2}{|y_n(t)|^2} \right\} = E \left\{ \frac{w^H s(t) s^H(t) w}{w^H n(t) n^H(t) w} \right\} = \frac{w^H R_{ss} w}{w^H R_{nn} w} \quad (I.25)$$

Où $R_{ss} = E[s(t)s^H(t)]$ et $R_{nn} = E[n(t)n^H(t)]$. Prenant le gradient de (I.25) par rapport à w .

$$\begin{aligned} \nabla_w SINR &= \frac{\nabla_w (w^H R_{ss} w) (w^H R_{nn} w) - (w^H R_{ss} w) \nabla_w (w^H R_{nn} w)}{(w^H R_{nn} w)^2} \\ &= \frac{2R_{ss} w (w^H R_{nn} w) - 2R_{nn} w (w^H R_{ss} w)}{(w^H R_{nn} w)^2} \end{aligned} \quad (I.26)$$

Le vecteur de pondération optimale w^{opt} peut-être trouvé en mettant $\nabla_w SINR = 0$ Ce qui mène à :

$$R_{ss} = \frac{w^H R_{ss} w}{w^H R_{nn} w} R_{nn} w \quad (I.27)$$

En notant que

$$R_{ss} = E\{s(t)s^H(t)\} = E\{|s(t)|^2 a(\theta) a^H(\theta)\} \text{ et } a^H(\theta) w E\{|s(t)|^2\} \quad (I.28)$$

Est un scalaire, nous avons :

$$a(\theta) = \frac{w^H a(\theta)}{w^H R_{nn} w} R_{nn} w \quad (I.29)$$

On Définit :

$$\frac{1}{\zeta} = \frac{w^H a(\theta)}{w^H R_{nn} w} \quad (I.30)$$

En suite le vecteur de pondération optimal peut être exprimé sous une forme similaire de l'équation de Wiener-Hopf que :

$$w^{opt} = \zeta R_{nn}^{-1} a(\theta) \quad (I.31)$$

I.6. 3.La Variance minimale (MV) :

Si le signal désiré et sa direction son tous les deux connus, un moyen d'assurer une bonne réception du signal est de minimiser la variance du bruit de sortie.

Rappelons la sortie de beamformer à partir de (I.17).

$$y(t) = w^H X(t) = w^H a(\theta) s(t) + w^H n(t) \quad (I.32)$$

Afin d'assurer que le signal utile est transmis avec un gain et une phase spécifique, une contrainte peut être utilisée de sorte que la réponse du beamformer au signal désiré est :

$$w^H a(\theta) = g \quad (I.33)$$

La minimisation des contributions de la sortie due à l'interférence est accomplie en choisissant le vecteur de pondération pour minimiser la variance de la puissance de sortie.

$$Var\{y(t)\} = w^H R_{ss} w + w^H R_{nn} w \quad (I.34)$$

Sous réserve de la contrainte définie en (I.33). En utilisant la méthode de Lagrange, nous avons :

$$\nabla_w \left(\frac{1}{2} w^H R_{nn} w + \beta [1 - w^H a(\theta)] \right) = R_{nn} w - \beta a(\theta) \quad (I.35)$$

Où :

$$\beta = \frac{g}{a^H(\theta) R_{nn}^{-1} a(\theta)} \quad (I.36)$$

Alors le vecteur de pondération optimale en utilisant le critère MV peut être exprimé comme :

$$w^{opt} = \beta R_{nn}^{-1} a(\theta) \quad (I.37)$$

Lorsque $g = 1$, le beamformer MV est souvent appelé beamformer Capon [14].

I.6. 4. Maximum de vraisemblance (ML) :

Le critère du maximum de vraisemblance est une approche puissante et fréquemment utilisé dans le traitement du signal. Rappelons le vecteur de signal d'entrée à partir de (I.17).

$$x(t) = a(\theta)s(t) + n(t) = s(t) + n(t) \quad (\text{I.38})$$

$p_{(x(t)|s(t))}(x(t))$ Représente la fonction de densité de probabilité des $s(t)$ sachant $x(t)$. Puisque le logarithme naturel est une fonction monotone, nous définissons la fonction de vraisemblance ainsi :

$$\mathfrak{J}(x(t)) = -\ln(p_{x(t)/s(t)}(x(t))) \quad (\text{I.39})$$

Supposons que $u(t)$ est un vecteur gaussien stationnaire de moyenne nulle ayant une matrice de covariance R_{uu} . La fonction de vraisemblance peut être exprimée comme :

$$\mathfrak{J}(x(t)) = C(x(t) - a(\theta)s(t))^H R_{uu}^{-1}(x(t) - a(\theta)s(t)) \quad (\text{I.40})$$

Où C est une constante en ce qui concerne $x(t)$ et $s(t)$.

L'estimation du maximum de vraisemblance $\hat{s}(t)$ de $s(t)$ est donnée par la localisation du maximum de la fonction de vraisemblance.

En utilisant les dérivés, le calcul de l'estimation du maximum de vraisemblance devient :

$$\frac{\partial \mathfrak{J}(x(t))}{\partial \hat{s}(t)} = -2a^H(\theta)R_{uu}^{-1}x(t) + 2\hat{s}(t)a^H(\theta)R_{uu}^{-1}a(\theta) = 0 \quad (\text{I.41})$$

Depuis que $a^H(\theta)R_{uu}^{-1}a(\theta)$ est un scalaire, (I.41) peut-être exprimé comme :

$$\hat{s}(t) = \frac{a^H(\theta)R_{uu}^{-1}x(t)}{a^H(\theta)R_{uu}^{-1}a(\theta)} \quad (\text{I.42})$$

En comparant (I.42) avec (I.17), le vecteur de pondération optimal en utilisant le critère ML est donné par :

$$W_{ML}^{(opt)} = \frac{R_{uu}^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta)R_{uu}^{-1}a(\theta)} \quad (\text{I.43})$$

On Définit :

$$\eta = \frac{1}{a^H(\theta)R_{uu}^{-1}a(\theta)} \quad (\text{I.44})$$

Alors le vecteur de pondération optimal en utilisant le critère ML peut être exprimé :

$$W_{ML}^{(opt)} = \eta R_{uu}^{-1} a(\theta) \quad (I.45)$$

Le beamformer ML est également désigné sous le nom de beamformer Capon.

I. 7. Formation de voies et annulation d'interférents :

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources. Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et des récepteurs. Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources. Un réseau constitué de M d'antennes possède $M - 1$ degrés de liberté. Il est donc possible former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans $M - N - 1$ directions différentes. Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 1 \quad i = 1, \dots, N \quad (N \text{ lobes}) \quad (I.46)$$

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 0 \quad i = 1, \dots, K - 1 \quad (K - 1 \text{ zéros}) \quad (I.47)$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H \cdot X = e_1^T \quad (I.48)$$

X : est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources:

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{k-1})] \quad (I.49)$$

Et e_1 est un vecteur dont seul le premier élément est non nul : $e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$

La **Figure I.6** donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivées de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

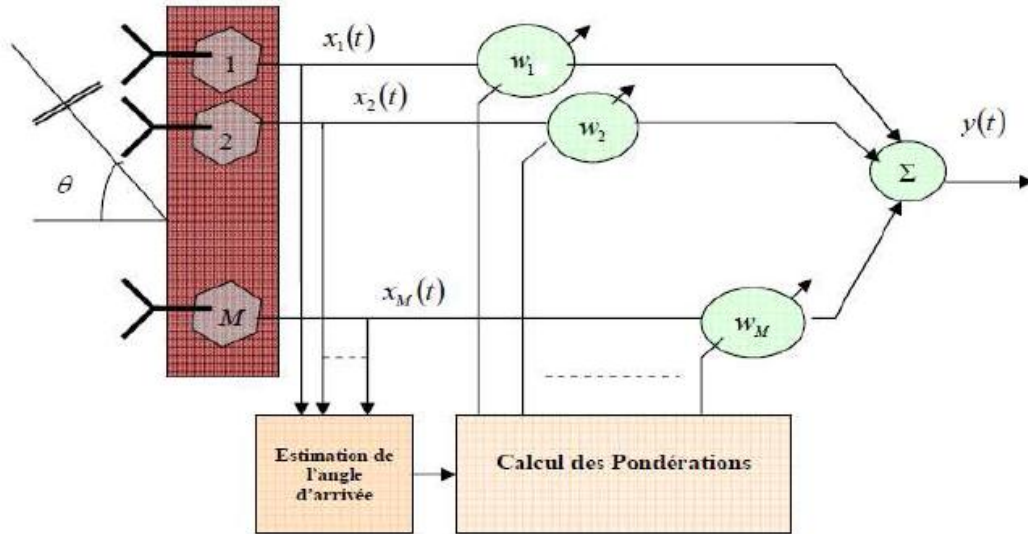


Figure I.6 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.

I. 8. Algorithmes adaptatifs :

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [10,11]. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car il influe sur la vitesse de convergence et la complexité de réalisation. Les algorithmes utilisés sont:

I.8. 1. Le LMS: Algorithme des moindres carrés :

L'algorithme LMS est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps $n + 1$ sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{1}{2} \cdot \mu [-\nabla(E\{\varepsilon^2(n)\})] \quad (\text{I.50})$$

Où :

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = -2 \cdot r_{xd} + 2 \cdot R_{xx} \cdot w \quad (\text{I.51})$$

Ce qui revient à écrire :

$$w(n + 1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx} \cdot w(n)] \quad (\text{I.52})$$

μ : Le gain constant, contrôle le taux d'adaptation.

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices (r_{xd} ; et R_{xx}) ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n).x^H(n) \quad (I.53)$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = d^*(n).x(n) \quad (I.54)$$

Le LMS est un algorithme adaptatif nécessitant la connaissance du signal désiré, qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances acceptables dans beaucoup d'application. En termes de convergence, il est cependant médiocre.

I.8. 2.Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence :

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance R_{xx} , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices R_{xx} et r_{xd} ; sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i).x^H(i) \quad (I.55)$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i).x(i) \quad (I.56)$$

$$w(t) = R_{xx}^{-1}(t)d_{xd}(t) \quad (I.57)$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

I.8. 3.Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs :

La méthode RLS estime R_{xx} et r_{xd} ; en utilisant une somme pondérée [12]

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} . x(i).x^H(i) \quad (I.58)$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \cdot d^* \cdot x(i) \cdot x(i) \quad (\text{I.59})$$

Le facteur d'oubli, $0 < \gamma < 1$, permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre γ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \cdot \hat{R}_{xx}(n-1) + x(n) \cdot x^H(n) \quad (\text{I.60})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma \cdot \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n) \cdot x(n) \quad (\text{I.61})$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n) \cdot r_{xd} \cdot R_{xx}^{-1}(n-1)] \quad (\text{I.62})$$

Où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)}{1 + \gamma^{-1} \cdot x^H \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)} \quad (\text{I.63})$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour[13] :

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) \cdot [d^*(n) - \hat{w}^H(n-1) \cdot x(n)] \quad (\text{I.64})$$

L'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme LMS au terme d'ordre de grandeur si le rapport SINR est grand. Il exige une première estimation du R_{xx}^{-1} et un signal de référence.

I.8. 4.Le CMA : Algorithme à module constant :

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par **GODARA**, par **TREICHLER** et **AGEE** [14]. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour du vecteur pondéral est donné par :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu \cdot x(n) \cdot \varepsilon^*(n) \quad (\text{I.65})$$

Et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2]. y(n). x(n) \quad (I.66)$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction « ε » n'est pas convexe et peut avoir des faux minima [15].

I. 9. Application des antennes adaptatives dans les systèmes de communications sans fils :

Si une station de base dans un système cellulaire utilise une antenne adaptative, plusieurs avantages sont produites [16, 17]:

I.9. 1. Amélioration de la qualité du signal :

Le gain de l'antenne est défini comme étant l'augmentation du SINR moyen de sortie. En définit le SNR d'entrée comme étant SNR_{in} . Si N antennes sont utilisées, les signaux combinés sont ajoutés en phase, produisant $(N - 1)$ degré de liberté pour supprimer $(N - 1)$ interférences. Dans un environnement de propagations sans évanouissement, le SINR de sortie peut être trouvé en tant que :

$$SINR_{out} = N \times SNR_{input} \quad (I.67)$$

$$SINR_{out}[dB] = \log_{10} N + SNR_{input}[dB] \quad (I.68)$$

A partir de (I.68), il est clair que le gain d'un réseau adaptatif est :

$$G = \log_{10} N \quad (I.69)$$

Dans un environnement avec évanouissement par trajets multiples, si L trajets retardée sont exploitées effectivement, le SINR de sortie est donnée par :

$$SINR_{out}[dB] = G + 10 \log_{10}(L) + SNR_{in}[dB] \quad (I.70)$$

Laisser-nous prendre un simple cas d'un modèle de 2-trajets non corrélés spatialement, le SINR de sortie est estimé comme suit :

$$SINR_{out}[dB] = G + 10 \log_{10}(2) + SNR_{in}[dB] \quad (I.71)$$

La **figure (I.7) [18]** montre le SNR en fonction du nombre d'éléments employés dans le réseau. Ceci signifie que plus l'environnement d'évanouissement par trajets multiples n'est riche, plus le gain de diversité ne peut être réalisé.

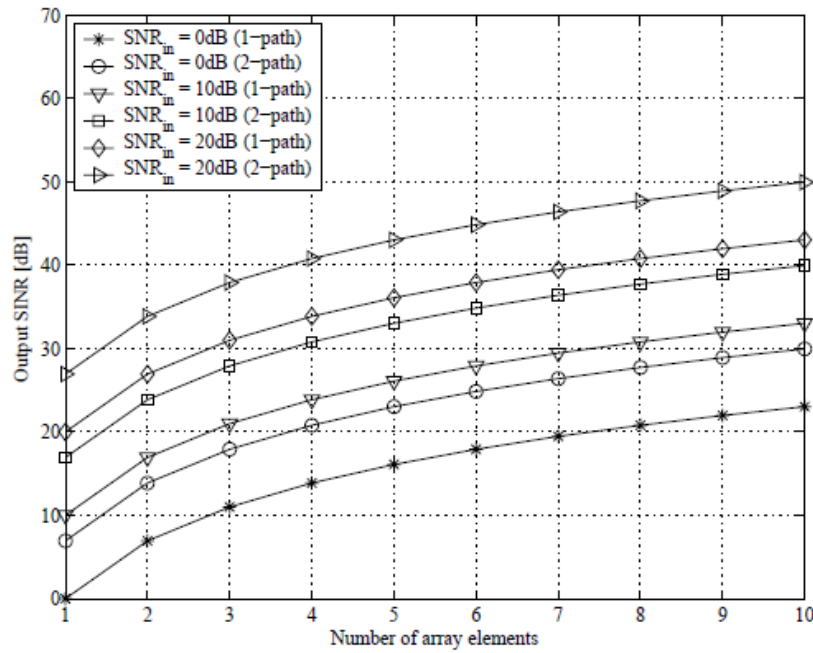


Figure I.7 : SNR de sortie en fonction du nombre d'éléments du réseau.

I.9. 2.Extension de gamme :

Un avantage important des antennes intelligentes est l'extension de la gamme. La prolongation de gamme permet au mobile de fonctionner plus loin de la station de base sans augmenter la puissance de liaison montante transmise par l'unité mobile ou la puissance de liaison descendante requise à partir de l'émetteur de la station de base.

Pour un exposant de perte de trajet constant de $l \geq 2$, la portée d'une cellule à l'aide d'un réseau adaptatif R_a est supérieure à celle en utilisant une antenne conventionnelle R_c . Le facteur d'extension de la gamme (REF) est donné par [19].

$$REF = \frac{R_a}{R_c} = M^{\frac{1}{l}} \quad (I.72)$$

Ensuite, le facteur de couverture de la zone d'extension (FEC), qui est le rapport de la surface d'une cellule couverte de réseau adaptatif A_a sur la surface d'une cellule utilisant une antenne conventionnelle A_c , est donnée par :

$$ECF = \frac{A_a}{A_c} = \left(\frac{R_a}{R_c} \right)^2 = M^{2/l} \quad (I.73)$$

I.9. 3. Augmentation de la capacité :

La Capacité est liée à l'efficacité spectrale d'un système. L'efficacité spectrale E mesurée en canaux/km²/MHz est exprimée en :

$$E = \frac{B_t/B_{ch}}{B_t N_c A_c} = \frac{1}{B_{ch} N_c A_c} \quad (I.74)$$

Où B_t est la bande passante totale du système disponible pour les canaux vocaux en MHz, B_c est la bande passante par canal vocal en MHz et N_c est le nombre de cellules par faisceau. La capacité d'un système est mesurée en canaux/km² et est donnée par [20], [21].

$$C = E B_t = \frac{B_t}{B_{ch} N_c A_c} = \frac{N_{ch}}{N_c A_c} \quad (I.75)$$

Où $N_{ch} = B_t/B_{ch}$ est le nombre total de canaux de voix disponibles dans le système.

I.9. 4. Réduction de la puissance d'émission :

Sur la base du gain du réseau réalisé par un réseau adaptatif, la réduction de la puissance de transmission requise de la station de base est disponible. Par conséquent, d'une part, la réduction de la puissance d'émission est bénéfique pour la santé de l'utilisateur. D'autre part, la durée de vie de la batterie peut être prolongée.

I. 10. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fourni un aperçu des réseaux adaptatifs pour les communications sans fil. Les modèles des signaux de réseau beamforming à large bande et à bande étroite pour les environnements d'évanouissements par trajets multiples ont été décrits.

Ensuite, les caractéristiques des quatre critères, à savoir, MMSE, MSINR, MV et ML, et des algorithmes adaptatifs, à savoir, LMS, DMI, RLS et CMA pour calculer les vecteurs de pondération optimaux des réseaux adaptatifs ont été illustrés. Enfin, nous avons montré que l'utilisation des réseaux adaptatifs à la station de base peut apporter plusieurs avantages pour les systèmes de communication sans fil.

