

Introduction générale

Dans la mesure que le nombre des abonnés mobiles augmente rapidement, combiné avec une demande des services mobiles plus sophistiqués exigeant des débits plus élevés, les opérateurs sont forcés à étudier différentes méthodes pour mettre plus de capacité dans leurs réseaux.

Dans les systèmes sans fil, il y a plusieurs méthodes utilisées pour partager le canal de communication parmi les utilisateurs multiples, les méthodes les plus populaires sont de séparer les utilisateurs :

Dans le temps (l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)).

Dans le spectre de fréquence (Accès multiple par répartition dans les fréquences (FDMA)).

Dans le code (l'accès multiple par répartition dans le code (CDMA)), une nouvelle méthode est de séparer les utilisateurs par leur position, exploitant le fait que les utilisateurs normalement sont placés aléatoirement dans une cellule, une antenne intelligente est un système d'antenne qui peut diriger les faisceaux de son diagramme de rayonnement à chaque utilisateur individuel, permettant aux utilisateurs d'être séparés dans le domaine spatial.

L'impact d'utiliser les antennes intelligentes dépend des niveaux d'intelligence du système et de type de système mobile dans lequel il est déployé.

L'activité étendue de recherches dans le domaine d'applications cellulaires d'antenne intelligente, commencé au début des années 90 pour cette technologie, augmente puisque le traitement spatial est considéré comme dernière frontière pour augmenter la capacité cellulaire de système avec une quantité limitée du spectre radio, la technique de SA (Smart Antennas) est une des quelques techniques qui sont actuellement proposées pour les nouvelles conceptions de réseaux radio cellulaire, qui pourront améliorer spectaculairement les performances de système.

Dans notre travail on s'intéresse à la technique de la séparation spatiale réalisée par les antennes Smart, pour cela on a adopté un plan de travail qui contient quatre chapitres, le premier chapitre sera des généralités sur les antennes et les ondes électromagnétiques. Le deuxième contient les principes des antennes intelligentes, le troisième c'est le traitement des antennes intelligentes en utilisant les deux algorithmes LMS et RLS. Le dernier chapitre sera une simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne Smart à la base des deux algorithmes LMS et RLS, et on termine par une conclusion générale.

Chapitre I: généralités

I. Introduction à l'électromagnétisme

Cette partie a pour objectif d'étudier l'interaction électromagnétique particulièrement importante dans notre vie quotidienne et à la base de nombreuses applications dans différents domaines de l'ingénieur, la plupart des phénomènes que nous observons, y compris les processus chimiques et biologiques, sont le résultat d'interactions électromagnétiques entre atomes et molécules.

De même que le champ de gravitation a été introduit en mécanique générale, le concept de champ sera à nouveau introduit pour décrire l'interaction électromagnétique deux champs (électrique et magnétique) seront utilisés pour étudier l'interaction électromagnétique, bien que ces deux champs ne soient pas indépendants.

Depuis Newton (1665), on sait que les corps matériels s'attirent selon une loi qui affirme que la force d'attraction entre deux masses est proportionnelle au produit de ces masses et à l'inverse du carré de la distance séparant les centres de masses figure (1.1).

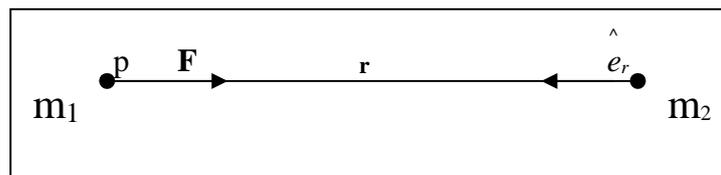


Figure I.1 : Force de gravitation.

$$\mathbf{F} = -g \frac{m_1 m_2}{r^2} \hat{e}_r = m_2 \mathbf{g}^* \quad (\text{I.1})$$

\mathbf{g}^* est appelé champ de gravitation provoqué par m_1 , lorsqu'une masse m_2 est présente, en un point P quelconque de l'espace, elle subit une force $\mathbf{F} = m_2 \mathbf{g}^*$ réciproquement, m_2 provoque en tout point de l'espace un champ de gravitation valant $(-gm_2 / r^2)$, \mathbf{r} ayant cette fois pour origine m_2 , G est la constante d'attraction universelle qui vaut $6,67.10^{-11} \text{m}^3 \text{kg}^{-1} \text{s}^{-2}$.

En 1775 Coulomb proposait une loi analogue concernant la force d'attraction ou de répulsion entre deux "charges" électrique, La découverte de la charge, du courant électrique et de leurs effets a constitué l'un des grands succès de la méthode expérimentale à ses débuts l'existence de forces électriques et magnétiques a été montrée à l'échelle macroscopique par des expériences simples qui ont conduit rapidement à des résultats quantitatifs.

En 1867 Maxwell énonçait les lois de l'électromagnétisme qui portent son nom, ces lois restent l'un des plus grands achèvements de la pensée scientifique.

L'électromagnétisme n'est pas seulement un édifice intellectuel mais il a modifié considérablement notre mode de vie, dans le monde industrialisé où nous vivons, les applications sont partout présente; moteurs, éclairages, télévision, télécommunications, calculateur électronique, photocopie, etc.

I.1. Phénoménologie générale

Les quelques observations et mesures caractéristique décrites aux figures (I.2),(I.3) et (I.4), contiennent une partie importante des éléments nécessaires à l'ébauche d'une phénoménologie dans le cas stationnaire (phénomènes indépendants du temps).

Ces forces sont du type électrique, Si les charges sont en mouvement, les forces dépendent aussi du mouvement, cette nouvelle contribution est appelée magnétisme.

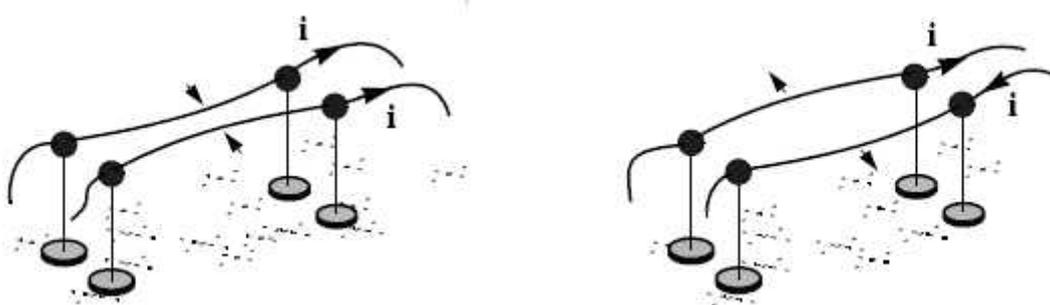


Figure I.2 : Expérience d'Ampère.

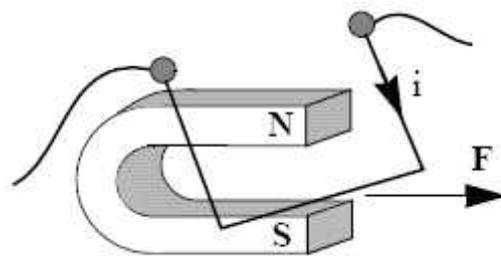


Figure I.3: Expérience de Faraday.

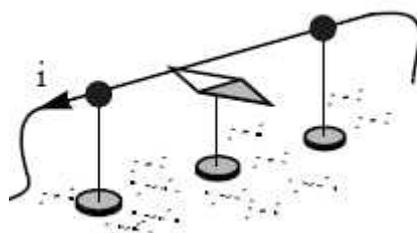


Figure I.4 : Expérience d'Oersted.

Oersted montra qu'un courant électrique (courant de charges) fait dévier une aiguille aimantée, et Faraday observa l'effet inverse, c'est à dire, un courant électrique placé dans un champ magnétique subit une force.

Les résultats expérimentaux ont montré que la force agissant sur une charge q donné, quel que soit le nombre des autres charges dans l'univers et leur mouvement, ne dépend que de la position de la charge donnée, de sa vitesse v et de la valeur de la charge, l'effet des autres charges de l'univers au point considéré est donné par deux vecteurs représentant le champ électrique E et le champ d'induction magnétique B .

$$F = q(E + v \wedge B) \tag{I.2}$$

Lorsqu'on déplace l'aimant, on observe un courant électrique dans le circuit, il est établi que pour des phénomènes variables dans le temps il existe une dépendance en les grandeurs électriques et les grandeurs magnétiques.

I.2. Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell forment un système axiomatique d'équations dont les champs électrique E et magnétique B sont solutions, les charges et courants qui sont a l'origine de ces champs constituant les données de ce système d'équations.

I.2.1. Flux du champ électrique

En régime statique, le flux du champ électrostatique est donné par le théorème de Gauss qui étant vérifiée pour tout volume V , prend la forme locale connue sous le nom d'équation de Maxwell_ Gauss:

$$\text{div}E(r,t) = \frac{\rho(r,t)}{\epsilon_0} \tag{I.3}$$

Avec :

$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$$

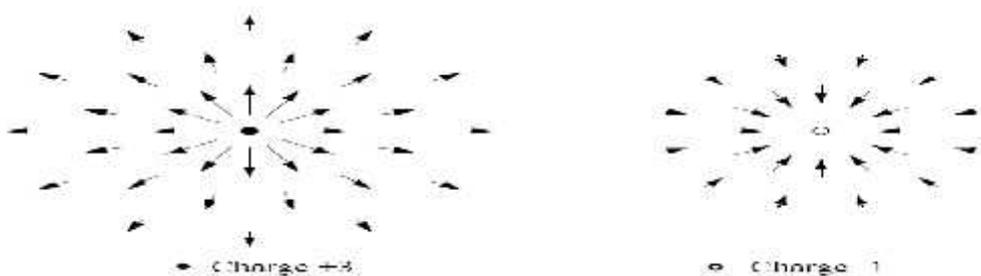


Figure I.5 : Divergence du champ électrique.

I.2.2. Flux du champ magnétique

L'inexistence de toute charge magnétique prend la forme de l'équation de Maxwell Thomson:

$$\operatorname{div} B(r, t) = 0 \quad (\text{I.4})$$

I.2.3. Théorème d'Ampère

Les calculs de champ magnétique ont été, présentés à l'aide du théorème d'Ampère: la circulation de B est proportionnelle aux courants enlacés :

$$\oint_{\gamma} B \cdot dr = \mu_0 I \quad (\text{I.5})$$

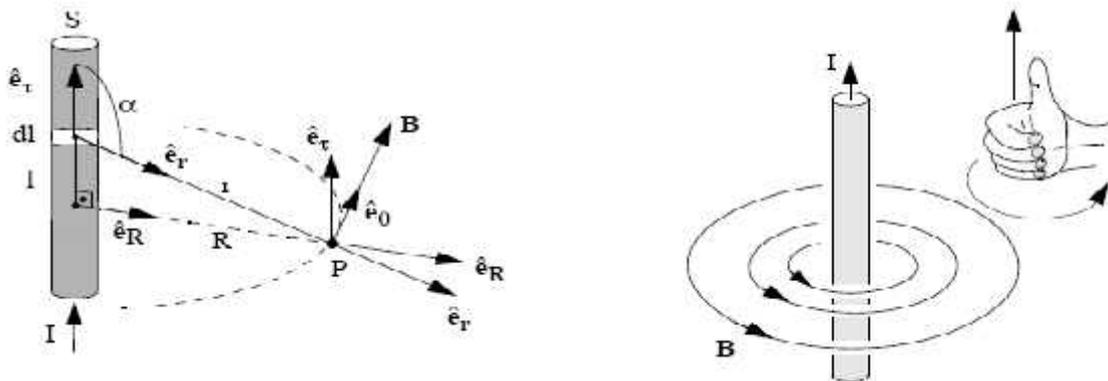


Figure I.6 : Expérience d'Ampère.

L'application du théorème de Stokes mène, dans le cas d'une répartition volumique de courants, à écrire cette équation:

$$\int_S \operatorname{rot} B \cdot ndS = \mu_0 \int_S J \cdot ndS \quad (\text{I.6})$$

Pour toute surface S, donc encore à l'équation locale est:

$$\operatorname{rot} B = \mu_0 J \quad (\text{I.7})$$

Toutefois, Maxwell a été le premier à montrer que cette équation, qui impose:

$$\operatorname{div} J = 0 \quad (\text{I.8})$$

Comme pour la conservation de la masse, une équation de continuité:

$$\operatorname{div} J + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.9})$$

Ont amené à postuler, dans cette équation, l'existence d'un terme supplémentaire, nul en régime statique et négligeable dans le cas des régimes lentement variables.

Remarquant qu'on peut aussi écrire:

$$\operatorname{div} J + \frac{\partial}{\partial t} (\nu_0 E) = 0 \quad (\text{I.10})$$

Maxwell a supposé que c'est ce terme tout entier qui est proportionnel au rotationnel de B, sous la forme de l'équation de Maxwell Ampère :

$$\operatorname{rot} B(r, t) = \mu_0 J + \nu_0 \frac{\partial E(r, t)}{\partial t} \quad (\text{I.11})$$

La forme intégrale associée devient alors le théorème d'Ampère modifié :

$$\oint_c B \cdot n dS = \mu_0 (I + I_D) \quad (\text{I.12})$$

$$I = \int_s J \cdot n dS \quad (\text{I.13})$$

$$I_D = \int_s \nu_0 \frac{\partial E}{\partial t} \cdot n dS \quad (\text{I.14})$$

Rappelons aussi que la perméabilité du vide a pour valeur exacte (par convention dans le système international d'unités) :

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}.$$

I.2.4. Théorème de Faraday

La variation au cours du temps du champ magnétique dans une bobine se traduit par l'apparition d'une force électromotrice ($-L di/dt$) un champ magnétique variable est cause d'une tension, phénomène de nature électrique, nous admettrons la forme de l'équation locale associée, qui présente une certaine symétrie des rôles avec l'équation de Maxwell-Ampère, à l'exception du signe (-) qui s'interprétera dans le cadre des phénomènes d'induction, on parle de l'équation de Maxwell Faraday :

$$\operatorname{rot} E(r, t) = - \frac{\partial B(r, t)}{\partial t} \quad (\text{I.15})$$

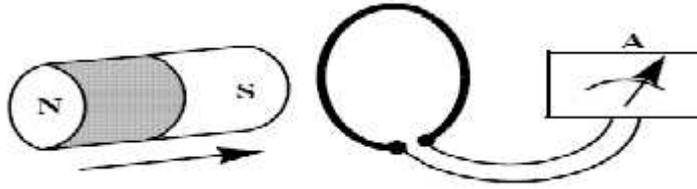


Figure I.7 : Expérience de Faraday.

I.3. Propagation des ondes électromagnétiques

En l'absence de toute source dans (charge ou courant), on a $\mathbf{J} = 0$ et $\rho = 0$ et les équations de Maxwell sont réduites à :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (\text{I.16})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{I.17})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.18})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.19})$$

En prenant le rotationnel de (I.18) et en utilisant l'équation (I.19) de Maxwell, on obtient :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I.20})$$

On a finalement tenant compte de l'équation (I.16) :

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (\text{I.21})$$

Qui est une équation d'onde pour E, de même en prenant le rotationnel de (I.19) et en utilisant (I.18), on obtient l'équation d'onde pour l'induction magnétique :

$$\nabla^2 \vec{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (\text{I.22})$$

Une solution générale de ces équations est la propagation d'ondes planes:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \check{S}t)} \quad (\text{I.23})$$

$$\vec{B} = \vec{B}_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} + \check{S}t)} \quad (\text{I.24})$$

Où \vec{k} est le vecteur d'onde qui donne à la fois la direction de propagation et la périodicité spatiale d'onde:

$$\lambda = 2\pi / k \quad (\text{I.25})$$

La fréquence f donne la périodicité temporelle de l'onde:

$$T = 1 / f \quad (\text{I.26})$$

Ces solutions vérifient bien les équations d'ondes, en introduisant par exemple la première solution dans l'équation d'onde du champ électrique, on obtient la condition:

$$-k^2 + \check{S}^2 v_0^{-2} = 0 \quad (\text{I.27})$$

Comme les périodicités spatiales et temporelles d'une onde sont reliées par la vitesse de propagation:

$$\frac{\check{S}}{k} = \pm v \quad (\text{I.28})$$

La vitesse d'une onde électromagnétique vaut donc bien :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.29})$$

En outre, les vecteurs ne sont pas des vecteurs arbitrairement choisis. En introduisant la solution d'onde plane dans l'équation de Maxwell (I.16) on obtient:

$$\vec{E}_0 \cdot \vec{k} = 0 \quad (\text{I.30})$$

De même façons en utilisant (I.2):

$$\vec{B}_0 \cdot \vec{k} = 0 \quad (\text{I.31})$$

Les champs de l'onde électromagnétique sont donc perpendiculaires au vecteur d'onde \vec{k} , c à d. perpendiculaires à la direction de propagation.

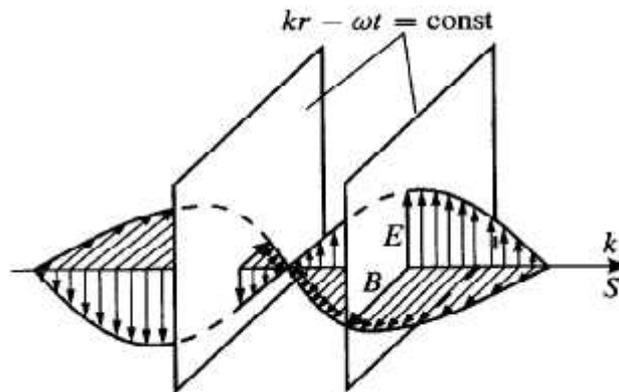


Figure I.8 : L'onde électromagnétique.

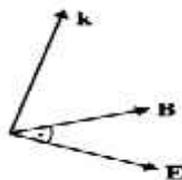
En utilisant les équations (I.3) ou (I.4), on peut également montrer que :

$$\vec{B} = \frac{1}{c} \vec{k} \times \vec{E} \quad (\text{I.32})$$

Et donc, les vecteurs \vec{E}_0 et \vec{B}_0 sont perpendiculaires en fait, $(\vec{E}_0, \vec{B}_0, \vec{k}_0)$ est une base dextrosum, de plus la forme des équations de Maxwell impose que les champs E et B soient en phase. En outre, on a la condition:

$$c \cdot B_0 = E_0 \quad (\text{I.33})$$

La densité d'énergie de l'onde est donnée par :



$$w = \frac{1}{2} \left(\frac{B^2}{\mu_0} + \epsilon_0 E^2 \right) \quad (\text{I.34})$$

$$w = \frac{1}{4} \left(\frac{B^2}{\mu_0} + \epsilon_0 E^2 \right) = \frac{1}{2} \epsilon_0 E^2 \quad (\text{I.35})$$

On peut calculer le vecteur de Poynting de l'onde électromagnétique plane. On a :

$$\vec{P} = \frac{1}{\mu_0} \vec{E} \times \vec{B} = c w \frac{\vec{k}}{k} \quad (\text{I.36})$$

Le flux d'une onde électromagnétique est donc proportionnel à c .

II. Généralités sur les systèmes radio communication

La communication par radio mobile a commencé par Guglielmo Marconi et Alexander, les expériences de Popov en 1890, les systèmes de radiotéléphone ont été utilisés depuis 1921 où le département de la police de ville de Detroit a installé un système, l'importance des systèmes par radio est augmentée depuis cette époque pour la voix et les données, les systèmes mobile moderne, la plupart du temps, utilisent les hautes fréquences (fréquence ultra haute et dessus) en raison de la largeur de bande disponible plus grande à ces dernières fréquences, aux États-Unis ceci inclut des systèmes de téléphonie cellulaire fonctionnant à 800-900 MHz et systèmes de communication personnels (PCS) à 1800-2000 MHz, plus des variétés des systèmes, y compris des réseaux LAN sans fil, dans les bandes d'ISM à 902-928 MHz et 2,4-2,4835 GHz.

II.1. La liaison sans fil

Une liaison sans fil inclut un émetteur, un récepteur, et un canal, comme montré dans la figure suivante, la quantification, le codage et le décodage sont exécutés dans les systèmes numériques, la plupart des liaisons sont duplex et incluent un émetteur et un récepteur ou un émetteur-récepteur à chaque terminal.

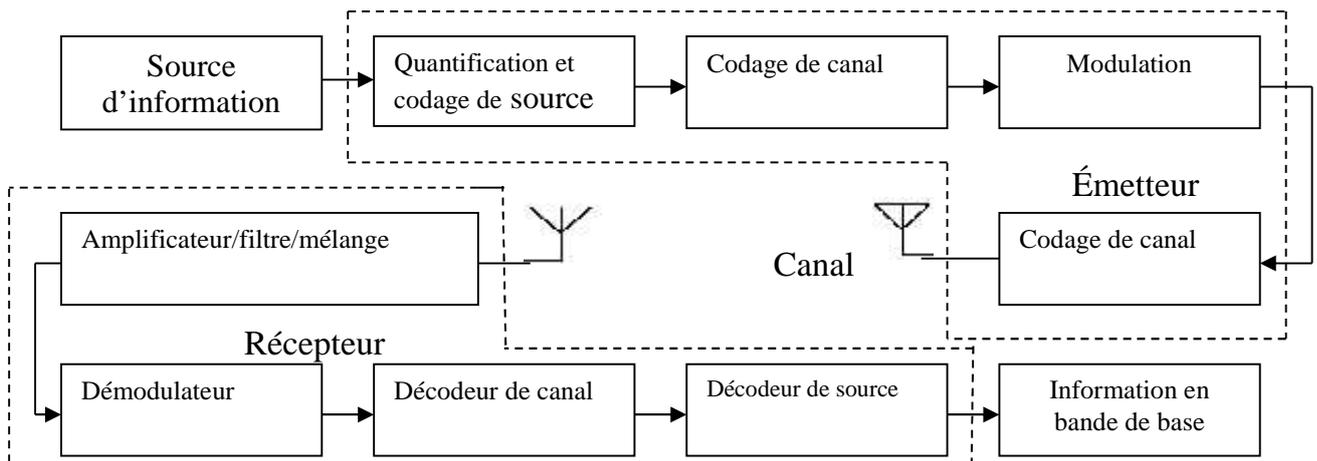


Figure I.9 : Liaison radio.

II.2. Types des systèmes

Dans un système de communication mobile, au moins un des émetteurs-récepteurs est mobile, il peut être à bord d'un véhicule qui peut se déplacer aux vitesses élevées, ou

peut être une unité mobile (portable) utilisée par un piéton, les types de base de systèmes incluent base/mobile, pair à pair, répéteur, et systèmes satellites mobiles.

Dans un système de base/mobile, une station de base s'est reliée au réseau public communique avec une unité mobile, ceci donne l'accès à l'unité mobile au réseau public, plus d'un mobile, à la fois, peuvent être servis, si chaque canal (pour un spectre de bande étroite) est donné à chaque utilisateur.

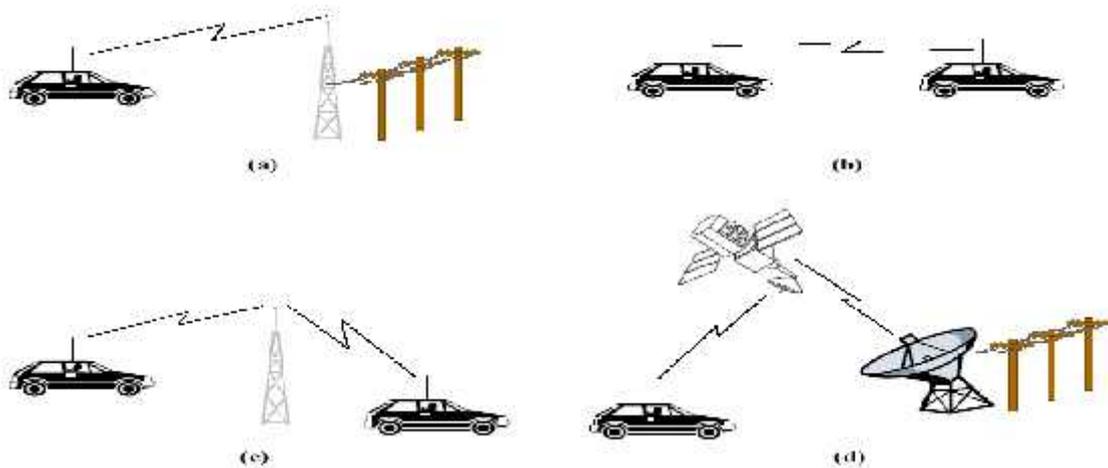


Figure I.10 : Type de systèmes de communications mobiles.

II.3. Techniques d'accès multiple et réutilisation de fréquence

L'accès multiple et la réutilisation de fréquence sont essentiels à fournir des services radio communication simultanément à un nombre d'utilisateurs au-dessus d'une large zone en utilisant une largeur de bande fixe.

Les stratégies de réutilisation de fréquence utilisent le plus fréquemment la séparation spatiale pour permettre deux canaux ou plus dans différents secteurs (appelés cellules) pour occuper le même spectre avec une minimum d'interférence entre les canaux.

II.3.1. Capacité d'un canal

La capacité théorique d'un canal à bande passante limité avec un bruit blanc gaussien additif, a été définie par Shannon par comme:

$$C = W \log_2(1 + S / N) \tag{I.37}$$

Où :

- C est la capacité de canal en bits par secondes,
- W est la bande passante en hertz,
- S est la puissance moyenne de signal,
- N est la variance du signal de bruit.

II.3.2. Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

Pour le système FDMA, toute la largeur de bande est divisée en M canaux simultanés, chaque utilisateur occupe un canal avec une largeur de bande de W_{FDMA} en W/MHz.

La capacité de chaque canal est :

$$C_{FDMA} = (W / M) \log_2 (1 + S / N) = C / M \quad (I.38)$$

Pour un S/N constant, la capacité de toute la largeur de bande est la même que dans l'équation précédente mais est divisé par les M canaux (utilisateurs), dans la pratique chaque utilisateur occupe une largeur de bande légèrement plus étroite de sorte que l'interférence entre les canaux soit acceptable, cette approche est applicable en modulation numérique et analogique.

II.3.3. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Pour les systèmes TDMA, la capacité du canal en bits/s est utilisée jusqu'au plus plein degrés possible, et le train binaire est divisé en trames, les trames sont divisées en intervalles de temps qui sont pris par les utilisateurs, une trame TDMA dans les normes cellulaires (IS-54 et IS-136) est montrée dans figure (I.11) suivante, Pour les systèmes TDMA, la capacité théorique est donnée par :

$$C_{TDMA} = C / M \quad (I.39)$$

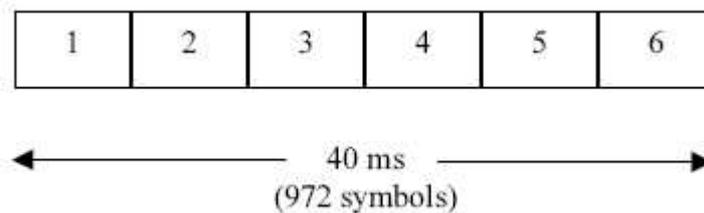


Figure I.11 : Trame TDMA.

Dans des réalisations pratiques, cette capacité ne peut pas être atteinte parce que des intervalles de temps supplémentaires sont utilisés (pour la synchronisation).

