

N° d'ordre : .....



جامعة محمد بوضياف - المسيلة  
Université Mohamed Boudiaf - M'sila  
كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie  
قسم الإلكترونيك  
Département d'Electronique



## MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : Roumair Iméne

**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES**

**FILIERE : ELECTRONIQUE**

**OPTION : SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS**

**Thème**

**Synthèse d'un réseau d'antennes adaptatif  
pour une topologie circulaire**

M. CHALABI Azzedine MCA à l'université de m'sila **Président**

M. KENANE EL-Hadi MCB à l'université de m'sila **Rapporteur**

SAHAD Mohammed MCB à l'université de m'sila **Examineur**

***Promotion :2020***

## **REMERCIEMENTS**

*Je remercie, en premier lieu, **Allah** pour la volonté, la santé, le courage et la patience qui m'ont donné pour mener ce travail à terme.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Dr. Kenane El Hadi**, pour m'avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles. Vraiment merci pour une qualité d'accompagnement si sérieuse et si consistante.*

*Je remercie très sincèrement **Dr. CHALABI Izzeddine** m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de ce mémoire.*

*J'exprime également mes remerciements au monsieur **Dr. SAHED Mohamed** pour avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.*

*Je remercie chaleureusement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, parfois au prix de quelques sacrifices, et sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.*

*Enfin, j'adresse mes remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail.*

## **DEDICACES**

*C'est avec profonde gratitude et sincères mots, que je dédie ce modeste travail*

*de fin d'étude à mes chers parents :*

*« Roumair yacine » et « Ghomid Nadjat » qui ont sacrifié leur vie pour ma réussite et m'ont éclairé le chemin par leurs conseils judicieux.*

*J'espère qu'un jour, Je pourrai leurs rendre un peu de ce qu'ils ont fait pour moi, que*

*dieu leur prête bonheur et longue vie.*

*Je dédie aussi ce travail à mes sœurs « **Safia** et **Asma** » et mes frères « **Souhaib***

*et **Haroune** »*

*J'espère que ce travail soit un exemple pour vous de persévérance, de courage et de générosité.*

*Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et collègues, qui m'ont toujours soutenu et encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire. A tous*

*ceux que je ne puis citer ici mais qui savent combien d'avoir croisé leur route*

*m'apporté.*

*« Le succès n'est pas la clé du bonheur. Le bonheur est la clé de succès. Si vous aimez ce que vous faites-vous réussirez »*

# Table des matières

## Table des matières

<b>REMERCIEMENTS</b> .....	1
<b>DEDICACES</b> .....	
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>CHAPITRE I Généralités Sur Les Réseaux D'antennes Circulaires</b> .....	3
<b>I.1.Introduction</b> .....	4
<b>I.2. Les réseaux d'antennes</b> .....	4
<b>I.2.1.Définition d'un réseau d'antenne</b> .....	5
<b>I.3.Les différentes configurations du réseau d'antennes</b> .....	5
<b>I.3.1La topologie d'un réseau linéaire</b> .....	6
<b>I.3.2. La topologie d'un réseau circulaire</b> .....	9
<b>I.3.3. La topologie d'un réseau planaire</b> .....	9
<b>I.3.4.Autres types de réseau d'antennes</b> .....	10
<b>I.4. Les applications des réseaux d'antennes</b> .....	10
<b>I.4.1 Les application des réseaux linéaires</b> .....	11
<b>I.4.2 Les applications des réseaux circulaires</b> .....	11
<b>I.4.3 Les applications des réseaux planaires</b> .....	12
<b>I.5. Les Avantages d'un réseau circulaire par rapport un réseau linéaire</b> .....	12
<b>I.6.Conclusion</b> .....	12
<b>CHAPITRE II Etude Analytique D'un Réseau D'antennes Circulaires</b> .....	14
<b>II.1Introduction</b> .....	15
<b>II.2 Le facteur de réseau</b> .....	15
<b>II.2.1 Définition</b> .....	15
<b>II.2.2 La décomposition du Facteur de réseau</b> .....	18
<b>II.3 L'effet de quelques paramètres de réseau circulaire</b> .....	24
<b>A. Effet de nombre des éléments</b> .....	25
<b>B. Effet de l'alimentation</b> .....	28
<b>C. Effet du rayon</b> .....	29
<b>II.Conclusion</b> .....	31
<b>CHAPITRE III Les techniques de formation des lobes</b> .....	32
<b>III.1 Introduction</b> .....	33
<b>III.2 La formation des lobes (<i>beamforming</i>)</b> .....	33

<b>III.3 Les techniques des beamforming</b> .....	34
<b>III.3.1 Formateur à poids fixes</b> .....	35
<b>III.3.2 beamforming adaptatif</b> .....	40
<b>III.4 Avantages et limites de techniques de beamforming</b> .....	42
<b>III.5 Conclusion</b> .....	42
<b>CHAPITRE IV</b> .....	44
<b>Résultats et Discussion</b> .....	44
<b>IV.1 Introduction</b> .....	45
<b>IV.2. Le Principe de l'algorithme</b> .....	45
<b>IV.3 Le formateur MVDR</b> .....	49
<b>IV.4 Synthèse par GWO</b> .....	52
<b>IV.5 Conclusion</b> .....	57
<b>Conclusion Générale</b> .....	59
<b>Bibliographie</b> .....	61

# **Introduction Générale**

## Introduction générale

Ces dernières décennies, le domaine des télécommunications sans fil a connu une explosion technique fulgurante, notamment avec l'avènement des travaux sur les antennes et les réseaux d'antennes. En raison de la nécessité de communiquer dans tous les aspects de la vie quotidienne. L'espace connaît une pollution EM importante, où plusieurs problèmes se posent telle que les bruits et les interférences, ce qui diminue la qualité de service et la capacité du système [1].

Pour répondre aux besoins de l'environnement, il est nécessaire d'utiliser un groupement d'antennes appelé réseau d'antennes. Il existe plusieurs topologies de ce réseau (linéaire, circulaire, planaire,). Le réseau linéaire est le plus utilisé dans la télécommunication mobile, mais dans certains cas où une couverture de  $360^\circ$  est plus que nécessaire, le réseau circulaire est le plus recommandé dans de nombreuses applications telles que les systèmes de communication par sonar et radar [2–4].

Le réseau circulaire uniforme (UCA) est le réseau d'antenne le plus simple, pouvant rayonner ou de recevoir sur un angle de  $360^\circ$ . Si chaque source de réseau est munie d'un déphaseur (c'est le cas de notre réseau), on peut pointer le lobe principal, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, ce lobe peut garder les mêmes caractéristiques durant le balayage, Ceci n'est pas le cas pour un réseau linéaire, dont le diagramme s'élargit, d'autant plus que l'on pointe le lobe loin de la normale [5 : réseau circulaire].

Les antennes intelligentes ont la capacité de répondre, automatiquement et en temps réel, aux différents changements dans l'environnement. Elles permettent aussi de changer le diagramme de rayonnement d'une manière dynamique, ce qui permet d'annuler ou réduire la couverture dans la direction des interférences, tout en maintenant le lobe principal dans la direction utile [6,7]. Une antenne adaptative peut donc être définie comme un réseau d'antennes capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et des autres paramètres, grâce à un réajustement des poids d'alimentations à la lumière d'un vecteur des directions d'arrivées (DOA).

Dans un réseau adaptatif, le lobe principal doit être dirigé vers l'utilisateur, tout en intercalant des zéros vers les directions des signaux d'interférence ; cette technique est basée sur ce qu'on appelle la formation des lobes (*Beamforming*) [8]. Il existe deux types de *beamforming*: *beamforming* à poids fixe et *Beamforming* adaptatif.

## Introduction Générale

---

Dans notre travail, on va utiliser la formation adaptative en utilisant une méthode d'optimisation stochastique. Parmi les méthodes stochastiques les plus populaires en électromagnétisme, on peut citer la méthode des mauvaises herbes ou herbes envahissantes (*Invasive weeds optimisation*) IWO [9], les algorithmes génétiques GA [10], l'essaim de particules PSO [11]. Ces méthodes permettent d'aboutir aux caractéristiques de rayonnement désirées, en contrôlant les paramètres du réseau à savoir les poids d'alimentation et la distance inter-éléments. A cause de leur souplesse et leur facilité d'implémentation, les réseaux déphasés électroniquement sont largement utilisés dans le domaine des télécommunications sans fil [12]. Ce type de réseau permet de commander électroniquement la direction du lobe principal, sans avoir recours à une inclinaison mécanique de l'antenne comme pour les antennes classiques. Ceci rend possible le contrôle de l'alimentation dans les antennes intelligentes qui exigent un temps de réponse très court.

Dans ce travail, on s'intéresse au développement d'une méthode d'optimisation récente (en utilisant Matlab) qui permet de faire la synthèse d'un réseau circulaire adaptatif en contrôlant les poids d'alimentations de ce réseau d'antennes adaptatif, afin de maximiser le rapport signal à bruit plus interférences (SINR) et minimiser le niveau de lobes secondaires (NLS).

Cette méthode récente, dite méthode des loups gris (*grey wolf optimisation*), est inspirée du comportement social intelligent de la communauté des loups gris. Ces loups respectent un ordre hiérarchique très stricte (alpha, beta, delta et oméga). L'algorithme imite la hiérarchie du leadership et le mécanisme de chasse des loups gris dans la nature [13].

Pour mieux appréhender le contexte de l'étude, le premier chapitre dressera des généralités sur les réseaux d'antennes circulaires ainsi que leurs avantages et domaines d'applications.

Dans le deuxième chapitre, on va voir une étude analytique d'un réseau d'antennes circulaires, on présente le modèle mathématique du facteur de réseau en deux formes. Une forme exponentielle et une autre en utilisant la fonction de Bessel.

Le troisième chapitre de ce mémoire englobe les différentes techniques de formation des lobes (*Beamforming*) qui sont utilisées dans le domaine des antennes adaptatives.

La synthèse d'un réseau d'antennes adaptatif par la méthode GWO avec les résultats de simulation pour quelques exemples et scénarios (SNR) seront présentés dans le quatrième et dernier chapitre.

**CHAPITRE I**  
**Généralités Sur Les Réseaux**  
**D'antennes Circulaires**

**I.1.Introduction**

La communication sans fil de tous types a connu un grand essor durant ces dernières décennies. Le besoin de communiquer sur des grandes distances est devenu indispensable, avec une grande capacité de transfert des informations, qui a donné naissance aux nouvelles techniques de télécommunications dans lesquelles les antennes fixes sont regroupées dans un groupement appelé réseau.

L'antenne est l'un des dispositifs clés de la télécommunication (terrestre et spatiale). C'est grâce à elle, l'énergie électrique se transforme en énergie électromagnétique (ondes EM) rayonnée dans l'espace libre. Suivant la topologie, la conception de l'antenne est différente d'un réseau à l'autre, elle se met en réseau afin d'augmenter le gain total, la directivité et d'orienter le lobe principal vers une direction privilégiée. La mise en réseau des antennes représente une solution pour de nombreuses applications qui exigent un diagramme de rayonnement particulier, comme le balayage électronique et le poursuit des cibles (radar) et dans les satellites.

Pour une bonne compréhension du fonctionnement des réseaux d'antennes, on va entamer une généralité sur les notions de base des différentes topologies des réseaux.

**I.2. Les réseaux d'antennes**

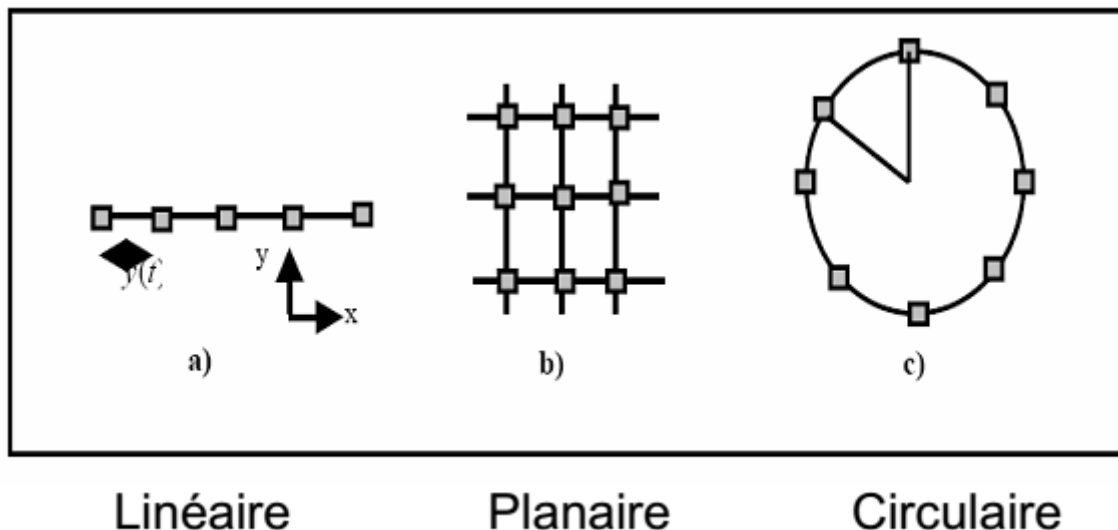
Généralement, une source rayonnante unique, même de structure compliquée, ne permet pas toujours d'obtenir un diagramme de rayonnement désiré. En outre, ce diagramme est fixé par la structure de la source et ne peut pas être facilement ou rapidement modifié. Or, il est possible de s'affranchir de ces deux restrictions, au moins partiellement, en groupant convenablement des sources rayonnantes. En agissant sur l'un des paramètres de ce groupement d'antennes, tels que les amplitudes et/ou les phases des tensions d'alimentation des éléments, on peut facilement modifier le diagramme pour :

- Augmenter la directivité.
- Obtenir des diagrammes de rayonnement très proches du diagramme optimal désiré par le concepteur.
- Changer quasi instantanément la forme du diagramme de rayonnement.
- Augmenter le rapport signal à interférence et bruit (SINR) pour réduire les rayonnements parasites dans certaines directions choisies [14].

### I.2.1. Définition d'un réseau d'antenne

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes élémentaires, disposées selon une géométrie particulière et destinées à émettre ou recevoir sur la même fréquence. En agissant sur la pondération en amplitude et/ou en phase du signal d'excitation reçu par chaque élément, on peut obtenir un diagramme de rayonnement particulier, par exemple très directif, ou sur une direction donnée, ou encore présentant une annulation dans des directions indésirées [15].

Ainsi, le diagramme de rayonnement du réseau dépend du type de topologie, du nombre d'éléments dans cette topologie, de la distance inter-éléments et du diagramme de rayonnement d'éléments). Les antennes réseaux peuvent avoir différentes topologies comme nous l'indiquons dans la Figure I.1 : réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires.



**Figure I.1** : Différentes topologies du réseau d'antennes

### I.3. Les différentes configurations du réseau d'antennes

L'objectif de ces topologies est souvent de réduire les niveaux des lobes secondaires et/ou de diriger le lobe principal (une bonne focalisation), ainsi que augmentation de la couverture de l'espace entouré ce qui augmente la capacité du système.

Le réseau peut avoir plusieurs géométries ou topologies. Par exemple, le réseau circulaire peut donner un diagramme de rayonnement omnidirectionnel ce qui permet d'avoir une zone de couverture de  $360^\circ$  (ce n'est pas le cas pour le réseau linéaire).

## I.3.1 La topologie d'un réseau linéaire

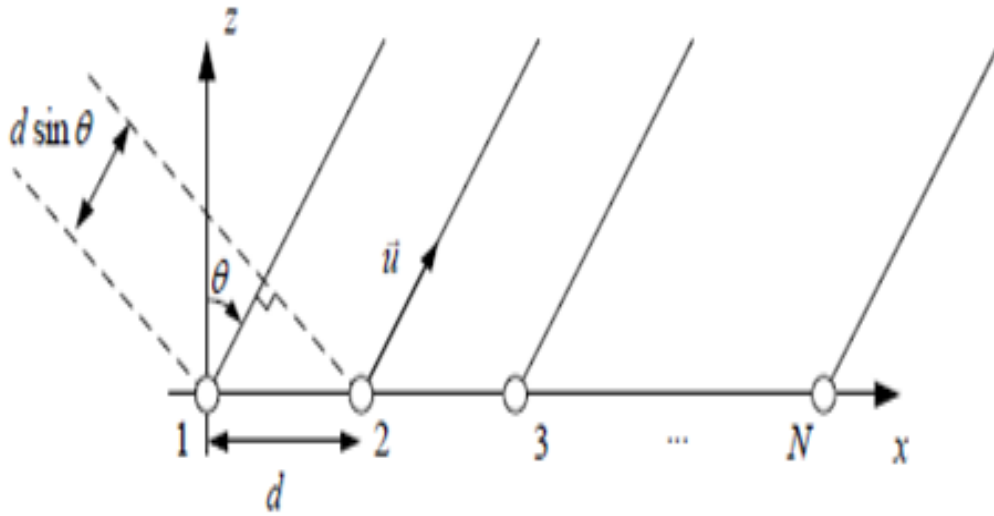
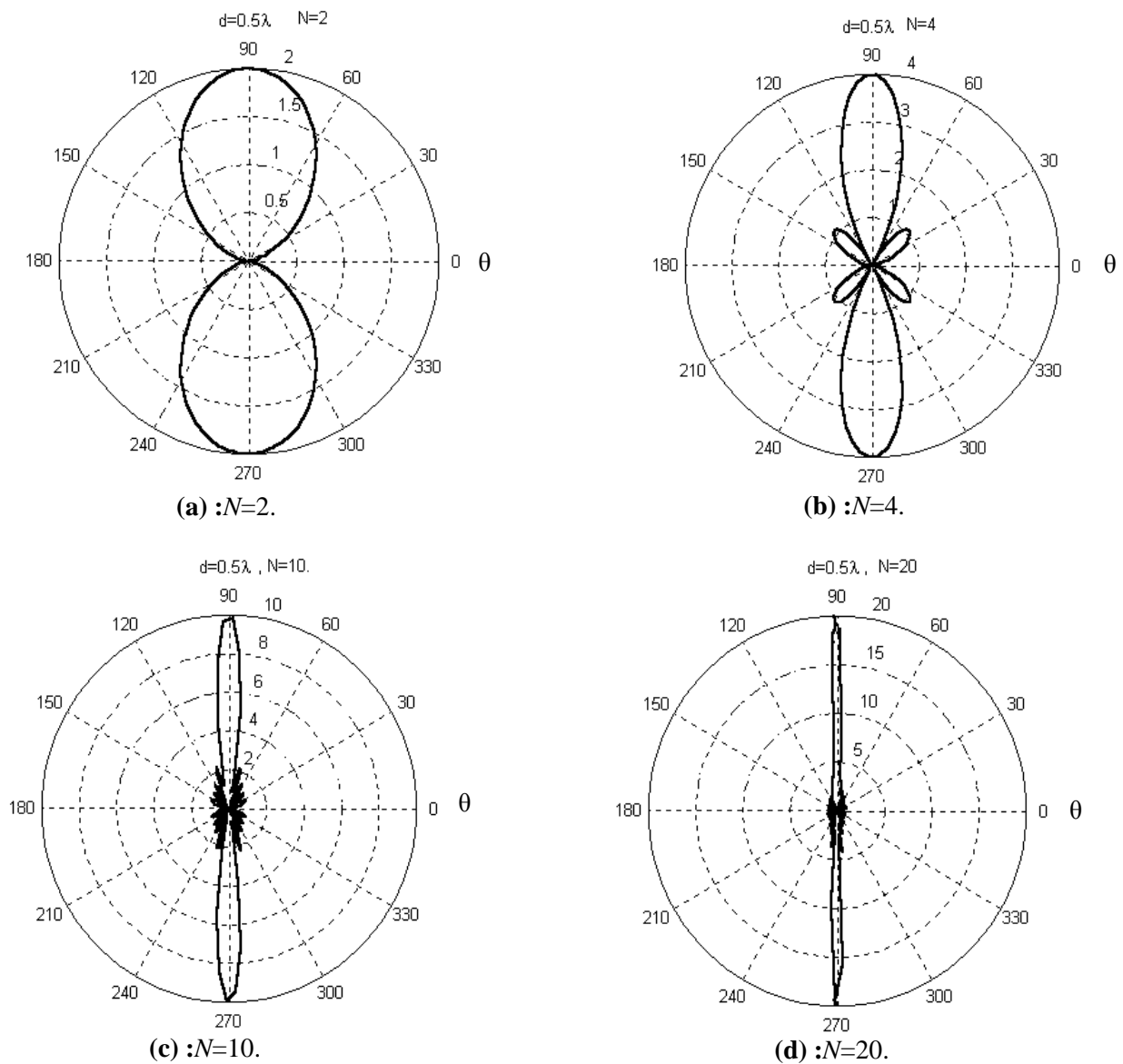