Chapitre II

Systèmes MIMO pour les communications sans fils

II. 1. Concepts de base :

L'application des antennes adaptatives pour les systèmes mobiles présente des avantages significatifs en termes de couverture, la capacité du canal et de la qualité du signal. Plusieurs systèmes d'antenne adaptatifs ont été proposés et présentés à la station de base (BS) des systèmes de communication sans fil. Cependant, les demandes des technologies d'accès sans fil à large bande tels que l'Internet mobile, les services multimédias fournis par les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus rapides au cours des dernières années. Dans l'effort de fournir des débits binaires élevés dans les systèmes sans fil à large bande, les techniques de transmission sont nécessaires pour pouvoir faire face aux canaux d'évanouissement par trajets multiples. Une des solutions les plus attendues est d'utiliser des antennes adaptatives à la fois dans l'émetteur et le récepteur [22] -[23]. Elle est désignée sous le nom d'un système d'antennes multi-entrées multi-sorties (MIMO). Les systèmes MIMO sont classés en deux groupes: (1) la recherche sur une transmission de haute qualité d'un seul flux de données telles que des codes espace-temps, une diversité de transmission/réception, et l'émetteur-récepteur beamforming [24]-[25] ou (2) recherche sur une transmission de données à débit élevé d'un flux de données multiples indépendants tels que V-BLAST, MIMO-OFDM [26] -[27]. Bien qu'un flux de données simple ou multiple soit propagé et mélangé dans l'air, ils peuvent être récupérés au niveau du récepteur en utilisant le filtre spatial et le traitement de signal correspondant. Ce chapitre présente le principe des transmissions d'un train de données simples et multiples dans un système MIMO sous les canaux d'évanouissement plats et sélective en fréquence avec la connaissance parfaite de l'état du canal (CSI) sur les deux côtés.

II. 2. Canal MIMO à bande étroite :

II.2. 1. Transmission de flux de données unique :

Un système de communication à bande étroite de M antennes à l'émission et N antennes à la réception est montré sur la figure II.1.

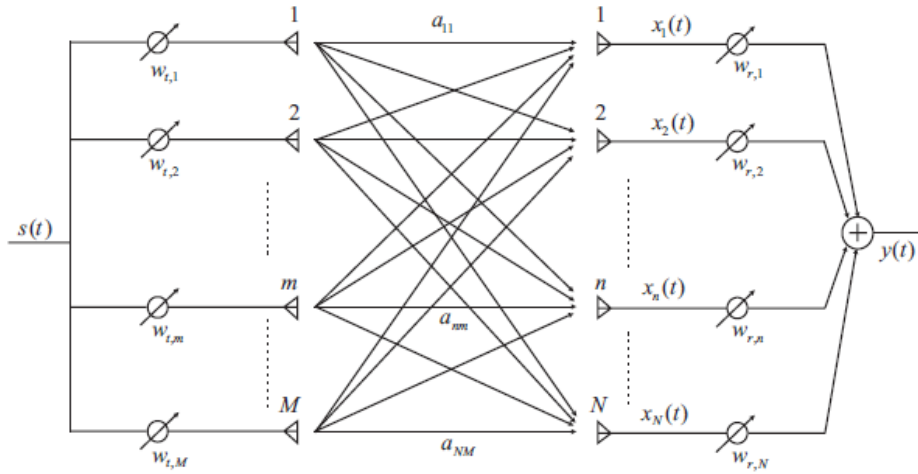


Figure II.1 : Configuration du canal MIMO beamforming à bande étroite.

Dans l'hypothèse d'un évanouissement plat, la caractéristique de propagation entre ces réseaux est exprimée par la matrice de transmission A , où $a_{n,m}$, représente la réponse de gain du canal entre le $n^{\text{ième}}$ élément d'antenne dans l'émetteur et le $n^{\text{ième}}$ élément d'antenne du récepteur. Le signal de transmission $s(t)$ est distribué au réseau d'antenne et multiplié par la pondération complexe $w_{t,m}$ du $m^{\text{ième}}$ élément. En ajoutant le bruit blanc gaussien et en multipliant par la pondération complexe $w_{r,n}$ du $n^{\text{ième}}$ élément, le signal de sortie $y(t)$ du système est donné par :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{r,n}^* a_{n,m} w_{t,m} s + \sum_{n=0}^{N-1} w_{r,n}^* n_n(t)$$

L'équation (II.1) peut être exprimée sous forme de vecteur

$$y(t) = w_r^H A w_t s(t) + w_r^H n(t) \quad (\text{II.2})$$

Où :

$$w_r = [w_{r,0}, w_{r,1}, \dots, w_{r,N-1}]^T \quad (\text{II.3})$$

Et :

$$w_t = [w_{t,0}, w_{t,1}, \dots, w_{t,M-1}]^T \quad (\text{II.4})$$

Où $(.)^H$, $(.)^*$ Et $(.)^T$ représente le transposé hermitien, le conjugué et le transposé du vecteur (ou matrices).

Sur la base de la méthode de combinaison de rapport maximal(MRC), avec les vecteurs de pondération d'émission et de réception w_t et w_r en sous la contrainte de $\|w_t\| = \|w_r\| = 1$, le maximum du rapport signal sur bruit de la sortie est donné par :

$$SNR_{out} = \frac{w_r^H A w_t w_t^H A^H w_r}{\|w_r\|} \frac{P_s}{P_N} \quad (\text{II.5})$$

Où P_s et P_N sont la puissance du signal émis et du bruit respectivement. Ainsi, P_s/P_N est appelé le SNR d'entrée.

Si la matrice de canal A est bien connue sur les deux côtés, le SNR reçu est optimisé en choisissant les vecteurs de pondération w_r et w_t en tant que vecteurs propre principal de gauche et de droite de la matrice du canal A . Le SNR reçu correspondant est donné par :

$$SNR_{out} = \lambda_{\max} SNR_{in} \quad (\text{II.6})$$

Où $\lambda_{\max}$ est la plus grande valeur propre de la matrice Wishart AA^H .

La capacité résultante peut être donnée par [26],[28] :

$$C = \log_2(1 + \lambda_{\max} SNR_{in}) \text{ b/s/Hz} \quad (\text{II.7})$$

II.2. 2. Transmission de flux de données multiple :

Un système de communication à bande étroite de M antennes à l'émission et N antennes à la réception pour la transmission de plusieurs flux de données est représenté dans la figure II.2. De la théorie de décomposition de valeur singulière (SVD), nous avons :

$$A = w_r \sum w_t = \sum_{p=1}^P \sqrt{\lambda_p} w_{r,p} w_{t,p}^H \quad (\text{II.8})$$

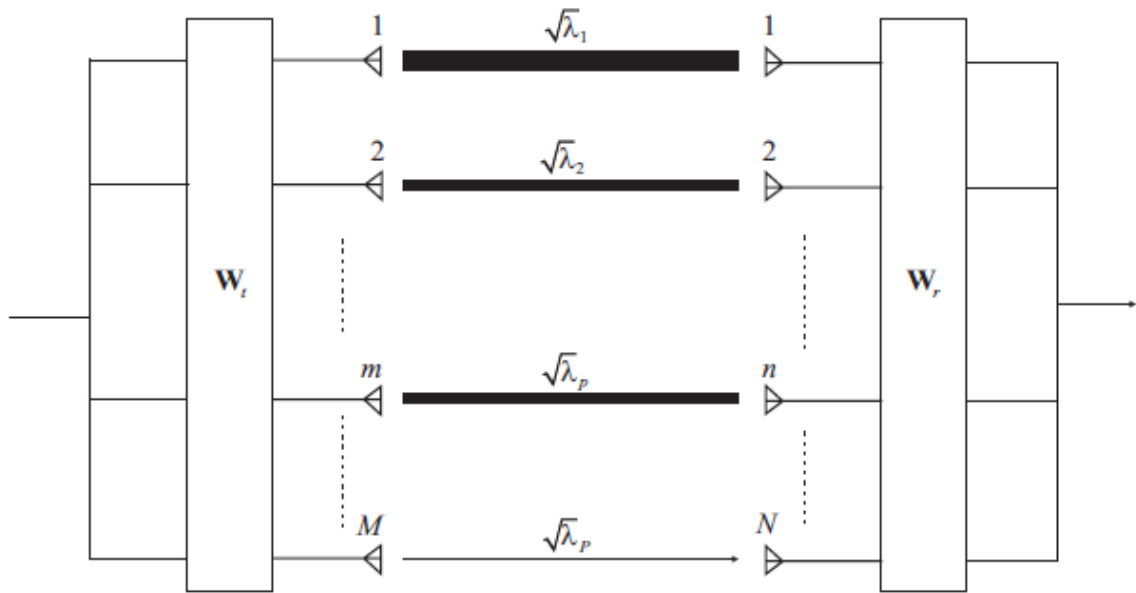


Figure II.2 : Configuration du canal MIMO à bande étroite pour la transmission de flux de données multiples.

Où w_r et w_t sont des matrices unitaires de vecteur singulier de gauche et de droite

$$w_r = [w_{r,1}, w_{r,2}, \dots, w_{r,P}] \quad (\text{II.9})$$

$$w_t = [w_{t,1}, w_{t,2}, \dots, w_{t,P}] \quad (\text{II.10})$$

Et Σ est une matrice diagonale des valeurs singulières :

$$\Sigma = \text{diag}(\lambda_1^{1/2}, \lambda_2^{1/2}, \dots, \lambda_P^{1/2}) \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_P > 0 \quad (\text{II.12})$$

Et P est le rang de la matrice de canal

$$P = \text{rank}(A) = \min(M, N) \quad (\text{II.13})$$

Le SVD transforme le canal MIMO en P canaux parallèles indépendants et les performances sur chacun des canaux dépendront de son gain λ_p . La capacité résultante peut être une expression comme [26], [28].

$$C = \sum_{p=1}^P \log_2(1 + \lambda_p \text{SNR}_{in}) \quad (\text{II.14})$$

II. 3.Canal MIMO large bande :

En cas d'évanouissement plat, le beamforming ou SVD avec le schéma d'allocation de puissance par Water Filling est connue pour être une approche efficace dans l'hypothèse d'une parfaite CSI à la fois dans l'émetteur et le récepteur. Et en outre, de diverses techniques de codage d'espace-temps sont employées quand l'émetteur ou le récepteur est uniforme [26], [29]. Cependant, sous canaux d'évanouissement par trajets multiples sélectifs en fréquence, ces méthodes ne peuvent pas être simplement appliquées en raison d'interférences entre symboles (ISI) provoquées par les signaux arrivant par des trajets retardés. Récemment, deux architectures ont été étudiées pour les systèmes MIMO pour atténuer l'effet des canaux d'évanouissement sélectifs en fréquence. La première architecture est la transmission de plusieurs flux de données à travers le multiplexage spatiale ou les codes spatio-temporel les combiné avec le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale. Cependant, le système MIMO multi porteuse est considéré comme un candidat le plus attrayant puisque les canaux MIMO sélectifs en fréquences ont transformés en plusieurs sous-canaux MIMO à fréquences plat en utilisant le système OFDM [30] - [31]. En plus de système MIMO multi porteuses utilisant le multiplexage spatial OFDM ou un code spatio-temporel OFDM, la seconde

architecture est un système MIMO mono porteuse en utilisant le Beamforming, qui a été largement étudiée [32] - [33].

Tout au long de ce travail, nous limiterons notre étude au système MIMO à porteuse unique (mono porteuse) sous environnement d'évanouissement multi trajets sélective en fréquence avec la connaissance préalable de CSI à la fois à l'émetteur et au récepteur.

II.3. 1. Transmission de flux de données unique :

Le system MIMO beamforming général pour la transmission d'un seul flux de données sous canaux d'évanouissement sélectif en fréquence est représenté sur la figure II.3. Le nombre d'antennes d'émission et de réception est M et N, respectivement.

Pour les systèmes sans fil à large bande, le canal de propagation MIMO peut être modélisé comme suit :

$$H(\tau) = \sum_{l=0}^L A^{(l)} \delta(\tau - l\Delta\tau) \quad (II. 15)$$

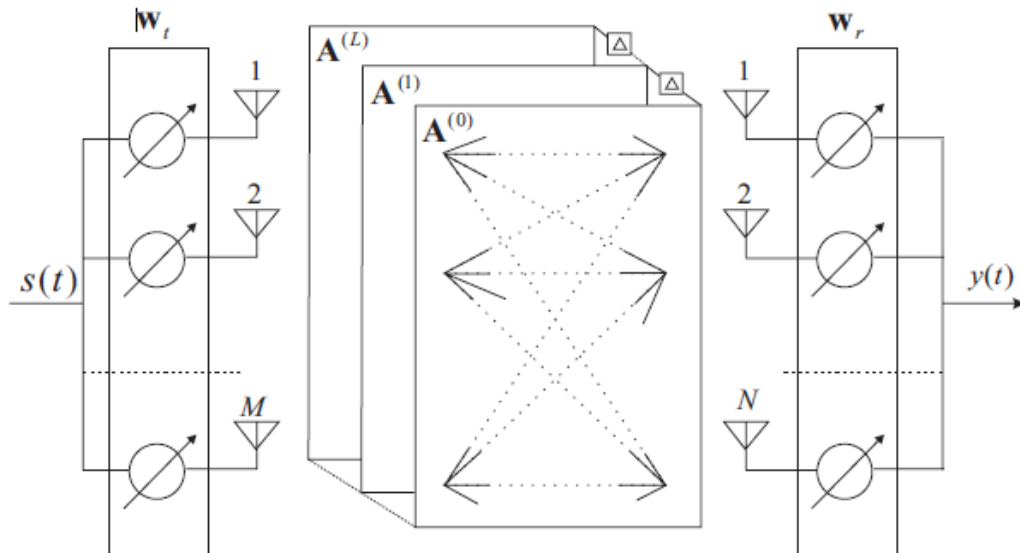


Figure II.3: canal MIMO à large bande et la configuration du beamforming.

$$A^{(l)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(l)} & a_{12}^{(l)} & \cdots & a_{1M}^{(l)} \\ a_{21}^{(l)} & a_{22}^{(l)} & \cdots & a_{2M}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}^{(l)} & a_{N2}^{(l)} & \cdots & a_{NM}^{(l)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$A^{(0)} (l = 0)$ Est considéré comme l'information du canal de l'onde précédente et considéré comme le canal désiré. $A^{(l)} (l = 1, \dots, L)$ Est le $l^{\text{ième}}$ canal retardé qui est considéré comme des canaux interférence. La notation $a_{nm}^{(l)}$ désigne la réponse du gain de $l^{\text{ième}}$ trajet retardé entre la $n^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception.

$\Delta\tau$ Est le temps de retard unitaire, ce qui correspond à la période de symbole T_s du signal modulé.

La sortie de chaque élément du réseau est associée à un vecteur de pondération pour récupérer les données transmises. Ainsi, le signal de sortie au niveau du récepteur est exprimé sous la forme :

$$y(t) = \sum_{l=0}^L w_r^H A^{(l)} w_t s(t - l\Delta\tau) + w_r^H n(t) \quad (\text{II.17})$$

Où $s(t)$ est le signal de la source, et $n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ est le vecteur de bruit blanc gaussien additif (AWGN), le système beamforming transmet et reçoit des vecteurs de pondération, w_t, w_r définis comme suit:

$$w_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad (\text{II.18})$$

$$w_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T \quad (\text{II.19})$$

Supposons que chaque signal retardé est décorrélé est de moyenne nulle, de ce fait :

$$\langle s^*(t - i\Delta\tau) s(t - j\Delta\tau) \rangle = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (\text{II.20})$$

Nous définissons P_s , P_N et $1/\gamma$, qui sont la puissance du signal, la puissance du bruit et le rapport signal sur bruit.

$$\langle |s|^2 \rangle = P_s \quad (\text{II.21})$$

$$\langle |n_1|^2 \rangle = \langle |n_2|^2 \rangle \dots = \langle |n_N|^2 \rangle = P_N \quad (\text{II.22})$$

$$1/\gamma = P_s/P_N \quad (\text{II.23})$$

Par conséquent, le SINR au niveau du récepteur est donnée par :

$$\Gamma(w_t, w_r) \quad (\text{II.24})$$

$$\Gamma(w_t, w_r) = \frac{w_r^H A^{(0)} w_t w_t^H (A^{(0)})^H w_r}{\sum_{l=1}^L w_r^H A^{(l)} w_t w_t^H (A^{(l)})^H w_r + \gamma w_r^H w_r}$$

II.3. 2. Transmission de flux de données multiple :

Un MIMO beamforming général pour la transmission de flux de données multiple sous des canaux d'évanouissement sélectif en fréquence est représenté sur la figure II.4. Le nombre d'antennes d'émission et de réception est M et N, respectivement. Le signal reçu au niveau du récepteur peut être exprimé comme :

$$r(t) = \sum_{i=1}^Q \sum_{l=0}^L A^{(l)} w_t^{(i)} s^{(i)}(t + l\Delta\tau) + n(t) \quad (\text{II.25})$$

Où $s^{(i)}$ est l' $i^{\text{ième}}$ signal émis, $n(t)$ est le bruit additif qui est supposé être gaussien de moyenne nulle et de variance $N_0/2$. Le vecteur de pondération d'émission du beamforming $w_t^{(i)}$ est estimé pour trouver la plus grande valeur propre λ_{max} de la matrice de corrélation $(A^{(i)})^H A^{(i)}$ lorsqu'est $A^{(i)}$ $i \leq L$ considéré comme le canal désiré.

