

République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique



Université SAAD DAHLEB DE BLIDA
Département D'aéronautique



Mémoire de fin d'étude

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR
D'ETAT EN AERONAUTIQUE

OPTION : INSTALLATION

Thème :

Estimation de l'angle d'arrivée
en utilisant des réseaux circulaires
par les méthodes de MUSIC,
Beamformer et Capon.

Réaliser par :

Mr Hammadi Saïd

Encadrée par :

Melle Doudou Faïza

Promotion : 2007 / 2008

Résumé

Les réseaux de capteurs ont été utilisés pendant plusieurs décennies, dans beaucoup d'applications du traitement du signal tel qu'en radar, sonar, sismologie, l'astronomie, etc. un tel réseau consiste en un ensemble de capteurs spatialement distribués par rapport à un point de référence. Ces capteurs collectent les signaux de différentes sources dans leur champ de vision. Les sorties des capteurs, sont composées des composantes de ces sources et du bruit additif tels que le bruit thermique et de mesure. Notre problème est d'estimer les paramètres de ces signaux représentant des cibles, tels que leur angle d'arrivée, on peut aussi estimer le niveau de puissance, ceci est achevé par des méthodes classiques Beamformer et sa dérivée Capon, et bien sûr par la méthode **MUSIC** 'Multiple Signal Classification', qui est une méthode haute résolution, basée sur les structures propres, qui exploite certaines propriétés structurelles de la matrice de covariance de sortie du réseau. Cette estimation est analysée dans le cas où on est, en présence de sources incorrélatées.

Abstract

Sensor arrays have been in use for several decades in many practical signal processing applications such as radar, sonar, seismology, astronomy, etc. Such an array consists of a set of sensors that are spatially distributed at known locations with reference to a common reference point. These sensors collect signals from sources in their field of view. The sensors' outputs are composed of these source components and additive noise such as measurement and thermal noise. Our problem is to estimate the signals' parameters, such as their arrival angles, we can also estimate their power levels, and this is achieved by classical methods like Beamformer and Capon, thus by using eigen-structure based high-resolution methods 'MUSIC' (multiple signal classification) that exploit certain structural properties of the array output covariance matrix. This estimation is analysed in the case where we are in the presence of uncorrelated sources.

Remerciements

Je remercie tout d'abord le bon dieu qui m'a donné La patience et le courage, grâce auxquels j'ai pu achevé ce mémoire.

Je remercie ma promotrice M^{elle} Doudou Faïza pour la confiance et l'autonomie qu'elle m'a accordées en m'a proposant ce sujet, et pour son aide et sa collaboration.

Je tiens à remercier aussi, toute personne ayant participé de loin ou de près à la réalisation de ce modeste travail

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

- + Ma mère et mon père
- + Mon frère et mes sœurs
- + Saïdia Farès, Chouaïb
- + Et tous les amis

Sommaire

Introduction générale

CHAPITRE I : Localisation angulaire et réseaux d'antennes

I.1. Introduction.....	01
I.2. Principe de localisation.....	01
I.2.1. Mesure de la distance	02
I.2.2. Mesure des angles.....	02
I.3. Antennes	03
I.3.1. Généralités sur les antennes.....	03
I.3.2. Caractéristiques des antennes.....	04
I.3.3. Rayonnement électromagnétique des antennes.....	05
I.3.3.1. Caractérisation du rayonnement des antennes.....	06
I.4. Types d'antennes.....	06
I.5. Réseaux d'antennes.....	07
I.5.1. Définition	07
I.5.2. Technologie des réseaux d'antennes.....	09
I.5.3. Différentes géométries des réseaux	09
I.5.3.1. les réseaux 1D	10
I.5.3.2. les réseaux 2D	10
I.5.3.3. les réseaux 3D.....	12
Conclusion.....	12

CHAPITRE II

II.1. Introduction.....	13
II.2. Le signal au niveau du capteur.....	14
II.3. Introduction au traitement d'antenne.....	16
II.3.1. coordonnées d'un signal dans l'espace.....	16
II.3.2. Signaux dans l'espace et le	17

temps.....	20
II.3.3. Traitement de signal.....	20
II.4. Technique conventionnelle	21
II.5. Estimation de la direction d'arrivée (DOA).....	23
II.5.1.Méthodes de base	23
II.5.1.1. La méthode classique de Beamformer (CBM).....	23
II.5.1.2. Méthode de maximum de Vraisemblance Capon.....	24
II.5.1.3. la transformée de Fourier spatiale	24
II.5.2. Méthodes des sous espaces.....	25
II.5.2.1.La méthode MUSIC (Multiple Signal Classification).....	26
II.5.2.1.1.La version de base.....	26
II.5.2.1.2.Les améliorations apportées à MUSIC.....	26
II.5.2.2. La méthode ESPRIT.....	27
Conclusion	29

CHAPITRE III

III. Introduction.....	30
III.1. Estimation de DOA en utilisant des réseaux circulaires.....	30
III.2. Méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée DOA	34
III.2.1. Méthodes à faible résolution	34
III.2.1.1. Méthode de beamformer.....	34
III.2.1.2. Méthode de Capon.....	35
III.2.1.3.Résolution des deux méthodes.....	37
III.2.2. Méthodes à haute résolution.....	37
III.2.2.1 . Les techniques basée sur les vecteurs propres	38
III.2.2.1.1. La méthode de MUSIC.....	38
Conclusion	42

CHAPITRE IV

IV.1 introduction.....	43
IV.2. Désignation des paramètres utilisés.....	43
IV.3. Méthode de travail	43
IV. 3.1 .L'organigramme.....	45
IV.4. Simulations et interprétations	47
IV.4.1. Réseaux circulaires.....	47
IV.4.2. Comparaison entre les Réseaux circulaires & Linéaires.....	64

Conclusion & perspectives

SOMMAIRE

Glossaire

θ : Angle d'arrivée en site.

W : Angle d'observation en azimut.

w : Pulsation à l'origine.

s_r : Signal modulé en phase.

$\tilde{s}(t)$: Représentation complexe de $s_r(t)$

$s(t)$: Représentation complexe réduite de la bande de base.

$E[s_i(t)s_j^*(t)]$: Moyenne.

ρ_{ij} : Coefficient de corrélation.

σ^2 : Variance de bruit.

c : La vitesse de propagation de l'onde dans l'espace.

t : Temps (s).

τ : Temps de retard.

λ : Longueur d'onde.

f : Fréquence.

U_{ij} : Matrice diagonale unitaire de dimension $(i \times j)$.

$n_i(t)$: le bruit du senseur i .

$x_i(t)$: L'enveloppe complexe du signal reçu au $i^{\text{ème}}$ senseur.

Glossaire

$y(t)$: Le signal à la sortie de la rangée

SNR : Le rapport signal sur bruit.

M : Le nombre de senseur.

w : vecteur facteur de pesée de dimension $(1 \times M)$.

R : la matrice $(M \times M)$ représentant la matrice de covariance de la sortie de la rangée.

$a(w)$: le vecteur de direction.

$A(w)$: la matrice de direction

$(.)^T$: transposé.

$(.)^H$: Conjuguée d'une transposée.

$S_x(w)$: Spectre de la sortie d'un senseur.

Liste des figures

Chapitre I

Figl.1 : Mesure de distance	02
Fig.I.2. Diagramme de rayonnement d'une antenne.....	04
Fig.I.3 Exemple d'un dipôle simple.....	06
Fig.I.4 Exemple d'une antenne Yagi.....	07
Figl.5 : Rangée linéaire uniforme (ULA).....	10
Figl.6. les rangées 2D.....	11

Chapitre II

Fig.II.1. Systèmes de coordonnées cartésiennes et sphériques.....	17
Fig.II.2 : (a) champ proche (b) champ lointain	21
Fig.II.3 : Schéma de traitement d'une rangée d'antenne en utilisant.... des facteurs de pesés	22
FigII.6 : décomposition en 2 sous réseaux.....	27
FigII.7: La décomposition utilisée en pratique.....	28

Chapitre III

Fig.III.1. Géométrie d'une rangée circulaire uniforme.....	30
FigIII.2 : le beamformer idéal.....	36
FigIII.3.(a) : Sources à -10° et 130°	37
FigIII.3.(b) : Sources à 110° et 130°	37
FigIII.4 : Comparaison entre les estimateurs Music, Beamformer et.... Capon avec.... un SNR=5db	41

Chapitre IV

FigIV.1. Interface réalisée par GUI.....	44
FigIV.2. Organigramme.....	46
FigIV.3. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[10 \ 40 \ 60]$ et	48

$w_K = [10 \ 40 \ 60]$, avec $SRN_i=[20 \ 20 \ 20]$, $P_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=8$

FigIV.4. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 30\ 40]$ et.....	50
$w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[0.5\ 0.5\ 0.5]$, $M=8$	
FigIV.5. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et	53
$w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[0.5\ 0.5\ 0.5]$, $M=8$	
FigIV.6. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et.....	54
$w_K=[20\ 25\ 30]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[0.5\ 0.5\ 0.5]$, $M=16$	
FigIV.7. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et.....	56
$w_K=[20\ 25\ 30]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[0.5\ 0.5\ 0.5]$, $M=30$	
FigIV.8. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et.....	58
$w_K=[20\ 25\ 30]$, avec $SRN_i=[40\ 40\ 40]$, $P_w=[0.5\ 0.5\ 0.5]$, $M=30$	
FigIV.9. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et.....	60
$w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[1\ 1\ 1]$, $M=30$	
FigIV.10. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et	62
$w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[40\ 40\ 40]$, $P_w=[1\ 1\ 1]$, $M=30$	