II.3.4. Stratégies de réutilisation de fréquence

Dans un système de communication sans fil qui couvre une large zone ne peut pas prendre en charge tous les utilisateurs dans cette zone, si la largeur de bande disponible est utilisée une seule fois dans la zone de couverture, deux canaux distincts où plus peuvent exister dans la même bande de fréquence, si un certain mécanisme est utilisé

pour réduire au minimum les interférences entre ces derniers, ce concept est illustré dans la figure (I.12) la séparation, en général spatiale, dans la distance, dans l'angle, ou dans la polarisation est exploitée pour la réutilisation de fréquence, dans un tel système une capacité par unité surfacique doit être suffisante pour la densité des utilisateurs, la capacité par unité de zone de couverture peut être mesurée en bits/second/km.

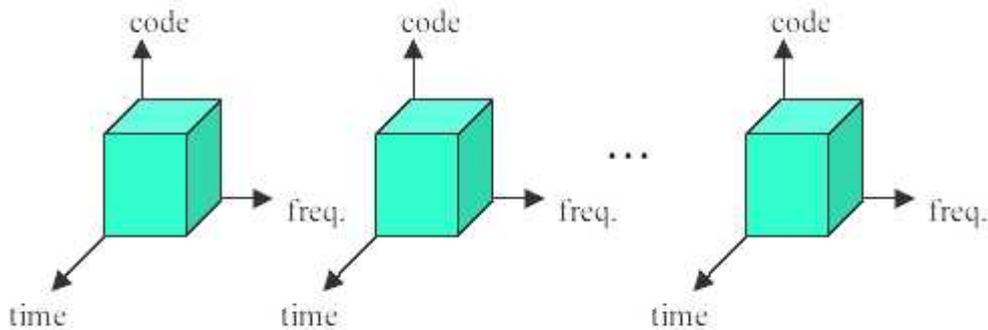


Figure 1.12 : Canaux répétés qui utilisent la même fréquence, même code, le même intervalle de temps, mais sont séparés dans l'espace.

II.3.5. Réutilisation cellulaire de fréquence

La réutilisation cellulaire de fréquence est la base des systèmes cellulaires PCS dans ces derniers, les fréquences du système sont réutilisées en zones géographiquement séparées ou cellules, ce concept est illustré dans la figure (I.13) où les mêmes fréquences sont utilisées pour les deux cellules, chaque ensemble de cellules utilise les mêmes fréquences, les cellules qui utilisent la même fréquence sont assez lointaines pour éviter les interférences co-canal.

Cette approche de réutilisation de fréquence présente l'interférence co-canal, et la capacité est limitée par interférence aussi bien que par le bruit.

Pour le rapport S/N, la mesure de qualité de canal est de, $SINR = S / (I+N)$ le rapport signal sur interférence plus bruit, où I est l'interférence et N le bruit, La réutilisation cellulaire de fréquence permet aux systèmes modernes d'offrir une capacité beaucoup plus élevée que des systèmes plus anciens de radiotéléphonie.

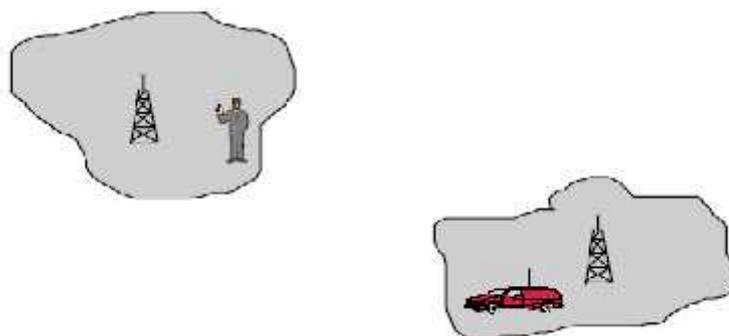


Figure I.13 : Réutilisation de fréquence par séparation géographique.

Pour la planification, les cellules sont considérées comme hexagonales ou circulaires mais dans la pratique leur forme déterminée par la couverture radio et sont irrégulière comme montré dans figure (I.13) la forme hexagonale est néanmoins, une approximation utile, Pour la réutilisation de fréquence de K cellule, la distance entre les cellules de même fréquence est donné par:

$$D = \sqrt{3.kR} \quad (I.40)$$

Où R est le rayon de la cellule.

Dans la plupart des systèmes, l'interférence est beaucoup plus forte que le bruit N, et le SINR est approximativement égal au rapport signal sur interférence ou au C/I, ce qui est utilisé dans les équations suivantes, l'interférence la plus significative vient des six cellules de co-canal les plus étroites, ainsi :

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left[\frac{D}{R} \right]^x \quad (I.41)$$

Où x est un exposant d'affaiblissement de trajet empiriquement déterminé :

pour l'espace libre, $x = 2$.

Pour les zones suburbaines et urbaines x peuvent être aussi plus que 5 ou 6, Si nous considérons un système suburbain typique avec un facteur de réutilisation de $K=7$ et une exposant de $x = 3,3$. Le rayon R de cellules est entre 1 et 10 kilomètres Le rapport D/R est de 4,583. $C/I = 25,32$ (rapport de puissance) or 14.0 dB.

Dans la plupart des systèmes, les cellules sont encore divisées en trois secteurs chacun des antennes directives sont utilisées de sorte que chaque cellule voit l'interférence co-canal principalement de deux cellules, dans ce cas C/I est donné par :

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{2} \left[\frac{D}{R} \right]^x \quad (I.42)$$

C'est une amélioration de 4,8 dB du C/I.

Si R diminue, cela va augmenter également la capacité par unité de surface, mais cette approche est très chère parce qu'il exige plus de stations de base.

Comme le rayon R de cellules est diminué, l'exposant γ approche à 2, parce que la propagation dégagée est plus probable dans les plus petites cellules, ainsi si le rayon de cellules est diminué trop, K doit être augmenté pour maintenir SINR acceptable, et ceci réduit la capacité par unité de surface.

On propose des approches dont lesquelles on va utiliser les antennes adaptatives en réduisant l'interférence et permettant un plus petit K et augmentant la capacité.

II.3.6. L'accès multiple par répartition dans le code (CDMA)

Le système d'accès multiple CDMA combine les aspects d'accès multiples et la réutilisation de fréquence, chaque utilisateur à un code différent, les codes sont choisis de sorte qu'ils n'y a pas corrélations entre eux, les utilisateurs multiples peuvent transmettre en même temps sur le canal, et tous s'interfèrent les uns les autres mais chaque récepteur fait la corrélation de chaque signal reçu avec son code approprié.

Pour le système CDMA, C/I est donné par :

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b}{I_0} \times \frac{R_b}{B} = \frac{E_b / I_0}{PG} \quad (I.43)$$

Où :

E_b est l'énergie par bit.

I_0 est l'interférence total par Hz.

R_b est le débit binaire par bits /s.

B est la bande passante de canal.

$PG=B/R_b$ gain de traitement.

Pour le CDMA, il est possible d'utiliser la même fréquence à chaque cellule, mais il ne faut pas que les codes soient réutilisés dans des cellules adjacentes, Puis le nombre de N utilisateurs de CDMA qui peuvent servis simultanément en chaque cellule, peut être estimé à partir de la géométrie des cellules, en supposant que toutes les cellules transmettent la même puissance, ceci est fait par la solution de l'équation, pour N_{CDMA} :

$$C/I = \frac{R^{-x}}{(N_{CDMA} - 1).R^{-x} + N_{CDMA}(2.R^{-x} + 3.(2.R)^{-x} + 6(2.63.R)^{-x})} \quad (I.44)$$

II.3.7. Accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA)

Les antennes adaptatives permettent également à une station de base de réutiliser une fréquence pour communiquer avec deux mobiles ou plus, si les mobiles sont séparés dans l'angle de la station de base, cette approche s'appelle l'accès multiple par répartition d'espace (SDMA) en utilisant des faisceaux fortement directifs où la le gain d'antenne annule dans toutes les directions sauf pour la direction des mobiles désirés , la station de base crée les canaux multiples en utilisant la même fréquence, mais séparé dans l'espace cette approche est montrée dans figure(I.14)

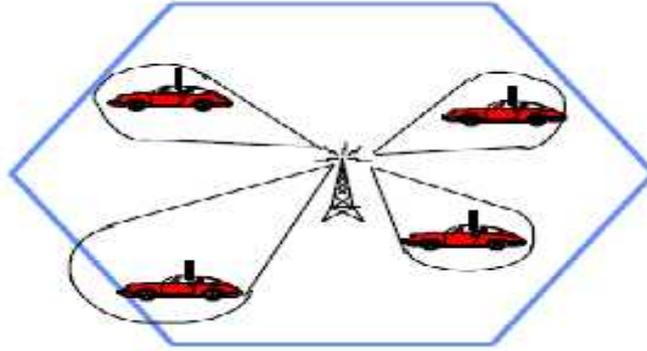


Figure I.14 : Accès multiple par répartition dans l'espace.

La capacité est :

$$C = N_{SDMA} \cdot C \quad (I.45)$$

Ce qui implique que la capacité va multiplier le nombre des faisceaux (ou nombre des canaux séparés).

III. Antennes

Une antenne est un élément servant de transition entre une onde guidée (dans une ligne coaxiale ou guide d'onde) et l'espace libre, de par sa structure elle permet le détachement des champs électromagnétique de leur support métallique et leur rayonnement dans l'espace et l'inverse, de plus une antenne peut servir à rayonner dans La direction désirée.

III.1. Génération d'onde

Une onde EM se propageant dans l'espace peut être produite:

- Par des **courants**, représentés vectoriellement par une densité de courant J en A/m^2 , c'est le cas des antennes filaires (figure. I.15.a)
 - Par une **ouverture** dans un volume où règne un champ EM, par exemple l'extrémité ouverte d'un guide d'onde, c'est le principe des antennes paraboliques (figure. I.15.b)
- La Figure suivante illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

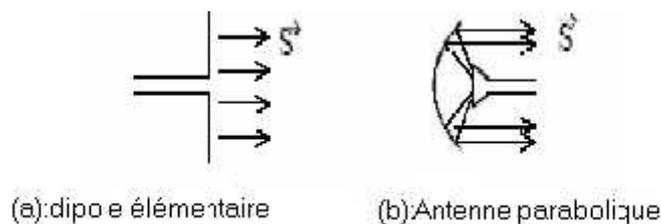


Figure I.15 : Génération d'une EM.

III.2. Zones de rayonnement d'une antenne

On distingue pour chaque type d'antenne trois zones de rayonnement :

- Zone de Rayleigh (zone de rayonnement proche):
La zone de Rayleigh est située entre l'antenne d'émission et la région où la différence de marche est supérieure ou égale au quart d'onde.
- Zones de Fresnel (zone de rayonnement intermédiaire):
La zone de Fresnel est comprise entre la source et le début de la zone de rayonnement lointain.
- Zones de Fraunhofer (zone de rayonnement lointain):
La zone de Fraunhofer est la zone pour laquelle la différence de marche est inférieure ou égale au seizième de longueur d'onde.



Figure I.16 : Différentes zones de rayonnement.

III.3. Propriétés du rayonnement d'une antenne

Tout rayonnements, dans la zone de champ lointain, possède les caractéristiques suivantes (coordonnées sphériques) :

Le champ magnétique H décroît en $1/r$

Le champ électrique E décroît en $1/r$.

La densité de puissance S décroît en $1/r^2$

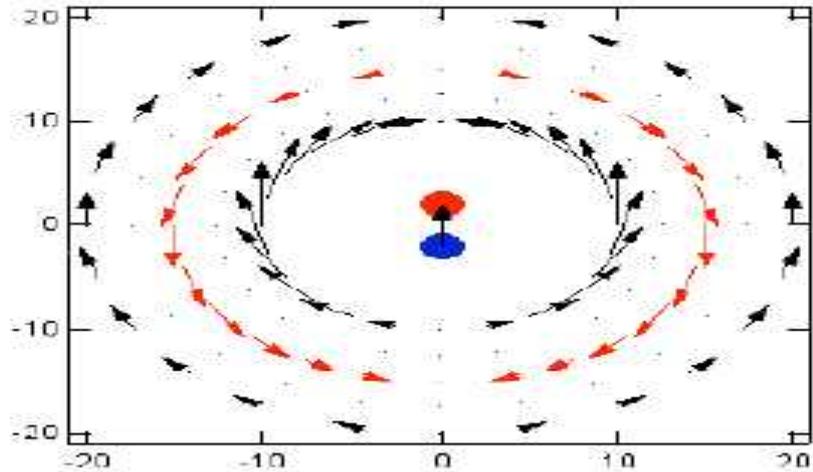


Figure I.17: Démonstration de propagation de champ.

III.4. La polarisation d'une onde

La polarisation d'une onde transverse électromagnétique (TEM est une onde qui n'a pas de composante longitudinale de champ: $E_z=H_z=0$) est le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ E au cours du temps dans le plan transverse, il existe trois types de polarisation :

•**Polarisation linéaire:** Le champ E n'a qu'une composante variant sinusoidalement sa trajectoire est donc un segment de droite, un dipôle génère classiquement une onde électromagnétique (EM) polarisée linéairement.

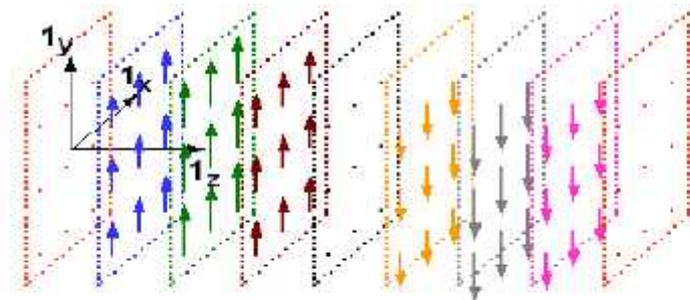


Figure I.18 : Polarisation linéaire.

•**Polarisation circulaire:** Le champ E a deux composantes E_x et E_y de même amplitude et déphasées de 90 degrés, son extrémité décrit un cercle.

Pour les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit, pour des communications avec des engins spatiaux en rotation sur eux mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne d'émission.

On peut générer et recevoir une polarisation circulaire au moyen de dipôles croisés alimentés avec un déphasage de 90 degrés produit par une ligne de $\lambda/4$ voir la figure (I.19)

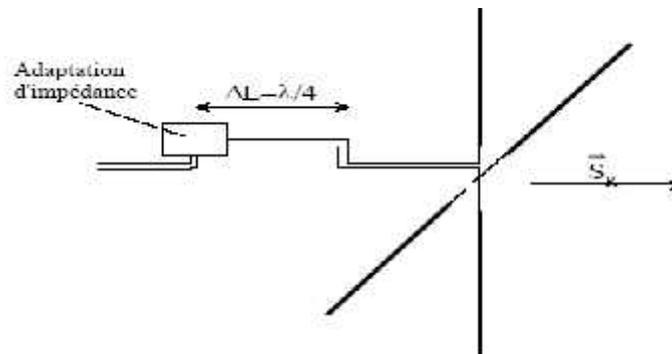


Figure I.19 : Polarisation circulaire.

•**Polarisation elliptique** : La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_x et E_y d'amplitudes et de phases quelconques.

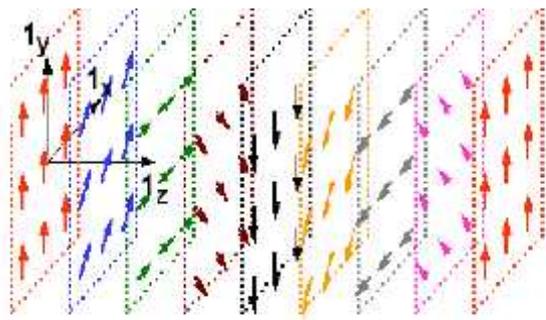


Figure I.20 : Polarisation elliptique.

III.5. Multiplexage de polarisations

La polarisation d'une onde permet de multiplexer deux porteuses de même fréquence, l'une en polarisation horizontale, l'autre en polarisation verticale, ou une en polarisation circulaire gauche, l'autre en polarisation circulaire droite, cette technique est utilisée pour les faisceaux hertziens et les satellites géostationnaires, les réflecteurs paraboliques modifient légèrement la polarisation d'une onde, le découplage de polarisation donne l'affaiblissement de la polarisation croisée sur la polarisation désirée.

III.6. Principe de réciprocité

Le principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

III.6.1. Directivité

La directivité, parfois appelée pour confusions gain directionnel, d'une antenne est définie ainsi:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(r, \theta, \phi)}{P_{iso}} \quad (I.46)$$

On admet que I_{SO} est la densité de puissance émise par une antenne isotrope qui aurait la même puissance émise P_E .

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope, la directivité ne dépend pas de r , car les deux densités décroissent en $1/r^2$.

III.6.2. Gain en puissance et rendement

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{P_e}{P_f} \cdot 100 \quad (I.47)$$

Le gain en puissance dépend de la fréquence du signal émis, il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

Gain directif

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (I.48)$$

Gain

$$G(\theta, \phi) = \max(G(\theta, \phi)) \quad (I.49)$$

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une ou plusieurs directions (θ, ϕ). Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

Une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal, son gain, par définition, représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

On déduit la densité de puissance d'une antenne par rapport à la puissance fournie P_f :

$$p(r, \theta, \phi) = G(\theta, \phi) \cdot \frac{P_f}{4\pi \cdot r^2} \quad (\text{I.50})$$

De ce fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité, en effet comme le rendement γ est inclus, on peut calculer la densité de puissance en introduisant directement la valeur de la puissance fournie P_f .

III.7. Diagramme de rayonnement

A représentation de $G(\theta, \phi)/G_0$ en fonction de θ ou de ϕ sur un diagramme polaire ou rectangulaire.

Nous vous : pour les cas d'antennes suivant:

•Antenne isotrope

$$G(\theta, \phi) = 1 \quad G_0 = 1(0 \text{ dB}) \quad (\text{I.51})$$

•Dipôle élémentaire

$$G(\theta, \phi) = 1.5 \cdot \sin^2(\theta) \quad G_0 = 1.5 (1.76 \text{ dB}) \quad (\text{I.52})$$

•Doublet demi onde

$$G(\theta, \phi) = 1.64 \left[\frac{\cos\left(\frac{f}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right]^2 : \quad G_0 = 1.64 (2.15 \text{ dB}) \quad (\text{I.53})$$

Les gains directifs des deux dipôles sont indépendants de ϕ , pour des raisons de symétrie la figure suivante illustre les diagrammes de rayonnement $G(\theta)$ de ces trois antennes pour un rendement maximal ($\gamma = 1$) pour une valeur θ quelconque.

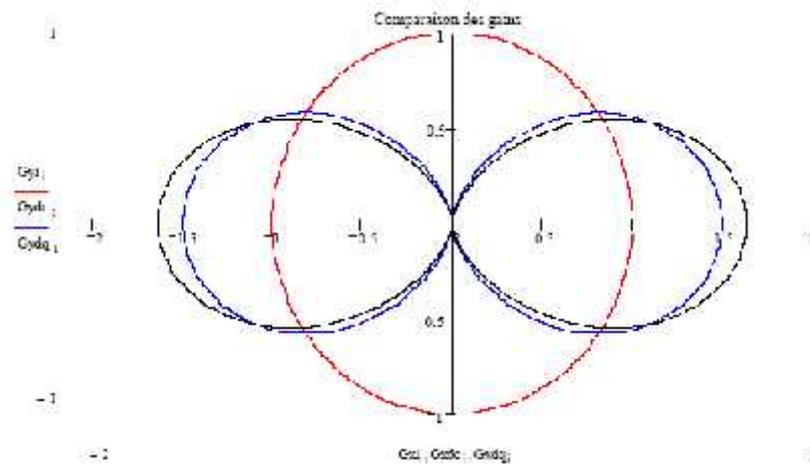


Figure I.21 : Comparaison entre les 3 antennes principales de base.

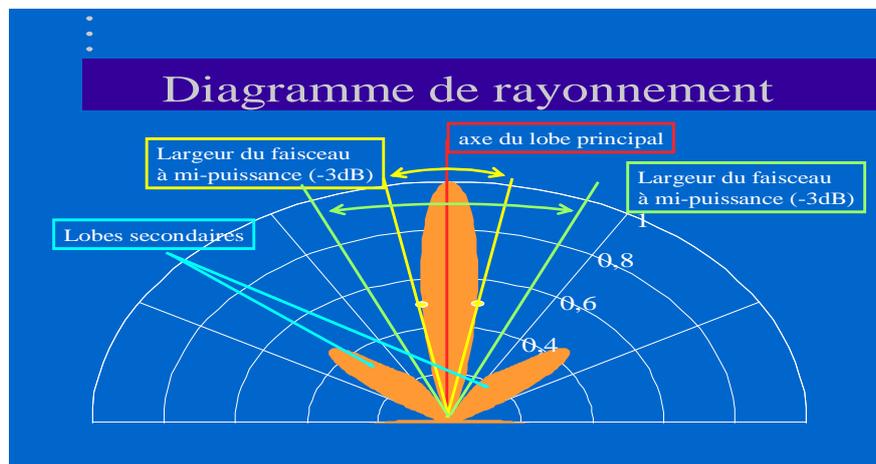


Figure I.22 : Diagramme de rayonnement.

La majeure quantité de cette énergie est localisée dans la partie principale du diagramme de rayonnement:

c'est le lobe principale du rayonnement.

il correspond à la quantité d'énergie utile qu'il faut optimiser.

Le reste est réparti à travers l'autre partie du diagramme de rayonnement:

ce sont les lobe secondaire ou latéraux du rayonnement dont il faut chercher à minimiser le nombre et les amplitude pour éviter des rayonnements dans des direction indésirables.

L'ouverture a -3dB, exprimée par l'angle θ_{-3dB} , permet d'évaluer la directivité de l'aérien.

III.8.Exemple d'antennes

III.8.1 Antennes paraboliques

Les antennes paraboliques se caractérisent par une directivité très forte, on les utilise en général pour des fréquences plus hautes que 1 GHz, en dessous de 400 MHz leur taille devient problématique.

L'antenne parabolique est constituée d'un cornet (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique.

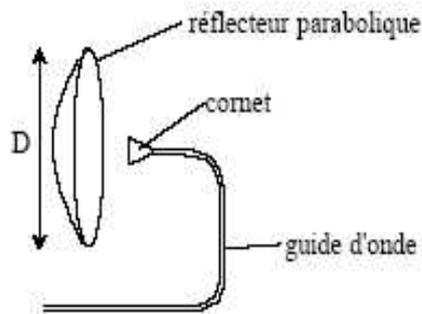


Figure I.23 : L'antenne parabolique.

Le réflecteur parabolique transforme une onde sphérique en onde plane, on ne peut cependant pas obtenir une transformation totale, il faudrait pour cela un réflecteur de diamètre D infini, on montre que le gain maximal G_0 d'une telle antenne est le suivant :

$$G_0 = k \cdot \left[\frac{f \cdot D}{\lambda} \right]^2 \quad (I.54)$$

Où k est un paramètre variant de 0.5 à 0.8. On déduit la surface équivalente:

$$A_{eq} = k \cdot f \cdot \frac{D^2}{4} = kS \quad (I.55)$$

Où S est la surface du disque du réflecteur parabolique, angle d'ouverture θ à -3dB est approximé par:

$$\theta = 70 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (I.56)$$

Le réflecteur parabolique d'une antenne est excité par un cornet situé au foyer le cornet est alimenté par un guide d'onde, qui agit comme un filtre passe haut pour ne laisser passer qu'un les modes de propagation

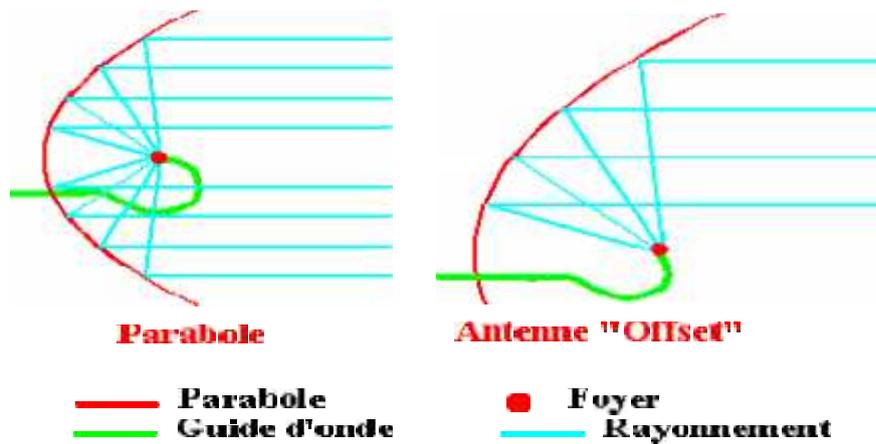


Figure I.24 : Le rayonnement d'une antenne parabolique.

III.8.2. Cornet électromagnétique

Aux hyperfréquences, pour effectuer l'adaptation du guide d'onde au milieu de propagation, on peut utiliser des antennes dont la section droite croît progressivement, vu les formes ainsi obtenues on parle alors de cornet électromagnétique.

Dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire, on peut augmenter, soit une seule dimension et obtenir un cornet sectoriel, soit les deux dimensions, on obtient alors un cornet pyramidal.

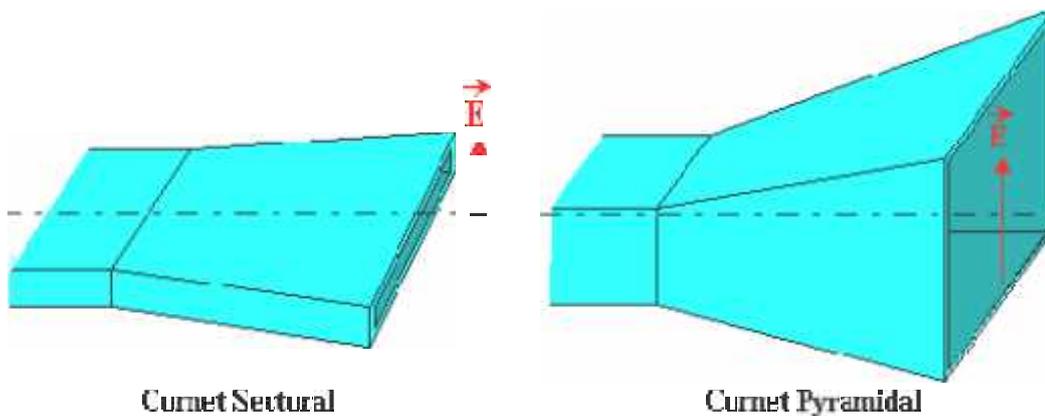
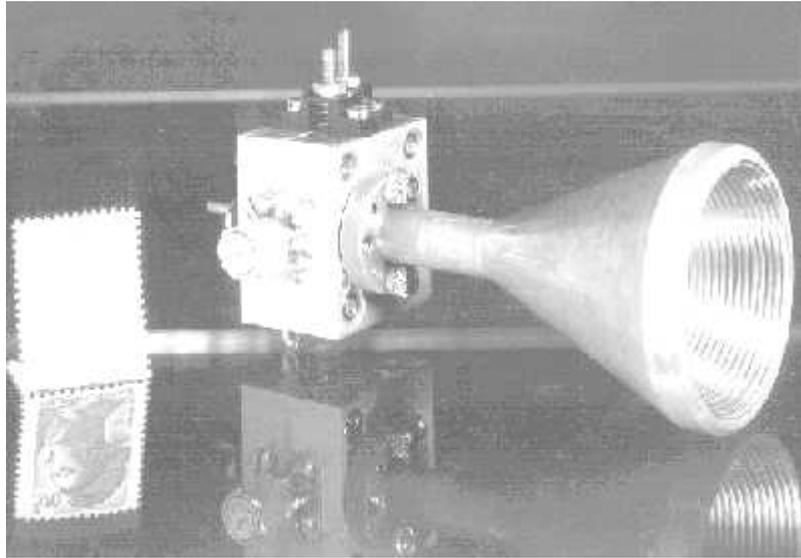


Figure I.25 : Cornet électromagnétique.