Figure I.2 : Topologie d'un réseau linéaire

Un réseau linéaire est un réseau où les sources rayonnantes sont alignées le long d'une ligne droite et espacées d'une distance constante  $d$  (Figure I.2) appelée "le pas" ou la distance inter-éléments. Dans ce cas, les propriétés de la mise en réseau apparaissent dans le plan contenant les sources rayonnantes et la normale aux sources élémentaires, soit pour le plan  $\varphi=0$  dans le repère choisi ; l'étude se limite généralement à ce plan et l'expression du facteur de réseau peut être donnée comme suit [16]:

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi + (i-1)k d \sin \theta)} \quad (\text{I.1})$$

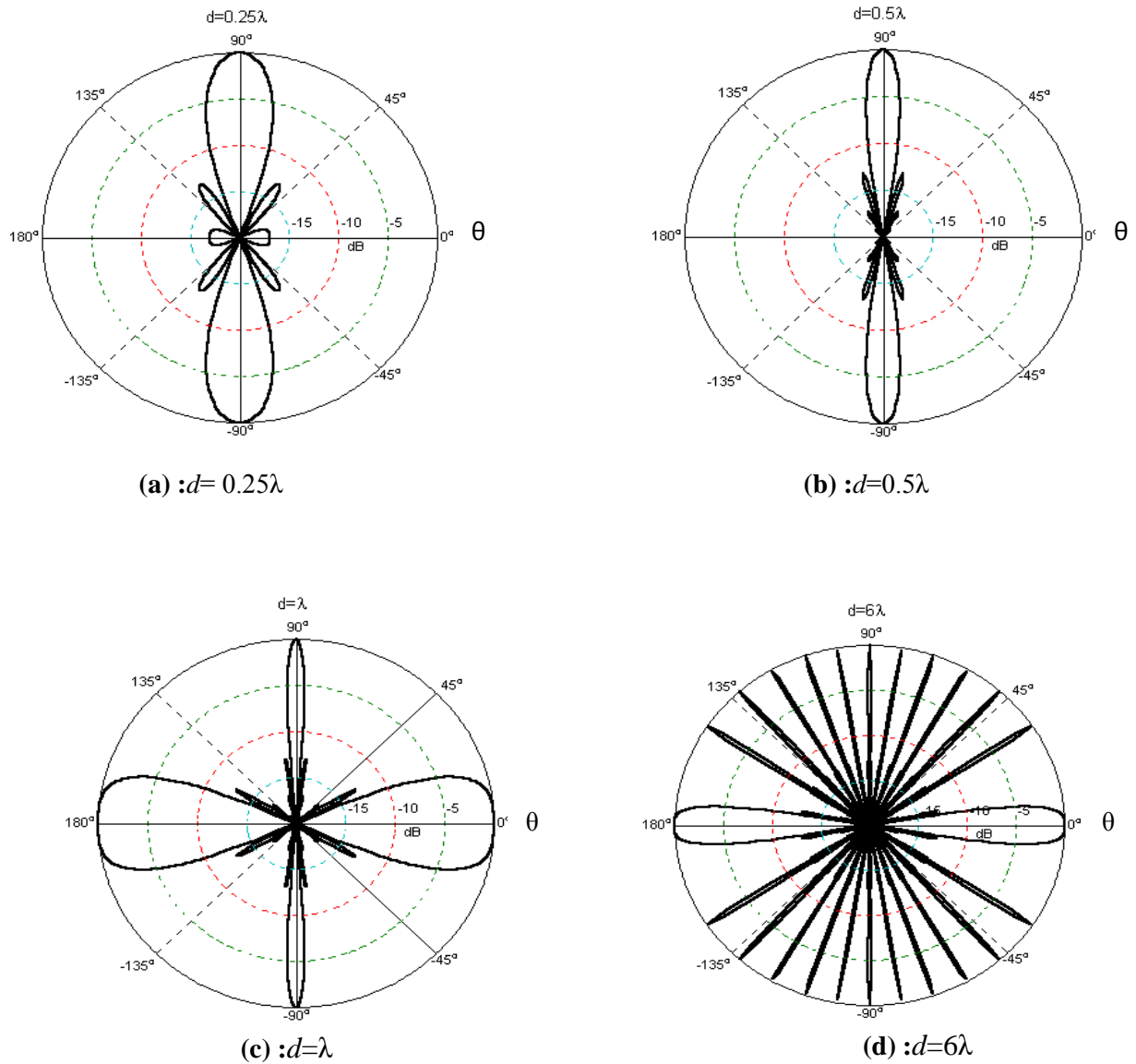
Ce type de réseau est plus utilisé dans le domaine des réseaux mobiles et des autres systèmes de télécommunications [17] en raison de sa simplicité, de sorte que la distance inter-éléments (espacement entre les sources rayonnantes) affecte sur le nombre de lobes principaux (l'apparition des lobes de périodicité pour une distance supérieure que longueur d'onde) [5]. Le nombre de lobes secondaires augmente avec le nombre d'antennes.



**Figure I.3 :** Des facteurs de réseau pour différentes valeurs de  $N$  (nombre d'éléments)

(a) :  $N=2$  ; (b) :  $N=4$  ; (c) :  $N=10$  ; (d) :  $N=20$ .

Dans les facteurs de réseau de la Figure I.3, on voit que le nombre des lobes secondaires est proportionnel au nombre des éléments rayonnants, alors que l'angle d'ouverture à demi puissance (HPBW) est diminué par l'augmentation de nombre d'antennes.



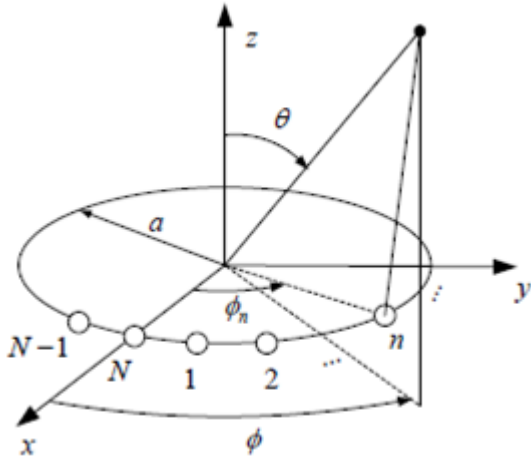
**Figure I.4 :** Des facteur de réseau pour différentes distances inter-élément  $d$  en fonction de  $\lambda$

(a) :  $d=0.25\lambda$  ; (b) :  $d=0.5\lambda$  ; (c) :  $d=\lambda$  ; (d) :  $d=6\lambda$ .

On montre que l'apparition des lobes de périodicité est devenue dans la zone visible pour que  $d > \lambda$ . On note que les lobes secondaires et les lobes de périodicité sont considérés comme des rayonnements parasites qu'on doit les réduire.

**I.3.2. La topologie d'un réseau circulaire**

On considère que le réseau circulaire est uniforme comme nous le montrons dans la figure suivante



**Figure I.5 :** Géométrie d'un réseau circulaire

Un réseau circulaire est un réseau où les éléments rayonnants sont répartis sur le périmètre d'un cercle et avec des espacements égaux (Figure I.5). Le plan où l'analyse de réseau se limite est le plan horizontal, il est caractérisé par les coordonnées polaires ( $\theta, \varphi$ ). L'expression du facteur de réseau est donnée par [18] :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi_i + k a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_i))} \tag{I.2}$$

Avec  $N$  est le nombre des éléments dans le réseau,  $\varphi_i = 2 \cdot \pi \cdot i / N$  est la position angulaire du  $i^{\text{ème}}$  élément,

Ce réseau fera l'objet d'une étude plus détaillée dans le chapitre suivant.

**I.3.3. La topologie d'un réseau planaire**

Un réseau de topologie planaire est présenté dans la figure suivante, il avait deux dimension (sur un plan avec deux espacement inter-éléments  $d_x$  et  $d_y$ ). Le nombre des éléments total est  $N \cdot M$ .

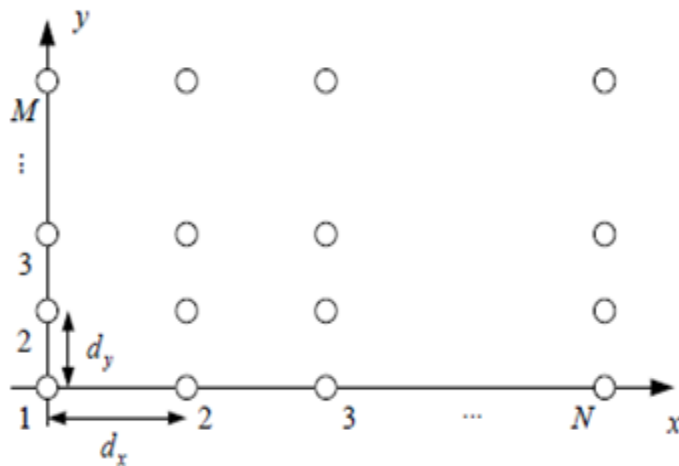


Figure I.6 : Géométrie d'un réseau planaire

Un réseau planaire est un arrangement des antennes dans un plan. Il y a deux formes de réseaux planaires [19,20] :

Le réseau planaire de forme rectangulaire qui présente une généralisation du plan d'un réseau linéaire. Le cas le plus simple correspond au maillage en une grille rectangulaire  $N \times M$  d'éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire obtenu peut être différent selon les deux axes principaux du réseau, tel qu'illustré sur la Figure I.6. Le facteur de réseau s'écrit :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j\psi_{nm}} e^{j(k(n-1)d_x + k(m-1)d_y)} \quad (I.3)$$

### I.3.4. Autres types de réseau d'antennes

Outre les réseaux d'antennes présentés précédemment, il existe d'autres configurations de réseaux d'antennes qui sont généralement développées à partir de la structure planaire. Parmi ces configurations, on trouve les réseaux multi surfaces dans lesquels un polyèdre est couvert par des réseaux d'antennes planaires. Le polyèdre peut être un parallélépipède, un cylindre, un hémisphère ou une pyramide. Les dimensions des réseaux planaires multi surfaces sont généralement grandes et les lois d'alimentations nécessitent parfois des processus d'optimisation pour réduire les interférences entre les lobes, ce qui limite l'utilisation de ces réseaux aux secteurs spatial et militaire [21].

### I.4. Les applications des réseaux d'antennes

L'utilisation des réseaux d'antennes devient ainsi indispensable dans certains domaines de communications tels que l'aviation, le radar, les systèmes de télécommunications mobiles, etc.

I.4.1 Les application des réseaux linéaires

Les réseaux linéaires sont les réseaux les plus utilisés actuellement, ces réseaux sont principalement dans les stations de base d'un réseau mobile (Figure I.7)

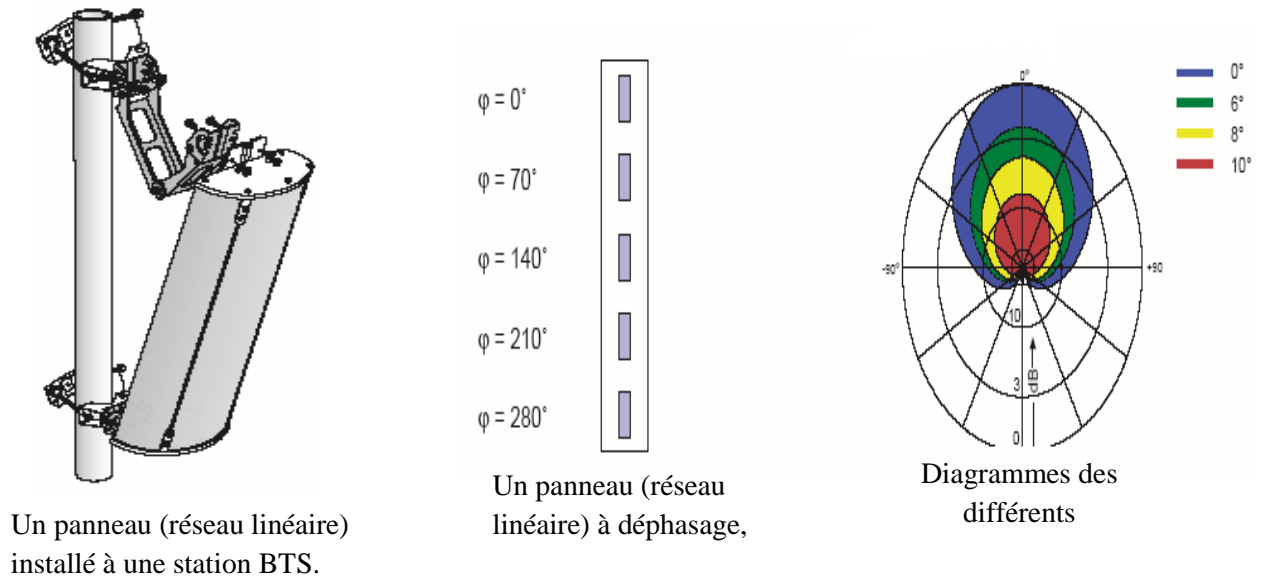


Figure I.7 : Un réseau linéaire installé sur une station BTS d'un réseau mobile [22]

Ces réseaux sont utilisés pour certaines applications telles que radars de Freya (IFF, Identification Friend or Foe), radars de trafic Maritime...

Généralement, ces réseaux sont trouvés comme un composant d'une structure plus complexe.

I.4.2 Les applications des réseaux circulaires

Les réseaux circulaires sont la solution viable pour plusieurs applications, qui sont, pour la plupart, des applications militaire (Radar), spatiales, où un espace de couverture de 360° est très nécessaire.

Plusieurs applications nécessitent les réseaux circulaires pour générer un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. Un exemple de ceci utilisant des antennes très grandes a été présenté à la photo suivante. Ce réseau circulaire est installé aux Etats-Unis (*historic american buildings survey*).



**Figure I.8 :**Un réseau circulaire installé aux Etats-Unis [23].

### **I.4.3 Les applications des réseaux planaires**

Les réseaux planaires sont très utilisés, comme des antennes à balayage électronique qui ont tendance à devenir la norme dans les systèmes radar.

### **I.5. Les avantages d'un réseau circulaire par rapport un réseau linéaire**

Le réseau circulaire uniforme (UCA) est le réseau d'antenne le plus simple, pouvant rayonner ou de recevoir sur un angle de  $360^\circ$ . Si chaque source de réseau est munie d'un déphaseur (c'est le cas de notre réseau), on peut pointer le lobe principal, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, ce lobe peut garder les mêmes caractéristiques durant le balayage, Ceci n'est pas le cas pour un réseau linéaire, dont le diagramme s'élargit, d'autant plus que l'on pointe le lobe loin de la normale.

Dans la littérature, il existe plusieurs études comparatives entre les deux réseaux, afin de faire apparaître les performances du réseau circulaire par rapport au réseau linéaire, dans les différentes applications de nos jours [24].

### **I.6.Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté les réseaux d'antennes en parlant sur ses différents types, ses applications les plus importantes et l'effet de quelques paramètres sur les caractéristiques d'un réseau d'antennes. Après cette description, on a rencontré plusieurs possibilités pour concevoir un réseau d'antennes en raison de nombreuses paramètres qui peuvent être

contrôlées, mais le choix optimal dépendra du type d'application et des performances de la méthode d'optimisation utilisée.

# **CHAPITRE II**

## **Etude Analytique D'un Réseau D'antennes Circulaires**

## II.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier un réseau circulaire analytiquement, où, on s'intéresse seulement aux rayonnements dans le plan du réseau, avec des éléments à rayonnement longitudinal[25]. On peut décomposer le facteur de réseau en une sommation de plusieurs fonctions qui dépendent directement des paramètres de réseau, par exemple, le diagramme d'un élément, le nombre d'éléments et le rayon du cercle. On va discuter le facteur de réseau pour le cas d'un cercle, et d'un demi-cercle avec des éléments à rayonnement longitudinal.

Une vue générale sur la littérature d'un réseau circulaire montre que plusieurs articles s'intéressent au cas où le lobe principal est orthogonal par rapport au plan du réseau [26,27].

A cause de leurs multiples avantages, les réseaux circulaires avec des antennes intelligentes, auront certainement un très grand succès pour les applications des télécommunications sans fil [28].

## II.2 Le facteur de réseau

### II.2.1 Définition

Le facteur de réseau est le diagramme de rayonnement en champ lointain à valeurs complexes obtenu pour un réseau d'éléments isotropes.

On Considère un réseau circulaire de  $M$  éléments isotropes (Figure II.1), dont le champ électrique peut être donné par

$$E(r, \theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M W_m \cdot \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \quad (II.1)$$

Où :  $R_m$  est la distance entre l'élément  $m$  et le point d'observation P.

$W_m$  est le vecteur d'excitation complexe (amplitude et phase),  $W_m = I_m \cdot e^{j\alpha_m}$

$$R_m^2 = r^2 + a^2 - 2 \cdot a \cdot r \cdot \cos \psi \Rightarrow R_m = \sqrt{r^2 + a^2 - 2 \cdot a \cdot r \cdot \cos \psi} \quad (II.2)$$

Pour  $r \gg a$ , cette formule peut se réduire à

$$R_m = r - a \cos \psi \quad (II.3)$$

Donc

$$R_m = r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m) \quad (II.4)$$

Et l'équation (II.1) devient

$$E(r, \theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M W_m \cdot \frac{e^{-jk[r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)]}}{r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)}$$

$$= e^{-jkr} \cdot \sum_{m=1}^M W_m \cdot \frac{e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)}}{r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)}$$
(II.5)

Rappelons qu'on s'intéresse seulement au champ lointain ( $R_m \approx r$ ), parce que

$$r \gg a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)$$

Le champ électrique lointain peut s'exprimer part

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \sum_{m=1}^M W_m \cdot e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)}$$
(II.6)

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot F(\theta, \varphi)$$
(II.7)

Où  $\varphi'_m = 2 \cdot \pi \cdot m/M$  est la position angulaire du  $m^{\text{ième}}$  élément, et le facteur de réseau est

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M W_m \cdot e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m)}$$

$$= \sum_{m=1}^M I_m \cdot e^{jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_m) + j\alpha_m}$$
(II.8)

Pour orienter le lobe principal vers la direction  $(\theta_0, \Phi_0)$ , on doit appliquer une excitation déphasée par  $\alpha_m$  avec

$$\alpha_m = -k a \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi'_m)$$
(II.9)

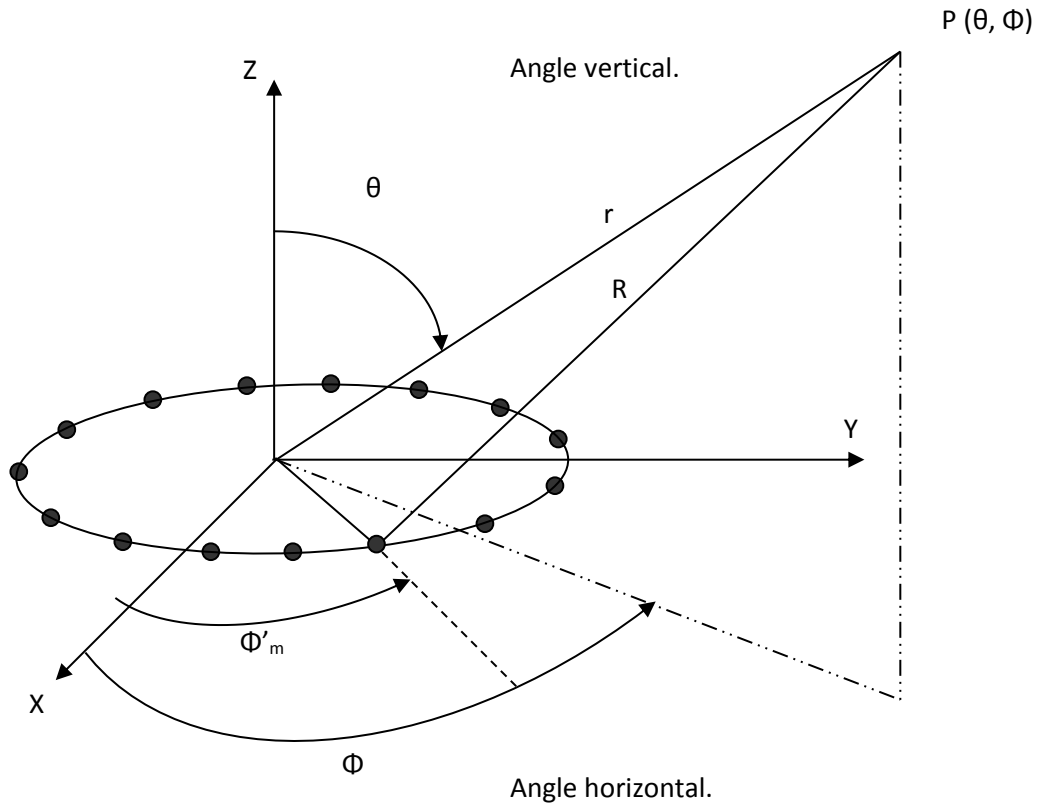
Balanis dans son livre [29], définit des autres variables comme suit

$$\rho = a \left[ (\sin \theta \cdot \cos \varphi - \sin \theta_0 \cdot \cos \varphi_0)^2 + (\sin \theta \cdot \sin \varphi - \sin \theta_0 \cdot \sin \varphi_0)^2 \right]^{1/2}$$
(II.10)

$$\xi = \tan^{-1} \left[ \frac{\sin \theta \cdot \sin \varphi - \sin \theta_0 \cdot \sin \varphi_0}{\sin \theta \cdot \cos \varphi - \sin \theta_0 \cdot \cos \varphi_0} \right]$$
(II.11)

Les deux dernières équations permettent d'exprimer le facteur de réseau d'une manière simple

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M I_m \cdot e^{jk\rho \cos(\varphi'_m - \xi)} \quad (2.12)$$



**Figure II.1.** Les coordonnées polaires et cartésiennes d'un réseau circulaire.

On note que cette dernière équation n'est pas utilisée dans l'optimisation des réseaux d'antennes et dans les réseaux à rayonnement longitudinal.