CHAPITRE I



Localisation angulaire et

réseaux d'antennes



Introduction

générale

CHAPITRE II



Détection des signaux

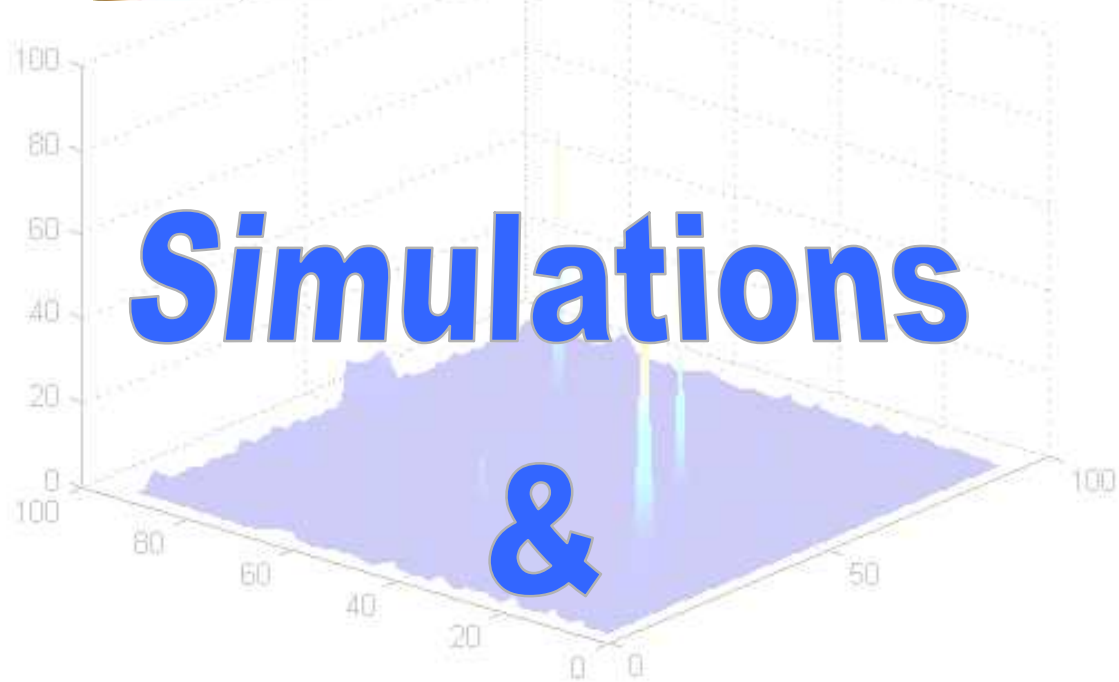
multiples en traitement

d'antenne

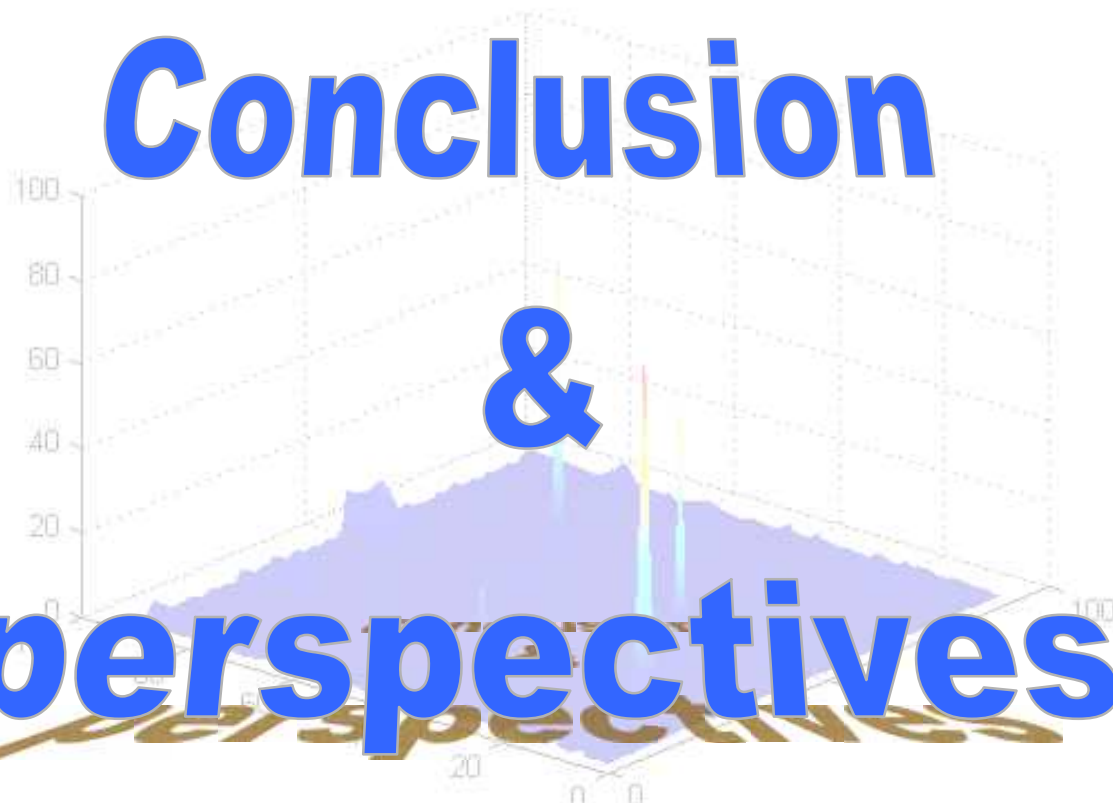
CHAPITRE III



CHAPITRE IV



Interprétations



**Conclusion
&
perspectives**

Introduction générale

Les évolutions techniques et opérationnelles de l'avion 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'accident et de pertes de vies humaines augmenteraient avec la croissance du trafic.

Et avec l'augmentation du trafic, la localisation classique devienne plus en plus insuffisante pour assurer la meilleur précision avec le nombre important de cibles. Et de là, vienne l'importance d'utiliser les réseaux d'antenne comme moyen de détection des signaux multiples.

Depuis longtemps, déjà, dans beaucoup d'applications scientifiques et techniques des antennes, ingénieurs ou chercheurs sont conduit à rapprocher et à conjuguer les antennes proprement dites avec le traitement des signaux qu'elles reçoivent, ce traitement est appelé traitement d'antenne. Il permet de détecter une source, c'est à dire estimer les paramètres qui la caractérisent puis donner une image du milieu en détectant et en caractérisant l'ensemble des sources par leur nombre, leur position spatiale.

Actuellement, le traitement d'antenne est renforcé par suite de l'augmentation des moyens de calculs en rapidité et en volume . Il couvre des domaines aussi différents que la radio-astronomie, le sonar, le radar, la tomographie (l'imagerie médicale), la sismique, la physiologie.

Plusieurs méthodes d'analyse spectrale paramétrique ont été appliquées au traitement d'antenne, leur introduction a conduit à une certaine amélioration par rapport aux méthodes traditionnelles, ce qui a permis de les qualifier de méthodes à haute résolution.

Le traitement d'antenne est le traitement de signal que l'on doit réaliser en aval des antennes. Ces antennes peuvent être utilisées de deux manières :

- l'écoute passive, c'est la réception des sources étrangères ou des signaux émis par des émetteurs indépendants, exemples, les radios et le radar en

Introduction générale

électromagnétisme, l'écoute des bruits émis par des navires ou des sous marins en sonar, des bruits émis par des véhicules ou des aéronefs en acoustique aérienne.

- 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.

Le traitement d'antenne peut être modélisé par un modèle, ayant M capteurs qui représentent les antennes localisant K sources émettant des signaux, ce modèle sera introduit au chapitre 2 ; et par des algorithmes, qui sont déterminés par des méthodes à faible et à haute résolution de traitement spatial. Les méthodes introduites au chapitre Bemformer, Capon, MUSIC, et ESPRIT, supposent que la répartition géométrique des capteurs sur l'antenne est uniforme. Leur calcul nécessite la détermination de la matrice de covariance, qui contient des informations sur le modèle de propagation des signaux.

Dans le chapitre 3, on présente les algorithmes du chapitre 2, et on met en évidence les grandes lignes du programme principal. Le chapitre 4 quant à lui nous délivrera les résultats de ces méthodes lors des différentes simulations. Ces simulations ont été faites pour la localisation d'une ou plusieurs sources. A cause du nombre élevé de simulations effectuées, on a choisi de représenter l'ensemble des résultats sous forme de tableaux en incluant les graphes les plus importants ; ces résultats seront suivis par des commentaires appropriés.

I.1. Introduction

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.

Le radar a été développé pour répondre à ce besoin. Il permet de percevoir ou de détecter la présence d'objets passifs en utilisant leur écho radioélectrique et de déterminer leur position. Le mot radar, qui est universellement adopté pour désigner un matériel répondant à cette exigence, est une abréviation de l'expression **R**adio **D**etection **A**nd **R**anging.

I.2. Principe de localisation

Le radar utilise la propriété des ondes électromagnétiques qui se réfléchit sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée 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.

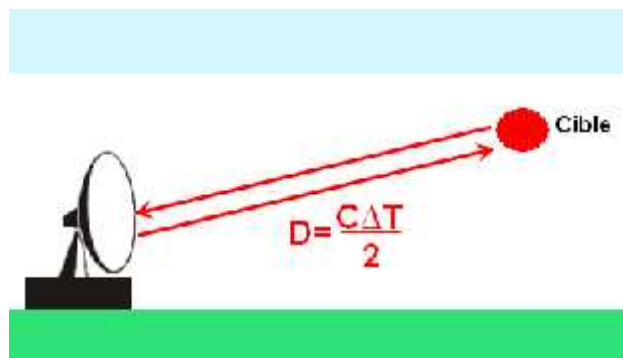
Chaque impulsion d'une durée très brève † de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière c .

Une partie de ce signal est réfléchi 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.

I.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 :

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



Figl.1 : Mesure de distance

I.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 θ_0 (ou du moins la majeure partie de cette énergie).

- Dans cette ouverture θ_0 , se concentre l'énergie, et 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 $\pm \frac{\theta_0}{2}$.
- 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).

I.3. Antennes

I.3.1. Généralités sur les antennes

L'étude des antennes est une grande spécialité, néanmoins il est nécessaire d'en connaître les propriétés importantes. L'antenne est l'interface entre le milieu dans lequel les ondes se propagent et le guide d'onde. Elle a la propriété de transformer la tension qui lui est appliquée, en un champ électromagnétique proportionnel, rayonné dans l'espace. Ce champ prend naissance à l'antenne et s'en éloigne à la vitesse de la lumière. On dit que l'antenne émet une onde 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 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.