Lorsque le guide d'excitation est un guide circulaire, on utilise plutôt un cornet conique



FigureI.26 : Cornet conique.

Le diagramme de rayonnement est une caractéristique qui n'est pas intéressante que si elle est indépendante de la distance, en général la région de l'espace où cette condition est satisfaite est située dans la zone de rayonnement lointain, en pratique on s'intéresse aux diagrammes de rayonnement dans le plan de polarisation (plan E) et dans le plan qui lui est orthogonal (plan H).

ChapitreII:principe des antennes intelligentes

I.Evolution des antennes omnidirectionnelles vers les antennes intelligentes

Une antenne, dans un système de télécommunications, est le port par lequel l'énergie radio fréquence (RF) est couplée de l'émetteur au milieu extérieur pour la transmission et inversement, du milieu extérieur au récepteur pour la réception.

Cependant, la façon avec laquelle l'énergie radio fréquence est rayonnée dans l'espace a une influence profonde sur l'utilisation efficace du spectre, sur le coût d'établissement de nouveaux réseaux de transmissions, et sur la qualité de service fournie par ces réseaux.

I.1.Les antennes omnidirectionnelles

Dans les communications sans fil, utilisaient que l'antenne omnidirectionnelle simple qui rayonne et reçoit également dans toutes les directions (la direction étant ici l'azimut).

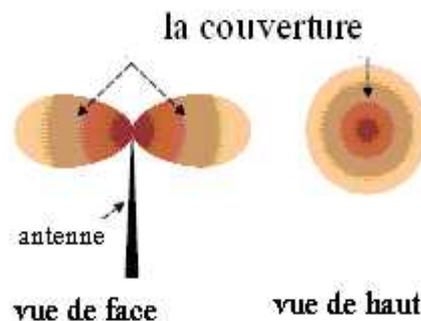


Figure II.1 : La couverture des antennes omnidirectionnelles.

Ces antennes sont suffisantes sur les applications, simples environnements RF où aucune connaissance spécifique des positions des utilisateurs n'est disponible nécessaire, dans une petite portion de l'énergie atteint l'utilisateur désiré global envoyé par l'émetteur.

Rayonnée omnidirectionnelle essayent d'éviter ce problème en amplifiant simplement la puissance des signaux au niveau de l'émission.

Dans un arrangement de nombreux utilisateurs, cette situation est plutôt délicate car les signaux qui vont vers un utilisateurs deviennent des interférences pour ceux qui sont dans la même cellule.

Dans les applications de la liaison montante (uplink) (utilisateur vers la station de base), les antennes omnidirectionnelles n'offrent aucun gain préférentiel pour les signaux des utilisateurs désirés.

En d'autres termes, les utilisateurs doivent émettre une énergie suffisante en outre, cette approche de simple élément ne peut pas sélectivement rejeter des signaux interférant de ceux des utilisateurs désirés et n'a aucune réduction des trajets multiples spatiale ou possibilité d'égalisation, par conséquent les stratégies omnidirectionnelles défavorisent l'efficacité spectrale, en limitant la réutilisation de fréquence.

Ces limitations de la technologie d'antenne d'émission concernant la qualité, la capacité et la couverture géographique des systèmes sans fil ont poussé une évolution dans la conception et les rôles fondamentaux de l'antenne dans un système sans fil.

1.2. Antennes directionnelles et systèmes sectoriel

Une antenne simple peut également être conçue pour avoir une certaine transmission/réception, préférentielle dans des directions fixes prédéterminées, le système d'antenne sectoriel prend la zone cellulaire traditionnelle et la subdivise en secteurs en utilisant des antennes directionnelles.

Chaque secteur est traité comme une cellule différente dans le système, dont la capacité peut être plus grande que dans le cas omnidirectionnel, puisque la puissance peut être focalisée à un plus petit secteur, ce qui généralement désigné par gain d'élément d'antenne.

Les systèmes à antennes sectorielles permettent d'augmenter la possibilité de réutilisation de fréquence, en réduisant l'interférence potentielle à travers la cellule originale, le système à six secteurs a été réalisé en pratique, tandis que plus récemment jusqu'à 16 secteurs ont été déployés, cependant, chaque secteur utilise une fréquence différente pour réduire l'interférence co-canal, un système de handover est utilisé entre les secteurs.

Des secteurs plus étroits donnent un meilleur de performance du système, mais ceci résulterait à des handovers fréquents, tandis que les systèmes d'antennes sectoriels accroissent l'utilisation des canaux, ils ne permet pas résoudre tous les inconvénients des antennes omnidirectionnelles standard telles que le filtrage des signaux d'interférence des cellules adjacentes, la solution est d'utiliser les antennes intelligentes.

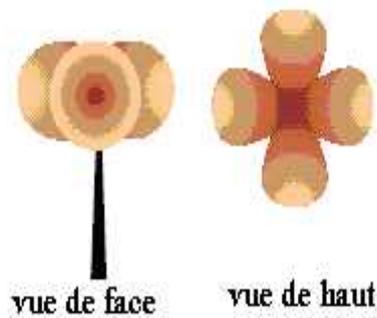


Figure II.2 : La couverture des antennes sectorielles.

II. Antennes intelligentes

II.1. Définition

Comment une antenne intelligente fonctionne est montré sur la figure (II.3).

La figure illustre le principe de l'antenne intelligente

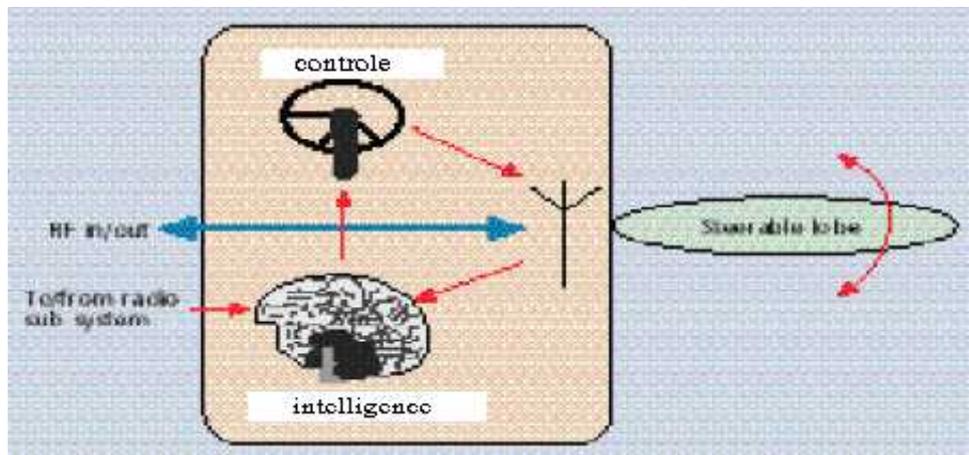


Figure II.3 : Principe d'antenne intelligente.

En considérant une liaison uplink; sans antennes intelligentes les signaux d'utilisateurs à hauts débit interfèrent fortement pour de grandes distances, les anciens systèmes doivent envoyer des puissances plus élevées de TX afin de remplir les conditions au récepteur.

L'utilisation des antennes intelligentes rend les faisceaux d'antennes orientés et concentrés vers l'utilisateur désiré.

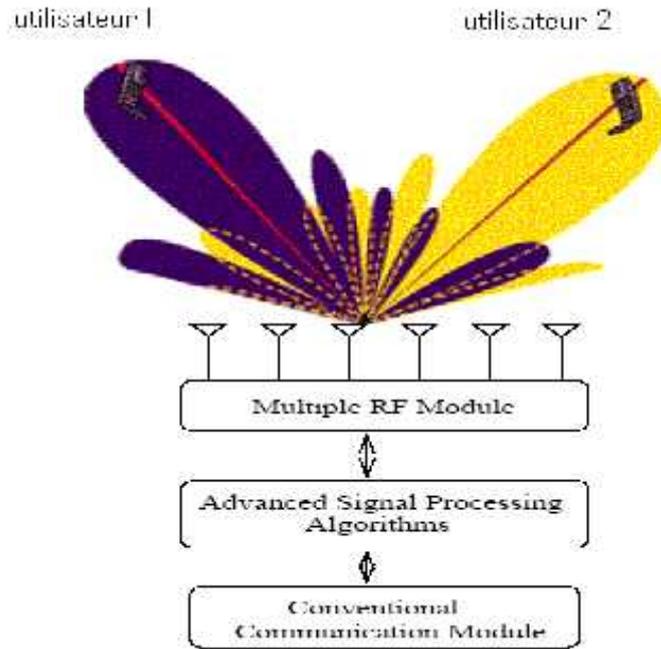


Figure II.4 : Principe d'antenne intelligente.

Les interférences des signaux à haut débit sont réduites, cette réduction d'interférence correspond à une augmentation de la couverture dans un réseau GSM ou UMTS, cette réduction est également montrée dans la figure (II.5).

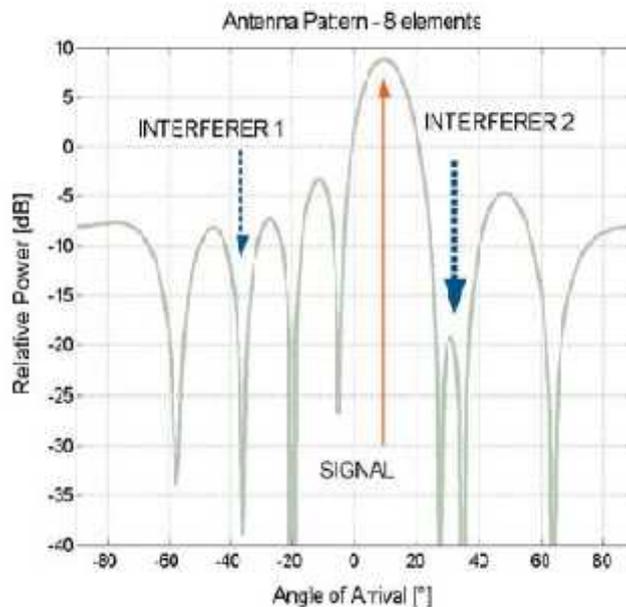


Figure II.5 : Modèle d'antenne d'une rangée linéaire uniforme d'huit éléments.

Le signal désiré arrive à 10° , deux signaux d'interférence sont montrés, un au -35° et 35° les algorithmes (la partie d'intelligence) d'antenne calculent les poids d'antenne pour chacun des huit éléments de sorte que le rapport signal/bruit (SNIR) devienne optimum.

II.2. Concepts

Plusieurs définitions des antennes intelligentes sont indiquées dans la littérature, une définition utile peut être faite par la différence entre une antenne intelligente ou adaptative et une antenne fixe simple qui est la propriété d'avoir un lobe adaptatif et un lobe fixe respectivement.

Normalement, le terme " antenne " comporte seulement le mécanisme physique transformant les ondes électromagnétiques en signaux radio fréquence (RF) vers le câble et vice versa, nous pouvons l'appeler l'élément de rayonnement.

Dans le contexte des antennes intelligentes, le terme à une signification étendue, elle se compose d'un certain nombre d'éléments de rayonnement, un réseau de combinaison et une unité de commande.

L'unité de commande constitue l'intelligence de l'antenne intelligente, réalisée en utilisant un processeur des signaux numériques (DSP), le processeur commande les paramètres de l'antenne basés sur plusieurs entrées (signaux d'arrivée), afin d'optimiser la liaison.

Plusieurs systèmes d'optimisation peuvent être utilisés, ceci prouve que les antennes intelligentes ne sont plus des antennes, se sont plutôt des complets d'émetteurs récepteurs.

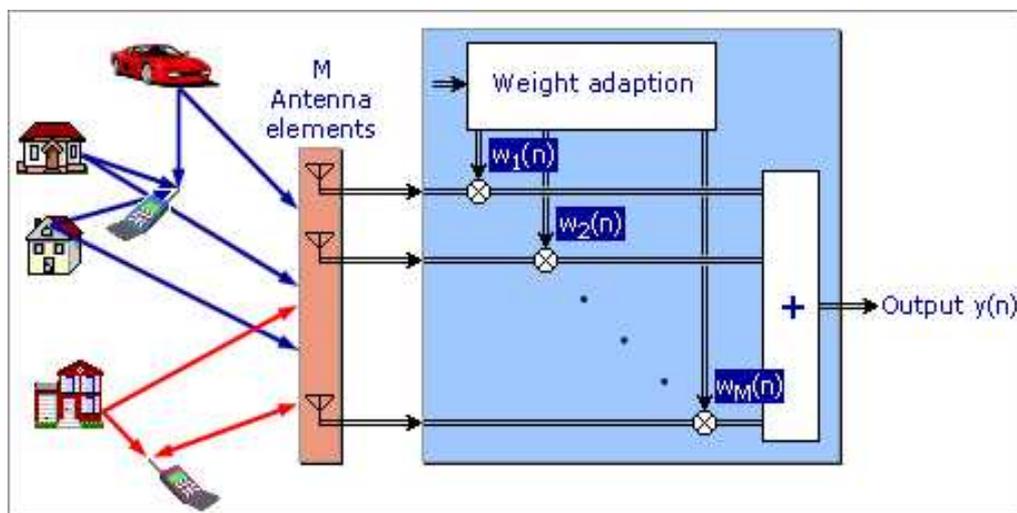


Figure II.6 : La structure des antennes intelligentes.

III. Les antennes adaptatives

Une antenne adaptative est un type d'antennes intelligentes qui est constitué d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme avant d'être sommées entre elles. □

Le rôle de l'unité de pondération est de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement de l'amplitude et/ou de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

Les systèmes à antennes adaptatives s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements, ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles de brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée.

Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal, cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée, avec les systèmes des antennes adaptatives, il est possible de réaliser de plus grandes performances que celles obtenues en utilisant le système SBA (Switcher Beam Antennas).

III.1 Diagramme de rayonnement d'une antenne adaptative

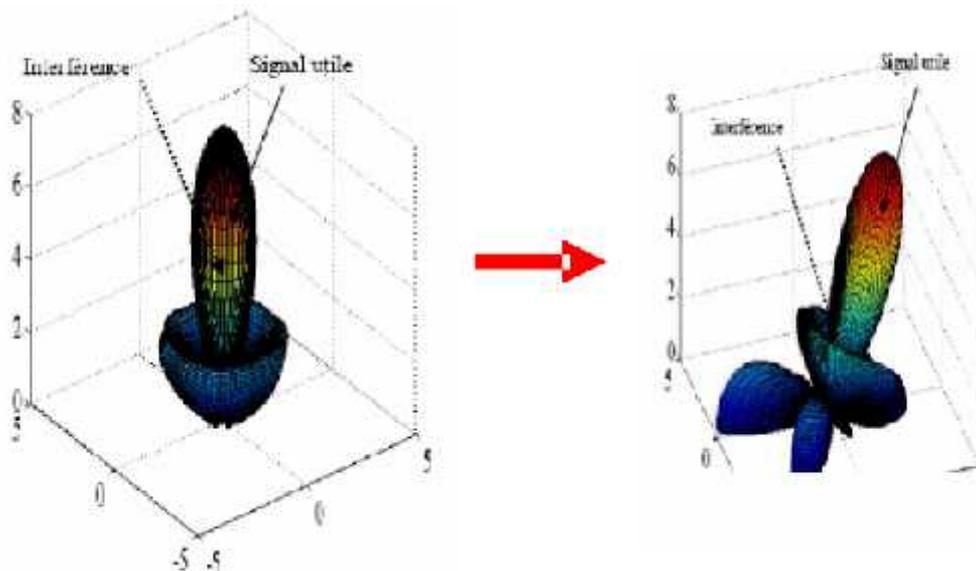


Fig. II.7. (a): Diagramme avant L'adaptation

Fig. II.7. (a): Diagramme après L'adaptation

En commutant les faisceaux d'une antenne multifaisceaux, il est aisé d'exclure les équipements brouilleurs ou brouillés qui ne se trouvent pas sur le faisceau principal. Théoriquement, une antenne à M composants peut supprimer $(M-1)$ brouilleurs en appliquant une pondération adéquate aux éléments, en pratique, cette capacité de suppression diminue en présence des composantes multi- trajets.

L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec la technique CDMA, avec une égalisation adaptative ou avec de la diversité de polarisation, dans ce contexte, l'utilisation de techniques de traitement d'antennes adaptatives vise à introduire un traitement complémentaire des signaux, dans le domaine spatial, en associant à chaque utilisateur, ou groupe d'utilisateurs, un faisceau radioélectrique focalisé sur une zone d'espace.

La formation du diagramme de rayonnement de l'antenne doit être adaptative pour prendre en compte la variabilité du canal de propagation, due pour l'essentiel aux déplacements des utilisateurs, ainsi en plus de la séparation usuelle des utilisateurs par la technique d'accès multiple, une séparation spatiale des utilisateurs est alors obtenue SDMA (ESPACE Division Multiple Access).

Le terme antenne adaptative est utilisé pour le réseau quand les pondérations en gain et en phase sur les différentes branches de réception sont modifiées avant d'être combinées pour ajuster le gain et la directivité du réseau d'une façon dynamique comme le montre le schéma suivant :

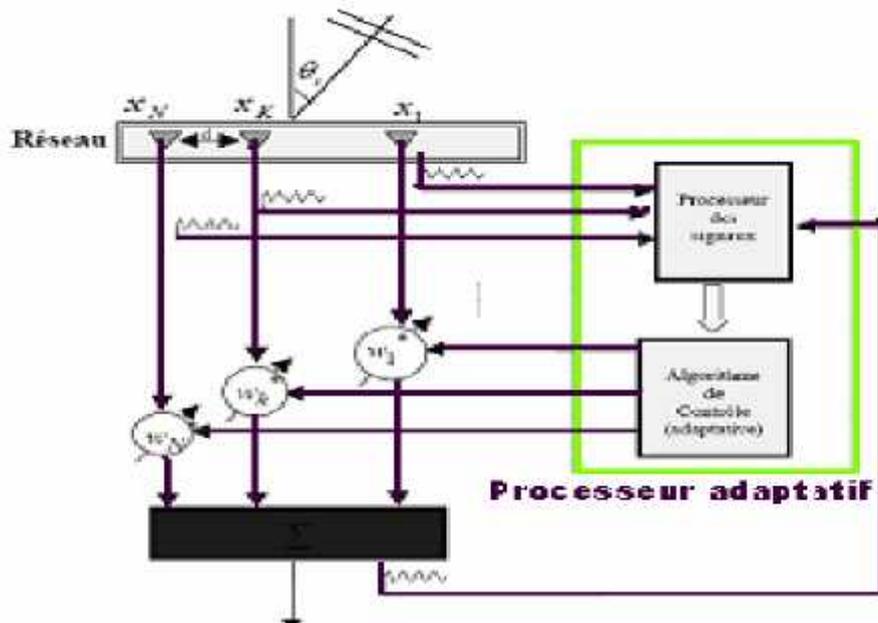


Figure. II.8: Schéma du type d'antenne adaptative.

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

III.2. Antenne numériquement (méthode algorithmique)

En réalisant la formation des faisceaux (beamforming) un faisceau mobile continu est établi, il est orienté vers la composante du signal généralisation du concept de lobe commuté à un nombre de directions de faisceaux infini.

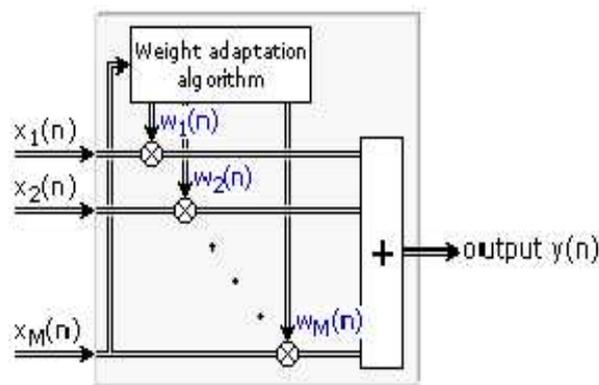


Figure.II.9 : Structure des antennes à traitement spatial.

Une approche plus sophistiquée est le filtre spatial ou le traitement spatial, les signaux reçus en premier lieu sont d'abord convertis en bande de base et échantillonnés, un procédé qui exige des chaînes de M récepteurs, les signaux de chaque récepteur sont multipliés avec les poids W complexes (coefficients du filtre adaptatif) et puis seront additionnés par:

$$y(n) = x(n)w(n)^T \quad (\text{II.2})$$

Où :

$x(n) = [x_1(n) \dots x_M(n)]$ $x_M(n)$ est le vecteur du signal capté par l'antenne M.

$w(n) = [w_1(n) \dots w_M(n)]$ $w_M(n)$ est le vecteur du poids (weight) de l'élément d'antenne M.

Le signal $y(n)$ de sortie résultant peut alors être traité comme n'importe quel signal d'une antenne normale, les performances des antennes à traitement spatial sont meilleures que ceux à faisceaux commutés.

III.3. Antenne adaptative à traitement temporel- spatial

Comme pour le cas, précédent, le beamforming se fait numériquement un lobe principal est produit vers la direction du composant de signal de plus forte puissance, et en plus des lobes sont produits dans les directions des composants multi trajets désirés, et des zéros dans les directions des interférences, cette technique maximise le signal à l'interférence et le rapport signal sur bruit (SNR).

La différence principale entre le système précédent et un système adaptatif est la complexité des algorithmes de beamforming dans le récepteur.

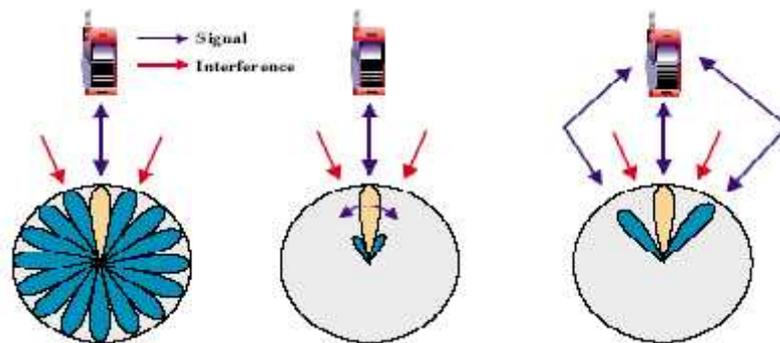


Figure II.10: Comparaison entre les 3 niveaux d'intelligence.

Le signal est introduit dans un égaliseur conventionnel, qui combine les composants de signal avec différents retards (traitement temporel) la combinaison de ces deux filtrages simultanés dans l'espace et dans le temps s'appelle traitement temporel spatial (Space-Time processing), le traitement spatial (section précédent) fonctionne mieux si chaque élément d'antenne fournit à un signal la même dispersion de temps. Si ce n'est pas le cas, chaque élément d'antenne devrait avoir un égaliseur séparé, si chaque égaliseur linéaire est de longueur L , toute la chaîne a alors M poids complexes spatiaux et L temporels, menant à une complexité de $M*L$ poids, la figure suivante montre le schéma fonctionnel du récepteur.

Au lieu de calculer les vecteurs des poids spatiaux et temporels d'une façon séquentielle, nous pouvons les calculer conjointement, produisant une matrice de poids de taille $M*L$.

Le récepteur est alors également connu en tant qu'un récepteur à égalisation temporelle spatiale, le signal de sortie est en suit introduit dans un dispositif de décision pour récupérer le signal désiré.

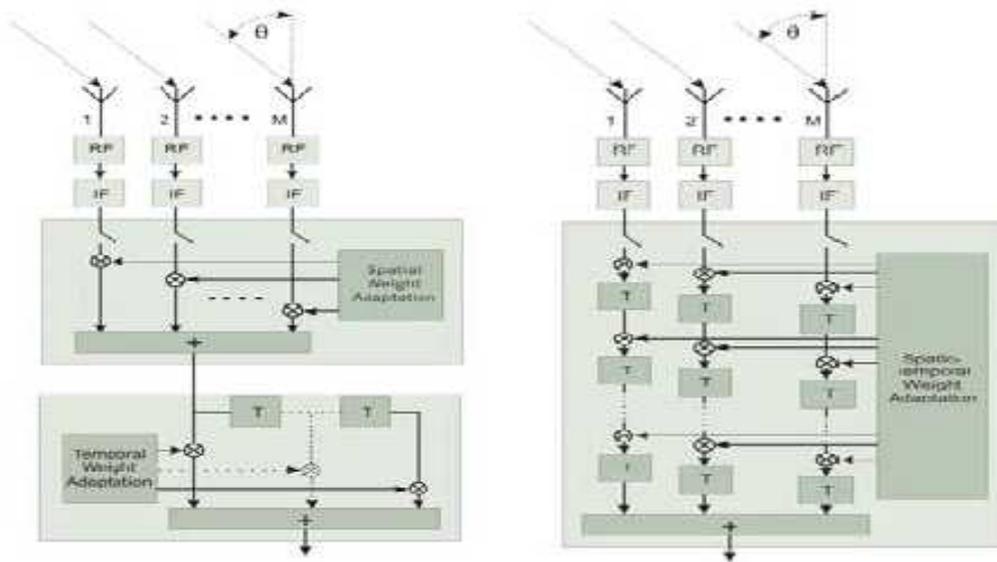


Figure.II.11: Les systèmes à traitement temporel spatial.

III.4. Le principe des antenne intelligentes

Une antenne intelligente se compose de plusieurs éléments, dont les signaux sont traités d'une façon intelligente afin d'exploiter la dimension spatiale, les antennes se composent d'une rangée des éléments d'antenne qui sont reliés entre eux par un réseau de combinaison, une rangée équidistante linéaire de M élément simple (LES), intelligentes orientée le long de l'axe des abscisses, avec un espacement d'élément de Δx est montrée sur le schéma 2 ci-dessous.

