

**UNIVERSITE SAAD DAHLEB BLIDA**

**Faculte de Technologie**

Institut de l'aeronautique et les etudes spatiales

**MEMOIRE DE MASTER**

En aeronautique

Spécialité : CNS/ATM

ESTIMATION DE LA DIRECTION D'ARRIVEE EN 1D ET 2D PAR LA METHODE  
HAUTE RESOLUTION MUSIC AVEC LES RESEAUX, LINEAIRE ULA, CIRCULAIRE  
UCA, SRIRAL USA

Par

BOUTIARA Mohamed Abdellatif

Promoteur

Mme BENCHIKH .S

Mme DOUDOU .F Z

Blida, octobre 2013

## Résumé :

La localisation des sources par les réseaux de capteurs a été utilisée pendant plusieurs décennies dans plusieurs domaines tel qu'en aéronautique, la marine, l'astronomie, etc...Le concept d'un tel réseau de capteurs est l'ensemble de plusieurs éléments ou capteurs distribués par rapport à un point de référence, et a le but d'extraire toute l'information utile du signal et d'éliminer le bruit accompagnant ce signal. Les performances de l'estimation concernant les angles d'arrivées de sources (azimute et élévation) sont liées directement au type d'estimateur utilisé, ces mêmes performances sont influencées par la géométrie du réseau de capteur.

Les réseaux linéaire et circulaire sont les types de géométries les plus étudiés. Ils existent aussi d'autres géométries moins étudiées comme les réseaux spirales. Ces géométries permettent d'obtenir plusieurs résultats. Notre travail consiste à étudier l'impact en terme de performance de l'estimation pour les angles en azimut et en élévation d'une source connue pour les trois types de réseaux. Ceci est achevée par la méthode MUSIC, une méthode haute résolution basée sur les valeurs et les vecteurs propres, cette méthode exploite les propriétés de la matrice de covariance de sortie du réseau. Considérant que dans notre étude l'estimation est analysée dans le cas où les sources sont incorrélatées.

## Tables des matières

Résumé	
Remerciement	
Dédicaces	
Tables des matières	
Liste des figures	
Introduction générale.....	1

### **Chapitre 1 Localisation angulaire et réseaux d'antenne**

<b>1.1</b> Introduction .....	04
<b>1.2</b> Principe de localisation .....	04
1.2.1 Mesure des distances .....	05
1.2.2 Mesure des angles .....	06
<b>1.3</b> Les ondes.....	06
1.3.1 Les ondes électromagnétiques .....	06
1.3.2 Notion de propagation des ondes .....	07
<b>1.4</b> les Antennes.....	08
1.4.1 Généralités sur les antennes .....	08
1.4.2 Caractéristiques des antennes .....	09
1.4.3 Rayonnement électromagnétique des antennes .....	11
1.4.3.1 Caractérisation du rayonnement des antennes .....	11
<b>1.5</b> Types d'antennes .....	12

1.6 Réseaux d'antennes .....	13
1.6.1 Définition .....	13
1.6.2 Technologie des réseaux d'antennes .....	14
1.6.3 Différentes géométries des réseaux .....	15
1.6.3.1 Réseau linéaire(ULA).....	15
1.6.3.1.1 Intérêt du réseau linéaire.....	15
1.6.3.2 Réseau circulaire .....	16
1.6.3.2.1 Intérêt du réseau circulaire .....	16
1.6.3.3 Réseau cylindrique .....	17
Conclusion.....	18

## **Chapitre 2 Estimation de signaux multiples en traitement d'antenne**

2.1 Introduction .....	19
2.2 .Signal et bruit.....	20
2.2.1 Définition du SNR (rapport signal sur bruit).....	20
2.3 Le signal au niveau du capteur .....	21
2.4 Avantage d'utilisation d'un réseau d'antenne .....	25
2.5 Technique conventionnelle d'estimation de la DOA.....	27
2.6 Estimation de la direction d'arrivée .....	29
2.6.1. La méthode classique de Beamformer (CBM) .....	29
2.6.2 Méthode de maximum de Vraisemblance (Capon.....	29

2.6.3 Méthode de prédiction linéaire .....	29
2.6.4 Méthodes des sous espaces.....	30
2.6.4.1 Méthode MIN- NORM .....	30
2.6.4.2 La méthode MUSIC (Multiple Signal Classification).....	30
Conclusion.....	31

### **Chapitre 3 Méthode Haute Résolution MUSIC en deux dimensions**

3.1 Introduction .....	32
3.2 Présentation du modèle du signal .....	32
3.3 Présentation des différentes géométries de réseaux utilisées.....	33
3.3.1 Réseau linéaire uniforme pour l'estimation de la DOA .....	33
3.3.2 Réseau circulaire uniforme pour l'estimation de la D.....	34
3.3.3 Réseau spirale uniforme pour l'estimation de la DOA.....	36
3.4 La méthode MUSIC pour l'estimation de la DOA.....	37
Conclusion.....	40

### **chapitre 4. Simulations et Interprétations**

4.1 Introduction .....	41
4.2. Désignation des paramètres utilisés.....	41
4.3. L'organigramme.....	42
4.4. Simulations et Interprétations .....	44
4.4.1 Réseau linéaire 1D.....	44

4.4.2 Réseau circulaire.....	48
4.4.3Réseau spirale.....	54
Conclusion .....	60
Conclusion générale et prespective.....	61
Glossaire	
Bibliographie	

## INTRODUCTION GENERALE

Les évolutions techniques et opérationnelles de l'aviation civile peuvent remettre en cause les hypothèses retenues lors de l'élaboration des règles de sécurité. Ainsi si rien n'était fait une extrapolation des données existantes montre que les risques d'accidents et de pertes de vies humaines augmenteraient avec la croissance du trafic.

Les dernières années ont connu une augmentation du trafic et les techniques classiques utilisées pour la localisation n'arrivent plus à supporter cette augmentation et les informations obtenues par ces techniques deviennent plus en plus moins précises.

Depuis longtemps les chercheurs dans les domaines des techniques des antennes ont été conduits à rapprocher et à conjuguer les antennes proprement le traitement des signaux que les antennes reçoivent. Ce traitement, avec lequel on peut détecter les sources par l'estimation des paramètres qui caractérisent cette source puis donnent une image du milieu en détectant et en caractérisant l'ensemble des sources par leur nombre et leur position spatial, est appelé le traitement d'antenne.

Actuellement le traitement d'antenne est renforcé par suite de l'augmentation des moyens de calcul en rapidité et en volume. Le traitement d'antenne arrive à couvrir plusieurs domaines tel qu'en radioastronomie, le radar, le sonar, la sismographie.....

Plusieurs méthodes d'analyse spectral ont été appliquées au traitement d'antenne. L'application de ces méthodes a conduit à une amélioration par rapport aux méthodes traditionnelles ce qui permis de les qualifier comme des méthodes haute résolution.

Les antennes peuvent être utilisées de deux manières :

- L'écoute active, c'est la détection des réflexions des signaux émis par l'antenne elle-même ou par un dispositif lui étant associé sur des corps étrangers.
- L'écoute passive, c'est la réception des signaux provenant des sources étrangères ou émetteurs indépendants par exemple l'écoute des bruits émis par les navires et les sous-marins en sonar, des bruits émis par des véhicules ou des aéronefs en acoustique aérienne.

Il existent d'autres sources de perturbation tel que les nuages dans le cas du radar et réverbérations de la surface océaniques dans le cas du sonar. de plus les signaux des cibles peuvent subir des réflexions de multi sources .ceci est aussi bien que les signaux brouilleurs qui peuvent générer une interférence cohérente. Dans tous ces cas les signaux arrivant aux réseaux peuvent être considérés comme aléatoires. Et le phénomène physique responsable peut être supposé comme processus aléatoire gaussien normal.

L'intérêt du traitement des signaux du réseau est l'extraction des paramètres désirés tel que la direction d'arrivée ,les niveaux de puissances et inter corrélations des signaux présents dans la scène à partir de l'information fournie, et le plus important est l'estimation de la forme d'onde associée au signal désiré en améliorant la réception dans un environnement ayant de multiples sources. Pour atteindre ceci il sera alors possible de supprimer les signaux indésirés et renforcer les signaux désirés.

Notre travail consiste à étudier et analyser une méthode haute résolution de traitement d'antenne, c'est la méthode MUSIC (Multi Signal Classification) ou la classification des signaux multiples, une technique basée sur les valeurs et les vecteurs propres.

Notre travail est présenté en quatre chapitres,

Le premier chapitre présente une généralité sur la localisation angulaire ainsi des généralités sur les antennes et les réseaux d'antenne les plus connus.

Le deuxième chapitre parle sur la détection et l'estimation en traitement d'antenne.

Le traitement d'antenne peut être normalisé par un modèle ayant  $M$  capteurs qui représentent les antennes localisant  $K$  émetteurs des signaux. Ce modèle est introduit au troisième chapitre. la méthode MUSIC est aussi introduite au même chapitre.

L'algorithme déterminé par la méthode MUSIC sera appliqué sur des réseaux à une et deux dimensions. Leur calcul nécessite la détermination de matrice de covariance, cette matrice contient les informations sur le modèle de propagation des signaux. Ceci afin d'étudier et d'améliorer les performances de cette méthode lors de plusieurs simulations effectuées représentées sous formes de graphes montrant des résultats, ces résultats sont suivis par des interprétations et des commentaires appropriés.

Finalemant on a clôturé notre travail par une conclusion générale

LISTE DES FIGURES :

Figure	page
Fig.1.1 Mesure de distance.....	05
Fig. 1.2. Composition d'une onde électromagnétique.....	07
Fig 1.3 antenne en émission et en réception.....	09
Fig. 1.4 Diagramme de rayonnement d'une antenne.....	09
Fig.1.5 Exemple d'un dipôle simple.....	12
Fig.1.6 Exemple d'une antenne Yagi.....	12
Fig.1.7 : Réseau linéaire uniforme (ULA).....	15
Fig. 1.8 Réseau circulaire.....	16
Fig. 1.9.Réseau cylindrique.....	17
Fig. 2.1 Paire d'éléments de capteurs identiques. $u(t)$ , $v(t)$ représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$	23
Fig. 2.2 : Modèle directionnel de gain pour un réseau uniforme de dix éléments.....	26
Fig.2.3 : Schéma de traitement d'une rangée d'antenne en utilisant des facteurs de pesée	28
Fig. 3.1 : Rangée linéaire uniforme (ULA).....	34
Fig 3.2 Géométrie d'une rangée circulaire uniforme.....	35
Fig 4.4.1.1 puissance en sortie du réseau pour : SNR =20,.....	44
$\theta = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ $M=6$	
Fig 4.4.1.1 puissance en sortie du réseau pour : SNR =20, .....	45
$\theta = [12 \ 14 \ 16]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ $M=6$	
Fig 4.4.1.1 puissance en sortie du réseau pour : SNR =20,.....	46
$\theta = [12 \ 14 \ 16]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ $M=30$	
Fig4.4.1.1 puissance en sortie du réseau pour : SNR =60, .....	47
$\theta = [12 \ 14 \ 16]$ , $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ $M=6$	

Fig. 4.4.2.1 puissance en sortie du réseau pour : SNR =20,.....	48
$\theta = [10 \ 30 \ 50]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ , $M=6$	
Fig. 4.4.2.2 puissance en sortie du réseau pour SNR =60,.....	49
$\theta = [10 \ 30 \ 50]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ , $M=6$	
Fig. 4.4.2.3 puissance en sortie du réseau pour : SNR =20,.....	50
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ , $M=10$	
Fig. 4.4.2.4 puissance en sortie du réseau pour SNR =20,.....	51
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=30$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,	
Fig. 4.4.2.5 puissance en sortie du réseau pour SNR =60,.....	52
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=10$ ; $P_w = [0.50 \ .5 \ 0.5]$ ,	
Fig. 4.4.2.6 puissance en sortie du réseau pour SNR=60, .....	53
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=30$ ; $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,	
Fig4.4.3.1 puissance en sortie du réseau pour SNR =20,.....	54
$\theta = [10 \ 30 \ 50]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=6$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,	
Fig4.4.3.2 puissance en sortie du réseau pour SNR =20, .....	55
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ , $M=10$	
Fig4.4.3.3 puissance en sortie du réseau pour SNR =20,.....	56
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=30$ , $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ , $M=30$	
Fig4.4.3.4 puissance en sortie du réseau pour SNR =60,.....	57
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ , $M=10$	
Fig4.4.3.5 puissance en sortie du réseau pour SNR =60, .....	58
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=10$ , $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,	
Fig4.4.3.6 puissance en sortie du réseau pour SNR =60, .....	59
$\theta = [10 \ 12 \ 14]$ , $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ , $M=30$ , $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,	



## **1.1 INTRODUCTION**

La plupart des systèmes de télécommunications établissent le lien entre émetteur et récepteur. Lorsqu'un système est en position d'émetteur, il doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur.

Il apparaît qu'une telle manière de procéder génère une dépense d'énergie inutile considérable puisque dans toutes les directions autres que celle du récepteur cette énergie est rayonnée en pure perte.

Une idée simple consiste à imaginer un dispositif qui localise la direction du récepteur, après quoi une technique classique de pointage électronique permettra de canaliser l'essentiel de l'énergie rayonnée dans sa direction.

Les premières applications de la radioélectricité furent les télécommunications, puis la radionavigation qui apporte une aide considérable aux procédés classiques de navigation, pour le repérage de la position des cibles en mouvement.

Cependant au fur et à mesure que ces procédés se développaient, la nécessité de disposer de moyens autonomes est apparue permettant la localisation sans aucune aide extérieure des obstacles ou des cibles, à des fins d'anticollision ou de contrôle de la navigation.

## **1.2 PRINCIPE DE LOCALISATION**

La plupart des systèmes de télécommunication ainsi que le RaDAR utilisent la propriété des ondes électromagnétiques qui se réfléchissent sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être détectée par un récepteur adapté à ce signal. Ce principe peut facilement être mis en évidence lorsque le signal émis est une suite d'impulsion électromagnétique.

Chaque impulsion d'une durée très brève de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière  $c$ .

Une partie de ce signal est réfléchiée par la cible, on dit que la cible rérayonne une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis. Différents paramètres peuvent ainsi être analysés.

### 1.2.1 Mesure de la distance

La mesure de distance se fait à l'aide du temps de trajet aller-retour de l'onde émise. En effet, si «  $D$  » est la distance entre l'émetteur et la cible, et «  $c$  » est la vitesse de propagation de l'onde, le temps de trajet aller-retour de l'onde est donné par,

$$\Delta T = \frac{2D}{c} \quad (1.1)$$

$$\Rightarrow D = \frac{c\Delta T}{2} \quad (1.2)$$

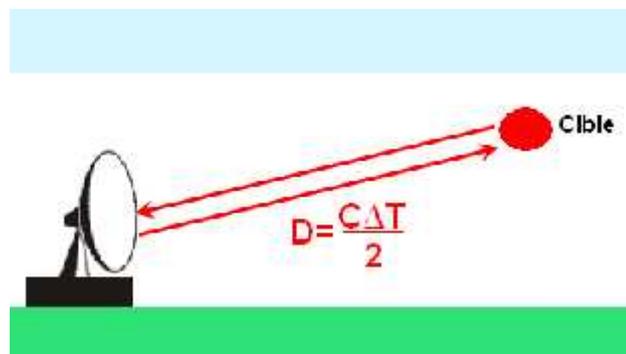


Fig.1.1 Mesure de distance

### 1.2.2 Mesure des angles

La seule mesure de la distance est insuffisante pour localiser des objets. Elle est combinée dans les radars avec une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes. Toute antenne ne répartit pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. En particulier, une antenne de dimension  $L$ , le long de laquelle on répartit l'énergie à émettre suivant une loi particulière, peut, par le jeu de la combinaison spatiale des ondes, concentrer l'énergie émise dans un angle limité  $\theta$  (ou du moins la majeure partie de cette énergie).

Dans cette ouverture  $\theta$ , se concentre l'énergie, et elle est également appelée ouverture du pinceau ou diagramme de l'antenne.

Une telle antenne n'éclaire (ou n'envoie de l'énergie) de manière significative que dans le secteur  $\pm \frac{\theta}{2}$ .

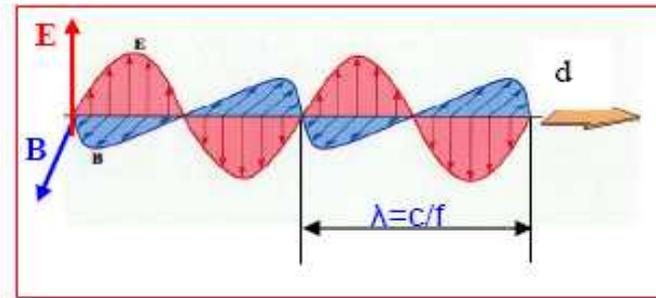
Les autres secteurs sont également éclairés mais avec des niveaux beaucoup plus faibles ( $10^2$  à  $10^4$  fois plus faibles dans les lobes secondaires proches, inférieurs à  $10^4$  dans les lobes diffus).

## 1.3 LES ONDES

### 1.3.1 Les ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est la superposition de deux champs qui se propagent dans la direction 'd', (voir fig 1.2).

- d'un champ électrique **E** que l'on peut capter
- et d'un champ magnétique **B** que l'on peut capter aussi.



**Fig. 1.2. Composition d'une onde électromagnétique**

### 1.3. 2 Notion de propagation des ondes

En physique, la propagation des ondes est un phénomène qui est décrit par l'évolution d'une onde, ou du mouvement d'une particule dans le temps et l'espace, par rapport à un milieu. En considérant la direction de propagation de l'onde dans l'espace.

On peut distinguer deux types d'ondes :

- les ondes longitudinales : On parle d'onde longitudinale lorsque le phénomène physique s'effectue dans la même direction que la propagation de l'onde
- les ondes transversales : Le terme d'onde transversale est employé lorsque le phénomène physique se fait perpendiculaire à la direction de propagation
- 

Pour qu'une onde se propage il faut:

- ❖ que le milieu environnant la source permette la propagation de l'onde. Par exemple, les ondes sonores ne se propagent pas dans le vide, les ondes lumineuses ne se propagent pas dans les substances opaques, les rayons X se propagent dans les tissus biologiques mous mais pas dans les os.
- ❖ que la source soit dans un état vibratoire: corde vibrante d'un instrument de musique, vibration des électrons dans une antenne, etc.

## 1.4 LES ANTENNES

### 1.4.1 Généralités sur les antennes

Une antenne est un élément conducteur qui transforme une énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique en émission. Et traduit un rayonnement électromagnétique en courant électrique induit en réception. Il est important de connaître leur impédance, leur gain, leur directivité.

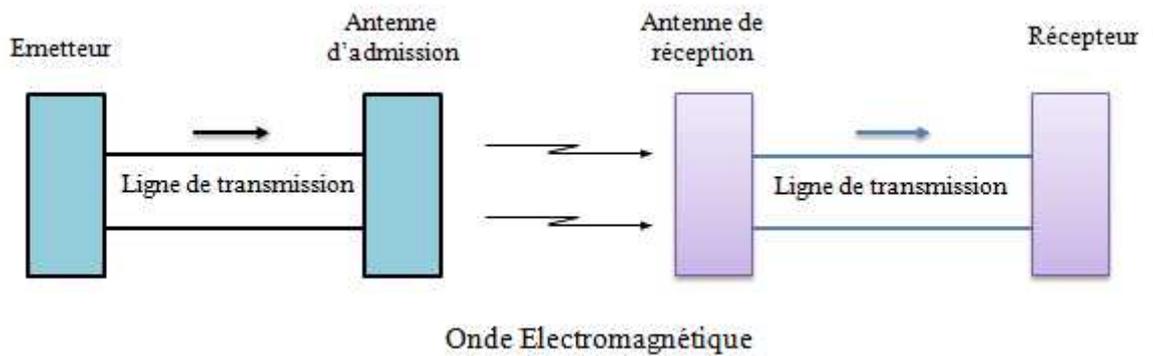
. L'antenne est l'interface entre le milieu dans lequel les ondes se propagent et l'appareil où elles sont guidées. Elle a la propriété de transformer la tension qui lui est appliquée, en un champ électromagnétique. Dans son parcours l'onde perd de sa puissance au fur et à mesure qu'elle s'éloigne de l'antenne, c'est ce qui limite la portée du dispositif.

Une antenne est un dispositif qui réalise la transition et le transfert des ondes, entre un milieu guidé et l'espace dans lequel ces ondes vont se propager.

L'antenne est un conducteur électrique plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé.

L'antenne assure donc :

- L'adaptation entre le milieu guidé ou guide d'onde et l'espace libre. Lorsque cette adaptation est parfaite, la transition se fait sans perte, c'est-à-dire que toute l'énergie provenant du milieu guidé est rayonnée dans l'espace.
- La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace traduit l'importance relative du rayonnement selon la direction considérée. Elle se caractérise par le diagramme de rayonnement de l'antenne.



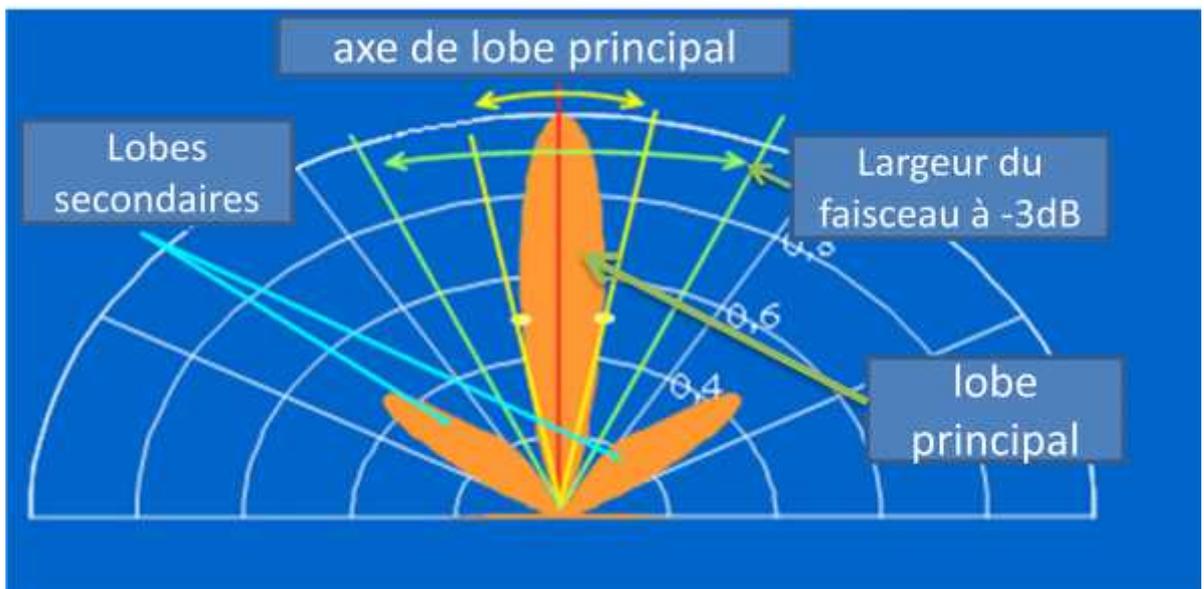
**Fig 1.3** antenne en émission et en réception

#### 1.4.2 Caractéristiques des antennes

Une antenne peut être caractérisée par différents paramètres : son diagramme de rayonnement, sa polarisation, sa résistance, sa bande passante, sa largeur de faisceau, son gain en directivité et en puissance, sa longueur effective et sa hauteur effective.

Nous envisagerons successivement tous ces paramètres.

- **Le diagramme de rayonnement** : Permet de visualiser le lobe de rayonnement, pouvant être directive, omnidirectionnelle, bidirectionnelle



**Fig. 1.4** Diagramme de rayonnement d'une antenne

- **La polarisation :** La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique  $E$  de l'onde qu'elle émet. Un dipôle demi-onde horizontal a donc une polarisation horizontale. Certaines antennes ont une polarisation elliptique ou circulaire comme l'antenne hélice ou la double-yagi dont les plans sont perpendiculaires.

Le fait d'utiliser deux antennes de polarisations différentes pour réaliser une liaison introduit des pertes supplémentaires importantes.

- **La résistance d'antenne :** la résistance d'une antenne est facteur essentiel à connaître parce qu'il permet d'adapter celle-ci à la résistance d'entrée de l'émetteur et assurer ainsi un transfert maximal d'énergie.

- **La bande passante :** est fonction de la gamme de travail. Généralement le gain est plus important pour les antennes à bande étroite que pour les larges bandes.

- **Largeur de faisceau :** pour une antenne directionnelle, la largeur de faisceau – ou l'ouverture angulaire – est définie comme l'angle existant entre les points dont la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximale : c'est aussi la séparation angulaire correspondant à une atténuation d'intensité de 3dB sur le diagramme de rayonnement de l'antenne.