I.3.2. Caractéristiques des antennes

Il y a de nombreux types d'antennes, avec des caractéristiques propres correspondant à un besoin particulier. Leur coût est proportionnel à leurs performances et à leurs caractéristiques.

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

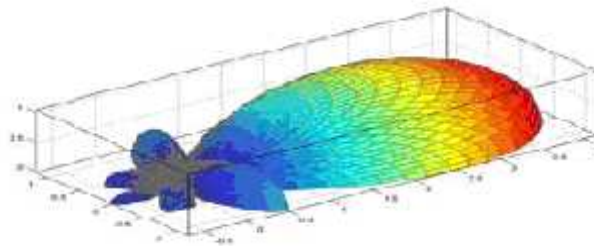


Fig.I.2. Diagramme de rayonnement d'une antenne

- **Le gain** : généralement les antennes directives avec un lobe étroit ont l'énergie focalisée dans une direction et donc un gain plus grand.

- **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.
- **La polarisation** : peut être rectiligne verticale (plutôt utilisée car elle favorise les réflexions sur les structures environnantes), rectiligne horizontale (pour les longues distances), circulaire (utilisées avec des stations en mouvement : avions...).

I.3.3. Rayonnement électromagnétique des antennes

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.

I.3.3.1. 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 $\phi = 0$ et de coélévation $\theta = 90^\circ$, c'est à dire dans la direction de l'axe x.

1.4. 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...

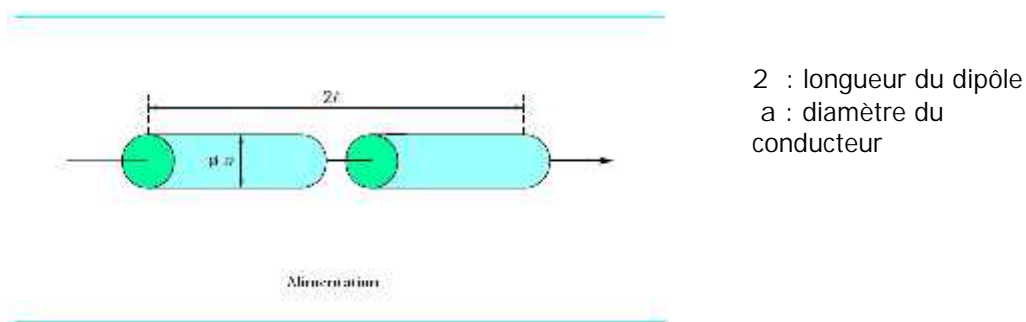


Fig.I.3 Exemple d'un dipôle simple

- 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...

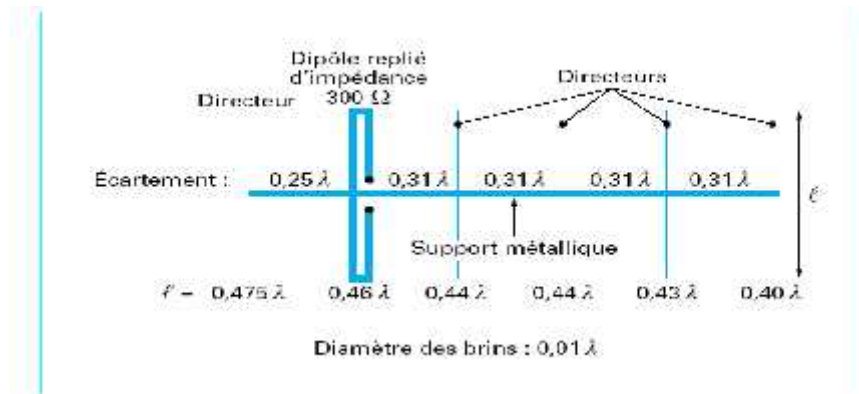


Fig.I.4 Exemple d'une antenne Yagi

- 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.

I.5. Réseaux d'antennes

I.5.1. 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 fixée et elles sont généralement fixées sur un même support.

Parmi les réseaux les plus répandus, 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 $\{\alpha_n\}$ et de co-élévation $\{\beta_n\}$ 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.

I.5.2. Technologie des réseaux d'antennes

Dans le cas du radar, le capteur consiste 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 sismologie ...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 :

$$T_{\min} = \frac{2P_{\max}}{c} \quad (1.2)$$

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

La largeur maximale de l'impulsion est limitée maximalelement par

$$t_{\max} = \frac{2r_d}{c} \quad (1.3)$$

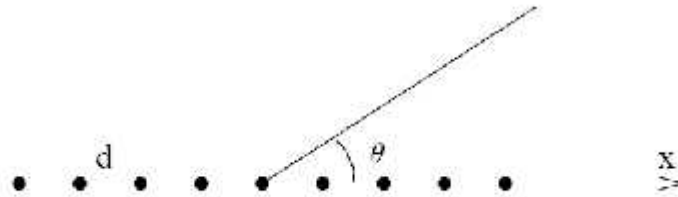
Où r_d est la rangée de capacité de discriminer entre deux cibles

I.5.3. Différentes géométries des réseaux

Les rangées 1D s'appelle également rangées linéaires. Elles peuvent être classifiées selon l'espacement entre ses éléments en :

- Rangées linéaires uniformes, ULA (Uniform linear array).
- Rangées linéaires non uniformes

I.5.3.1. les réseaux 1D :



Figl.5 : Rangée linéaire uniforme (ULA)

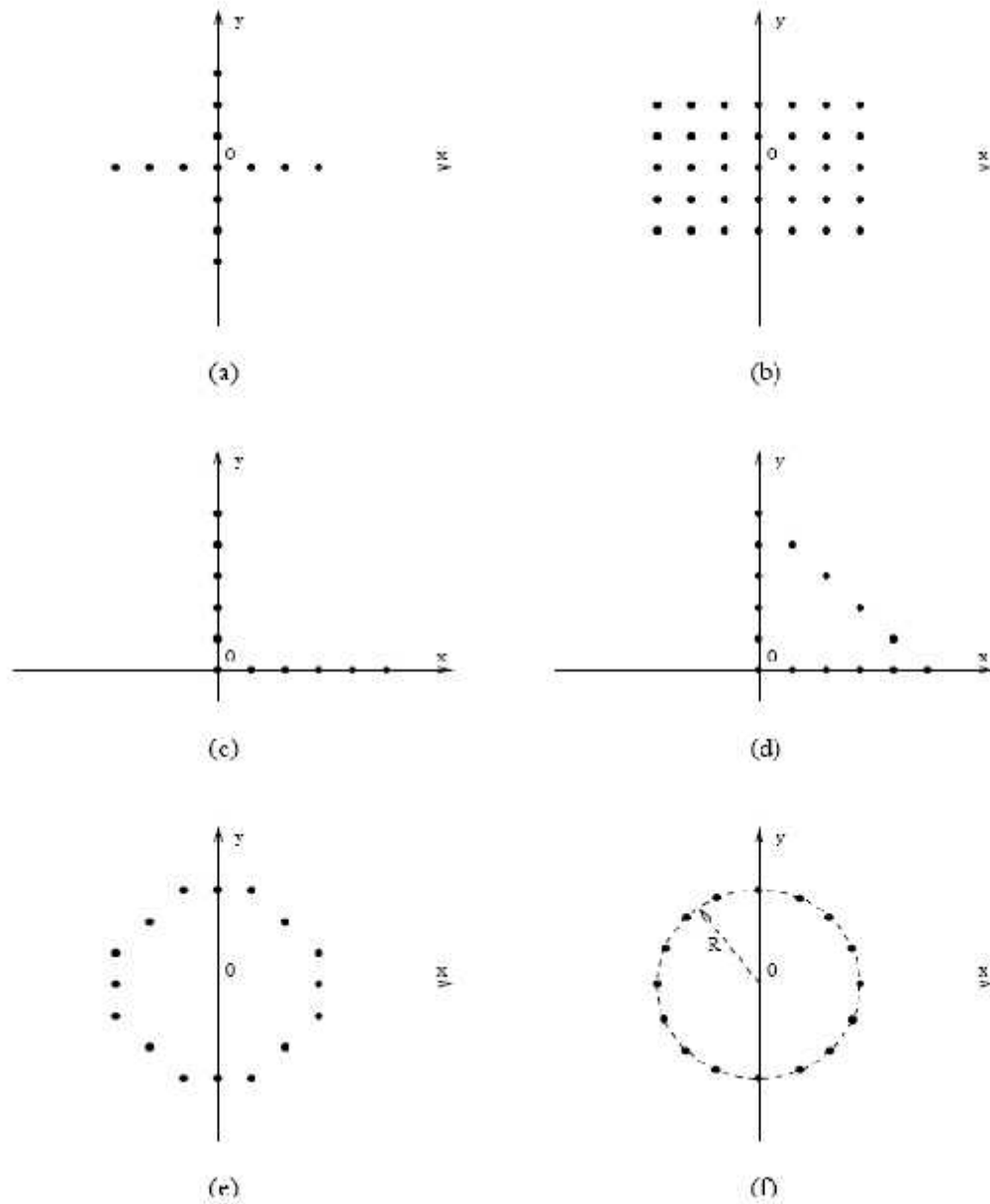
ULA est la géométrie la plus répandue de rangées due à la simplicité de son algorithme d'estimation de DOA. (fig.I.2), sachant que d est l'espacement entre deux éléments adjacents. Pour éviter l'apparition d'autres lobes primaires, la distance d doit être inférieur ou égal à $\frac{\lambda_{\min}}{2}$ où λ_{\min} est la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée de fonctionnement de l'ULA.

I.5.3.2.les réseaux 2D

Les rangées 2D peuvent prendre deux formes :

- Régulière
- Irrégulière

Les rangées 2D régulières les plus usuelles sont représentées dans la figure suivante :



Figl.6. les rangées 2D

(a) rangée croisée	(b) rangée rectangulaire	(c) rangée L
(d) rangée triangle droit	(e) rangée octogonale	(f) rangée circulaire

Les rangées 2D irrégulières prennent une géométrie arbitraire qui ne s'adapte avec aucune de ces formes régulières.

