

II.1 Introduction

Lors de l'introduction initiale des réseaux sans fil, les signaux étaient transmis immédiatement dans tous les sens, comme si l'on avait jeté des pierres dans une mare, en espérant que les vagues atteindraient les bons récepteurs, où qu'ils se trouvent. Approche inefficace s'il en est, mais avec l'introduction d'antennes réseaux, il est rapidement devenu possible d'ajuster le procédé, en dirigeant les signaux vers des dispositifs de réception donnés. Il n'est pas nécessaire d'en connaître le fonctionnement exact mais là encore, imaginez que l'on jette des pierres dans une mare. Si vous le faites d'un côté, certaines des vagues se déplaceront en ligne droite directement vers un récepteur placé sur la berge opposée.

Néanmoins, d'autres vagues seront réfléchies autour de la mare et elles arriveront un peu plus tard, à différents moments. La présence d'une seule antenne d'envoi et de réception crée une interférence avec le signal général et détériore ce dernier. Mais avec l'aide de plusieurs antennes et de quelques processus, il devient possible d'exploiter l'effet en extrayant les données acheminées par les signaux réfléchés et en les ajoutant aux données reçues directement, ce qui stimule la puissance globale du signal. Ajoutez à cela la capacité de détecter l'emplacement du récepteur et de stimuler le signal dans cette direction, tout en réduisant les niveaux de puissance dans d'autres directions et l'on est en présence du phénomène de « beamforming ».

II.2 La formation des lobes (beamforming)

La formation des lobes beamforming est une technique générale de traitement de signal et aussi fait partie des techniques de traitement d'antennes utilisé pour commander la directivité de la réception ou la transmission d'un signal sur un réseau de transducteurs et pour l'estimation des signaux et des directions d'arrivée (DOA) et dans la suppression d'interférences. La formation des lobes crée un diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes par l'addition des phases des signaux dans la direction souhaitée et par l'annulation dans la direction non désirée. Les phases et les amplitudes sont ajustées pour optimiser le signal reçu.

II.3 Modélisation en bande étroite

Supposons que le milieu de propagation des ondes est homogène, c'est-à-dire que la vitesse de propagation c est constante. De plus, supposons que les sources sont très éloignées de l'antenne, de sorte que l'on peut considérer un modèle d'ondes planes [19]. Ainsi les rayons reçus par les différents capteurs peuvent ainsi être supposés parallèles.

On considère un signal de cible complexe de fréquence porteuse f_0 et de bande passante B reçu par un réseau d'antennes composé de N capteurs. Notons $s(t)$ l'enveloppe complexe de ce signal à l'instant t . En sortie de l'antenne, le vecteur d'observation du signal cible, sans le bruit de fond, s'écrit après démodulation

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1)e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ s(t - \tau_2)e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ s(t - \tau_N)e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Où est le retard de propagation en sortie du capteur n par rapport à un capteur de référence.

Lorsque le signal est à bande étroite, le temps de traversée du réseau de capteurs est négligeable devant le temps de cohérence du signal, correspondant à l'inverse de sa bande passante. Par conséquent, l'enveloppe complexe peut être supposée constante durant la traversée du réseau de sorte que l'expression (II.1) devient

$$\mathbf{s}(t) = s(t) \begin{bmatrix} e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

En notant

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où \mathbf{s} le vecteur directionnel du signal de cible, qu'on appellera par la suite signal utile.

Finalement on obtient

$$\mathbf{s}(t) = s(t)\mathbf{s} \quad (\text{II.4})$$

Il est à noter que nous utilisons des vecteurs directionnels de première composante égale à 1 et lors des simulations il y a des antennes linéaires uniformes ULA (Uniform Linear Array)

II.4 Technique du beamforming

Dans le cadre des systèmes «Smart Antenna», les antennes réseaux sont associées à un dispositif appelé réseau formateur de faisceaux (Beamforming Network, BFN). Pour le contrôle et la formation des diagrammes, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) correspondant aux critères fixes sur les éléments rayonnants [4].

Si les poids complexes sont sélectionnés parmi une bibliothèque de poids qui forment des faisceaux en particulier, des directions prédéterminées, le processus est appelé formation de faisceau de commutation. Ici, la station de base passe essentiellement entre les différents faisceaux en fonction des mesures intensité du signal reçu.