Supposons que les signaux de source sont mutuellement décorrélés avec une moyenne nulle et de variance unitaire, ainsi

$$\langle (s^{(i)}(t - l\Delta\tau))^* s^{(i)}(t - k\Delta\tau) \rangle \quad \text{pour } l \neq k \quad (\text{II.26})$$

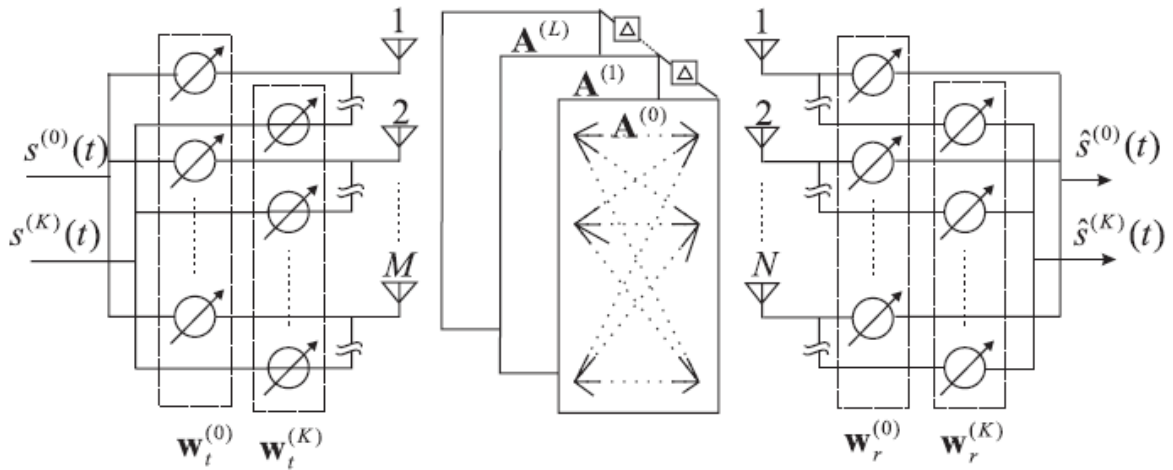


Figure II.3 : Canal MIMO large bande et la configuration du beamforming.

La multiplication par le vecteur de pondération complexe $w_r^{(k)}$ pour la détection de flux de données transmis $s^{(k)}(t)$, le signal de sortie $y^{(k)}(t)$ est donnée par :

$$y^{(k)}(t) = \sum_{i=1}^Q \sum_{l=0}^L w_r^{(k)} A^{(l)} w_t^{(i)} s^{(i)}(t - (l + k - 1)\Delta\tau) + w_r^{(k)} n(t) \quad (\text{II. 27})$$

Le SINR de sortie de la BS pour trouver le flux de données transmis $r^{(k)}(t)$ est donné par :

$$\Gamma(w_t^{(k)}, w_r^{(k)}) = \frac{(w^{(k)})^H A^{(k)} w_t^{(k)} (w_t^{(k)})^H (A^{(k)})^H w_r^{(k)}}{R_{inf}^{(k)} + \gamma^{(k)} (w_r^{(k)})^H w_r^{(k)}} \quad (\text{II.28})$$

Où $R_{inf}^{(k)}$ est la somme des interférences du signal désiré pour le flux de données transmis

$s^{(k)}(t)$ et les interférences causées par d'autres flux de données transmises.

$$\begin{aligned}
R_{inf}^{(k)} = & \sum_{l=0, l \neq k}^L (w_r^{(k)})^H A^{(l)} w_t^{(k)} (w_t^{(k)})^H (A^{(l)})^H w_r^{(k)} \\
& + \sum_{i=1, i \neq k}^Q \sum_{l=0}^L (w_r^{(i)})^H A^{(l)} w_t^{(i)} (w_t^{(i)})^H (A^{(l)})^H w_r^{(i)} \quad (\text{II.29})
\end{aligned}$$

II. 4. Motivation :

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les interférences Co-canaux (CCI) et les interférences inter symbole (ISI) sont deux facteurs qui dégradent les performances des systèmes de communication sans fil. Le réseau adaptatif utilisant un filtre spatial a la capacité d'atténuer les CCI. Par exemple, un réseau d'antennes de N éléments a $(N - 1)$ degrés de liberté (DOF) et donc peut supprimer $(N - 1)$ CCI indépendants de l'environnement multi-trajets [34], [17]. Cependant, un réseau adaptatif exploitant le domaine spatial n'est pas valable pour traiter les versions retardées du signal transmis sous forme de signaux séparés.

Puisque dans un système MIMO le réseau d'antennes est utilisé à l'émetteur et au récepteur, le DOF ou le nombre maximum d'annulation des canaux retardés est considéré plus important que celui des deux systèmes MISO et SIMO. Nous nous attendions que le DOF d'un système MIMO $M \times N$ est donnée par :

$$DOF = M + N - 2 \quad (\text{II.30})$$

Nous supposons que le SNR d'entrée constitue le seuil pour la communication. Afin d'obtenir l'équation (II.30), le SINR de sortie obtenu à partir de l'équation (II.24) doit être supérieur ou égal à celui du SNR d'entrée dans tous les cas du nombre des canaux retardés augmentant de 1 à $(M + N - 2)$. Puisque les vecteurs de pondération d'émission et de réception, sont contenus dans le numérateur et le dénominateur, l'équation (II.24) devient une équation non linéaire à variables multiples. Il semble difficile de trouver les vecteurs de pondération optimale d'émission et de réception analytiquement. Dans le but de résoudre le problème, nous étudierons une solution pour trouver le vecteur de pondération optimal d'émission et de réception basé sur un algorithme de mise à jour des pondérations itératives pour maximiser le SINR de sortie sous l'effet des canaux d'évanouissement sélectifs en fréquence.

II. 5.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu de base des modèles de transmission de flux de données uniques et multiples pour le système MIMO beamforming à large bande et à bande étroite dans un canal à évanouissement par trajets multiples. Il a été montré que les vecteurs de pondérations optimaux d'émission et de réception deviennent l'un des principaux facteurs pour supprimer les interférences inter-symboles et Co-canaux dans un système de communication sans fil.

Les motivations de cette technique pour la méthode MIMO beamforming dans un système de communication sans fil ont été également discutées. Il était prévu que notre système étudié peut réduire efficacement à la fois les interférences inter-symboles et Co-canaux, tout en maximisant le SINR de sortie au niveau du récepteur. D'autre part, sur la base de cette méthode étudiée, le taux de convergence dans la recherche des pondérations optimaux et la complexité des calculs sont considérablement réduits.

Chapitre III

MIMO beamforming mono-utilisateur

III. 1.Introduction :

Dans ce chapitre, nous étudierons la détermination de vecteurs de pondération optimale pour l'émetteur et le récepteur MIMO beamforming pour une transmission de flux de données unique dans des canaux à évanouissement sélectifs en fréquence. L'optimisation est basée sur un algorithme de mise à jour itérative des pondérations pour maximiser le SINR de sortie. En utilisant cette méthode, le système MIMO beamforming peut atténuer efficacement l'évanouissement multi-trajets avec une faible complexité de calcul par rapport à un système MIMO utilisant la structure TDL.

III. 2.Modèle de propagation :

Considérons un système de communication sans fil MIMO représenté sur la figure III.1, où M et N est le nombre d'éléments d'antennes de l'émetteur et du récepteur, respectivement.

L'idée est de transmettre un flux de données unique simultanément sur les différentes antennes de l'émetteur, mais à la même fréquence porteuse.

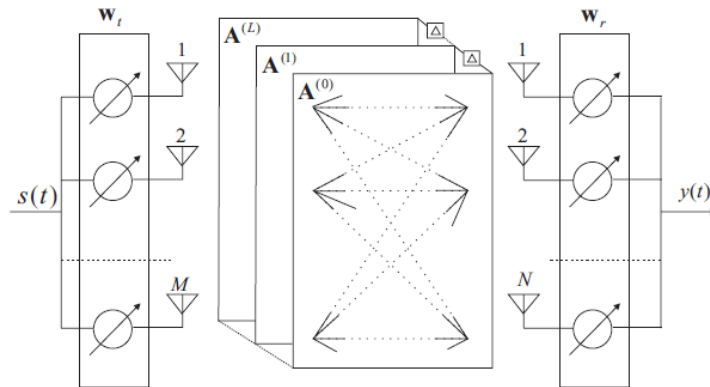


Figure III.1 : Canal MIMO large bande et la Configuration beamforming.

Pour les systèmes sans fil à large bande, le canal de propagation MIMO peut être modélisé comme :

$$H(\tau) = \sum_{l=0}^L A^{(l)} \delta(\tau - l\Delta\tau) \quad (\text{III. 1})$$

$$A^{(l)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(l)} & a_{12}^{(l)} & \cdots & a_{1M}^{(l)} \\ a_{21}^{(l)} & a_{22}^{(l)} & \cdots & a_{2M}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}^{(l)} & a_{N2}^{(l)} & \cdots & a_{NM}^{(l)} \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Où $A^{(0)}$ ($l = 0$) est l'information du canal de l'onde précédente que nous considérons comme le canal désiré. $A^{(l)}$ ($l = 1, \dots, L$) Est la $l^{\text{ième}}$ information du canal retardé que nous considérons comme canal d'interférences. La notation $a_{nm}^{(l)}$ désigne la réponse du gain de $l^{\text{ième}}$ trajet retardé entre la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception.

$\Delta\tau$ Est le temps de retard unitaire, ce qui correspond à la période de symbole T_s du signal modulé.

Depuis que le signal reçu est supposé stationnaire, la sortie du réseau d'antennes est combinée avec le vecteur de pondération complexe pour récupérer le signal transmis. Ainsi, le signal reçu au niveau du récepteur est exprimé sous la forme suivante :

$$y(t) = \sum_{l=0}^L w_r^H A^{(l)} w_t s(t - l\Delta\tau) + w_r^H n(t) \quad (\text{III. 3})$$

Où $s(t)$ est le signal émis, et $n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ est le vecteur de bruit blanc gaussien additif (AWGN). Le système beamforming émet et reçoit des vecteurs de pondération w_t, w_r qui sont définis comme :

$$w_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad (\text{III.4})$$

$$w_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T \quad (\text{III.5})$$

Supposons que chaque signal retardé est non corrélé et de moyenne nulle, de ce fait

$$\langle s^*(t - i\Delta\tau) s(t - j\Delta\tau) \rangle = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (\text{III.6})$$

La puissance du signal reçu est donnée par :

$$\begin{aligned}
y^2(t) &= \left| w_r^H A^{(0)} w_t s(t) + \sum_{l=1}^L w_r^H [A^{(l)} w_t s(t - l\Delta\tau)] + w_r^H n(t) \right|^2 \quad (\text{III. 7}) \\
&= |w_r^H A^{(0)} w_t s(t)|^2 + \left| \sum_{l=1}^L w_r^H [A^{(l)} w_t s(t - l\Delta\tau)] \right|^2 + |w_r^H n(t)|^2
\end{aligned}$$

Nous allons définir P_S, P_i, P_N et le $1/\gamma$ comme étant la puissance de signal, puissance d'interférence, puissance de bruit et le rapport de la puissance du signal sur bruit. La puissance du signal reçu s'écrit par :

$$y^2(t) = |w_r^H A^{(0)} w_t|^2 P_S + \sum_{l=1}^L |w_r^H A^{(l)} w_t|^2 P_I^{(l)} + |w_r^H w_r|^2 P_N \quad (\text{III. 8})$$

Par conséquent, le SINR de sortie au niveau du récepteur est donné par :

$$\Gamma(w_t, w_r) = \frac{w_r^H A^{(0)} w_t w_t^H (A^{(0)})^H w_r}{\sum_{l=1}^L w_r^H A^{(l)} w_t w_t^H (A^{(l)})^H w_r + \gamma w_r^H w_r} = \frac{w_r^H R_0 w_r}{w_r^H R_{nr} w_r} \quad (\text{III.9})$$

Où :

$$R_0 = A^{(0)} w_t w_t^H (A^{(0)})^H \quad (\text{III.10})$$

Et

$$R_{nr} = \sum_{l=1}^L w_r^H A^{(l)} w_t w_t^H (A^{(l)})^H w_r + \gamma w_r^H w_r \quad (\text{III. 11})$$

L'équation (III.9) est une équation non linéaire multi variable. Puisque les vecteurs de pondération transmis et reçus, sont tous les deux contenues dans le numérateur et dénominateur, il semble difficile de trouver les vecteurs de pondération optimaux à l'émission et à la réception analytiquement. Afin de résoudre ce problème, nous proposons une solution basée sur un algorithme itérative qui permet la mise à jour de pondération complexe, pour maximiser le SINR de sortie sous l'effet des canaux d'évanouissement sélectifs en fréquence comme suit.

III. 3.Calcul des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception :

III.3. 1.La détermination du vecteur de pondération à la réception :

Supposons que le vecteur de pondération d'émission est donné avec une condition nécessaire $\mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t = 1$ et une condition suffisante $\mathbf{w}_r^H \mathbf{w}_r = 1$, le vecteur de direction du signal utile est $\mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t$, de ce fait, le vecteur de pondération de réception qui est résolu par la méthode Maximum-Signal-to-Noise (MSN) [35], peut être exprimée comme suit :
En prenant le gradient de l'équation (III.9) par rapport à $\mathbf{w}_r$ afin de donner :

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}_r} \Gamma(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) &= \frac{\nabla(\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r)(\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r) - (\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r) \nabla(\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r)}{(\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r)^2} \quad (\text{III.12}) \\ &= \frac{2\mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r (\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r) - 2\mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r (\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r)}{(\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r)^2} \end{aligned}$$

Le vecteur de pondération optimal de réception $\mathbf{w}^{(opt)}$ peut-être trouvé en mettant $\nabla_{\mathbf{w}_r} \Gamma(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) = \mathbf{0}$, ce qui mène à :

$$\mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r = \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_0 \mathbf{w}_r}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r} \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r \quad (\text{III.13})$$

En substituant (III.10) en (III.13), nous obtenons :

$$\mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t \mathbf{w}_t^H (\mathbf{A}^{(0)})^H \mathbf{w}_r = \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t \mathbf{w}_t^H (\mathbf{A}^{(0)})^H \mathbf{w}_r}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r} \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r \quad (\text{III.14})$$

Depuis qu'est $\mathbf{w}_t^H (\mathbf{A}^{(0)})^H \mathbf{w}_r$ un scalaire, (III.14) est réécrit comme :

$$\mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t = \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r} \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r \quad (\text{III.15})$$

Il convient de définir $\frac{1}{\zeta} = \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{R}_{nr} \mathbf{w}_r}$, alors le vecteur de pondération de réception est donnée par :

$$\mathbf{w}_r = \zeta \mathbf{R}_{nr}^{-1} \mathbf{A}^{(0)} \mathbf{w}_t \quad (\text{III.16})$$

Dans l'équation (III.11), R_{nr} est une matrice hermitienne, et le coefficient ζ est un scalaire complexe qui n'affecte pas sur le SINR reçu lui-même dans (III.16). Ainsi, le vecteur de pondération optimal à la réception peut être normalisé et donnée par :

$$\mathbf{w}_r^{(opt)} = \frac{R_{nr}^{-1} A^{(0)} \mathbf{w}_t}{\|R_{nr}^{-1} A^{(0)} \mathbf{w}_t\|} \quad (III.17)$$

Par conséquent, le vecteur de pondération optimal à la réception peut être déterminé si le vecteur de pondération à l'émission est donné.

III.3. 2.Détermination du vecteur de pondération à l'émission :

Supposons que le vecteur de pondération de réception est donné, cela est permis de déterminer le vecteur de pondération optimal d'émission satisfaisant la condition $\mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t = 1$. Pour trouver le vecteur de pondération de transmission optimal qui maximise le SINR de sortie au niveau du récepteur, nous utilisons la méthode du multiplicateur de Lagrange [36] comme suit :

$$\phi = \Gamma(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) + \lambda(1 - \mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t) \quad (III.18)$$

A partir de l'équation (III.9), nous réécrivons l'expression $\Gamma(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r)$ en tant que :

$$\begin{aligned} \Gamma(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) &= \frac{\mathbf{w}_r^H A^{(0)} \mathbf{w}_t \mathbf{w}_t^H (A^{(0)})^H \mathbf{w}_r}{\sum_{l=1}^L \mathbf{w}_r^H A^{(l)} \mathbf{w}_t \mathbf{w}_t^H (A^{(l)})^H \mathbf{w}_r + \gamma \mathbf{w}_r^H \mathbf{w}_r} \\ &= \frac{\mathbf{w}_t^H (A^{(0)})^H \mathbf{w}_r \mathbf{w}_r^H A^{(0)} \mathbf{w}_t}{\sum_{l=1}^L \mathbf{w}_t^H (A^{(l)})^H \mathbf{w}_r \mathbf{w}_r^H A^{(l)} \mathbf{w}_t + \gamma \mathbf{w}_r^H \mathbf{w}_r} \\ &= \frac{\mathbf{w}_t^H \tilde{R}_0 \mathbf{w}_t}{\mathbf{w}_t^H R_{lt} \mathbf{w}_t + \gamma \mathbf{w}_r^H \mathbf{w}_r} \end{aligned} \quad (III.19)$$

Alors que :

$$\tilde{R}_0 \equiv (A^{(0)})^H \mathbf{w}_r \mathbf{w}_r^H A^{(0)} \quad (III.20)$$

Et :

$$R_{lt} \equiv \sum_{l=1}^L (A^{(l)})^H \mathbf{w}_r \mathbf{w}_r^H A^{(l)} \quad (III.21)$$

En prenant la dérivée de l'équation (III.18) par rapport à w_t et la mise à zéro.

$$\frac{\partial \phi}{\partial w_t} = \frac{\partial \Gamma}{\partial w_t} + \frac{\partial \lambda(1 - w_t^H w_t)}{\partial w_t} = 0 \quad (\text{III.22})$$

Puis,

$$\frac{\tilde{R}_0 w_t (w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2) - R_{lt} w_t (w_t^H \tilde{R}_0 w_t)}{(w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - \lambda w_t = 0 \quad (\text{III.23})$$

En multipliant les côtés gauche et droit de (III.23) par le vecteur de pondération w_t^H , nous avons :

$$w_t^H \frac{\tilde{R}_0 w_t (w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2) - R_{lt} w_t (w_t^H \tilde{R}_0 w_t)}{(w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - \lambda w_t^H w_t = 0 \quad (\text{III.24})$$

En appliquant la condition $w_t = 1$, (III.24) est réécrite ainsi :

$$\frac{(w_t^H \tilde{R}_0 w_t) w_t^H R_{lt} w_t + w_t^H \tilde{R}_0 w_t \gamma \|w_r\|^2 - w_t^H R_{lt} w_t (w_t^H \tilde{R}_0 w_t)}{(w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} - \lambda = 0 \quad (\text{III.25})$$

Par conséquent, le paramètre λ est donnée par :

$$\lambda = \frac{w_t^H \tilde{R}_0 w_t \gamma \|w_r\|^2}{(w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2)^2} \quad (\text{III.26})$$

En substituant (III.26) et (III.20) dans (III.23). Nous avons :

$$\begin{aligned} \tilde{R}_0 w_t (w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2) &= w_t^H \tilde{R}_0 w_t (R_{lt} + \gamma \|w_r\|^2) w_t \\ (A^{(0)})^H w_r w_r^H A^{(0)} w_t (w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2) &= w_t^H (A^{(0)})^H w_r w_r^H A^{(0)} w_t (R_{lt} + \gamma \|w_r\|^2) w_t \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Depuis que $w_r^H A^{(0)} w_t$ est un scalaire, (III.27) est réécrit comme :

$$(A^{(0)})^H w_r = \frac{w_t^H (A^{(0)})^H w_r}{w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2} (R_{lt} + \gamma \|w_r\|^2) w_t \quad (\text{III.28})$$

Nous allons définir $\frac{1}{\xi} \equiv \frac{w_t^H (A^{(0)})^H w_r}{w_t^H R_{lt} w_t + \gamma \|w_r\|^2}$ alors l'équation (III.28) peut être exprimé sous la forme suivante :

$$w_t = \xi R_{nt}^{-1} (A^{(0)})^H w_r \quad (\text{III.29})$$

Où

$$R_{nt} = R_{lt} + \gamma \|w_r\|^2 \quad (\text{III.30})$$

Sans calcul détaillé de ξ , le vecteur de pondération optimal de transmission peut être donné par :

$$w_t^{(opt)} = \frac{R_{nt}^{-1}(A^{(0)})^H w_r}{\|R_{nt}^{-1}(A^{(0)})^H w_r\|} \quad (\text{III.31})$$

Nous concluons que la détermination des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception en faisant remarquer que le vecteur de pondération à la réception est estimé par (III.17) sachant que le vecteur de pondération à l'émission est donné. De même pour le vecteur de pondération d'émission, il est estimé par (III.31) sachant que le vecteur de pondération à la réception est donné. Cependant, parce que le système d'équations devient sous forme non linéaires, il semble difficile à résoudre analytiquement. Par conséquent, un algorithme itératif, qui estime les vecteurs de pondérations d'émission et de réception alternativement est un moyen simple d'atteindre la solution pour maximiser le SINR.