Si on utilise des éléments isotropes, dans le plan du réseau, avec une distribution d'alimentation uniforme, l'équation (II.12) peut prendre la forme suivante

$$F(\theta, \varphi) = I_0 \cdot \sum_{m=1}^M e^{jk\rho \cos(\varphi'_m - \xi)} \quad (II.13)$$

On écrit aussi

$$e^{jz \cos \Psi} = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} j^q e^{jq\Psi} J_q(z) \quad (II.14)$$

Où  $J_q(z)$  est la fonction de Bessel du premier ordre, utilisée pour simplifier l'équation (II.13). Après quelques arrangements dans les équations (II.13) et (II.14) on obtient

$$F(\theta, \varphi) = I_0 \cdot \sum_{q=-N}^{+\infty} j^q e^{-jq\xi} J_q(k\rho) \cdot \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\Pi qm}{M}} \quad (\text{II.15})$$

Si on pose  $p = e^{\frac{j2\Pi q}{M}}$  dans  $\sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\Pi qm}{M}}$ , on obtient

$$\sum_{m=1}^M p^m = \frac{p^{M+1} - p}{p - 1} = 0 \text{ pour } p \neq 1 \text{ (} q \neq -M, 0, +M, \dots \text{)}$$

Si  $q=0$  ou  $\pm kM$  la sommation devient égale à un. Ce qui permet d'écrire (II.15) comme

$$F(\theta, \varphi) = MI_0 \cdot \sum_{q=-\infty}^{+\infty} e^{jqM\left(\frac{\pi}{2} - \xi\right)} J_{qM}(k\rho) \quad (\text{II.16})$$

## II.2.2 La décomposition du Facteur de réseau

### II.2.2.1. Un réseau circulaire d'éléments isotrope

Le facteur de réseau normalisé, d'un réseau linéaire équidistant et uniforme est donné par [29]

$$F(\psi) = \frac{\sin(M \cdot \psi/2)}{M \cdot \sin(\psi/2)} \quad (\text{II.17})$$

Où  $\psi = kd + \alpha$ ,  $d$  est l'espacement inter éléments et  $\alpha$  le déphasage. Certains auteurs donnent une méthode graphique de représentation de la fonction  $F(\psi)$  en coordonnées polaires ( $F$  en fonction d'un angle), à partir de sa représentation en coordonnées cartésiennes ( $F$  en fonction de  $\psi$ ), afin de pouvoir calculer le facteur de réseau pour chaque angle.

Afin d'éviter l'apparition des lobes de périodicité dans la région visible, on doit vérifier la condition :  $kd + \alpha \leq 2\pi(1 - 1/M)$ .

Cette méthode montre comment on peut éviter les rayonnements parasites, sans changer la fonction de rayonnement. L'idée réside dans le changement des paramètres  $d$  et  $\alpha$  qui affectent, seulement, la taille et l'emplacement de la région visible dans le signal global.

Malheureusement, il n'existe pas de méthode similaire pour le réseau circulaire. Mais on peut essayer de faire, avec l'équation (II.16), ce qu'on a fait avec l'équation (II.17).

Considérons l'argument  $k\rho$ , en rappelant que nous nous intéressons seulement au cas où  $\theta = \theta_0 = 90^\circ$ . L'équation (II.10) peut alors se réduire à

$$\begin{aligned} \rho &= a \left[ (\cos \varphi - \cos \varphi_0)^2 + (\sin \varphi - \sin \varphi_0)^2 \right]^{1/2} \\ &= a \left[ 2 - 2 \cos(\varphi - \varphi_0) \right]^{1/2} = 2a \left| \sin \left( \frac{\varphi - \varphi_0}{2} \right) \right| \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Notons que  $\rho$  peut atteindre une valeur maximale égale à  $2a$ .

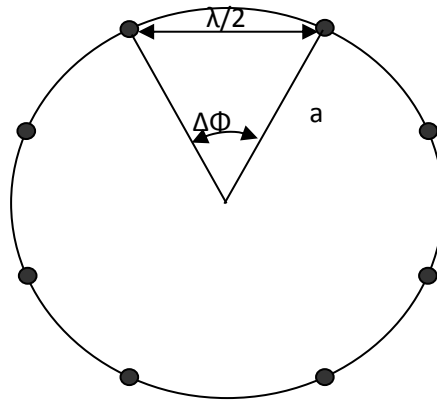
On considère la Figure II.2, où le rayon du cercle est exprimé par le nombre d'éléments et l'espace inter éléments  $d$ , en rappelant que l'espace inter éléments est fixé à  $\lambda/2$ .

Donc

$$\sin \left( \frac{\Delta \varphi}{2} \right) = \frac{\lambda / 4}{a} \Rightarrow a = \frac{\lambda}{4 \sin \left( \frac{\pi}{M} \right)} \quad (\text{II.19})$$

Si on suppose que  $M \geq 30$ , l'équation (II.19) devient

$$a \approx \frac{M \cdot \lambda}{4 \pi}, \quad \text{avec un erreur moins de 0.2\%}. \quad (\text{II.20})$$



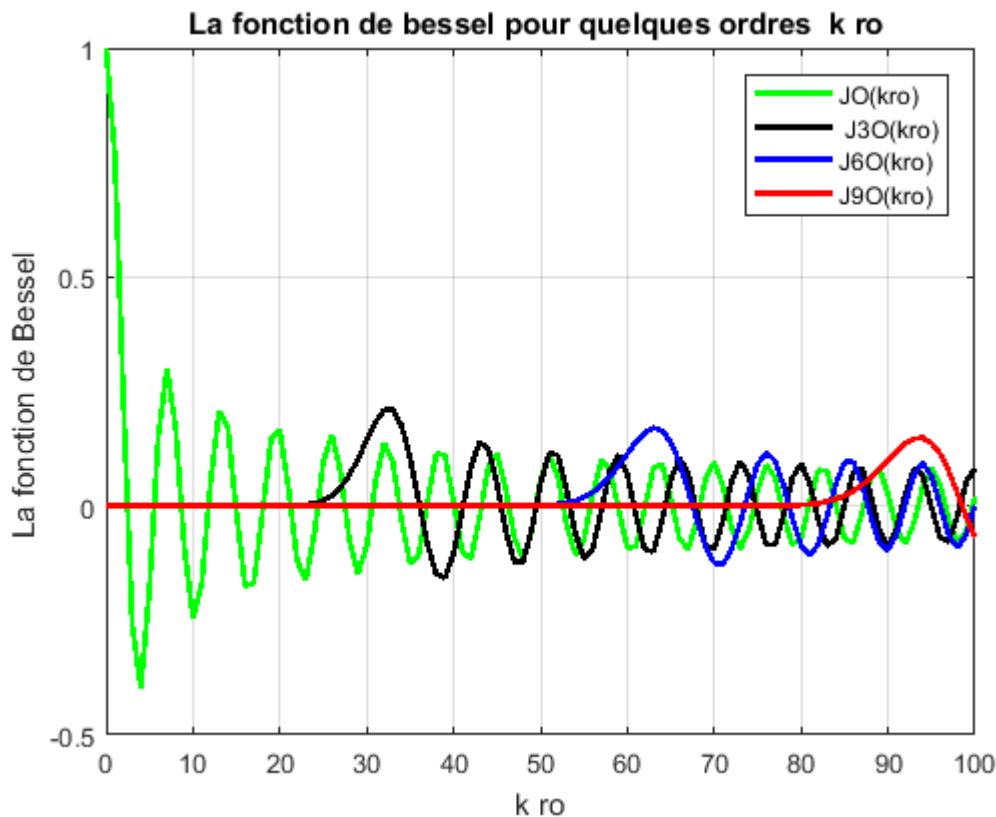
**Figure II.2.** L'inter élément d'un réseau circulaire. (Dans notre cas  $d = \lambda/2$ ).

A partir de l'équation (II.20), on trouve que  $\mathbf{k \cdot a} = \mathbf{M/2}$ , et avec  $d = \lambda/2$ , le maximum du terme  $\mathbf{k\rho}$  devient égal à  $\mathbf{M}$  et on écrit

$$\text{Max} [k\rho] = M \quad (\text{II.21})$$

On a étudié, ici, le facteur de réseau de l'équation (II.16), suivant les conditions citées dans les dernières équations (II.20) et (II.21), afin de déterminer le nombre significatif de séries de la fonction de Bessel.

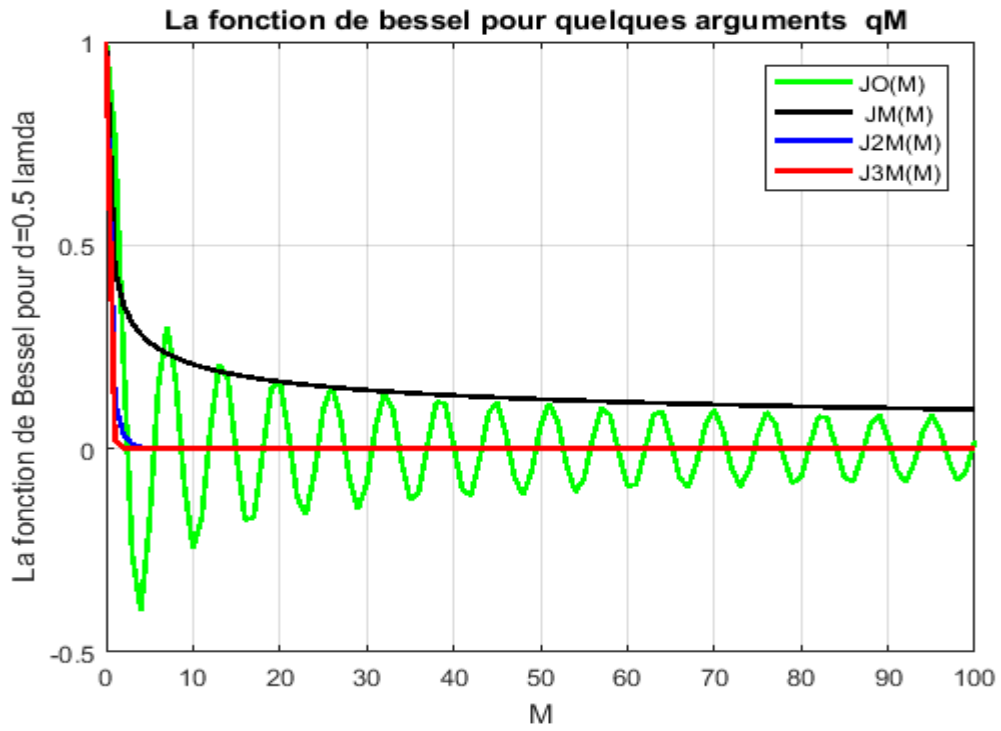
Les termes  $J_{qM}(k\rho)$  sont représentés dans la Figure II.3 (pour  $M=30$  et  $q=0,1,2$  et  $3$ ), qui montre que les termes d'ordre supérieur ne dépendent pas seulement de  $M$  mais aussi de  $k\rho$ .



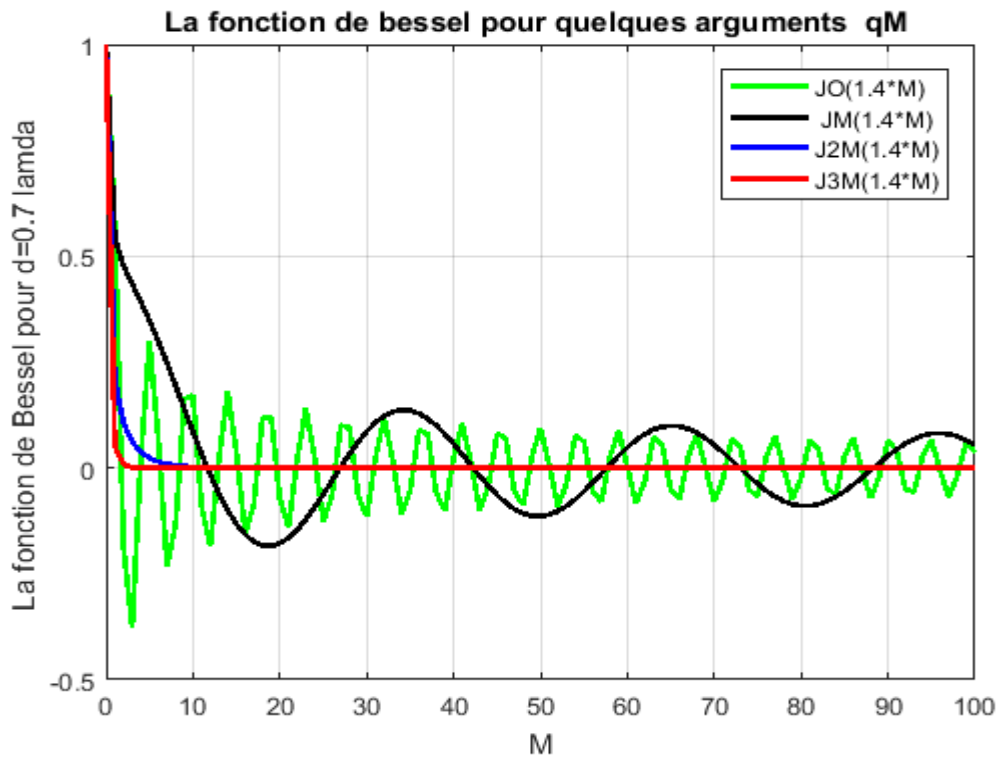
**Figure II.3.** Les fonctions de Bessel de premier type et d'ordre 0, 30, 60 et 90

Les fonctions de Bessel d'ordre élevé, sont pratiquement nulles, jusqu'à ce que l'argument atteigne la valeur de l'ordre. Dans la Figure II.3, la première crête de la fonction de Bessel d'ordre  $M=30$  ( $q= \pm 1$ ) apparaît pour un argument de 33, pour  $q= \pm 2$ , elle apparaît, approximativement, à une valeur de 63 et pour  $q= \pm 3$ , elle apparaît, approximativement, à une valeur de 94. Généralement, pour  $M$  très grand ( $M > 30$ ), la première crête peut être atteinte pour  $k\rho = 1.5 + 1.05 M$ .

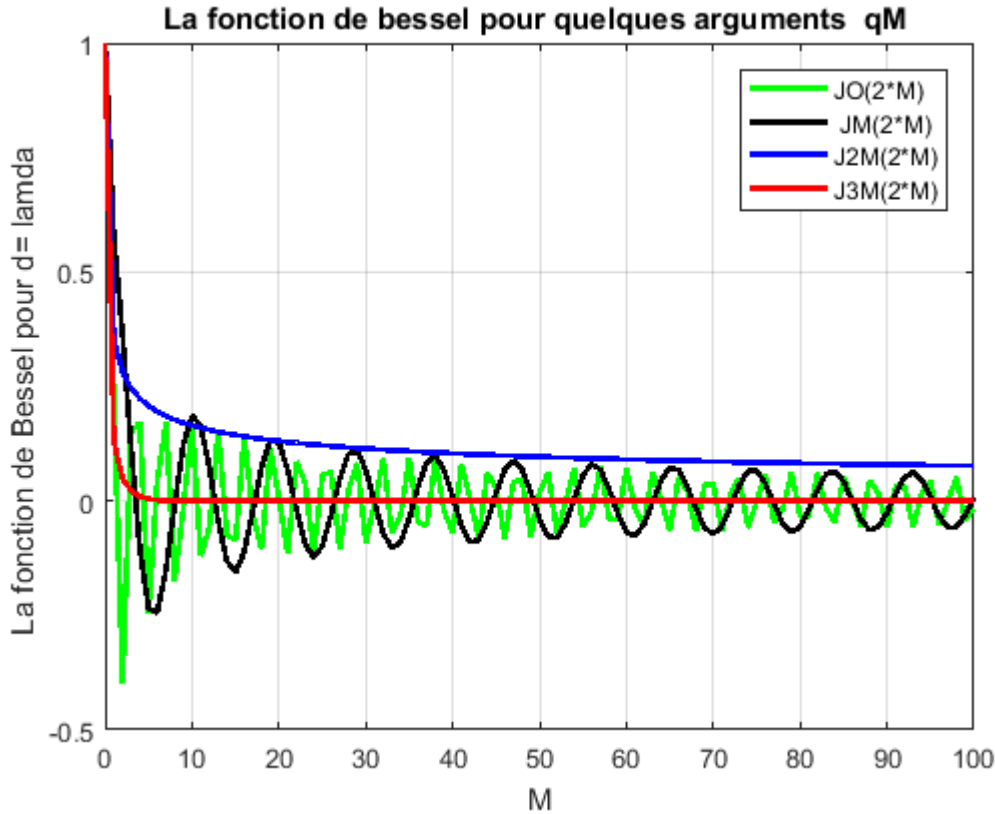
Rappelons que le maximum de  $k\rho$  est  $M$  ( $k\rho \leq M$ ). Dans cet intervalle, on constate que les termes d'ordre supérieur ou égal à  $2M$  ( $q= \pm 2, \pm 3, \dots$ ), sont éliminés. Il ne reste alors que les deux premiers ( $q = 0$  et  $q= \pm 1$ ), qui peuvent avoir une signification physique.



(a)



(b)



(c)

**Figure II.4 :** Les fonctions de Bessel pour des ordres et arguments en fonction du nombre d'élément avec des inters élément différents : (a) :  $d=0.5 \lambda$ , (b) :  $d=0.7 \lambda$ , (c) :  $d=\lambda$

Au contraire de l'exemple illustré dans la Figure II.3, on a varié l'ordre  $q \cdot M$ , pour  $q=0, 1, 2$  et 3, ce qui permet de voir l'effet du nombre d'éléments sur les termes introduits dans l'équation (II.16).