- **Le gain :** Le gain d'une antenne par rapport à l'antenne isotrope est ce qui caractérise le lobe principal. Il est dû au fait que l'énergie est focalisée dans une direction. Généralement les antennes directives avec un lobe étroit ont l'énergie focalisée dans une direction et donc un gain plus grand.

- **La Directivité :** La directivité de l'antenne dans le plan horizontal est une caractéristique importante dans le choix d'une antenne.

Une antenne équidirective ou omnidirectionnelle rayonne de la même façon dans toutes les directions du plan horizontal.

Une antenne directive possède un ou deux lobes nettement plus importants que les autres qu'on nomme lobes principaux. Elle comporte également des *lobes secondaires* qu'on tente de minimiser. Elle sera d'autant plus directive que le lobe le plus important sera étroit. Si la station radio captée ne se trouve pas toujours dans la même direction il peut être nécessaire d'orienter l'antenne en la faisant tourner avec un moteur.

### 1.4.3 Rayonnement électromagnétique des antennes :

Le rayonnement d'un champ électromagnétique est causé par une source de courant telle qu'une antenne. Le vecteur de rayonnement est défini par le vecteur de densité du courant. Plus la fréquence est élevée, plus les antennes sont petites. Les propriétés des ondes radioélectriques évoluent quand on se déplace du bas du spectre vers le haut.

Les ondes à fréquences basses se propagent à grande distance, mais nécessitent des antennes de grandes dimensions.

Inversement, les ondes à fréquences élevées permettent de miniaturiser les antennes, mais elles ne couvrent que des distances faibles et sont fortement atténuées par les obstacles.

Pour les télécommunications, les distances maximales qui peuvent être atteintes pour la transmission dépendent de plusieurs facteurs ,

- ❖ La topologie du terrain, les obstacles naturels.
- ❖ Les capacités d'absorption ou de réflexion des obstacles (mur en béton, structure métallique...).
- ❖ Le type d'antenne et sa taille, son câble et le soin apporté à sa réalisation.
- ❖ La position de l'antenne et son réglage.
- ❖ La fréquence utilisée.
- ❖ La puissance d'émission.

Les antennes forment l'interface entre le champ vectoriel électromagnétique et le signal reçu (ou émis). Elles permettent de recevoir et de rayonner des signaux. Le rayonnement d'une antenne est classiquement caractérisé en champ lointain.

#### 1.4.3.1 Caractérisation du rayonnement des antennes

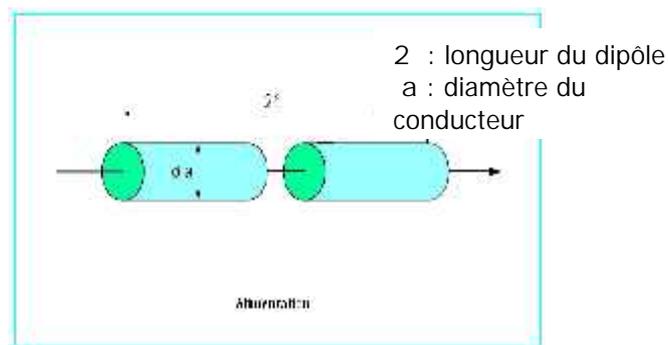
Le rayonnement d'un champ électromagnétique est causé par une source de courant telle que dans une antenne. On définit, à partir du vecteur de densité de courant caractérisant l'antenne, le vecteur de rayonnement.

En pratique on s'arrange souvent pour que l'orientation de l'antenne caractérisée et le repère utilisé soient tels qu'elle pointe (le gain dans la direction de pointage est maximal) dans la direction d'azimut  $\varphi = 0$  et de coélévation  $\theta = 90^\circ$ , c'est à dire dans la direction de l'axe x.

## 1.5 TYPES D'ANTENNES

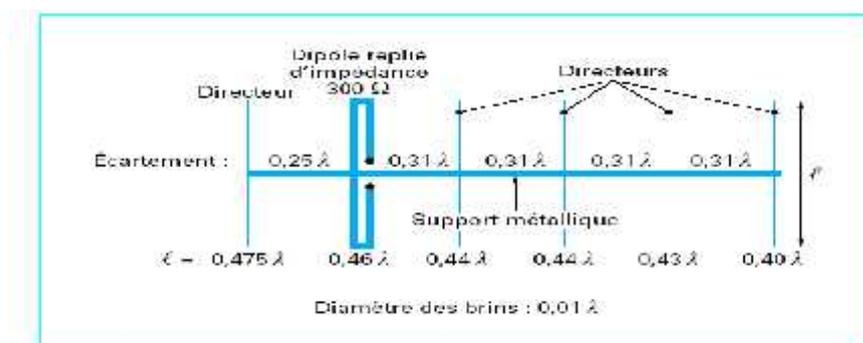
Il existe plusieurs types d'antenne

- Il y a des antennes dont la plus grande dimension est plus petite que la longueur d'onde ou de l'ordre de celle-ci : monopôle, dipôle, patch...



**Fig.1.5 Exemple d'un dipôle simple**

- Des antennes dont la plus grande dimension est de l'ordre de quelques longueurs d'onde : antennes filaires (pour les très grandes longueurs d'ondes), yagi, hélices, cornets...



**Fig.1.6 Exemple d'une antenne Yagi**

- Il existe des antennes dont la plus grande dimension est beaucoup plus grande que la longueur d'onde : réflecteurs, réseaux linéaires, circulaires, volumiques...
- Il y'a aussi des cas particuliers tels que les antennes mixtes (réseau et réflecteur), les antennes à large bande, et les antennes imprimées. Les réseaux imprimés sont de plus en plus utilisés parce qu'ils sont légers, économiques, fabriqués en grande série et peu encombrants. On les trouve aussi bien dans des applications de télécommunications, dans des petits radars portables, dans des antennes d'observation du sol satellisées ou comme antenne incorporée dans la structure d'avions ou de missiles.

## **1.6 RESEAUX D'ANTENNES**

### **1.6.1 Définition :**

Un réseau d'antennes est constitué comme son nom l'indique par plusieurs antennes élémentaires (appelées aussi éléments) dont les signaux issus des ports, d'entrée ou de sortie, selon le cas émission ou réception, sont utilisés en coopération. Pour l'application concernée, la disposition relative des antennes élémentaires est figée et elles sont généralement fixées sur un même support.

Parmi les réseaux les plus réponsus, on retrouve les réseaux uniformes circulaire, sphérique, cylindrique, linéaire et rectangulaire. Pour ces réseaux, les antennes élémentaires sont généralement choisies d'une façon identiques et ce d'autant plus dans le contexte de l'estimation des directions d'arrivée et/ou des propriétés de polarisation des ondes.

Dans le contexte de la mesure, il est possible de construire l'équivalent d'un réseau d'antennes par déplacement d'une antenne élémentaire au cours du temps. Le temps de mesure étant plus long, il faut s'assurer que le milieu de propagation reste statique, ce qui constitue un inconvénient. L'avantage de ce type de réseau est l'absence de problèmes liés au couplage ou à la différence de rayonnement des antennes élémentaires.

Un réseau d'antennes peut être caractérisé par les diagrammes vectoriels de chacune des antennes ainsi que par les positions et les orientations relatives des antennes. Dans le cas où le couplage est négligeable, cela suffit à caractériser le réseau d'antennes. On suppose que le réseau comporte  $N$  antennes, et on définit l'orientation des antennes par leurs angles d'azimut  $\{\varphi_n\}$  et de co-élévation  $\{\theta_n\}$  dans un repère de référence.

Les positions des antennes sont définies par rapport à une origine de référence, correspondant généralement au centre de phase du réseau, par des vecteurs de position. L'orientation et la position des antennes définissent la structure géométrique du réseau. Dans le contexte de l'estimation des propriétés spatiales des ondes incidentes, il est avantageux d'utiliser des antennes identiques.

Les réseaux d'antenne ont l'avantage de faire orienté le lobe principal vers n'importe quelle direction en changeant la phase de courant d'excitation de chaque élément du réseau. Cette propriété augmente la capacité de balayage électronique.

### 1.6.2 Technologie des réseaux d'antennes

Dans le cas du radar, les capteurs consistent en plusieurs éléments d'antennes (dipôle, guide d'onde, etc.) qui répondent aux ondes électromagnétiques incidentes. Alors que dans le cas du sonar, les capteurs consistent en des hydrophones, conçus pour répondre aux ondes acoustiques.

La vaste majorité des solutions de réseau adaptative, est conçue pour des applications dans le domaine de la télécommunication, les systèmes radar, sonar, mais dans le concept de base aussi commun à la radio astronomie et à la séismologie ...etc.

Dans le cas du radar et du sonar l'impulsion de durée courte, est transmise et la cible est alors déterminée par l'écho qui est réfléchi.

Une période minimum entre des impulsions successive, est déterminer par

$$T_{\min} = \frac{2P_{\max}}{c} \quad (1.3)$$

Où  $P_{\max}$  désigne la gamme de détection maximale

La largeur maximale de l'impulsion est limitée maximale par

$$t_{\max} = \frac{2r_d}{c} \quad (1.4)$$

Où  $r_d$  est la rangée de capacité de discriminer entre deux cibles.

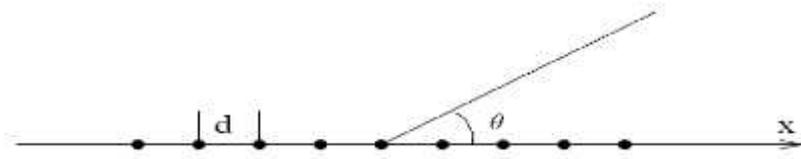
### 1.6.3 Différentes géométries des réseaux :

#### 1.6.3.1 Réseau linéaire(ULA):

Les réseaux linéaires peuvent être classifiés selon l'espacement entre ses éléments en :

- ❖ Réseaux linéaires uniformes, ULA (Uniform linear array).
- ❖ réseaux linéaires non uniformes

La figure (**Fig. 1.6**) montre la géométrie d'une rangée linéaire uniforme de N éléments omnidirectionnels, ou  $d$  est l'espacement entre deux éléments adjacents.  $\theta$  est l'angle d'azimut mesuré à partir de l'axe de x.



**Fig.1.7 : Réseau linéaire uniforme (ULA)**

On peut classer les réseaux linéaires en deux types :

- les réseaux dispersifs, qui ont une direction de rayonnement maximal qui varie avec la longueur d'onde.
- les réseaux non dispersifs, c'est-à-dire ceux dont la direction de rayonnement maximal ne dépend pas de la longueur d'onde.

#### 1.6.3.1.1 Intérêt du réseau linéaire

ULA est la géométrie la plus répandue des réseaux existants due à la simplicité de son algorithme d'estimation de DOA.

Pour éviter l'apparition d'autres lobes primaires, la distance  $d$  doit être inférieur ou égal à  $\frac{\lambda_{\min}}{2}$  où  $\lambda_{\min}$  est la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée de fonctionnement de l'ULA.

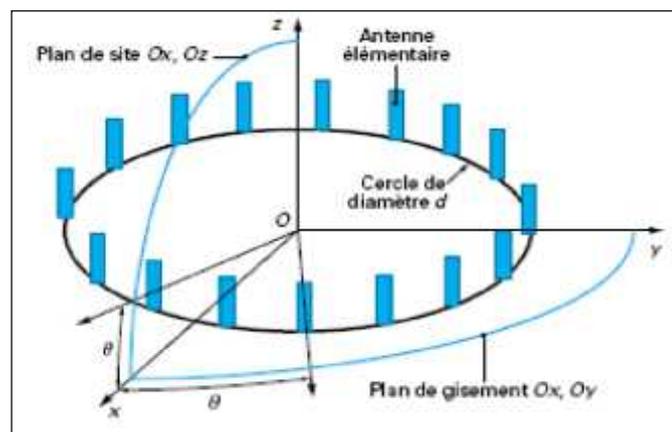
Les réseaux linéaires sont utilisés principalement en radar :

- soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires (ou IFF, Interrogation Friend or Foe), radars de trafic maritime...
- soit, plus généralement, comme composant d'une structure plus complexe.

On peut, par exemple, les empiler pour former un réseau plan.

### 1.6.3.2 Réseau circulaire :

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. On va considérer uniquement le cas d'un réseau régulier c'est-à-dire un réseau dont le pas est constant. La figure (**Fig 1.7**) illustre ce type de réseau.



**Fig. 1.8 Réseau circulaire**

#### 1.6.3.2.1 Intérêt du réseau circulaire

C'est l'antenne fixe la plus simple qui permette de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de  $360^\circ$ .

Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques (contrairement, par exemple, à un réseau linéaire dont le diagramme s'élargit d'autant plus que l'on pointe le faisceau loin de la normale).

### 1.6.3.3 Réseau cylindrique

Ce type de réseaux possède la particularité d'éliminer totalement l'ambiguïté entre deux DOAs.

Le réseau cylindrique est bien adapté pour balayer un faisceau sur  $360^\circ$  en gisement, sans déformation, en raison de son axe de symétrie circulaire. Un quadruple réseau plan remplit la même fonction, mais le faisceau ne demeure pas constant ; il s'élargit entre la position normale et la position à  $45^\circ$  suivant la loi  $1/\cos \theta$ .

Le réseau cylindrique est généralement constitué de sources régulièrement réparties sur un cylindre, comme le montre la figure (Fig.1.8).

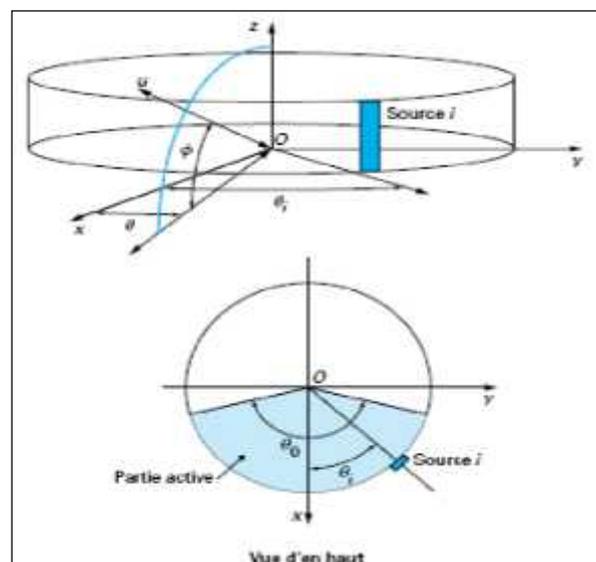


Fig. 1.9 Réseau cylindrique

## CONCLUSION

Dans ce chapitre on fait une petite introduction à la notion de localisation angulaire, propagation des ondes et le concept des réseaux d'antennes. Le chapitre qui suit, reviendra encore une fois au concept de réseau et on va étudier le modèle du signal et du bruit. Nous allons également entamer les méthodes de base et les méthodes hautes résolution pour l'estimation de la direction d'arrivée. Ces méthodes haute résolution basent sur la décomposition de l'espace en un sous espace signal et un sous espace bruit par la recherche des valeurs et vecteurs propres.

## 2.1 INTRODUCTION

Dans cette partie on va discuter le problème de détection des signaux multiples en utilisant l'information de multiples capteurs sur un seul élément et l'aspect de détection et d'estimation, il est nécessaire d'abord de comprendre la nature des signaux et du bruit que le réseau d'antenne désire le recevoir.

Dans des situations de capture active telle que le radar ou le sonar, une forme d'onde connue de durée finie est générée, qui est propagée à travers un milieu et est réfléchi par quelques cibles au point d'origine. Le signal transmis est habituellement modifié en amplitude et en phase par les caractéristiques de la cible, qui eux même devront changer avec le temps et leur position dans l'espace. Ces perturbations provoquent un signal de retour de nature aléatoire.

Dans un contexte passif, le signal reçu au niveau du réseau est auto-généré par la cible, tel que les propulseurs ou le bruit d'engin de sous-marins dans le cas de sonar. Encore une fois, les signaux sont aléatoires dans la nature. De plus de ces signaux directs que les cibles génèrent, il existe d'autres sources de perturbation telle que les nuages dans le cas du radar et les réverbérations de la surface océanique dans le cas du sonar. De plus, les signaux des cibles peuvent subir des réflexions créant des retours de multi sources qui sont retardés, modifiés en amplitude, répliques du signal direct aux réseaux. Ceci, et aussi bien que les signaux brouilleurs générant une interférence cohérente. Dans tous ces cas, les signaux arrivant aux réseaux peuvent être vus comme aléatoires du point de vue paramètres, et le phénomène physique responsable de cet aléa dans le signal peut être supposé comme un processus aléatoire Gaussien (normal).

De même que le bruit thermal du capteur et le bruit ambiant, sont aussi considérés comme aléatoires. Ces composantes additives aux sorties du capteur, représentent habituellement la totalité de plusieurs petites sources indépendantes et identiques, et l'application du théorème de la limite centrale, permet de modeler le bruit résultant comme un processus Gaussien et habituellement stationnaire. On a besoin de dire, que dans telles situation, la totalité du signal et du processus de bruit peuvent être complètement spécifiés par leurs moments de premier et second ordre.

## 2.2 SIGNAL ET BRUIT

Le signal est toujours associé à deux types de grandeurs,

- ❖ Le signal qui contient l'information normalement utile.
- ❖ Le bruit qui est généralement considéré comme un parasite se superposant à l'information.

Il existe deux types de bruit,

### ❖ **Bruit d'origine externe**

Sont des signaux générés en dehors du système créé par l'homme ou bien des bruits atmosphériques.

### ❖ **Bruit d'origine interne**

Ce bruit se manifeste sous forme d'une tension parasite qui se superpose avec le signal existant. Ce bruit a une distribution aléatoire qui obéit en général aux modèles simples du bruit blanc additif gaussien.

Un bruit peut apparaître à différentes étapes d'un processus. Cela peut être :

- ❖ à la source de signal, à cause du système émetteur lui-même.
- ❖ lors de sa propagation au travers de son canal : par exemple un signal radio indésirable, d'origine humaine ou non (éruptions solaires, orages).

### 2.2.1 Définition du SNR (rapport signal sur bruit)

Le rapport signal à bruit, est un terme utilisé en ingénierie, en traitement du signal ou en théorie de l'information pour désigner le rapport entre la grandeur d'un signal (information utile, significative) et celle du bruit (information inutile, non intelligente). Comme de nombreux signaux ont une échelle dynamique élevée, les rapports signal à bruit, sont souvent exprimés en décibels, dans une échelle logarithmique.

La détection d'un phénomène, comme par exemple une raie spectrale, nécessite de pouvoir distinguer le signal par rapport à ce qui n'est pas du signal, appelé bruit s'il présente un caractère aléatoire. On exprime ceci par un rapport, le rapport signal sur bruit.

### 2.3 LE SIGNAL AU NIVEAU DU CAPTEUR

A n'importe quel moment, chaque signal a une composante d'amplitude et de phase (respectivement à une référence). En plus de cette composante d'amplitude, il est nécessaire de générer sa partie en quadrature pour un traitement optimum.

Au lieu de porter tout le calcul séparément en termes de leur partie en phase et en quadrature, il est plus avantageux de les représenter sous forme de partie réelle et imaginaire d'un signal complexe. Les signaux actuels qui apparaissent dans n'importe quel système, sont réels et dans cette représentation il apparaît comme une partie réelle de signal complexe équivalent. Ainsi, à l'élément de référence si,

$$u_r(t) = \sqrt{P} \cos(\tilde{S}_0 t + w(t) + \theta) \quad (2.1)$$

$U_r(t)$  est le signal porteur actuel modulé en phase avec un facteur de phase  $\theta$  sa représentation complexe est :

$$\tilde{u}(t) = \sqrt{P} e^{j(\tilde{S}_0 t + w(t) + \theta)} \quad (2.2)$$

Il est claire que,

$$u_r(t) = \text{Re}[\tilde{u}(t)] \quad (2.3)$$

et

$$u(t) = \sqrt{P} e^{j(w(t) + \theta)} \quad (2.4)$$

$u(t)$  est connu comme étant la bande de base de l'enveloppe complexe réduite du signal réel  $u_r(t)$ . Ainsi, seule la composante porteuse de l'information et non la fréquence porteuse du signal modulé, apparaît dans cette description.

En terme physique, si les signaux sont originaires d'un champ lointain du réseau, alors ils peuvent être modélés comme des ondes planes uniformes porteuses d'information.

Si ces ondes avancent à travers un milieu non dispersif qui introduit seulement des retards de propagation, la sortie de n'importe quel autre élément du réseau peut être présentée par une

avance ou un retard du temps de la version de l'enveloppe complexe à l'élément de référence. Encore une fois, ceci évite la description de la fréquence porteuse.

Des signaux tels que ci-dessus qui peuvent être en juste proportion caractérisés par une seule fréquence porteuse sont connus en tant que sources à bande étroite. Par contraste à ceci, les signaux occupant une bande spectrale significative constitue des sources à large bande. De plus tous ces signaux peuvent être **incorrélés**, **corrélés** ou **cohérents** avec n'importe quel autre. En particulier, pour deux signaux conjointement stationnaires  $u_i(t)$ ,  $u_j(t)$ , soit  $\dots_{ij}$  représentant leur coefficient de corrélation.

Par définition

$$\dots_{ij} = \frac{E[u_i(t)u_j^*(t)]}{\sqrt{E[|u_i(t)|^2]E[|u_j(t)|^2]}} \tag{2.5}$$

Et  $|\dots_{ij}| \leq 1$  comme suit de l'inégalité de Schwartz. Ainsi,

$\dots_{ij} = 0$	$\Rightarrow$	$u_i(t), u_j(t)$	sont incorrélés	}	(2.6)
$0 \leq  \dots_{ij}  \leq 1$	$\Rightarrow$	$u_i(t), u_j(t)$	sont corrélés		
$ \dots_{ij}  = 1$	$\Rightarrow$	$u_i(t), u_j(t)$	sont cohérents		

Il n'est pas difficile de montrer que sous des conditions de cohérence,

$$u_j(t) = \Gamma u_i(t) \tag{2.7}$$

Où  $\Gamma$  est un complexe non aléatoire.

En pratique les composantes de bruit additif sont incorrélées avec la partie du signal. Cependant, parmi eux les bruits d'interélément peuvent être corrélés ou incorrélées (indépendant dans le cas Gaussien) et des processus identiques, c.à.d, si  $n_i(t)$  et  $n_j(t)$  représentent le  $i^{\text{ème}}$  et  $j^{\text{ème}}$  bruit du capteur, alors

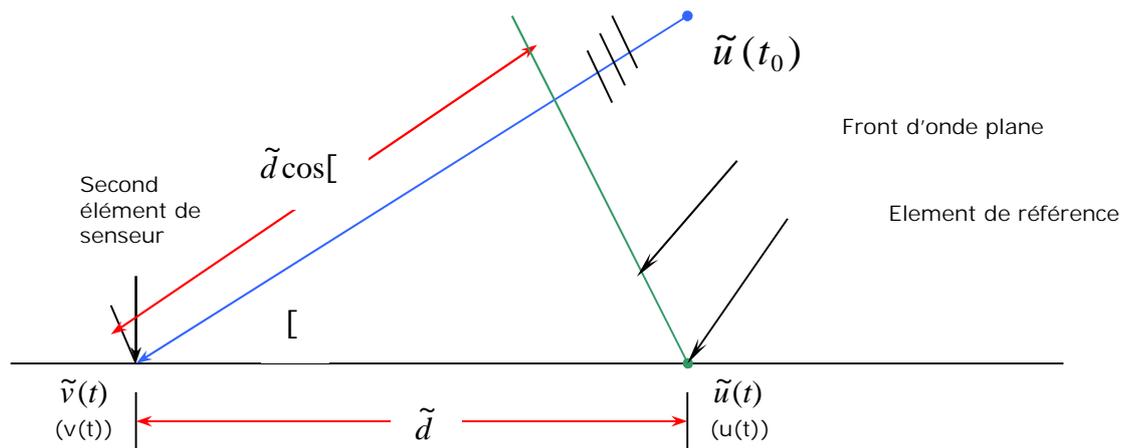
$$E[n_i(t)n_j^*(t)] = \dagger^2 U_{ij} \tag{2.8}$$

Où  $\dagger^2$  représente la puissance de bruit commune à tous les capteurs.

On a déjà remarqué que pour une onde plane avançant à travers un milieu non dispersif, le signal de sortie à n'importe quel élément du capteur immergé dans ce milieu peut être

représenté comme une version retardée/avancée de son enveloppe complexe à l'élément de référence.

Pour voir ceci, soit  $\tilde{u}(t)$  dans (2.2) dénote le signal complexe représentant l'onde plane modulée à l'élément de référence (fig 2.1).