D'autre part, si les poids sont calculés de manière adaptative et mis à jour en temps réel, le processus est appelé formation de faisceau adaptative.

De nombreuses architectures [20] de systèmes de formation de faisceau ont été développées dans la littérature et sont classées généralement en deux catégories : les techniques fixes de formation de faisceaux qui sont la base des antennes à commutation de faisceaux et les techniques de formation de voies pilotées par un ordinateur numérique ou par des algorithmes de formation de voies sur lesquels sont basées les antennes adaptatives.

II.4.1 Beamformer à poids fixes

Un beamformer à poids fixes comme elle montre la figure II.1 est une antenne intelligente dans laquelle le poids fixé est utilisé pour étudier le signal arrivant d'une direction spécifique. Puisqu' il optimiser le signal arrivant de direction spécifique tout en atténuant les signaux provenant d'autres directions, donc il est appelé un filtre spatial adapté. Dans le beamforming de poids fixe approchent les angles d'arrivée ne changent pas avec le temps, de sorte que le poids optimal ne serait pas nécessaire d'ajuster.

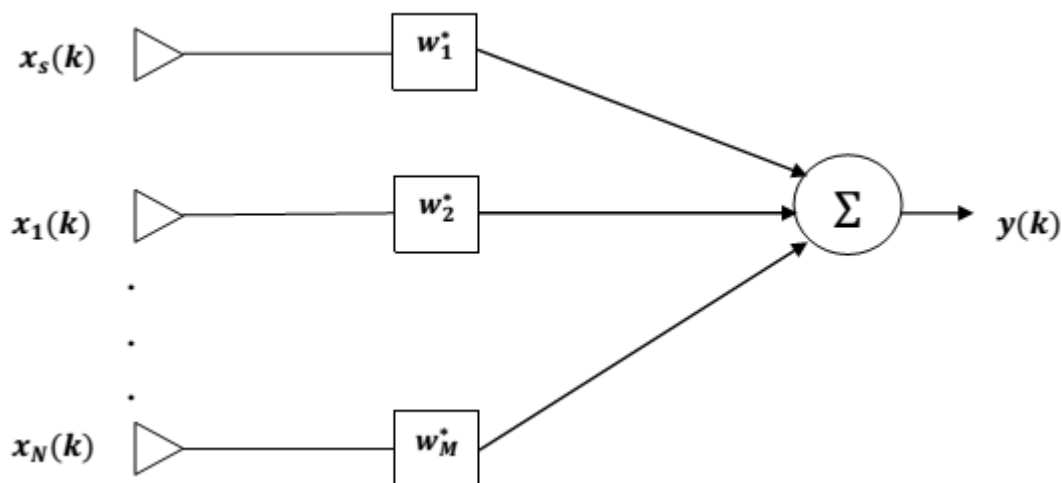


Figure II.1 : Block diagramme d'un beamforming à poids fixes

II.4.1.1 Beamforming basé sur la maximisation de SIR

Des phénomènes d'interférences peuvent se produire dans le milieu de propagation radio. Lorsque plusieurs terminaux sont densément d'employés dans une zone de couverture, le rapport entre la puissance du signal et la puissance de bruit en plus d'interférence (SINR) est susceptible d'être faible. Ainsi, une technique adéquate de beamforming est requise pour pouvoir pallier au problème d'interférence. Le critère de maximisation de la métrique SIR sera utilisé pour pouvoir déterminer les coefficients de beamforming [21].

Un signal désiré est incident de la direction θ_0 et N interférant sont incident de la direction $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$. Le réseau d'antennes est constitué par M éléments et M poids associant. On suppose que le nombre de signaux incidents est inférieur au nombre d'antennes $N+1 \leq M$. le bruit sur chaque élément est blanc gaussien.