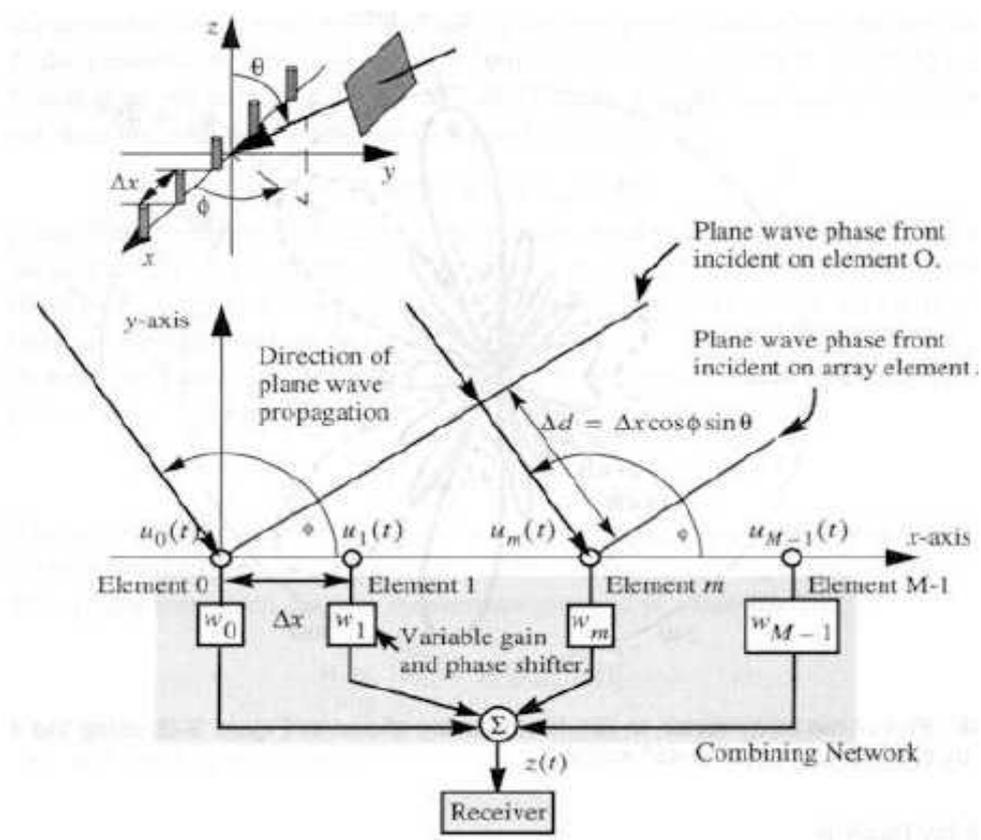


Figure.II.12: Antenne smart à géométrie linéaire.

IV. Eléments principaux de l'antenne intelligentes smart

Dans ce qui suit, on va expliquer le principe de base des antennes intelligentes, des schémas fonctionnels des systèmes d'émission réception à antenne intelligente seront présentés ainsi que les concepts fondamentaux.

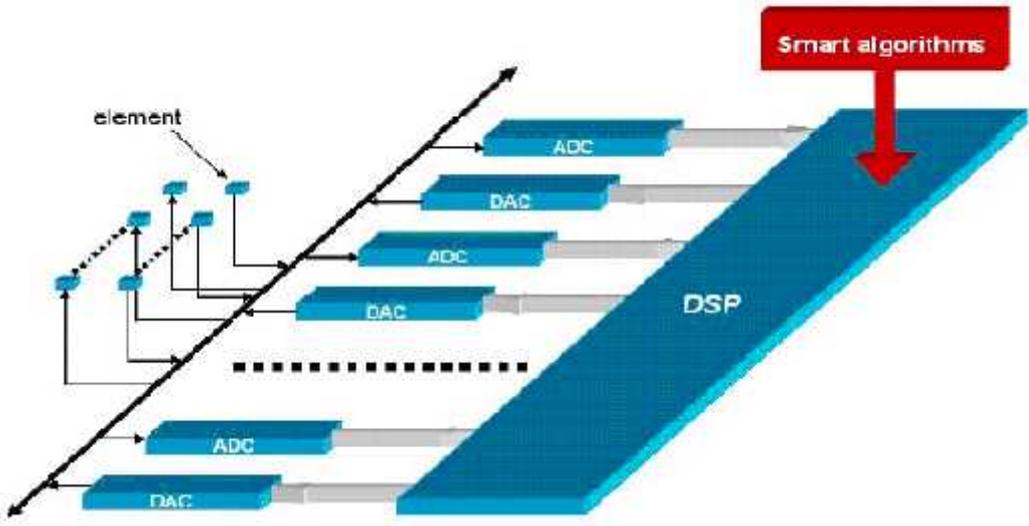


Figure II.1 3: Les éléments principaux de l'antenne intelligente (smart).

IV.1. Récepteur à antenne intelligente

La figure ci-dessous montre schématiquement les éléments de la partie réception à antenne intelligente, le réseau d'antenne contient M éléments, les M signaux sont combinés en un signal, qui est l'entrée du reste du récepteur (décodage de canal, etc.), comme la figure la montre, la partie réception à antenne smart se compose de quatre unités, en plus de l'antenne, elle contient :

Une unité radio, une unité de formation des faisceaux pour le traitement des signaux le réseau aura souvent un nombre relativement petit d'éléments afin d'éviter la complexité dans le traitement des signaux, on montre quatre exemples de différentes géométries de l'antenne figure (II.14).

Les deux premières structures sont utilisées pour le beamforming dans le plan horizontal seulement (l'angle azimut), ceci est normalement suffisant pour les environnements extérieurs, au moins en grandes cellules.

Le premier exemple figure (II.15.a) montre un réseau linéaire à une seule dimension avec un espacement d'éléments Δx uniforme, cette structure peut faire le beamforming dans l'angle d'azimut dans un secteur angulaire, c'est la structure la plus utilisée due à sa faible complexité (II.15.b).

Le deuxième exemple (b) montre un réseau circulaire avec espacement d'éléments angulaire de $\Delta = 2\pi/M$, cette structure peut obtenir un beamforming dans tous les angles d'azimut.

Les deux dernières structures sont utilisées pour un beamforming bidimensionnel, dans les deux angles d'azimut et d'élévation, ceci peut être souhaitable pour les environnements urbains interne ou denses, la vue de face du réseau linéaire bidimensionnelle avec l'espacement Δx horizontal et l'espacement vertical Δy des éléments est présentée dans la figure(II.15.c), le Beamforming dans l'espace entier, dans tous les angles, exige une certaine sorte de structure cubique ou sphérique.

Le quatrième exemple (d) montre une structure cubique avec des séparations d'élément $\Delta x, \Delta y$ et Δz figure(II.15.d).

L'unité radio se compose des chaînes de des convertisseurs analogique numérique il doit y avoir M convertisseurs, une pour chacun élément de réseau.

L'unité de traitement des signaux, basé sur le signal reçu, calcule les poids complexes w_1, w_2, \dots, w_m et le signal reçu de chacun des éléments sera multiplié par ces derniers.

Ces poids déterminent de diagramme le rayonnement d'antenne pour la liaison montante (uplink).

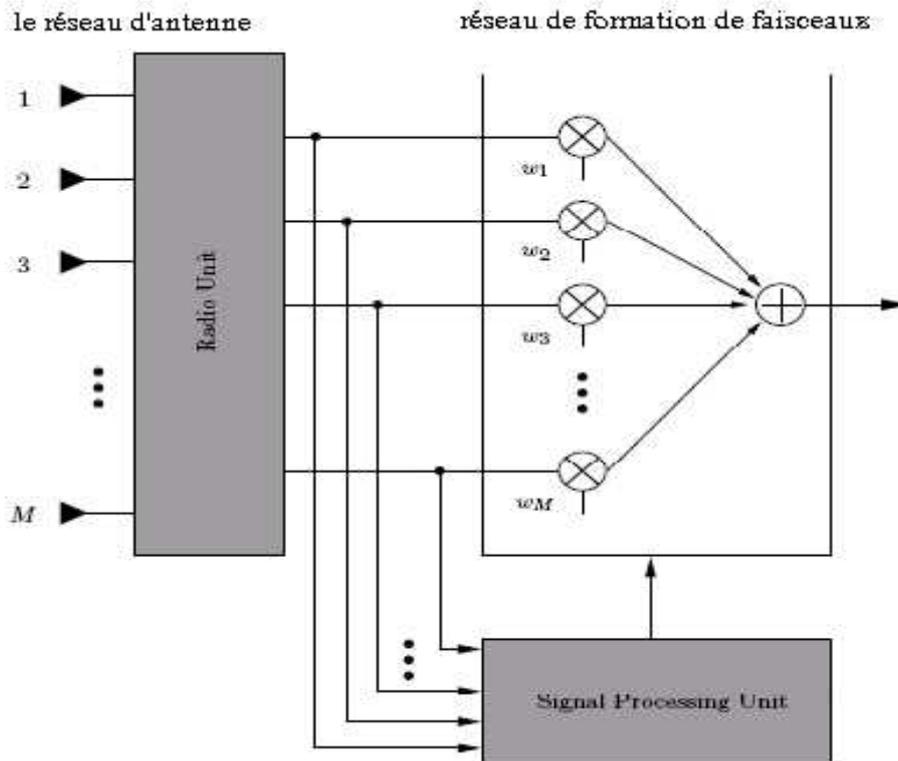


Figure II.14: Récepteur à antenne smart.

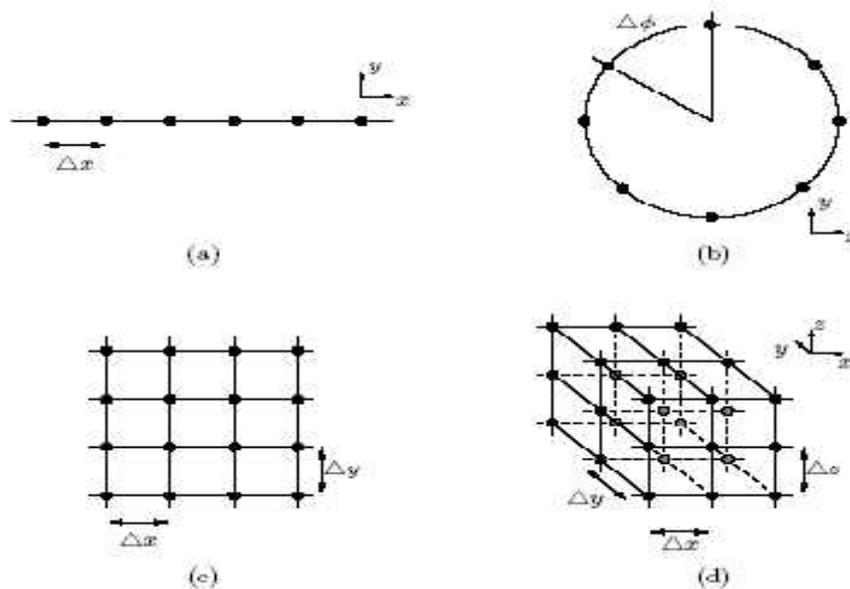


Figure II.15 : Différentes géométries d'antenne smart

Les poids peuvent être optimisés avec deux types de critères principaux :

Maximisations de signal reçu de l'utilisateur désiré (par exemple par commutation de faisceaux).

Maximisations de rapport signal sur bruit en séparant le signal et l'interférence (antenne adaptative).

Théoriquement, avec M éléments d'antenne il y a un signal désiré et $M-1$ sources d'interférence, mais en raison de la propagation par trajets multiples ce nombre sera normalement inférieur.

La méthode pour calculer les poids différera selon le type de critère d'optimisation.

Dans le système à commutation de faisceaux (SB), le récepteur examinera tous les vecteurs prédéfinis de poids (correspondants aux faisceaux réglés) et choisira celui donnant le niveau de signal reçu le plus fort.

Dans le système PA, il va diriger un faisceau de gain maximum vers le signal de plus fort puissance, la direction de l'arrivée des signaux (DOA) est d'abord estimée et ensuite les poids seront calculés.

Si la maximisation du S/B doit être pris comme critère, le vecteur optimum de poids (de dimension M) W_{opt} peut être calculé en utilisant un certain nombre d'algorithmes.

IV.2. Emetteur a antenne smart

La partie émission de l'antenne intelligente est schématiquement très semblable à la partie de réception, l'illustration est montrée dans la figure (II.16) suivante, le signal est coupé en M tranches, qui seront pesées ou pondérées par les poids $W_1 \dots W_M$ dans l'unité de formation des faisceaux.

Les poids, déterminant le diagramme de rayonnement dans la direction descendante (downlink), sont calculés avant par l'unité de traitement des signaux, l'unité radio est constituée par: des convertisseurs D/A. Pratiquement, quelques composants, tels que les antennes et la partie DSP soient identiques à ceux de la réception.

La différence principale entre l'uplink et le downlink est qu'aucune connaissance de la réponse de canal spatial n'est disponible sur le downlink.

Dans un système duplex de division de temps (TDD) la station mobile et la station de base utilisent la même fréquence porteuse mais seulement séparée dans le temps, dans ce cas, les poids calculés à l'uplink sont optimaux pour le downlink si le canal ne change pas pendant la période séparant l'émission et la réception, or le système duplex à division de fréquence (FDD), l'uplink et le downlink ont des fréquences différents, dans ce cas, les poids optimaux généralement ne peuvent pas être les mêmes en raison de la dépendance de la réponse de canal de la fréquence.

La stratégie utilisée par la station de base est d'estimer le DOA de la direction (ou des directions) à partir de laquelle la partie principale de signal de l'utilisateur est reçue, cette direction est utilisée pour le downlink en choisissant les poids $W_1 \dots W_M$ de sorte que le diagramme de rayonnement ait un lobe ou des lobes orientés vers l'utilisateur désiré.

En outre, il est possible de placer des zéros dans la direction d'autres utilisateurs de sorte que l'interférence par ces utilisateurs soit réduite au minimum.

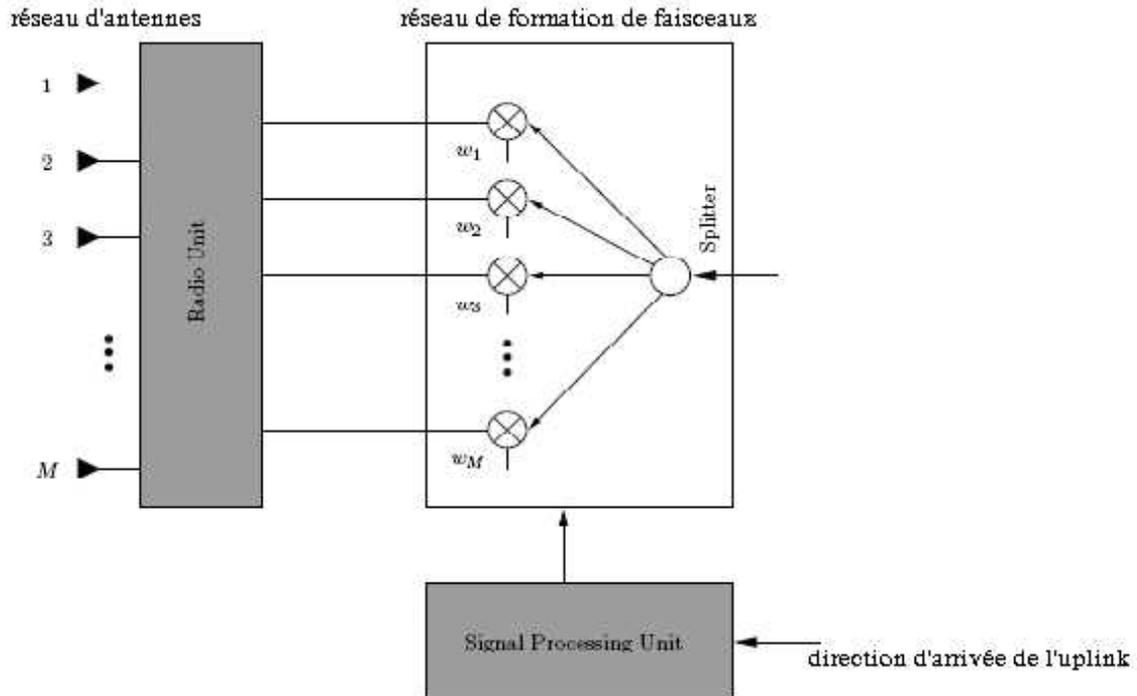


Figure II.16 : Emetteur à antenne smart

Il faut noter que dans la discussion au-dessus on a supposé que les interférences observées par les stations de base sont les stations mobiles et les interférences observées par les stations mobiles sont les stations de base.

Ceci signifie que quand la station de base en émission place des zéros dans la direction vers d'autres stations mobiles, ceci réduira l'interférence par ces derniers mobiles, si cependant les interférences observées par des mobiles sont d'autres mobiles, la possibilité de la réduction d'interférence au mobile est limité.

IV.3.Principes fondamentaux

Dans un réseau d'antennes, les capteurs sont séparés dans l'espace dont les sorties sont introduites dans un réseau de pondération ou un réseau de formation des faisceaux.

La rangée d'antennes peut être mise en application en transmission comme en réception beaucoup d'hypothèses sont faites en analysant une rangée d'antennes :

Tous les signaux incidents sur la rangée d'antenne de réception se composent de nombre fini des ondes planes.

Les ondes planes résultent à causes des composants par trajets multiples.

Les capteurs sont placés étroitement de sorte que les amplitudes des signaux reçus à deux éléments quelconques de la rangée d'antenne ne diffèrent pas de manière significative.

On suppose que chaque capteur à le même diagramme de rayonnement et la même orientation.

On suppose que l'accouplement mutuel entre les éléments d'antenne est négligeable.

Une rangée d'antenne avec ses coordonnées est illustrée dans figure (II.17) :

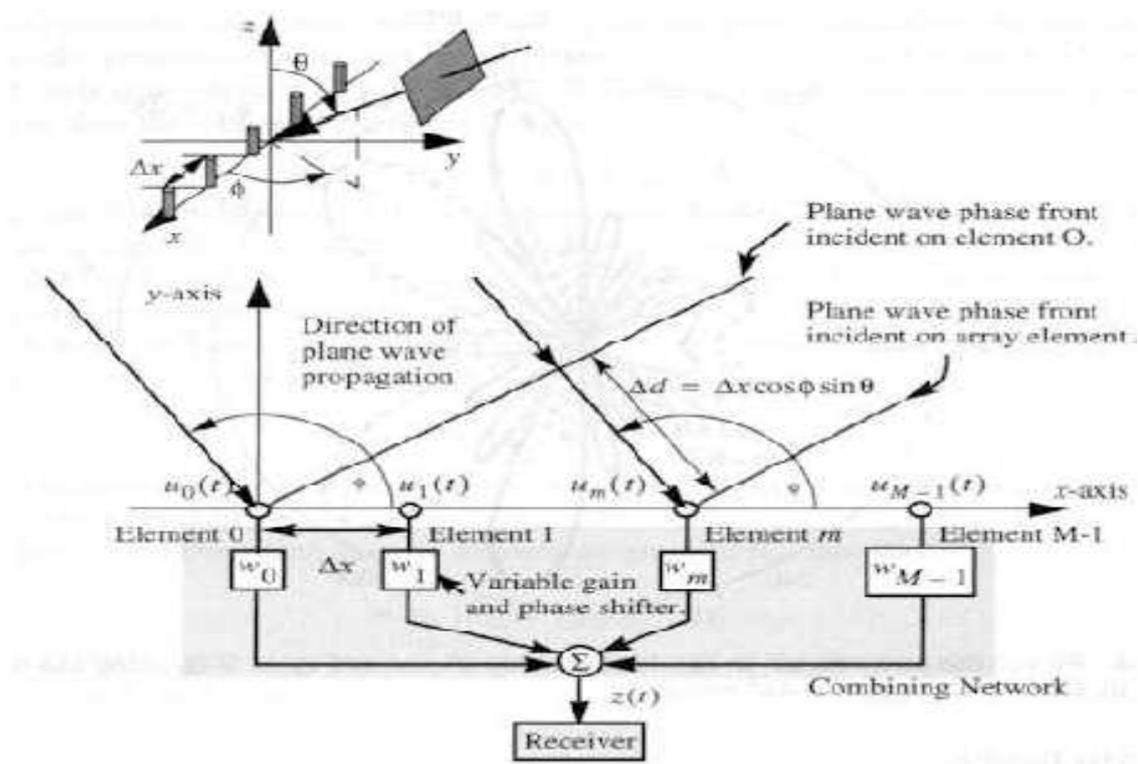


Figure II.17: La géométrie linéaire.

IV.4. Modèle théorique d'une rangée d'antenne

Une rangée d'antenne peut être arrangée par n'importe quelle mode arbitraire, mais les géométries les plus préférées sont les géométries linéaires et circulaires, la géométrie linéaire est plus simple pour mettre en application que la géométrie circulaire, mais l'inconvénient est la symétrie (ambiguïté) de diagramme du rayonnement, qui n'est pas le cas dans la rangée circulaire.

La rangée linéaire avec les capteurs uniformément espacés est la structure la plus généralement utilisée.

La rangée comme montrée dans figure (II.17) a un élément de référence à l'origine et les coordonnées de l'élément d'antenne m sont (x_m, y_m, z_m) , le signal pendant qu'il passe à travers la rangée subit un déphasage, le déphasage entre le signal reçu à l'élément de référence et le signal reçu à l'élément m est donné par :

$$\Delta X_m = X_m(t) - X_1(t) = -Sx_m \cos W \sin \theta - Sy_m \sin W \sin \theta - Sz_m \cos \theta \quad (I.3)$$

Où le $k = 2\pi / \lambda$ est la constante de propagation dans l'espace libre.

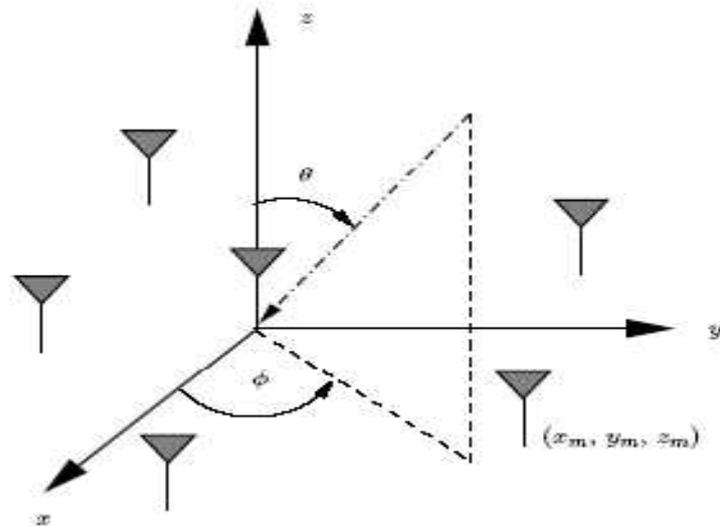


Figure II.18: Réseau d'antenne.

Cette hypothèse nous permet de supposer que la seule différence entre les signaux présentés des différents éléments de la rangée est le déphasage induit par la distance supplémentaire entre les antennes.

On suppose ensuite que les signaux arrivent le long de l'horizon ou avec $\theta = 90^\circ$, par conséquent, nous décrirons la direction d'arrivée (DOA) de chaque onde plane seulement par l'angle d'azimut.

Il peut être vu que la variation de z_m n'affecte pas la différence de phase entre l'élément de référence et l'élément m , et par conséquent, nous pouvons considérer seulement x et y .

Considérons un signal émis à bande étroite, d'enveloppe complexe :

$$u_m(t) = A_m(t) e^{j\phi_m(t)} \quad (II.4)$$

Où

$A_m(t)$ est l'amplitude

$\phi_m(t)$ est la phase du signal.

Le vecteur contenant ces signaux s'appelle le facteur d'illumination.

$$u(t) = [u_1(t) \dots u_2(t) \dots \dots u_M(t)] \quad (\text{II.5})$$

Une quantité complexe $a_m(\omega)$ est définie comme le rapport entre le signal reçu à l'élément d'antenne m et le signal reçu à l'élément de référence quand une onde plane est incidente rangée et est donné par:

$$a_m(\omega) = e^{-jS(x_m \cos \omega + y_m \sin \omega)} \quad (\text{II.6})$$

Si une onde plane simple est incidente sur la rangée d'antenne, donc:

$$u_m(t) = u_1(t)a_m(\omega) \quad (\text{II.7})$$

La réponse d'une rangée d'antenne à une onde plane simple de déplacement venant sous un angle ω est définie par le vecteur de direction:

$$a(\omega) = \begin{bmatrix} 1 \\ a_2(\omega) \\ \dots \\ a_M(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jS(x_2 \cos \omega + y_2 \sin \omega)} \\ \dots \\ e^{-jS(x_M \cos \omega + y_M \sin \omega)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Pour le beamforming adaptatif à bande étroite, chaque sortie d'élément de rangée est multiplié par le poids complexe w_m^* modifiant la relation de phase et d'amplitude entre les branches, et additionné pour donner :

$$v(t) = u_1(t) \sum_{m=1}^M w_m^* e^{-jS(x_m \cos \omega + y_m \sin \omega)} \quad (\text{II.9})$$

$$v(t) = \begin{bmatrix} w_1^* & w_2^* & \dots & w_M^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jS(x_2 \cos \omega + y_2 \sin \omega)} \\ \dots \\ e^{-jS(x_M \cos \omega + y_M \sin \omega)} \end{bmatrix} u_1(t) \quad (\text{II.10})$$

De forme la :

$$v(t) = w^H u(t). \quad (\text{II.11})$$

La réponse de la rangée avec le réseau pondérant (ou pesant) est appelé le facteur de rangée et il est défini par :

$$AF(\omega) = \frac{v(\omega)}{\max[v(\omega)]} \quad (\text{II.12})$$

$$AF(W) = w^H a(W) \quad (\text{II.13})$$

Le réseau pesant dans une rangée d'antenne peut être fixe ou changé, dans la rangée adaptative, les poids sont adaptés en réduisant au minimum certain critère pour maximiser le rapport signal/interférence et le rapport signal sur bruit au désirés a sortie de la rangée.

Par conséquent, le réseau pesant est très semblable à un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR), où les échantillons de temps sont remplacés par les échantillons spatiaux, le réseau pesant s'appelle donc le filtre spatial.

V. Facteur de rangée

Pour un réseau à M éléments, le facteur de rangée est donné par :

$$AF(\theta, W) = \sum_{m=1}^M I_m e^{j(\theta r_m + u_m)} \quad (\text{II.14})$$

Où : I_m est l'amplitude et u_m est la phase du poids de l'élément m.

La fonction caractéristique (ou le facteur de rangée) normalisée est :

$$f(\theta, W) = \frac{AF(\theta, W)}{\max \left\{ |AF(\theta, W)| \right\}} \quad (\text{II.15})$$

C'est une fonction identique à la fonction du diagramme de rayonnement de la rangée si la rangée est composée d'antennes isotropes idéales.

V.I. Diagramme de rayonnement

Si chaque élément a un diagramme de rayonnement qui est différent des autres éléments, la fonction du diagramme de rayonnement normalisée est:

$$F(\theta, W) = \frac{\sum_{m=1}^M I_m g_m(\theta, W) e^{j(\theta r_m + u_m)}}{\max \left\{ \left| \sum_{m=1}^M I_m g_m(\theta, W) e^{j(\theta r_m + u_m)} \right| \right\}} \quad (\text{II.16})$$

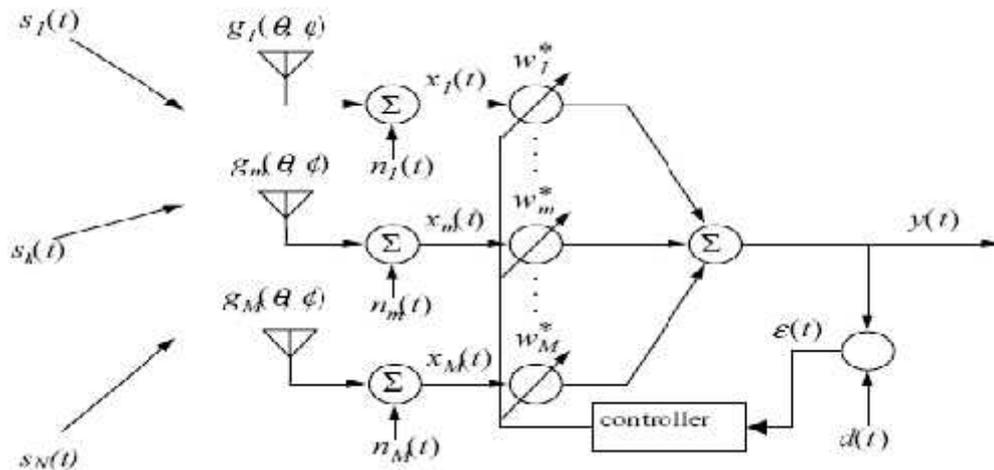


Figure II.19 : Structure d'antenne smart

L'expression suivante exprime un modèle de diagramme de rayonnement d'une antenne intelligente (phased array) en utilisant des éléments identiques caractérisés par $g(\theta)$.

$$f_g(\theta) = \frac{\sin\left\langle M \cdot \frac{f}{2} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right\rangle}{M \cdot \sin\left\langle \frac{f}{2} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right\rangle} \quad (\text{II.17})$$

F_g est la fonction caractéristique globale du diagramme de rayonnement

V.II. La géométrie de rangée et espacement d'éléments

L'espacement entre les éléments de l'antenne est un facteur important dans la conception de la rangée d'antenne.