**Fig. 2.1 Paire d'éléments de capteurs identiques.  $u(t)$ ,  $v(t)$  représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec  $\tilde{u}(t)$  et  $\tilde{v}(t)$**

La normale au front d'onde plane fait un angle  $\theta$  avec la ligne joignant les capteurs dans le réseau linéaire. Soit d'autre part  $\tilde{d}$  dénotant la distance du second capteur par rapport au point de référence en unité absolue. La sortie  $\tilde{v}(t)$  au second capteur est retardée par le temps requis pour la propagation de l'onde plane à travers  $\tilde{d} \cos \theta$ , et si  $c$  représente la vitesse de propagation, alors ce temps de retard  $\dagger$  est donné par

$$\dagger = \frac{\tilde{d} \cos \Gamma}{c} \quad (2.9)$$

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t - \dagger) \quad (2.10)$$

Si la fréquence porteuse est assez large par rapport à la largeur de bande du signal modulé, alors le signal modulé peut être traité comme quasi-statique durant les intervalles de temps de l'ordre de  $\tau$  et dans ce cas,

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t) e^{\frac{-j\tilde{S}_0 \tilde{d} \cos \theta}{c}} = \tilde{u}(t) e^{-j2\pi f \frac{\tilde{d} \cos \theta}{c}} \quad (2.11)$$

Où  $\lambda$  est la longueur d'onde associée. En termes de représentation d'enveloppe complexe réduite de la bande de base, le signal de référence  $u(t)$  est donné par (2.4) et à partir de (2.11) la sortie du second senseur est,

$$v(t) = u(t) e^{-j2\pi \tilde{d} \cos \theta / \lambda} \quad (2.12)$$

Souvent il est plus avantageux d'exprimer l'espacement des inter-éléments en termes d'unités de dimensionnement normalisé. Pour des raisons qui seront expliquées plus tard, il est plus intéressant de normaliser toutes les distances respectivement à la moitié de la longueur d'onde. Soit  $d$  représentant la distance normalisée entre l'élément de référence et le second senseur. Alors  $d = \frac{\tilde{d}}{(\lambda/2)}$  et (2.12) devient :

$$v(t) = u(t) e^{-j\pi d \cos \theta} \quad (2.13)$$

Pour les signaux à bande étroite, le temps de retard apparaît comme un retard de phase pur du signal de référence. De plus, ce retard de phase dépend uniquement de l'espacement entre les capteurs en question et de l'angle d'arrivée de l'onde plane, ce retard est indépendant de la variable temporel. Cependant ceci n'est pas le cas dans une situation en large bande et si l'enveloppe complexe  $u(t)$  à l'élément de référence représente un signal à large bande, alors la sortie correspondante  $v(t)$  au second capteur dans la (Fig. et (2.1) devient.) peut être écrite comme

$$v(t) = u(t - \tau) \quad (2.14)$$

Si  $U(f)$  et  $V(f)$  représentant la transformée de Fourier de  $u(t)$  et  $v(t)$  respectivement, alors (2.14) se réduit à :

$$V(f) = U(f) e^{-j2\pi f \tau} = U(f) e^{-j\pi f d \cos \theta / f_0} \quad (2.15)$$

Cette dernière (2.15) est structurellement identique à une situation de bande étroite représentée dans (2.13) et par conséquent conceptuellement, au moins, les techniques conçues pour les cas de bande étroite peuvent être appliquées pour les signaux à large bande dans le domaine fréquentiel. Cependant, le retard de phase (2.15) est sensible à la fréquence (**function of free variable f**), et ceci sera en contraste avec (2.12) où elle est indépendante de

la variable libre  $t$ . Cette importante différence doit être prise en considération tant s'occuper avec une information en bande large.

## 2.4 AVANTAG D'UTILISATION D'UN RESEAU D'ANTENNE

La possibilité de modifier la sortie du réseau pour augmenter le signal de réception désiré et simultanément de supprimer ceux indésirés, peut être illustrée en considérant une situation de source unique comme dans la **fig. 2.1**, en présence de  $M$  capteurs identiques. Soit  $d_1, d_2, \dots, d_M$  représentant les distances normalisées de ces capteurs respectivement au point de référence et  $u(t)$  l'enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit  $n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)$  représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques comme dans (2.8). Avec  $x_i(t)$  représentant l'enveloppe complexe du signal total reçu au  $i^{\text{ème}}$  senseur, et utilisant (2.13) il très facile de voir que,

$$x_i(t) = u(t)e^{-jfd_i \cos \theta} + n_i(t) \quad (2.16)$$

Et le rapport signal par bruit (SNR) de l'entrée est

$$(SNR)_e = \frac{E[|u(t)|^2]}{E[|n_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (2.17)$$

où  $P = E[|u(t)|^2]$  par définition, représente la puissance du signal. A partir de (2.16) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sortie du réseau sont déplacés en phase par  $e^{-j\pi d_i \cos \theta}$   $i=1,2,\dots, M$  et les signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie  $y(t)$  qui est,

$$y(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t)e^{j\pi d_i \cos \theta} = Mu(t) + \sum_{i=1}^M n_i(t)e^{j\pi d_i \cos \theta} = Mu(t) + n(t) \quad (2.18)$$

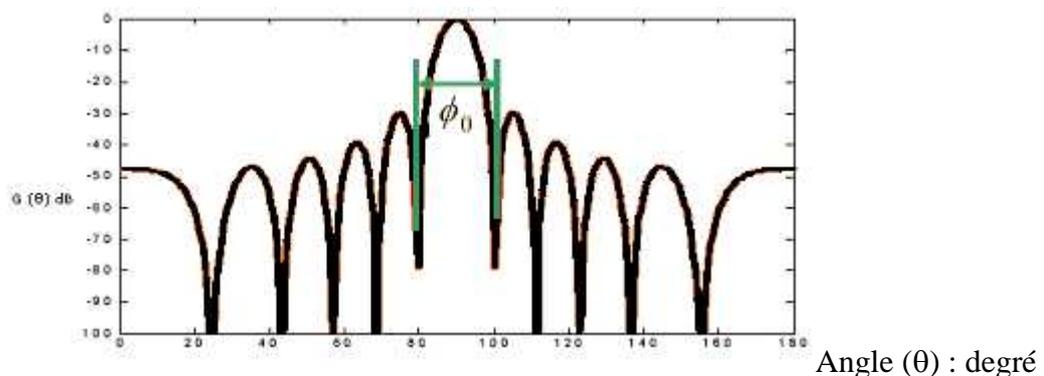
Le SNR en sortie dans ce cas est donné par

$$(SNR)_s = \frac{E[|Mu(t)|^2]}{E[|n(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\left| \sum_i \sum_j E[n_i(t)n_j^*(t)] \right|} \quad (2.19)$$

$$= \frac{M^2 P}{M \uparrow^2} = M (SNR)_e$$

Ainsi un simple déplacement de phase et une opération d'addition parmi les sorties du capteur résultent en une amélioration dans le rapport signal sur bruit par un facteur égal au nombre de capteurs.

Physiquement, à travers des retards de phase appropriés, le signal désiré a été combiné de façon cohérente (en puissance). Ceci résulte en un facteur de gain pour la combinaison signal de sortie comparé au bruit.



**Fig. 2.2 : Modèle directionnel de gain pour un réseau uniforme de dix éléments**

Avec 
$$w_0 = 2 \sin^{-1} \left( \frac{2}{M} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (2.20)$$

Alternativement, le réseau a été « dirigé » pour voir selon le long de la direction  $\theta$ . Le modèle directionnel dans le plan contenant la rangée peut pour cela être trouvé à partir du facteur du réseau

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^M e^{j\pi d_i \cos \theta} \quad (2.21)$$

et le modèle du gain directionnel normalisé

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} F(\theta) \right|^2 \quad (2.22)$$

Pour un emplacement d'élément de réseau uniforme ( $d_i = (i-1)$ ;  $i=1,2,\dots, M$ ), le modèle directionnel ci-dessus a une forme explicite

$$G(\theta) = \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi M \cos\theta}{2}\right)}{M \sin\left(\frac{\pi \cos\theta}{2}\right)} \right)^2 \quad (2.23)$$

et ceci est dessiné sur la **figure (2.2)** pour un réseau de 10 éléments, dirigés le long de  $\theta$ . La largeur du lobe principal est  $2\cos^{-1}(2/M)$ , décroît avec l'augmentation du nombre des éléments de capteurs. Les lobes secondaires représentent le modèle du gain pour les signaux présents le long d'autres directions, autre que la direction de regard tant que le réseau est dirigé le long de  $\theta$ , et une question importante dans la conception de réseau est, où placer les éléments du réseau pour avoir des lobes secondaires bas et uniformément répartis. De plus, dans cette installation, il existe toujours  $M-1$  points nuls ( $G(\theta)=0$ ) dans le champ de vision (voir **fig2.2**), et dans une situation statique, les poids du réseau de sortie ou la distance des inter-éléments peuvent être sélectionnés pour créer des nuls le long des directions d'arrivée des sources indésirées.

Si pour ce réseau linéaire un facteur de phase constant de  $(i-1)\Delta_0$ , est insérée dans le  $i^{\text{ème}}$  élément du réseau pour  $i=1,2,\dots,M$ . L'insertion de cette séquence de déplacement de phase, a pour effet de déplacer le lobe centrale par

$$\theta_0 = \cos^{-1}(\Delta_0/\pi) \quad (2.24)$$

et le modèle directionnel total sera dirigé vers cette nouvelle direction. Cet effet peut facilement être incorporé dans (2.23) en remplaçant  $\cos\theta$  par  $(\cos\theta - \cos\theta_0)$ .

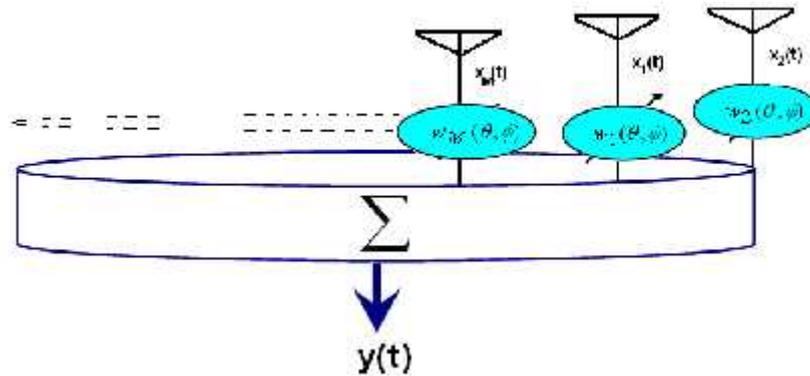
Pas loin nous avons considéré seulement le cas d'une seule source, mais la situation est considérablement plus compliquée dans une scène de multiples sources. Dans ce cas les paramètres d'intérêts incluent le nombre total de signaux, respectivement leur directions d'arrivée, les niveaux de puissance associée, ainsi de variables techniques ont été développées pour évaluer ces paramètres sont discutées dans de nombreuses littératures.

## 2.5 TECHNIQUE CONVENTIONNELLE DE LA DOA

Traditionnellement, la puissance de sortie du réseau est évaluée comme une fonction d'angle d'arrivée sous variables de considération optimales, et les pics dans la distribution de la puissance de sortie sont pris pour correspondre aux vraies directions d'arrivée de signaux

présents dans la scène. Avec  $x_i(t)$  représentant la sortie du  $i^{\text{ème}}$  senseur et  $w_i$  le facteur de pesée correspondant désiré.

La sortie du réseau peut être écrite comme la somme des vecteurs de pesée de tous les signaux reçus, comme montre (fig2.3)



**Fig2.3 : Schéma de traitement d'une rangée d'antenne en utilisant des facteurs de pesée**

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.25)$$

D'où

$$W = [w_1(w), w_2(w), \dots, w_M(w)]^H \quad (2.26)$$

est le vecteur de pesée, et

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^H \quad (2.27)$$

est le vecteur observé de donnée.

La puissance de sortie moyenne  $P(w)$  est alors donnée par :

$$P(w) = E[|y(t)|^2] = w^H E[x(t)x^H(t)] w = w^H R w \quad (2.28)$$

Où

$$R = E[x(t)x^H(t)] \quad (2.29)$$

Et  $R$  représente la matrice (MXM) de covariance de sortie du réseau. Noter que  $R$  est toujours définie positive.[1]

## 2.6 ESTIMATION DE LA DIRECTION D'ARRIVEE

Ils existent différentes techniques pour l'estimation de la DOA d'un signal, avec les quelles on peut déterminer plusieurs paramètres ou informations concernant la cible détectée ; ces techniques nécessitent notamment l'utilisation d'un groupement d'antennes, utilisées pour la détection des signaux multiples.

### 2.6.1 La méthode classique de Beamformer (CBM)

Le CBM est l'algorithme d'estimation des angles d'arrivées le plus simple. Il estime les DOAs des signaux en balayant un faisceau dans tout l'azimut, et les DOAs sont représentés par des pics dans le spectre de puissance. Semblable au cas d'ULA's, cette méthode est limitée et ne peut pas être utilisée pour l'estimation de DOAs pour des signaux étroitement espacés.

### 2.6.2 Méthode de maximum de Vraisemblance (Capon)

Les méthodes de maximum de vraisemblance, sont basées sur une estimation sans biais et à variance minimale, l'estimation est d'autant meilleure que le nombre de réalisations est important.

Cette méthode est semblable au CBM, avec un dispositif additionnel pour réduire au minimum la puissance contribué par des signaux de l'autre direction tout en maintenant un gain maximale dans la direction de regard.

Bien que sa résolution soit meilleure que CBM, la méthode Capon dépend toujours du nombre d'éléments et du rapport signal/bruit (SNR) du canal.

### 2.6.3 Méthode de prédiction linéaire

La prédiction linéaire basée sur l'estimation, elle a déjà utilisée avec succès dans le traitement de rangée(réseau).dans ce cas, les sorties de l'un des senseurs est prédit comme une

combinaison linéaire des sorties de (M-1) senseurs restant à tout instant ,et les coefficients en prédiction sont sélectionnés de sorte à minimiser l'erreur moyenne quadratique

## 2.6.4 Méthodes des sous espaces

Les méthodes des sous espaces, font suite historiquement à la méthode de Capon, elles s'appuient sur une décomposition de l'espace en un espace bruit et un espace signal par recherche des valeurs propres.

### 2.6.4.1 Méthode MIN- NORM

L'idée de base est de trouver un vecteur D qui est la combinaison linéaire des vecteurs propres dans le sous espace de bruit.

Le spectre de MIN-NORM est donnée par

$$P_{MN}(n, W) = \frac{1}{a(n, \{ \}) D D^H a(n, \{ \})^H} \quad (2.30)$$

Avec a est le vecteur de direction.

### 2.6.4.2 La méthode MUSIC (Multiple Signal Classification)

Cette méthode et la méthode min-norm sont pareilles en quelque sorte.

Bien que son algorithme présenté par [Schmidt 97], a été largement utilisé avec un ULA, il peut également être employé avec un UCA ou tout autre type de réseau. Comme pour la méthode de Capon, cette approche se présente pour des sources non corrélées, comme suit,

Le spectre de MUSIC est donné par

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H a}{a^H (W) E E^H a(W)} \quad (2.31)$$

Ou E le sous-espace de bruit de la matrice d'autocorrélation, et a le vecteur de direction.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a introduit quelques notions de base sur le traitement d'antenne, notamment la représentation du signal, l'intérêt d'un réseau d'antenne et enfin une brève introduction aux techniques classiques puis celles du sous-espace pour l'estimation des DOAs. Parmi ces techniques on a choisi la méthode MUSIC, qui sera utilisée et détaillée dans le chapitre qui suivra. Ceci afin de présenter les différentes géométries de différentes dimensions, avec notamment la présentation du vecteur de directivité dans chacun des cas et ce selon les différentes géométries. En supposant le cas de sources incorrélatées.

### 3.1 INTRODUCTION

L'estimation de la direction d'arrivé (DDA ou DOA) d'ondes provenant de sources émettrices a partir d'un réseau de capteurs est largement étudiée en traitement d'antenne pour réaliser plusieurs fonctions : la poursuite, la localisation, l'identification. Malgré la richesse des résultats concernant les antennes planaires, les antennes 2D ont été peu étudiés dans la littérature. Par contre il existe des applications où les capteurs sont éparpillés dans l'espace ce qui fait que l'antenne est de forme arbitraire (réseau de télescopes sur la surface de la terre, réseaux d'électrodes sur le crâne d'un patient, réseaux de capteurs dans une pièce ou dans un espace réduit pour des fonctions de robotique, réseau de bouées à la surface de la mer, etc.).

### 3.2 PRESENTATION DU MODEL DU SIGNAL

Comme c'est déjà vu dans le chapitre précédent, le signal de sortie du réseau est donné par

$$x(t) = Au(t) + n(t) \quad (3.1)$$

$u(t)$  est un vecteur  $(K \times 1)$ , représentant le signal utile tel que,

$$u(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_K(t)]^T \quad (3.2)$$

$n(t)$  est un vecteur  $(M \times 1)$  représentant le bruit blanc additif,

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (3.3)$$

$A$  est la matrice représentant la directivité, de dimension  $(M \times K)$ , constituée de  $K$  vecteurs de direction  $a(\theta, \varphi)$ . On a,

$$A = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_K, \varphi_K)] \quad (3.4)$$

Dans ce cas général,  $a(\theta, \varphi)$  est le vecteur de direction pour une certaine source située à  $\theta$  degrés en azimut et  $\varphi$  degrés en élévation, et selon la dimension de la géométrie choisie,

on peut faire l'estimation d'une source donné par rapport à un seul angle ou à deux, pour l'estimation de la DOA.

Il suit que la matrice de covariance ( $M \times M$ ) de la sortie du réseau,

$$R = \left[ x(t)x^H(t) \right] \quad (3.5)$$

possède la forme

$$R = AE[u(t)u^H(t)]A^H + E[n(t)n^H(t)] \quad (3.6)$$

Ou sous forme compacte,

$$R = AR_uA + \sigma^2 I \quad (3.7)$$

Noter que R est définie positive

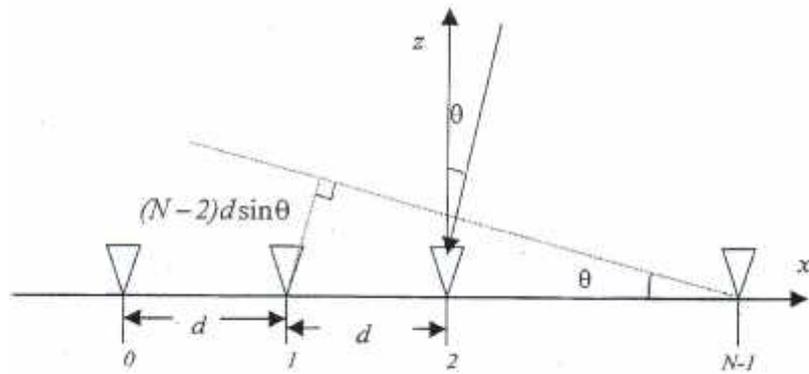
$$R_s = E[u(t)u^H(t)] \quad (3.8)$$

Cette dernière, représente la matrice de covariance source de ( $K \times K$ ), qui est non singulière tant que les sources présentes dans les données sont non cohérentes, dans ce cas  $R_s$  est de rang  $K$ , et à partir de l'indépendance des vecteurs de direction  $a(w_1)$ ,  $a(w_2)$ , ...,  $a(w_K)$ ,  $A$  est aussi de rang  $K$ , ceci implique que la matrice non négative définie  $AR_sA$  est aussi de rang  $K$

### 3.3 PRESENTATION DES DIFFERENTES GEOMETRIES DES RESEAUX UTILISES

#### 3.3.1 Réseau linéaire uniforme pour l'estimation de la DOA [6] [7]

La figure qui suit montre la géométrie d'une rangée linéaire uniforme, de  $M$  éléments omnidirectionnels, ou  $d$  est l'espacement entre deux éléments adjacents, et  $\theta$  est l'azimut mesuré à partir de l'axe de  $x$ .



**Fig. 3.1 : Rangée linéaire uniforme (ULA)**

Le vecteur de direction du réseau linéaire est le suivant,

$$a(n_k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[ 1, \exp\left(\frac{j2fd_1}{\lambda} \sin n_k\right), \dots, \exp\left(\frac{j2fd_M}{\lambda} \sin n_k\right) \right]^T \quad (3.9)$$

Et (3.4) donne la matrice de direction s'écrit alors pour un ULA comme suit,

$$A(n, W) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \exp(j2f(M-1)d \sin n_1) & \dots & \dots & \dots & \exp(j2f(M-1)d \sin n_k) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

### 3.3.2 Réseau circulaire uniforme pour l'estimation de la DOA [6] [7]

La figure qui suit, montre la géométrie d'un réseau circulaire uniforme de \$M\$ éléments omnidirectionnels, soit une DOA en deux dimension, représentée par ses deux angles azimut et élévation, mesurés à partir de l'axe de \$y\$ et \$x\$, respectivement.

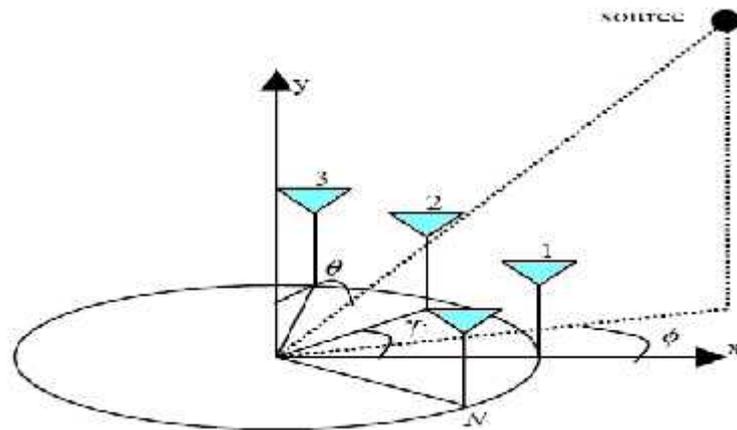


Fig 3.2 Géométrie d'une rangée circulaire uniforme

Le vecteur de direction d'un réseau circulaire s'écrit comme suite,

$$a_{(n,k,W_k)} = \left[ \exp\left(\frac{j2fR_0}{\lambda} \sin \theta_k \cos(W_k - \alpha_1)\right), \dots, \exp\left(\frac{j2fR_0}{\lambda} \sin \theta_k \cos(W_k - \alpha_1)\right) \right]^T \quad (3.11)$$

Dans (3.11)

$\theta_k$  est l'angle d'azimut de  $k^{\text{ième}}$  source

$W_k$  est l'angle d'élévation de  $k^{\text{ième}}$  source.

$$\alpha_n = \frac{2\pi n}{M} \quad \text{pour } n = 1, 2, \dots, M \quad (3.12)$$

$R_0$  est le rayon du cercle.

Finalement, selon (3.4) la matrice de direction s'écrit,

$$A_{(n,W)} = \begin{bmatrix} \exp(j2fR_0 \cos(W_1 - \chi_1) \sin_{n,1}) & \dots & \exp(j2fR_0 \cos(W_k - \chi_n) \sin_{n,k}) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \exp(j2fR_0 \cos((M-1)W_1 - \chi_1) \sin_{n,1}) & \dots & \exp(j2fR_0 \cos((M-1)W_k - \chi_n) \sin_{n,k}) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

### 3.3.3 Réseau spirale uniforme pour l'estimation de la DOA [7]

Dans ce cas, le rayon n'est plus unique comme se fut précédemment, la distance du rayon des circonférences formant la spirale, augmente de pas de  $R_0/(M-1)$ , pour cette raison on pose,

$$R_q = R_0 q / M \quad (3.14)$$

Telle que  $R_q$  est la distance entre le  $q^{\text{ième}}$  élément d'antenne et le point de centre. Dans le réseau circulaire, tous les éléments d'antennes ont le même  $R_q$ .

Le vecteur de direction de réseau spirale est le suivant,

$$a_{(n,k,W_k)} = \left[ \exp\left(\frac{j2fR_1}{\cdot} \sin_{n,k} \cos(W_k - \chi_1)\right), \dots, \exp\left(\frac{j2fR_M}{\cdot} \sin_{n,k} \cos(W_k - \chi_n)\right) \right]^T \quad (3.15)$$

Dans (3.15)

  $\theta_k$  . est l'angle d'azimut de  $k^{\text{ième}}$  source

  $W_k$  . est l'angle d'élévation de  $k^{\text{ième}}$  source

$$\chi_n = \frac{2f n}{M} \quad \text{pour } n = 1, 2, \dots, M \quad (3.12)$$

  $R_q$  la distance entre le  $q^{\text{ième}}$  élément d'antenne et le point de centre

Finalement, selon (3.4) la matrice de direction s'écrit,

$$A(\theta, W) = \begin{bmatrix} \exp(j2fR_1 \cos(W_1 - \chi_1) \sin_{\theta_1}) & \cdot & \cdot & \cdot & \exp(j2fR_1 \cos(W_k - \chi_n) \sin_{\theta_k}) \\ & & & & \\ & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ & & & & \\ \exp(j2fR_M \cos(W_1 - \chi_1) \sin_{\theta_1}) & \cdot & \cdot & \cdot & \exp(j2fR_M \cos(W_k - \chi_n) \sin_{\theta_k}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Où  $R_M$  est la distance entre la  $M^{\text{ième}}$  antenne élément et le point centre.

### 3.4 LA METHODE MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) POUR L'STIMATION

#### DE DOA

C'est une méthode haute résolution basée sur les vecteurs propres.