III.3. 3.Algorithme itératif de mise à jour de vecteur de pondération :

III.3.3. 1.Vecteur de pondération à la réception :

La mise à jour de vecteur de pondération à la réception au temps u est donnée par :

$$\bar{w}_r(u) = R_{nr}^{-1}(u-1)A^{(0)}w_t(u-1) \quad (\text{III.32})$$

Où :

$$R_{nr}(u) \equiv \sum_{l=1}^L A^{(l)}w_t(u)w_t^H(u)(A^{(l)})^H + \gamma I \quad (\text{III.33})$$

Et

$$w_r(u) = \frac{\bar{w}_r(u)}{\|\bar{w}_r(u)\|} \quad (\text{III.34})$$

$R_{nr}(u-1)$ Est mis à jour sur la base des pondérations transmises précédentes $w_t(u)$ pour trouver les pondérations optimales à la réception $w_r(u)$.

III.3.3. 2. Vecteur de pondération à l'émission:

La mise à jour de vecteur de pondération à l'émission au temps u est donnée par :

$$\bar{w}_t(u) = R_{nt}^{-1}(u) (A^{(0)})^H w_r(u) \quad (\text{III.35})$$

Où :

$$R_{nt}(u) \equiv \sum_{l=1}^L (A^{(l)})^H w_r(u) w_r^H(u) A^{(l)} + \gamma I \quad (\text{III.36})$$

Et

$$w_t(u) = \frac{\bar{w}_t(u)}{\|\bar{w}_t(u)\|} \quad (\text{III.37})$$

De même, $R_{nt}(u)$ est également mis à jour sur la base de la pondération reçue précédente $w_r(u)$, pour trouver les pondérations optimales d'émission $w_t(u)$.

Dans ce travail, le vecteur de pondération initial à l'émission $w_t(0)$ pour $u = 0$ est déterminé à partir d'un système MIMO dans un environnement à d'évanouissement plat comme suit :

$$w_t^{(opt)} \{= w_t(0)\} = e_{t,max} \quad (\text{III.38})$$

Le vecteur $e_{t,max}$ est le vecteur propre correspondant à la plus grande valeur propre λ_{max} de la matrice de corrélation $(A^{(0)})^H A^{(0)}$ [28], [37].

III. 4. Analyse de la capacité d'annulation d'interférences :

Depuis que les vecteurs de pondération à l'émission et à la réception sont alternativement mises à jour selon l'algorithme de pondération itérative étudié, les DOFs (degrés de liberté) des deux antennes émettrices et réceptrices sont combinés ensemble pour supprimer les versions retardées du signal précédant. Ainsi, pour un système MIMO avec M et N antennes à l'émission et à la réception, respectivement, le nombre maximum d'annulation des canaux retardés en tenant compte le DOF des deux parties est prévu comme :

$$L = (M - 1) + (N - 1) = M + N - 2 \quad (\text{III.39})$$

Le nombre maximum d'annulation de canaux retardés est clairement confirmé par la simulation.

III. 5.SINR de sortie :

Sur la base de l'algorithme itératif, les vecteurs de pondération optimaux d'émission et de réception sont utilisés dans l'émetteur et le récepteur respectivement, pour la transmission un flux de données unique.

Le signal de sortie au niveau du récepteur est donné par :

$$y(t) = \sum_{l=0}^L (w_r^{opt})^H A^{(l)} (w_t)^{opt} s(t - l\Delta\tau) + (w_r^{opt})^H n(t) \quad (III.40)$$

Le SINR de sortie du système étudié est calculé par le coefficient de corrélation croisé et donné par :

$$\rho = \frac{E[y(t)s^*(t)]}{\sqrt{E[|y(t)|^2]E[|s(t)|^2]}} \quad (III.41)$$

Le SINR de sortie est finalement calculé par le coefficient de corrélation en tant que :

$$SINR_{out} = \frac{|\rho|^2}{1-|\rho|^2} \quad (III.42)$$

III. 6.Résultat de Simulation :

Dans cette section, nous offrons les résultats de simulation pour démontrer notre analyse.

III.6. 1.Hypothèses générales :

- Le signal émis est un signal numérique contenant 100000 échantillons ;
- Le canal MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés ;
- Le canal direct est un canal uniforme ;
- Chaque canal retardé est un canal de RAYLEIGH ;
- N_t et N_r représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement ;
- La connaissance préalable du canal d'information (CSI) au niveau d'émission et de réception ;
- L'effet DOPPLER n'est pas pris en compte dans la modélisation du canal ;
- Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (BBGA) ;
- Nous imposons un $\frac{p_s}{p_N}$ élevé $\frac{p_s}{p_N} = 40dB$;
- BER1 désigne que le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient : un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$;
- BER2 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$;

- BER3 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$;
- BER4 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$ et $A^{(4)}$;
- BER5 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$, $A^{(4)}$ et $A^{(5)}$;
- BER6 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et six canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$, $A^{(4)}$, $A^{(5)}$ et $A^{(6)}$;
- BER7 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$, $A^{(4)}$, $A^{(5)}$, $A^{(6)}$ et $A^{(7)}$;

III.6. 2. Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif :

Dans cette partie nous montrons comment un système MIMO adaptatif 5×5 améliore les performances d'une chaîne de transmission en termes du SINR.

Nous présentons ici les résultats de simulations du rapport SINR en fonction du nombre d'itérations pour différents nombre de canaux retardés pour des systèmes MIMO (3×3), (4×4), (5×5)

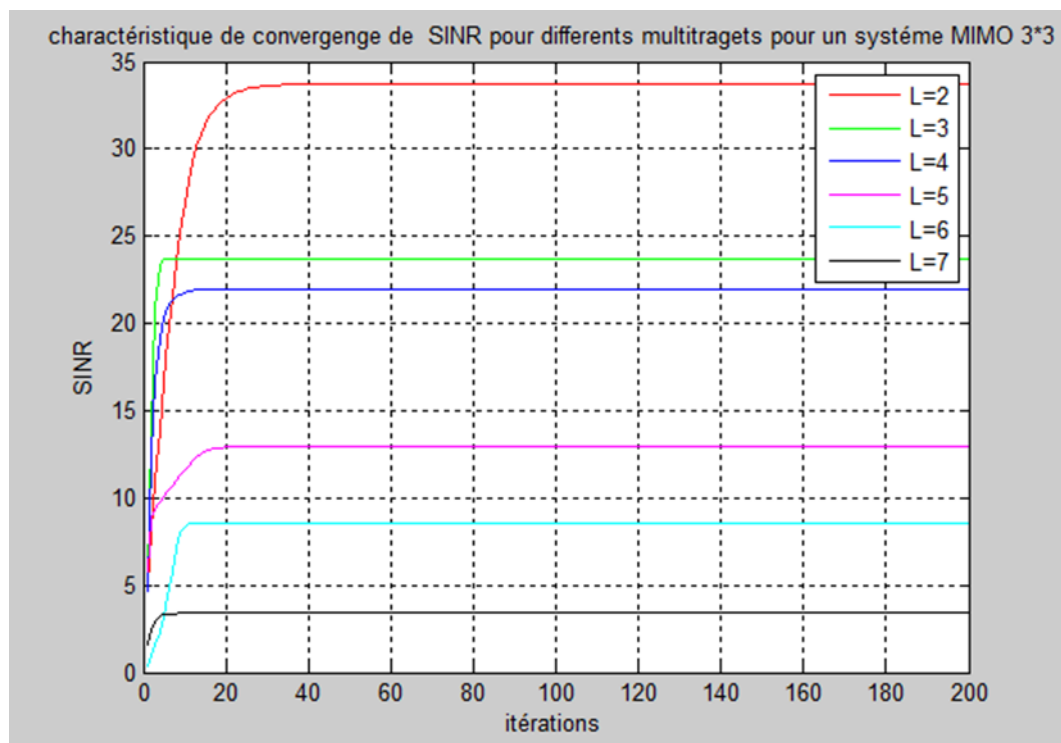


Figure III.2 : SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 3×3.

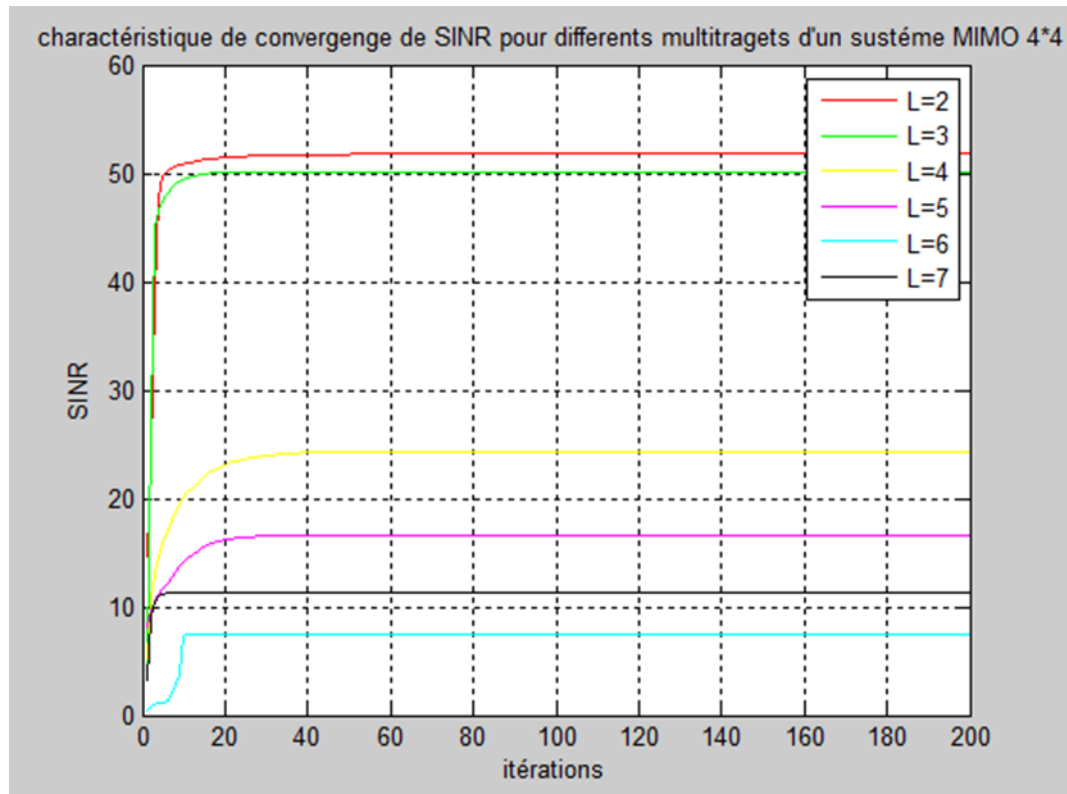


Figure III.3 : SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 4×4.

Le SINR pour un système **MIMO adaptatif 3×3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est inférieur à 35 dB.

Cependant, Le SINR pour un système **MIMO adaptatif 4×4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est supérieure à 50 dB.

Et le SINR avec un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés est inférieure à 10 pour les systèmes **MIMO adaptatif 3×3** et **4×4**.

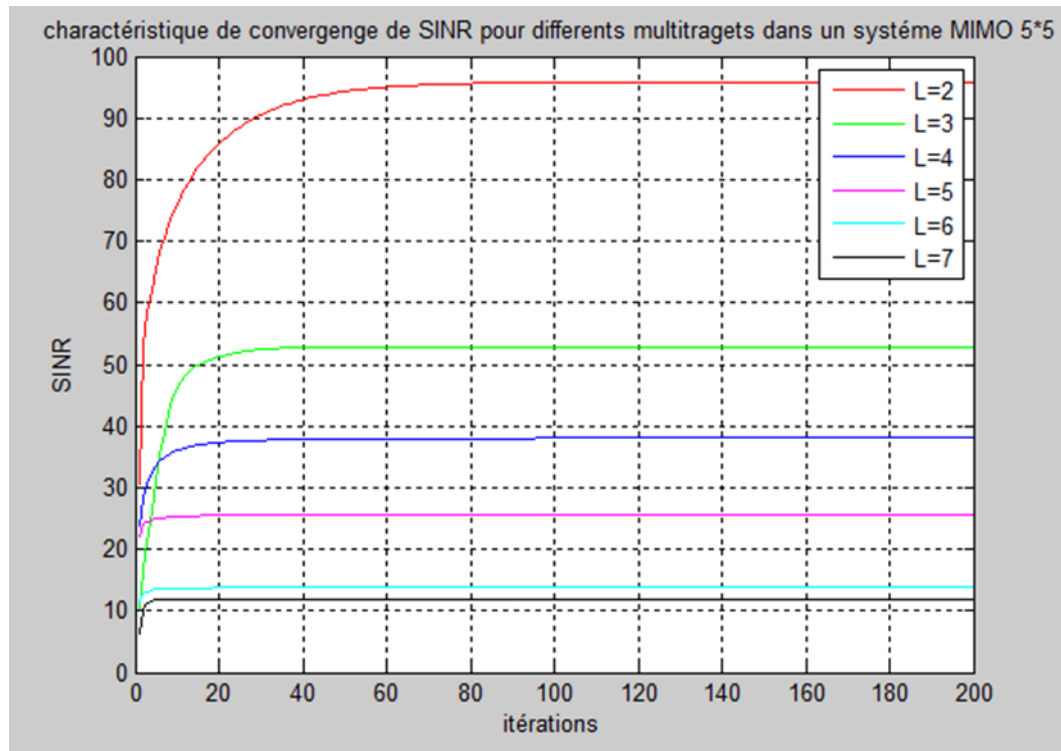


Figure III.4: SINR pour différents canaux retardés d'un système MIMO 5×5.

Le SINR pour un système **MIMO adaptatif** 5×5, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est supérieur à 90 dB.

Et le SINR avec un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés est supérieure à 10 dB.

Donc les résultats montrent que l'algorithme itératif dans un système **MIMO adaptatif** 5×5 à l'émission et à la réception permet de maximiser le rapport SINR pour ($L=2, L=3, L=4, L=5, L=6, L=7$)

Les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

III.6. 3. Influence du nombre d'antennes sur les performances du système :

Dans l'étude d'une chaîne de transmission numérique, les performances du système sont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (TEB) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (SNR).

Pour cela, nous établirons un système **MIMO adaptatif** 3×3, son schéma de principe est représenté par la Figure III.5 et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences décrit dans la section III.3 au niveau d'émission et de réception.

III.6.3. 1. Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 3×3 :

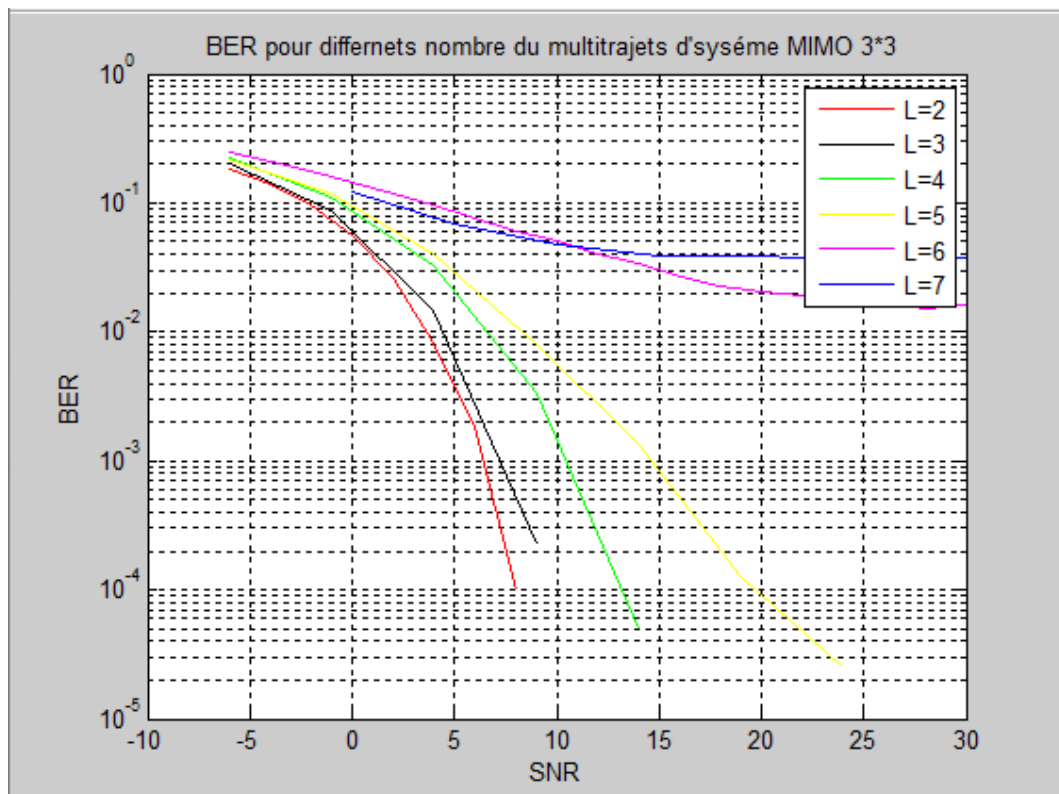


Figure III.5: Performances du système MIMO adaptatif 3×3.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 3×3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$, et un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$, et un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$, $A^{(4)}$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 15 dB. Par contre, pour un système avec un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$, $A^{(4)}$ et $A^{(5)}$ le BER est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 25 dB, ce qui garantit la diminution de la probabilité d'erreur, donc une meilleure qualité de transmission.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et plus de 5 canaux retardés est supérieur ou égale à 10^{-2} , le signal reçu est affecté par l'évanouissement du canal.