L'objectif est d'optimiser le poids w pour maximiser le SIR

L'équation est donnée par

$$y(k) = \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \quad (\text{II.5})$$

Avec

$$\bar{x}(k) = \bar{a}_0 s(k) + [\bar{a}_1 \bar{a}_2 \dots \bar{a}_N] \cdot \begin{bmatrix} i_1(k) \\ i_2(k) \\ \vdots \\ i_N(k) \end{bmatrix} + \bar{n}(k) \quad (\text{II.6})$$

$$= \bar{x}_s(k) + \bar{x}_i(k) + \bar{n}(k) \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_M]^T \quad (\text{II.8})$$

$\bar{x}_s(k)$ = le vecteur du signal désiré

$\bar{x}_i(k)$ = vecteur du signal interférant

$\bar{n}(k)$ = bruit additif gaussien

$$\sigma_s^2 = E[|\bar{w}^H \cdot \bar{x}_s|^2] = \bar{w}^H \cdot \bar{R}_{ss} \cdot \bar{w} \quad (\text{II.9})$$

Tel que :

$$\bar{R}_{ss} = E[\bar{x}_s \cdot \bar{x}_s^H] \text{ matrice de signal de corrélation} \quad (\text{II.10})$$

$$\sigma_u^2 = E[|\bar{w}^H \cdot \bar{u}|^2] = \bar{w}^H \cdot \bar{R}_{uu} \cdot \bar{w} \quad (\text{II.11})$$

$$\bar{R}_{uu} = \bar{R}_{ii} + \bar{R}_{nn} \quad (\text{II.12})$$

\bar{R}_{ii} Matrice de corrélation pour les interférences

\bar{R}_{nn} Matrice de corrélation pour le bruit

Donc le SIR

$$SIR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} = \frac{\bar{w}^H \cdot \bar{R}_{ss} \bar{w}}{\bar{w}^H \cdot \bar{R}_{uu} \bar{w}} \quad (\text{II.13})$$

Le SIR peut être maximisé par l'optimisation des poids

II.4.1.2 La méthode de minimisation de l'erreur quadratique moyenne MSE (*Minimum Mean-Square Error Method*)

Dans cette méthode, le poids de réseau se trouve en minimisant le MSE. Donc le système adaptatif MSE peut être dessiné comme :

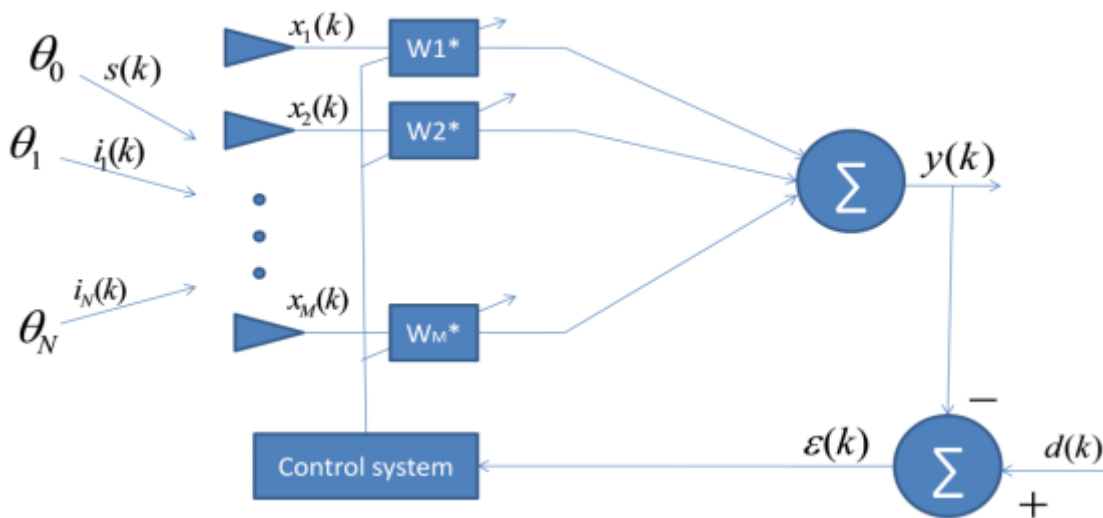


Figure II.2 : Block diagramme d'un système adaptatif MSE

L'erreur de signal $\varepsilon(k)$ est définie par la différence entre le signal désiré ou de référence $d(k)$ et le signal de sortie $y(k)$

$$\varepsilon(k) = d(k) - \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \quad (\text{II.14})$$