Pour la Figure II.4.a, on voit, pour un argument  $k\rho = M$ , que les deux premiers termes ( $q=0$  et  $q=\pm 1$ ) ne s'annulent pas, mais les autres ( $q=\pm 2, \pm 3, \dots$ ) s'annulent juste après  $M \geq 3$ . Dans la Figure II.4.b, où l'inter élément est fixé à  $d=0.7 \lambda$ , qui correspond à un argument de  $1.4 M$ , le troisième terme, et les termes plus élevés, seront négligés pour  $M \geq 10$ . Si on augmente l'espace inter élément à  $\lambda$ , l'ordre des termes qui s'annulent et la valeur de  $M$  augmentent. On doit donc modifier l'équation (II.16), qu'on peut la remplacer par

$$\begin{aligned}
 F(\theta, \varphi) &= M I_0 \cdot \sum_{q=-1}^{+1} e^{jqM \left( \frac{\pi}{2} - \xi \right)} J_{qM}(k\rho) \\
 &= M I_0 \left[ J_0(k\rho) + 2 J_M(k\rho) \cdot \cos \left( M \left( \frac{\pi}{2} - \xi \right) \right) \right], \quad k\rho \leq 1.4 M
 \end{aligned}
 \tag{II.22}$$

L'équation (II.22) peut être modifiée par l'addition d'un troisième terme, comme nous l'avons déjà indiqué, précédemment, pour  $d=\lambda$ . Les rayonnements parasites deviennent alors un problème sérieux. Afin de diminuer l'effets de ces rayonnement parasites, on va prendre le cas où  $d=\lambda/2$ .

L'équation (II.22) permet d'exprimer plus simplement le facteur F, dans le plan du réseau. On rappelle que

$$k\rho = 2ka \left| \sin\left(\frac{\varphi - \varphi_0}{2}\right) \right| \text{ pour } \theta = \theta_0 = 90^\circ \text{ et de (II.11)}$$

$$\xi = \tan^{-1} \left[ \frac{\sin \varphi - \sin \varphi_0}{\cos \varphi - \cos \varphi_0} \right] = \tan^{-1} \left[ -\cot\left(\frac{\varphi + \varphi_0}{2}\right) \right]$$

Donc  $\xi = \frac{\varphi + \varphi_0}{2} - \frac{\pi}{2}$  (II.23)

Rappelons aussi que

$$\cos M(\pi - \xi) = \cos(M\xi) \tag{II.24}$$

L'équation (II.22) devient

$$F(\varphi) = M \mathbf{I}_0 \left[ J_0 \left( 2ka \sin \frac{\varphi + \varphi_0}{2} \right) + 2J_M \left( 2ka \sin \frac{\varphi + \varphi_0}{2} \right) \cdot \cos \left( M \left( \frac{\varphi + \varphi_0}{2} \right) \right) \right]$$

pour M paire. (II.25)

Si on pose  $\varphi_0=0$ , le facteur de réseau est proportionnel à l'expression suivante :

$$F(\varphi) \propto J_0 \left( 2ka \sin \frac{\varphi}{2} \right) + 2J_M \left( 2ka \sin \frac{\varphi}{2} \right) \cdot \cos \left( M \left( \frac{\varphi}{2} \right) \right), \text{ pour M paire.} \tag{II.26}$$

L'équation (II.26) donne des informations nécessaires, sur la formation des lobes de périodicité (*gratin lobes*), dans le réseau circulaire. Les crêtes successives du terme  $J_0(k\rho)$  diminuent de façon monotone, ce permet de dire qu'il n'y a aucune chance de l'apparition des lobes de périodicité, pour ce terme.

La première crête du terme  $J_M(k\rho)$  est atteinte pour un argument  $k\rho \geq M$  et pour des arguments inférieurs à  $0.8 M$ , ce terme est négligeable. En plus, ce terme est multiplié par la fonction  $\cos(M(\varphi/2))$  comme était montré dans l'équation II.26. Pour  $\varphi = \pi$ , l'argument  $k\rho$  est maximal et le premier lobe de périodicité apparaît, mais comme un lobe arrière ; il n'a donc pas

d'effet sur la direction de lobe principal. Pour  $|\varphi| < \pi$ , ils existent d'autres lobes de périodicité, mais ils se déplacent vers l'avant. Si on augmente le rayon  $a$ , un deuxième lobe, d'amplitude inférieure, apparaît. Il correspond à la deuxième crête du terme  $J_M(k\rho)$ .

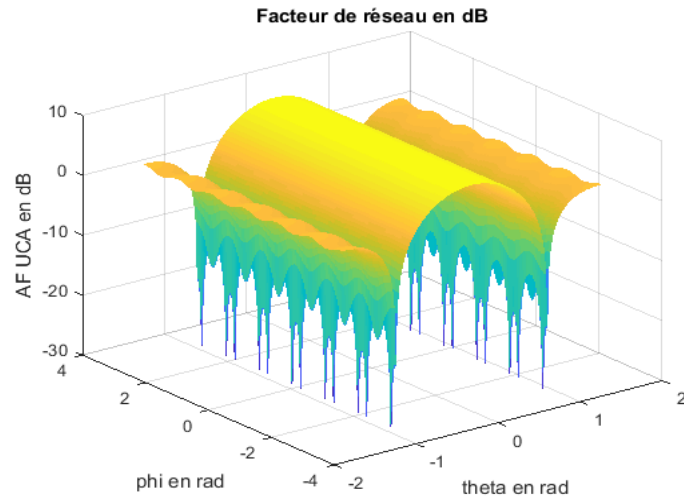
En conclusion, deux solutions permettent d'éviter les rayonnements parasites : l'une consiste à augmenter le nombre d'éléments (Figure II.4) et l'autre consiste à diminuer le rayon du cercle. Mais cette deuxième solution ne doit pas affecter certains paramètres tels que la directivité maximale, par exemple. Pour cela, on prend le rayon minimal qui correspond au premier maximum de directivité. Ces deux solutions offrent un autre avantage au réseau circulaire, par rapport au réseau linéaire, du fait que les lobes de périodicité sont indépendants du nombre d'éléments.

### II.3 L'effet de quelques paramètres de réseau circulaire

Pour voir l'effet d'un paramètre du réseau circulaire sur les caractéristiques de ce réseau en termes de diagramme de rayonnement et ses caractéristiques extraites (ouverture à mi-puissance, le niveau de lobes secondaires, ...), on va fixer tous les autres paramètres puis, on va varier le paramètre à étudier.

Parmi les paramètres qu'on peut varier, on cite le diagramme d'élément, la distance inter-éléments (ou le rayon), le nombre des éléments dans le réseau et la distribution d'alimentation.

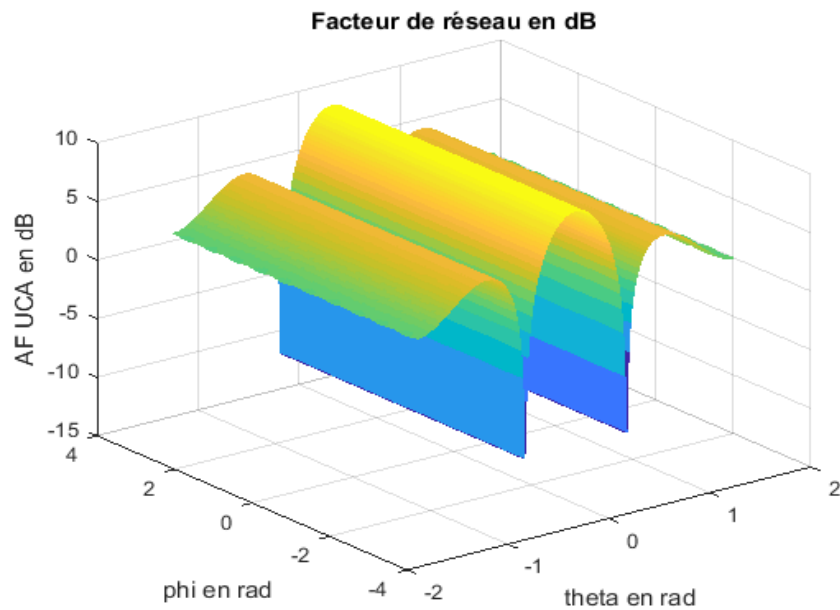
On considère un exemple d'un réseau circulaire uniforme de  $M=6$  éléments isotropes. L'alimentation de ce réseau est uniforme ( $I_m=1$ ) pour tous les éléments. L'angle  $\theta$  est dans l'intervalle  $[-\pi/2, \pi/2]$  et l'angle  $\Phi$  dans l'intervalle  $[-\pi, \pi]$ . La distance inter-éléments  $d=\lambda/2$ . Ce qui permet d'avoir une distance angulaire  $\Phi_n=30^\circ$  (voir Figure II.2).



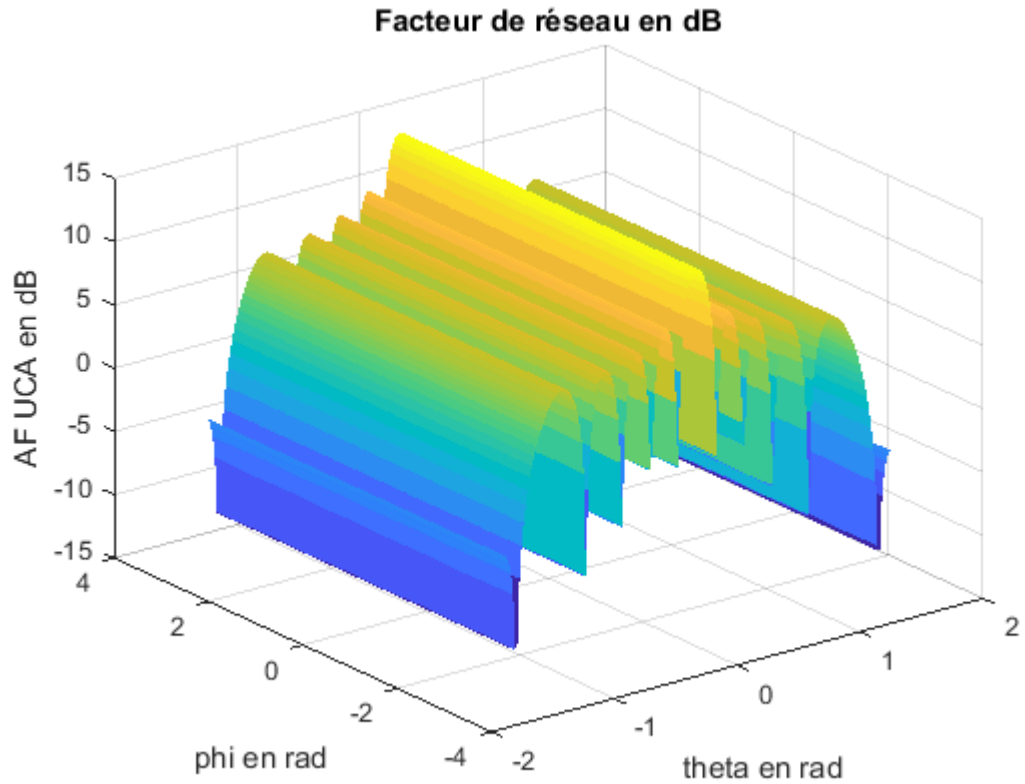
**Figure II.5 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=6$  éléments isotropes pour  $d=0.5 \lambda$ ,  $\theta_0=0^\circ$  et  $\Phi_0=90^\circ$ ;

**A. Effet de nombre des éléments**

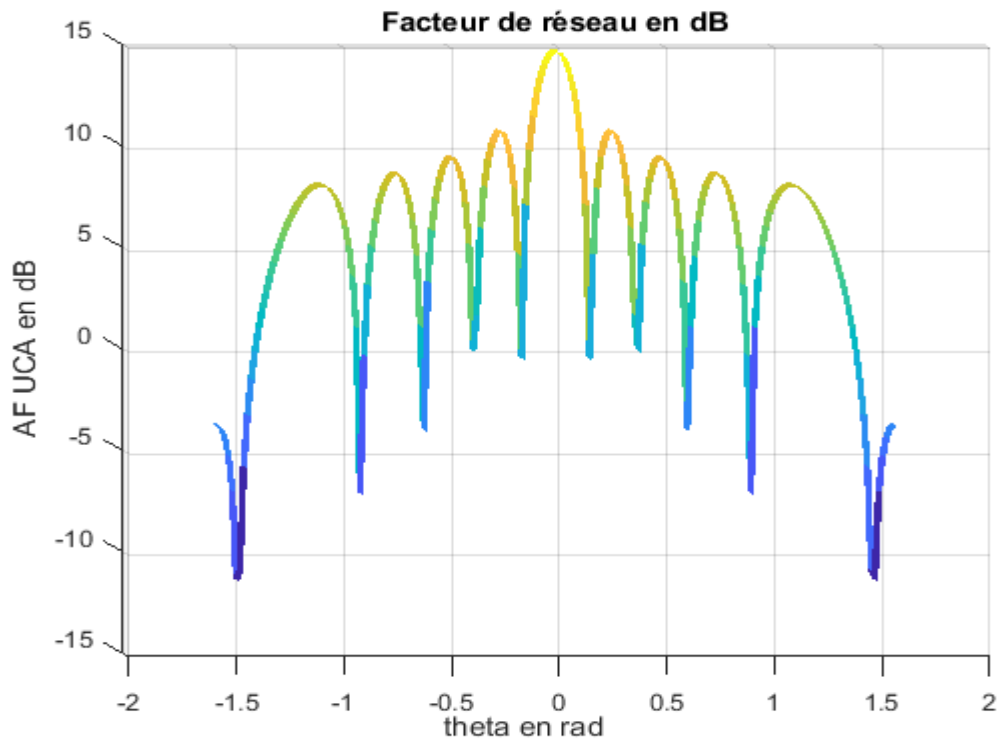
Dans cette étude, le nombre des éléments dans le réseau ( $M$ ) sera variée et va prendre 10, 30 et 60 éléments. Tous les autres paramètres sont fixes (voir paragraphe précédente). Le facteur de réseau pour chaque cas sont présentés dans les figures suivantes.



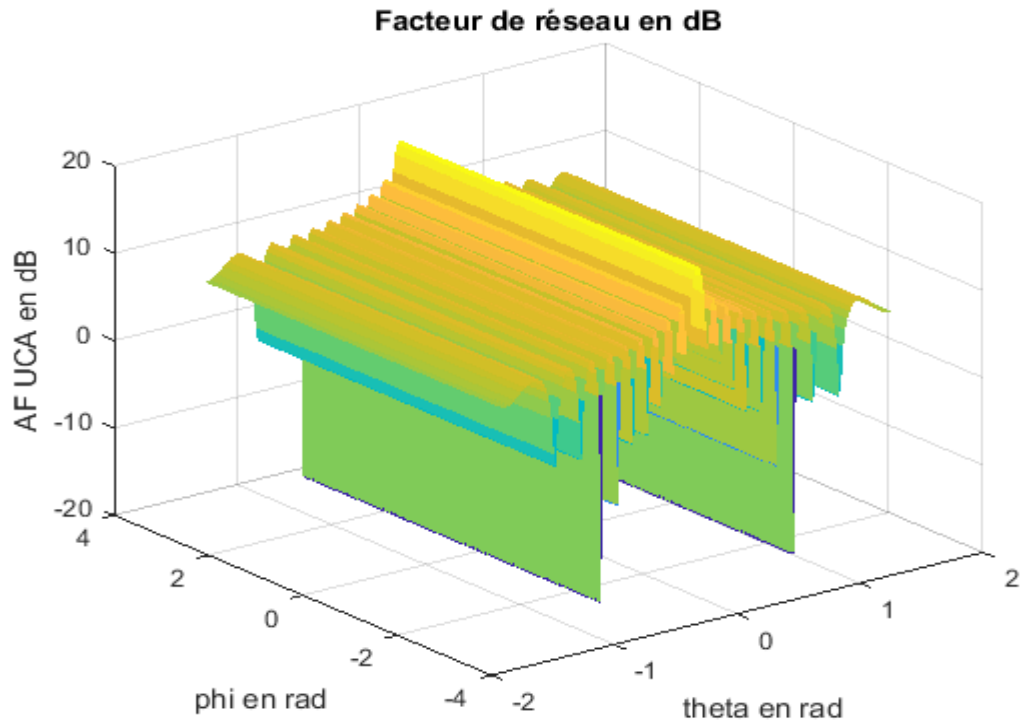
**Figure II.6 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=10$  éléments isotropes pour  $d=0.5 \lambda$ ,  $\theta_0=0^\circ$  et  $\Phi_0=90^\circ$ ;



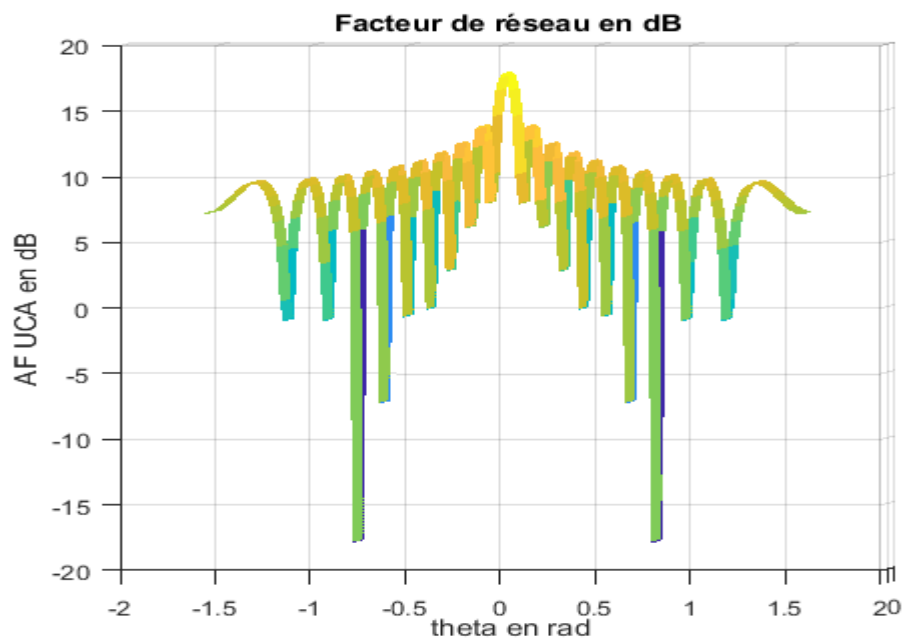
**Figure II.7 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=30$  éléments isotropes pour  $d=0.5 \lambda$ ,  $\theta_0=0^\circ$  et  $\Phi_0=90^\circ$ ;



**Figure II.8 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=30$  éléments en 2D



**Figure II.9 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=60$  éléments isotropes pour  $d=0.5 \lambda$ ,  $\theta_0=0^\circ$  et  $\Phi_0=90^\circ$ ;

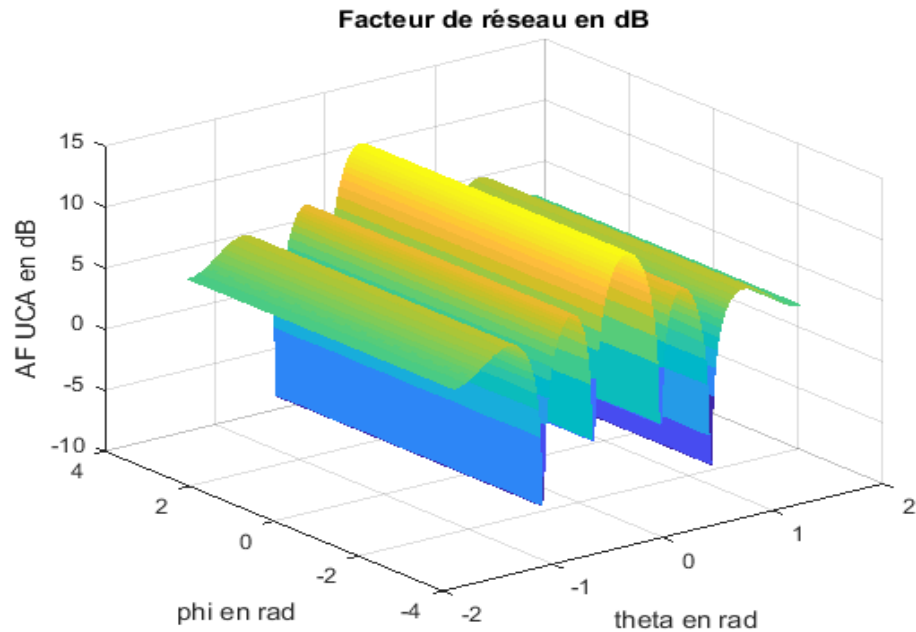


**Figure II.10 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=60$  éléments en 2D

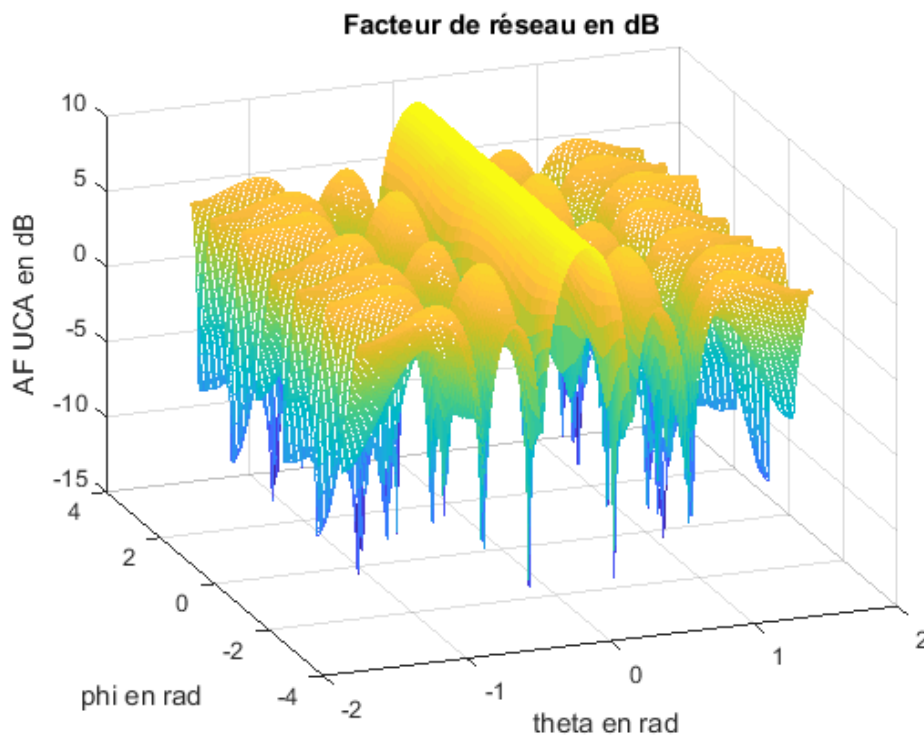
A partir des courbes de facteur de réseau dans les figures II.6-II.10, on voit que le nombre des lobes secondaires dans facteur est proportionnel au nombre des éléments dans le réseau .Par contre, l'ouverture à mi-puissance est inversement proportionnelle au nombre des éléments dans le réseau.