Si les éléments sont distants plus que $\lambda/2$, alors les lobes discordants apparaissent ce qui dégrade les performances de rangée.

L'accouplement mutuel est un problème qui limite l'espacement d'inter éléments d'une rangée, si les éléments sont espacés étroitement (en général moins de $\lambda/2$), l'effet d'accouplement sera plus grand et tenu généralement à diminuer avec l'augmentation de l'espacement.

Par conséquent, les éléments doivent être assez loin pour éviter l'accouplement mutuel et l'espacement doit être plus petits que $\lambda/2$ pour éviter les lobes discordants, en pratique un espacement de $\lambda/2$ est préféré.

V.III. Application

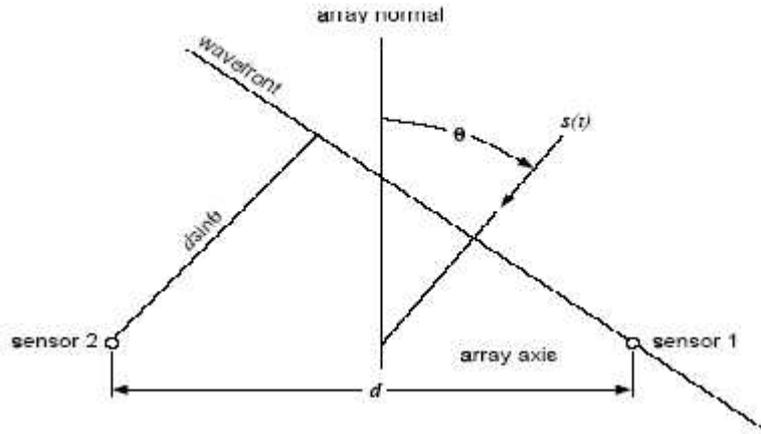


Figure II.20 : Exemple

Pour illustrer le principe des antennes intelligentes nous Supposons qu'un signal $s(t)$ est produit par une radio mobile est placé dans la zone lointaine de l'antenne intelligente, l'onde électromagnétique arrivant à la rangée des capteurs est approximativement plane, si la direction θ est différente de zéro, donc il y'a un retard entre l'arrivée d'onde à l'élément 1 et à l'élément 2 de valeur τ :

$$\tau = \frac{d \sin \theta}{v} \quad (\text{II.18})$$

d est l'espacement entre les éléments et v est la vitesse de l'onde plane.

Si $s(t)$ est le signal à bande étroite à fréquence porteuse f_0 alors le délai τ correspond au déphasage :

$$w = \frac{2\pi f_0 d}{\lambda_0} \sin \theta \quad (\text{II.19})$$

Où λ_0 est la longueur d'onde correspond à la fréquence porteuse f_0 :

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} \quad (\text{II.20})$$

Si un deuxième signal $n(t)$ d'interférence avec la même fréquence porteuse, les directions de $s(t)$ et $n(t)$ sont 0 radians et θ respectivement, la tâche de l'antenne intelligente est d'annuler les signaux interférents hors du signal tels que le signal de sortie devient $s(t)$.

Dans cette application, le réseau patternforming est réduit au deux poids complexes:

$$\check{S}_1 = \check{S}_{1,1} + j\check{S}_{1,2}$$

Et

$$\check{S}_2 = \check{S}_{2,1} + j\check{S}_{2,2}$$

Donc le signal de sortie dû au signal désiré est :

$$s(t) \left\{ [w_{1,1} + w_{2,1}] + j[w_{2,1} + w_{2,2}] \right\} \quad (\text{II.21})$$

Avec un espacement $d = \lambda_0 / 2$, le signal de sortie de l'antenne smart dû au signal interférant est :

$$n(t) \exp(jf/4) [w_{1,1} + jw_{1,2}] + n(t) \exp(-jf/4) [w_{2,1} + w_{2,2}] \quad (\text{II.22})$$

Donc pour qu'à la sortie on trouve le signal désiré il faut que:

$$w_{1,1} + w_{2,1} = 1$$

$$w_{1,2} + w_{2,2} = 0$$

$$w_{1,1} - w_{1,2} + w_{2,1} + w_{2,2} = 0$$

$$w_{1,1} + w_{1,2} - w_{2,1} + w_{2,2} = 0$$

En résolvant ces équations, les solutions sont :

$$w_{1,1} = \frac{1}{2}$$

$$w_{1,2} = \frac{1}{2}$$

$$w_{2,1} = \frac{1}{2}$$

$$w_{2,2} = -\frac{1}{2}$$

La fonction du diagramme de rayonnement normalisé, en décibel, pour N éléments, est donnée par :

$$G(\theta) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\left| \sum_{k=0}^{N-1} w_k \exp\left(\frac{j2fk d \sin(\theta)}{\lambda_0} \right) \right|^2}{W^H W} \right\} \quad (\text{II.23})$$

Le diagramme de rayonnement sur la figure suivant a une valeur nulle pour à un azimut de $f/4$ radians, qui la direction de l'interférence en plus il n'y a aucune atténuation de signal à 0 radians, est la direction du signal désiré par conséquent il peut être dit que l'antenne intelligente qui capable de séparer le signal $s(t)$ désiré et le signal d'interférence $n(t)$.

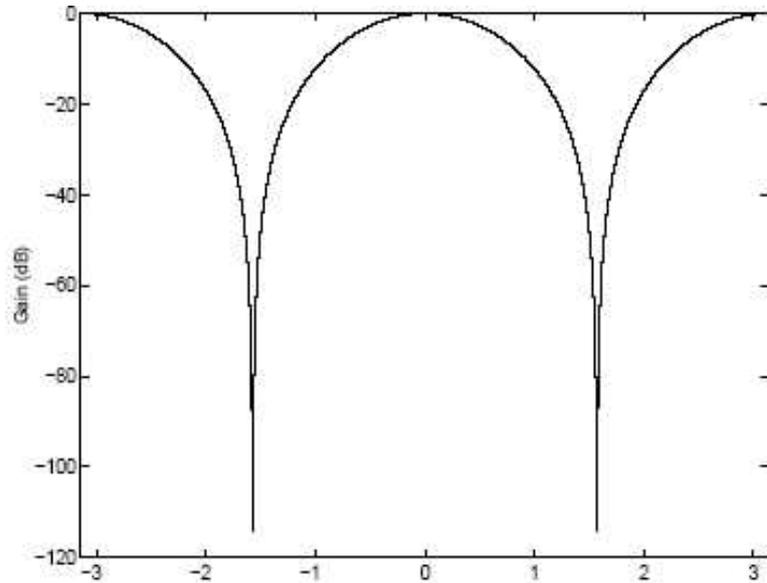


Figure II.21: Le gain de rayonnement dans le cas d'une antenne intelligente

La figure ci-dessous nous montre le gain de rayonnement dans le cas d'une antenne intelligente, l'antenne intelligente détecte trois signaux désirés, ces dernières sont caractérisés par un gain nul.

Chapitre III: traitement des antennes intelligentes

La séparation des sources est un problème relativement récent en traitement du signal, qui a été formulé pour la première fois en 84 par Héault et Ans.

Actuellement, un problème très général qui se manifeste dans plusieurs domaines et dans plusieurs applications, on rencontre ce problème dans de nombreuses situations en radiocommunication, par exemple dans les systèmes radio mobiles, en acoustique, en sismique.

Le problème de la séparation de sources consiste à concevoir des méthodes capables de retrouver les N_s sources inconnues observées à travers de N_c mélanges inconnus des N_s sources, ces N_c mélanges sont obtenus par un réseau de N_c capteurs.

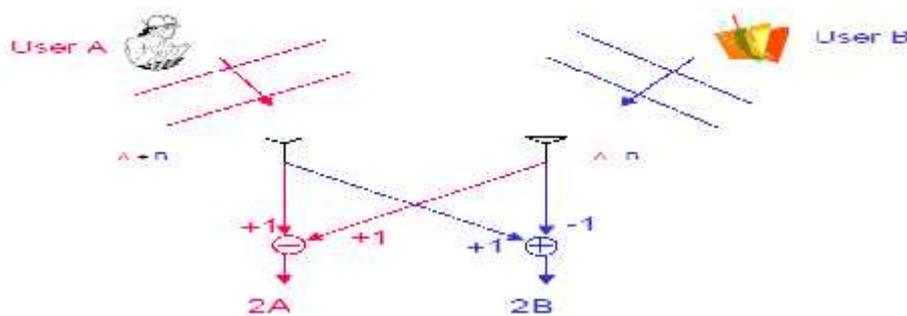


Figure III.1 : Principe de sources.

I. Séparation de sources

I.1. Modélisation du problème

Les N_s sources sont notées $S_i(t)$, avec $1 \leq i \leq N_s$ et elles sont regroupées en un vecteur $S(t)$, soit $Y(t)$ le vecteur d'observation dont les composantes sont $y_i(t)$, $1 \leq i \leq N_c$ compte tenu de la transmission des signaux dans le canal et des caractéristiques des capteurs, chaque observation $y_i(t)$ est une fonction inconnue des sources :

$$Y(t) = H[S(t), \dots, S(t-M)] \quad (\text{III.1})$$

Où H est une fonction inconnue qui dépend uniquement du canal et des capteurs, M est l'ordre du canal, la structure générale de ce modèle est présentée dans la figure (III.2).

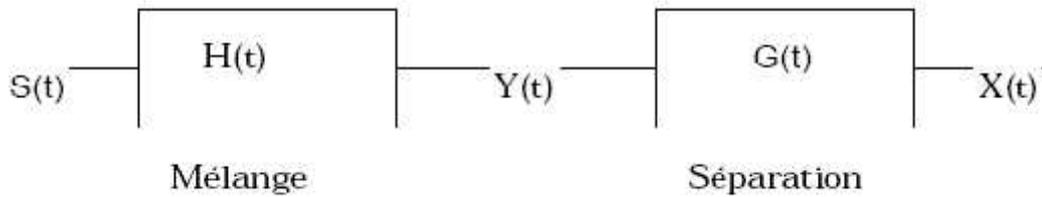


Figure III.2 : Structure générale.

La séparation consiste à estimer un système G, telle que les composantes de G [H(S)] Soit les sources inconnues, la séparation est dite aveugle si on est capable de séparer les sources sans aucune hypothèse.

Pratiquement, on ne sait pas encore résoudre le problème relatif au modèle sans connaissances a priori sur le canal c'est-à-dire sur H, on choisi alors un modèle de mélange moins général, le plus souvent linéaire.

I.2. Modèle de mélanges linéaires

Dans le cas le plus général, la fonction H est une fonction vectorielle non linéaire qui dépend aussi des instants passés de S(t), ce problème de mélanges non linéaires a été jusqu'ici peu abordé, à part l'étude de Krob sur des modèles linéaires quadratiques, et les travaux récents de Pajunen et al, Taleb et Jutten .

Si l'on suppose que le canal est un filtre linéaire et les capteurs aussi sont des filtres linéaires, on a alors :

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^{N_s} h_{ji}(t) * s_i(t), \quad 1 \leq j \leq N_c \quad (\text{III.2})$$

Un tel mélange est dit convolutif et il est un caractéristique d'un canal avec mémoire.

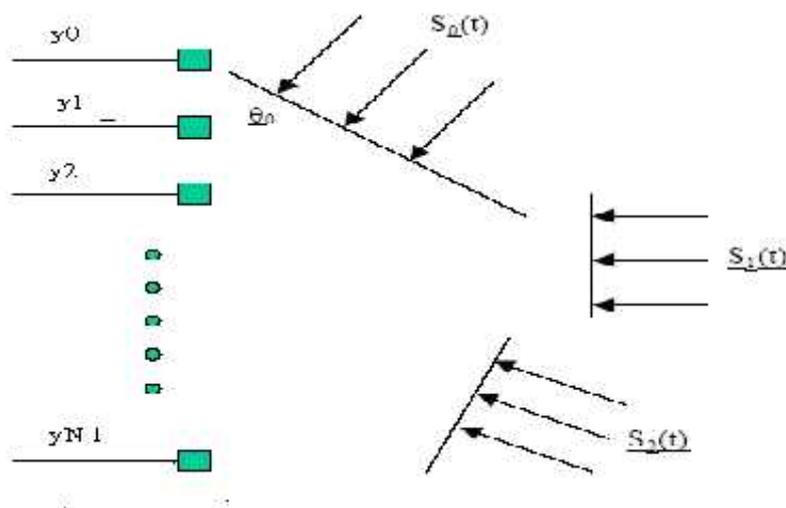


Figure III.3 : Mélange linéaire.

II. Filtrage adaptatif

Les filtres tels que nous les avons vus jusqu'à présent sont en général utilisés dans des applications où on connaît la bande de fréquence utile ainsi que la fréquence principale, ces filtres servent à améliorer le rapport signal sur bruit sous l'hypothèse où la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal, dans ce cas un filtre passe-bande centré sur la fréquence principale du signal permettra d'extraire le signal.

Les filtres de Wiener développés à partir de concepts temporels et non fréquentiels sont conçus pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre leur sortie et une sortie désirée, ils sont dits optimums au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne et nous verrons que dans ce cas les coefficients du filtres sont liés à la fonction d'auto corrélation du signal d'entrée et à l'inter corrélation entre les signaux d'entrée et de sortie désirée.

Quand les fonctions d'auto corrélation et d'inter corrélation ne sont pas connues (cas le plus courant), alors on va approcher le filtre optimal de Wiener en utilisant une boucle de retour et un algorithme de minimisation ; c'est ce que l'on appelle le filtrage adaptatif dans ce cas, on remplacera la connaissance des fonctions de corrélation par une phase d'apprentissage permettant de modifier itérativement la réponse impulsionnelle du filtre.

II.1. Filter de Wiener

Dans de nombreuses applications, les signaux temporels sont entachés d'une interférence ou d'un bruit non désirés, il faut alors trouver une solution permettant de supprimer ou tout au moins réduire ces composantes perturbatrices, dans le cas où le spectre du signal désiré et celui du signal perturbateur se superposent, il n'est pas possible de recourir au filtrage classique, le filtre de Wiener apporte une solution à ce problème lorsque le processus est stationnaire.

II.2. Définition du problème

On considère ici le schéma de la figure (III.4), illustre le filtrage de Wiener dans lequel on trouve :

Le signal d'excitation $x(n)$ connu ou mesuré ;

Le signal de sortie du processus $y_p(n)$ inatteignable ;

Le signal de sortie mesuré $y(n)$ entaché d'un bruit $e(n)$ inconnu ;

le signal modélisé $y_w(n)$ à l'aide des paramètres w_k ;

le signal d'écart $e(n)$ entre le modèle $y_w(n)$ et la mesure $y(n)$.

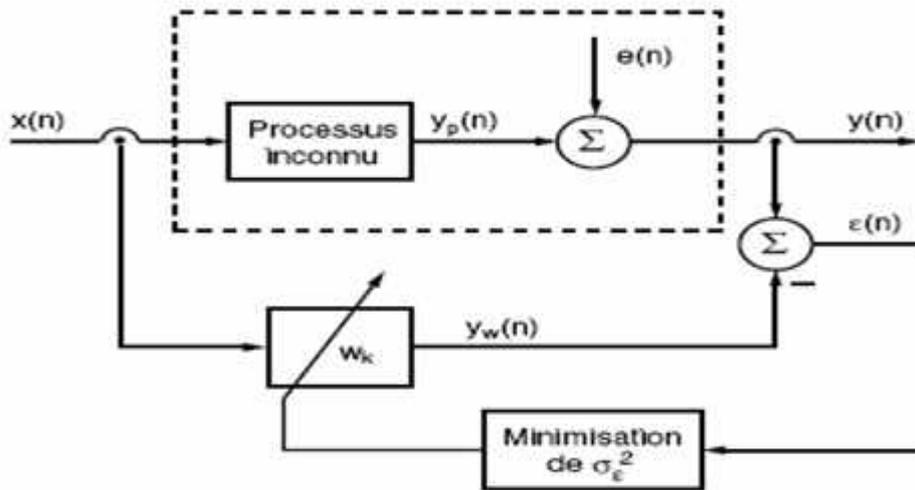


Figure III.4 : Filtrage de Wiener.

On admet que le signal mesuré $y(n)$, causé par l'excitation $x(n)$, peut être modélisé à l'aide d'un modèle MA (Moving Average = moyenne glissante) d'ordre p représentant un processus stationnaire inconnu :

$$y_p(n) = \sum w_k x(n-k) \quad (\text{III.3})$$

Le but poursuivi est de trouver les coefficients W_k du modèle MA à partir de la mesure des signaux d'entrée $x(n)$ et de sortie $y(n)$.

La recherche d'une solution consiste à rendre $y_w(n)$ aussi proche que possible du signal $y_p(n)$ en minimisant l'erreur Quadratique moyenne par ajustage des coefficients W_k , il est important de signaler si la solution exacte est trouvée, le signal d'erreur $\epsilon(n)$ n'est pas nul, mais égal au bruit de la mesure $e(n)$, afin dans ce qui suit, on traite cas particulier où le processus est décrit par 3 paramètres (l'extension à une dimension plus grande se fait sans difficulté)

$$w = \begin{pmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Dans ce cas, l'estimateur $y_w(n)$ du signal $y_p(n)$ vaut :

$$y_w(n) = w_0 x(n) + w_1 x(n-1) + w_2 x(n-2) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{III.5})$$

II.3. Résolution au sens des moindres carrés

Le problème ainsi posé est proche de celui de la régression linéaire que l'on a étudié pour les systèmes statiques (ou sans mémoire), dans le cas des systèmes dynamiques, les signaux évoluent temporellement, l'erreur est alors une fonction du temps que l'on cherche à réduire en minimisant sa valeur quadratique moyenne, cela se fait en variant les coefficients inconnus w_k , on pose donc :

$$v(n) = y(n) - y_w(n) \quad (\text{III.6})$$

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - y_w(n))^2 \quad (\text{III.7})$$

Tenant compte de l'équation (III.5), il vient:

$$J(w_0, w_1, w_2) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2))^2 \quad (\text{III.8})$$

Les dérivées partielles de $J(w_0, w_1, w_2)$ par rapport à chacun des coefficients inconnus w_k et tenant compte de la définition de la fonction de corrélation:

On obtient lorsque $J(w_0, w_1, w_2)$ est minimum

$$\frac{\partial J}{\partial w_0} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2))(-x(n))$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2))x(n) \\ &= -2(r_{xy}(0) - w_0 r_{xx}(0) - w_1 r_{xx}(-1) - w_2 r_{xx}(-2)) = 0 \end{aligned}$$

$$\frac{\partial J}{\partial w_2} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2))(-x(n-2))$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n-2)y(n) - w_0 x(n-2)x(n) - w_1 x(n-2)x(n-1) - w_2 x(n-2)x(n-2)) \\ &= -2(r_{xy}(+2) - w_0 r_{xx}(+2) - w_1 r_{xx}(+1) - w_2 r_{xx}(0)) = 0 \end{aligned}$$

Comme l'erreur quadratique obtenue est minimum lorsque ces dérivées sont nulles, on obtient un ensemble de 3 équations à 3 inconnues qui s'écrivent plus simplement:

$$\begin{aligned} w_0 r_{xx}(0) + w_1 r_{xx}(-1) + w_2 r_{xx}(-2) &= r_{xy}(0) \\ w_0 r_{xx}(+1) + w_1 r_{xx}(0) + w_2 r_{xx}(-1) &= r_{xy}(+1) \\ w_0 r_{xx}(+2) + w_1 r_{xx}(+1) + w_2 r_{xx}(0) &= r_{xy}(+2) \end{aligned}$$

De manière équivalente ce système d'équations s'écrit sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & r_{xx}(2) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & r_{xx}(1) \\ r_{xx}(2) & r_{xx}(1) & r_{xx}(0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{xy}(0) \\ r_{xy}(1) \\ r_{xy}(2) \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Dans laquelle on a tenu compte du fait que la fonction d'auto corrélation est paire, on note alors que la matrice d'auto corrélation est symétrique, en représentant la matrice d'auto corrélation par le symbole R_{xx} , le vecteur des paramètres par W et le vecteur d'inter corrélation par r_{xy} , ce résultat s'écrit plus succinctement sous la forme :

$$R_{xx} W = r_{xy} \quad (\text{III.10})$$

Dont la solution est:

$$W = R_{xx}^{-1} r_{xy} \quad (\text{III.11})$$

Cette équation porte le nom d'équation normale ou de Wiener-Hopf.

II.4. Description matricielle

Pour une représentation matricielle on définit, les vecteurs colonnes suivants :

$$w = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{p-1} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} x(n) \\ w(n-1) \\ \vdots \\ w(n-p+1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

–Le signal estimé $y_w(n)$:

$$y_w(n) = \sum_{i=0}^{p-1} w_i x(n-i) = W^T X(n) = X(n)^T W \quad (\text{III.13})$$

□ L'erreur destination $v(n)$:

$$v(n) = y(n) - y_w(n) = y(n) - X(n)^T W \quad (\text{III.14})$$

$$v^2(n) = y^2(n) - 2y(n)X(n)^T W + W^T X(n)^T W \quad (\text{III.15})$$

– L'erreur quadratique moyenne $J(W)$:

$$\begin{aligned} J(W) &= E\{v^2(n)\} = E\{(y(n) - X(n)^T W)^2\} \\ &= E\{y^2(n)\} - 2E\{y(n)X(n)^T W\} + E\{W^T X(n)X(n)^T W\} \end{aligned}$$

D'où:

$$J(W) = r_{yy}(0) - 2r_{xy}^T + W^T R_{xx} W \quad (\text{III.16})$$

– Le gradient de $J(W)$ par rapport au vecteur W des coefficients W_k :

$$\frac{dJ}{dW} = -2r_{xy} + 2R_{xx} W \quad (\text{III.17})$$

– Le gradient de $J(W)$ par rapport au vecteur W des coefficients W_k :

$$\frac{dJ}{dW} = -2r_{xy} + 2R_{xx} W \quad (\text{III.18})$$

– Le vecteur des paramètres optimaux qui annule le gradient:

$$W = R_{xx}^{-1} r_{xy} \quad (\text{III.19})$$

II.5.Applications du filtrante de Wiener

Les applications du filtrage de Wiener diffèrent par la manière dont on extrait la réponse désirée, dans ce contexte, on peut distinguer quatre classes fondamentales utilisant le filtrage de Wiener :

L'identification de processus ; dans ce cas, on souhaite trouver la réponse impulsionnelle $w(n)$ représentant au mieux le processus inconnu.

La modélisation inverse avec laquelle on tente de reconstruire un signal.

La prédiction linéaire qui, sur la base des échantillons précédents, permet d'estimer une valeur future.

La suppression d'un signal perturbateur.

II.6. Suppression d'une perturbation

Comme illustration du filtrage de Wiener, imaginons la mesure de l'activité cardiaque d'un fœtus

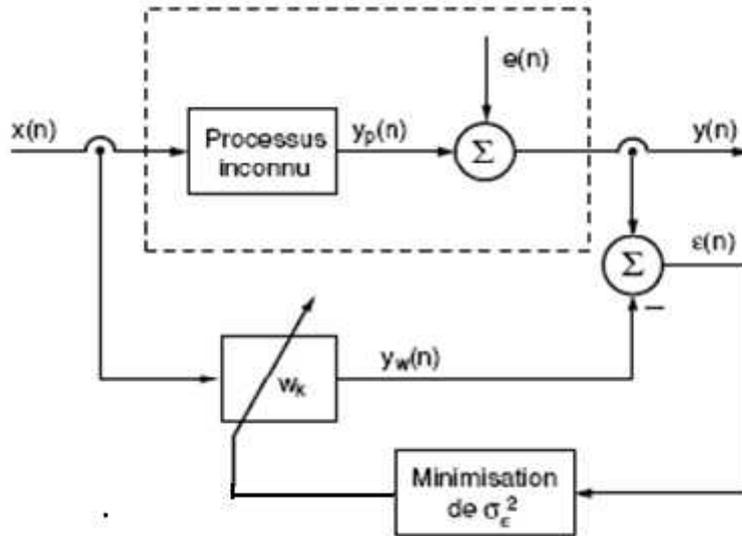


Figure III.5 : Suppression de la perturbation $y_p(n)$

Problème d'estimation linéaire

La figure (III.6), illustre un problème courant d'estimation linéaire, $x(n)$ Correspond au signal qui nous intéresse mais qui n'est pas directement accessible, seul $y(n)$ l'est et il est obtenu après passage de $x(n)$ dans un système linéaire suivi de l'addition d'un bruit.

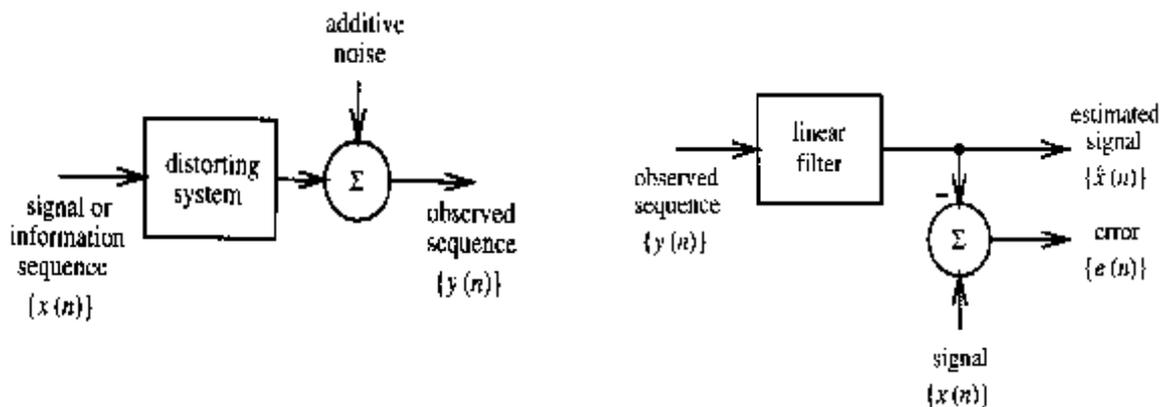


Figure III.6 : Schéma général d'un problème d'estimation linéaire.