Contrairement aux rangées 1D, l'ambiguïté entre deux DOAs est réduite en réseaux 2D

I.5.3.3. les réseaux 3D

Généralement, les rangées 3D les plus utilisées sont les rangées cylindriques, et sphériques ; qui possèdent la particularité d'éliminer totalement l'ambiguïté entre deux DOAs.

Conclusion

Dans ce chapitre on fait une petite introduction à la notion de localisation angulaire et le concept des réseaux d'antennes. Dans ce qui suit, on reviendra encore une fois au concept de réseau et on examinera le modèle du signal et du bruit. Nous introduirons également les méthodes classiques de détermination de la direction d'arrivée se basant sur la technique du beamformer ainsi que sa dérivée, une technique améliorée portant le nom de Capon. Ces deux méthodes se basent sur l'estimation de la puissance pour la détermination de l'information concernant l'angle d'arrivée, la forme d'onde etc. La dernière technique « MUSIC » peut être classée comme une méthode haute résolution par rapport aux deux premières, du fait qu'elle présente une meilleure résolution.

II.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 des variables de détection et d'estimation, il est nécessaire d'abord de comprendre la nature des signaux et du bruit que le réseau ou la rangée d'antenne désire le recevoir.

Dans des situation de capture active tel 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 réfléchié 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.

Encor 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 perturbations tel 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 au réseaux. Ceci est aussi bien que les signaux brouilleurs pouvant générer une interférence cohérente. Dans tous ces cas, les signaux arrivant aux réseaux peuvent être vus comme aléatoires, 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.

II.2. 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 terme 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 :

$$s_r(t) = \sqrt{p} \cos(w_0 t + W(t) + \theta) \quad (2.1)$$

est le signal porteur actuel modulé en phase avec facteur de phase θ , sa représentation complexe est :

$$\tilde{S}(t) = \sqrt{P} e^{j(w_0 t + W(t) + \theta)} \quad (2.2)$$

Il est claire que,

$$s_r(t) = \text{Re}[\tilde{S}(t)] \quad (2.3)$$

et

$$s(t) = \sqrt{P} e^{j(W(t) + \varphi)} \quad (2.4)$$

est connue comme étant la bande de base de l'enveloppe complexe réduite du signal réel $s_r(t)$. Ainsi, seul 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 de très loin du réseau alors ils peuvent être modélés comme des ondes planes uniformes porteuse d'information. Si ces ondes avancent à travers un milieu non dispersif qui introduit seulement des retard de propagation, la sortie de n'importe quel autre élément du réseau peut être présenté par une avance de temps ou un retard de 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 bandes. De plus tous ces signaux peuvent être incorrélés, corrélés ou cohérents avec n'importe quel autre. En particulier, pour deux signaux conjointement stationnaires $s_i(t)$, $s_j(t)$, soit \dots_{ij} représentant leur coefficient de corrélation.

Par définition

$$\dots_{ij} = \frac{E[s_i(t)s_j^*(t)]}{\sqrt{E[|s_i(t)|^2]E[|s_j(t)|^2]}} \quad (2.5)$$

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

- $\dots_{ij} = 0 \Rightarrow s_i(t), s_j(t)$ sont incorrélés
- $0 \leq |\dots_{ij}| \leq 1 \Rightarrow s_i(t), s_j(t)$ sont corrélés
- $|\dots_{ij}| = 1 \Rightarrow s_i(t), s_j(t)$ sont cohérents

(2.6)

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

$$s_j(t) = \Gamma s_i(t) \quad (2.7)$$

Où Γ 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 incorrélés (indépendant dans le cas Gaussien) et des processus identiques, c à d, si $s_i(t)$ et $s_j(t)$ représentent le $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ bruit du capteur, alors

$$E[s_i(t)s_j^*(t)] = \Gamma^2 u_{ij} \quad (2.8)$$

Où Γ^2 représente la puissance de bruit commune à tous les capteurs.

II.3. Introduction au traitement d'antenne

II.3.1. coordonnées d'un signal dans l'espace

Les coordonnées sont des ensembles de nombres qui décrivent une position, qui peut se référer à une ligne, une surface ou, à l'espace. Latitude, longitude, ascension droite, déclinaison, chacune est un système de coordonnées à la surface d'une sphère terrestre ou céleste.

Deux systèmes sont généralement utilisés pour décrire un signal dans l'espace :

- le système de coordonnées cartésiennes
- le système de coordonnées sphériques.

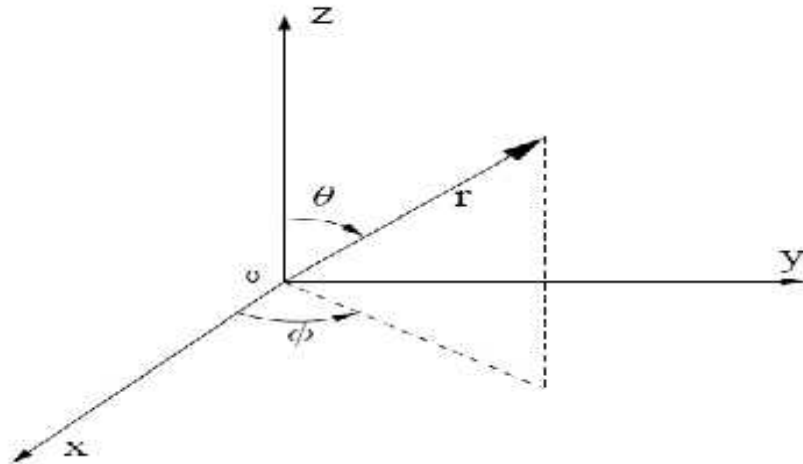


Fig.II.1. Systèmes de coordonnées cartésiennes et sphériques

Comme le montre la fig.II.1, Le système de coordonnées cartésiennes est un système de coordonnées orthogonal, utilise x , y et z comme la répartition spatiale des variables pour préciser n'importe quel point dans l'espace.

Dans certaines applications, le système de coordonnées sphériques est plus approprié à utiliser, car, il désigne n'importe quel point d'espace par sa distance r de l'origine.

L'angle d'azimut ϕ est donné par rapport à l'axe des x et l'angle θ , à l'égard de l'axe z .

Les coordonnées dans les deux systèmes sont données par

$$x = r \sin \theta \cos \phi$$

$$y = r \sin \theta \sin \phi$$

$$z = r \cos \theta$$

Avec le temps (t) étant la quatrième dimension, un signal en 3-D de place peut être désignés comme $s(x, y, z, t)$ dans le système de coordonnées cartésiennes, ou $s(r, \theta, \phi, t)$ dans système de coordonnées sphérique. Par souci de simplicité, le vecteur de représentation est également utilisé.

Désignons les trois vecteurs unitaires dans les axes de coordonnées cartésiennes comme I_x, I_y, I_z . Ils ont les propriétés suivantes :

$$\begin{aligned} I_x \cdot I_x &= I_y \cdot I_y = I_z \cdot I_z = 1 \\ I_x \cdot I_y &= I_x \cdot I_z = I_y \cdot I_z = 0 \\ I_x \times I_y &= I_z \end{aligned}$$

En utilisant le vecteur de représentation, $s(x, y, z, t)$ est écrit $s(\vec{x}, t)$, tel que $\vec{x} = x\vec{I}_x + y\vec{I}_y + z\vec{I}_z$.

II.3.2. Signaux dans l'espace et le temps

La propagation du signal $s(\vec{x}, t)$ obéit à l'équation donnée par :

$$\frac{\partial^2 s}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 s}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 s}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 s}{\partial t^2} \quad (2.9)$$

Où c est la vitesse de propagation du signal. On suppose que le signal propage dans le même milieu et c est toujours une constante. Par exemple, la vitesse d'onde acoustique en air sec sous la température normale est approximativement 343 m/s.

Supposons $s(\vec{x}, t)$ est une onde plane monochromatique ayant la formule d'un complexe exponentiel

$$s(\vec{x}, t) = Ae^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{x})} \quad (2.10)$$

Où $j = \sqrt{-1}$ et w est la pulsation du signal, et \vec{k} est un vecteur nommé comme vecteur de numéro d'onde, et a une amplitude $|\vec{k}| = \frac{2f}{\lambda}$.

En remplaçant (2.10) en (2.9)

$$k_x x + k_y y + k_z z = C \quad (2.11)$$

Où C est une constante. Ainsi, tant que l'équation (2.11) est satisfaite, un signal avec la forme donnée (2.10) est une solution à l'équation d'ondes. L'équation (2.11) définit un plan d'une phase constante. A un point quelconque sur l'avion, le signal $s(\vec{x}, t)$ a le même retard en phase donné par $\vec{k} \cdot \vec{x}$.

En définissant $\vec{r} = \frac{\vec{k}}{w}$, (2.10) peut aussi être écrite comme,

$$s(\vec{x}, t) = A e^{jw(t - \vec{r} \cdot \vec{x})} \quad (2.12)$$

Où $\vec{r} \cdot \vec{x}$ correspond au retard dans le temps.

Puisque l'équation d'ondes (2,1) est une équation linéaire et un signal arbitraire peut être représentée par une intégrale d'exponentielles complexes en utilisant la théorie de Fourier, on peut conclure qu'un signal arbitraire

$$\begin{aligned} s(\vec{x}, t) &= \frac{1}{2f} \int_{-\infty}^{+\infty} S(w) e^{j(wt - \vec{k} \cdot \vec{x})} dw \\ &= \frac{1}{2f} \int_{-\infty}^{+\infty} S(w) e^{j(wt - \vec{r} \cdot \vec{x})} dw \end{aligned} \quad (2.13)$$

La satisfaction (2.11) est aussi une solution de l'équation de l'onde. Ici $S(\omega)$ le spectre Fourier du signal. Notez que $|r| = \left| \frac{\vec{k}}{\omega} \right| = \frac{1}{c}$, ainsi le retard de temps $\vec{r} \cdot \vec{x}$ est indépendant de ω , qui implique que tous les composants de fréquence ont le même retard de temps à n'importe quelle position particulière

II.3.3. Traitement de signal

A partir de (2.10), on peut écrire l'expression d'un signal à bande étroite sous la forme exponentielle complexe,

$$s(\vec{x}, t) = s(t)e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{x})} \quad (2.14)$$

La où $s(t)$ est un signal variant lentement dans le temps, si l'on compare avec sa porteuse $e^{j\omega t}$, c'est-à-dire, la largeur de bande de $s(t)$ est très inférieure à la fréquence centrale ω .