**B. Effet de l'alimentation**

On va prendre un exemple de  $M=16$  éléments pour deux cas la première pour un réseau d'une distribution uniforme et une autre pour une distribution aléatoire.



**Figure II.11 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=16$  éléments pour une distribution uniforme

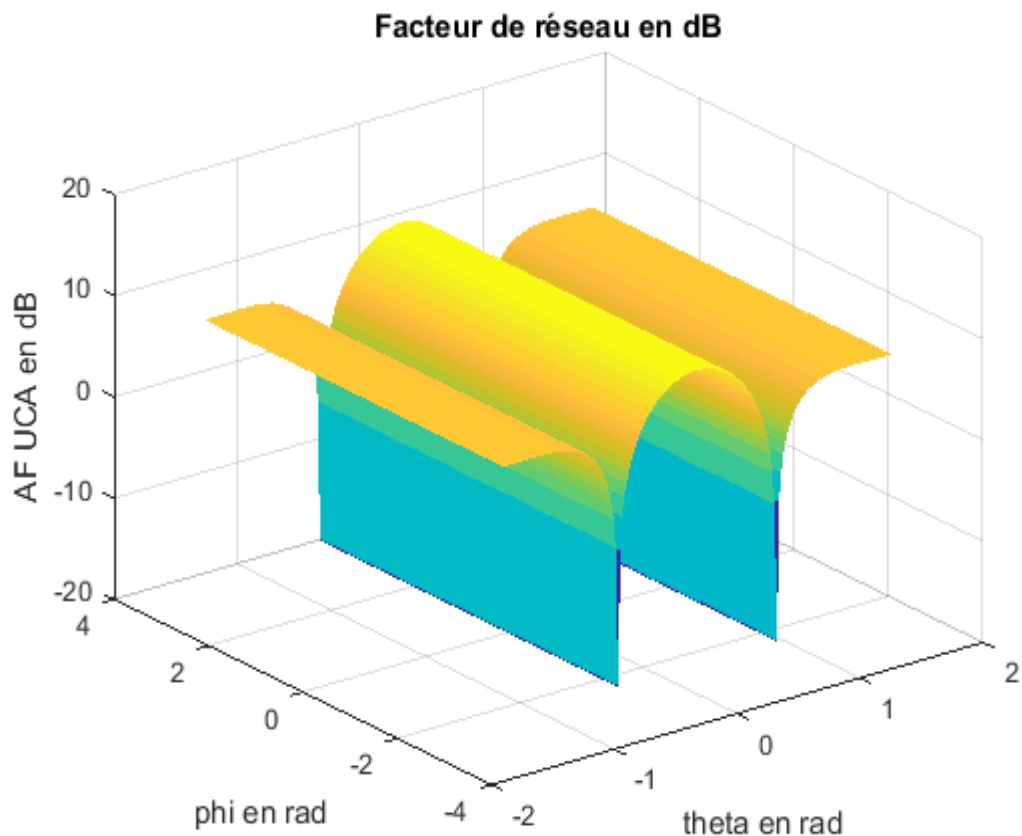


**Figure II.12 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=16$  éléments pour une distribution non-uniforme

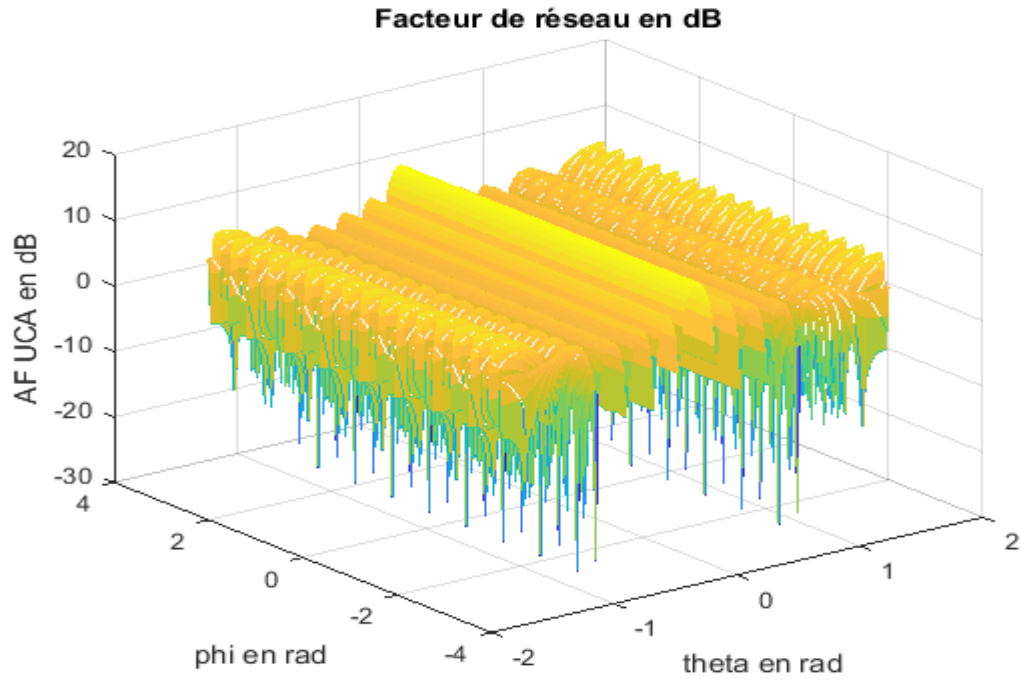
On voit que la symétrie dans le facteur de réseau est présente seulement pour la distribution uniforme, en plus le niveau des lobes secondaires (NLS) est altéré directement par ce paramètre. C'est-à-dire, qu'on peut chercher la distribution d'alimentation (excitation) optimale qui peut donner un NLS très bas. Pour chercher la combinaison optimale d'un vecteur, une méthode d'optimisation robuste doit être utilisée.

### C. Effet du rayon

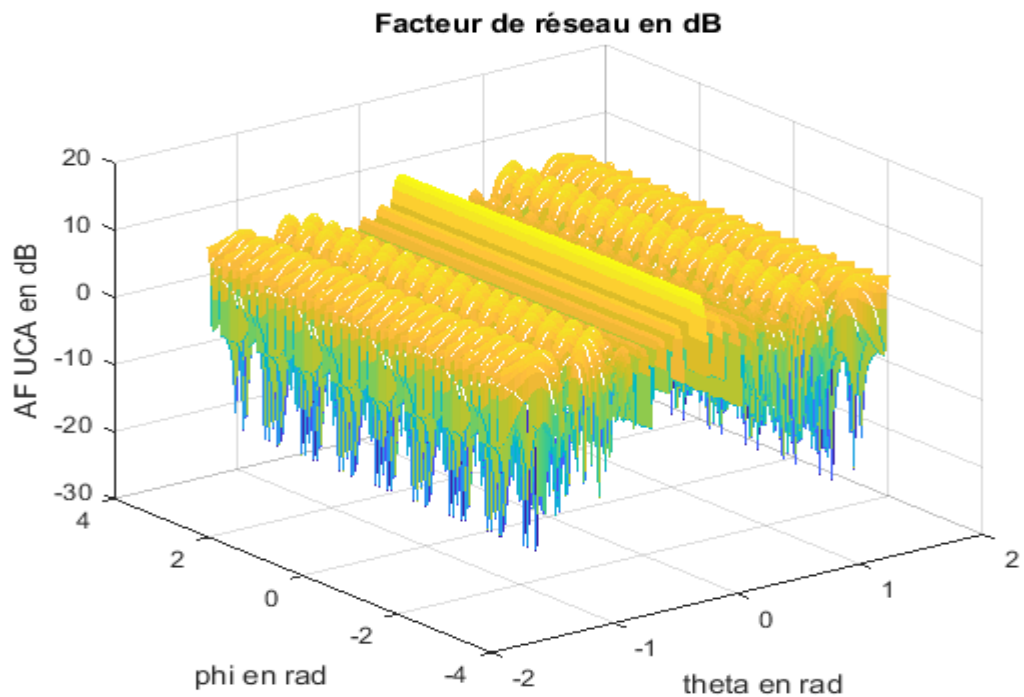
Maintenant, on va varier le rayon d'un réseau circulaire. D'après la Figure II.2, on constate que le rayon va prendre le même effet que la distance inter-élément (le rayon  $a=d/\Phi_n$ ). Pour cela, on va varier la distance inter-élément  $d$  dans l'exemple précédent (la distribution uniforme avec 16 éléments) comme était montré dans la Figure II.11.



**Figure II.13 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=16$  éléments pour  $d=0.25 \lambda$



**Figure II.14 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=16$  éléments pour  $d=1.0\lambda$



**Figure II.15 :** Le facteur de réseau d'un réseau circulaire de  $M=16$  éléments pour  $d=1.5\lambda$

On voit que lorsqu'on augmente la distance inter-élément, le nombre des lobes secondaires est augmenté et les lobes s'accroissent (avec l'apparition des lobes de périodicité).

## **II. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a fait une étude analytique d'un réseau d'antennes de configuration circulaire ; où, on présente le modèle mathématique du facteur de réseau en deux formes. Une forme exponentielle et une autre en utilisant la fonction de Bessel. Cette dernière éclaire bien la relation entre les différents paramètres ce qui permet de faire une simplification du modèle mathématique. A la suite de cette étude mathématique, une étude paramétrique était faite pour voir l'effet de quelques paramètres sur le diagramme de rayonnement.

**CHAPITRE III**  
**Les techniques de formation**  
**des lobes**

### III.1 Introduction

Dans la planification des systèmes de télécommunications, plusieurs problèmes majeurs doivent être remédiés présentés dans la couverture, l'augmentation de la capacité du système et la diminution de la pollution électromagnétique [30]. Pour améliorer la couverture d'une zone, plusieurs paramètres doivent être ajustés telles que le nombre des sites de stations de base (BTS), l'orientation et les hauteurs des antennes et la puissance de rayonnement. Par le déploiement d'un réseau mobile, le nombre des utilisateurs devient de plus en plus très grand, ce qui augmente efficacement l'effet des interférences et la capacité sera limitée. L'utilisation de la sectorisation dans ce réseau peut limiter les interférences en utilisant la diversité spatiale des antennes. Cependant, avec la sectorisation classique, la taille des secteurs et de même son orientation sont fixés. Dans certains événements, la taille et l'orientation des secteurs doivent être plus que nécessaire et ce n'est pas le cas en utilisant une seule antenne. Une solution optimale de ce problème majeur présenté dans la sectorisation en utilisant les antennes intelligentes ou Smart antenna [31, 32].

Il existe deux types des antennes intelligentes : un réseau d'antennes à commutation (switching beam) et un autre présenté dans le réseau adaptatif [33]. Les deux types essaient d'augmenter le gain dans la direction désirée et diminuent les directions des interférences. Dans ce chapitre, on s'intéresse par ce dernier qui nous donne un plus de liberté dans la formation du diagramme de rayonnement (Beamforming) en plus de la robustesse des processeurs de nos jours.

### III.2 La formation des lobes (*beamforming*)

La formation des lobes (*Beamforming*) est une technique générale de traitement de signal et aussi fait partie des techniques de traitement d'antennes qui sont utilisées pour répondre au besoin de l'environnement en orientant le lobe principal vers une direction utile (récepteur désiré) et d'annuler les interférences en utilisant des techniques d'estimation des signaux des directions d'arrivée (DOA) comme ESPRIT, SAGE et MUSIC [34]. La formation des lobes crée un diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes par le contrôle des amplitudes et/ou les phases des alimentations du réseau d'antennes afin d'orienter le lobe principal vers la direction souhaitée et l'annulation (orientation des zéros) vers les directions non désirées. Les phases et les amplitudes sont ajustées par une méthode d'optimisation robuste.

### III.3 Les techniques des Beamforming

Dans les systèmes des antennes intelligentes, les réseaux d'antennes sont associés à un dispositif appelé formateur de faisceaux (*Beamforming Network*, BFN). Ce formateur permet de contrôler les poids d'alimentation du réseau d'antennes afin de faire une formation des diagrammes de rayonnement désiré. Il est nécessaire d'appliquer une pondération d'alimentation correspondante aux critères fixes sur les éléments rayonnants.

Les poids complexes (amplitude et phase) sont sélectionnés parmi un ensemble des combinaisons de poids possibles ce permet de former des faisceaux particuliers vers des directions prédéterminées, ce processus est appelé formation de faisceau de commutation.

D'autre part, si les poids sont calculés de manière adaptative et réajustés simultanément, le processus est appelé formation de faisceau adaptative.

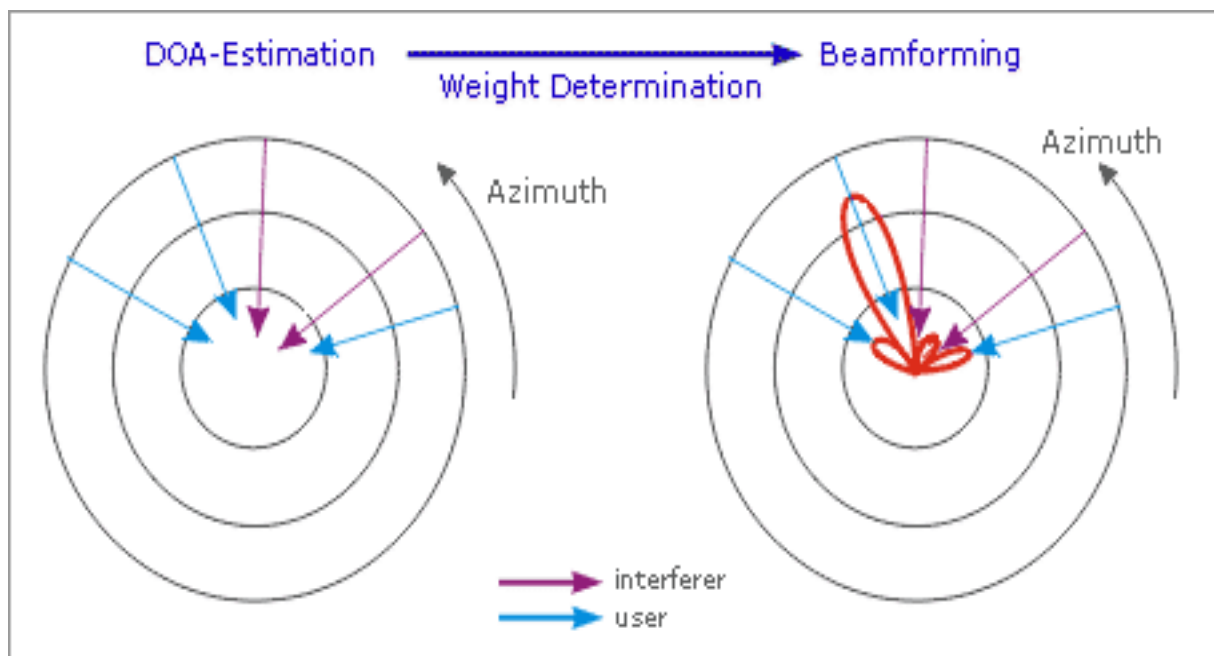


Figure III. 1 : Structure d'un réseau d'antennes adaptatif.

De nombreuses architectures de systèmes de formation de faisceau ont été développées dans la littérature [35-36]. Ces techniques de Beamforming sont classées en deux catégories : les techniques de formation de faisceaux à poids fixes qui forment la base des antennes à commutation de faisceaux (switching beams) et les techniques de formation de lobes orientées par un calculateur numérique (DSP) ou par des algorithmes de formation de lobes sur les quels sont basées les antennes adaptatives.

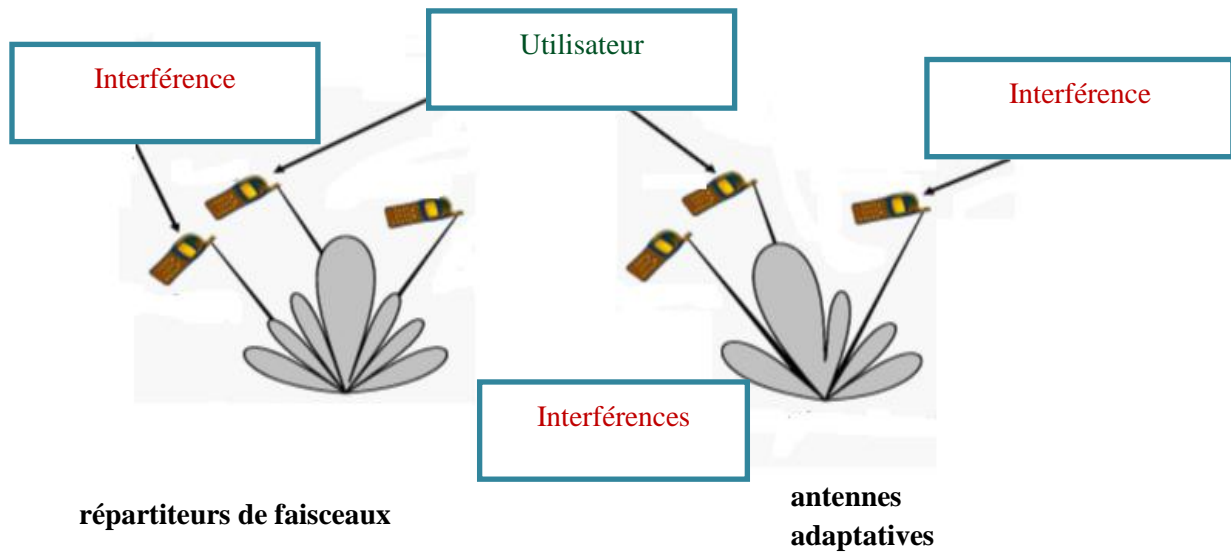


Figure III. 2 : Types d'antennes adaptatives.