Un système avec trois éléments d'antennes n'as pas un degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO adaptatif 3×3** avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$, et un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$, et un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$ et $A^{(4)}$, au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

III.6.3. 2. Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4 :

Afin d'améliorer les performances en terme du BER, nous avons pensé à augmenter la diversité spatiale en émission et en réception, pour cela, nous avons opté pour un **système MIMO adaptatif 4×4** et 5×5.

Pour comparer les performances en termes du BER avec les différents nombre d'antennes, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment.

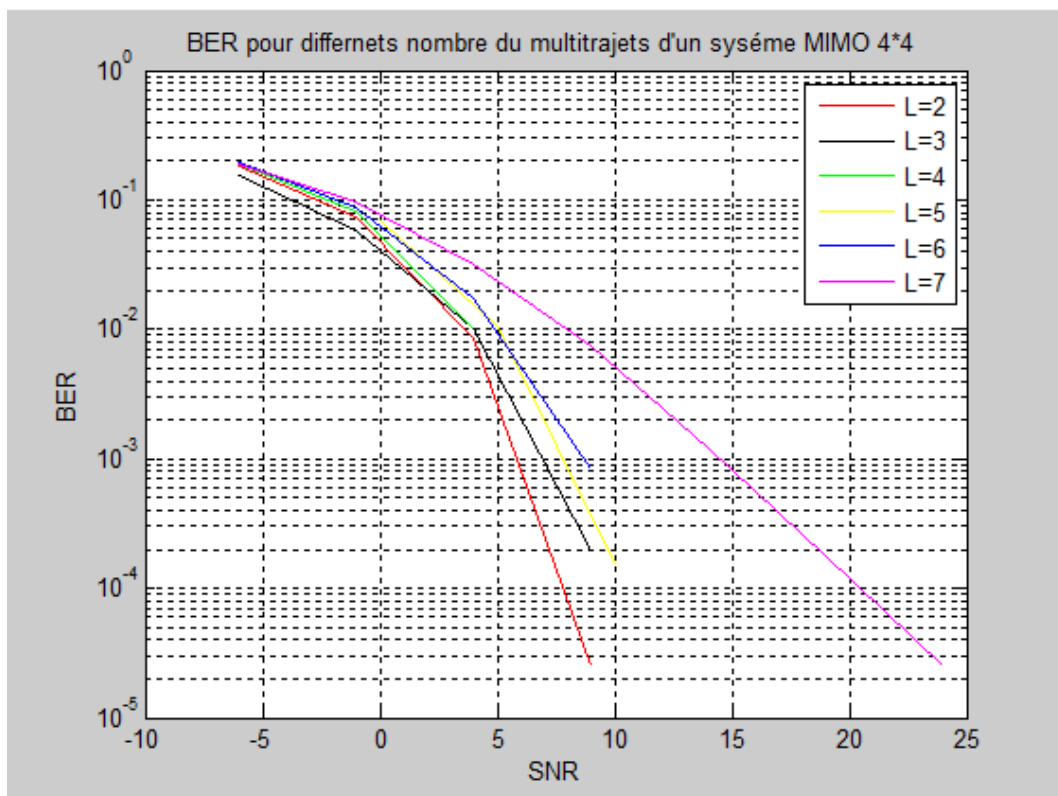


Figure III.6 : Performances du système MIMO adaptatif 4×4.

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés est nettement plus favorable ($BER_7 < 10^{-3}$ pour un SNR de 15 à 20 dB).

Le BER d'une chaîne de transmission **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés chute plus rapidement pour des SNR croissants.

L'assimilation de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne de transmission sans fil améliore le BER de façon très importante, et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Nous constatons aussi que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne **MIMO adaptatif 4×4** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

III.6.3. 3.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 5×5 :

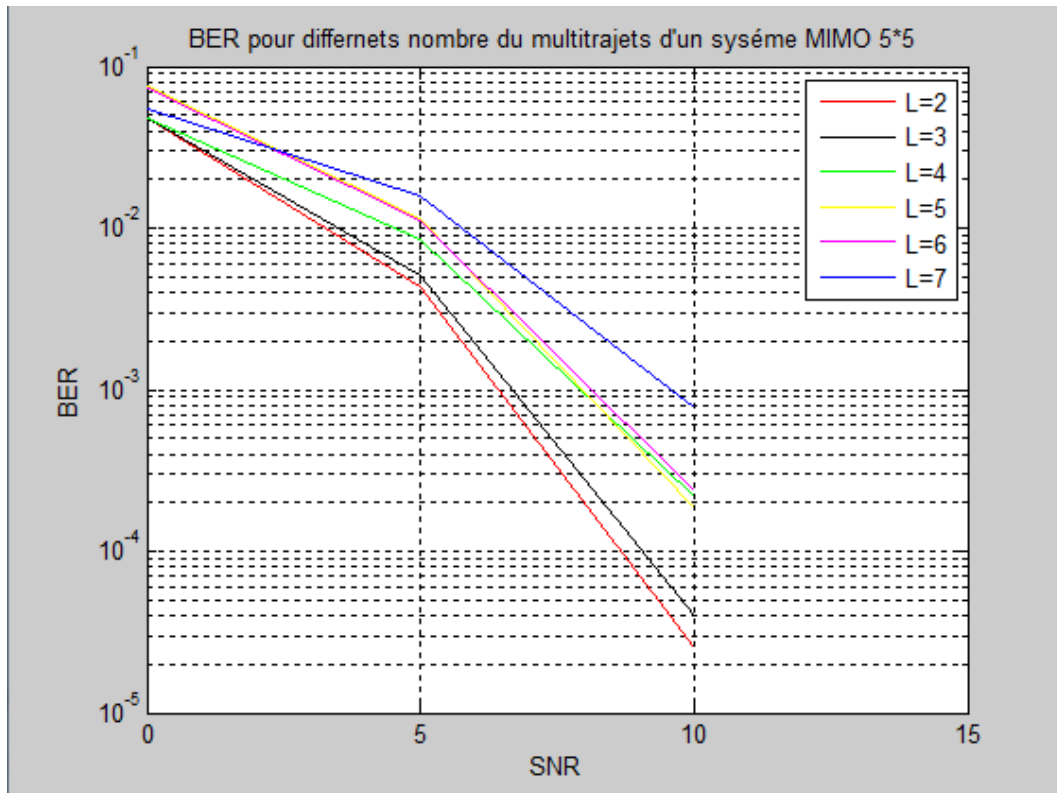


Figure III.7 : Performances du système MIMO adaptatif 5×5.

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 5×5**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$, et un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$, est inférieur à 10^{-4} , par contre, pour un système avec un nombre de canaux retardés supérieur à quatre, le BER est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 10dB.

L'utilisation d'un ordre de diversité important et l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences, permet de combattre les distorsions et les brouilleurs subissent par le signal lors de la transmission, ce qui permet d'améliorer d'une façon très importante les performances d'un tel système.

L'utilisation de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO adaptatif 5×5**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

III. 7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié le système de détermination des pondérations pour le système MIMO beamforming dans des canaux d'évanouissement sélectifs en fréquence. Ce système donne l'amélioration du SINR de sortie sur la base de l'algorithme de mise à jour itérative pour la détermination des vecteurs de pondération d'émission et de réception. Ce système permet l'annulation de $(M+N-2)$ canaux retardé. Les résultats de simulation confirment qu'un système **MIMO adaptatif** permet de maximiser le rapport **SINR** à la réception, en se basant sur notre méthode étudiée, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

Chapitre IV

MIMO beamforming multi-utilisateurs

IV. 1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous étudierons un système MIMO beamforming utilisant une transmission d'un seul flux de données pour les systèmes multi-utilisateurs dans des canaux à trajets multiples sélectifs en fréquence. L'algorithme utilisé est basé sur le critère de maximisation du rapport signal sur bruit plus interférences. Cet algorithme permet de calculer le vecteur de pondération de transmission pour chaque utilisateur et le vecteur de pondération de réception à la station de base (BS) en maximisant le SINR de sortie pour tous les récepteurs et pour chaque liaison.

Le procédé algorithmique itératif est utilisé pour résoudre un problème d'optimisation. La méthode procède par itérations au cours desquelles elle détermine une succession de solutions approximatives raffinées qui se rapprochent graduellement de la solution cherchée.

IV. 2. Modèle de propagation :

Supposons qu'il y a Q utilisateurs communiquant avec une station de base (BS). Le $i^{\text{ème}}$ utilisateur possède un réseau d'antenne linéaire avec M_i éléments, où $i = 1, \dots, Q$. La BS dispose d'une antenne adaptative avec N éléments. Un système MIMO beamforming multi-utilisateurs pour une transmission d'un seul flux de données sous l'environnement à évanouissement sélectif en fréquence est illustré à la figure IV.1.

Pour les systèmes sans fil à large bande, le canal de propagation MIMO peut être modélisé sous la forme :

$$H_i(\tau) = \sum_{l=0}^{L_i-1} A_i^{(l)} \delta(\tau - l\Delta\tau) \quad (IV. 1)$$

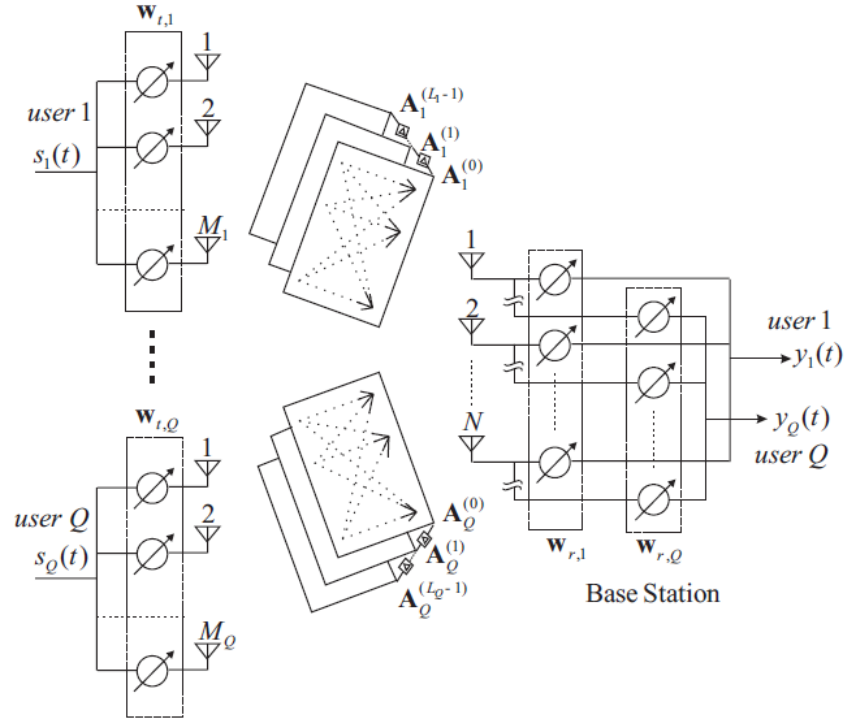


Figure IV.1 : Canal MIMO large bande et configuration beamforming pour un système multi-utilisateurs.

$$A_i^{(l)} = \begin{pmatrix} a_{11,i}^{(l)} & a_{12,i}^{(l)} & \dots & a_{1M,i}^{(l)} \\ a_{21,i}^{(l)} & a_{22,i}^{(l)} & \dots & a_{2M,i}^{(l)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1,i}^{(l)} & a_{N2,i}^{(l)} & \dots & a_{NM,i}^{(l)} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

Où $A_i^{(0)}$ est l'information du canal de l'onde précédente pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur, qui nous considérons comme le canal désiré dans ce travail, tandis que $A_i^{(l)}$ ($l = 1, \dots, L_i - 1$) est la $l^{\text{ème}}$ information du canal retardé précédent du $i^{\text{ème}}$ utilisateur, que nous considérons comme canaux d'interférences. La notation $a_{nm,i}^{(l)}$ désigne la $l^{\text{ème}}$ réponse de trajet d'interférences entre la $m^{\text{ème}}$ antenne d'émission du $n^{\text{ème}}$ utilisateur et la $i^{\text{ème}}$ antenne de réception de la station de base.

ΔT Est le temps de retard unitaire, ce qui correspond à la période de symbole T_s , du signal modulé.

Etant donné que le signal reçu est supposé stationnaire. La sortie du réseau est combinée avec le vecteur de pondération complexe pour extraire le signal désiré. Ainsi, le signal reçu pour l' $i^{\text{ième}}$ utilisateur à la station de base est exprimé sous forme :

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} w_{r,i}^H A_j^{(l)} w_{t,j} s_j(t - l\Delta\tau) + w_{r,i}^H n(t) \quad (\text{IV.3})$$

Où $s_j(t)$ sont les données transmises pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur, et $n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ est le vecteur de bruit blanc gaussien additif (AWGN). Les vecteurs de pondération d'émission et de réception du beamforming $w_{t,i}$ et $w_{r,i}$ pour le i -ème utilisateur sont définis comme :

$$w_{t,i} = [w_{t1,i}, w_{t2,i}, \dots, w_{tM,i}]^T \quad (\text{IV.4})$$

$$w_{r,i} = [w_{r1,i}, w_{r2,i}, \dots, w_{rN,i}]^T \quad (\text{IV.5})$$

Supposons que les signaux sources sont mutuellement décorrélés avec une moyenne nulle et une variance unitaire, ainsi :

$$\langle s_i^*(t - l\Delta\tau) s_i(t - k\Delta\tau) \rangle = 0 \quad \text{pour } l \neq k \quad (\text{IV.6})$$

$$\langle s_i^*(t) s_j(t) \rangle = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (\text{IV.7})$$

Il convient de définir $P_{s,i}$, P_N et $1/\gamma_i$, ce qui représente la puissance du signal, la puissance du bruit et le rapport de la puissance du signal sur bruit pour le $i^{\text{ième}}$ utilisateur:

$$\langle |s_i|^2 \rangle = P_{s,i} \quad (\text{IV.8})$$

$$\langle |n_1|^2 \rangle = \langle |n_2|^2 \rangle = \dots = \langle |n_N|^2 \rangle = P_N \quad (\text{IV.9})$$

$$1/\gamma_i = P_{s,i}/P_N \quad (\text{IV.10})$$

Le SINR de sortie au niveau de la station de base pour le $i^{\text{ième}}$ utilisateur est donnée par :

$$\Gamma(w_{t,i}, w_{r,i}) = \frac{w_{r,i}^H A_i^{(0)} w_{t,i} w_{t,i}^H (A_i^{(0)})^H w_{r,i}}{R_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}} \quad (\text{IV.11})$$

Où R_{inf} est la somme des canaux d'interférences précédents d' $i^{ième}$ utilisateur et des canaux d'interférences causés par d'autres utilisateurs.

$$R_{inf} = \sum_{l=1}^{L_i-1} w_{r,i}^H A_i^{(l)} w_{t,i} w_{t,i}^H (A_i^{(l)})^H w_{r,i} + \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} w_{r,i}^H A_j^{(l)} w_{t,j} w_{t,j}^H (A_j^{(l)})^H w_{r,i} \quad (IV.12)$$

De manière similaire que pour le chapitre IV, puisque les vecteurs de pondération d'émission et de réception pour la détection du $i^{ième}$ utilisateur sont contenus dans le numérateur et le dénominateur, (IV.11) est une équation non linéaire à variables multiples. Il semble être difficile de trouver les vecteurs de pondération optimale analytiquement.

La détermination des vecteurs de pondération de l'émission et de réception pour la détection de l' $i^{ième}$ utilisateur sous l'effet des canaux à évanouissement sélectif en fréquence sont décrits dans la section suivante.

IV. 3.Calcul des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception :

Nous employons la méthode de MSINR (Maximum-Signal-to-Interference-plus-Noise ratio) pour déterminer les vecteurs de pondération optimale à l'émission et à la réception, décrite en détail pour le cas d'un seul utilisateur dans [57]. En étendant la méthode pour le cas multi-utilisateurs, la détermination des vecteurs de pondération à l'émission et à la réception pour l' $i^{ième}$ utilisateur est récapitulée ci-après.