Le signal reçu est habituellement converti en bande de base, Ainsi, le terme $e^{j\omega t}$ dedans (2.14) Peut être négligé

$$x_n(t) = s(t)e^{j\vec{k}_n \cdot \vec{x}_n} = a_n s(t) \quad (2.15)$$

Où le \vec{x}_n dénote le vecteur de position du $n^{\text{ème}}$ élément du réseau, \vec{k}_n est le vecteur de nombre d'ondes lié à cet élément, et $a_n = e^{j\vec{k}_n \cdot \vec{x}_n}$

Pour un réseau d'antennes de N éléments, le signal reçu peut être écrit sous forme matricielle,

$$x(t) = a s(t) \quad (2.16)$$

Ou a est le vecteur de direction, donné par $a = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$.

Soit Q , $Q < N$, le nombre des signaux reçus par un réseau d'antennes

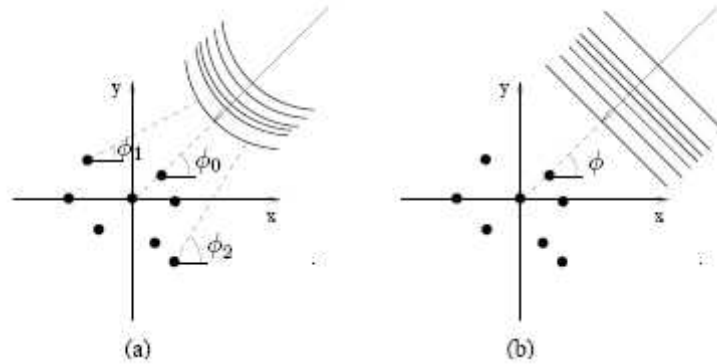


Fig.II.2 : (a) champ proche (b) champ lointain

Le vecteur (2.16) devient,

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{q=1}^Q a_q s_q(t) \\ &= As(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Où $s_q(t)$ dénote le $q^{\text{ème}}$ signal entrant, et a_q est son vecteur de direction.

$A = [a_1, a_2, \dots, a_Q]$ est la matrice de direction, et $s(t)$ est le vecteur du signal.

En présence du bruit additif, le signal reçu par le réseau devient,

$$x(t) = As(t) + n(t) \quad (2.18)$$

II.4. Technique conventionnelle

Traditionnellement, la puissance de sortie du réseau est évaluée comme une fonction d'angle d'arrivée sous de variables 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 (fig.II.3)

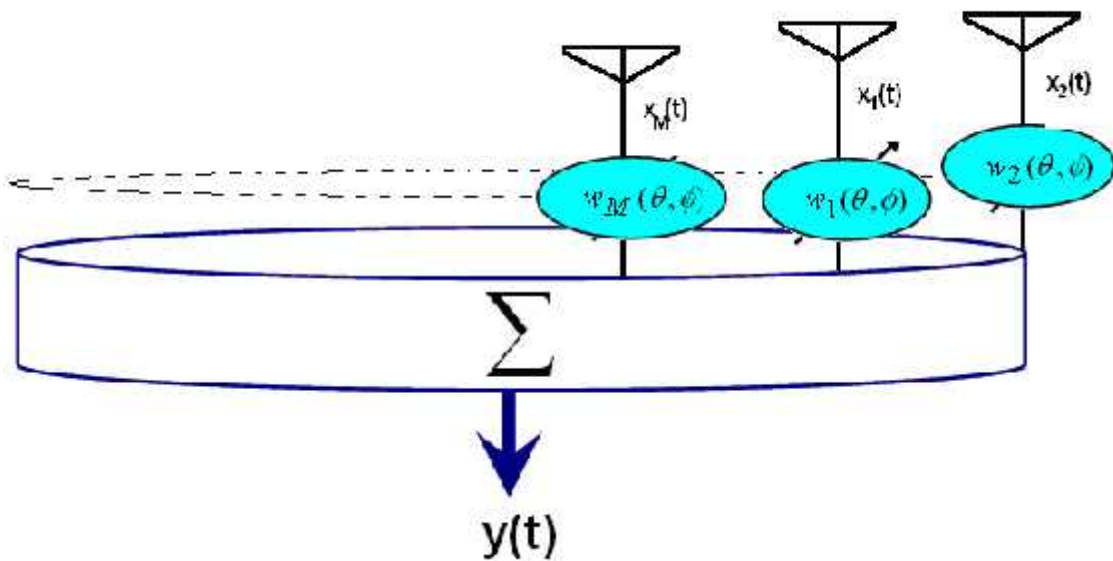


Fig.II.3 : Schéma de traitement d'une rangée d'antenne en utilisant des facteurs pesés

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.19)$$

D'où

$$w = [w_1(\check{S}), w_2(\check{S}), \dots, w_M(t)] \quad (2.20)$$

est le vecteur de pesée, et

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)] \quad (2.21)$$

est le vecteur observé de donnée.

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

$$P(w) = E[|y(t)|^2] = w^H E[x(t)x^H(t)]w \quad (2.22)$$

Où

$$R = E[x(t)x^H(t)] \quad (2.23)$$

Représente une matrice (MXM) de covariance de sortie de du réseau. Noter que R est toujours définie positive.

II.5. Estimation de la direction d'arrivée (DOA)

Il existe différents types de techniques pour l'estimation de l'angle d'arrivée (DOA) d'un signal radar, qui est le type de signal qui nous intéresse, avec chacune de ces méthodes on peut déterminer plusieurs paramètres ou d'informations concernant la cible détecter, ces techniques qui nécessitent, notamment l'utilisation d'un groupement d'antennes, sont utilisées pour la détection des signaux multiple.

II.5.1.Méthodes de base :

II.5.1.1. 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.

Similaire 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.

II.5.1.2. 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 fixe dans la direction de regard.

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

II.5.1.3. la transformée de Fourier spatiale :

Le transformée de Fourier est la première méthode qui a été utilisée pour détecter les angles d'arrivées des signaux. Le principe est de réaliser la transformée de

Fourier dans l'espace des signaux reçus. Si on trace cette fonction pour une onde donnée, on obtiendra un pic d'énergie pour la direction dans laquelle se situe la source, donc dans le cas de la superposition de plusieurs ondes on a des pics pour chaque DOA. Cette technique nécessite de prendre de nombreux capteurs si on veut arriver à des résultats précis. **Mehrdad Soumekh** montre qu'on arrivera à séparer deux ondes planes d'angles θ_1 et θ_2 si :

$$|\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2)| > \frac{\lambda}{2Md} \quad (2.24)$$

Si ces techniques ont longtemps été utilisées pour détecter des sources, en particulier dans les domaines des radars et des sonars, elles n'offraient pas des précisions suffisantes et il a rapidement fallu faire appel à des techniques plus puissantes. Ainsi détecter une source avec un réseau de 8 capteurs permet d'avoir une précision de l'ordre de 30 degrés.

Dans les années 80 ont donc été développées les méthodes à haute résolution permettant d'avoir des précisions beaucoup plus importantes. En effet si Fourier nous permet de déterminer les angles en parcourant une courbe formée d'autant de points que de capteurs, les méthodes haute résolution ont un pas qui peut être aussi faible que désiré.

Les figures II.4 et II.5 nous montrent l'allure des spectres obtenus pour une

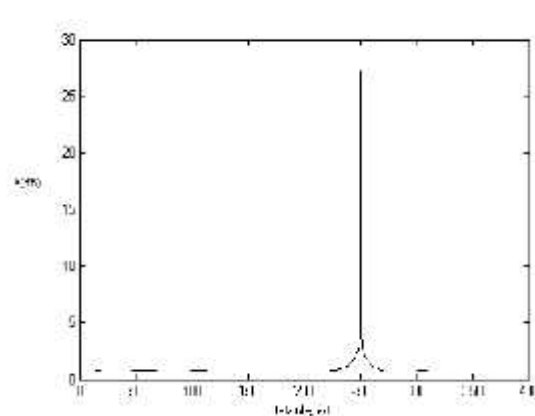
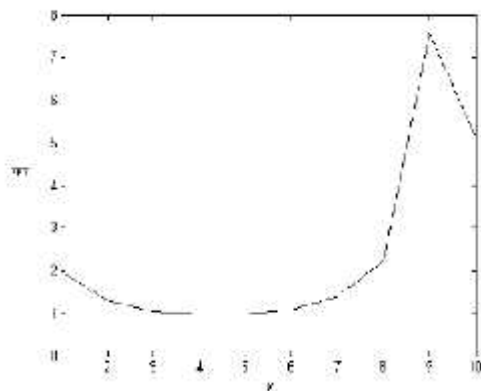


Fig.II.4 : spectre Fourier (1 source 10 capteurs) Fig.II.5 : spectre MUSIC (1 source 10 capteurs)

II.5.2. 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.

C'est **Pisarenko** qui a eu l'idée en 1973 d'exploiter les données le matrice d'autocorrélation, en montrant que la plus petite valeur propre correspondait au bruit, ce qui permettait de faire une décomposition de l'espace et de déduire les angles.

A partir de là deux méthodes on été développées, la méthode MUSIC et la méthode ESPRIT, elles sont très largement utilisées dans de nombreuses applications

II.5.2.1. La méthode MUSIC (Multiple Signal Classification)

II.5.2.1.1. La version de base

Bien que son algorithme présenté par Schmidt ait été largement répandu avec un ULA, il peut également être employé avec un UCA. Comme pour la méthode de Capon, cette approche marche exclusivement pour des sources décorréelées.