### III.3.1 Formateur à poids fixes

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

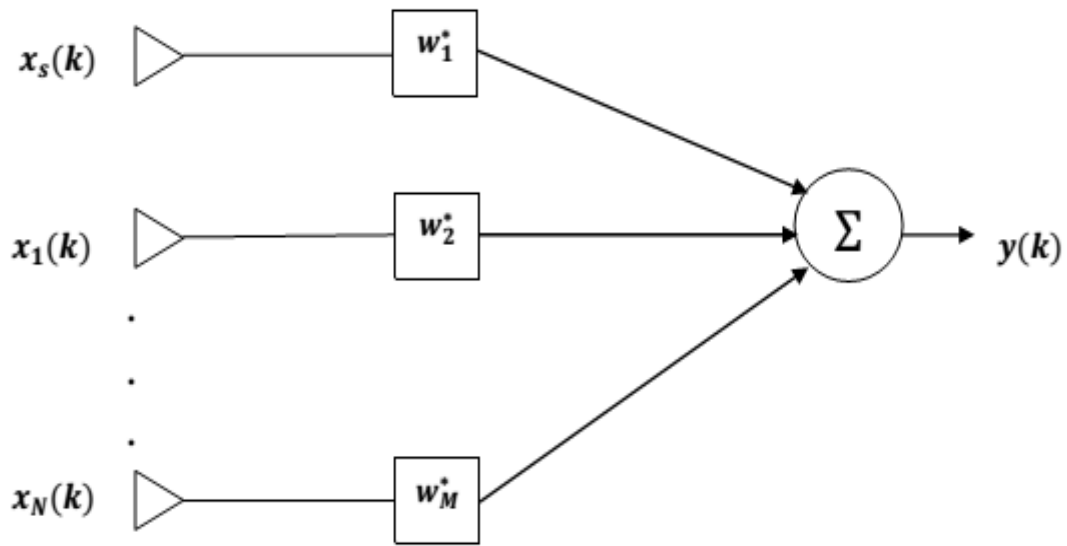


Figure III.3 : Schéma d'un formateur à poids fixes

### III.3.1.1 Beamforming basé sur la maximisation de SIR

Des phénomènes d'interférences peuvent se produire dans le milieu de propagation radio. Lorsque plusieurs terminaux sont densément d'employés dans une zone de couverture, le rapport entre la puissance du signal et la puissance de bruit en plus d'interférence (SINR) est susceptible d'être faible. Ainsi, une technique adéquate de beamforming est requise pour pouvoir pallier au problème d'interférence. Le critère de maximisation de la métrique SIR sera utilisé pour pouvoir déterminer les coefficients de beamforming [37].

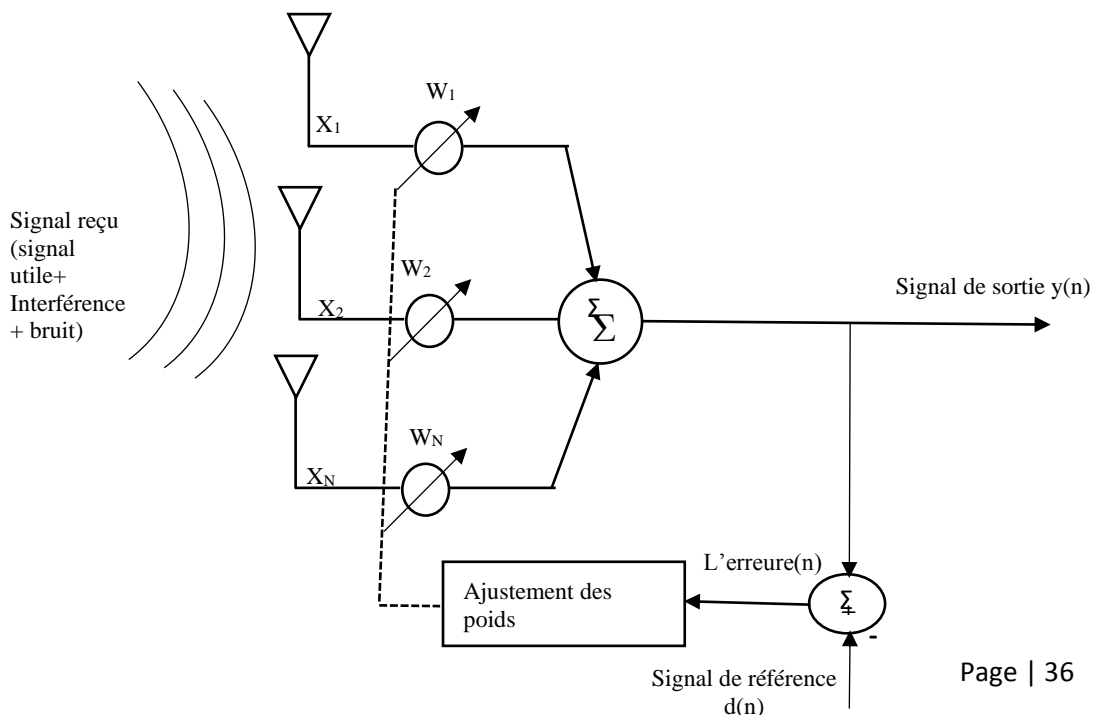


Figure III.4: Structure d'un réseau d'antennes adaptatif.

Un signal désiré est incident de la direction  $\theta_0$  et  $N$  interférent sont incident de la direction  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$ . Le réseau d'antennes est constitué par  $M$  éléments et  $M$  poids associés. On suppose que le nombre de signaux incidents est inférieur au nombre d'antennes  $N+1 \leq M$ . le bruit sur chaque élément est blanc gaussien.

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

L'équation est donnée par

$$y(k) = \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \quad (\text{III.1})$$

Avec

$$\bar{x}(k) = \bar{a}_0 s(k) + [\bar{a}_1 \ \bar{a}_2 \ \dots \ \bar{a}_N] \cdot \begin{bmatrix} i_1(k) \\ i_2(k) \\ \vdots \\ i_N(k) \end{bmatrix} + \bar{n}(k) \quad (\text{III.2})$$

$$= \bar{x}_s(k) + \bar{x}_i(k) + \bar{n}(k)$$

Avec :

$$\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_M]^T \quad (\text{III.3})$$

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

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

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

$$\sigma_s^2 = E[|\bar{w}^H \cdot \bar{x}_s|^2] = \bar{w}^H \cdot \bar{R}_{ss} \cdot \bar{w} \quad (\text{III.4})$$

Tel que :

$$\bar{R}_{ss} = E[\bar{x}_s \cdot \bar{x}_s^H] \text{ matrice de signal de corrélation} \quad (\text{III.5})$$

$$\sigma_u^2 = E[|\bar{w}^H \cdot \bar{u}|^2] = \bar{w}^H \cdot \bar{R}_{uu} \cdot \bar{w} \quad (\text{III.6})$$

$$\bar{R}_{uu} = \bar{R}_{ii} + \bar{R}_{nn} \quad (\text{III.7})$$

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

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

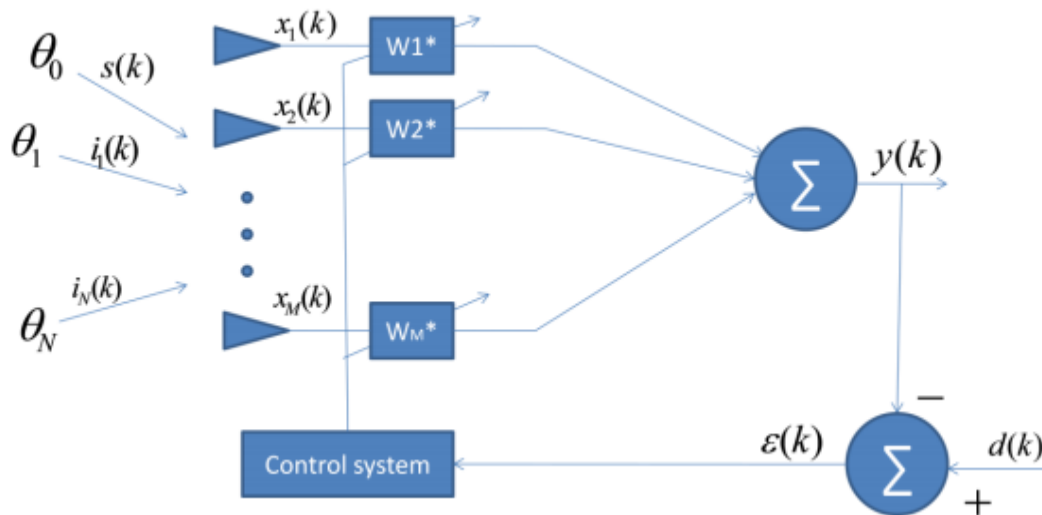
Donc le SIR

$$SIR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} = \frac{\bar{w}^H \cdot \bar{R}_{ss} \bar{w}}{\bar{w}^H \cdot \bar{R}_{uu} \bar{w}} \quad (III.8)$$

Le SIR peut être maximisé par l'optimisation des poids

### III.3.1.2 La méthode de minimisation de l'erreur quadratique moyenne MSE

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



**Figure III.5 :** Schéma bloc d'un système adaptatif MSE

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

$$\epsilon(k) = d(k) - \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \quad (III.9)$$

Donc par l'algèbre simple, MSE est

$$|\epsilon(k)|^2 = |d(k)|^2 - 2 \cdot d(k) \cdot \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) + \bar{w}^H \cdot \bar{x}(k) \cdot \bar{x}^H(k) \quad (III.10)$$

On simplifier la relation précédente, on obtient

$$E[|\varepsilon|^2] = E[|d|^2] - 2\bar{w}^H \bar{r} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w} \quad (III.11)$$

Avec les corrélations sont définies comme

$$\bar{r} = E[d^* \cdot \bar{x}] = E[d^* \cdot (\bar{x}_s + \bar{x}_i + \bar{n})] \quad (III.12)$$

$$\bar{R}_{xx} = E[\bar{x} \bar{x}^H] = \bar{R}_{ss} + \bar{R}_{uu} \quad (III.13)$$

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

$$\bar{w}_{MSE} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{r} \quad (III.14)$$

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

### III.3.1.3 Méthode de vraisemblance maximale

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

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

Le vecteur de signal d'entrée est donné par

$$\bar{x} = \bar{a}_0 s + \bar{n} = \bar{x}_s + \bar{n} \quad (III.15)$$

La fonction de probabilité est définie par :

$$p(\bar{x} / \bar{x}_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\{(\bar{x} - \bar{a}_0 s)^H \bar{R}_{nn}^{-1} (\bar{x} - \bar{a}_0 s)\}} \quad (III.16)$$

Où :  $\sigma_n$  = écart type du bruit

$\bar{R}_{nn} = \sigma_n^2 \bar{I}$  la matrice de corrélation du bruit

La fonction log-vraisemblance est définie par :

$$L[\bar{x}] = -\ln[p(\bar{x} / \bar{x}_s)] = C \{(\bar{x} - \bar{a}_0 s)^H \bar{R}_{nn}^{-1} (\bar{x} - \bar{a}_0 s)\} \quad (III.17)$$

C est un constante

Alors, le poids de vraisemblance maximale est

$$\bar{w}_{ML} = \frac{\bar{R}_{nn}^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{nn}^{-1} \bar{a}_0} \quad (\text{III.18})$$

### III.3.1.4 Variance minimale

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

La sortie du réseau pondéré est donnée comme suite

$$y = \bar{w}^H \cdot \bar{x} = \bar{w}^H \bar{a}_0 s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (\text{III.19})$$

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

$$w^T \cdot \bar{a}_0 = 1 \quad (\text{III.20})$$

Donc, la sortie du réseau pondéré sera

$$y = s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (\text{III.21})$$

et sa variance est donnée par

$$\sigma_{MV}^2 = E[|\bar{w}^H \bar{x}|^2] = E[|s + \bar{w}^H \bar{u}|^2] = \bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w} \quad (\text{III.22})$$

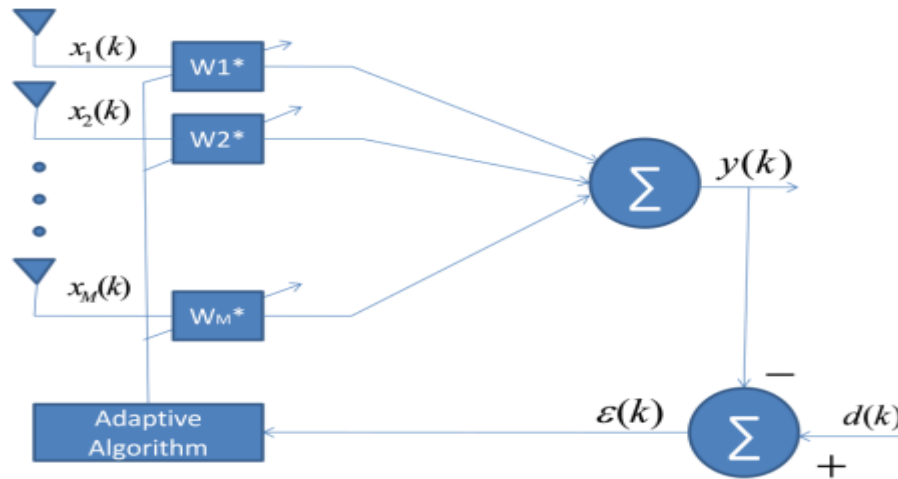
cette variance peut être minimisée par la méthode de la grange. Ainsi, le vecteur poids optimal de la variance minimale est donné par

$$\bar{w}_{MV} = \frac{\bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0} \quad (\text{III.23})$$

### III.3.2 Beamforming adaptatif

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

Dans la suite en va détaillée l'une des algorithmes les plus connu dans la beamforming adaptatif c'est l'algorithme de gradient stochastique grâce à sa robustes est sa simplicité de programmation.



**Figure III.6 :** Schéma d'un beamforming adaptatif

### III.3.2.1 L'algorithme de gradient stochastique (Least Mean Square)

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

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

L'erreur peut être définie comme

$$\epsilon(k) = d(k) - \bar{w}^H \bar{x}(k) \quad (\text{III.24})$$

L'erreur quadratique est

$$|\epsilon(k)|^2 = |d(k) - \bar{w}^H \bar{x}(k)|^2 \quad (\text{III.25})$$

La fonction cost est donnée par

$$j(\bar{w}) = D - 2 \bar{w}^H \bar{r} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w} \quad (\text{III.26})$$

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

$$\bar{w}_{opt} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{r} \quad (\text{III.27})$$

Par l'utilisation de gradient de la fonction cost la solution LMS est

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) + \mu e^*(k) \bar{x}(k) \quad (\text{III.28})$$

Où  $\mu$  est le pas qui contrôle le taux d'adaptation

### III.4 Avantages et limites de techniques de beamforming

- En concentrant un signal dans une direction spécifique, le Beamforming permet d'envoyer un signal de meilleure qualité au récepteur. Cela signifie en pratique que le transfert d'information sera plus rapide et moins sujet aux erreurs, et ce, sans avoir besoin d'augmenter la puissance de diffusion. Le beamforming est en quelque sorte le Graal des réseaux sans fil et l'objectif qu'ambitionnent la plupart des techniques visant à améliorer les communications sans fil. De plus, étant donné que l'on ne diffuse le signal que dans les directions où l'on a besoin de le diffuser, le beamforming peut réduire les interférences subies par les personnes qui essayent de capter d'autres signaux.
- Les limites du beamforming concernent principalement les ressources de calcul dont il a besoin. Il y a beaucoup de situations où le temps et les ressources de puissance requis par les calculs de formation de faisceau finissent par rendre ses avantages nuls. Mais l'amélioration continue de la puissance et de l'efficacité des processeurs fait que les techniques de beamforming sont devenues suffisamment abordables pour être intégrées dans les équipements de réseaux grand public.

### III.5 Conclusion

Le troisième chapitre de ce mémoire présente l'étude des différentes techniques de formation des lobes (beamforming) qui sont utilisées dans le domaine des antennes adaptatives ce qui constitue une approche prometteuse pour améliorer, la couverture, la qualité et la capacité des réseaux de communication mobile. Ces techniques sont classées en deux catégories suivant le formateur utilisé, des beamformer analogique en utilisant des matrices tel que la matrice de Butler ou des lentilles tel que la lentille de Rotman et des autres beamformers numériques qui utilisent des DSP associés à des antennes adaptatives. De même, on a décrit brièvement

quelques principaux algorithmes liés aux systèmes d'antennes intelligentes tels que les algorithmes LMS et variance minimale. Enfin, quelques avantages et inconvénients des différentes techniques de formation des lobes sont montrés.

# **CHAPITRE IV**

## **Résultats et Discussion**

## IV.1 Introduction

Dans ce travail, l'algorithme GWO a enfin été appliqué à un vrai problème non linéaire présenté dans la synthèse d'un réseau d'antennes circulaire. Les paramètres du réseau d'antennes à considérer, dans notre simulation, sont la distance inter-éléments ( $d$ ) et les poids d'alimentations de chaque élément du réseau (amplitude et phase).

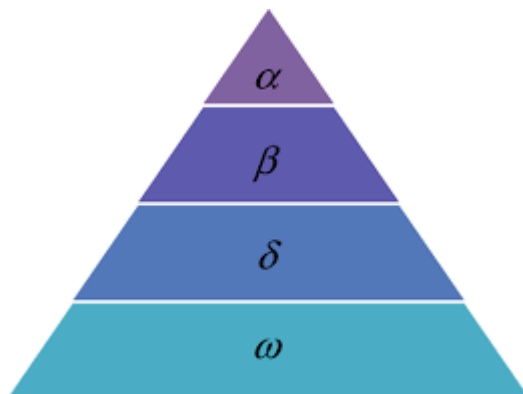
Dans ce chapitre, l'objectif est d'avoir un diagramme de rayonnement ayant un niveau de lobes secondaires (en anglais *sidelobe level SLL*) très bas avec un rapport signal à bruit plus interférences (SINR) très haut. Ce qui permet d'orienter le lobe principal vers la direction désirée  $\theta_0$  et en orientant les zéros vers les directions non désirées ( $\theta_m, m \in [1, M]$  interférences). Pour simplifier les calculs, on supposera que les éléments sont isotropes ( $A_e = 1$ ). Pour  $N$  éléments dans le réseau, la dimension de notre problème devient  $2*N$ . Le paramètre à optimiser sera le vecteur de pondération (amplitude et/ou phase). Les plages de variation seront de  $\{-1, 1\}$  pour l'amplitude et  $\{-\pi, \pi\}$  pour la phase.

Quelques exemples seront traités, où le nombre des interférences est fixé à  $M$  avec un seul signal utile. On suppose également que le signal d'intérêt (SOI : *signal of interest*) arrive depuis l'angle  $\theta_0$ , que les  $M$  signaux d'interférences arrivent respectivement depuis les angles  $\theta_m, m \in [1, M]$  et que tous les signaux sont non corrélés entre eux. Pour chaque exemple un scénario SNR est donné.

## IV.2. Le Principe de l'algorithme

L'algorithme GWO imite la hiérarchie de leadership et le mécanisme de chasses des loups gris (GWO) était proposé par Mirjalili et al, en 2014. Quatre types de loups gris comme (alpha, bêta, delta et oméga) sont utilisés pour simuler la hiérarchie du leadership. De plus, trois étapes principales de chasse, de recherche de proies sont mises en œuvre pour effectuer l'optimisation [38].

Le loup gris (*Canis lupus*) appartient à la famille des canidés. Les loups gris sont considérés comme des loups les plus réponsives au monde, ce qui signifie qu'ils sont au sommet de la chaîne alimentaire. Les loups gris préfèrent surtout vivre en communauté. Le groupe des loups englobe en moyenne de 5 à 12 loups [39]. Il est intéressant de noter qu'ils ont une hiérarchie sociale très stricte, comme illustré dans la Figure IV.1.