Dans cette approche, on détermine les directions et les puissances des sources à partir des propriétés des valeurs propres et des vecteurs propres de la matrice de corrélation estimée.

Soient  $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_k$  dénotant leurs  $K$  valeurs propres non nulles, alors les  $M$  valeurs propres de  $R$  sont données par,

$$\mu_k = \begin{cases} \sigma_k^2 & k = 1, 2, \dots, K \\ \sigma^2 & k = K + 1, K + 2, \dots, M \end{cases} \quad (3.17)$$

De plus soient  $s_1, s_2, \dots, s_k, \dots, s_M$ , représentant leurs vecteurs propres associés. Alors,

$$R = \sum_{k=1}^M \mu_k s_k s_k^H = B \Lambda B^H \quad (3.18)$$

$$\text{Où} \quad B = [s_1, s_2, \dots, s_k, s_{k+1}, \dots, s_M] \quad (3.19)$$

$$\text{Et} \quad B B^H = I_M \quad (3.20)$$

Aussi on note par,

$$\Lambda = \text{diag} [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k, \lambda^2, \lambda^2, \dots, \lambda^2] \quad (3.21)$$

D'une autre part, pour n'importe quel  $i > k$ ,

$$R S_i = \lambda_i S_i = \lambda^2 S_i \quad (3.22)$$

Mais

$$R S_i = (A R_u A^H + \lambda^2 I) S_i \quad (3.23)$$

Et l'ensemble implique

$$A R_u A^H S_i = 0 \quad (3.24)$$

Où

$$A^H S_i = 0 \Leftrightarrow S_i^H a(\check{S}_k) = 0, \quad K+1 \leq i \leq M, \quad 1 \leq k \leq K. \quad (3.25)$$

La dernière étape suit la propriété de rang complet de A et R. Etablie en mots, les vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus faibles de R, sont orthogonaux avec le vecteur de direction correspond aux angles d'arrivée actuelles.

Cette observation remarquable est le point de base, de la majorité des algorithmes basés sur les vecteurs propres. Pour voir cela, de manière géométrique, noter que les vecteurs propres (orthonormaux)  $S_{K+1}, S_{K+2}, \dots, S_M$  associés aux valeurs propres les plus faibles (variance du bruit  $\lambda^2$ ), l'ensemble forme un sous espace N dimension (M-K) de H, et à partir de (III.25) tout vecteur de direction associé à l'angle d'arrivée actuel est orthogonale à ce sous espace.

Les K vecteurs de direction  $a(n_1, W_1), a(n_2, W_2), \dots, a(n_k, W_k)$  sont entre eux linéairement indépendants, le sous espace S de dimension K donné par les vecteurs de la direction actuelle est orthogonale au sous espace N. Ainsi N est le complément orthogonal de S et peut être désigné comme sous espace bruit.

D'autre part H peut aussi être réécrit comme étant une somme directe de plusieurs sous espace de dimension finit et leurs compléments orthogonaux.

$$H = S \oplus N \quad (3.26)$$

Où

$$S = \text{span}\{a(n_1, w_1), a(n_2, w_2), \dots, a(n_K, w_k)\} \quad (3.27a)$$

Et

$$N = \text{span}\{s_{k+1}, s_{s+2}, \dots, s_M\} \quad (3.28b)$$

Ainsi les pics de la fonction

$$P(n, w) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |s_i^H a(n, w)|^2} \quad (3.29)$$

$$Q(n, w) = \sum_{i=K+1}^M |s_i^H a(n, w)|^2 \quad (3.30)$$

Où par équivalents les  $K$  zéros de la fonction **(3.30)** correspondent aux vraies directions d'arrivée.

Ainsi,  $M > K+1$  ceci restreint le nombre minimum d'éléments de capteurs requis, au moins un plus, que le nombre total des sources présentent dans la scène.

D'autre part, quand la moyenne d'ensemble  $R$  de la matrice de covariance de sortie du réseau est connue exactement sous les conditions de bruit identique incorrélés, les pics de  $P_{\xi}$ , sont garantis correspondant aux vraies angles d'arrivées actuels. En principe ces estimateurs peuvent résoudre des situations arbitrairement de cibles rapprochées.

## CONCLUSION

Différentes géométries de réseaux ont été présentées, notamment la forme linéaire, circulaire, spirale, pour l'estimation de la DOA par l'estimateur haute résolution MUSIC. Ceci pour tester leur robustesse en 1D et 2D selon ces géométries, ce qui fera l'objet du chapitre qui suit. Des sources incorrélatées seront considérées, proches éloignées, avec différents SNR et nombre d'antenne.

## 4.1 INTRODUCTION

Ce chapitre consiste à tester la robustesse et la limite de l'algorithme MUSIC. Pour cela on considère  $M$  capteur qu'ils reçoivent  $K$  signaux, ces derniers représentent les  $k$  cibles détectées, sachant que ces cibles sont éloignées ou proches. Sans oublier de faire varier le rapport signal à bruit d'entrée SNR respectivement de chaque source, le nombre de capteurs, ainsi que le rayon qui est relié aux nombre de capteur choisi, afin de voir l'influence de ces paramètres sur ces algorithmes en respectant les deux conditions qui suivent,

- L'espace entre deux éléments adjacents doit être  $\lambda / 2$
- Pour ajuster cet espace on doit respecter  $r = \frac{M\lambda}{4f}$ , d'où  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $r$  le rayon de notre réseau.

## 4.2. DESIGNATION DES PROGRAMMES UTILISES

Soient les paramètres à faire entrés,

- $P_w$  : Puissance à l'entrée de chacune des cibles (dB)
- $SNR_i$  : Rapport signal sur bruit à l'entée du réseau de chacune des cibles.
- $K$  : Nombre de cibles, soit  $K = 3$
- $M$  : Nombre de capteurs
- $\theta_K$  : Les angles d'arrivée des différentes cibles (en degré)
- $\phi_K$  : Les angles d'observation en azimut. (en degré)

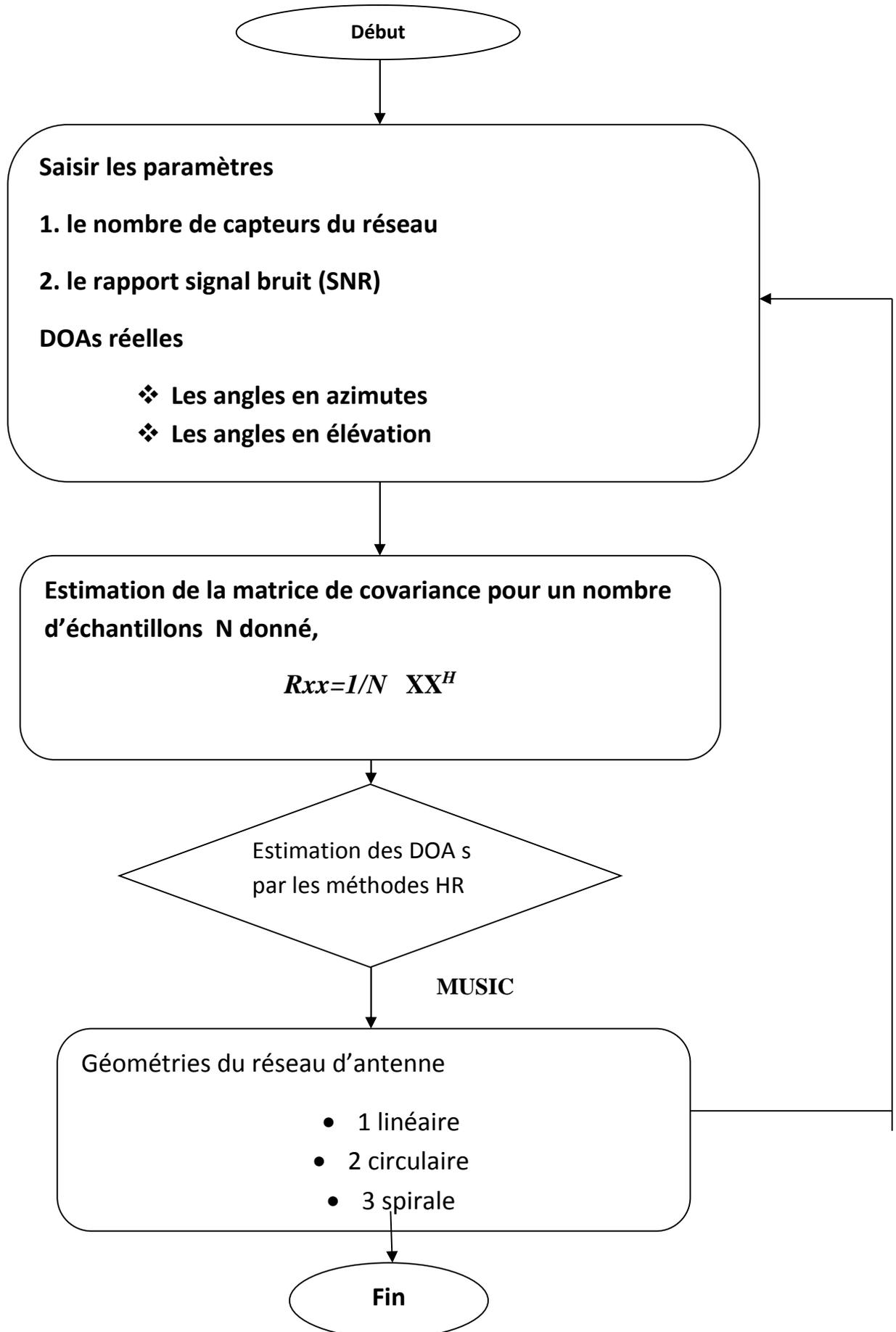
### 4.3 L'ORGANIGRAME

Le procédé de calcul des méthodes étudiées, se résume à trouver les valeurs propres caractérisant le sous espace source, correspondant aux valeurs désiré des DOAs, dénotées par  $(\theta, w)$ , après estimation de la matrice de covariance  $R_{xx}$ .

L'algorithme général est basé sur les étapes suivantes,

- Estimer la matrice de covariance pour la méthode MUSIC
- Appliquer l'algorithme haute résolution sur les différentes géométries pour estimer les DOAs.

L'organigramme correspondant est donné ci après,

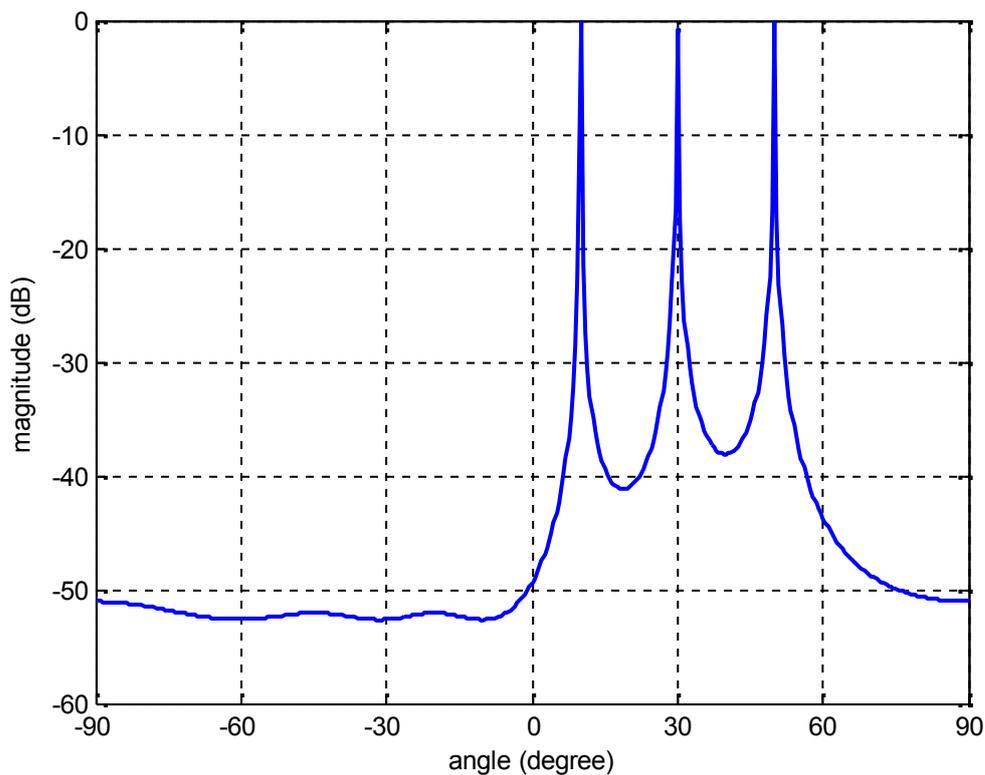


## 4.4. Simulations et Interprétations

### 4.4.1 Réseau linéaire 1D

#### ➤ Simulation 1

SNR = 20,  $\theta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$   $M=6$



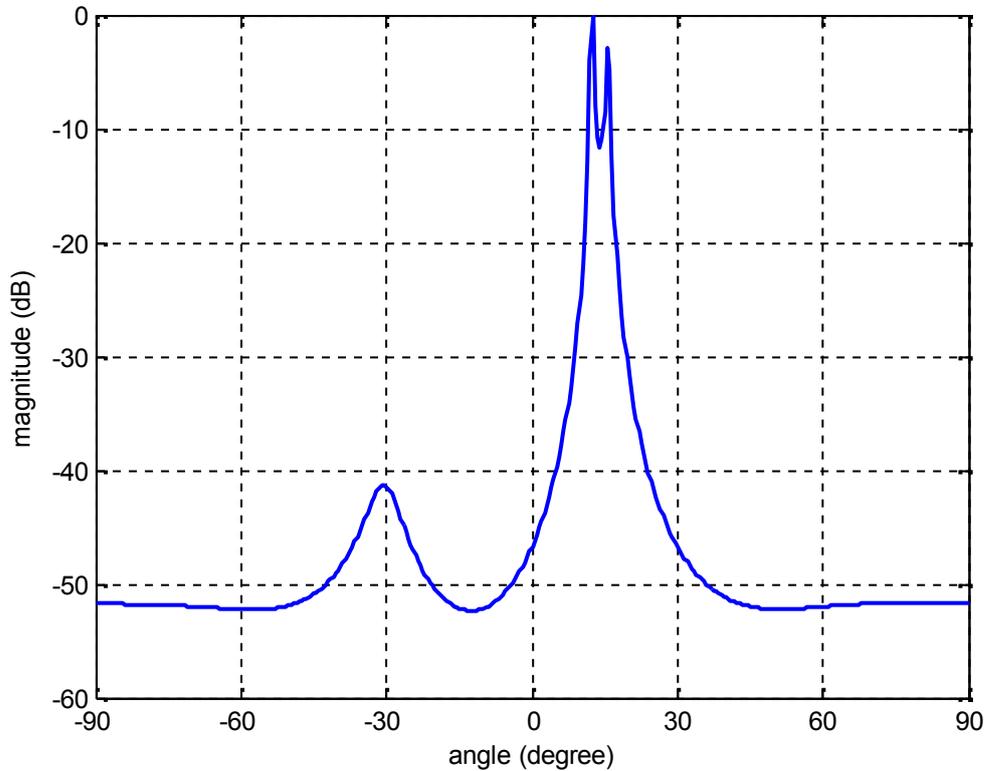
❖ Fig 4.4.1.1

#### Interprétation

Selon les valeurs données ci dessus, les cibles sont assez espacées, il y a plus que  $20^\circ$  de différence entre elles, On remarque que l'algorithme MUSIC arrive à détecter les différents cibles ainsi que ses angles d'arrivée avec un minimum de nombre de capteurs.

## ➤ Simulation 2

SNR =20,  $\theta = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$  M=6



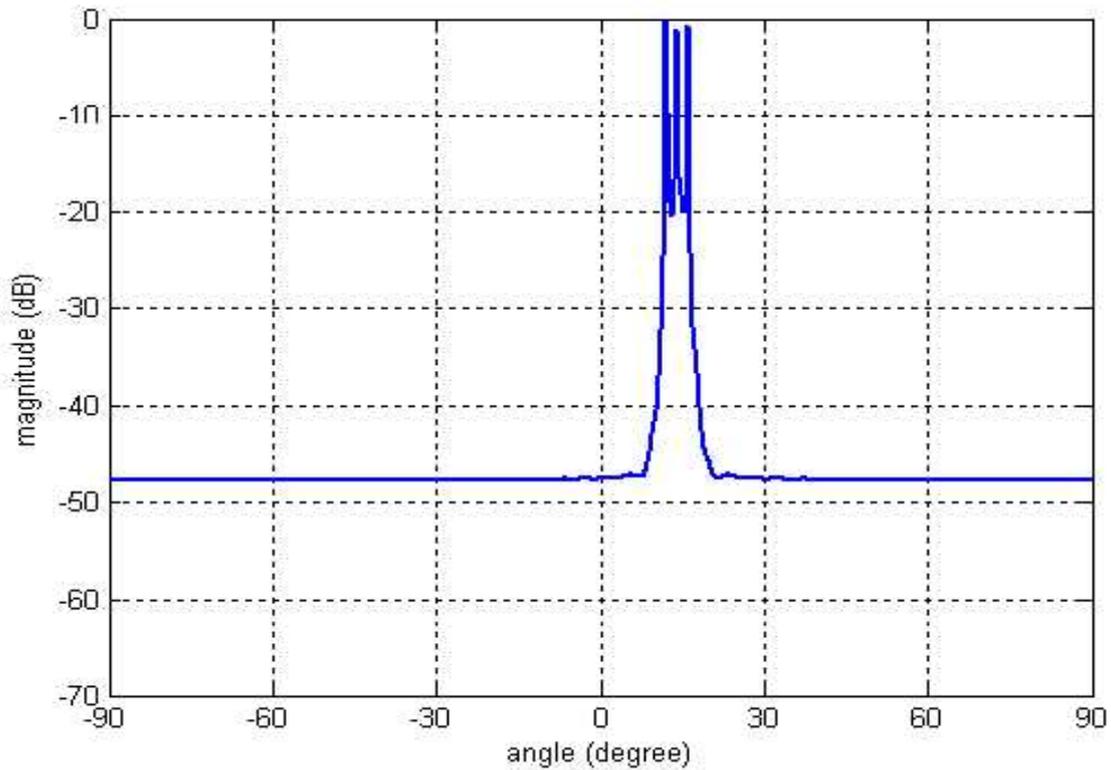
❖ Fig 4.4.1.2

## Interprétation

Cette simulation représente la suite de simulation précédente, mais le fait de rapprocher de plus en plus les cibles, il y a au moins une différence de  $2^\circ$ , et avec une puissance toujours faible. On voit bien l'effet sur la simulation, la séparation entre les deux dernières cibles, n'est plus visible. L'algorithme MUSIC n'arrive pas à résoudre cette scène.

### ➤ Simulation 3

SNR =20,  $\theta = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=30$



❖ Fig4.4.1.3

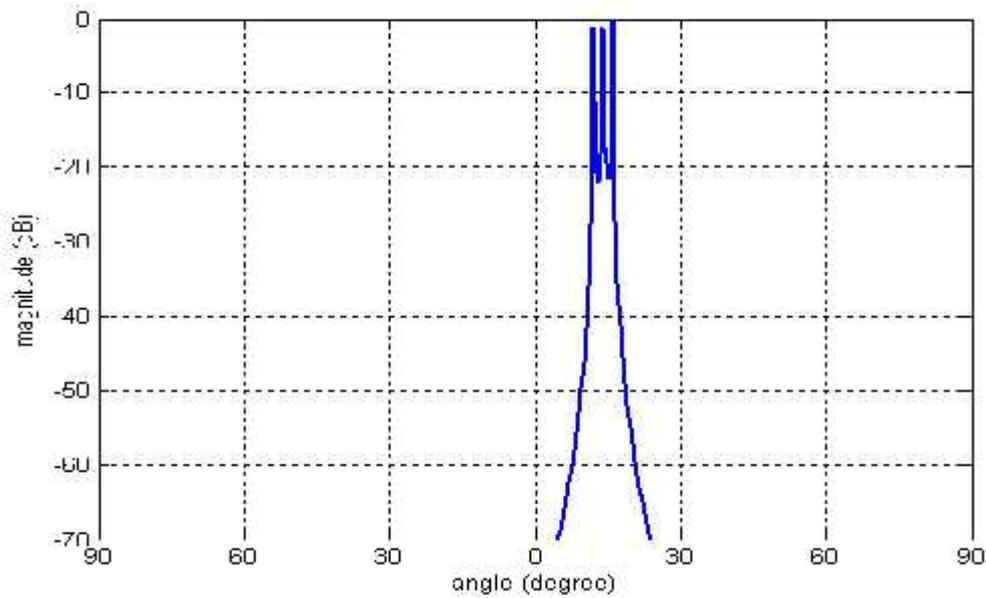
### Interprétation

Dans cas on utilise les mêmes données de la simulation 2, mais on fait augmenter le nombre de capteurs. La situation est résolue, la séparation entre les DOAs devient remarquable et les pics sont nettement visibles. L'algorithme MUSIC arrive à résoudre se problème

- D'après la simulation 2 et la simulation 3 on constate que le nombre de capteurs dans le cas ou les cibles sont proches entre elle, nous conduit à une résolution plus nettes.

### ➤ Simulation 4

SNR =60,  $\mathbf{a} = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $\mathbf{P}_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,  $M=6$



❖ Fig4.4.1.4

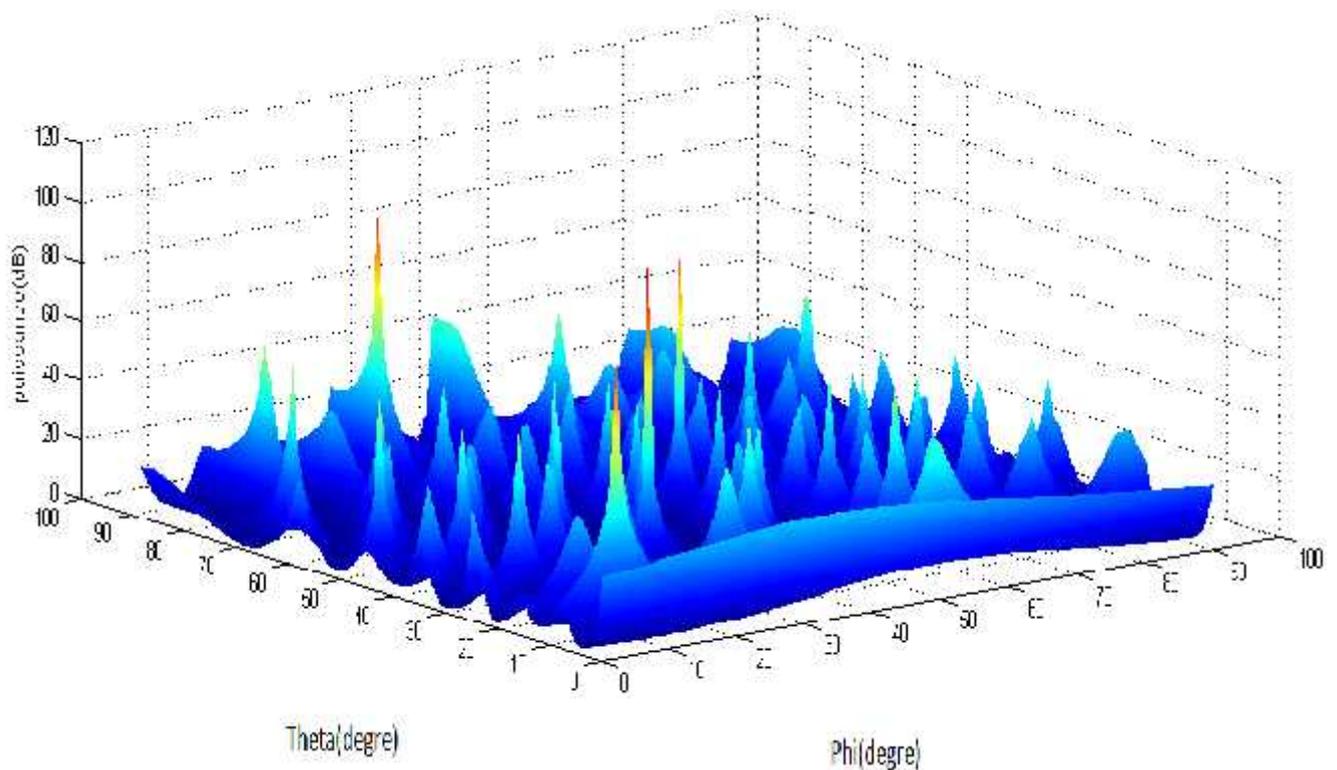
### Interprétation

Cette simulation représente la suite de la simulation.2, on fait augmenter le SNR et la puissance. On voit bien cet effet sur la simulation, c'est le même effet que l'augmentation du nombre de capteurs. Sachant que le SNR en sortie et par suite la puissance est liée au nombre de capteurs. L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette scène.