Donc par l'algèbre simple, MSE est

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k)|^2 - 2 \cdot d(k) \cdot \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) + \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \cdot \bar{x}^H(k) \cdot \bar{w} \quad (\text{II.15})$$

On simplifier la relation précédente on obtient

$$E[|\varepsilon|^2] = E[|d|^2] - 2\bar{w}^H \bar{r} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w} \quad (\text{II.16})$$

Avec les corrélations sont définies comme

$$\bar{r} = E[d^* \cdot \bar{x}] = E[d^* \cdot (\bar{x}_s + \bar{x}_i + \bar{n})] \quad (\text{II.17})$$

$$\bar{R}_{xx} = E[\bar{x} \bar{x}^H] = \bar{R}_{ss} + \bar{R}_{uu} \quad (\text{II.18})$$

Donc l'erreur quadratique moyenne pour les poids optimal est donnée par le filtre de WIENER

$$\bar{w}_{MSE} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{r} \quad (\text{II.19})$$

Où le vecteur \bar{r} désigne la corrélation moyenne.

II.4.1.3 Méthode de vraisemblance maximale

La méthode de vraisemblance maximale se base sur l'hypothèse que nous avons un signal désiré inconnu \bar{x}_s et que le signal indésirable \bar{n} a une distribution gaussienne de moyenne nulle.

Le but de cette méthode consiste à définir une fonction de probabilité qui peut donner une estimation en signal désirée.

Le vecteur de signal d'entrée est donnée par

$$\bar{x} = \bar{a}_0 s + \bar{n} = \bar{x}_s + \bar{n} \quad (\text{II.20})$$

La fonction de probabilité est définie par

$$p(\bar{x} / \bar{x}_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\{(\bar{x} - \bar{a}_0 s)^H \bar{R}_{nn}^{-1} (\bar{x} - \bar{a}_0 s)\}} \quad (\text{II.21})$$

Où : σ_n = écart type du bruit

$$\bar{R}_{nn} = \sigma_n^2 \bar{I} \quad \text{la matrice de corrélation du bruit} \quad (\text{II.22})$$

La fonction log-vraisemblance est définie par

$$L[\bar{x}] = -\ln[p(\bar{x} / \bar{x}_s)] = C \{(\bar{x} - \bar{a}_0 s)^H \bar{R}_{nn}^{-1} (\bar{x} - \bar{a}_0 s)\} \quad (\text{II.23})$$

C est un constante

Alors, le poids de vraisemblance maximale est

$$\bar{w}_{ML} = \frac{\bar{R}_{nn}^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{nn}^{-1} \bar{a}_0} \quad (\text{II.24})$$

II.4.1.4 Variance minimale

Le but de cette méthode est de minimiser la variance du bruit à la sortie du beamformer tout en gardant le signal désiré indéformé.

La sortie du réseau pondéré est donnée comme suite :

$$y = \bar{w}^H \cdot \bar{x} = \bar{w}^H \bar{a}_0 s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (\text{II.25})$$

Pour une réponse sans distorsion, il faut ajouter la contrainte selon laquelle

$$\bar{w}^T \cdot \bar{a}_0 = 1 \quad (\text{II.26})$$

Donc, la sortie du réseau pondéré sera

$$y = s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (\text{II.27})$$

et sa variance est donnée par

$$\begin{aligned} \sigma_{MV}^2 &= E[|\bar{w}^H \bar{x}|^2] = E[|s + \bar{w}^H \bar{u}|^2] \\ &= \bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

cette variance peut être minimisée par la méthode de la grange [22]. Ainsi, le vecteur poids optimal de la variance minimale est donnée par

$$\bar{w}_{MV} = \frac{\bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0} \quad (\text{II.29})$$

II.4.2 beamforming adaptatif

L'algorithme adaptatif utilisé dans le traitement du signal Pour les poids fixes d'un beamformer les angles d'arrivée ne change pas avec le temps, donc les poids optimaux n'ont pas besoin d'être ajustés. Si les angles d'arrivée désirés changent avec le temps, il est nécessaire de concevoir un schéma d'optimisation qui fonctionne de façon à garder les poids optimaux calculés en utilisant l'algorithme adaptatif beamformer. La tâche de ce l'algorithme dans un système d'antenne intelligente consiste à ajuster les signaux reçus de sorte que les signaux souhaités sont extraits une fois que les signaux sont combinés. Divers procédés peuvent être utilisés dans la mise en œuvre d'un algorithme adaptatif.