**Figure IV.1** : Hiérarchie du loup gris (la dominance diminue de haut en bas)

Les chefs sont un couple de loups (mâle et femelle), appelés alphas ( $\alpha$ ). L'alpha est principalement responsable de la prise de décisions concernant la chasse, le lieu de sommeil, le temps de se réveiller, etc. Il est aussi le seul couple de loups de la communauté autorisé à se reproduire. Le loup alpha est aussi appelé le loup dominant puisque ses ordres doivent être suivis par la communauté [40]. Fait intéressant, l'alpha n'est pas nécessairement le membre le plus fort dans la communauté, mais le meilleur en termes de gestion de la communauté.

Le deuxième niveau de la hiérarchie des loups gris est bêta ( $\beta$ ). Les bêtas sont des loups subordonnés qui aident l'alpha dans la prise de décision ou d'autres activités de la communauté. Le loup bêta peut être un mâle ou femelle, et il est probablement le meilleur candidat pour être alpha au cas où l'un des loups alpha décède ou devient très vieux. Le loup bêta doit respecter l'alpha, mais commande également les autres loups de niveau inférieur. Il joue le rôle de conseiller de l'alpha et de discipline de la communauté.

En troisième classe dans la voie hiérarchique de cette communauté, on trouve les loups deltas ( $\delta$ ). Ces loups sont appelés aussi les subordonnés. Ces loups reçoivent les ordres émis par le loup alpha à travers le loup beta et ils dominent les loups omégas (les derniers de la voie hiérarchique).

Les loups gris les moins classés sont les loups omégas ( $\omega$ ). L'oméga joue le rôle de bouc émissaire.

En plus de la hiérarchie sociale des loups, la chasse en groupe est un autre comportement social intéressant des loups gris. Selon Muro dans [41], les principales phases de la chasse dans la communauté des loups gris sont les suivantes

- Suivre, chasser et s'approcher de la proie
- Poursuivre, encercler et harceler la proie jusqu'à ce qu'elle cesse de bouger

- Attaque contre la proie.

Ces étapes sont illustrées dans la Figure IV.2.



**Figure IV.2 :** Comportement de chasse des loups gris : (A) chasser, approcher et suivre des proies (B-D) pourchasser, harceler et encercler (E) situation stationnaire et attaque.

Les différentes étapes de la chasse des loups gris peuvent être considérées comme une procédure d'optimisation qui est défini comme suit :

- La proie représente l'optimum
- Les loups alpha, beta, delta et oméga sont des solutions possibles alors que le loup alpha de la dernière itération est la solution optimale.
- La chasse est guidée par les loups alpha, beta et delta, les loups omégas suivent les loups dominants.

La première étape du processus de chasse est l'encerclement de la proie. Les loups gris peuvent détecter la position de la proie et l'encercler. Cette phase est définie mathématiquement comme suit [38] :

$$D = |C \cdot X_p(t) - X(t)| \tag{IV.1}$$

$$X(t+1) = X_p(t) - A \cdot D \tag{IV.2}$$

Les variables  $A$  et  $C$  sont des coefficients et elles sont données comme suit [38] :

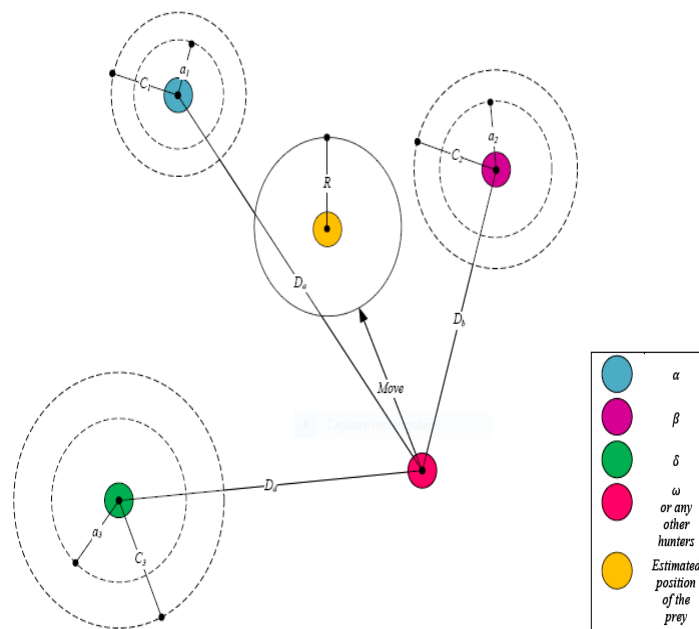
$$A = 2a \cdot r_1 - a \tag{IV.3}$$

$$C = 2 \cdot r_2 \tag{IV.4}$$

$X$  est la position d'un loup gris et  $X_p$  représente la position de la proie dans l'itération  $t$ . Suivant l'équation (IV.2), les loups gris réajustent leurs positions en prenant en compte de la position de leur proie.  $r_1$  et  $r_2$  sont des valeurs aléatoire comprise entre  $[0,1]$  et qui permettent aux loups gris de se positionner aléatoirement autour de la proie [38].

La valeur de  $a$  est initialement égale à 3 et décroît linéairement jusqu'à atteindre 0 durant les différentes itérations de l'algorithme [38].

Généralement, Beta et delta participent à la chasse, où cette chasse est guidée par les loups alpha [38].



**Figure IV.3 :** Modèle de mise à jour de la position des loups gris dans GWO [38]

### IV.3 Le formateur MVDR

Le MVDR (*minimum variance distortionless response*) est un algorithme typique de formation des lobes (*beamforming*), qui a été proposé par capon en 1967 [42]. Il rend la puissance de sortie avec un minimum d'interférences et de bruit dans la direction souhaitée en ajustant un facteur de poids.

Après l'estimation des directions d'arrivées (DOA) pour tous les signaux entrants, le processus de validation sépare le signal désiré des interférences. S'il y a un seul utilisateur désiré, la formation de lobe (*beamforming*) est de type mono mode et s'il y en a plusieurs, c'est le cas du multi-beamforming mode. L'optimisation des poids d'alimentation peut être effectuée par la technique MVDR qui n'exige pas des informations sur les directions des interférences, pour calculer les poids d'alimentation, mais elle exige la direction du signal désiré.

Le formateur MVDR a pour rôle de rechercher le vecteur de pondération optimal (WMVDR) qui minimise la puissance de l'interférence plus bruit (la variance de bruit) en sortie, tout en maintenant un gain unité dans la direction du signal utile. Alors, les poids de pondération sont calculés en minimisant la quantité  $\bar{W}^H \bar{R} u u^H \bar{W}$  avec  $\bar{W}^H \bar{a}_0 = 1$ .

En utilisant le critère des multiplicateurs de Lagrange, les poids pondération optimaux sont donnés par l'expression suivante :

$$\bar{W} mvd r = \frac{\bar{R} u u^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H \bar{R} u u^{-1} \bar{a}_0} \quad (IV.5)$$

Où  $\bar{R} u u = E[\bar{u}(k) \bar{u}^H(k)]$  est la matrice de corrélation des signaux non désirés (bruit et interférences)  $\bar{u}(k)$ .

### IV.4 Définitions de la fonction coût

La fonction de coût, utilisée pour faire l'optimisation, prend en considération deux caractéristiques dans le diagramme de rayonnement ; le niveau de lobes secondaire (SLL : *side-lobe level* en anglais) et le rapport signal à bruit plus interférence (SINR : *signal to interference plus noise ratio* en anglais).

Pour atteindre notre but global, un compromis entre ces deux caractéristiques sous forme d'une pondération  $(\alpha_1, \alpha_2)$  respectivement, La fonction de coût s'écrit alors comme [6]

$$\text{Cost} = \alpha_1 \text{SINR}^{-1} + \alpha_2 \text{SLL} \quad (IV.6)$$

où

$$SINR = \frac{S \bar{w}^H \bar{a}_0 \bar{a}_0^H \bar{w}}{\bar{w}^H \bar{A} \bar{R}_{ii} \bar{A}^H \bar{w} + \sigma^2 \bar{w}^H \bar{w}} \tag{IV.7}$$

avec

$$\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_N]^T \tag{IV.8}$$

La matrice de direction ou de source  $\bar{A}$  est donnée par

$$\bar{A} = [\bar{a}_1 \bar{a}_2 \dots \bar{a}_M]$$

et le  $m^{i\grave{e}me}$  vecteur source  $\bar{a}_m$  peut s'exprimer par

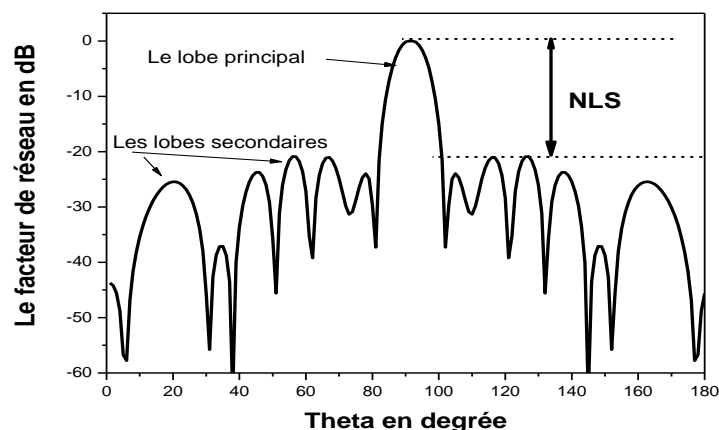
$$\bar{a}_m = [1 e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m} \dots e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m}]^T \text{ avec : } m=0,1,\dots,M \tag{IV.9}$$

Le bruit est supposé être non corrélé avec un signal, non corrélé d'un capteur (antenne réceptrice) à l'autre et a une variance  $\sigma^2$  donnée par

$$\sigma_{bruit}^2 = 10^{-\frac{SNR}{10}} \tag{IV.10}$$

Les vecteurs sources  $\bar{a}_n(\theta)$  représentent la réponse complexe de l'antenne à des fronts d'ondes élémentaires arrivant dans des directions d'arrivées (DDA) données (signal utile et interférence). Ils dépendent des paramètres géométriques de réseau d'antenne (distance inter-élément  $d, \dots$ ), des gains des antennes et de l'angle d'arrivé. Suivant les applications, d'autres paramètres peuvent être pris en compte dans ce modèle tel que la distance de la source à l'antenne, la polarisation des sources, etc. Dans toute la suite, on suppose que tous ces paramètres sont connus de sorte que les vecteurs sources ne dépendent que des DDA.

Le niveau de lobe secondaire (NLS) ou SLL en anglais est la différence de puissance en dB entre le lobe principal et le maximum des lobes secondaires comme nous le montrons dans la figure suivante :



**Figure VI.4 :** Définition des spécifications sur le diagramme de rayonnement, ici le niveau des lobes secondaires NLS.

Dans la fonction de coût, les coefficients de pondération ( $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ ) entre les paramètres à optimiser ( $SLL$  et  $SINR$ ) sont pris égaux à 0.5. Cette valeur permet de faire une bonne comparaison de nos résultats avec ceux de la littérature.

La forme physique est calculée sur la base des expressions suivantes

$$f_1 = \max(\text{null\_depth} + AF(\theta = \theta_{\text{null}(n)})) \quad \text{if } AF(\theta = \theta_{\text{null}(n)}) > -50 = 0 \quad (\text{IV.11})$$

Autrement :

$$f_2 = SLL_{\text{desired}} + \max(SLL_{\theta = -\pi/2 \text{ à } \pi/2}) \quad (\text{IV.12})$$

Où  $SLL_{\text{desired}}$  et la profondeur nulle sont des valeurs positives du facteur de réseau correspondant.  $SLL_{\theta = -\pi/2 \text{ à } \pi/2}$  est les valeurs de niveau du lobe secondaire entre  $-90^\circ$  à  $90^\circ$ .

Pour l'objectif 1, l'aptitude finale est calculée comme  $F = f_1$  et pour l'objectif 2, l'aptitude finale es calculée comme  $F = f_1 + f_2$ . On peut déduire des expressions ci- dessus que l'aptitude est une fonction d'erreur positive et que dans les deux objectifs, le problème est un problème de minimisation.

#### IV.4.1 le SINR d'un réseau circulaire [43]

L'expression mathématique d'un rapport SINR d'un réseau circulaire est différente à celle d'un réseau linéaire. L'idée de base est dans la création d'un réseau linéaire virtuel qui est convenable à une souplesse spatiale.

On considère le modèle, avec une transformation  $B$ , suivant

$$\tilde{x} = \tilde{A}(\theta).s(t) + \tilde{n}(t) \quad (\text{IV.13})$$

avec

$$\tilde{x}(t) = B.x(t) \quad (\text{IV.14})$$

$$\tilde{A}(\theta) = B.A(\theta) \quad (\text{IV.15})$$

et

$$\tilde{n}(t) = B.n(t) \quad (\text{IV.16})$$

L'objectif est d'identifier une application de transformation  $B$  d'une manière où  $\tilde{A}(\theta)$  a une structure convenable pour un lissage spatiale.

Le vecteur de balayage virtuel est donné par

$$\tilde{a}(\theta) = B.a(\theta) \quad (\text{IV.17})$$

Ce vecteur a une structure de la matrice de vandermonde

$$\tilde{a}(\theta) = [e^{kv(\theta)}, e^{(k+1)v(\theta)}, \dots, e^{(k+P)v(\theta)}] \quad (\text{IV.18})$$

avec,  $k$  est un entier et  $v(\theta)$  une à une fonction de  $\theta$  dans le champ de vision.

Le vecteur de balayage de ce réseau circulaire est donné par

$$a(\theta) = [e^{jkr \cos(\theta)}, e^{jkr \cos(\theta - \frac{2\pi}{P})}, \dots, e^{jkr \cos(\theta - \frac{2\pi(P-1)}{P})}] \quad (\text{IV.19})$$

$k$  est le nombre d'onde,  $k=2\pi/\lambda$

Suivant l'approche mentionnée précédemment, on va transformer ce réseau circulaire à un réseau linéaire virtuel de la taille  $2h+1$ , where  $(2h+1) \leq P$ .

Une transformation propre est basée sur une sous matrice  $(2h+1).P$

$$F = \frac{1}{\sqrt{P}} \begin{bmatrix} 1 & w^{-h} & w^{-2h} & \dots & w^{-(P-1)h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & w^{-1} & w^{-2} & \dots & w^{-(P-1)} \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^{+1} & w^{+2} & \dots & w^{(P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & w^{+h} & w^{+2h} & \dots & w^{+(P-1)h} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

où  $w = e^{j\frac{2\pi}{P}}$  (IV.21)

Pour voir l'effet de cette transformation, on va introduire la notation suivante

$$\tilde{a}(\theta) = [\tilde{a}_{-h}(\theta), \dots, \tilde{a}_{-1}(\theta), \tilde{a}_0(\theta), \tilde{a}_{+1}(\theta), \dots, \tilde{a}_h(\theta)]^T = F \cdot a(\theta) \quad (\text{IV.22})$$

avec,

$$\tilde{a}_m(\theta) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{i=0}^{P-1} e^{j2\pi mi/P} e^{jkr \cos(\theta - \frac{2\pi i}{P})}, m = -h, \dots, 0, \dots, h \quad (\text{IV.23})$$

En utilisant la fonction de Bessel,

$$\tilde{a}_m(\theta) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(kr) \cdot e^{jn\theta} \cdot \sum_{i=0}^{P-1} e^{j2\pi mi/P} \cdot e^{-j2\pi ni/P} \quad (\text{IV.23})$$

Enfin,

$$\tilde{a}_m(\theta) = \sqrt{P} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} j^{m+lP} J_{m+lP}(kr) \cdot e^{j(m+lP)\theta} \quad (\text{IV.24})$$

#### IV.4 Synthèse par GWO

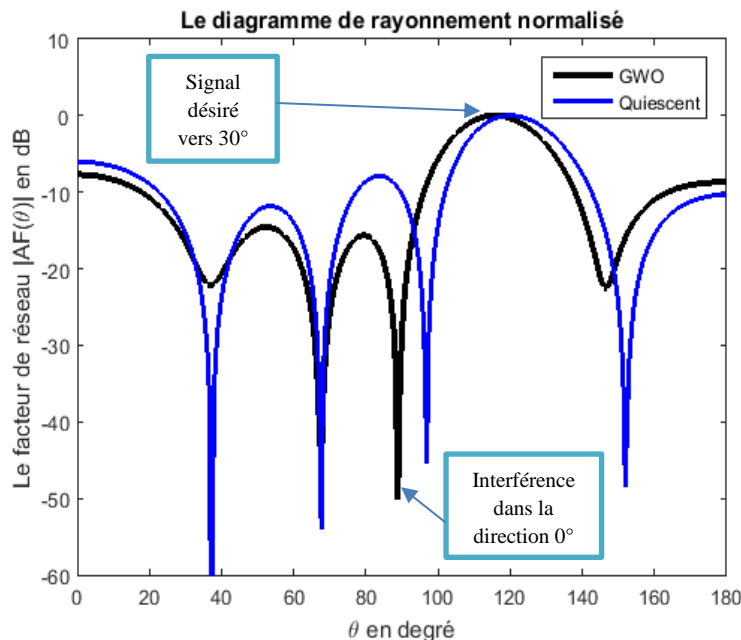
La méthode de d'optimisation des loups gris (GWO) a été utilisée pour optimiser le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes circulaire en orientant le lobe principal vers la direction des utilisateurs et en intercalant les zéros vers les directions des interférences. Elle

consiste à minimiser la fonction de coût présentée à la section précédente de ce chapitre. Cette dernière est une représentation du vecteur de paramètre, qui peut être le courant d'alimentation du réseau (forme complexe). On suppose quelques simplifications avant de faire la synthèse du réseau. Dans le modèle de réseau, on va supposer que le gain complexe du canal de propagation est similaire pour tous les utilisateurs  $K$  ( $g_k=1, k=1, \dots, K$ ). De même, on suppose que dans un plan  $\Phi$  donné, le nombre de trajets, parcourus par une onde qui vienne d'une source donnée, est réduit à un (un seul trajet).

L'effet de couplage mutuel entre les différents éléments de réseau est supposé négligeable en utilisant un espacement inter-éléments supérieur à demi-longueur d'onde ( $d > 0,5 \lambda$ ).

❖ **Exemple 1 : Une seule interférence, SNR = 20dB et  $d = 0.5 \lambda$**

Dans cet exemple, on va voir la capacité de notre système de réseau d'antennes à la suppression d'une seule interférence qui vienne de la direction  $\theta_i=0^\circ$ . Le lobe principal est orienté vers la direction désirée  $\theta_d=30^\circ$  ( $120^\circ$  pour une représentation  $0 : 180^\circ$ ) pour un angle d'azimute  $\Phi=0^\circ$ . Dans ce scénario, le rapport SNR est fixé à 20 dB.