## 4.4.2 Réseau circulaire

### ➤ Simulation 1

SNR = 20,  $\mathbf{a} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{P}_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=6$



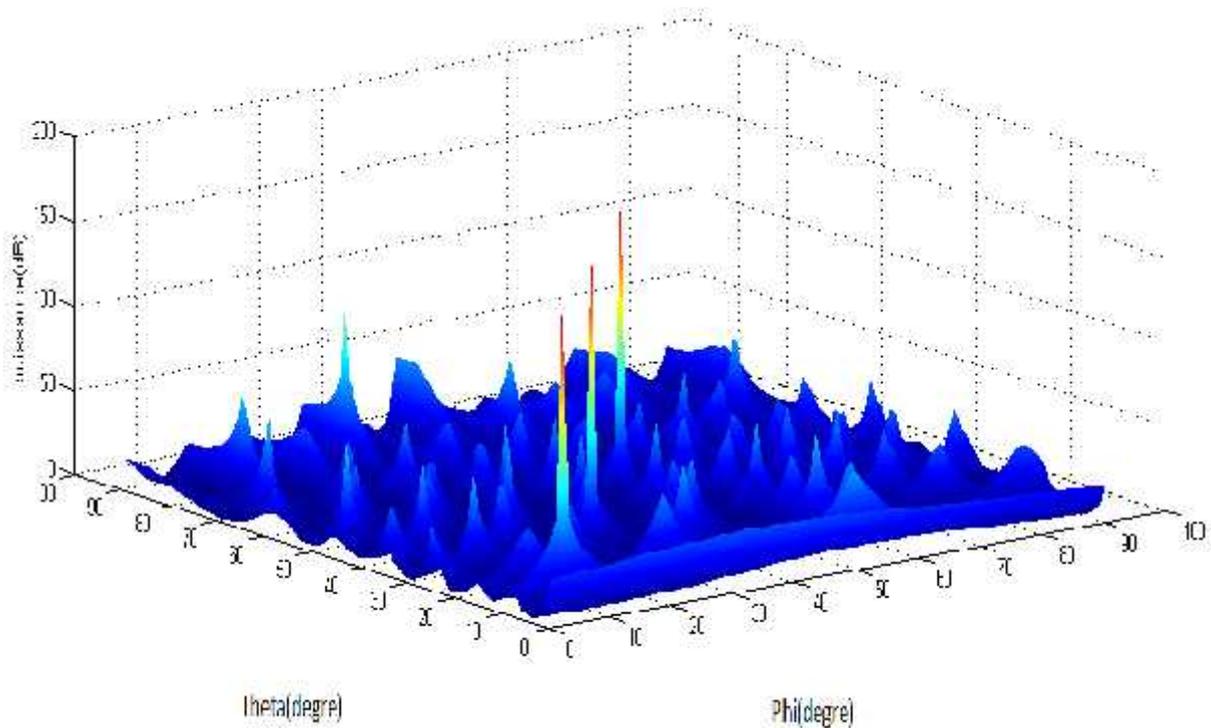
❖ Fig. 4.4.2.1

### Interprétation

Selon les valeurs données ci-dessus, on a 10 degrés de différences entre les cibles ; elles sont assez espacées avec un nombre minimum de capteurs. On remarque que l'algorithme MUSIC n'arrive pas à détecter brièvement les différentes cibles ainsi que leurs angles d'arrivées.

## ➤ Simulation 2

SNR =60,  $\mathbf{a} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{P}_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,  $M=6$



❖ Fig. 4.4.2.2

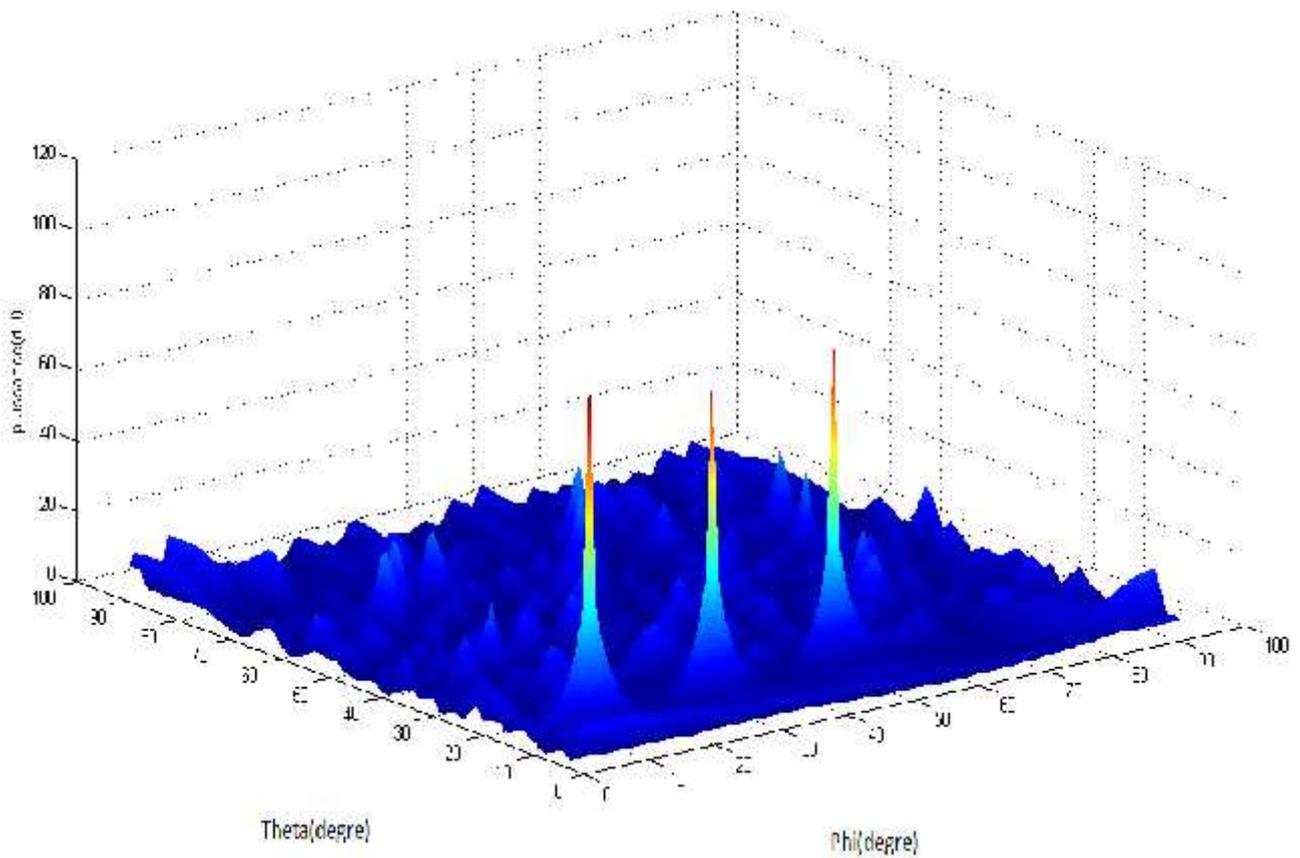
## Interprétation

Cette simulation est celle de la simulation précédente, mais dans ce cas on augmente la puissance et le SNR. On voit que la détection des cibles devient remarquable.

L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette scène.

### ➤ Simulation 3

SNR = 20,  $\mathbf{a} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{P}_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=10$



❖ Fig 4.4.2.3

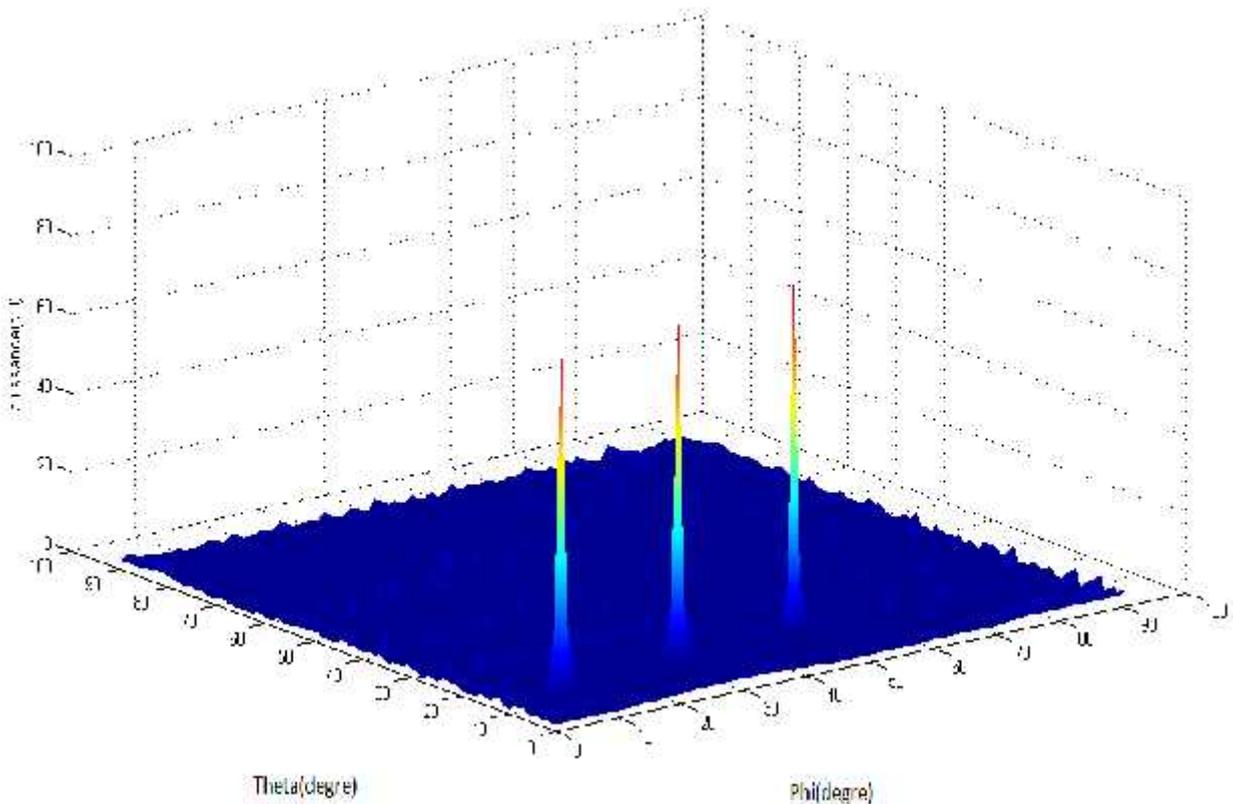
### Interprétation

Cette scène est celle où les cibles sont proches entre eux. une séparation d'au moins  $2^\circ$ .

L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette situation assez serrée. Les pics sont bien visibles. et les lobes sont plus étroits.

### ➤ Simulation 4

SNR = 20,  $\alpha = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\beta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,



❖ Fig 4.4.2.4

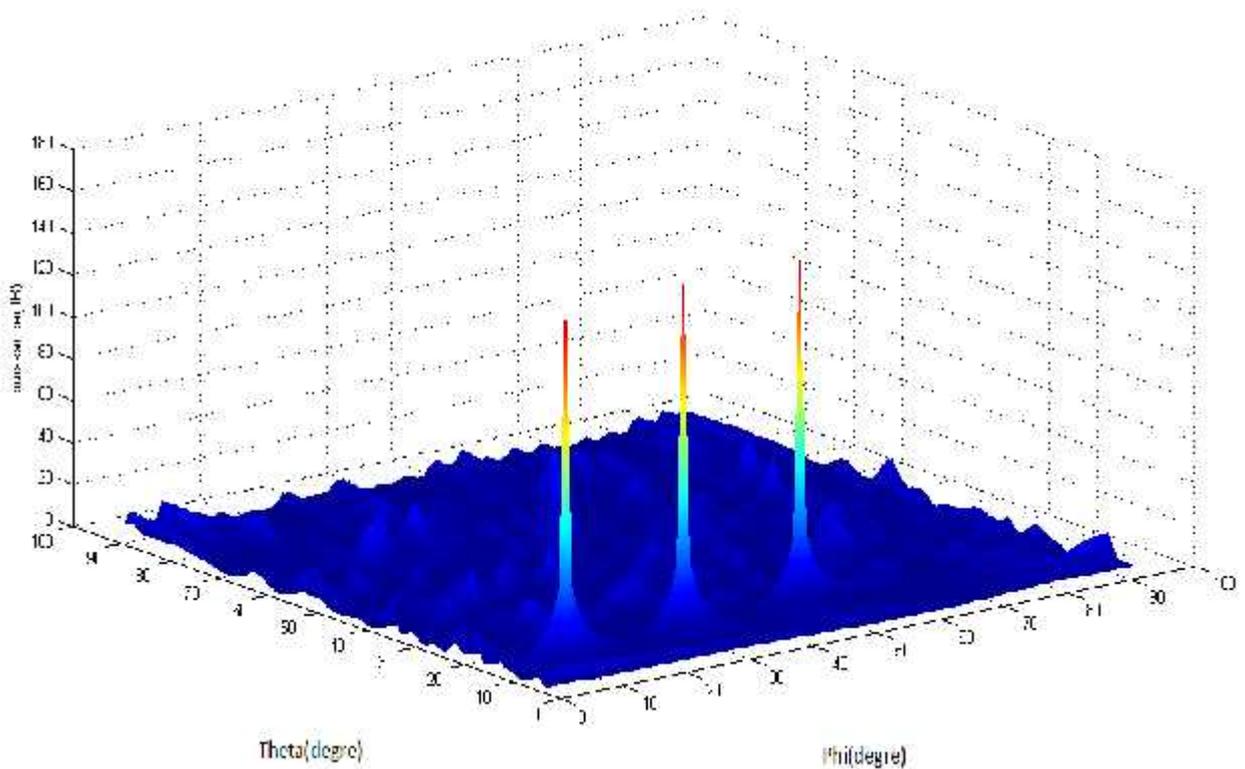
### Interprétation

On refait les mêmes procédures de la e simulation précédente mais on augmente le nombre de capteurs.

. On constate une nette amélioration de la résolution apportée par l'augmentation du nombre de capteurs. Les lobes deviennent de plus en plus étroits, c'est ce qui confirme l'avantage encore une fois d'utilisation de réseau d'antenne.

### ➤ Simulation 5

SNR =60,  $\mathbf{a} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=10$  ;  $\mathbf{P}_w = [0.50 \ .5 \ 0.5]$ ,



❖ Fig 4.4.2.5

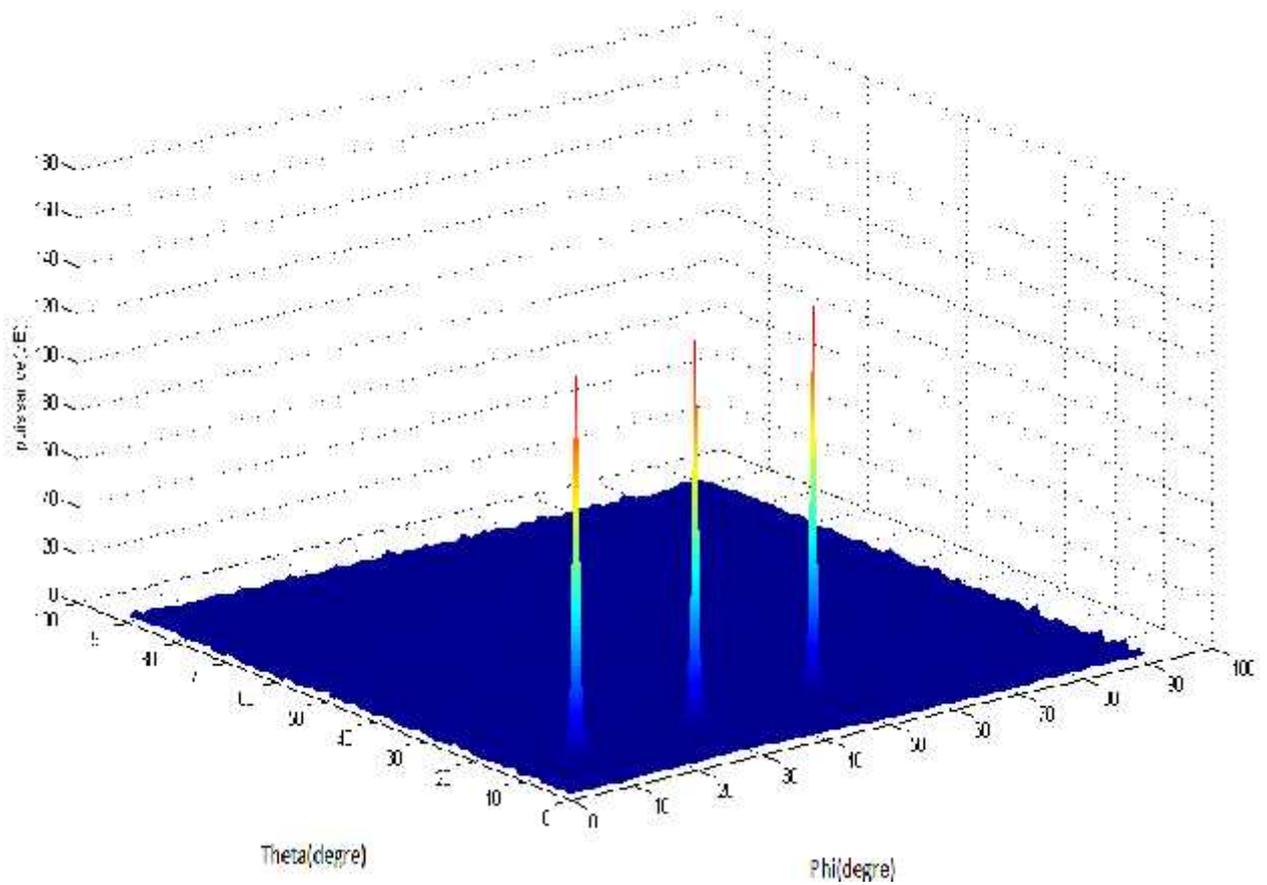
### Interprétation

Cette simulation représente la suite de **simulation 4** et ca par une augmentation de SNR .Afin de réduire en mieux la largeur des lobes principaux représentant des trois cibles respectivement.,

La résolution apportée par la méthode devient de plus en plus nette et meilleure.

### ➤ Simulation 6

SNR=60,  $\alpha = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\beta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$  ;  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,



❖ Fig 4.4.2.6

### Interprétation

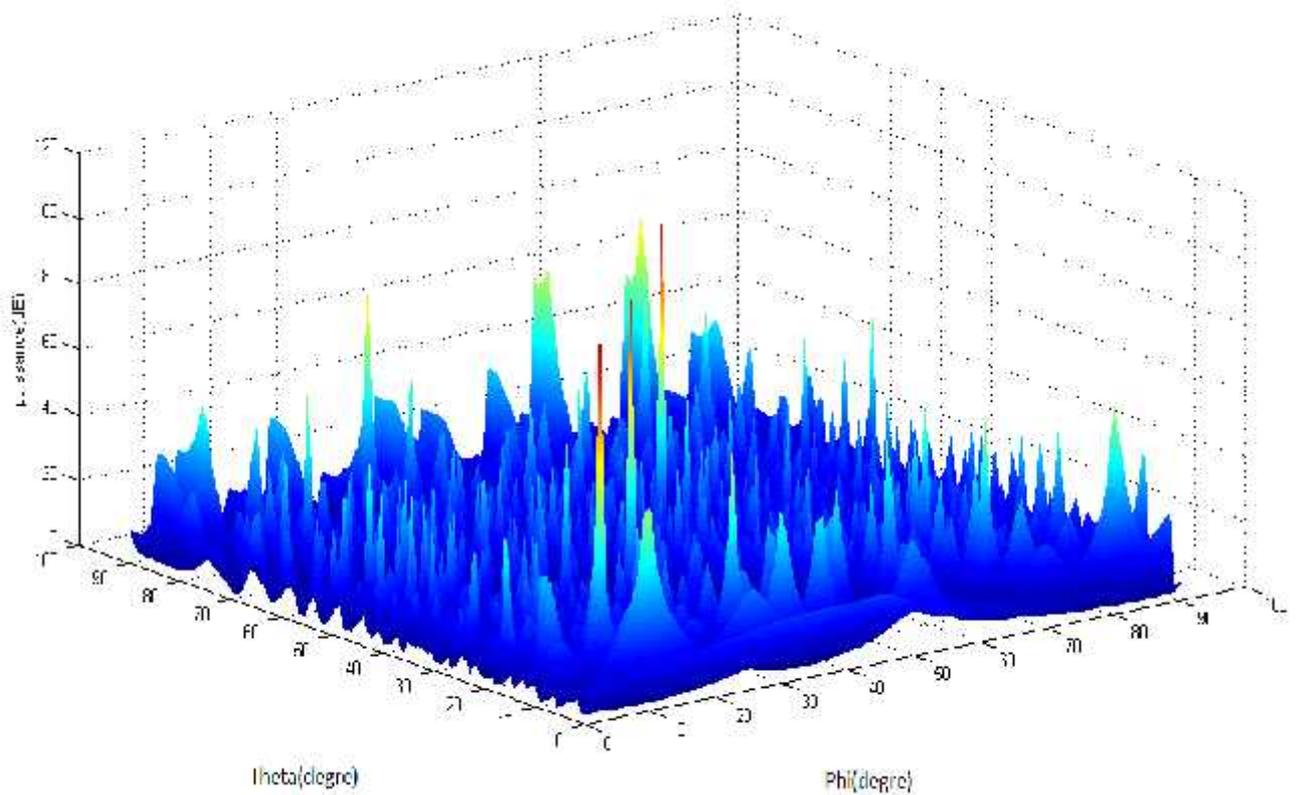
Cette simulation est la même que la simulation précédente mais dans ce cas on augmente le nombre de capteurs. on remarque que les lobes principales des trois cibles deviennent plus étroits. et le bruit devient de plus en plus réduit.

La résolution apportée par la méthode devient plus nette et meilleure.

### 4.4.3 Réseau spirale

#### ➤ Simulation 1

SNR = 20,  $\theta = [10\ 30\ 50]$ ,  $\phi = [10\ 30\ 50]$ ,  $M=6$ ,  $P_w = [0.5\ 0.5\ 0.5]$ ,



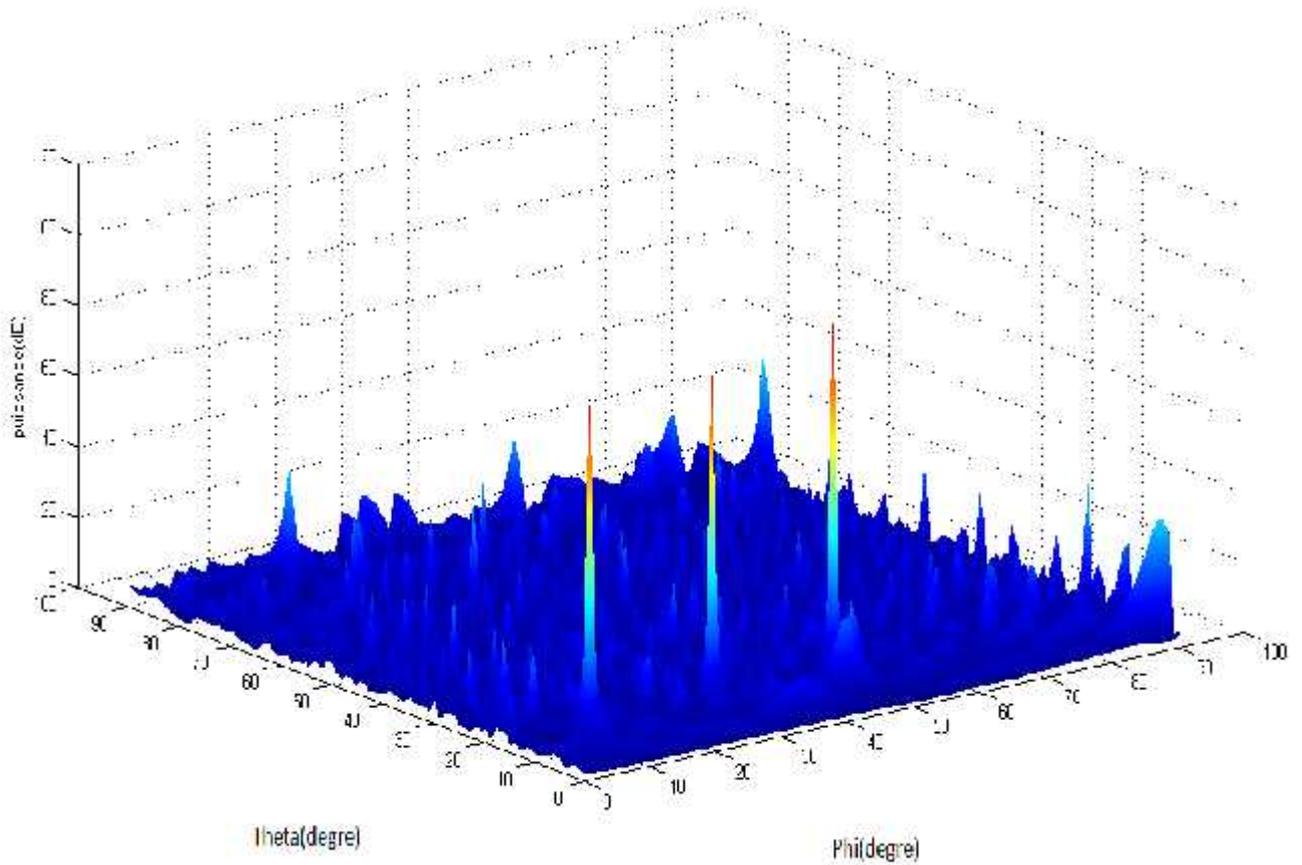
❖ Fig4.4.3.1

#### Interprétation

Selon les valeurs données ci dessus, on a des cibles assez espacées, il y a plus que  $10^\circ$  de différence entre elles. On remarque que l'algorithme MUSIC n'arrive pas à bien détecter les différents cibles et leurs angles d'arrivée avec un minimum de nombre de capteurs. Donc la résolution n'est pas nette.