Le problème qui se pose est comment retrouver $x(n)$ à partir de $y(n)$, une solution consiste à filtrer $y(n)$ de tel sorte que la sortie $\hat{x}(n)$ soit la plus proche possible de $x(n)$

On peut mesurer la qualité de l'estimation par $e(n)$ défini par :

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) \quad (\text{III.20})$$

Evidemment, plus $e(n)$ sera faible, plus l'estimation sera bonne, on cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur, en pratique on cherche à minimiser $e^2(n)$, par ailleurs étant donné que les signaux intéressants sont aléatoires, la fonction coût qui sera à minimiser est l'erreur quadratique moyenne (MSE) définie par :

$$\langle(n) = E(e^2(n)) \quad (\text{III.21})$$

Le filtre optimal de Wiener correspond au filtre qui minimisera l'erreur quadratique moyenne.

Application à l'égalisation de canal

Un problème classique rencontré en traitement du signal en télécommunication est illustré sur la figure (III.7), une séquence aléatoire de densité de probabilité uniforme est appliquée à l'entrée d'un canal, un bruit blanc $y(n)$ s'ajoute à la sortie du canal pour donner le signal observable $y(n)$, le canal peut être modélisé par sa fonction de transfert en z .

$$C(z) = \sum_i c_i z^{-i} \quad (\text{III.22})$$

L'objectif est de construire un filtre avec une fonction de transfert $H(z)$ tel que sa sortie nous donne une bonne estimation de $x(n)$, il est naturellement acceptable d'obtenir notre signal estimé $\hat{x}(n-d)$ avec un certain retard, ce problème est connu sous le nom d'égalisation de canal dans le domaine des télécommunications ou encore sous le nom de déconvolution en traitement d'images, les filtres de Wiener nous apportent une solution à ce problème.

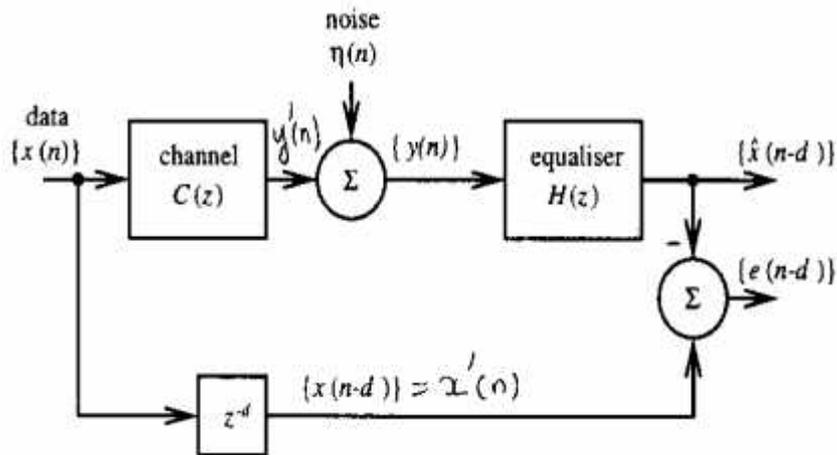


Figure (III.7) : Schéma général d'un problème d'égalisation de canal.

III. Application aux antennes intelligentes

III.1. Principe de base des antennes intelligentes

La figure (III.8) montre les principaux éléments du système d'antenne intelligente il comprend la rangée de capteurs, le réseau patternforming et le processeur adaptatif.

Rangée de capteurs : la rangée de capteurs se compose de N capteurs conçues pour recevoir (et transmettre) les signaux, l'arrangement physique de la rangée (linéaire, circulaire etc.) est un facteur important pour les antennes intelligentes.

Réseau patternforming: la sortie de chacun des N éléments est branché dans le réseau patternforming où les sorties sont traitées par les filtres linéaires variables dans le temps, ces filtres déterminent la directivité de l'antenne intelligente, les sorties des filtres sont alors additionnées pour former le signal de sortie $y(t)$ global sachant que les poids complexes des filtres sont déterminés par le processeur adaptatif.

Processeur adaptatif: le processeur adaptatif détermine les poids complexes du réseau patternforming.

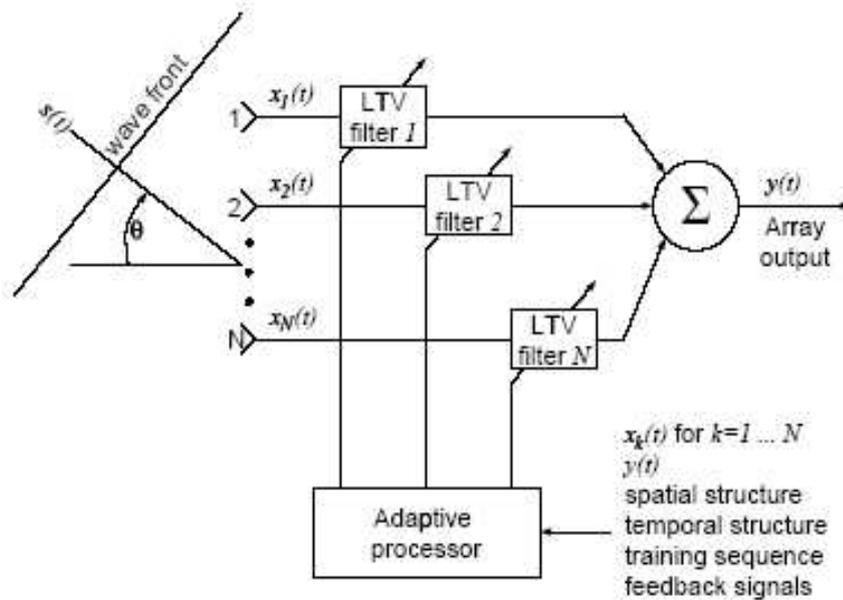


Figure III.8 : Filtrage adaptatif spatial.

III.2. Le traitement des antennes intelligentes

On suppose que une antenne intelligente n'est utilisée qui à la station de base et non à la radio mobile, les radios mobiles utilise des antennes omnidirectionnelles, par conséquent, c'est la tâche de station de base d'utiliser dans l'espace la réception sélective, afin de séparer les signaux désirés des interférences, cette tâche s'appelle traitement de liaison montante ou d'uplink.

En recevant des signaux de communication à la rangée d'antenne, il est nécessaire pour différencier entre deux scénarios.

Simple entrée simple sortie (SISO)

Seulement un utilisateur est assigné à chaque fréquence porteuse, l'objectif du traitement d'uplink pourrait être, par exemple, égalisation spatio-temporelle du canal ou l'estimation de direction de l'arrivée (DOA).

L'égalisation Spatio-temporelle sépare directement le signal désiré des interférences, tandis que l'évaluation de DOA utilise les DOA dans un beamformer afin de séparer le signal désiré.

Multiple entrées multiples sorties (MIMO)

Plusieurs utilisateurs sont assignés à chaque fréquence, l'objectif de liaison montante ou l'uplink traitant dans ce scénario est, par exemple, pour séparer les signaux et pour égaliser le vecteur de canal, ou pour estimer simultanément les DOA de plusieurs signaux, on s'intéresse à examiner le spectre d'un signal mesuré, en général les méthodes, d'estimation du spectre sont paramétriques ou non, les méthodes paramétriques sont

celles qui tirent profit des paramètres connus du signal (algorithmes MUSIC et ESPRIT). Les méthodes non paramétriques ne font pas de telles suppositions (algorithme LMS et RLS).

III.2.1. Calcul des poids optimaux

Pour optimiser les poids d'éléments, on cherche à réduire au minimum l'erreur quadratique moyenne entre la sortie d'antenne et le signal de référence $d(t)$, et la solution pour les poids optimaux est :

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (III.23)$$

Où

- $R_{xx} = E[x^*(t) x(t)]$ est la matrice de covariance de signal d'entrée.
- et $r_{xd} = E[d^*(t) x(t)]$.

III.2. 2.Algorithmes adaptatifs

III.2.3. Algorithme à moindres carrés simples (LMS)

L'algorithme des moindres carrés simple calcule le vecteur de poids périodiquement en utilisant l'équation :

$$W(n+1) = W(n) + \mu x(n)[d^*(n) - x^H(n)W(n)] \quad (III.24)$$

Le choix effectif de μ résulte d'un compromis entre la rapidité d'adaptation, d'autant meilleure que μ est élevé, et la puissance de l'erreur résiduelle également proportionnelle à μ qui est limitée par :

$$0 < \mu < 2/(n+1)^2$$

Où μ est une constante de gain et commande de taux d'adaptation.

L'algorithme LMS exige la connaissance du signal désiré, ceci peut être fait dans un système numérique par, périodiquement, transmission d'une séquence qui est connue le récepteur, ou utilisation un code de propagation dans le cas d'un système CDMA, cet algorithme converge lentement si la diffusion de vecteur propre de R_{xx} est grande.

III.2.4. Algorithme des moindres carrés récursif (RLS)

Les filtres numériques adaptatifs sont difficiles de canaliser en raison de la présence du long contrôle par retour de l'information des boucles, calibrage soigneux de taille d'étape et profondeur de la canalisation. L'utilisation d'algorithme LMS, l'approche stochastique de gradient est mise en application avec l'adaptation récursive de poids, cependant avec l'algorithme RLS, les tarifs donnant droit de la convergence sont typiquement une commande de la grandeur plus rapidement que l'algorithme LMS.

Nous mettons en application exponentiellement pesée RLS qui converge dans le sens de carré moyen dans des itérations environ de $2M$, où M est le nombre de robinets dans le filtre transversal, l'exécution canalisée de ces filtres adaptatifs rapportent une sortie plus élevée, un plus haut échantillon tarifs et basses conceptions d'alimentation électrique, détendus des techniques de transformation sont mis en application pour canaliser les filtres adaptatifs sans consommation de matériel, l'analyse de stabilité de ces filtres en exécutées sur une base préliminaire avec différentes étapes de la canalisation, avec recherche de la littérature étendue nous présentons une architecture de réseau systolique pour l'algorithme de RLS pour réduire les frais généraux et augmenter l'efficacité d'utilisation du matériel (TONALIT). Concurrences/parallelism disponibles dans le calcul de ces deux réalisations sont étudié et exploité avec les techniques de canalisation et de traitement parallèle.

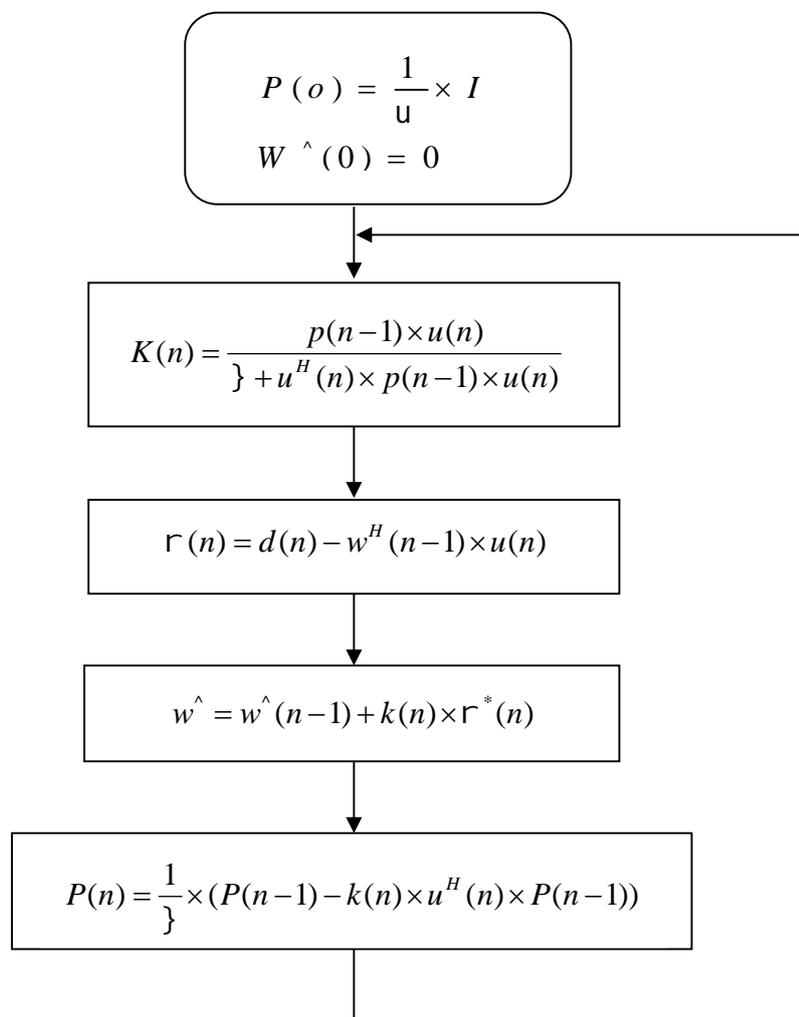
L'algorithme des moindres carrés récursif (RLS) assume l'utilisation d'un filtre transversal en tant que base structurale du filtre adaptatif, cet algorithme utilise la méthode des moindres carrés pour obtenir un algorithme récursif, c'est à dire donné la moindre évaluation du carré du vecteur de poids de coulé du filtre au temps $n-1$, nous pouvons calculer l'évaluation mise à jour de ce vecteur au temps n sur l'arrivée de nouvelles données, les tarifs donnant droit de la convergence sont typiquement un ordre de grandeur plus rapidement que l'algorithme de LMS, cependant l'amélioration de la performance est réalisée aux dépenses de l'augmentation de complexité informatique, les équations pour l'algorithme RLS sont comme données ci-dessous, il ajuste automatiquement les coefficients prétentions initiales sur les statistiques des signaux de puissance d'entrée.

Contrairement à l'algorithme LMS, un algorithme adaptatif RLS rapproche la solution directement sans imposer le fardeau supplémentaire de l'approximation de la marche à suivre d'optimisation telle que l'évaluation du gradient.

Quand la commande de filtre est M l'algorithme de RLS est récapitulé comme:

facteurs	LMS	RLS
Méthode de calcul	Base sure les échantillons instantanés	Basés sur des information pré disponibles
Taux de convergence	faible	élevée
Nombre d'itération	20 m itération	< 2 m itération
Complexité de canal	(2m+1) multiplications simple complexe	(3m(3+m))/2 multiplication complexe complexité

TablauhIII.1: Comparaison entre la technique de RLS et MLS



Organigramme de filtre (RLS)

Initialisations de l'algorithme:

$$\hat{w} = 0$$

$$P(0) = u^{-1} \cdot I$$

Pour chaque instant $n=1,2,\dots$ on calcule

$$f(n) = p(n-1) \cdot u(n)$$

$$K(n) = \frac{f(n)}{\lambda + u^H(n)f(n)}$$

$$e(n) = d(n) - W^H(n-1)u(n)$$

$$W^{\wedge}(n) = W^{\wedge}(n-1) + K(n)e^*(n)$$

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}K(n)u^H(n)P(n-1)$$

La sortie y est obtenue à travers:

$$y(n) = w^H u(n) \tag{III.25}$$

Là où n est l'itération courante d'algorithme, u est la puissance d'entrée, P l'inverse de la matrice de corrélation, k est le vecteur de gain, W est le vecteur du filtre, y est le rendement, e est l'évaluation de l'erreur, d sont les valeurs désirées.

Le problème qui se pose est celui du choix d'un algorithme d'optimisation. Ce choix va être guidé par le nombre d'opérations nécessaires à chaque étape pour mettre à jour les coefficients et par la vitesse de convergence de l'algorithme, c'est à dire la longueur de la séquence d'apprentissage nécessaire pour obtenir un filtre adapté, si une méthode répondait à ces deux critères simultanément, elle serait systématiquement utilisée.

L'algorithme LMS nécessite moins de calcul à chaque étape mais converge plus lentement que le RLS comme la montre la figure ci-dessous. C'est donc l'application qui va déterminer le choix de l'algorithme en fonction de la puissance de calcul disponible.

Chapitre IV: Application

Dans cette partie on va essayer de simuler quelques diagrammes de rayonnement pour quelques antennes ordinaires filaires, ainsi que la simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente smart en deux dimensions, la dernière simulation est basée sur l'utilisation des deux algorithmes adaptatifs LMS et RLS.

I. Antennes filaires (omnidirectionnelle)

En premier lieu on a commencé par une comparaison des diagrammes de rayonnement entre les antennes ordinaires et les antennes intelligentes, on a obtenu les résultats suivants :

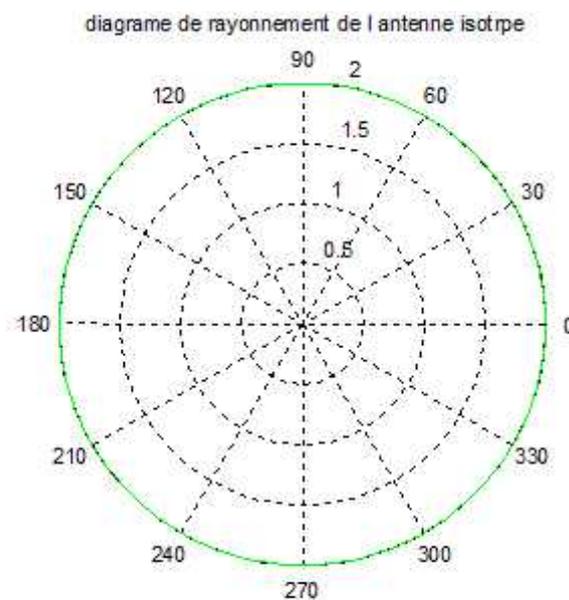


Figure IV.1: Diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope.

Pour la figure (IV.1) nous avons une représentation du diagramme de rayonnement de l'antenne isotrope en fonction de l'angle d'élévation. La répartition de la puissance rayonnée est uniforme en tout point de l'espace (cas idéal), c'est une antenne considérée comme référence pour déterminer la directivité des autres antennes.

diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle élémentaire

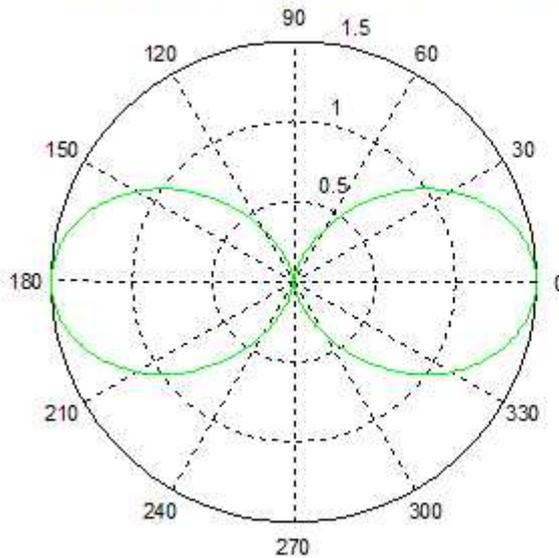


Figure IV.2: Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle élémentaire.

La figure (IV.2) décrit le diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle élémentaire isolée dans l'espace, tracé à partir de l'expression du gain directif en fonction d'angle de l'élévation θ , dans le plan contenant l'antenne. Les maximums sont obtenus dans les directions $\theta = \pi/4$ et $\theta = 3\pi/4$, ce qui conduit à un angle d'ouverture $\theta_{-3db} = \pi/2$. Le diagramme présente une symétrie par rapport à l'axe de l'antenne.

diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle élémentaire avec lobe réduit

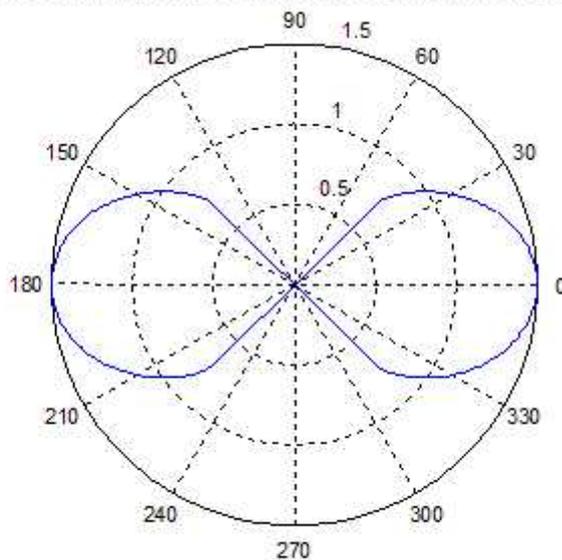


Figure IV.3: Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle élémentaire avec lobe réduit.

Le diagramme de rayonnement du même type d'antenne précédent mais avec angle d'ouverture réduit à largeur du faisceau à mi-puissance (θ_{-3db}) est présenté par la figure (IV.3) et ce la pour avoir une certaine orientation du lobe principal or que ceci n'a pas d'influence sur la couverture de l'antenne en pratique (même amplitude et porté du lobe).

comparaison entre les deux diagrammes (lobes normal et réduit) de l'antenne dipôle élémentaire

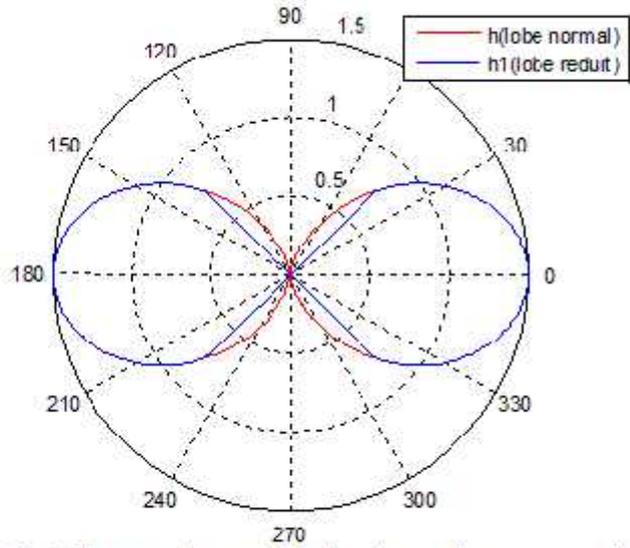


Figure IV.4: Comparaison entre les deux diagrammes (lobe normal et réduit) de l'antenne dipôle élémentaire.

La figure (VI.4) superpose les deux diagrammes de l'antenne dipôle élémentaire avec lobe normal et orienté. La forme du lobe ne subit aucun changement en zone lointain.

diagramme de rayonnement de l'antenne doublet demi onde

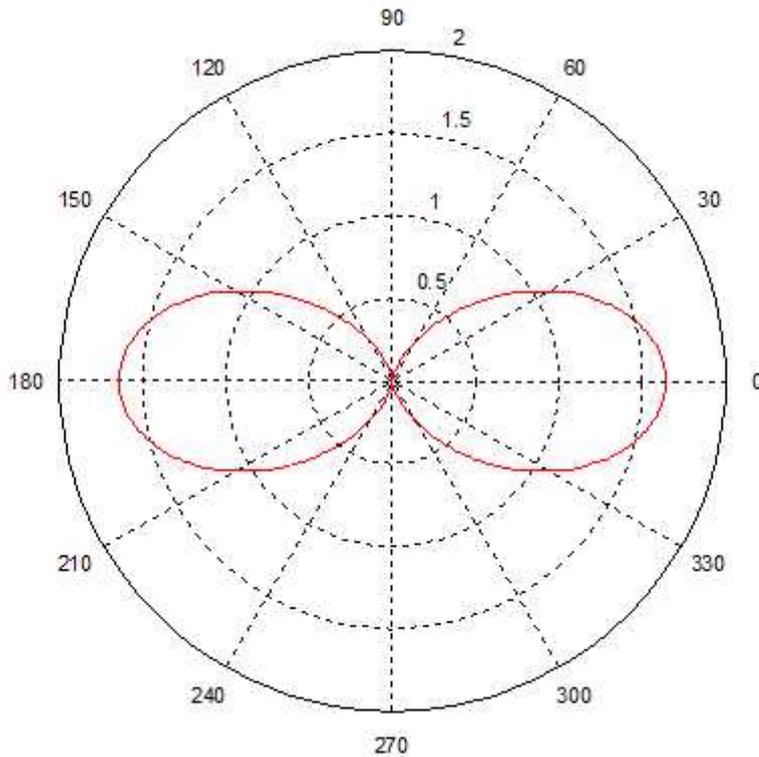


Figure IV.5: Diagramme de rayonnement de l'antenne doublet demi onde.

La figure (IV.5) décrit le diagramme de rayonnement de l'antenne doublet demi onde isolée dans l'espace, tracé à partir de l'expression du gain directif en fonction de l'angle d'élévation θ , dans le plan contenant l'antenne. Les maximums sont obtenus dans les directions $\theta = \pi/4$ et $\theta = 3\pi/4$, ce qui conduit à un angle d'ouverture $\theta_{-3dB} = \pi/2$. Le diagramme

présente une symétrie par rapport à l'axe de l'antenne, en remarque que le lobe est plus étroit par rapport à celui de l'antenne dipôle élémentaire ce qui augmente la portée.

diagramme de rayonnement de l'antenne doublet demi onde avec lobe réduit

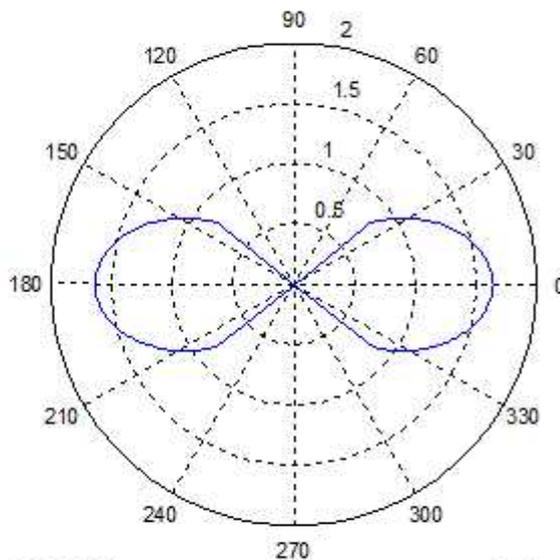


Figure IV.6: Diagramme de rayonnement de l'antenne doublet demi onde avec lobe réduit.

Le même diagramme de rayonnement précédent est figuré avec un angle d'ouverture réduit à largeur du faisceau à mi-puissance (-3db), et cela pour avoir une certaine orientation du lobe principal orque ce ci n'a pas d'influence sur la couverture d'antenne en pratique(même amplitude et porté du lobe).

comparaison entre les deux diagrammes de l'antenne doublet demi onde(lobes normal et réduit)

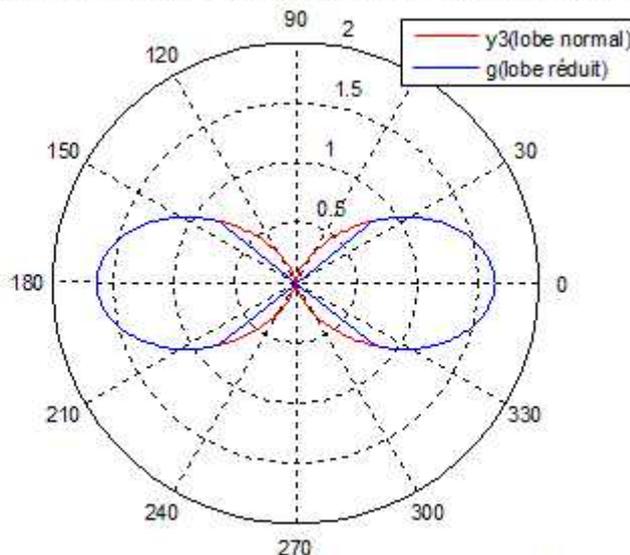


Figure IV.7: Comparaison entre les diagrammes (lobe normale et réduit) de l'antenne doublet demi onde.