IV.3. 1. La détermination du vecteur de poids à la réception :

Supposons que tous les vecteurs de pondération à l'émission ($w_{t,j}$, $j = 1, \dots, Q$) sont donnés, et une condition suffisante de $w_{r,i}^H w_{r,i} = 1$ pour maintenir la puissance totale de bruit constante. Le vecteur de direction du signal désiré est $A_i^{(0)} w_{t,i}$, et sur la base de la méthode MSINR, le vecteur de pondération de réception au niveau de la BS pour le $i^{ième}$ utilisateur est donnée par :

$$w_{r,i}^{(opt)} = R_{nr,i}^{-1} A_i^{(0)} w_{t,i} / \left\| R_{nr,i}^{-1} A_i^{(0)} w_{t,i} \right\| \quad (IV.13)$$

Où $R_{nr,i}$ est une matrice de covariance, qui comprend des informations total de canaux d'interférences du $i^{ième}$ utilisateur et les canaux d'interférences causés par d'autres utilisateurs, donnée par :

$$R_{nr,i} \equiv \sum_{l=1}^{L_i-1} A_i^{(l)} w_{t,i} w_{t,i}^H (A_i^{(l)})^H + \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} A_j^{(l)} w_{t,j} w_{t,j}^H (A_j^{(l)})^H + \gamma_i I \quad (\text{IV.14})$$

IV.3. 2.La détermination du vecteur de poids à l'émission :

Supposons que le vecteur de pondération de réception $w_{r,i}$ et tous les vecteurs de pondération d'émission à l'exclusion de $w_{t,i}$ sont données, on détermine le vecteur de pondération optimal d'émission satisfaisant la condition $w_{t,i}^H w_{t,i} = 1$. Selon la méthode de multiplicateur de Lagrange, le vecteur de pondération optimal à l'émission pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur est donnée par :

$$w_{t,i}^{(opt)} = R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i} / \left\| R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i} \right\| \quad (\text{IV.15})$$

Où $R_{nr,i}$ est une matrice de covariance, qui comprend des informations total de canaux d'interférences du $i^{\text{ème}}$ utilisateur et les canaux d'interférences causés par d'autres utilisateurs, donnée par :

$$R_{nt,i} \equiv \sum_{l=1}^{L_i-1} (A_i^{(l)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(l)} + \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} w_{t,j}^H (A_j^{(l)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_j^{(l)} w_{t,j} I + \gamma_i I \quad (\text{IV.16})$$

La détermination du vecteur de pondération d'émission est détaillée dans l'Annexe A.

Nous concluons que, en donnant le vecteur de pondération d'émission du $i^{\text{ème}}$ utilisateur et en fixant tous les vecteurs de pondération d'émission du reste des utilisateurs, le vecteur de pondération de réception optimal au niveau de la BS pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur est calculé par l'équation (IV.13).

De même façon, le vecteur de pondération d'émission optimal pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur est calculé par l'équation (IV.15) étant donné le vecteur de pondération de réception à la station de base pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur et tous les vecteurs de pondération de transmission à l'exclusion du $w_{t,i}$.

IV.3. 3. Algorithmes de mise à jour de poids itératifs :

Dans cette section, nous présentons deux algorithmes d'optimisation A et B. Le schéma bloc de ces deux algorithmes sont présentés dans les figures IV.2 et IV.3, respectivement :

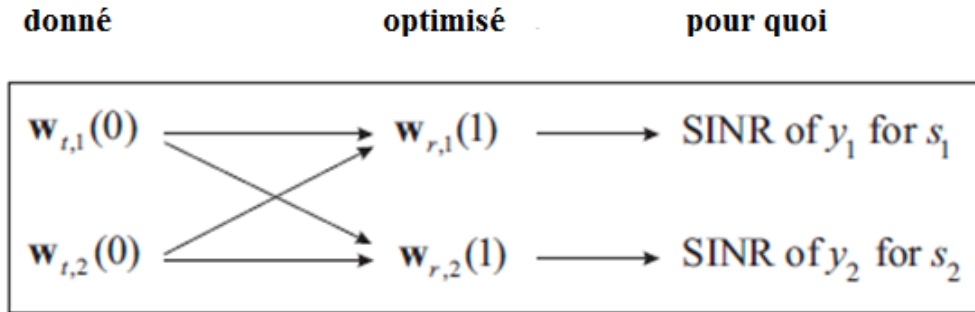


Figure IV.2 : Schéma fonctionnel de maximisation du SINR par l'optimisation du vecteur de pondération de réception. (Q = 2) [Algorithme A]

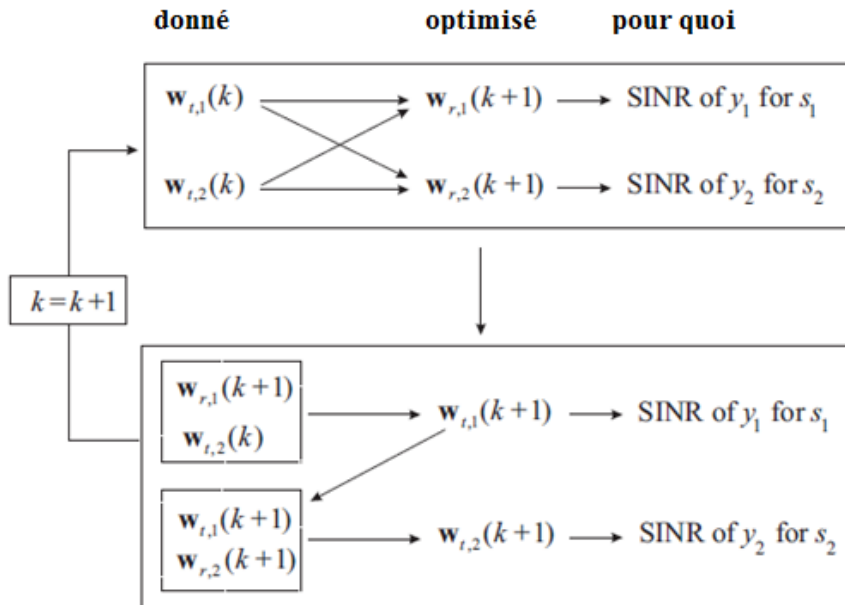


Figure IV.3 : Schéma bloc de maximisation du SINR basée sur la mise à jour itérative du vecteur de pondération au niveau de la BS. (Q = 2) [Algorithme B]

Pour plus de simplicité, on suppose qu'il y a deux utilisateurs qui communiquent avec une station de base. La sélection des vecteurs de pondération initiaux $w_{t,1}(k)$, $w_{t,2}(k)$ pour $k = 0$, où k est l'index d'itération, sont déterminés depuis un canal MIMO à évanouissement plat comme suit.

$$w_{t,i}(0) = e_{t,i_{max}} \quad (IV.17)$$

Le vecteur $e_{t,i_{max}}$ est le vecteur propre correspondant à la plus grande valeur propre $\lambda_{i_{max}}$ pour la matrice de corrélation $(A_i^{(0)})^H A_i^{(0)}$ [56].

Algorithme A: La maximisation du SINR par l'optimisation de vecteur de pondération reçu uniquement :

Calculer les vecteurs de pondération de réception $w_{r,1}(1), w_{r,2}(1)$ en utilisant les vecteurs de pondération d'émission donnés $w_{t,1}(0), w_{t,2}(0)$ en se basant sur (IV.13) pour supprimer les interférences et maximiser le SINR de sortie correspondant à chaque utilisateur.

Dans ce cas, le vecteur de pondération d'émission obtenu à partir de (IV.17) est une hypothèse pour déterminer le vecteur de pondération de réception optimal afin de maximiser le SINR de sortie. Ainsi, le seul degré de liberté (DOF) de la BS, à savoir N-1, est utilisé pour l'annulation des ondes d'interférence du signal désiré et toutes les autres ondes de trajets multiples des signaux interférents. Bien que seulement le DOF des BS soit utilisé, l'algorithme lui-même est très simple et semble pratique.

Algorithme B: Maximisation du SINR basé sur la mise à jour itérative des vecteurs de pondération des deux extrémités.

1. Calculer les vecteurs de pondération de réception $w_{r,1}(k+1), w_{r,2}(k+1)$ avec les vecteurs de pondération d'émission donnés $w_{t,1}(k), w_{t,2}(k)$ sur la base de (IV.13) pour maximiser le SINR correspondant à chaque utilisateur.
2. Calculer les vecteurs de pondération d'émission $w_{t,1}(k+1), w_{t,2}(k+1)$ par la mise à jour des vecteurs de pondération de réception et d'émission précédents $w_{r,1}(k+1), w_{t,2}(k)$ et $w_{r,2}(k+1), w_{t,1}(k+1)$ respectivement, en se basant sur (IV.15) pour maximiser du SINR correspondant à chaque utilisateur.
3. Passez à l'étape 1 et répétez l'itération jusqu'à ce qu'une certaine condition d'arrêt soit satisfaite.
4. Envoyez le vecteur de pondération de transmission optimal obtenu à la BS vers les stations mobiles. En utilisant ce vecteur de pondération d'émission de chaque côté de l'utilisateur, le SINR de chaque utilisateur est maximisé à la BS.

Le SINR maximal est donné dans (IV.11), où $w_{t,i}$ et $w_{r,i}$ sont remplacés par $w_{t,i}^{(opt)}$ et $w_{r,i}^{(opt)}$ respectivement. Bien que les deux algorithmes A et B maximisent le SINR, l'algorithme A est un système qui optimise le vecteur de pondération du côté récepteur uniquement pendant que l'algorithme B est un algorithme qui optimise le vecteur de pondération de l'émetteur et de récepteur au niveau de la BS. Ainsi, la condition est différente même si c'est le même environnement de propagation.

IV. 4. Le SINR de sortie :

Sur la base de la méthode proposée pour le système multi-utilisateurs, les vecteurs de pondération d'émission et de réception optimaux sont utilisés dans les émetteurs et le récepteur, respectivement pour la transmission de flux de données unique.

Le signal de sortie du $i^{\text{ième}}$ utilisateur au niveau de la BS est donné par :

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} (w_{r,i}^{opt})^H A_j^{(l)} w_{t,j}^{opt} s_j(t - l\Delta\tau) + (w_{r,i}^{opt})^H n(t) \quad (\text{IV.18})$$

Où $w_{t,j}^{opt}$ et $w_{r,i}^{opt}$ sont les vecteurs de pondération optimale à l'émission et à la réception, respectivement, obtenus à partir soit de l'algorithme A ou l'algorithme B.

Puis, le SINR de sortie du $i^{\text{ième}}$ utilisateur est calculé par le coefficient de corrélation croisée ρ_i à la station de base et donné par :

$$\rho_i = \frac{E[y_i(t)s_i^*(t)]}{\sqrt{E[|y_i(t)|^2]E[|s_i(t)|^2]}} \quad (\text{IV.19})$$

Le calcul du SINR de sortie par le coefficient de corrélation pour le $i^{\text{ième}}$ utilisateur au niveau de la BS est finalement donné par :

$$SINR_{out,i} = \frac{|\rho_i|^2}{1-|\rho_i|^2} \quad (\text{IV.20})$$

IV. 5. Les conditions de Simulation :

Dans cette section, pour démontrer les performances de l'algorithme étudié, des simulations par le logiciel Matlab sont effectuées pour deux utilisateurs communiquant avec une BS.

Les conditions de simulation sont données comme suit :

- Le signal émis est un signal numérique contenant 100000 échantillons ;
- Le canal MIMO contient un canal direct et jusqu'à 4 canaux retardés ;
- Le canal direct est un canal uniforme ;
- Chaque canal retardé est un canal de RAYLEIGH ;

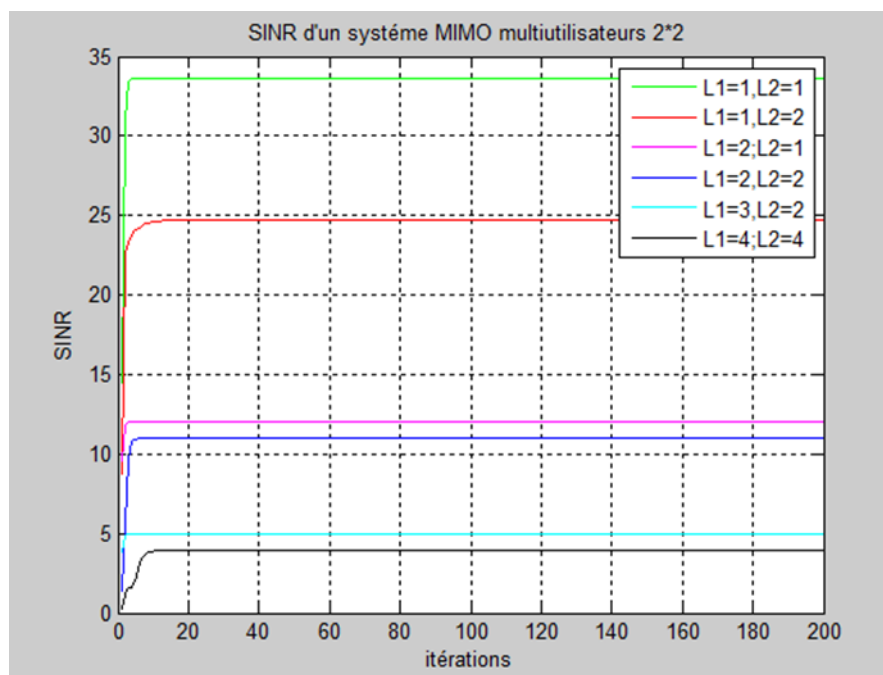
- Met N représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement ;
- La connaissance préalable du canal d'information (*CSI*) au niveau d'émission et de réception ;
- L'effet DOPPLER n'est pas pris en compte dans la modélisation du canal ;
- Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (*BBGA*) ;
- Nous imposons un $\frac{p_s}{p_N}$ élevé égal à 40 dB ;

IV. 6. Maximisation du rapport SINR :

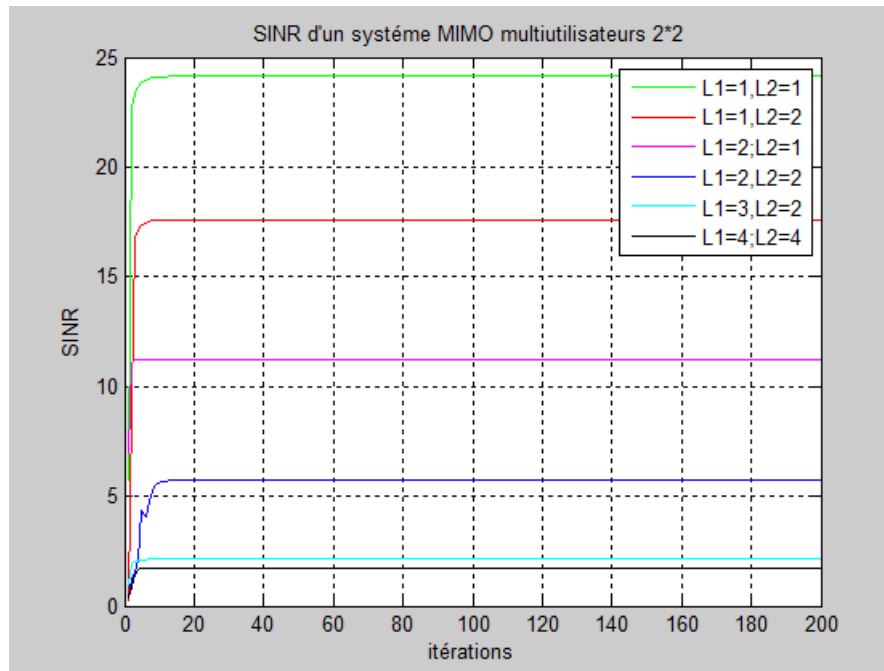
Tout d'abord, nous considérons deux utilisateurs communiquant avec une BS dans un environnement à évanouissement sélectifs en fréquence en utilisant l'algorithme B.

Le nombre d'éléments d'antennes de la station de base et de chaque utilisateur sont égaux. Afin de préciser la limite d'annulation des canaux d'interférence, le SNR d'entrée est ajusté à 40dB. Le signal source de référence de chaque utilisateur est utilisé dans la norme BS pour détecter le signal désiré.

Nous présentons ici les résultats de simulations du rapport **SINR** en fonction du nombre d'itérations pour différents nombre de canaux retardés pour des systèmes MIMO multi-utilisateurs (2×2), (3×3), (4×4) , (6×6).



SINR au niveau de la BS pour l'utilisateur 1

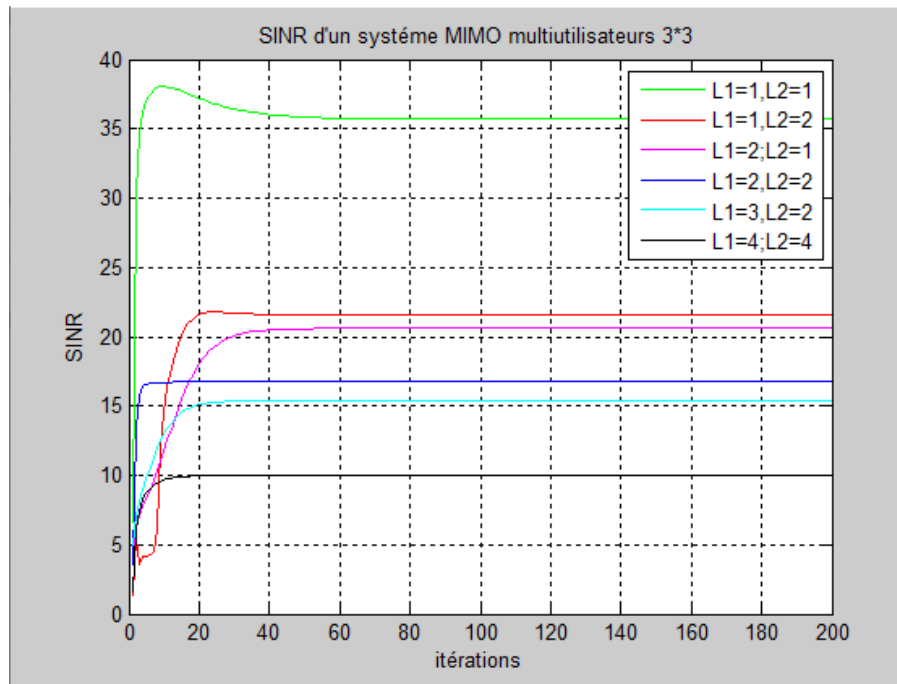


SINR au niveau de la BS pour l'utilisateur 2

Figure IV.4 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 2*2 pour deux utilisateurs.