## ➤ Simulation 2

SNR = 20,  $\mathbf{r} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{d} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{P}_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=10$



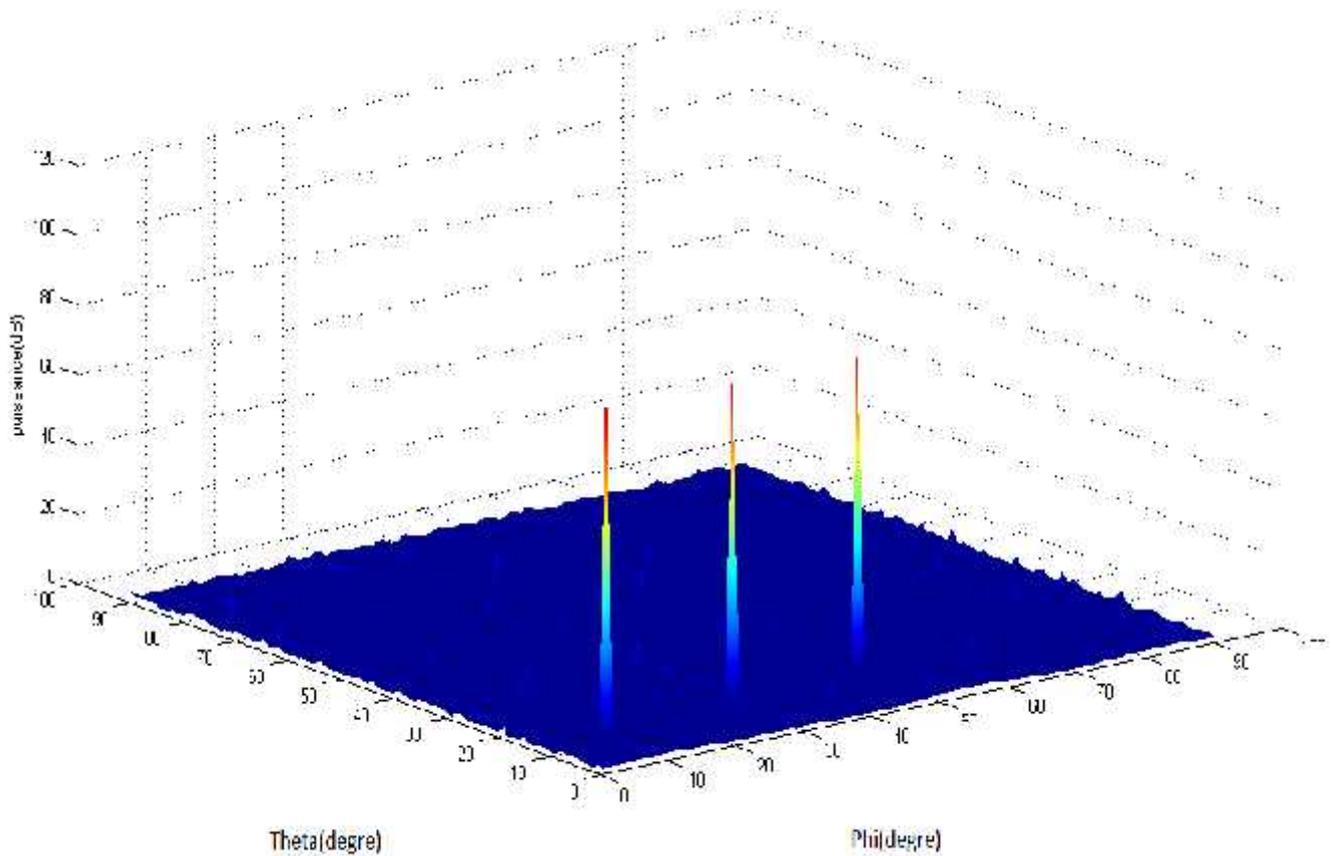
❖ Fig4.4.3.2

## Interprétation

Dans cette simulation on a rapproché les cibles. Une séparation d'au moins de  $2^\circ$  entre elles plus une petite augmentation du nombre de capteurs. L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette situation assez serrée, la résolution devient de plus en plus remarquable.

### ➤ Simulation 3

SNR =20,  $\alpha = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\beta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=30$



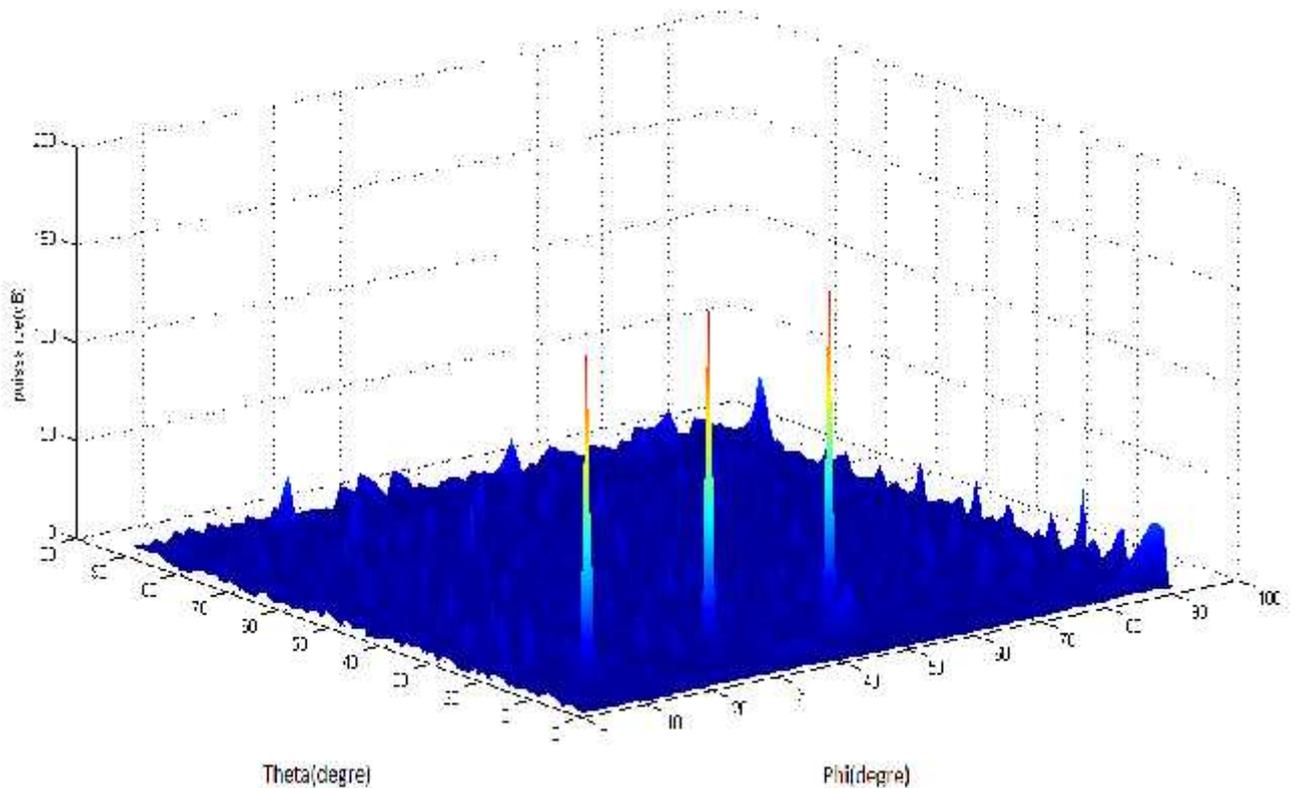
❖ Fig4.4.3.3

### Interprétation

On refait la même simulation que **simulation2**. mais on on augmente le nombre de capteurs  
 On constate une nette amélioration en résolution apportée par cette augmentation du nombre de capteurs. Les lobes deviennent de plus en plus étroits, c'est ce qui confirme encore l'avantage de l'utilisation de réseau d'antenne.

### ➤ Simulation 4

SNR =60,  $\mathbf{a} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\mathbf{P}_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,  $M=10$



❖ Fig4.4.3.4

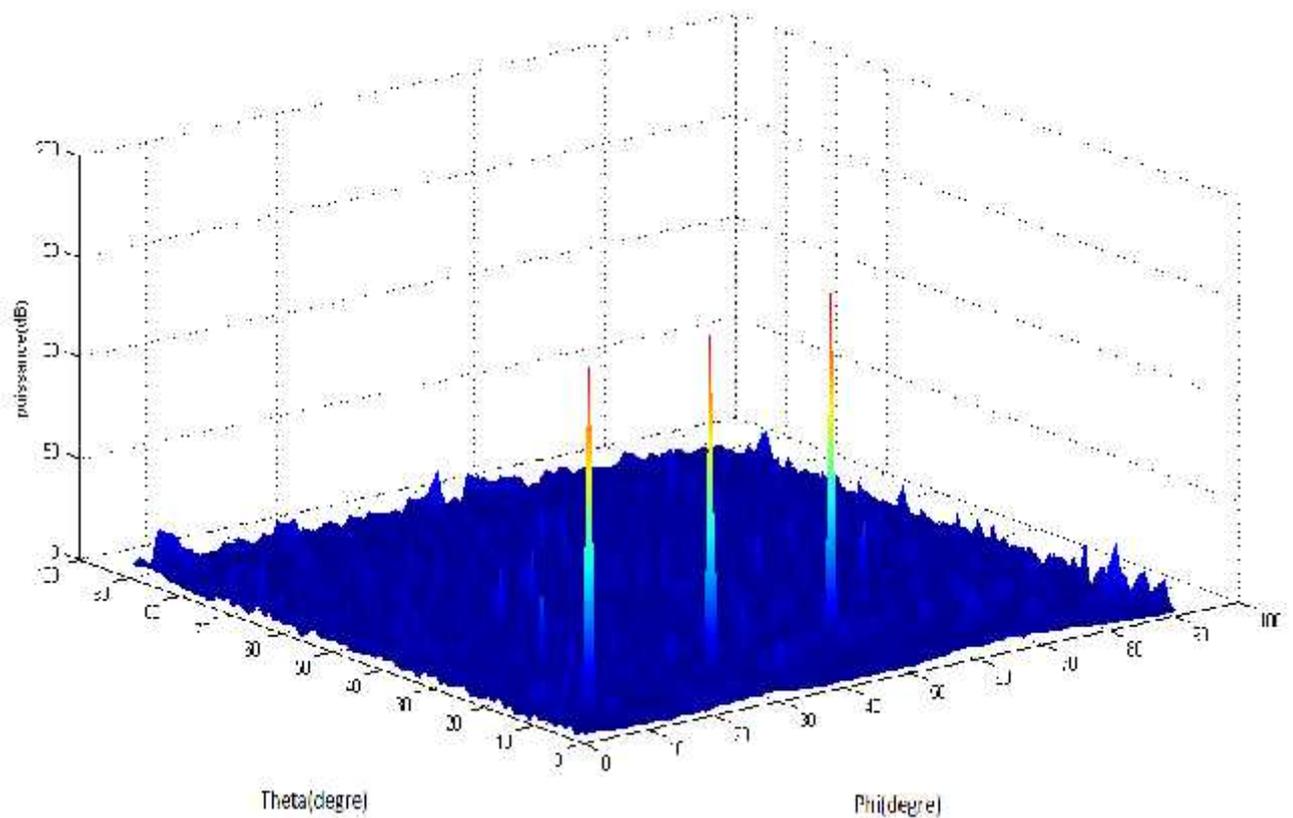
### Interprétation

Cette simulation représente la suite de la **simulation 2** et ca par l'augmentation de puissance du signal et de SNR Afin de réduire en mieux la largeur des lobes principaux représentant les respectivement les trois cibles,. La situation est résolue.

La Résolution est plus en plus nette.

### ➤ Simulation 5

SNR =60,  $\mathbf{a} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=10$ ,  $\mathbf{P}_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,



❖ Fig 4.4.3.5

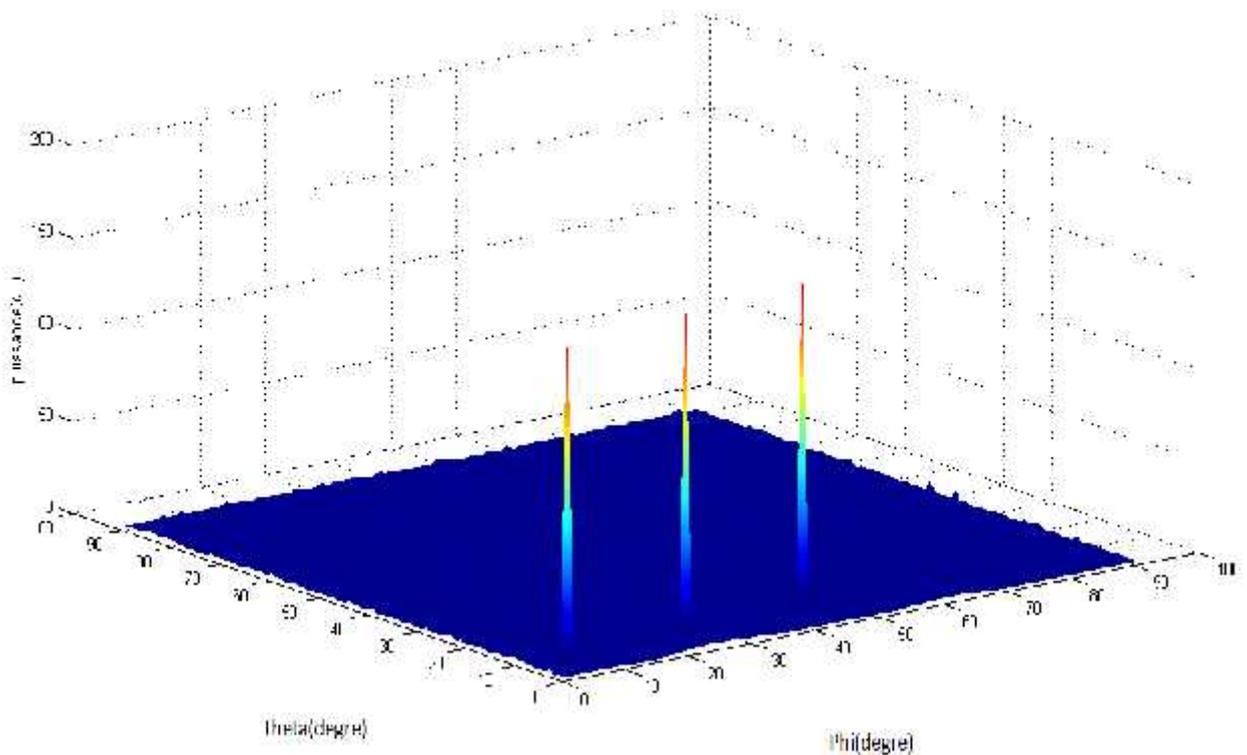
### Interprétation

Cette simulation représente la suite de **simulation 4**, on fait augmenter de plus en plus le nombre de cercle, avec une puissance assez élevée. On voit bien cet effet sur la simulation. L'algorithme arrive à résoudre cette scène parfaitement.

La résolution est parfaitement nette

## ➤ Simulation 6

SNR =60,  $\mathbf{a} = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\mathbf{b} = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$ ,  $\mathbf{P}_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,



❖ Fig 4.4.3.6

### Interprétation

Cette simulation est la suite de la **simulation 5** mais on augmente le nombre de capteurs et on voit l'effet sur cette simulation. L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette scène parfaitement. les lobes principaux deviennent plus étroits. la résolution devient de plus en plus parfaitement nette.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, plusieurs simulations ont été faites pour l'estimation des DOAs dans différentes situations, en faisant varier différents paramètres, tels que le nombre d'antennes, la puissance, la séparation angulaire, le SNR. Ceci avec différentes géométries de réseaux, à une et à deux dimensions, selon un réseau linéaire uniforme ULA, un réseau circulaire UCA, et un réseau spirale. Dans le cas du ULA seul l'élévation a été estimée, alors que dans le cas de deux dimensions, l'estimation devient plus précise en faisant intervenir la composante azimutale. Dans tout les cas, la localisation par l'algorithme MUSIC est différente d'un réseau à l'autre et d'un paramètre à l'autre aussi,

## CONCLUSION GENERALE

Le problème de la localisation dans le domaine de la communication sans fil est très important. Une bonne estimation dépend des performances l'estimateur, et de la géométrie du réseau choisie dont le traitement du signal par les techniques multi capteurs permet d'extraire toute l'information utile de ce signal, cette propriété est un avantage parmi plusieurs avantages des techniques multi capteurs par rapport a la technique mono-capteur.

Dans ce travaille, l'estimation de DOAs des sources à une ou à deux dimensions a été faite par la méthode MUSIC une méthode sous espace consiste à estimer les sous espaces de vecteurs propres associés à la matrice de covariance. Le principe de cette méthode sous-espace est de séparer le sous espace signal de sous espaces bruit.la méthode MUSIC a été considérés, avec des réseaux linéaires uniformes, circulaire uniforme, et spirale.

Différentes simulations représentant différentes situations ont été analysées. La majorité des cas montrent que l'estimateur MUSIC présente de meilleures performances, que ce soit en une dimension ou en deux dimensions pour l'estimation en azimut et en élévation d'une source donnée.

L'utilisation de la méthode MUSIC est très vaste, dans le cas de notre travail on a utilisé des sources a DOAs non variable au cours du temps, quoi que dans le cas contraire cette méthode peut être appliqué. Ce qui peut inspirer un travail futur.

Récemment une étude utilise un réseau d'antenne considère que le nombre de capteurs et le nombre des sources sont égaux.

# Bibliographie

[1] : **Guillaume VILLEMAUD** : << Cours d'antenne >> 5<sup>ème</sup> année Ingénieur Du département Génie Electrique.

[2] : **Léo THOUREL** : Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques << les antennes >> Tome 02 Cepadus –Edition.

[3] : **B .ATROUZ** : <<Système radar, théorie, technique et application >> Ministère de la Décence National .Décembre 2007.

[4] : **M.MANSSOURI, D, SAILILIA et F.Z .DOUDOU** : <<Estimation de la direction d'arrivée DOA des signaux par les méthodes ESPRIT et TLS, département aéronautique S.Dahleb .Juin 2005.

[5] : **S. Unnikrishna PILLAI** << Array Signal Booklyn 1998>>.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Ministère de l'enseignement supérieur et de  
*La recherche scientifique*  
*Université de Saad DAHLEB de Blida*  
*Faculté de technologie*  
Institut D'aéronautique et des études spatiales



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME  
*De Master2*  
*OPTION : CNS/ATM*

**Estimation de la direction d'arrivée DOA par la méthode  
MUSIC avec les réseaux d'antennes linéaire ULA  
circulaire,UCA et spirale USA.**

Réalisé par :

-BOUTIARA Mohamed Abdellatif

Encadré par :

- Mme.Bencheikh .s  
- Mme.Doudou.fz

*Promotion : 2012-2013*

# Plan de travail

introduction

Généralité sur les antennes et les réseaux d'antennes

Estimation des directions d'arrivée par la méthode MUSIC

Simulation et interprétation

conclusion



introduction

- Dans les dernières décennies le traitement d'antenne a connu une grande attention .
- Plusieurs méthodes sont appliquées en traitement d'antenne, et parmi ces méthodes il y a la méthode MUSIC.
- Cette méthode est utilisée dans plusieurs domaines, citant par exemple : le radar, la téléphonie mobile, l'astronomie, la sismologie. Dans tous ces domaines, l'utilisateur cherche à détecter la présence d'un signal particulier et à estimer un certain nombre d'informations caractéristiques, en particulier sa direction d'arrivée à l'aide de réseau d'antennes.
- La méthode MUSIC est une méthode haute résolution ,basée sur la décomposition de l'espace signal en deux sous-espaces.
- L'étude qu'on veut réaliser est d'analyser l'algorithme de la méthode MUSIC afin de tester sa robustesse et sa limite en faisant varier des paramètres et voir leurs influence sur l'algorithme.
- Cette étude sera menée en utilisant soit des réseaux linéaires pour l'estimation en 1D soit des réseaux circulaires et spirales pour l'estimation en 2D

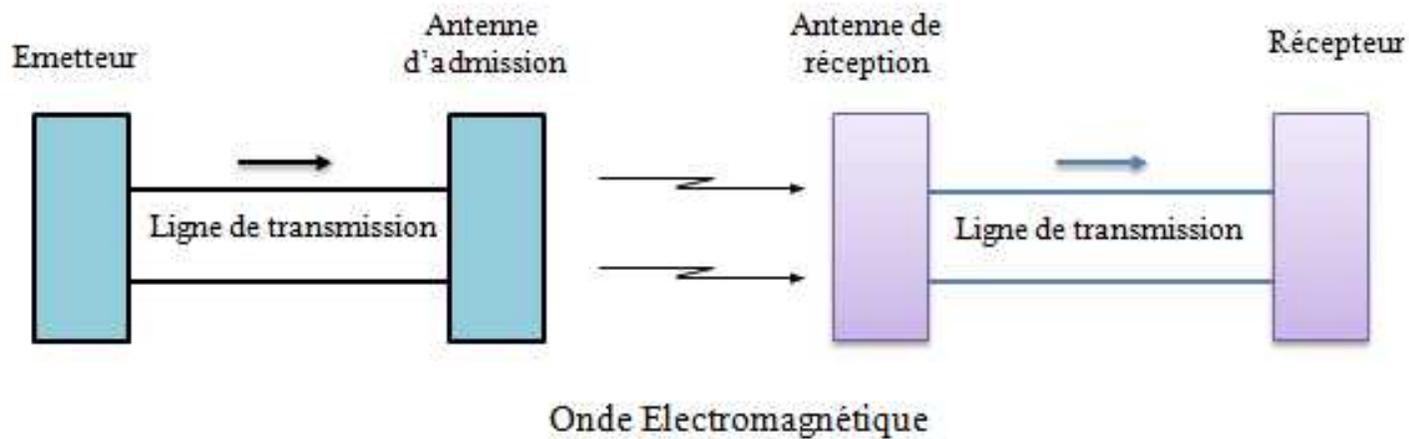


# Généralité sur les antennes et les réseaux d'antennes

# Les antennes

## Définition

- Une antenne est un dispositif qui réalise la transition et le transfert des ondes, entre un milieu guidé et l'espace dans lequel les ondes vont se propager.