Le spectre de MUSIC est donné par

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H a}{a^H (W) E E^H a(W)} \quad (2.25)$$

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

II.5.2.1.2. Les améliorations apportées à MUSIC

Différentes versions ont été développées pour faire face à différents problèmes de la version de base de MUSIC et pour répondre à certaines conditions particulières.

- **Root-MUSIC :**

Cette technique a pour objectif de décorréler les signaux. Si les signaux sont parfaitement décorrélés, la matrice R_x est diagonale et dans ce cas R est centro-hermitienne ce qui équivaut à : $R_{x\text{root}} = J R_x^H J$ avec J matrice d'échange contenant des zéros partout sauf sur son antidiagonale qui est à 1.

On applique donc MUSIC avec une nouvelle matrice d'autocorrélation $R_{x\text{root}}$ construite comme la moyenne de deux matrices:

$$R_{x\text{root}} = \frac{1}{2}(R_x + J R_x^H J) \quad (2.26)$$

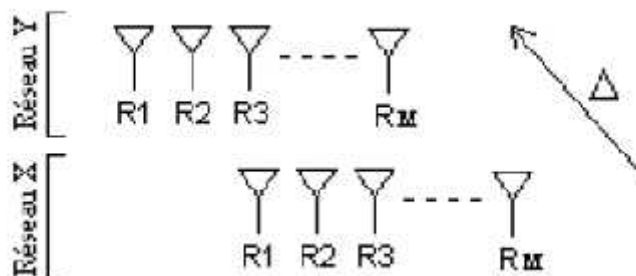
- **Cyclic-MUSIC :**

La méthode cyclique a été développée ces derniers temps avec la découverte des phénomènes de cyclostationnarité. En effet il a été montré que dans tous les signaux créés par l'homme, on arrive à retrouver des phénomènes cycliques. En tenant compte de ces événements cycliques, on arrive à créer de nouveaux paramètres dans l'équation de MUSIC ce qui augmente le nombre d'inconnues pouvant être trouvées. Ainsi au lieu de $M-1$ DOAs avec MUSIC, cyclic-MUSIC permet de résoudre $2M-1$ DOA, ce qui équivaut à doubler virtuellement le nombre de capteurs.

Ces techniques essaient d'améliorer la décorrélation des sources, bande étroite en se basant sur les périodicités intrinsèques des différents signaux émis.

II.5.2.2. La méthode ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)

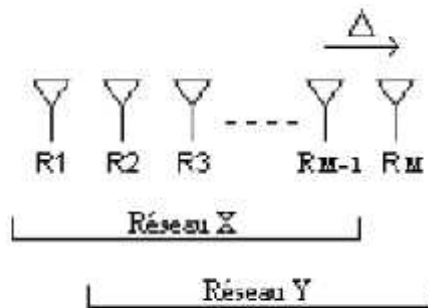
Esprit calcule les DOAs par rapport à un déplacement du réseau linéaire. On travaille avec deux réseaux d'antennes X et Y identiques déplacés d'un vecteur Δ , et on obtient la mesure des angles par rapport à la direction de Δ .



□

Figl.6 : décomposition en 2 sous réseaux

En général le plus simple est de ne travailler qu'avec un seul réseau de M antennes que l'on décompose en deux sous réseaux X et Y de dimension M-1, correspondant alors à l'écart entre deux antennes.



FigI.7: La décomposition utilisée en pratique

Swindlehurst a prouvé que l'algorithme d'ESPRIT original appliqué à UCA par l'algorithme échoue quand plus d'une source sont présente.

Par conséquent, des modifications spéciales doivent être effectuées, si on veut employer l'ESPRIT avec un UCA.

- **UCA-ESPRIT**

Mathews et **Zoltowski** avaient proposé l'algorithme d'UCA-ESPRIT basé sur le concept du rapport récursif des fonctions de Bessel:

$$J_{m-1}(s) + J_{m+1}(s) = \frac{2m}{s} J_m(s) \quad (2.27)$$

L'avantage principal d'UCA-ESPRIT par rapport à l'ESPRIT originale, est sa capacité de fournir automatiquement de bonnes estimations de θ et w .

Cependant, dans un cas de non cohérence, le nombre maximum des sources qui peuvent être résolues est $M-1$.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a voulu introduire quelques notions de base de traitement d'antenne ainsi que les outils qui seront utilisées dans les chapitres suivants.

On a d'abord présenté une introduction au traitement d'antenne pour la détection de signaux multiples, passant aux premières méthodes de localisation de sources dites à faible résolution, c'est les méthodes Beamformer, et Capon. Ces méthodes simples à implémenter sont peu coûteuses en terme de temps de calcul. Elles seront utilisées dans le quatrième chapitre pour l'estimation des directions d'arrivée des sources.

Ensuite, on a présenté, une des technique haute résolution faisant partie des méthodes du sous espace, portant le nom de MUSIC (**M**ulti **S**ignal **C**lassification), cette méthode présentant une résolution nettement supérieur par rapport aux méthodes conventionnelles, se basant sur le filtrage spatiale, elle sera étudiée dans le cas où on est en présence de signaux incorrélés.

III. Introduction

Ces dernières années, le problème d'estimation de la direction d'arrivée des signaux multiples à bande étroite a suscité une attention considérable. Cependant, jusqu'ici, la plupart des algorithmes rapportés sont basés sur les rangées linéaires uniformes (ULA) et les rangées rectangulaires uniformes (URA), contrairement au réseaux circulaires, et cela se rapporte à la complexité de l'estimation de DOA, surtout, dans les cas où les signaux sont corrélés.

Les rangées circulaires uniformes sont favorisées dans beaucoup d'applications d'estimation de DOA parce qu'elles peuvent rapporter des estimations en 2D, ainsi, leurs structures symétriques fournissant un faisceau presque invariable pour les 360° sur le plan azimutal.

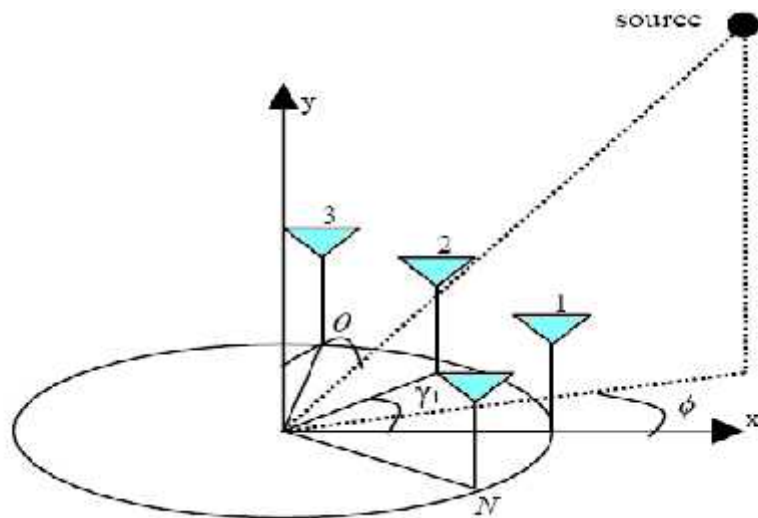


Fig.III.1. Géométrie d'une rangée circulaire uniforme

La figure (Fig.III.1) montre la géométrie d'une rangée circulaire uniforme de N

éléments omnidirectionnels, ou $x_n = \frac{2fn}{N}$, et w sont les angles de site et d'azimut mesurés à partir de l'axe de y et de x , respectivement.

III.1. Estimation de DOA en utilisant des réseaux circulaires

L'objectif du traitement d'antenne est de déterminer à partir des signaux reçus pendant un intervalle de temps de durée finie, sur un ensemble de capteurs constituant un réseau, des paramètres caractérisant les sources rayonnantes situées dans un milieu de propagation donné.

Pour un scénario à bande large, de K sources empiétant sur le UCA. Ces sources sont situées dans le champ lointain du UCA de sorte que la prétention d'onde plane se tienne à tous les éléments de rangée. Les signaux reçus par la rangée sont d'abord divisés en sous trame. En utilisant une banque de l filtres passe-bande, chaque trame de données est alors décomposée en l composant de bande étroite.

Considérant une collection circulaire qui consiste en :

- M capteurs identiques,
- K source de signal : $s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)$,
- La direction d'arrivée de l'onde issue de chaque source « 1, « 2, « ..., « K
- Soient, w_1, w_2, \dots, w_{360} Les angles d'observation en azimut
- Soient x_n l'angle d'azimut correspondant au $n^{\text{ème}}$ élément, $n = 1, 2, \dots, M$

Où la puissance des signaux d'arrivée est donnée par :

$$P_k = E[|s_k(t)|^2] , \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3.1)$$

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 dépend uniquement de l'espacement entre les capteurs en question et de l'angle d'arrivée

de l'onde plane, et est indépendant de la variable temporel. Cependant ceci n'est pas le cas dans une situation en large bande.

On suppose dans cette étude qu'aucun de ces signaux n'est cohérent. Comme c'est déjà vu dans (2.15), Les signaux reçus au $i^{\text{ème}}$ capteur peuvent être écrits comme

$$x_i(t) = \sum_{n=1}^K s_n(t) e^{j\vec{k}\vec{x}_n} + n_i(t) \quad (3.2)$$

Où $n_i(t)$ représente un bruit additif au $i^{\text{ème}}$ capteur .

On suppose aussi, que les signaux et les bruits sont stationnaires, des processus aléatoires incorrélés, et plus comme dans (2.6) les bruits sont supposés incorrélés et identiques entre eux-mêmes avec une variance commune σ^2 . On peut récrire (3.2) sous la forme

$$x(t) = \sum_{n=1}^K a(w_n) s_n(t) + n(t) \quad (3.3)$$

De (3.3) le signal de sortie du réseau est donné par

$$\Rightarrow x(t) = As(t) + n(t) \quad (3.4)$$

$s(t)$ est le vecteur ($K \times 1$) source de signal, où

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \quad (3.5)$$

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

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (3.6)$$

A est la matrice de direction de dimension $(M \times K)$, constituant de K vecteurs de direction $a(w)$ où

$$A = [a(w_1), a(w_2), \dots, a(w_K)] \quad (3.7)$$

Avec

$$a(w) = [e^{jw \frac{r \cdot \vec{r}_1}{c}}, e^{jw \frac{r \cdot \vec{r}_2}{c}}, \dots, e^{jw \frac{r \cdot \vec{r}_K}{c}}]^T \quad (3.8)$$

D' où r est la distance entre les éléments et le centre de la circonférence du réseau, \vec{r}_k est le vecteur de coordonnées de $k^{\text{ème}}$ élément du UCA, et c la vitesse de propagation des ondes.