**Figure VI.5 :** Le diagramme de rayonnement obtenu pour une excitation optimale présenté en Tableau IV.1.

**Tableau VI.1** : une excitation optimale pour le diagramme de rayonnement présenté en Figure IV.5.

$m$	$W$ ( <i>Quiescent pattern</i> )	$W(GWO)$
1	$1 + j0$	$0.2846 + j0.6692$
2	$1 + j0$	$0.8178 + j0.0834$
3	$1 + j0$	$0.8694 + j0.5806$
4	$1 + j0$	$0.1105 + j0.9870$
5	$1 + j0$	$0.3616 + j0.4863$
6	$1 + j0$	$0.1829 + j0.8957$
7	$1 + j0$	$0.0008 + j0.4811$
8	$1 + j0$	$0.6595 + j0.9796$
9	$1 + j0$	$0.8249 + j0.5274$
10	$1 + j0$	$0.7552 + j0.5867$

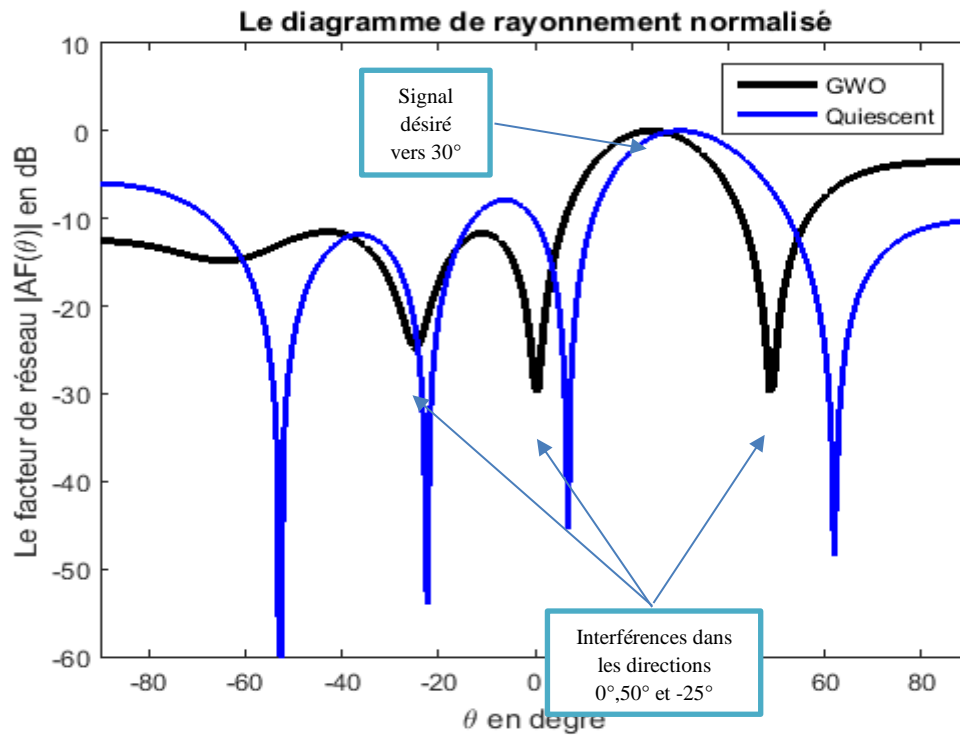
On voit que le lobe principal est orienté parfaitement vers la direction désirée ( $30^\circ$ ) et un profond zéro est orienté vers la direction d'une interférence ( $0^\circ$ ).

Le diagramme de rayonnement présente un NLS de -8 dB avec une ouverture à mi-puissance (HPBW) de  $50^\circ$

Le rapport SINR obtenu pour cet exemple est 38 dB.

❖ **Exemple 3 : Trois interférences, SNR = 30dB et  $d = 0.5 \lambda$**

Dans cet exemple, on va prendre le cas d'un environnement avec trois interférences qui viennent des directions suivantes :  $\theta_1=50^\circ$ ;  $\theta_2=0^\circ$ ;  $\theta_3=-25^\circ$ ; Dans ce cas, le SNR est fixé à 30 dB, la direction du signal utile est orienté vers  $\theta_0 = 30^\circ$  pour un plan  $\Phi=0^\circ$



**Figure VI.6 :** Le diagramme de rayonnement obtenu pour une excitation optimale présenté en Tableau IV.2.

**Tableau VI.2 :** une excitation optimale pour le diagramme de rayonnement présenté en Figure IV.6.

$m$	$W$ ( <i>Quiescent pattern</i> )	$W(GWO)$
<b>1</b>	$1 + j0$	$0.5908 + j0.1759$
<b>2</b>	$1 + j0$	$0.2440 + j0.1173$
<b>3</b>	$1 + j0$	$0.8299 + j0.0004$
<b>4</b>	$1 + j0$	$0.0000 + j0.2669$
<b>5</b>	$1 + j0$	$0.0199 + j0.7636$
<b>6</b>	$1 + j0$	$0.7722 + j0.2834$
<b>7</b>	$1 + j0$	$0.0078 + j0.6208$
<b>8</b>	$1 + j0$	$0.4540 + j0.5450$
<b>9</b>	$1 + j0$	$0.3571 + j0.0734$
<b>10</b>	$1 + j0$	$0.9985 + j0.0000$

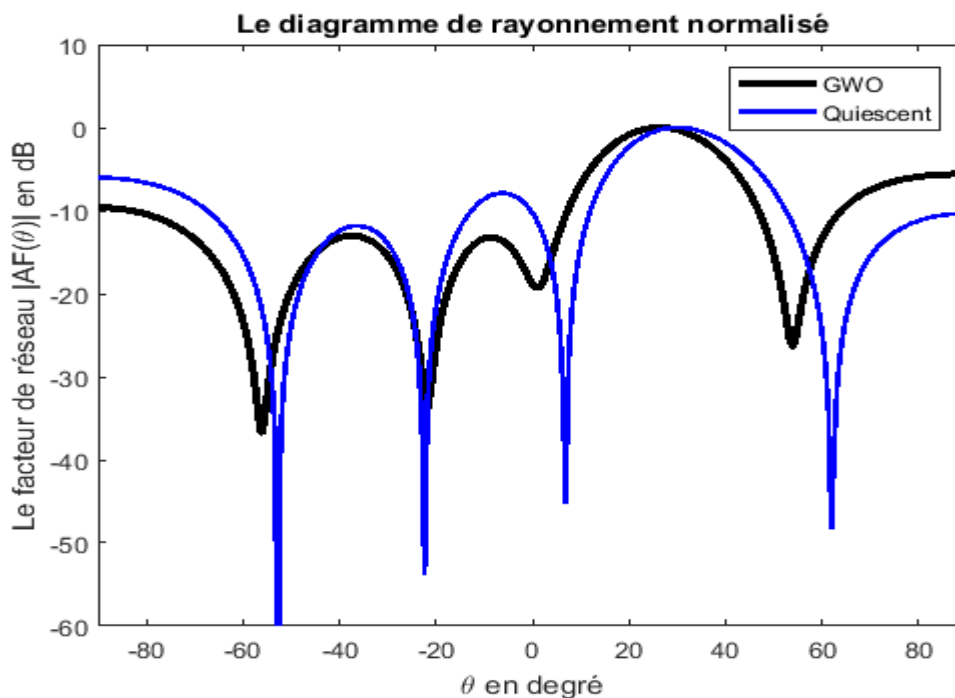
De même que celle précédente, on voit que le lobe principal est orienté parfaitement vers la direction désirée ( $30^\circ$ ) avec des trois zéros profonds qui sont orientés vers les directions des interférences ( $0^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $-25^\circ$ ).

Le diagramme de rayonnement présente un NLS de  $-7$  dB avec une ouverture à mi-puissance (HPBW) de  $48^\circ$

Le rapport SINR obtenu pour cet exemple est  $32.5860$  dB.

❖ **Exemple 3 : Quatre interférences, SNR = 30dB et  $d = 0.5 \lambda$**

Dans cet exemple, on va prendre le cas d'un environnement avec quatre interférences qui viennent des directions suivantes :  $\theta_1=59^\circ$ ;  $\theta_2=0^\circ$ ;  $\theta_3=-20^\circ$ ;  $\theta_4=-56^\circ$ ; Dans ce cas, le SNR est fixé à  $30$  dB, la direction du signal utile est orienté vers  $\theta_0 = 30^\circ$  pour un plan  $\Phi=0^\circ$



**Figure VI.7 :** Le diagramme de rayonnement obtenu pour une excitation optimale présenté en Tableau IV.3.

Pour tous les exemples traités dans ce chapitre, on note que le quiescent pattern est pris pour le cas où le SNR est 0 dB, c'est-à-dire le cas d'un diagramme de rayonnement avec une distribution d'alimentation uniforme en absence des interférences.

**Tableau VI.3** : une excitation optimale pour le diagramme de rayonnement présenté en Figure IV.7.

$m$	$W$ ( <i>Quiescent pattern</i> )	$W(GWO)$
1	$1 + j0$	$0.1575 + j0.6382$
2	$1 + j0$	$0.6950 + j0.0311$
3	$1 + j0$	$0.9144 + j0.1711$
4	$1 + j0$	$0.1478 + j0.9093$
5	$1 + j0$	$0.0321 + j0.9047$
6	$1 + j0$	$0.7691 + j0.9812$
7	$1 + j0$	$0.1711 + j0.4570$
8	$1 + j0$	$0.8359 + j0.5260$
9	$1 + j0$	$0.7649 + j0.2641$
10	$1 + j0$	$0.9216 + j0.6236$

De même que les exemples précédents, on voit que le lobe principal est toujours orienté parfaitement vers la direction désirée ( $30^\circ$ ). Malgré que le nombre des interférences soit augmenté, les quatre zéros sont orientés vers les directions des interférences ( $59^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $-20^\circ$  et  $-56^\circ$ ). La Figure IV.3 montre que la précision, dans ces directions, est diminuée surtout pour la direction  $59^\circ$ .

Le diagramme de rayonnement présente un NLS de -6 dB avec une ouverture à mi-puissance (HPBW) de  $48^\circ$

Le rapport SINR obtenu pour cet exemple est 15.5474 dB.

## IV. 5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une synthèse d'un réseau d'antennes circulaire par une méthode stochastique récente (GWO : grey wolf optimization), qui a été présentée, en

détail, au début de ce chapitre. Pour monter la robustesse de cette approche, quelques exemples avec différentes valeurs de SNR et différent nombre des interférences ont été traités. Malgré le nombre élevé des interférences, on a vu que le lobe principal est toujours orienté vers la direction utile et que les zéros sont décalés les vers les directions des interférences. Cette performance a été réalisée moyennant un compromis entre un niveau NLS bas et un rapport SINR acceptable.

# **Conclusion Générale**

## Conclusion générale

---

### Conclusion générale

Ce travail est fait au sein de l'institut d'électronique dans le cadre du projet de fin d'étude Master en système de télécommunications qui nous a permis d'enrichir nos connaissances dans le domaine des réseaux d'antennes adaptatifs de topologies linéaires et circulaires en utilisant des algorithmes de formation de lobes (MVDR, LMS, méthodes d'optimisation stochastiques).

Dans ce travail, nous avons étudié le problème de conception d'un réseau d'antennes circulaire. Cette conception permet d'aboutir un diagramme de rayonnement optimal avec quelques caractéristiques privilégiées, par le concepteur, telles que la direction du lobe principal, l'orientation des zéros vers les directions des interférences et la réduction du niveau des lobes secondaires. Ce problème de conception nécessite une méthode d'optimisation robuste pouvant éviter la convergence prématurée, vers des optimaux locaux, ce qui nécessite un bon choix de la fonction de coût.

Dans notre étude, la méthode d'optimisation choisie pour faire la formation de lobes (*beamforming*) est basée sur la méthode des loups gris GWO (Grey Wolf optimisation). Cette méthode appartient à la famille des méthodes stochastiques qui sont plus robustes que les algorithmes déterministes et présente beaucoup d'avantages tels que : la simplicité de mise en œuvre, la particularité de ne requérir que peu d'informations sur la fonction d'évaluation.

Les résultats trouvés sont très satisfaisants pour un réseau d'antennes non-linéaire où le rapport SINR exige un passage d'une topologie circulaire vers une autre linéaire virtuelle en utilisant une transformation de Fourier et la structure de Vandermonde. Pour éviter ces complications, on a simplifié le problème en supposant que toutes les interférences sont venues à partir d'un seul plan  $\Phi=0^\circ$ .

Comme perspective, on va généraliser ce problème de formation des lobes en utilisant le cas d'un environnement réel où les directions d'arrivées sont considérées en fonction de deux plans  $\theta$  et  $\Phi$ . De même, une méthode d'optimisation modifiée devrait être développée afin d'améliorer encore plus les résultats. Ces points et des autres peuvent englober un axe de recherche au futur.

# **Bibliographie**

### Bibliographie

- [1] G. H. Hang and T. I. Dayharsh, "Land-Mobile Radio Communication Channel Occupancy, Waiting Time and Spectrum Saturation", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 19, no. 3, pp. 281 – 284, 1977.
- [2] N. GUELLIL "*Etude et conception d'un réseau d'antennes beamforming à base de la matrice de Butler en utilisant ADS Momentum*" Thèse magister. Université FERHAT ABBAS –SETIF 1
- [3] A.V. Vorst, D. Vanhoenacker-Janvier *Bases de l'ingénierie micro-onde* De Boeck &Larciers.a, 1996.
- [4] A. Basit, I. M Qureshi, W. Khan, I. Ulhaq, and S. U. Khan, "Hybridization of Cognitive Radar and Phased Array Radar Having Low Probability of Intercept Transmit Beam forming". *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 129172, 11 pages, 2014.
- [5] A. Basit, I. M Qureshi, W. Khan, and S. U. Khan, "Cognitive Frequency Offset Calculation for Frequency Diverse Array Radar". *Proceedings of 2015 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, IEEE IBCAST2015*, pp.641–645, 2015.
- [6] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, "*Introduction to Smart Antennas*", Morgan & Claypool Publishers' series, 2007.
- [7] J. C. Liberti and T.S. Rappaport, "*Smart Antennas for Wireless Communications: IS –95 and Third Generation CDMA Applications*", Prentice Hall, N.Y., USA, 1999.
- [8] J. Litva and T. K. Lo, "*Digital Beamforming in Wireless Communications*", Artech House, 1996.
- [9] S. Karimkashi and A. Kishk, "*Invasive Weed Optimization and its Features in Electromagnetics*", *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1269-1278, 2010.
- [10] R. L. Haupt and D.H. Werner, "*Genetic Algorithms in Electromagnetics*", IEEE press by John Wiley & sons, New Jersey, 2007.
- [11] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "*Particle Swarm Optimization in Electromagnetics*", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Feb. 2004.
- [12] A.D. Brown, "*Electronically Scanned Arrays: Matlab Modeling and Simulation*", CRC press, Taylor & Francis group, 2012.

## Bibliographie

---

- [13] S. Caorsi, M. Donelli, F. De Natale, A. Lommi, A. Massa, "Planar antenna array control with genetic algorithms and adaptive array theory," *IEEE Trans. Antenna Propagat*, vol.52, no. 11, pp. 2919–2924, 2004.
- [14] M. T. Ma, "*Theory and Application of Antenna Arrays*", John Wiley & Sons, 1974.
- [15] R.J. Mailloux *Phased Array Antenna Handbook, Second Edition* Artech House, Inc, 2005.
- [16] J.L. Allen *A theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 9, No. 7, pp. 350-352, Juillet 1961.
- [17] L. C. Godara, "Smart Antennas," Jan. 2004.
- [18] R. Mittra, Ed., "Developments in Antenna Analysis and Design: Volume 1," Nov. 2018.
- [19] D. E. N. Davies *Circular Arrays: Their Properties and Potential Applications* IEE Second International Conference on Antennas and Propagation, pp. 1–10, April 1981.
- [20] O. A. Civil, P. H. Pathak, P. Janpugdee' and B. A. Mu *Surface Waves On A Finite Planar Dipole Array In Free Space* IEEE Trans. Antenna Propogate pp 78-81, 2002.
- [21] S.K. Rao *Parametric Design and Analysis of Multiple-Beam Reflector Antennas for Satellite Communications* IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 4, pp. 26-34, Août 2003.
- [22] L. Josefsson and P. Persson, "Conformal Array Antenna Theory and Design," Jan. 2006.
- [23] <http://www.kathrein.de>, Date de visite : Juillet 2020.
- [24] [https://www.navycthistory.com/images/CDAA\\_wahiawa\\_craig\\_rudy\\_big.jpg](https://www.navycthistory.com/images/CDAA_wahiawa_craig_rudy_big.jpg). Date de visite : Septembre 2020.
- [25] B. Ai, et al., "Challenges Toward Wireless Communications for High-Speed Railway," IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 15, no. 5, pp. 2143–2158, Oct. 2014.
- [26] R. W. P. King and S. S. Sandler "The Theory Of Endfire Arrays" IEEE Trans. On Antennas And Propagation. pp.276-280. 1964.

## Bibliographie

---

- [27] Donald E. Chesley, "Design of a Low Sidelobe Double Difference Beam for a Circular Aperture" IEEE Trans. On Antennas And Propagation, Vol. 40, No. 10, pp.1187-1191, Oct.1992.
- [28] T. B. Vu "Side-Lobe Control in Circular Ring Array" IEEE Trans. On Antennas And Propagation, Vol. 41, No. 8, pp.1143.1145 August 1993.
- [29] Yunhong Li, K.C. Ho, Chiman Kwan, Yee Hong Leung, "Generalized Partially Adaptive Concentric Ring Array" IEEE, pp. 3745-3748, 2005.
- [30] Sophocles J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas" <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/Book>. Date de visite : Août 2020.
- [31] Chris Braithwaite, Mike Scott « UMTS Network planning and development » Newnes, Edition 2004.
- [32] Chen Sun et al., "Handbook on advancement in Smart antenna technologies for wireless networks", Edition 2009.
- [33] J. Liberti, T. Rappaport, "Smart antenna for wireless communications IS-95 and third generation CDMA applications" Printice Hall, 1999.
- [34] Jian Li, PetreStoica, "Robust adaptive beamforming" Wiley press, Edition 2006
- [35] Oualid Bouslah, "Estimation de la direction d'arrivée par une méthode à haute résolution pour un réseau d'antennes" mémoire de Master, Université de Msila Juin 2015.
- [36] Maha Ben Zid « Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil » thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université Grenoble 09 juillet 2012
- [37] Paramanand Sharma « NEURAL NETWORK BASED ROBUST ADAPTIVE BEAMFORMING FOR SMART ANTENNA SYSTEM » thèse pour obtenir le grade de Master de Technologie de la National Institute de Technologie Rourkela 2009
- [38] S.Mirjalili , SM Mirjalili et A.Lewis, « Gray wolf optimizer », Advances in engineering software ,vol .69,p.46-61,2014

## Bibliographie

---

- [39] Les stratégies de chasse muro c,escobedo r,spector l, coppinger r.wolf-pack (canis lupus) émergent de règles simples dans le simulations informatiques .behv process 2011 ;88 :192-7
- [40]L. D. Mech, "Alpha status, dominance, and division of labor in wolf packs," Canadian Journal of Zoology, vol. 77, pp. 1196-1203, 1999.
- [41]C. Muro, R. Escobedo, L. Spector, and R. Coppinger, "Wolf-pack (Canis lupus) hunting strategies emerge from simple rules in computational simulations," Behavioural processes, vol. 88, pp. 192-197, 2011.
- [42]. J.Capon, <<Analyse du spectre de fréquence-nombre d'onde à haute résolution >>,Actes de l'IEEE , vol.57,non.8,pp.1048-1418 ,1969.
- [43] M. Wax and J. Sheinvald, "Direction finding of coherent signals via spatial smoothing for uniform circular arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, no. 5, pp. 613–620, May 1994.

## Résumé

Les antennes intelligentes ont la capacité de répondre, automatiquement et en temps réel, aux différentes modifications du canal de propagation. Elles permettent aussi d'orienter le lobe principal vers la direction utile, d'intercaler des zéros vers les directions des interférences et de réduire les niveaux des lobes secondaires, ce qui permet d'augmenter le rapport SINR.

L'objectif de notre étude est d'élaborer une technique de synthèse pour la formation de voies et l'annulation des signaux interférents, afin de répondre aux spécifications imposées par l'environnement. Le réseau d'antennes intelligentes utilisé est de topologie circulaire ce qui offre une meilleure couverture par rapport à la topologie linéaire.

## Abstract

Smart antenna has the ability to react, automatically and in real time, to various changes in the propagation Channel. They also reduce the levels of the side lobes in the direction of interference, while keeping the main lobe in the useful direction.

The main objective of our study is to develop a synthesis technique for the formation of pathways and the cancellation of interfering signals, in order to meet the specifications imposed by the environment. The used smart antenna array has a circular topology which offers better coverage compared to the linear topology.

## ملخص

تتمتع الهوائيات الذكية بالقدرة على الاستجابة تلقائيًا وفي الوقت الفعلي للتغيرات المختلفة في قناة الانتشار. كما أنها تقلل من مستويات الفصوص الجانبية في اتجاه التداخل، مع الحفاظ على الفص الرئيسي في الاتجاه المفيد.

الهدف من دراستنا هو تطوير تقنية توليفية لتشكيل الفصوص وإلغاء الإشارات المتداخلة، من أجل تلبية المواصفات التي يفرضها المحيط. في هذا العمل، قمنا باستعمال شبكة الهوائيات الذكية على شكل دائري والتي توفر تغطية أفضل مقارنة بالشبكة الخطية.