Dans la suite en va détaillée l'une de l'algorithme les plus connus dans le beamforming adaptatif c'est l'algorithme de gradient stochastique grâce à sa robustesse et sa simplicité de programmation.

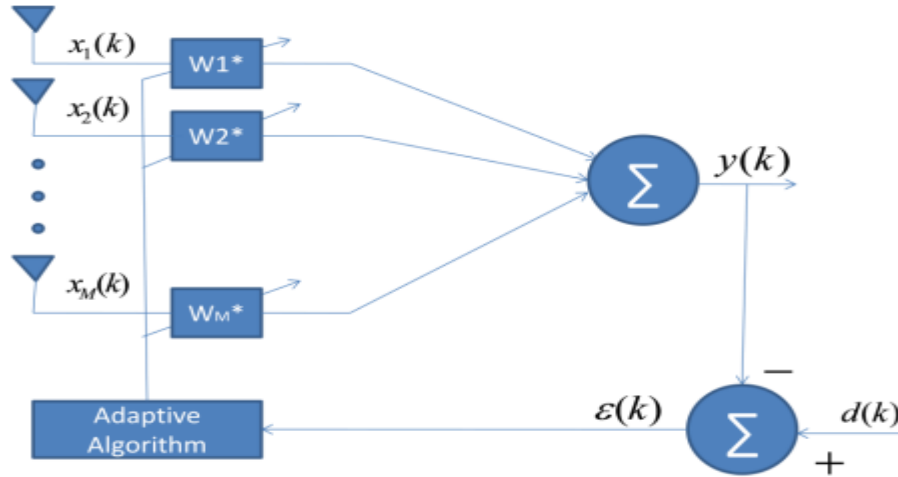


Figure II.3 : Block diagramme d'un beamforming adaptif

II.4.2.1 L'algorithme de gradient stochastique (Least Mean Square Algorithm)

Cet algorithme a été développé par Widrow et Hoff en 1960. La conception de cet algorithme a été stimulée par l'équation de Wiener-Hopf. En modifiant l'ensemble des équations Wiener-Hopf à l'approche du gradient stochastique, un algorithme adaptatif simple qui peut être mise à jour récursive a été développé. Cet algorithme a été plus tard connu sous le nom least-mean-square(LMS).

L'algorithme contient trois étapes dans chaque récursion: le calcul de la transformée signal à l'ensemble courant de poids, la génération de l'erreur entre le signal traité et le signal souhaité et le réglage des poids des nouvelles données d'erreur par la méthode du gradient.

L'erreur peut être définie comme

$$\varepsilon(k) = d(k) - \bar{w}^H \bar{x}(k) \quad (\text{II.30})$$

L'erreur quadratique est

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k) - \bar{w}^H \bar{x}(k)|^2 \quad (\text{II.31})$$

La fonction coût est donnée par

$$j(\bar{w}) = D - 2 \bar{w}^H \bar{r} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w} \quad (\text{II.32})$$

Pour minimiser la fonction de coût on prend le gradient de l'équation ci-dessus égale à zéro. La solution optimale est

$$\bar{w}_{opt} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{r} \quad (\text{II.33})$$

Par l'utilisation de gradient du fonction coût la solution LMS est

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) + \mu e^*(k)\bar{x}(k) \quad (\text{II.34})$$

Où μ est le pas qui contrôle le taux d'adaptation

II.5 Conclusion

Nous avons vu à travers ce chapitre une idée générale sur la formation des lobes. Nous avons aussi étudiés la forme de signal a partir un modèle a bande étroite cette partie qui nous aide à savoir les paramètres essentiels pour optimiser les signaux a la réception.

Nous avons aussi présenté les deux techniques du beamforming a poids fixes et le beamforming adaptatif et les algorithmes à poids fixe les plus utilisées pour adapter le diagramme de rayonnement d'une façon très précise en concentrant l'énergie rayonné seulement dans la direction désiré.