En utilisant le système de coordonnées défini dans la FigIII.1, l'équation (3.8) peut être écrite sous la forme

$$a(w_i) = \left[e^{j \frac{j2fr}{c} \sin \theta_i \cos(\omega_i - \alpha_1)}, e^{j \frac{j2fr}{c} \sin \theta_i \cos(\omega_i - \alpha_2)}, \dots, e^{j \frac{j2fr}{c} \sin \theta_i \cos(\omega_i - \alpha_n)} \right] \quad (3.9)$$

Avec $\alpha_n = \frac{2fn}{M}$ pour $n = 1, 2, \dots, M$

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

$$R = [x(t)x^H(t)] \quad (3.10)$$

Possède la forme

$$R = AE[s(t)s^H(t)]A^H + E[n(t)n^H(t)] \quad (3.11)$$

$$\Rightarrow R = AR_sA + \sigma^2 I \quad (3.12)$$

Noté que R est définie positive

$$R_s = E[s(t)s^H(t)] \quad (3.13)$$

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 $a(w_1), a(w_2), \dots, a(w_K)$, A est aussi de rang K , ceci implique que la matrice non négative définie AR_sA est aussi de rang K

III.2. Méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée DOA

III.2.1. Méthodes à faible résolution

III.2.1.1. Méthode de beamformer

Consiste à estimer la puissance reçue au niveau du réseau. Dans une scène d'une cible unique, cet estimateur mesure la puissance actuelle en scannant le long de la vraie direction d'arrivée, résultant en un seul pic dans cette direction.

Cependant ceci n'est pas vrai, dans une scène multi-cibles incorrélatées et les contributions d'une source peuvent biaiser la sortie de l'estimateur le long d'autres directions d'arrivée. Ceci cause un déplacement du pic des vraies directions d'arrivée vers d'autres.

Comme son nom indique, les poids de la sortie du réseau, sont choisis pour être des facteurs de phase requis, afin de diriger le réseau le long d'une direction spécifique.

$$W_B = a(w) = [e^{jw \frac{r_1 \bar{r}_1}{c}}, e^{jw \frac{r_2 \bar{r}_2}{c}}, \dots, e^{jw \frac{r_K \bar{r}_K}{c}}]^T \quad (3.14)$$

Ainsi, la sortie du réseaux est donnée par

$$y(t) = w^H x(t) = a^H(w) x(t) \quad (3.15)$$

En utilisant (2.22), la puissance de sortie est donnée par

$$P_B = E[|y(t)|^2] = a^H(w) R a(w) \quad (3.16)$$

III.2.1.2. Méthode de Capon

La puissance de sortie de la rangée, contient la contribution du signal désiré le long de la direction de balayage, bien aussi que celle indésirés d'autres directions d'arrivée.

Pour minimiser les contributions de ces dernière, la puissance en sortie de la rangée et minimisée ici tant qu'on maintient le gain le long de la direction de balayage constant.

Le vecteur de pesé de cette méthode est donné par :

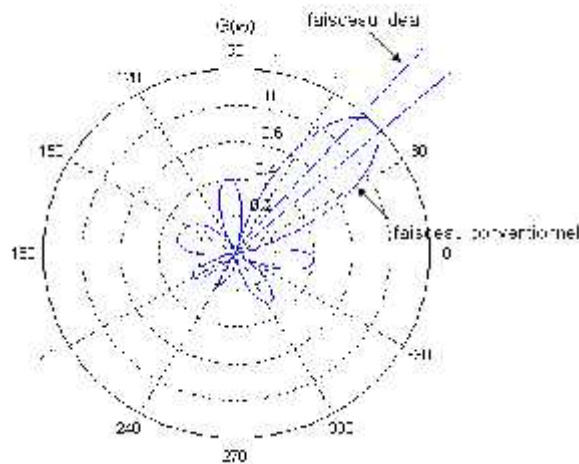
$$w_C = \frac{R^{-1} a(w)}{a^H(w) R^{-1} a(w)} \quad (3.17)$$

Et la puissance de sortie de la rangée prend la forme

$$P_c = \frac{1}{a^H R^{-1} a(w)} \quad (3.18)$$

Cette procédure parfois faussement prise sous le nom « de la méthode de maximum de vraisemblance » en raison de similitude sous la forme de cet estimateur à cela trouvée dans l'évaluation de probabilité maximale de l'amplitude d'une onde sinusoïdale de fréquence connue dans un bruit aléatoire.

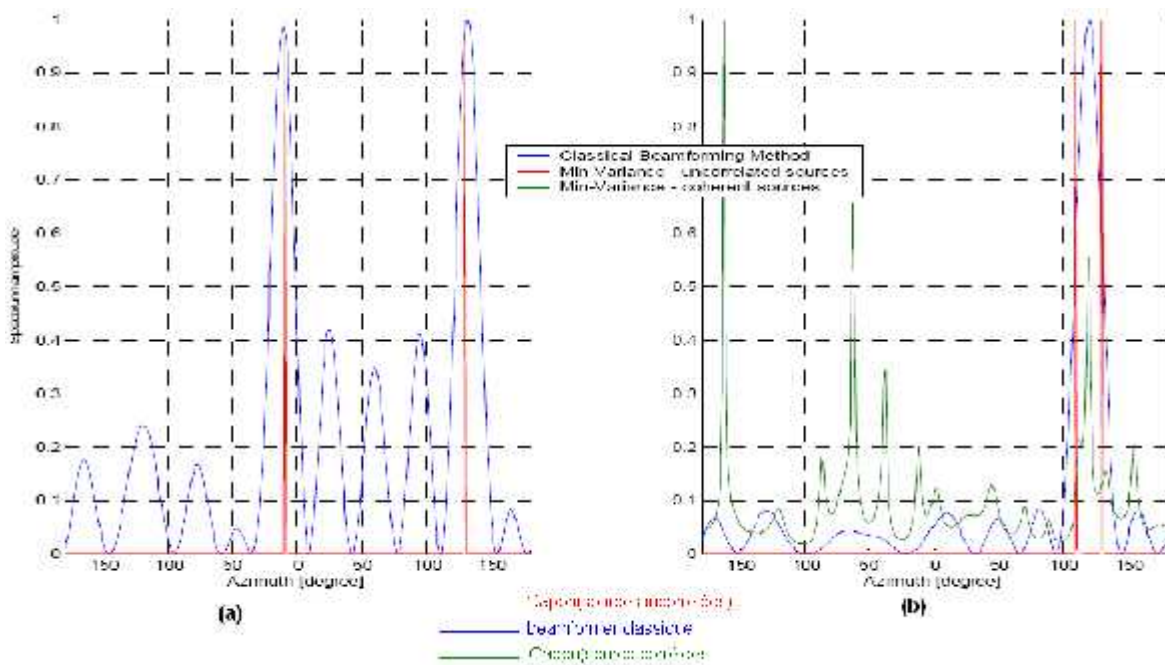
L'objectif de n'importe quel estimateur de puissance est de maintenir à sa sortie seulement la puissance arrivant de cette direction spécifique le long de laquelle la rangée est orientée. Ceci exige pour la rangée de rejeter tous les signaux de sources autres que celle présente le long de la direction de regard, tout impliquant que la forme de poids un filtre spatial avec une réponse exacte d'impulsion le long de la direction de regard (voir figIII.2). Ainsi tout en se dirigeant le long d'une direction spécifique, toutes les arrivées à la rangées le long de toute autre direction devient indésirable, et dans ce sens, elles représentent des directions dépendantes comme un signal bruit



FigIII.2 : le beamformer idéal

Par conséquence, un signal qui est désiré actuellement quand la direction de balayage coïncide avec sa direction d'arrivée, devient un signal indésirable tant que la rangée commence à se diriger le long d'une autre direction. Le degré de suppression dépend de l'angle de séparation entre la direction du signal à supprimer et la direction actuelle du regard, aussi bien que les seuils de puissance des signaux, la géométrie de la rangée, ...etc

III.2.1.3.Résolution des deux méthodes



FigIII.3.(a) : Sources à -10° et 130°

FigIII.3.(b) : Sources à 110° et 130°

La figIII.3 démontre la faible résolution de la méthode de Capon dans le cas des sources corrélées, ou étroitement espacées.

III.2.2. Méthodes à haute résolution

L'expression méthode haute résolution « HR » fera référence à un ensemble de technique dont les performances sont asymptotiquement illimitées. Plus précisément, une méthode HR est une méthode qui permet de mesurer des directions ou même des positions (en traitement d'antenne) ou des fréquences (en analyse spectrale) avec une erreur qui n'est limitée, idéalement, que par la durée d'observation.

Par idéalement il faut ici entendre que cette performance asymptotique ne sera atteinte que si la modélisation reste indéfiniment valable, ce qui, bien sur, n'est pas réaliste d'un point de vue pratique.

La dénomination HR s'est révélée rapidement avec l'arrivée d'un grand nombre de technique permettant d'améliorer la résolution. Il est noté que, bien que certaines techniques permettent d'atteindre une résolution asymptotique idéale infini, on ne s'intéressera qu'aux méthodes qui exploitent directement les signaux reçus par des capteurs (dans le cas d'antennes) ou des échantillons de signaux scalaires (dans le cas de l'analyse spectrale).

Ce choix est assez arbitraire, et l'on pourrait objecter que la distinction ne porte finalement que sur ce qui est appelé capteur sinon, les objectifs, les techniques, les modèles et les critères sont semblables.