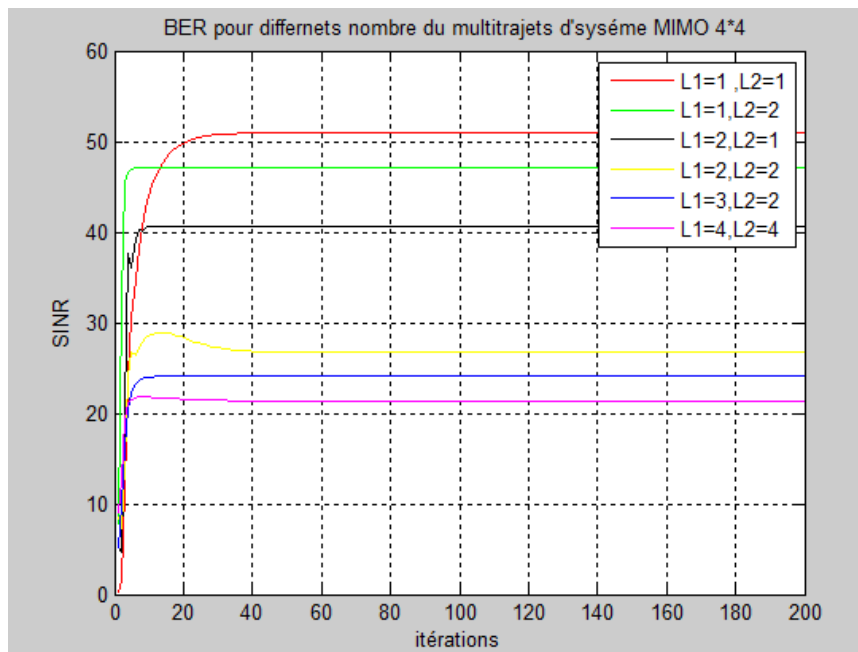
D'après les résultats montrés sur cette figure on observe les caractéristiques de convergence des deux utilisateurs sont pas similaires.

Bien que l'environnement de propagation de l'utilisateur 1 et 2 présente la même caractéristique statistique, l'environnement instantané donné par un nombre aléatoire complexe est différent. Ensuite, le vecteur de pondération de transmission de l'utilisateur 1 et 2 est optimisé au BS par rapport à son signal reçu.



SINR au niveau de la BS pour l'utilisateur 1

Figure IV.5 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 3×3 pour le premier utilisateur.



SINR au niveau du Bs pour l'utilisateur 1

Figure IV.6 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 3×3 et 4×4 pour le premier utilisateur.

Le SINR pour un système **MIMO adaptatif 3×3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est inférieur à 40 dB.

Cependant, Le SINR pour un système **MIMO adaptatif 4×4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est supérieure à 50 dB.

Et le SINR avec un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés est égale à 10 dB pour les systèmes **MIMO adaptatif 3×3**, cependant pour le système MIMO 4*4 il est supérieure à 20dB.

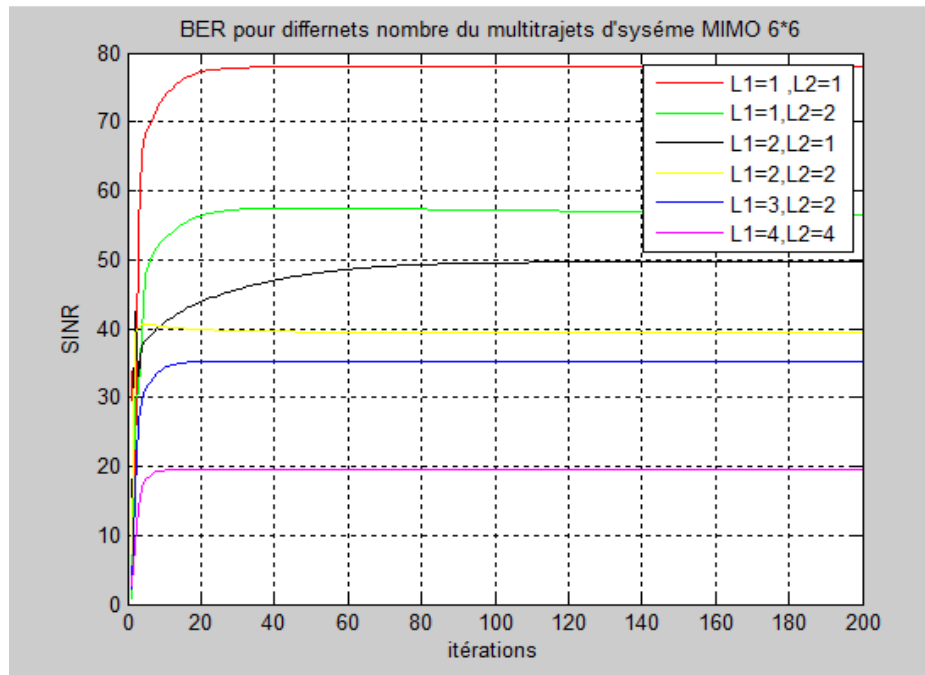


Figure IV.7 : Caractéristique de convergence du SINR d'un système MIMO 6×6 pour le premier utilisateur.

Le SINR pour un système **MIMO adaptatif 6×6**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ s'approche de 80 dB.

Et le SINR avec un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés est supérieure à 20dB.

Donc les résultats montrent que l'algorithme itératif dans un système **MIMO 6 × 6** à l'émission et à la réception est robuste face à un canal jusqu'à quatre canaux retardés de l'utilisateur 1 et quatre canaux retardés de l'utilisateur 2.

Puisque l'augmentation des interférences mène à une matrice de rang pleine, de sorte que l'augmentation des canaux d'interférences mène à un plus long temps de convergence donc les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

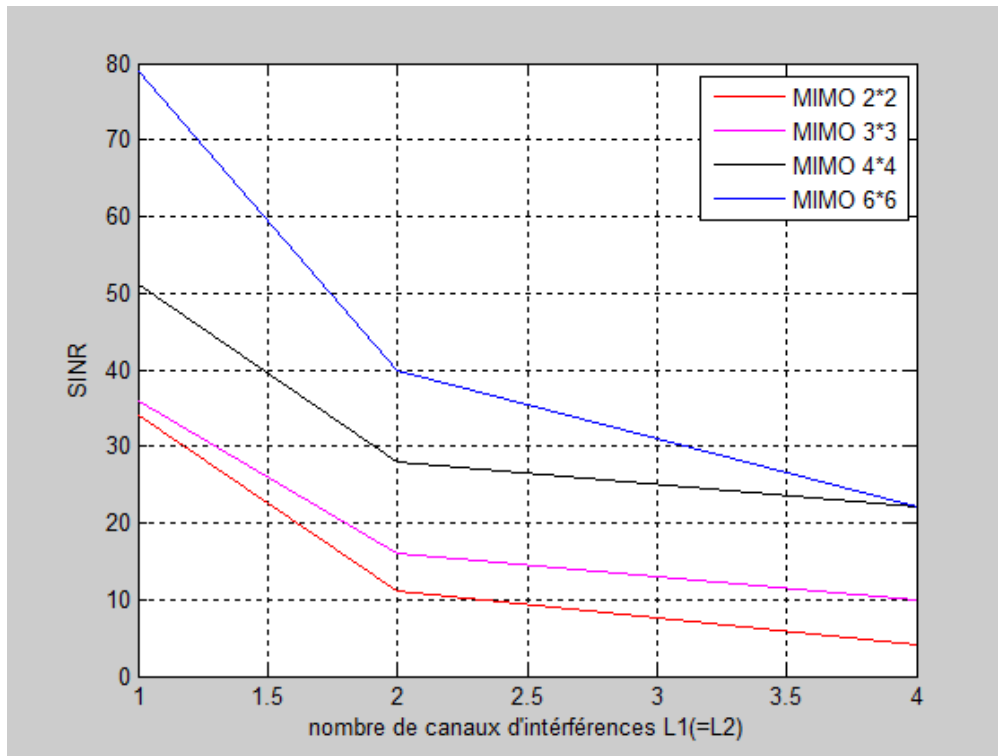


Figure IV.8 : Valeur moyenne du SINR en fonction du nombre de trajets retardés L_1 (cas : $L_1 = L_2$).

La Figure IV.8 montre les variations du SINR par rapport au nombre total d'interférences et des canaux retardées des systèmes MIMO 2×2 , 3×3 , 4×4 et 6×6 .

Comme on peut le constater sur cette figure, plus en augmentant le nombre d'antennes plus on obtient un meilleur SINR de sorti.

Les résultats de simulation sont en accord avec les résultats estimés. On observe également que l'algorithme B améliore les performances du système lorsque le canal précédent de l'utilisateur désiré a beaucoup de ses propres canaux d'interférences.

IV. 7. Influence du nombre d'antennes sur les performances du système :

Dans l'étude d'une chaîne de transmission numérique, les performances du système sont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (TEB) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (SNR).

Pour cela, nous établirons un système **MIMO adaptatif 2×2** , son schéma de principe est représenté par la **Figure IV.4** et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences décrit dans la section IV.6 au niveau d'émission et de réception.

IV.7. 1.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 2×2 :

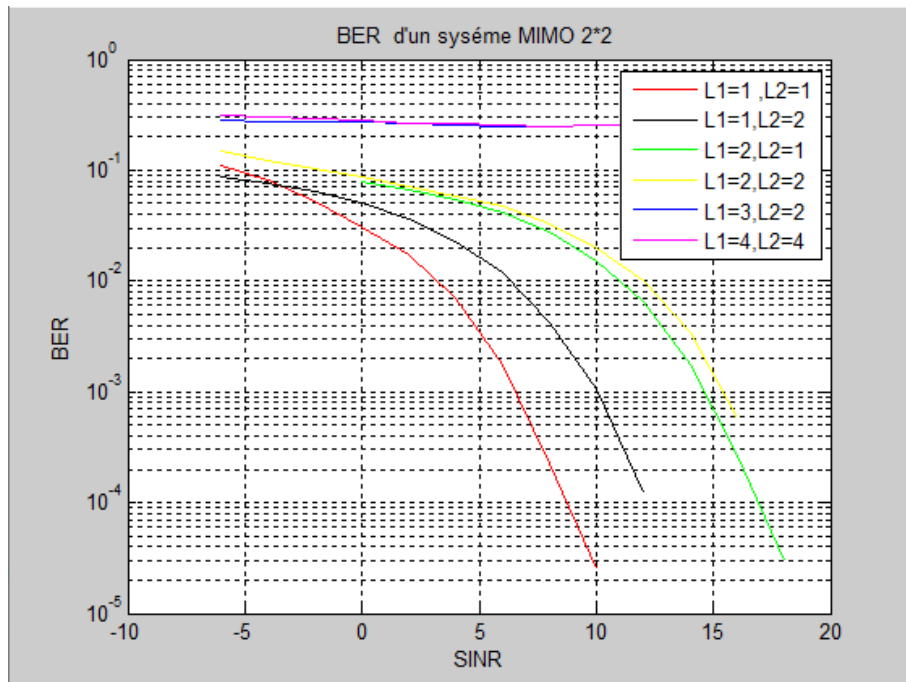


Figure IV.9: Performances du système MIMO multi utilisateurs 2×2.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO** 2×2, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ pour chaque utilisateur est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 6dB.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et plus de quatre canaux retardés est supérieur ou égale à 10^{-1} pour un SNR de 6 dB, le signal reçu est affecté par l'évanouissement du canal. Un système avec deux antennes n'as pas un degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

IV.7. 2.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 4×4 :

Afin d'améliorer les performances en terme du BER, nous avons pensé à augmenter la diversité spatiale en émission et en réception, pour cela, nous avons opté pour un système **MIMO adaptatif** 4×4, 6×6. Pour comparer les performances en termes du BER avec les différents nombre d'antennes, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment.

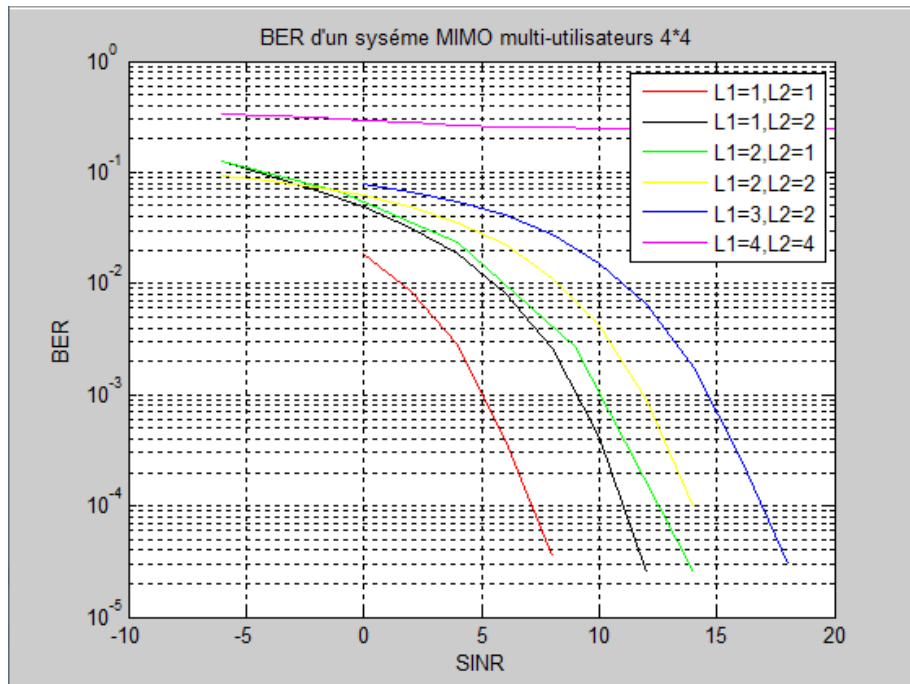


Figure IV.10 : Performances du système MIMO multi utilisateurs 4×4.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO 4×4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 8 dB.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés est supérieur à 10^{-3} , pour un SNR égal à 15 dB. Par contre les résultats sont médiocres pour 8 trajets retardés. Le système beamforming 4×4 ne supporte pas un canal à 8 trajets retardés.

IV.7. 3.Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO multi utilisateur 6×6 :

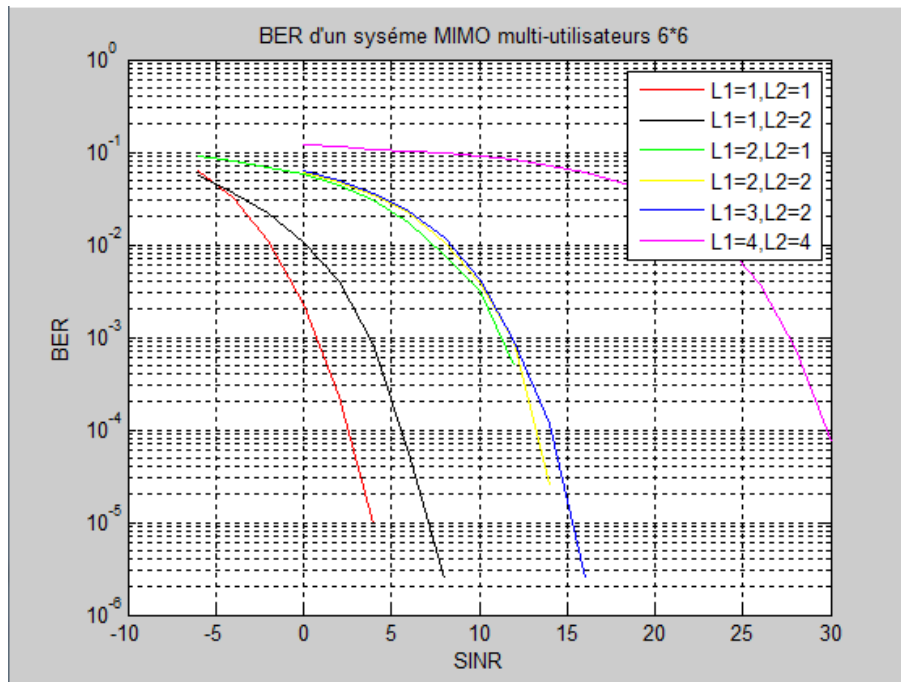


Figure IV.11 : Performances du système MIMO multi utilisateurs 6×6.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO 6×6**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ est égale à 10^{-5} pour un SNR de 4 dB.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés est inférieur à 10^{-4} pour un SNR égal à 14. Et pour le cas de 8 trajets retardés ; le BER atteint 10^{-4} pour un SNR égal à 30dB.

Le système MIMO beamforming 6×6 peut supporter jusqu'à 8 trajets retardés.

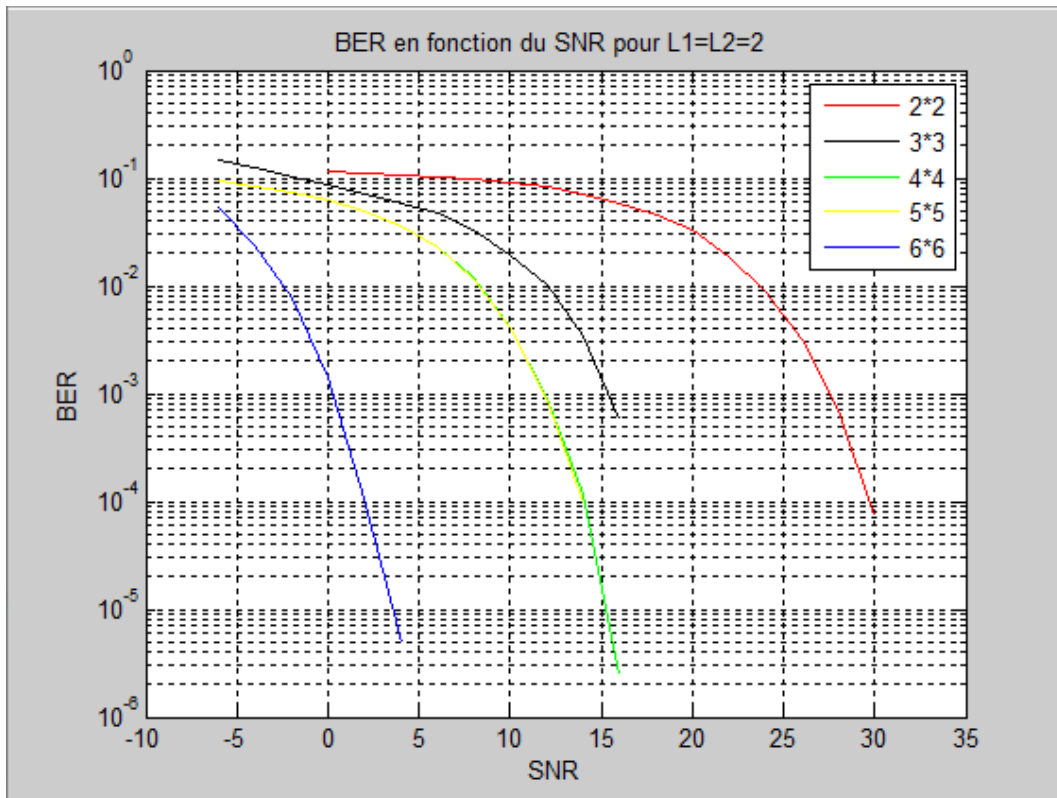


Figure IV.12 : Influence du nombre d'antennes sur les performances du système ($L_1=L_2=2$).