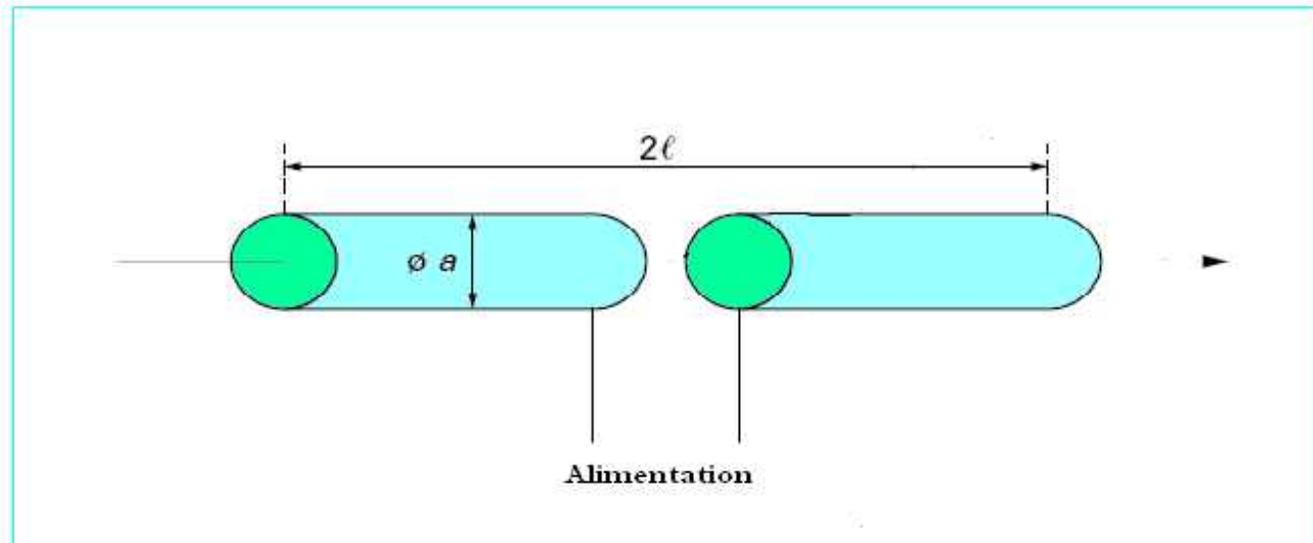


# Caractéristiques des antennes

- **Diagramme de rayonnement**
- **La polarisation**
- **La résistance d'une antenne**
- **La directivité**
- **Le gain en puissance**

# Types d'antennes

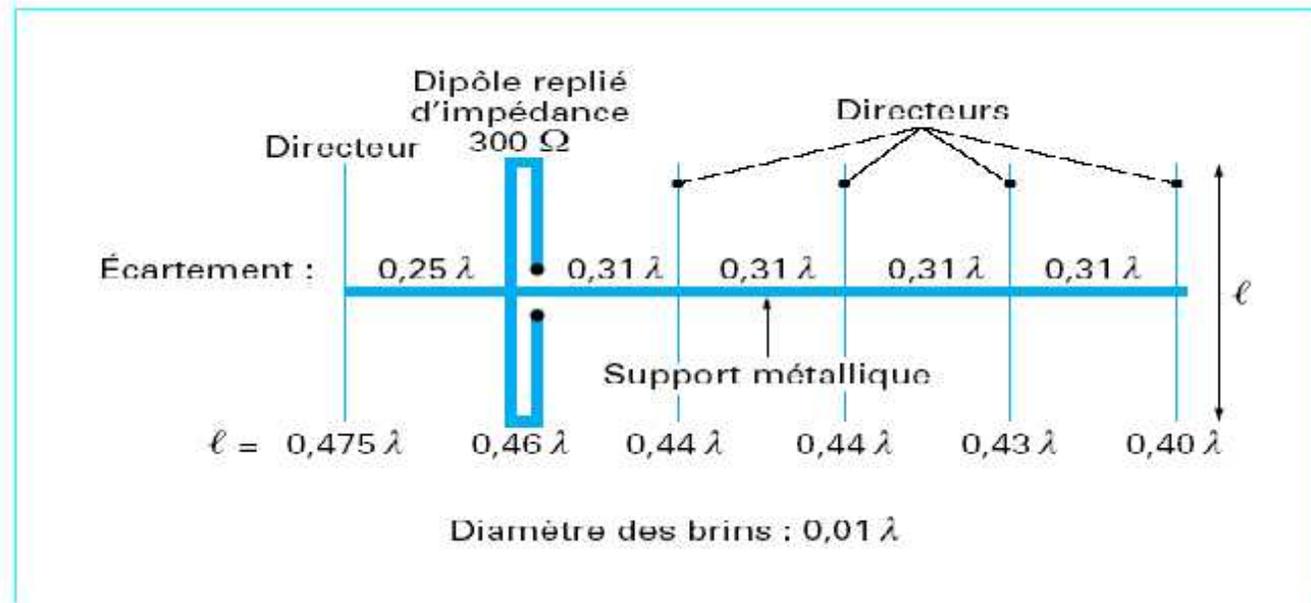
- Des antennes dont la plus grande dimension est plus petite que la longueur d'onde ou de l'ordre de celle-ci comme monopôle, dipôle, patch...



**un dipôle simple**

# Types d'antennes

- Des antennes dont la plus grande dimension est de l'ordre de quelques longueurs d'onde : antennes filaires (pour les très grandes longueurs d'ondes), yagi, hélices....



une antenne Yagi

# Types d'antennes

- Ils existent des antennes dont la plus grande dimension est beaucoup plus grande que la longueur d'onde : réflecteurs, réseaux linéaires, circulaires, volumiques...
- Il y a aussi des cas particuliers tels que les antennes mixtes (réseau et réflecteur), les antennes à large bande, et les antennes imprimées

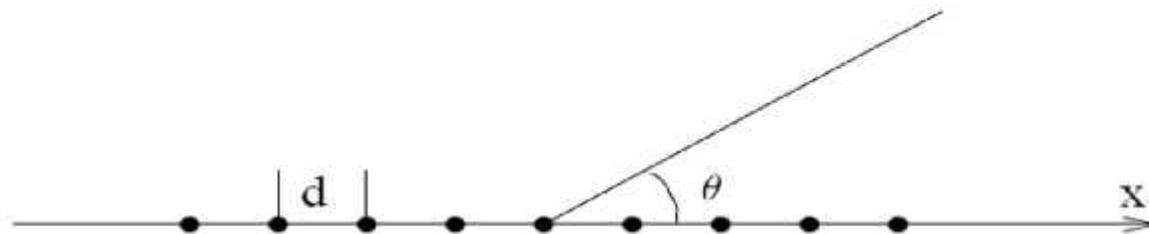
# Réseaux d'antennes

- Un réseau d'antennes est constitué comme son nom l'indique par plusieurs antennes élémentaires appelées aussi éléments par rapport à une référence
- Les réseaux d'antenne ont l'avantage de faire orienté le lobe principal vers n'importe quelle direction en changeant la phase de courant d'excitation de chaque élément du réseau.
- Ils existent plusieurs géométries pour les réseaux d'antennes citant par exemple :  
Les réseaux linéaires, les réseaux circulaires , les réseaux spirales ,les réseaux rectangulaire et les réseaux cubiques.  
Chaque réseau a des propriétés qui le qualifié pour certaine fonctions.

# Quelques géométries pour les réseaux d'antennes

## □ Réseau linéaire uniforme ULA

- L'ensemble des éléments rayonnants sont disposés suivant une droite .
- $d$  est l'espacement entre deux éléments adjacents ,il est le même sur tout le réseau
- Pour éviter l'apparition d'autres lobes primaires, la distance  $d$  doit être inférieur ou égal à  $\lambda/2$



# Quelques géométries pour les réseaux d'antennes

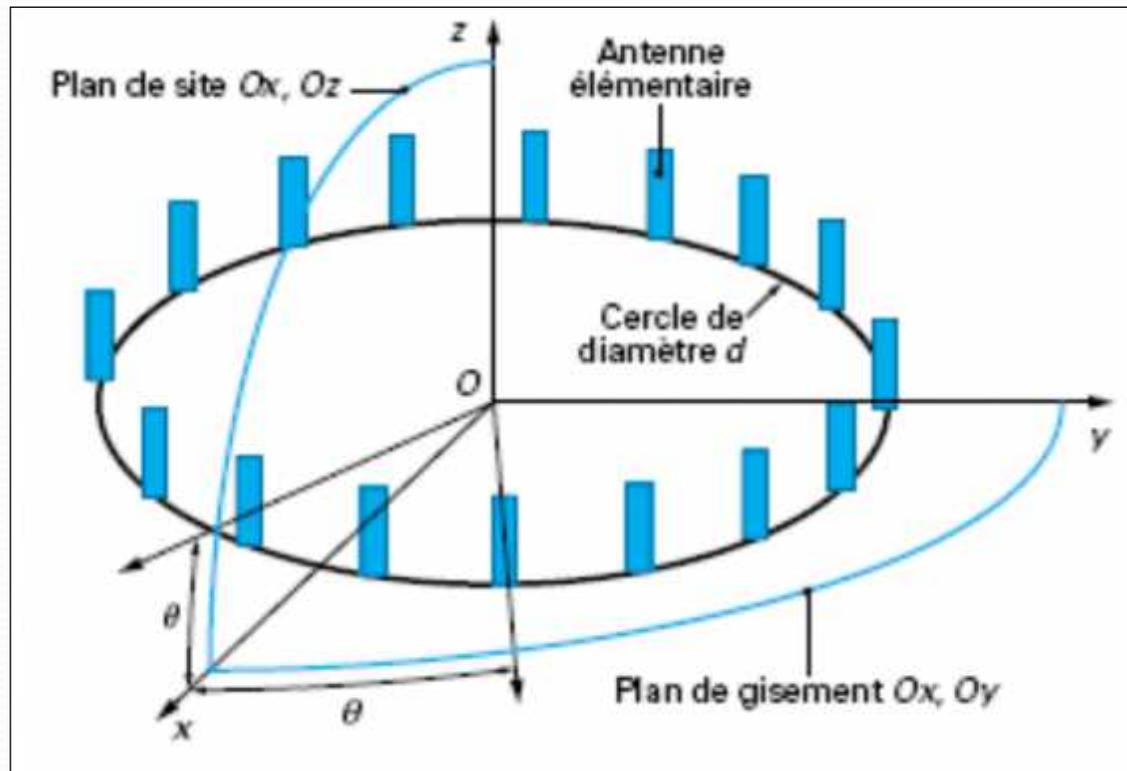
## □ Intérêt du réseau linéaire ULA

- ULA est la géométrie la plus répandue des réseaux existants due à la simplicité de son algorithme d'estimation de DOA.

# Quelques géométries pour les réseaux d'antennes

## □ Réseaux circulaires uniformes UCA

Les réseaux circulaires uniformes sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. Et avec un pas constant.



# Quelques géométries pour les réseaux d'antennes

## □ Intérêt du réseaux circulaires

- C'est l'antenne fixe la plus simple qui permet de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de  $360^\circ$ .
- Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques

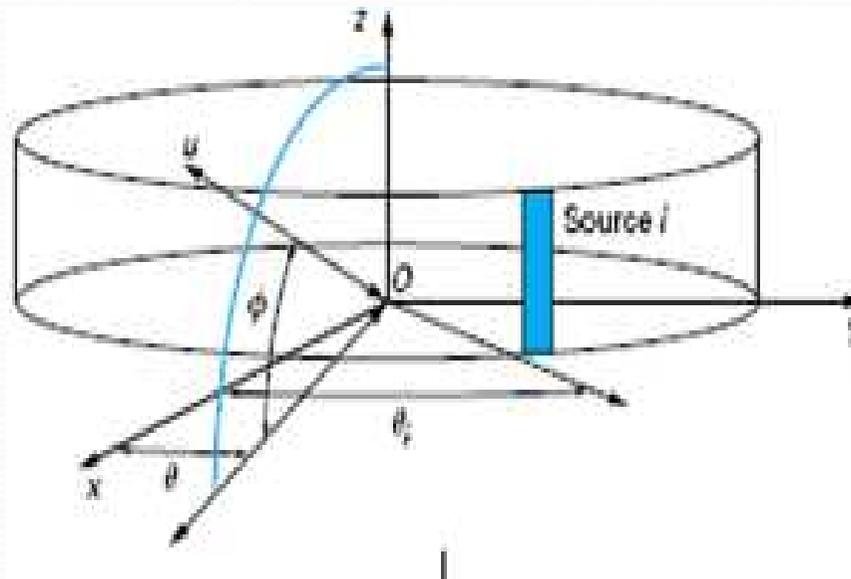
# Quelques géométries pour les réseaux d'antennes

## □ Réseaux cylindriques

Le réseau cylindrique est généralement constitué des éléments régulièrement répartis sur un cylindre.

## □ Intérêt de réseaux cylindriques

Ce type de réseaux possède la particularité d'éliminer totalement l'ambiguïté entre deux DOAs.





Estimation de la  
direction d'arrivée  
DOA par la méthode  
MUSIC

- 
- L'estimation de la direction d'arrivé (DOA) des signaux provenant de sources émettrices a partir d'un réseau de capteurs est largement étudiée en traitement d'antenne pour réaliser plusieurs fonctions : la poursuite, la localisation, l'identification

# Représentation d'un modèle du signal

$$x(t) = Au(t) + n(t)$$

$u(t)$  est un vecteur, représentant le signal utile

$$u(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_K(t)]^T$$

$n(t)$  est un vecteur représentant le bruit blanc additif

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$$

$A$  est la matrice représentant la directivité constituée de vecteurs de direction  $a(\theta, \phi)$  tel que :

$$A = [a(\theta_1, \phi_1), a(\theta_2, \phi_2), \dots, a(\theta_k, \phi_k)]$$

$a(\theta, \phi)$  est le vecteur de direction tel que

# Représentation d'un modèle du signal

- La matrice de covariance de vecteur d'observation est donnée par

$$R = AR_uA + \sigma^2 I$$

En pratique la matrice de covariance  $R$  s'écrit comme

$$R = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i X_i^H$$

- La matrice de covariance  $R$  est utilisée pour estimer les directions d'arrivée

# La méthode haute résolution

## MUSIC

- C'est une méthode haute résolution basée sur les vecteurs propres
- La méthode MUSIC utilise les valeurs propres de la matrice de covariance  $R$  pour la distinction entre deux sous espaces sous espace signal et sous espace bruit
- Dans cette approche, on détermine les directions et les puissances des sources à partir des propriétés des valeurs propres et des vecteurs propres de la matrice de corrélation estimée
- d'après ces propriétés on dit que les vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus faibles de  $R$ , sont orthogonaux avec le vecteur de direction correspond aux angles d'arrivée actuelles
- Cette observation est le point de base de la méthode MUSIC et avec laquelle on peut faire la distinction entre les deux sous espaces.



# Simulation et interprétation

# Simulation et interprétation

- Cette partie consiste à tester la robustesse et la limite de l'algorithme MUSIC. Pour cela on considère  $M$  capteur qu'ils reçoivent  $K$  signaux, ces derniers représentent les  $K$  cibles détectées, sachant que ces cibles sont éloignées ou proches
- On fait varier le rapport signal à bruit d'entrée **SNR** respectivement de chaque source, le nombre de capteurs, ainsi que le rayon qui est relié aux nombre de capteur choisi, afin de voir l'influence de ces paramètres sur l'algorithme.
- On doit respecter les deux conditions qui suivantes:
  - L'espacement entre deux éléments adjacents doit être  $\lambda/2$
  - Pour ajuster cet espacement on doit respecter  $r = \frac{M\lambda}{4f}$
- $\lambda$  est la longueur d'onde
- $r$  est le rayon de réseau

# L'organigramme

- Le procédé de calcul de la méthode MUSIC, se résume à estimer la matrice de covariance  $R$  et trouver les valeurs propres caractérisant cette matrice .

Début

1. le nombre de capteurs du réseau
  2. le rapport signal bruit (SNR)
- DOAs réelles
- Les angles en azimutes
  - Les angles en élévation

Estimation de la matrice de covariance  
pour un nombre d'échantillons  $N$   
donné,  
 $R_{xx} = 1/N \mathbf{X}\mathbf{X}^H$

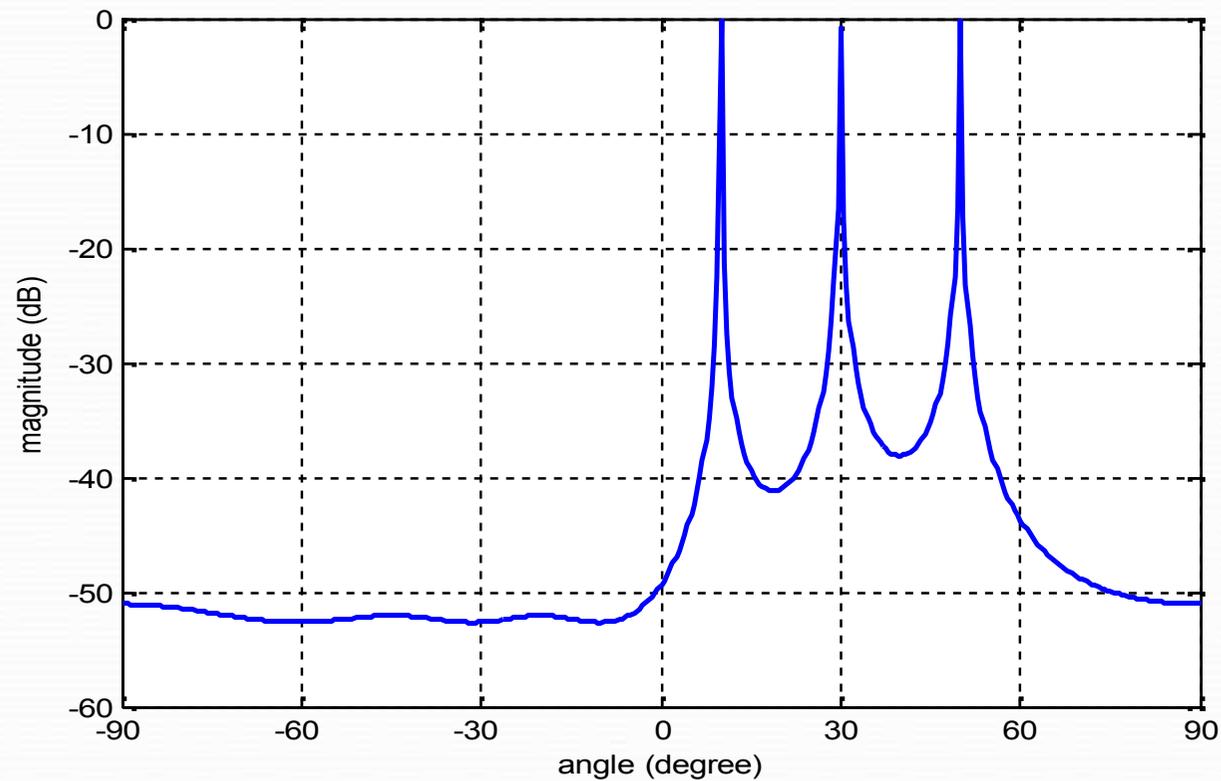
Estimation des DOA  
par la méthode  
MUSIC

- Géométries du réseau d'antenne
- linéaire
  - circulaire
  - spirale

FIN

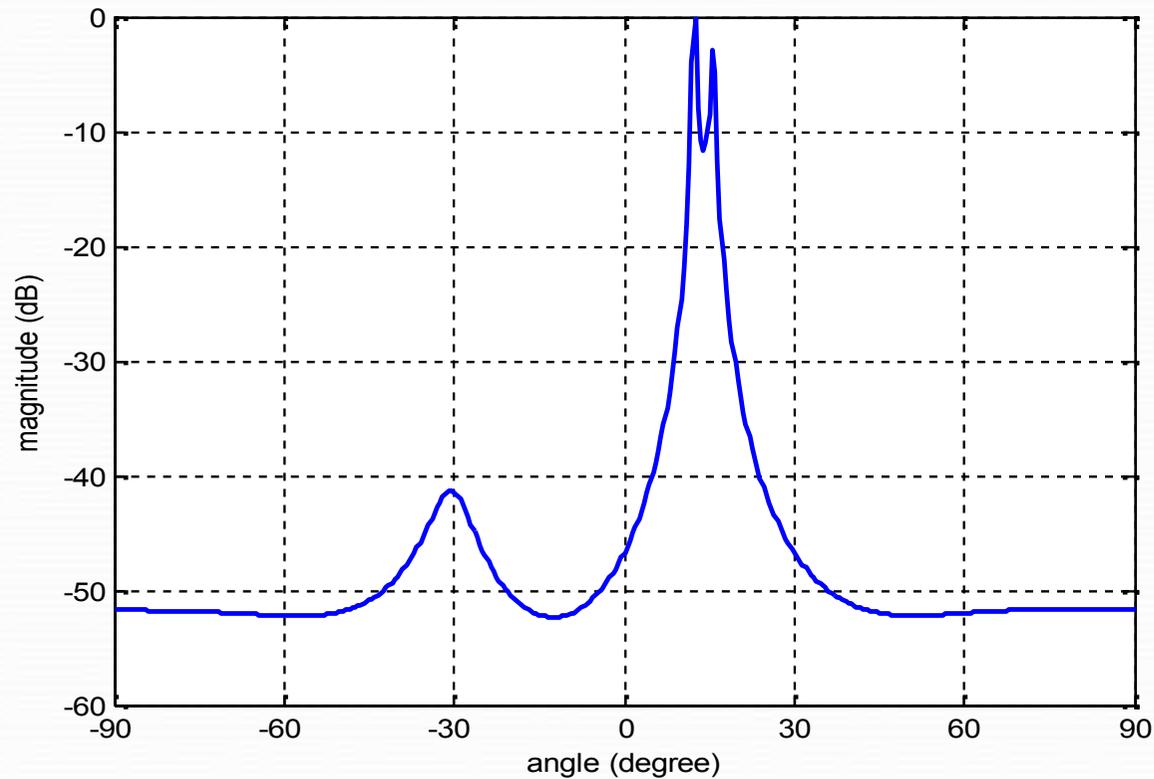
# Simulation et interprétation

□ Réseau linéaire 1D :



SNR =20,  $\theta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$   $M=6$

# Simulation et interprétation



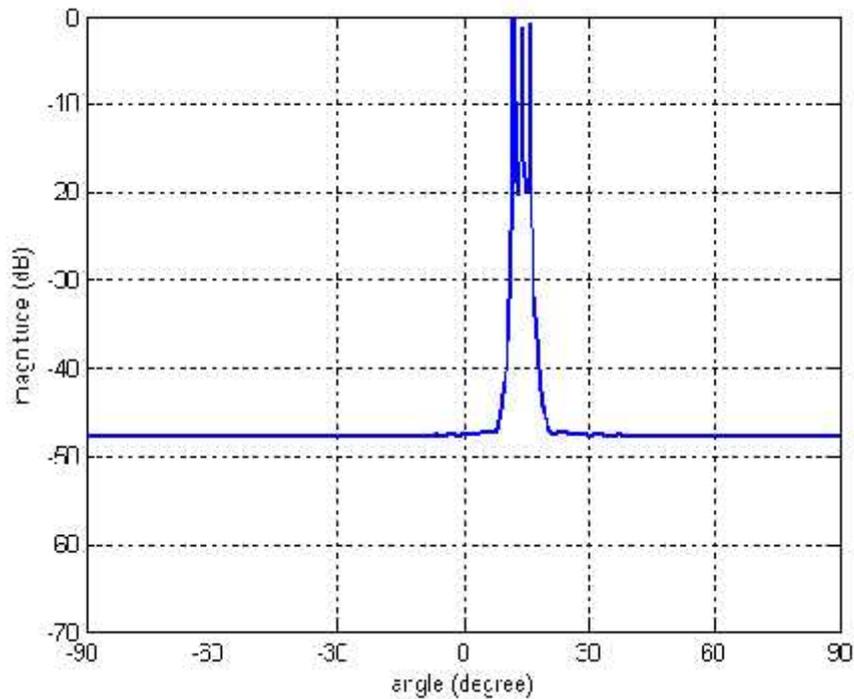
- SNR =20,  $\theta = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$  M=6

# Simulation et interprétation

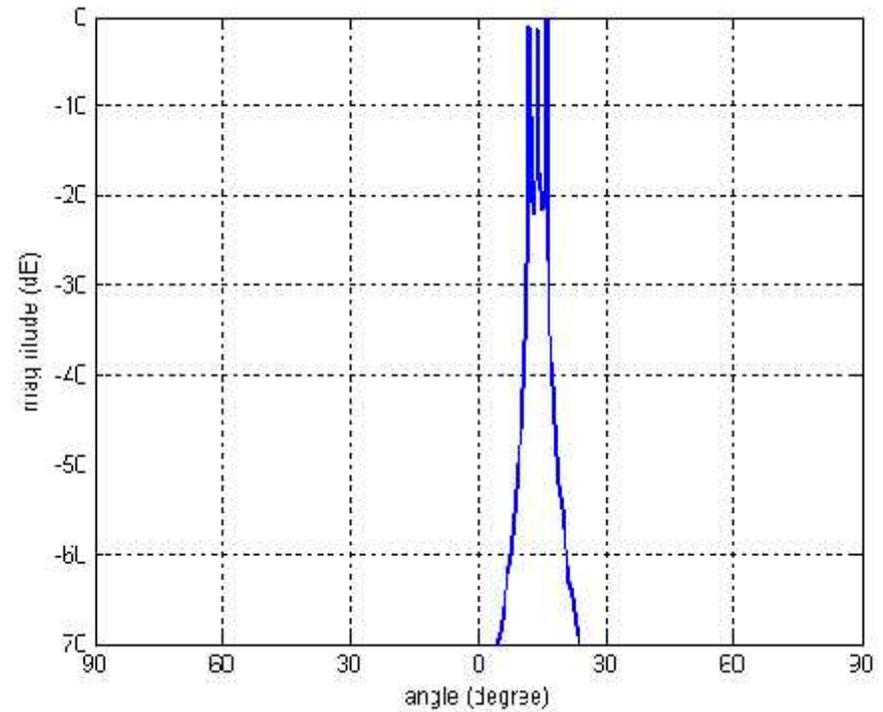
- Pour résoudre la situation de la simulation précédente
- Soit on augmente le nombre de capteur
- Soit on augmente le SNR

On obtient les résultats suivants :