Cette figure réalise une comparaison entre les deux diagrammes de rayonnement de l'antenne doublet demi onde avec et sans lobe orienté, on ne constate pas de changement remarquable sur la forme de lobe en zone lointain

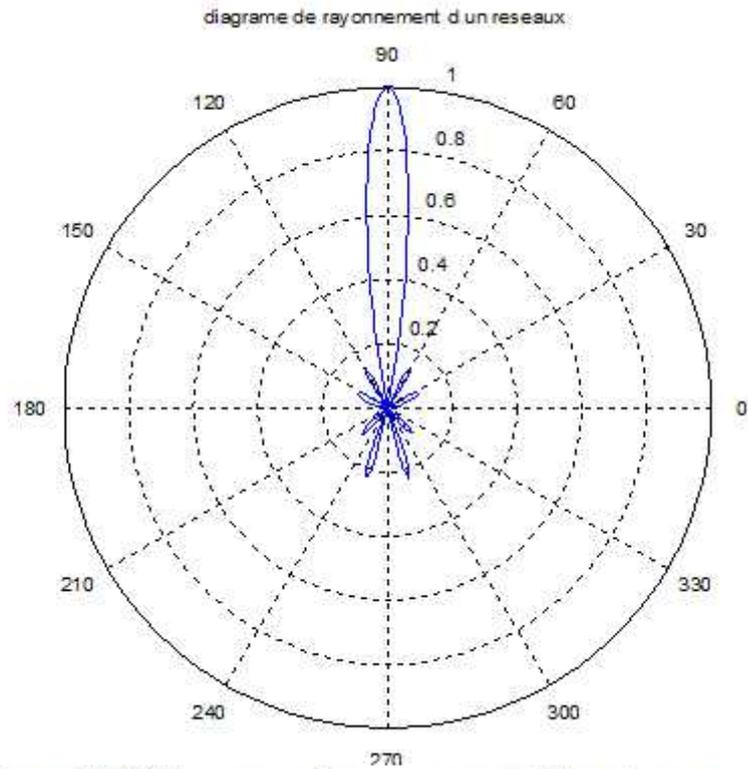


Figure IV.8: Diagramme de rayonnement d'un réseau

La figure présente un modèle de diagramme de rayonnement d'une d'un réseau d'antennes en utilisant des éléments identiques avec un angle d'incidence de 90° , on remarque l'orientation du lobe principal vers l'angle d'incidence (direction désirée), avec un lobe principal étroit, et des lobes secondaires minimisée au maximum.

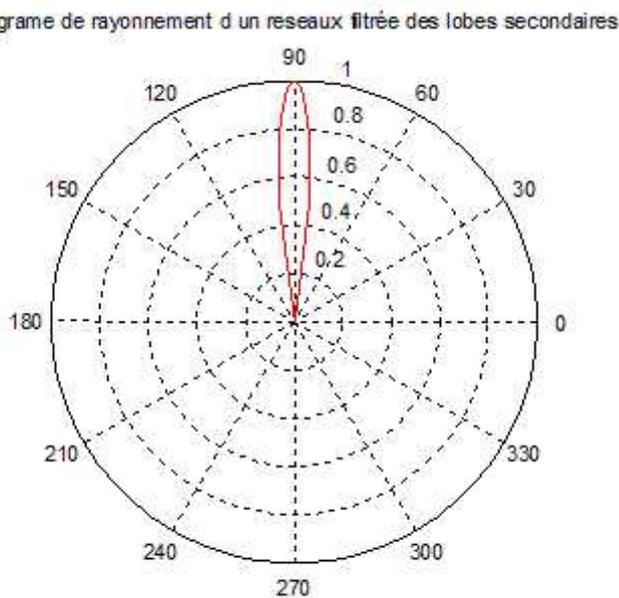


Figure IV.9: Diagramme de rayonnement d'un réseau filtré des lobes secondaires.

Le même diagramme de rayonnement avec suppression des lobes secondaires, or que ceci n'a pas d'influence remarquable sur la forme du lobe principal (portée et angle d'ouverture).

Cela revient à la présence de la majorité de la puissance rayonnée dans le lobe principal produit par le réseau. L'orientation du lobe principal n'a pas changé car elle est liée à l'angle d'incidence du signal (position de l'usagée mobile) mesuré par rapport à la normale de l'élément de référence du rangé.

comparaison entre les deux diagrammes (sans et avec filtrage des lobes secondaires)

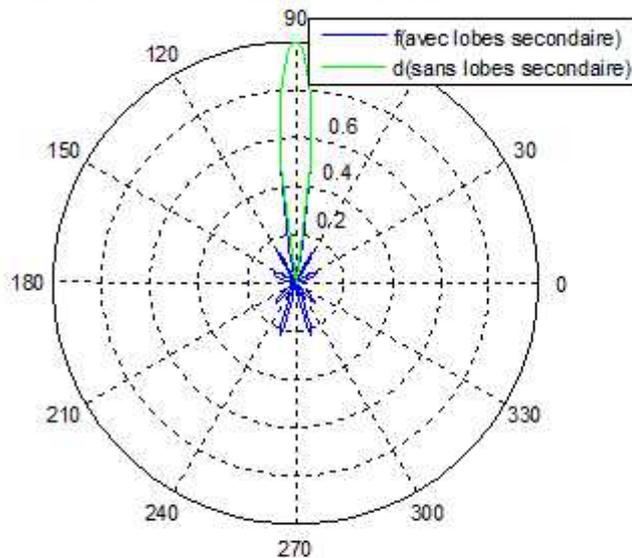


Figure IV.10: Comparaison entre les deux diagrammes (sans et avec filtrage des lobes secondaire).

Dans la figure (IV.10) une comparaison entre les deux diagrammes de rayonnement précédents (avec et sans élimination des lobes secondaires) montre l'impact négligeable des lobes secondaires sur la forme de lobe principal (orientation, angle d'ouverture, et portée).

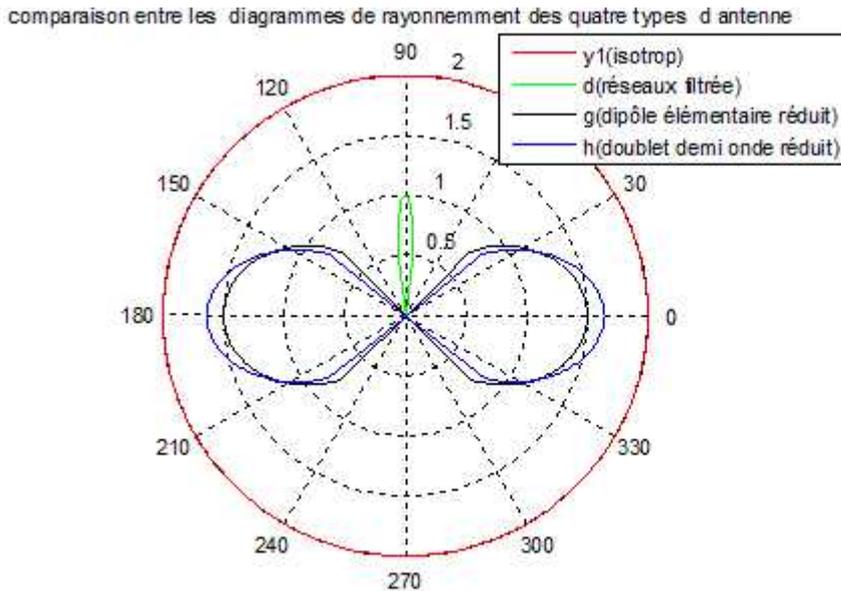


Figure IV.11: Comparaison entre les diagrammes de rayonnement des quatre types d'antenne.

Dans la figure (IV.11) on va comparer les trois types des diagrammes para port au diagramme de l'antenne référence (isotrope). On remarque que les antennes ordinaires présentent un diagramme de rayonnement symétrique para port au plan de l'antenne, avec une direction standart qui change avec la position de l'antenne, et une puissance élevée répartie dans une direction prédéfinie indépendamment de la position de l'usagé. Par contre, le diagramme d'antenne réseau présente un lobe étroit (moins de puissance), bien orientée vers le signal d'arriver (position de l'usagée).

Alors, d'après les résultats obtenus de l'analyse de la simulation ci-dessus on remarque que l'orientation du diagramme de rayonnement n'est possible que dans les antennes intelligentes, est ce qu'on va essayée de le réaliser dans la deuxième partie de notre simulation.

II. Algorithme adaptatif (LMS, RLS)

Dans cette partie, en cherche à identifier un signal disérée parmi d'autres signaux reçus par l'antenne intelligente (signaux interférents et bruit) en étulisant un filtre adaptatif (partie d'intelligence dans le traitement), qui arive avec une direction (), et par la suite la simulation du diagramme de rayonnement.

II.1. Antenne intelligente par l'algorithme LMS

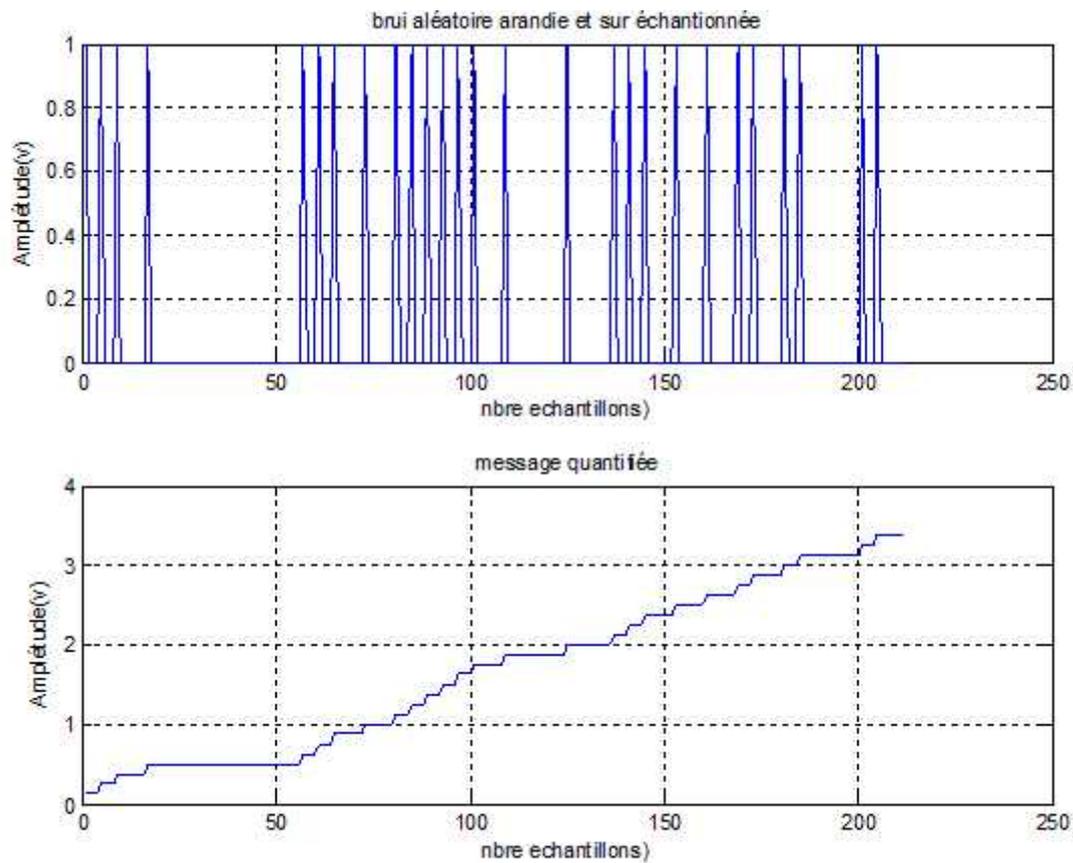


Figure IV.12: Bruit aléatoire arandie et sur échantionner plus le message quantifiée.

Cette figure représente un bruit aléatoire arandie en amplitude (0 ou 1), et sur échantionnée par l'injection en pas aléatoire des zéros entre les échantillons ceci nous permet d'obtenir une séquence binaire qui sert à construire un message bien spécifique.

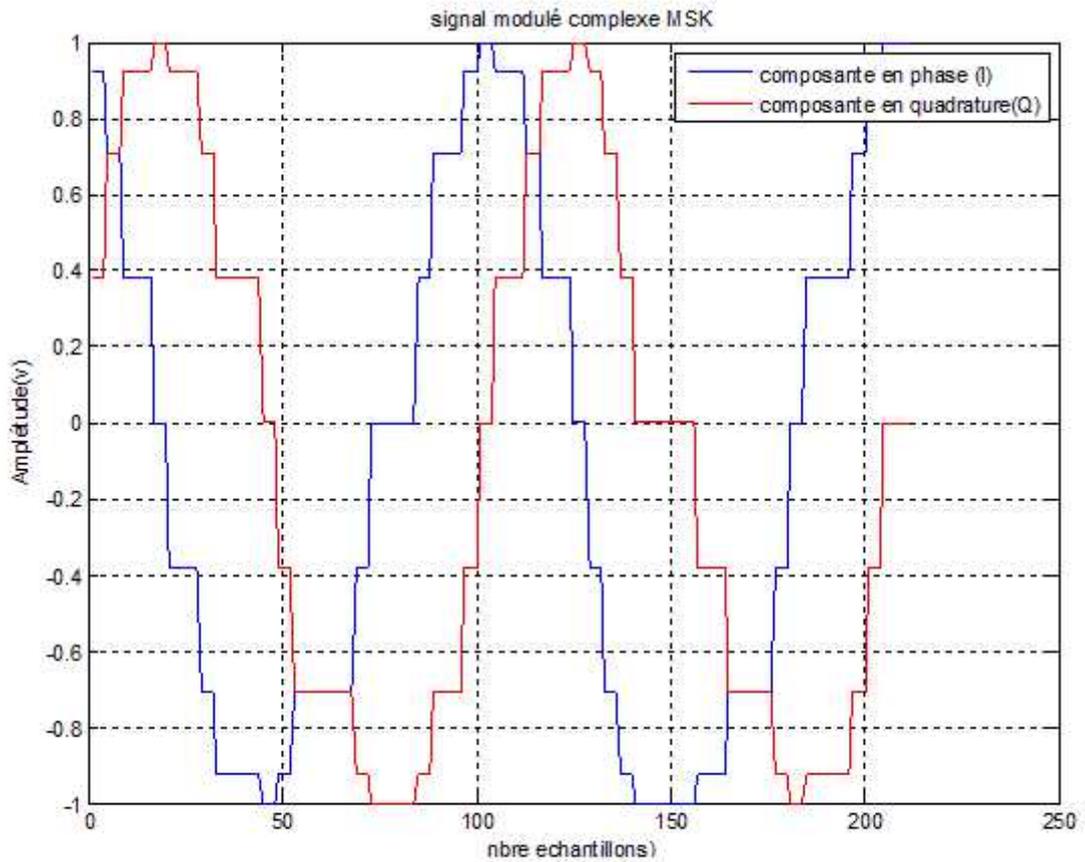


Figure IV.13: Signal modulé complexe MSK.

Le message est un signal numérique modulé en fréquence MSK à enveloppe complexe, échantillonné sur huit bits, construit à partir du signal précédent.

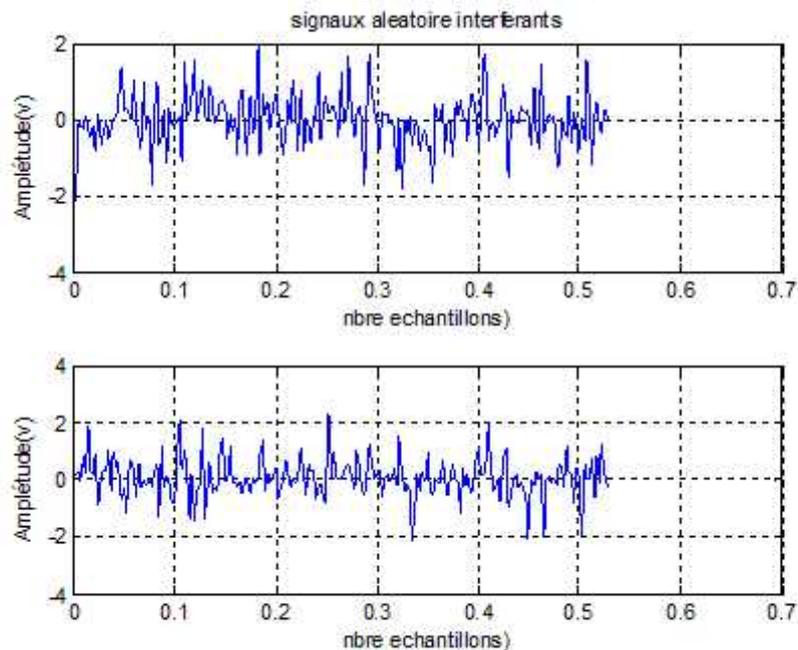


Figure IV.14: Signaux aléatoire interférents.

Deux signaux interférents de distribution normale d'amplitude qu'on a générés sont à moyenne nulle (centrée), et variance égale à 1 (densité de puissance), sont illustrés dans la figure (IV.14).

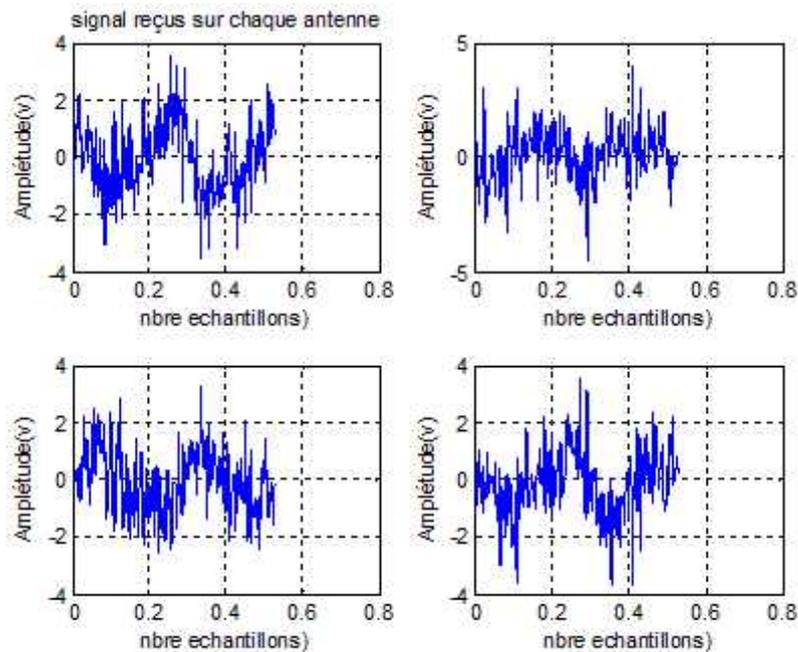


Figure IV.15: Signal reçu sur chaque antenne.

Pour cette figure on visualise le signal reçu à chaque antenne qui est composé de notre signal désiré en plus des signaux interférents et du bruit du canal, on remarque que la forme du signal reçue à chaque antenne et un peut différent de l'autre à cause du bruit aléatoire qui s'ajoute. Le déphasage entre les signaux à chaque antenne est dû à la position de ce dernier dans la rangée.

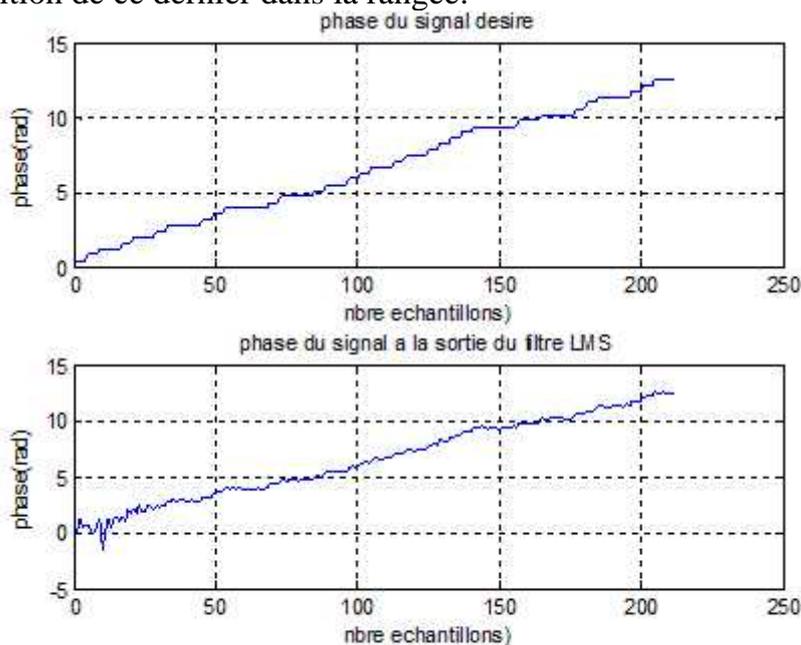


Figure IV.16: Représentation des phases du signal désiré et le signal à la sortie du filtre LMS.

Cette figure montre la variation de la phase de notre signal désiré et celle du signal à la sortie du filtre LMS (détecté par l'antenne intelligente) en fonction du nombre des échantillons, on remarque que la phase du signal à la sortie du filtre est légèrement différent au à celle à l'entrée du filtre. La variation de phase à la sortie du filtre prend la même forme en augmentant le nombre des échantillons traités avec une légère différence.

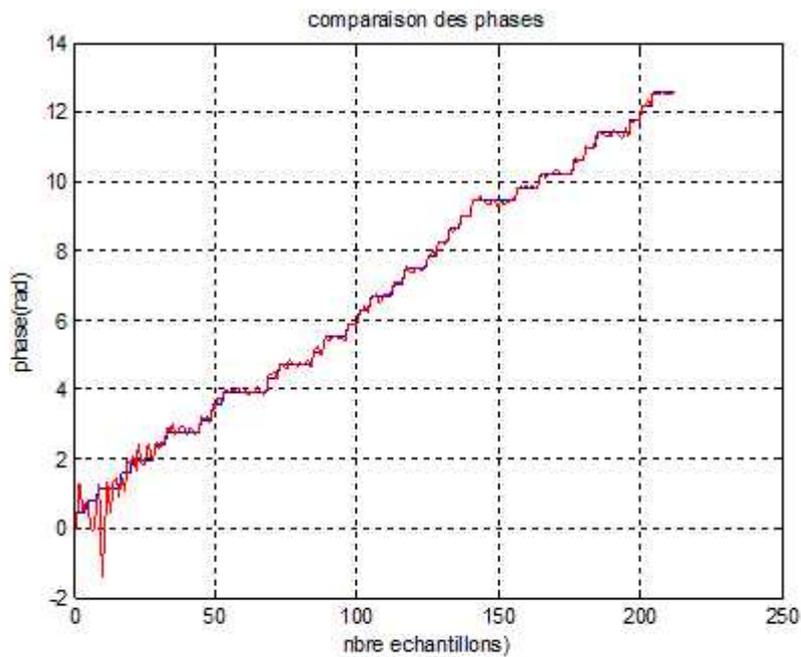


Figure IV.17: Comparaison des phases.

Une comparaisons des phases du signal désiré et le signal à la sortie du filtre LMS, on remarque que la différence apparaît clairement au début du traitement du filtre et puis elle tend vers des valeurs négligeables par la suite.

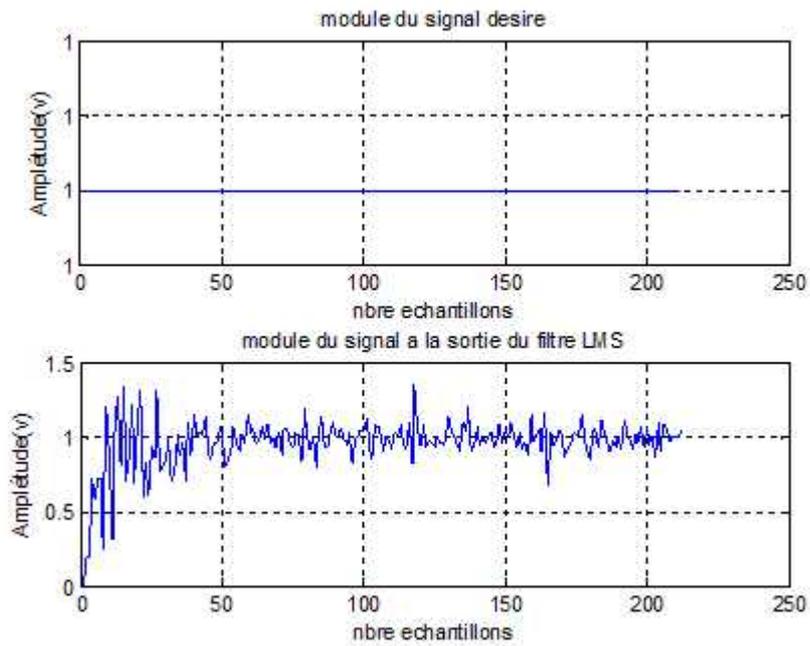


Figure IV.18: Tracée des modules.

On visualise dans cette figure le module du signal désiré qui prend la valeur « 1 » et celui du signal à la sortie du filtre (détecté). Le module du signal à la sortie du filtre fluctue autour de la valeur « 1 » qui est celle de notre signal.

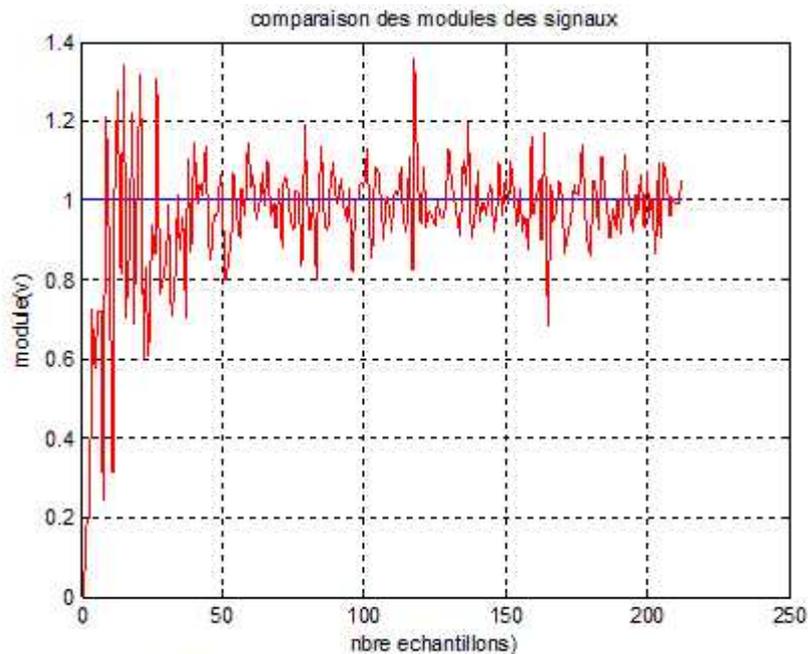


Figure IV.19: Comparaison des modules des signaux.

Dans cette figure on a une comparaison entre le module du signal désiré et le module du signal à la sortie du filtre LMS, la fluctuation cette variation est assez remarquable au début du traitement et elle se tend à se minimiser au cours du reste de l'opération.