Figure IV.11 montre les visualisations des BER en fonction du SNR en variant le nombre d'antennes et en fixant le nombre de trajets pour les deux utilisateurs à $L_1=L_2=2$

Comme on peut le constater sur cette figure, plus en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, plus on obtient une meilleur performance du système.

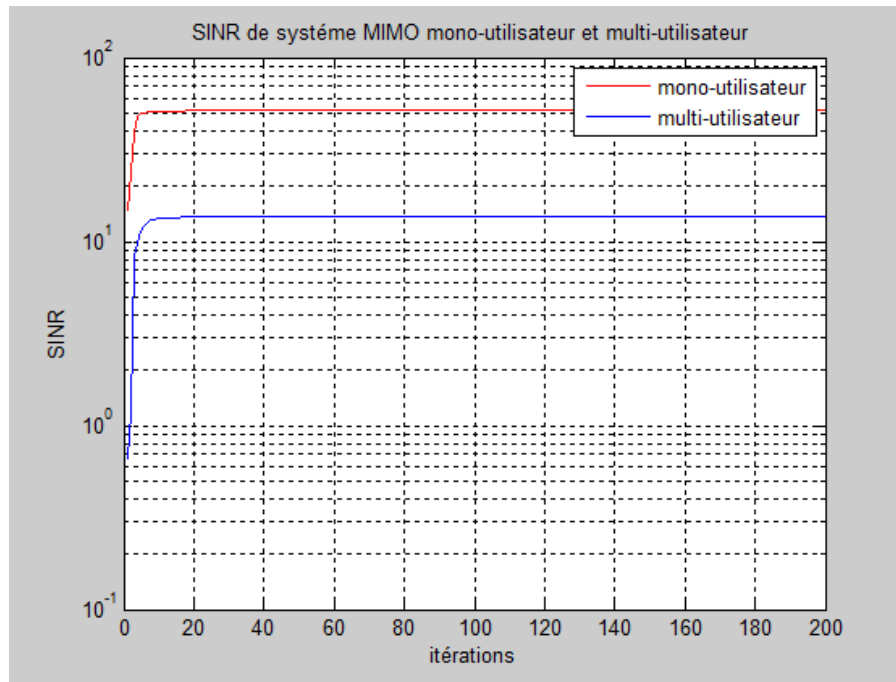


Figure IV.13 : Comparaison des systèmes MIMO mono et multi utilisateurs.

La figure IV.12 montre la comparaison entre les systèmes MIMO mono-utilisateur et multi utilisateurs en fixant le nombre d'antennes à 4×4 et le nombre de trajets retardés pour les deux systèmes à 2.

Le résultat montre que le SINR du système MIMO mono-utilisateur est meilleur que celui du système MIMO multi-utilisateurs. Ceci est expliqué par le fait que le deuxième utilisateur peut être considéré comme interférence supplémentaire affectant le canal du premier utilisateur, et dégrade en effet son signal reçu.

.

IV. 8.Conclusion :

Dans ce chapitre Nous avons étudié le système MIMO beamforming multi-utilisateurs pour la transmission d'un seul flux de données. L'algorithme utilisé est appliqué au système multi-utilisateurs dans un canal à évanouissement sélectif en fréquence basé sur le critère de maximisation du rapport signal sur bruit. L'algorithme A, qui est caractérisé par un simple schéma, a montré de bonnes performances pour le canal de propagation lorsque le canal précédent de l'utilisateur souhaité a peu de ses propres canaux d'interférence.

L'algorithme étudié à montrer son capacité de supprimer les interférences causées par l'utilisateur lui-même et par les autres utilisateurs du système.

Les techniques MIMO adaptatives permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

Conclusion générale :

Au cours de ces dernières années, les systèmes MIMO sont employés dans des environnements à évanouissements pour exploiter les avantages de capacité. Il est considéré comme l'une des technologies les plus prometteuses pour améliorer les performances et la couverture du système.

Plusieurs techniques ont été étudiées avec succès pour des environnements à évanouissement plat, ce qui n'est pas le cas pour les canaux d'évanouissements sélectifs en fréquence. Afin de résoudre les problèmes des canaux MIMO à évanouissements sélectifs en fréquence, le multiplexage spatial OFDM a été proposé pour transmettre plusieurs flux indépendants simultanément. Toutefois, les performances du système sont dégradées par l'augmentation de la distance de transmission.

Et en outre, la technique d'égalisation à retour de décision, ou les systèmes MIMO équipés de la structure TDL, sera l'une des matières de recherche pour atténuer les évanouissements sélectifs en fréquence et maximiser les performances du système.

Cependant, ils présentent les inconvénients de la complexité de calcul et de réalisation. Pendant ce temps, la détermination des vecteurs de pondérations optimales d'émission et de réception pour le système MIMO beamforming en utilisant la transmission d'un seul flux de données est l'une des solutions simples et suffisante pour les canaux à évanouissement sélectif en fréquence qui optimise le SINR de sortie à la station de base. Selon les résultats numériques et de simulations présentés dans ce travail, on obtient les observations finales suivantes :

- La technique de détermination des pondérations optimales d'émission et de réception pour le système MIMO beamforming mono utilisateur dans un environnement à évanouissement sélectif en fréquence a été analysé et étudié. Grâce à l'étude de l'algorithme itératif de mise à jour de pondération à l'émission et à la réception dans le système MIMO beamforming, nous avons proposé avec succès l'annulation de $(M+N-2)$ canaux retardés pour un système MIMO $M \times N$. En utilisant cette méthode, le système MIMO beamforming peut atténuer efficacement l'évanouissement multi trajets dans des canaux à évanouissement sélectif en fréquence avec une faible complexité de calcul par rapport à un système MIMO utilisant la structure TDL.
- Le système MIMO Beamforming multi-utilisateurs utilisant la transmission d'un seul flux de données a été étudié. Ce système permet d'éliminer un nombre maximum d'interférences co-canaux et interférences inter-symboles. Nous avons étudié deux configurations pour calculer les pondérations optimales. Le second cas a montré de meilleures performances mais c'est un système plus complexe.

Annexe :

Dans l'annexe, nous allons expliquer la détermination du vecteur de pondération d'émission.

A partir de l'Eq. (IV.11), nous réécrivons le SINR de sortie pour l'expression de l' $i^{\text{ième}}$ utilisateur comme suit :

$$\Gamma(w_{t,i}; w_{r,j} (j = 1, \dots, Q, j \neq i)) = \frac{w_{t,i}^H A_i^{(0)} w_{r,i} w_{r,i}^H (A_i^{(0)})^H w_{t,i}}{\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}} \quad (\text{A.1})$$

Où :

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{inf} = & \sum_{l=1}^{L_i-1} w_{t,i}^H A_i^{(l)} w_{r,i} w_{r,i}^H (A_i^{(l)})^H w_{t,i} \\ & + \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} w_{t,i}^H A_j^{(l)} w_{r,j} w_{r,j}^H (A_j^{(l)})^H w_{t,i} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Nous utilisons la méthode du multiplicateur de Lagrange sous la condition $w_{t,i}^H w_{t,i} = 1$
Plus précisément

$$\phi_i = \Gamma(w_{t,i}; w_{r,j}, (j = 1, \dots, Q, j \neq i)) + \lambda_i (1 - w_{t,i}^H w_{t,i}) \quad (\text{A.3})$$

Où λ_i représente le multiplicateur de Lagrange.

En prenant la dérivée de (A.3) par rapport au $w_{t,i}$ et la mise à zéro.

$$\frac{\partial \phi_i}{\partial w_{t,i}} = \frac{\partial \Gamma(w_{t,i}; w_{r,j}, (j=1, \dots, Q, j \neq i))}{\partial w_{t,i}} + \frac{\lambda_i (1 - w_{t,i}^H w_{t,i})}{\partial w_{t,i}} = 0 \quad (\text{A.4})$$

Et par conséquent, nous avons :

$$\begin{aligned}
& \frac{[(A_i^{(0)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(0)} w_{t,i}][\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}]}{(\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i})^2} \\
& - \frac{\sum_{l=1}^{L_i} (A_i^{(l)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(l)} w_{t,i}}{(\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i})^2} \left(w_{t,i}^H (A_i^{(0)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(0)} w_{t,i} \right) \\
& - \lambda_i w_{t,i} = 0
\end{aligned} \tag{A.5}$$

Afin de calculer la valeur de λ_i , (IV.29) est multipliée par le vecteur de pondération $w_{t,i}^H$ avec la condition $\|w_{t,i}\| = 1$, nous avons alors :

$$\begin{aligned}
\lambda_i = & \frac{w_{t,i}^H (A_i^{(0)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(0)} w_{t,i}}{(\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i})^2} \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j} w_{t,j}^H (A_j^{(l)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_j^{(l)} w_{t,i} \\
& + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}
\end{aligned} \tag{A.6}$$

Substituant (IV.30) dans (IV.29), et depuis $w_{r,i}^H A_i^{(0)} w_{t,i}$ est un scalaire, nous avons :

$$w_{t,i} = \frac{\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}}{w_{t,i}^H (A_i^{(0)})^H w_{r,i}} R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i} \tag{A.7}$$

Où $R_{nt,i}$ est défini dans le chapitre IV, et est donné par :

$$\begin{aligned}
R_{nt,i} = & \sum_{l=1}^{L_i-1} \left(A_i^{(l)} \right)^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_i^{(l)} \\
& + \sum_{j=1, j \neq i}^Q \sum_{l=0}^{L_j-1} w_{t,j}^H (A_j^{(l)})^H w_{r,i} w_{r,i}^H A_j^{(l)} w_{t,j} I + \gamma_i I
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Il convient de définir

$$\xi = \frac{\tilde{R}_{inf} + \gamma_i w_{r,i}^H w_{r,i}}{w_{t,i}^H A_i^{(0)} w_{r,i}} \tag{A.9}$$

L'équation (IV.31) peut être écrite comme

$$w_{t,i} = \xi R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i} \tag{A.10}$$

Sans calcul détaillé de ξ , le vecteur de pondération optimal d'émission pour le $i^{\text{ème}}$ utilisateur peut être normalisée et donnée par :

$$w_{t,i}^{(opt)} = \frac{R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i}}{\| R_{nt,i}^{-1} (A_i^{(0)})^H w_{r,i} \|} \tag{A.11}$$

Bibliographie :

- [1] **J. FERNANDES, O. SOUSA & J. NEVES**, « Impact of the antenna set-up and Arrays on mobile radio systems». Proceedings of the international conference on universal And personal communications ». ICUPC, pp.387-391, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995.
- [2] **S. TABBANE**, « Réseaux Mobiles ». Edition HERMES, Paris, 1997
- [3] **D. NOWICKI & J. ROULELIOTIS**, « Smart antenna strategies ». Mobile Communications International, pp.53-56, April 1995.
- [4] **A. EL ZOOGHBY**, « Smart antenna engineering ». Edition ARTECH HOUSE, Boston-London, 2005.
- [5] **B. PATTAN & P. HALLSD**, « Robust modulation methods and smart antennas in Wireless communications». Prentice Hall PTR, august 1999.
- [6] **K. HETTAK & G. Y. DELISLE**, « Conception et réalisation d'antennes intelligentes ». LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999.
- [7] **N. FADLALLAH**, « Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage ». Thèse doctorat, université de Limoges, mai 2005.
- [8] **B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode**, "Adaptive Antenna System," Proc. IEEE, vol. 55, no. 12, pp. 2143-2159, December 1967.
- [9] **J. Litva and T. L. Y. Lo**, "Digital Beamforming in Wireless Communications," Artech House, 1996.
- [10] **J. Litva, T.K. Y Lo**, « Digital beamforming in wireless communications ». ARTECH HOUSE Publishers, 1996.
- [11] **X. LAGRANGE, P. GODLEWSKI & S. TABBANE**, « Réseaux GSM-DCS ». Editions HERMES, septembre 1996.
- [12] **B. WIDROW, P.E. MANTEY, L. J. GRIFFITHS & P. B. GOODE**, « Adaptive antennas systems ». Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [13] **Li Y. M.J. FEUERSTEIN & D.O. REULINK**, « Performance evaluation of à cellular base station multibeam antenna ». IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.46, n°1, pp.1-9, february 1997.
- [14] **B. AGEE**, « Blind separation and capture of communication signals using à multitarget constant Modulus Beamformer ». IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [15] **J. R. TREICHLER & B. AGEE**, « A new approach to multipath correction of constant modulus signals ». IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, april 1983.

- [16] **G. V. Tsoulos**, "Smart Antennas for Mobile Communication Systems," *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 12, no. 2, pp. 84-94, April 1999.
- [17] **J. H. Winters**, "Smart Antennas for Wireless Systems," *IEEE Personal Communications*, vol. 5, no. 1, pp. 23-27, February 1988.
- [18] **H. HOANG PHAM**, "A study n MIMO beamforming for wireless communication systems in frequency-selective fading channels", copyright 2006.
- [19] **J. C. Liberti and T. S. Rappaport**, "Smart Antennas for Wireless Communications," New Jersey, Prentice Hall, 1999.
- [20] **S. C. Swales, M. A. Beach, and D. J. Edwards** "Multi-beam adaptive base station antennas for cellular land mobile radio systems," 39th IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp. 341-348, 1989.
- [21] **S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan**, "The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 29, no. 1, pp. 56-67, February 1990.
- [22] **E. Telatar**, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *AT&T Bell Labs Tech. Memo.*, March 1995.
- [23] **G. J. Foschini**, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-49, August 1996.
- [24] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank**, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [25] **K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief**, "Optimizing time and space SIMO antenna system for frequency-selective fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no. 7, pp. 1395-1407, July 2001.
- [26] **J. Bach Andersen**, "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 2172-2178, November 2000.
- [27] **T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa**, "Applications of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 5, pp. 1843-1851, May 2005.
- [28] **Y. Karasawa**, "MIMO propagation channel modeling," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 5, pp. 1829-1842, May 2005.
- [29] **T. Taniguchi, R. Takemoto, X. N. Tran, and Y. Karasawa**, "A design method of MIMO communication system with robustness to eigenvector mismatch problem," *Technical Report of IEICE A.P2003-9 SAT2003-9*, pp. 51-55, April 2003.

- [30] **R. Van Nee and R. Prasad**, "OFDM for wireless multimedia communications," Norwood, Artech House, 2000.
- [31] **A. Benjebbour, Y. Seki, and Yoshida**, "Simplified channel tracking for MIMO-OFDM systems," IEICE Trans. Commun., vol. E86-B, no. 10, pp. 3013-3022, October 2005.
- [32] **A. M. Tehrani, B. Hassibi, and J. M. Cioffi**, "Adaptive equalization of multipleinput multiple-output (MIMO) frequency selective channels," Proc. 33rd Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, pp. 547-551, November 1999.
- [33] **J. H. Chang, L. Tassiulas, and F. Rashid-Farrokhi**, "Joint transmitter receiver diversity for efficient space division multiaccess," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 1, no. 1, pp. 16-27, January. 2002.
- [34] **J. E. Hudson**, "Adaptive Array Principle," Peter Peregrinus Ltd., 1981.
- [35] **N. Kikuma**, "Adaptive Signal Processing with Array Antenna," Science and Technology Publishing Co., Ltd., Japan, 1999.
- [36] **S. Haykin**, "Adaptive Filter Theory," 3rd ed, Prential-Hall, Engle-wood Cliff, NJ, 1996.
- [37] **Y. Karasawa**, "Radiowave Propagation Fundamentals of Digital Mobile Communications," Corona Publishing Co., Tokyo 2003.
- [38] **T. S. Rappaport**, "Wireless Communications: Principles and practice," Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [39] **H. H. Pham, T. Taniguchi, and Y. Karasawa**, "The weights determination scheme for MIMO beamforming in frequency-selective fading channels," IEICE Trans. Commun., vol. E87-B, no. 8, August 2004.

Résumé

Au cours de ces dernières années, les systèmes d'antennes à entrées multiples-sorties multiples (MIMO) sont rapidement devenus une technologie sans fil inévitable, non seulement pour les WLANs mais aussi pour les réseaux mobiles. Basé sur les avantages de l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, les systèmes MIMO peuvent fournir des services à haut débit de haute qualité.

Cependant, pour la transmission à grande vitesse, l'évanouissement sélectif en fréquence (FSF) est un facteur qui va dégrader les performances du système et peut provoquer une défaillance de lien significatif dans un environnement de communication sans fil large bande.

Dans ce travail on s'intéresse à l'étude et la simulation d'un système MIMO beamforming multi-utilisateurs basé sur les antennes intelligentes en utilisant l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit plus interférences. Cet algorithme permet de calculer les vecteurs de pondération à l'émission et à la réception pour chaque utilisateur pour annuler les interférences et les multi-trajets et maximiser le SINR de sortie.



CHAPITRE I :

ANTENNES ADAPTATIVES

CHAPITRE II :

***SYSTEMES MIMO
POUR LES COMMUNICATIONS
SANS FILS***

CHAPITRE III :

***MIMO BEAMFORMING
MONO-UTILISATEUR***

CHAPITRE IV :

MIMO BEAMFORMING

MULTI-UTILISATEURS