# Simulation et interprétation



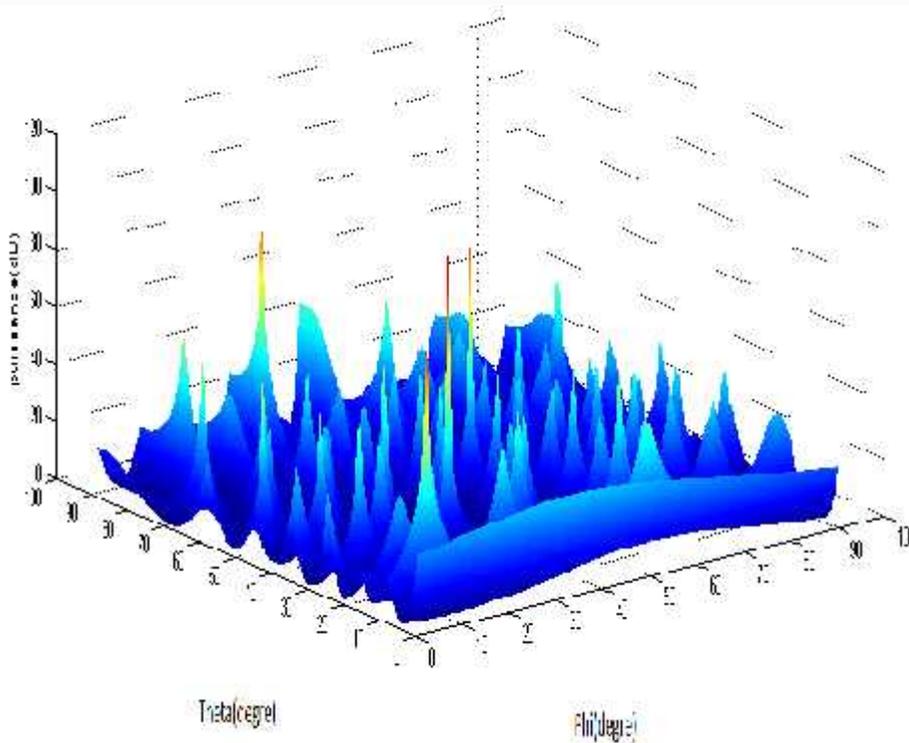
SNR =20,  $\theta = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=30$



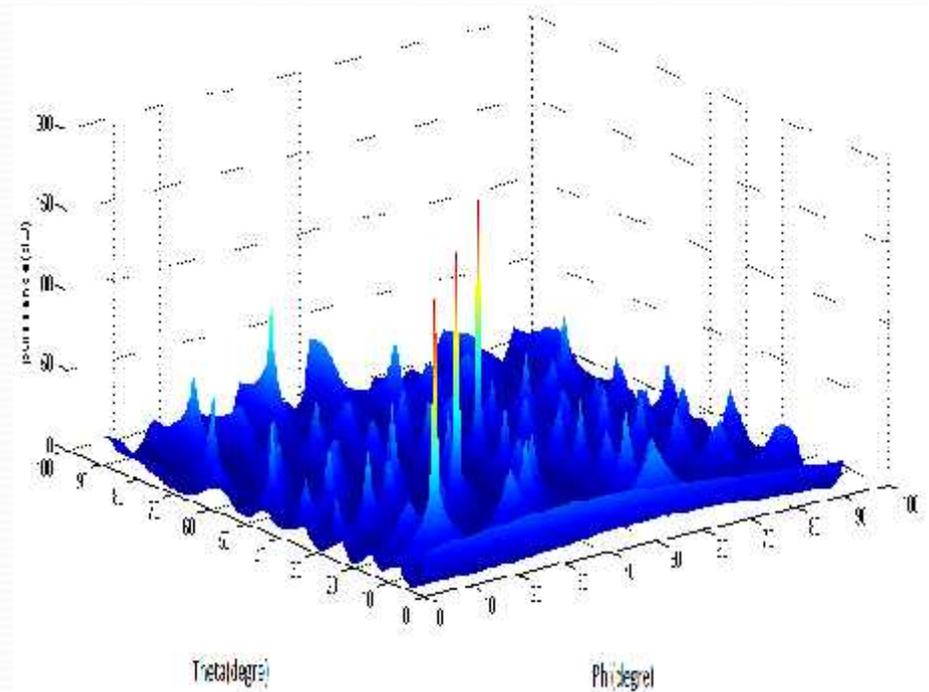
SNR =60,  $\theta = [12 \ 14 \ 16]$ ,  $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,  $M=6$

# Simulation et interprétation

## □ Réseau circulaire

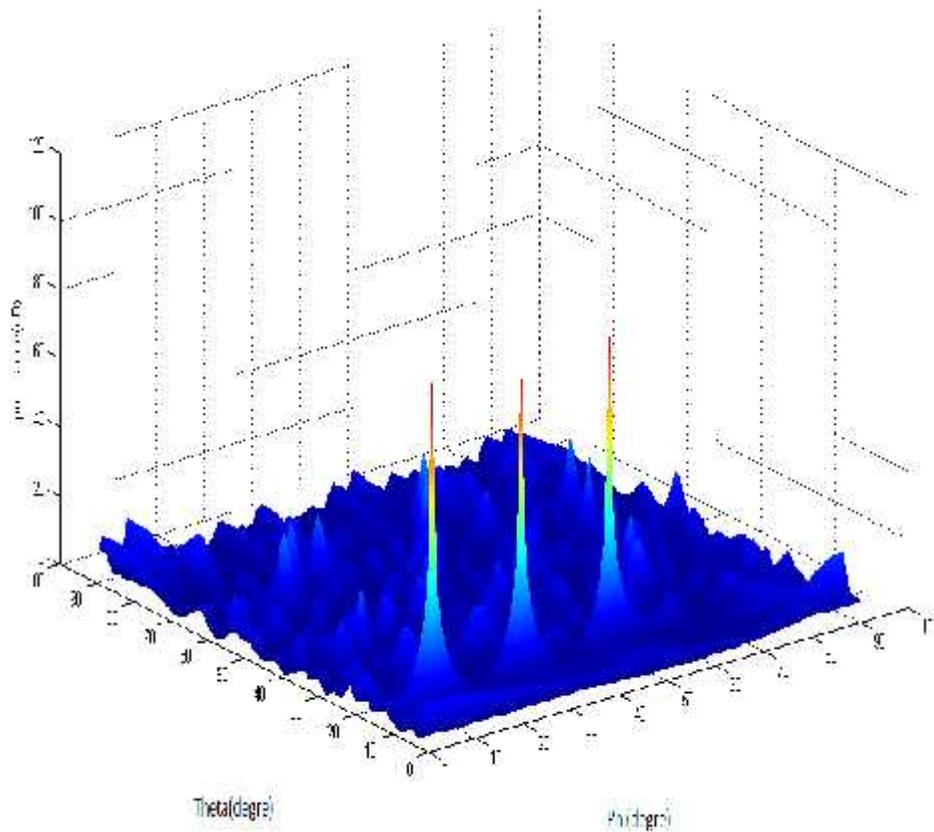


SNR =20,  $\theta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$   
,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=6$

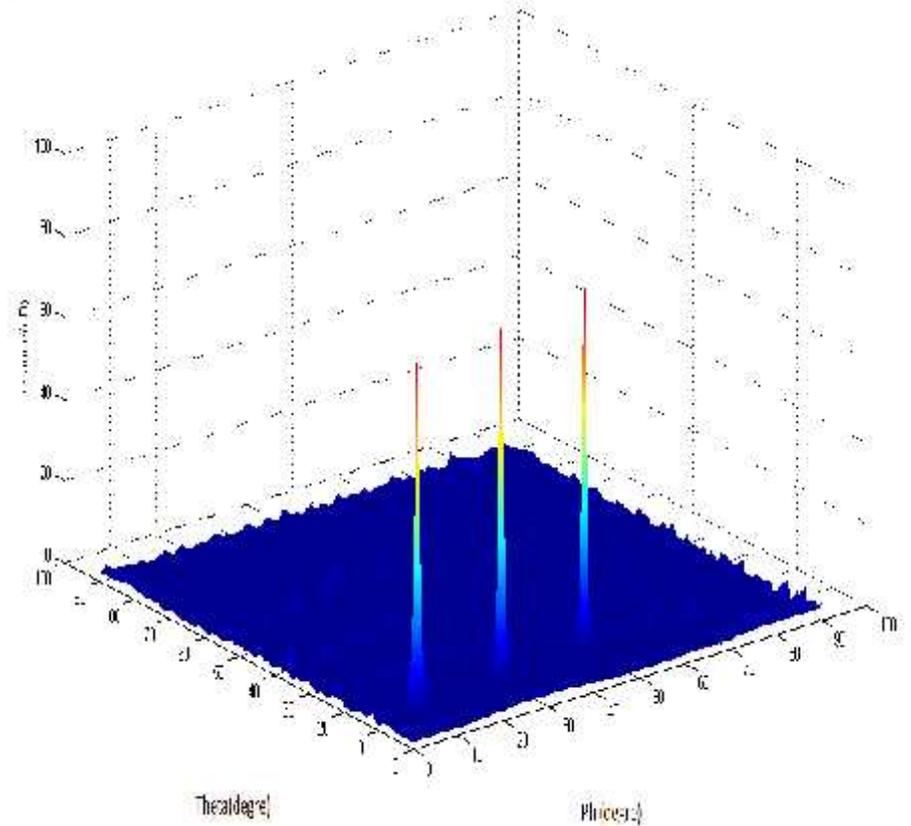


SNR =60,  $\theta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$   
 $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=6$

# Simulation et interprétation

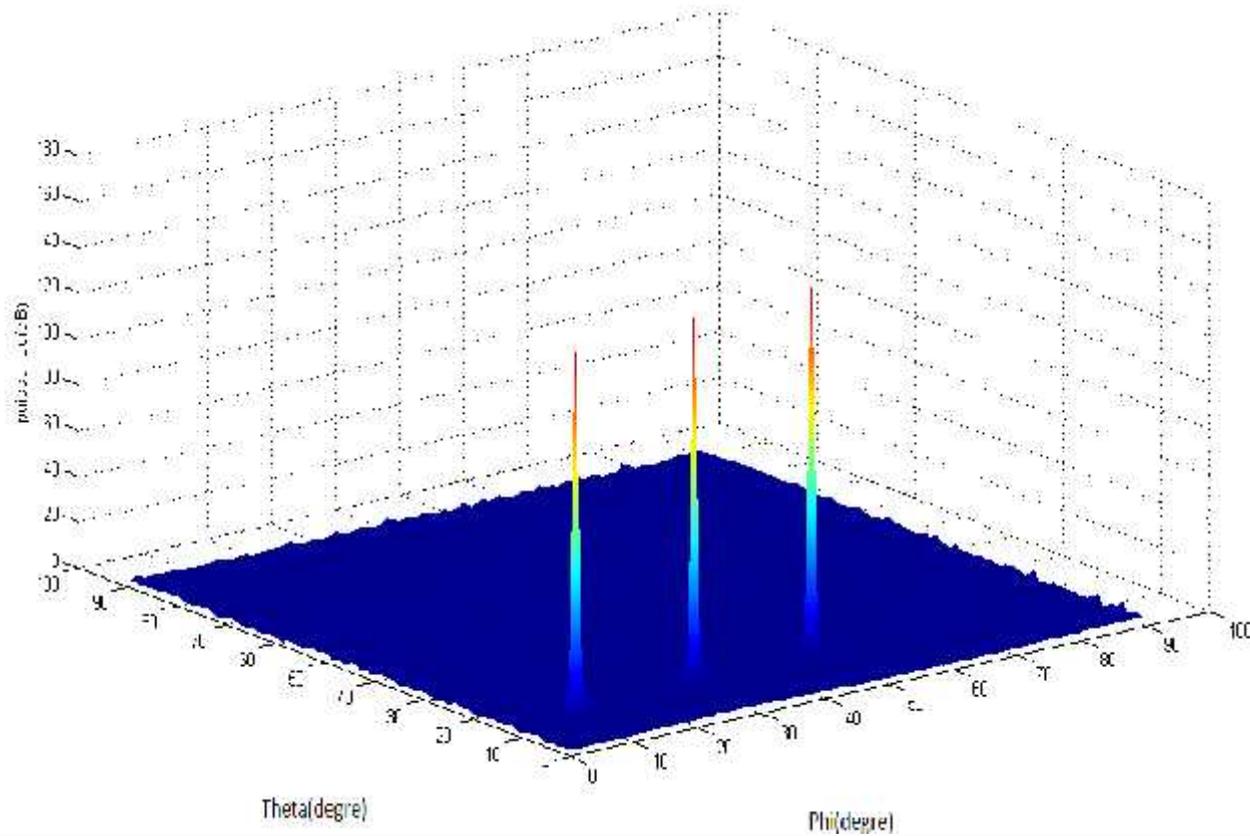


SNR = 20,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=10$ ,  
 $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,



SNR = 20,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$ ,  
 $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,

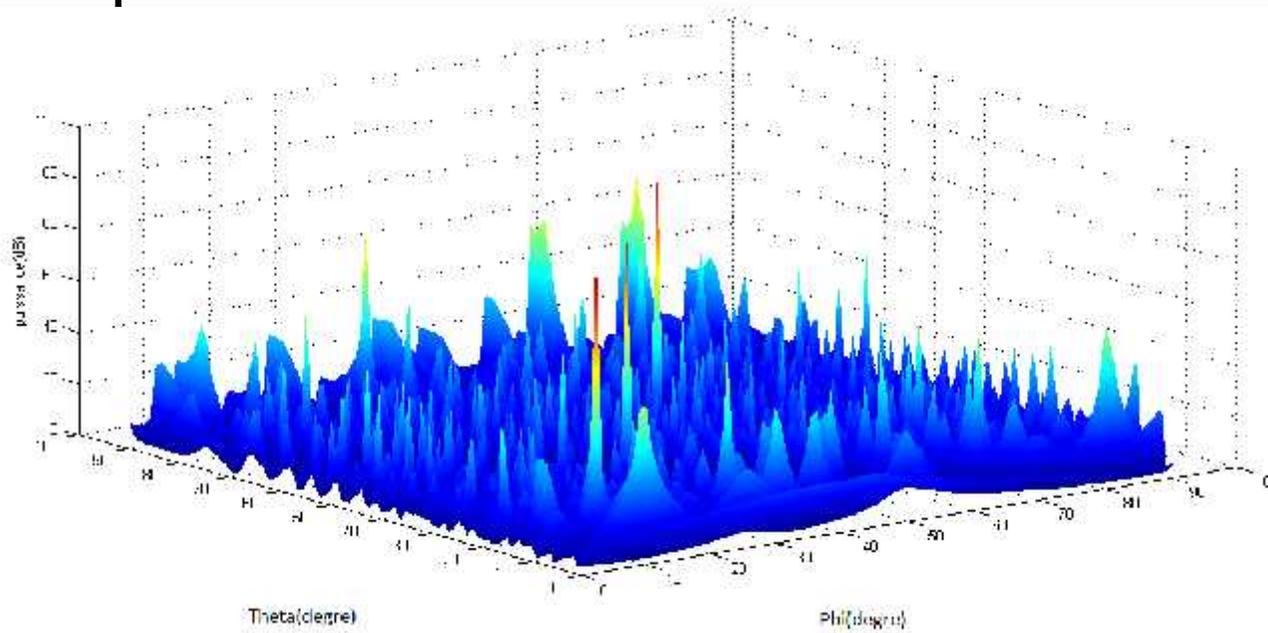
# Simulation et interprétation



- **SNR=60**,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  
 $M=30$  ;  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,

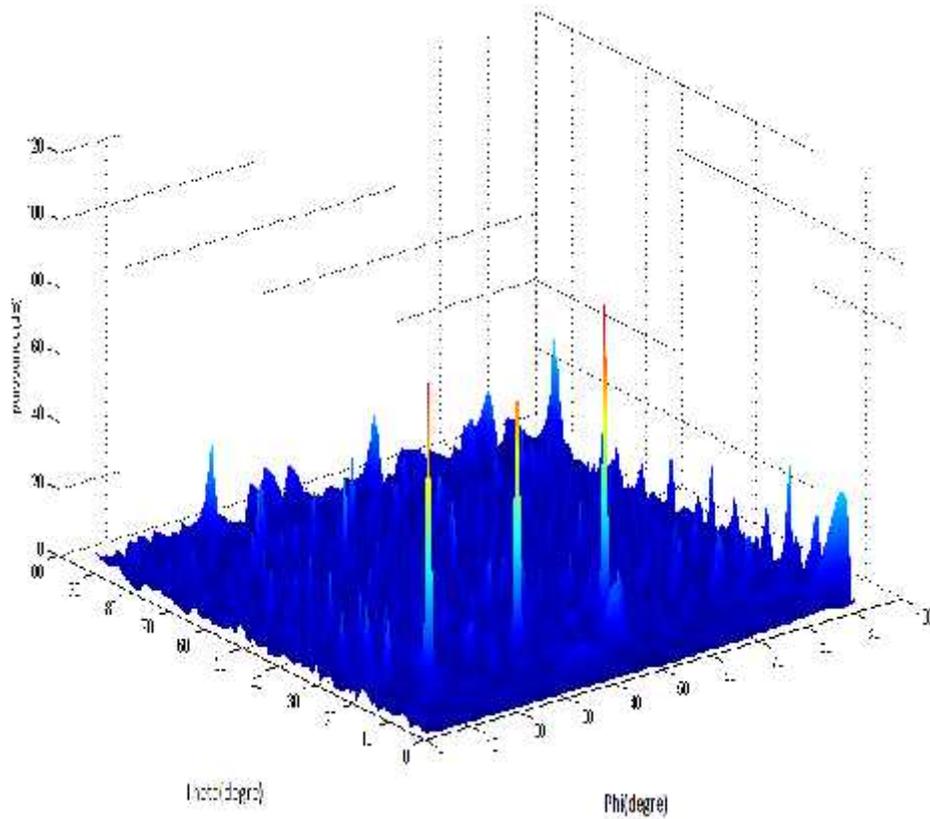
# Simulation et interprétation

## □ Réseau spirale

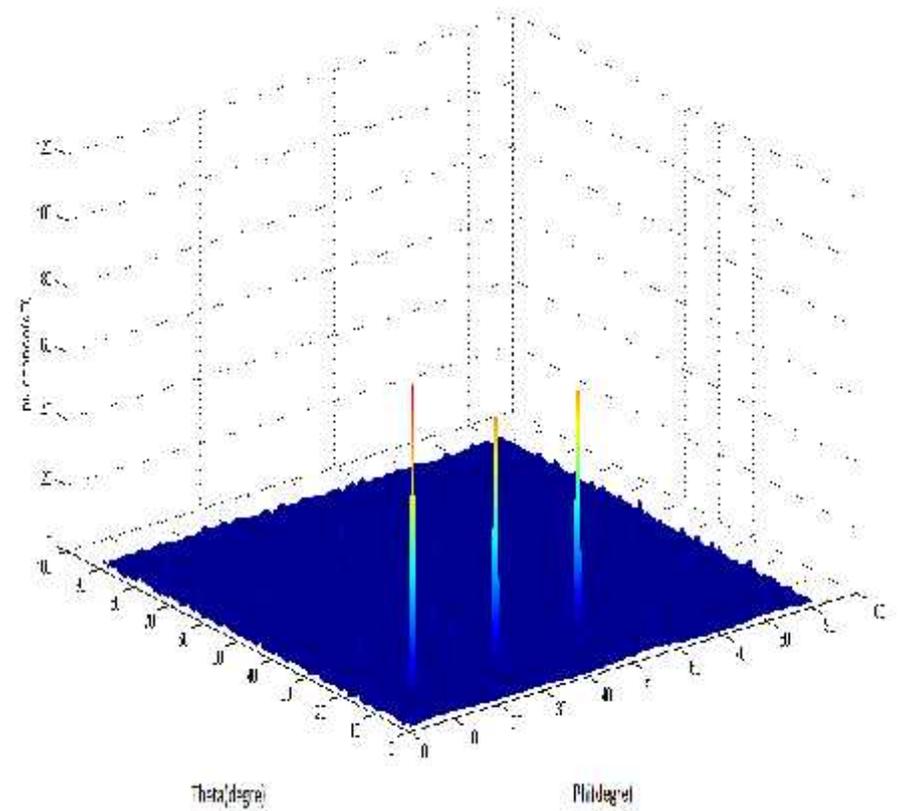


SNR = 20,  $\theta = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=6$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,

# Simulation et interprétation

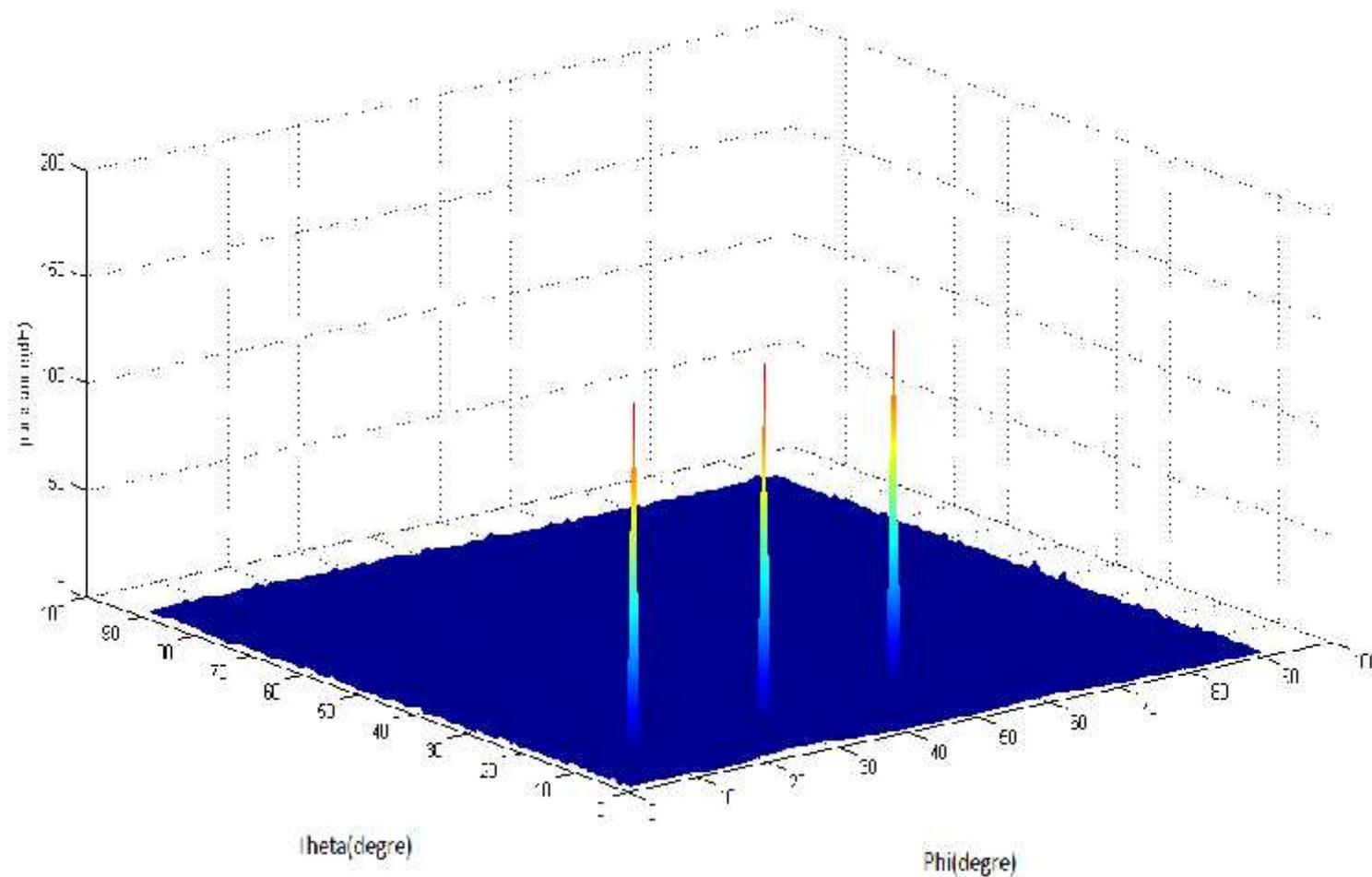


SNR =20,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=10$



SNR =20,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $P_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$ ,  $M=30$

# Simulation et interprétation



SNR =60,  $\theta = [10 \ 12 \ 14]$ ,  $\Phi = [10 \ 30 \ 50]$ ,  $M=30$ ,  
 $P_w = [1 \ 1 \ 1]$ ,



CONCLUSION

# CONCLUSION

- Dans ce projet , on a fait une étude sur l'estimation de DOA par la méthode MUSIC avec des réseaux d'antennes différents.
- plusieurs simulations ont été faites pour l'estimation des DOAs dans différentes situations, en faisant varier différents paramètres. Et avec différentes géométries de réseaux, à une et à deux dimensions,
- La majorité des cas montrent que l'estimateur MUSIC présente de meilleures performances.
- La Méthode MUSIC a une précision plus grande et elle est moins sensible au bruit, de même sa résolution est plus grande
- dans le cas de notre travail on a utilisé des sources à DOAs non variables au cours du temps, quoi que dans le cas contraire cette méthode peut être appliquée. Ce qui peut inspirer un travail futur.

*MERCI POUR VOTRE  
ATTENTION*