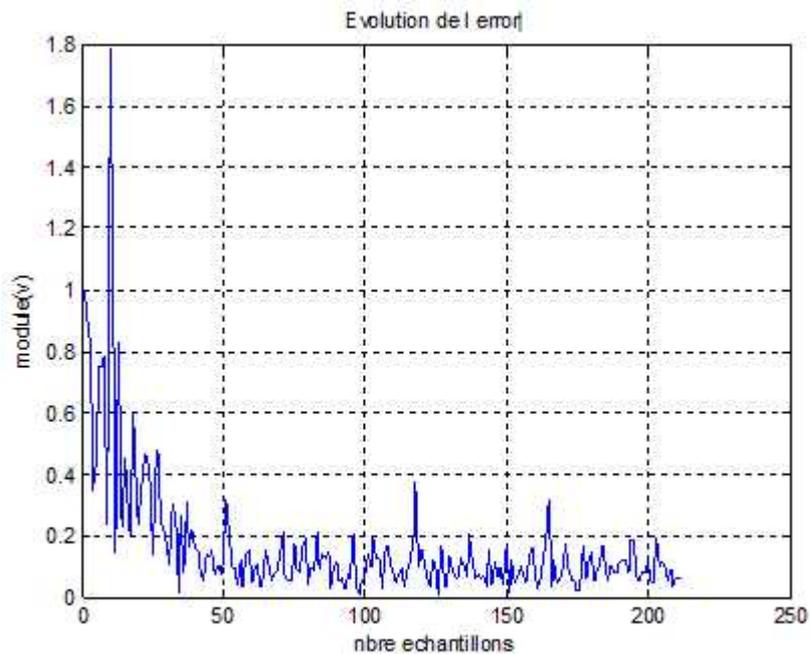


Figure IV.20: Evolution de l'erreur.

L'évaluation de l'erreur entre le signal à la sortie du filtre et le signal désiré, est représentée dans la figure (IV.20), on remarque que la valeur de l'erreur démarre par la valeur 1, car le module du signal à la sortie du filtre est initialisé par un zéro tandis que le module du signal désiré prend la valeur constante 1. par la suite la valeur de l'erreur converge lentement vers des valeurs voisine de zéro, avec l'augmentation de nombre des échantillons.

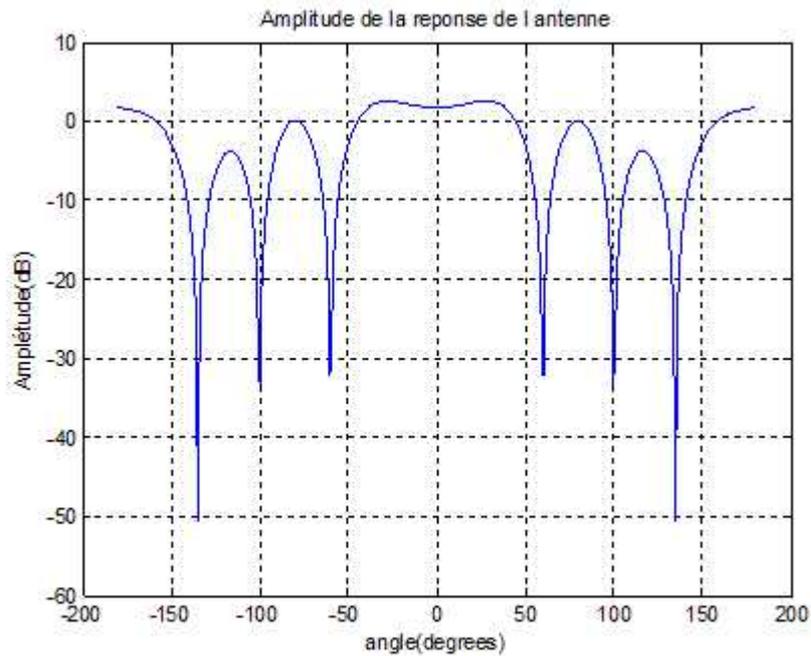


Figure IV.21: Amplitude de la réponse de l'antenne.

La réponse de l'antenne au signaux captée calculé à partir du poids complexe (w) en (dB) en fonction d'azimute est présenté dans la figure (IV.21), l'antenne doit reprendre avec un gain nul à la direction du signal désiré qui est dans notre cas 45° , mais on remarque un légère dépassement qui influence sur l'orientation du lobe principal, les minimum du gain son dirigés dans les directions des signaux interférents.

Pour un nombre d'antenne égale à quatre éléments on a les résultats suivants:

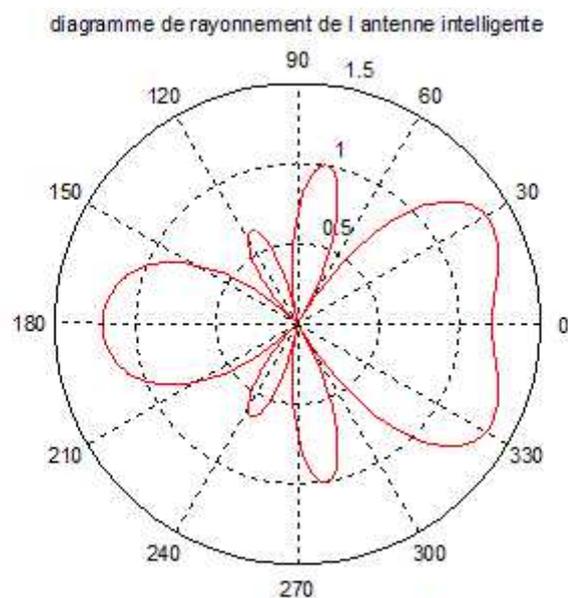


Figure IV.22: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 45° (nbred'antenne=4).

La figure (IV.22) illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente formé de quatre éléments à la base des données suivantes :

- Angle du signal désire 45°
- Angle du signal interférant 135°
- Angle du bruit 300°
- gaine d'adaptation $\mu=0.055$

On remarque que, dans le sens du bruit nous avons un minimum et un lobe secondaire est érigé vers la, direction du signal interférent.

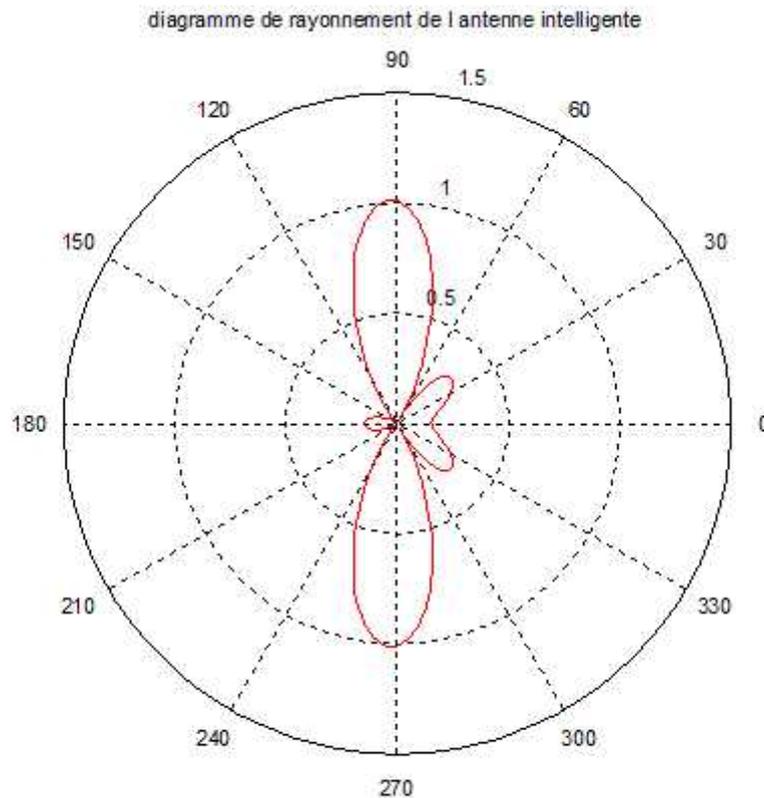
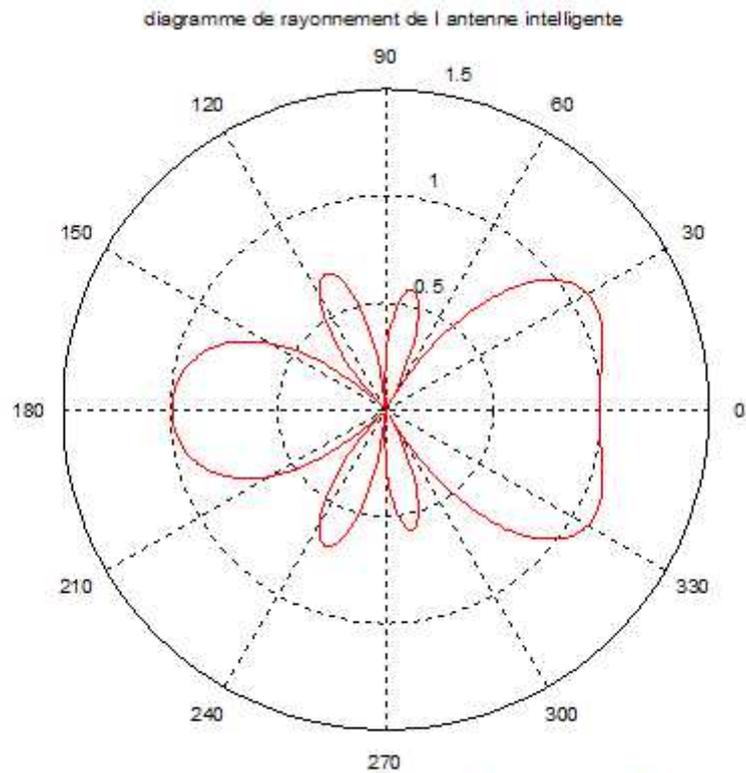


Figure IV.23 : Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 90° (nbre d'antenne=4).

Pour les mêmes paramètres de l'antenne précédent, mais on fait changer la direction du signal désiré, en prenant une angle de 90° , nous vous un lobe bien orientée vers la direction choisie, le résultat est affiché sur la figure (IV.23).



FigureIV.24:Diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 180° (nbre d'antenne=4)

De même, on garde les mêmes paramètres utilisés précédemment mais cette fois avec un angle de 180° du signal désiré, on a obtenu le résultat de la (figureIV.24), le lobe est bien dirigé vers l'angle choisis avec un lobe moins étroit.

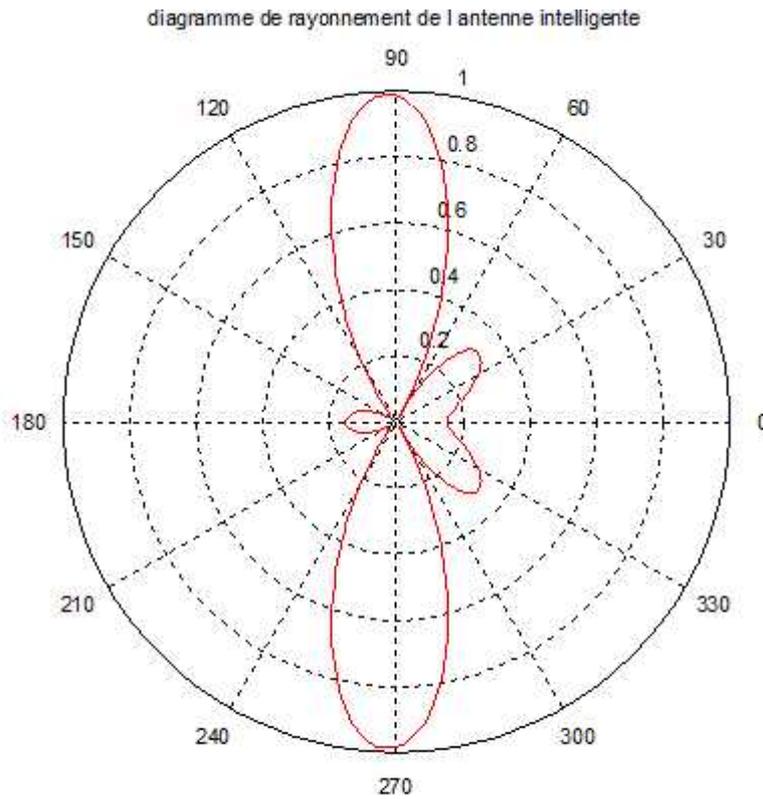


Figure IV.25: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 270°
(nbre d'antenne=4).

Pour un angle de 270° du signal désiré en gardant toujours les mêmes paramètres, la forme du diagramme de rayonnement est représenté sur la figure(IV-25), ou nous avons un diagramme bien orienté vers 270° avec un lobe étroit et une minimisation des lobes secondaires

Pour qu'on puisse comprendre l'effet du changement de nombre d'éléments formant notre réseau, on va reprendre les mêmes diagrammes précédents mais avec nombre d'éléments égale à huit antennes, en gardant toujours les autres paramètres.

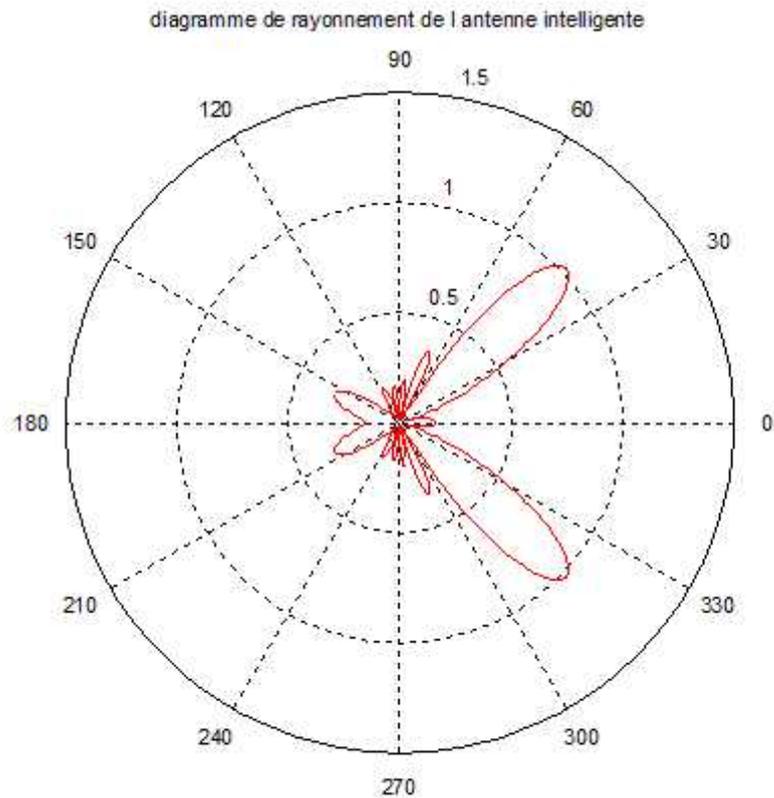


Figure IV.26: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 45° (nbre d'antenne=8).

La figure(IV.26) montre un diagramme de rayonnement obtenu à 45° avec huit éléments, comparé rapport à celui obtenu quatre éléments, ce dernier est bien orienté vers 45° , avec minimisation maximal des lobes secondaires, et un lobe principal très étroit .

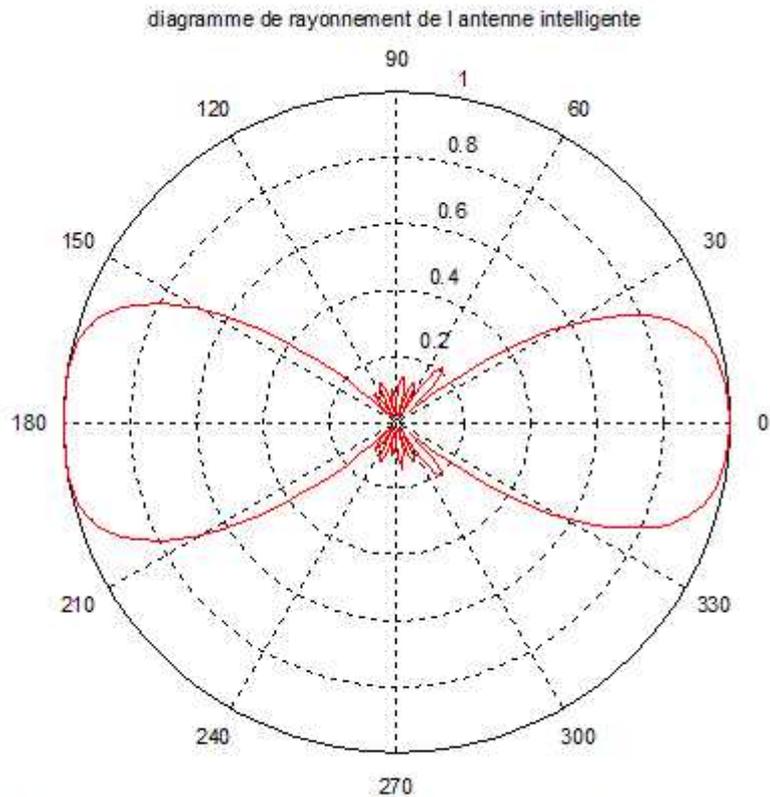


Figure IV.27: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 180° (nbre d'antenne=8).

La figure (IV.27) présente un diagramme de rayonnement obtenu à 180° avec huit éléments, comparé à celui de quatre éléments, ce dernier est plus orienté vers 180° , avec réduction des lobes secondaires.

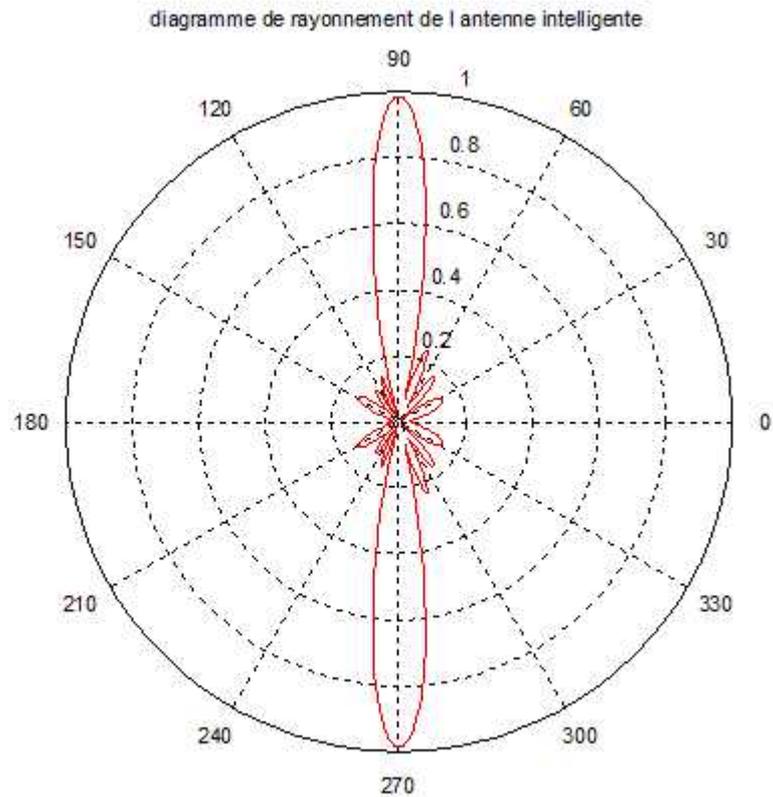


Figure IV. 28: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 270° .
(nbre d'antenne=8).

Dans la(figureIV.28) ,nous avons une représentation du diagramme de rayonnement avec angle de 270° en utilisant huit éléments, ce dernier présente plus de précision, un lobe principal très étroit avec minimisation des lobes secondaires, comparé à celui du figure (IV.25).

II.2. Antenne intelligente par l'algorithme RLS

Pour cette partie de simulation on n'a pas changée la forme et le nombre des signaux, ainsi que leur puissance.

Pour un nombre d'antenne égale à quatre éléments on a les résultats suivants:

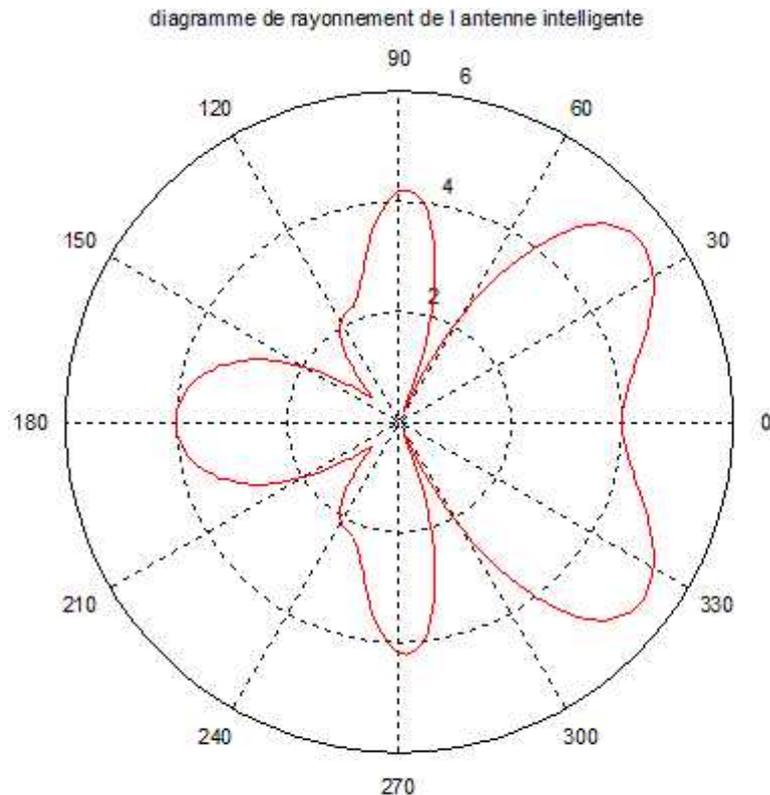


Figure IV.29: Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 45° (nbre d'antenne=4).

La figure (IV.29) présente un diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente formé de quatre éléments à la base des données suivantes :

- Angle du signal désire 45°
- Angle du signal interférant 135°
- Angle du bruit 300°
- facteur doublet égale 0.005

Nous avons un diagramme de rayonnement peut orientée vers le sens du signal désiré et avec présence des lobes secondaires.

Pour un angle de 90° on a la figure suivante:

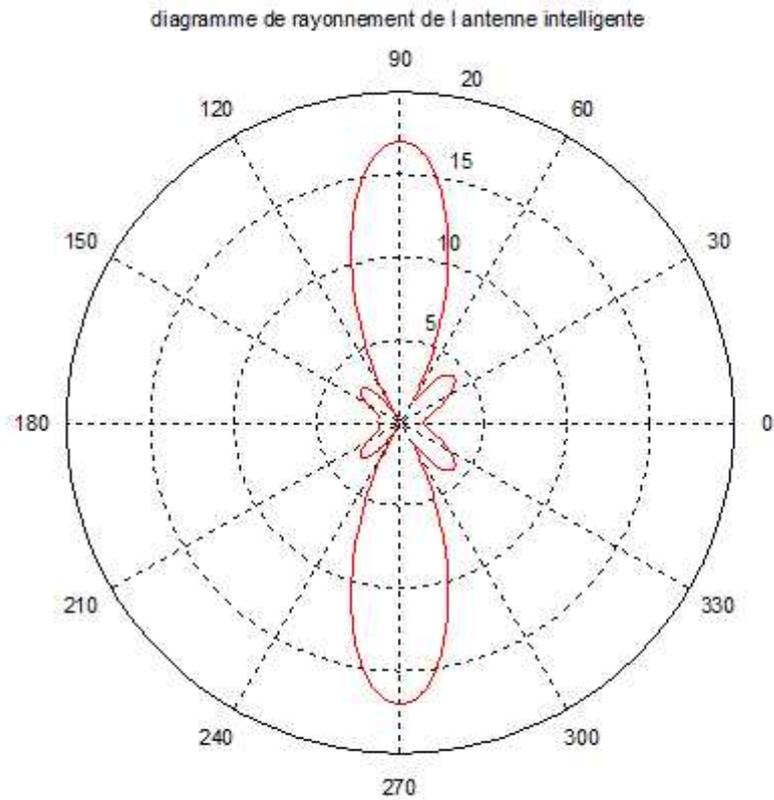


Figure IV.30:Diagramme de l'antenne intelligente avec angle d'incidence 90° .
(nbre d'antenne=4).

Le diagramme de la figure (IV.30) est bien orienté que le diagramme de la figure (IV.29), il présente un lobe principal étroit et orienté vers le signal désiré, avec minimisation des lobes secondaire.

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons étudié en détail l'une des techniques utilisées pour les antennes intelligentes qui est la technique de Smart antenna (antennes adaptatives), qui ont comme avantages:

Une réception sensible plus élevée.

Possibilité pour mettre en application des systèmes avec l'accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA).

Annulation d'interférence pour la liaison montante et descendante (uplink et downlink).

Effets de réduction de l'évanouissement par trajets multiples.

Au niveau de système, ceci mènera à la capacité plus élevée, une couverture améliorée, plus haute qualité des services, nécessité de moins d'énergie pour le mobile, et de la commande de puissance améliorée (PC), et moins d'énergie absorbée par les corps (moins de dangers).

L'utilisation des deux algorithmes adaptatifs LMS et RLS, nous a permis d'avoir une simulation du diagramme de rayonnement, pour l'algorithme LMS le diagramme obtenu est bien dirigé vers notre signal utile, avec un taux de convergence acceptable et un rapport d'erreur qui converge vers le zéro avec des différentes valeurs de puissance du signal interférant et bruit. Pour l'algorithme RLS on a trouvé des difficultés pour le choix des paramètres du filtre (ordre, facteur d'oubli " "). Ainsi que le choix du nombre d'antennes qui nous ont causé des inégalités dans l'ordre des matrices à manipuler et pour ces contraintes on a réussi d'avoir une simulation avec un nombre d'antenne égal à quatre, dans deux sens choisis (45° et 90°).

Référence bibliographique

- [1].Cours: “électromagnétisme1”, 2002.2003//nanotubes.epfl.ch/education/teaching/electromagnetisme.pdf.
- [2].Cours, « les équation de Maxwell »,://physique.fauriel.org/classe/mp+/cours-elma.pdf.
- [3].Cours:“Fundamentals of Applied Electromagnetic,” Prentice Hall, 1999.
- [4].Denis Prêtre, « antennas », cours, 07/03/2002.
- [5].Jens Baltersee, “Smart Antennas and Space-Time processing”, cours, May 1998.
- [6]. L. Féty, "Méthodes de traitement d'antenne adaptées aux radiocommunications,"Thèse ENST, Juin 1988.
- [7].Fernandes J.Sousa O.et Neves J., “Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems,” Proceedings of the international conference on universal and personal communications’, 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [8]. Nowicki D. et Rouleliotis J., “Smart antenna Strategies,” Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [9].S.Applebaum, “Adaptive arrays,” Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res.Corp. Report, 1965.
- [10] http://fr.wikipedia.org/wiki/Equations_de_Maxwell.
- [11].http://www-mo.enst-bretagne.fr/~duflot/courstel/antennes/anten0_f.html.
- [12].[www.mprg.org/people/buehrer/research/docs/smart antenna.PDF](http://www.mprg.org/people/buehrer/research/docs/smart_antenna.PDF).
- [13].http://www.mapr.ucl.ac.be/~jonas/Cours/T5_PHYS_UA3_AJ/Antennes.html.
- [14].www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/cours_GEL/Branches_techniques/Telcom/Antennes.pdf.