III. 2.2.1. Les techniques basée sur les vecteurs propres

III.2.2.1.1. La méthode de MUSIC

Soient $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_K$ dénotant leurs K valeurs propre non nul, alors les M valeurs propre de R sont donnés par :

$$\lambda_k = \begin{cases} \mu_k + \sigma^2 & k = 1, 2, \dots, K \\ \sigma^2 & k = K + 1, K + 2, \dots, M \end{cases}$$

De plus soient $s_1, s_2, \dots, s_K, \dots, s_M$, représentent leur vecteurs propres associés. Alors,

$$R = \sum_{k=1}^M \lambda_k s_k s_k^H = B \Lambda B^H \quad (3.19)$$

où $B = [s_1, s_2, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_M]$ (3.20)

$$B B^H = I_M \quad (3.21)$$

Et

$$\Lambda = \text{diag} [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K, \sigma^2, \sigma^2, \dots, \sigma^2] \quad (3.22)$$

D'une autre part, pour n'importe quel $i > K$, de (3.14)

$$R s_i = \lambda_i s_i = \sigma^2 s_i \quad (3.23)$$

Mais

$$R s_i = (A R_u A^H + \sigma^2 I) s_i \quad (3.24)$$

Et l'ensemble implique

$$A R_u A^H s_i = 0 \quad (3.25)$$

Où

$$A^H s_i = 0 \Leftrightarrow s_i^H a(\check{s}_k) = 0, \quad K + 1 \leq i \leq M, 1 \leq k \leq K. \quad (3.26)$$

La dernière étape suit la propriété de rang complet de A et R . Etablie en mots, les vecteurs propres associés au valeurs propres répétées le 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 \dagger^2), l'ensemble forme un sous espace N dimension (M-K) de H, et à partir de (3.21) tout vecteur de direction associé à l'angle d'arrivée actuelle est orthogonale à ce sous espace.

Les K vecteurs de direction $a(\check{S}_1), a(\check{S}_2), \dots, a(\check{S}_K)$ 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.

Les K vecteurs de direction $a(\check{S}_1), a(\check{S}_2), \dots, a(\check{S}_K)$ 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.

$$H = S \oplus N \quad (3.27)$$

Où

$$S = \text{span}\{a(\check{S}_1), a(\check{S}_2), \dots, a(\check{S}_K)\} \quad (3.27a)$$

Et

$$N = \text{span}\{s_{k+1}, s_{k+2}, \dots, s_M\} \quad (3.27b)$$

Ainsi les pics de la fonction

$$P(\check{S}) = \frac{1}{\sum_{i=k+1}^M |s_i^H a(\check{S})|^2} \quad (3.28)$$

ou par équivalents les K zéros de la fonction

$$Q(\check{S}) = \sum_{i=k+1}^M |s_i^H a(\check{S})|^2 \quad (3.29)$$

Correspondent aux vraies directions d'arrivée, selon Schmidt, cette procédure est classée comme étant une technique de classification des signaux (MUSIC).

Les $M > K+1$ et ceux-ci restreint le nombre minimum d'éléments de capteurs requis, au moins un plus, que le nombre total des sources présentes dans la scène. Contrairement aux estimateurs discutés aux sections précédentes, $P(w)$ ici n'estime pas la puissance du signal associé avec chaque angle d'arrivée.

D'autre part, quand la moyenne d'ensemble R de la matrice de covariance de sortie de réseau est connue exactement sous les conditions de bruit identique et incorrélés, les pics de $P_{\check{S}}$, sont garantis correspondre aux vraies angles d'arrivées actuelles. Ainsi ces pics par rapport à $Q_{\check{S}}$, sont toujours distincts respectivement à la séparation actuelle entre les angles d'arrivée, en principe ces estimateurs peuvent résoudre des situations arbitrairement de cibles rapprochées (voir FigIII.4).

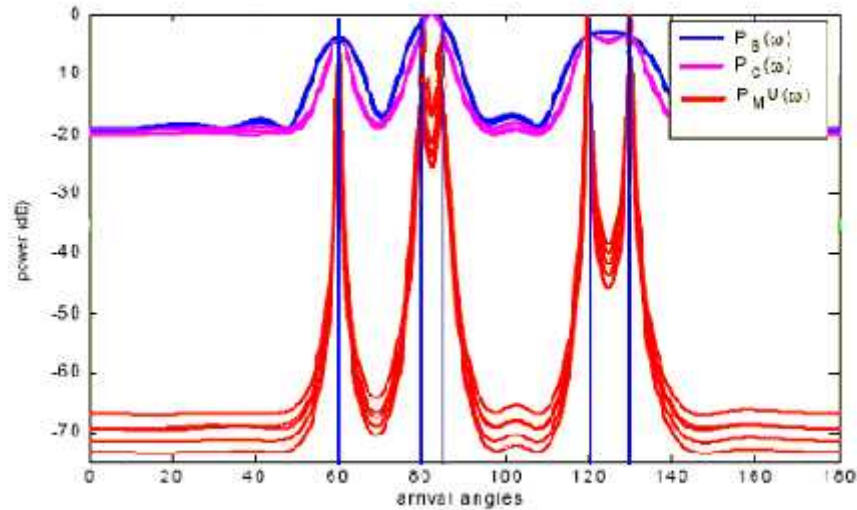


Fig II.4 : Comparaison entre les estimateurs Music, Beamformer et Capon avec un SNR=5db

Conclusion :

Ces méthodes ont été développées dans le cas des sources incorrélatées où le bruit au niveau des capteurs est supposé indépendant et identiquement distribué d'un capteur à un autre.

IV.1 introduction

On considère un réseau circulaire de M capteurs, et recevant K signaux à bande étroite représentant les K cibles détectées. On doit introduire les angles d'arrivée pour les différentes cibles, ainsi que les angles d'observation en azimut afin d'étudier l'erreur d'estimation dans le cas où les signaux sont incorrélés tous ça afin de tester la robustesse et la limite de l'algorithme. Sans oublier de faire varier le SNR_i (rapport signal sur bruit) d'entrée de chaque source ainsi que le nombre de capteurs tout en respectant les deux conditions suivantes :

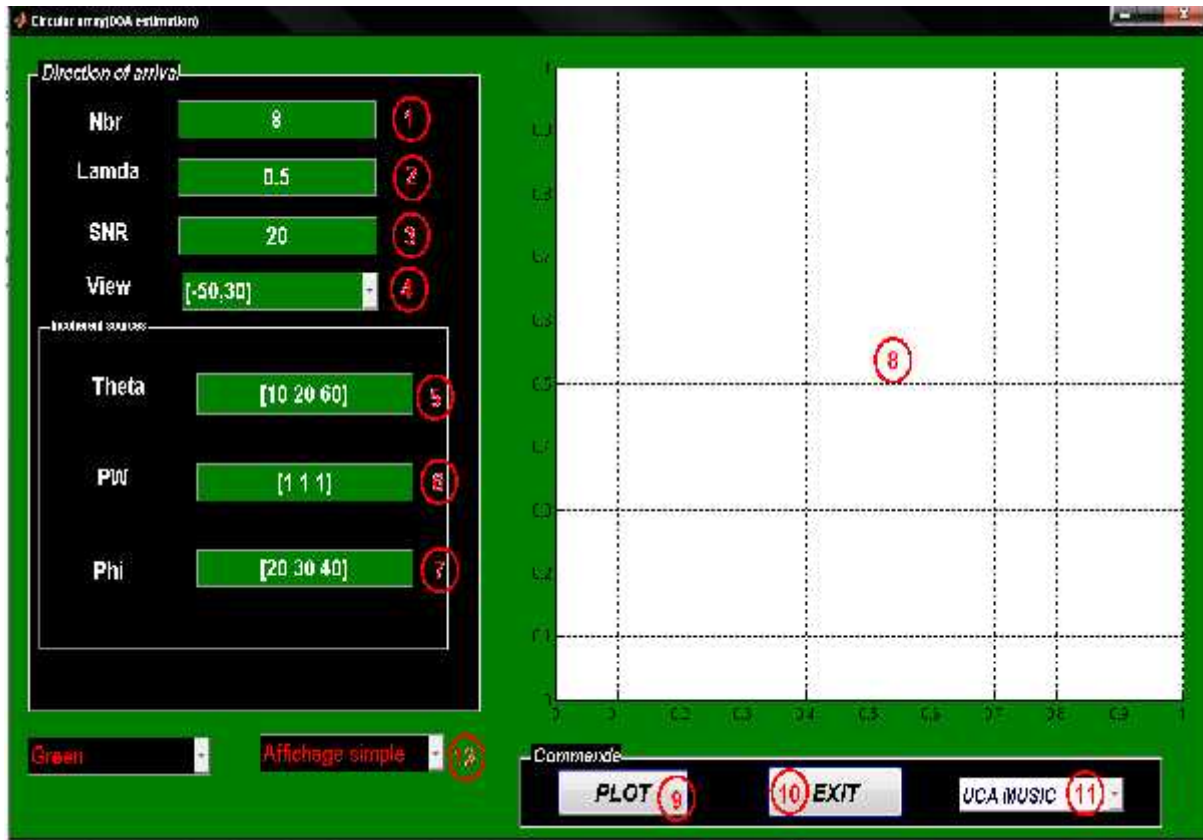
- L'espacement entre deux éléments adjacents doit être $\lambda/2$
- Pour ajuster cet espacement on doit respecter $r = \frac{M\lambda}{4f}$, d'où λ est la longueur d'onde et r le rayon de notre réseau.

IV.2. Désignation des paramètres utilisés

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

IV.3. Méthode de travail

Afin de simplifier notre tâche, on a vu que le meilleur moyen pour présenter notre simulation est de regrouper les programmes dans une interface (guide) représentée comme suit



FigIV.1. Interface réalisée par GUI

1. Nombre de capteurs
2. longueur d'onde
3. Rapport signal sur bruit
4. Paramètres du graphisme
5. Les angles d'arrivées des cibles
6. Puissance de chaque cible
7. les angles d'observation en azimut
8. Tracer des graphes
9. Fenêtre d'affichage
10. Quitter
11. Choix de la méthode d'estimation
12. Choix du mode d'affichage

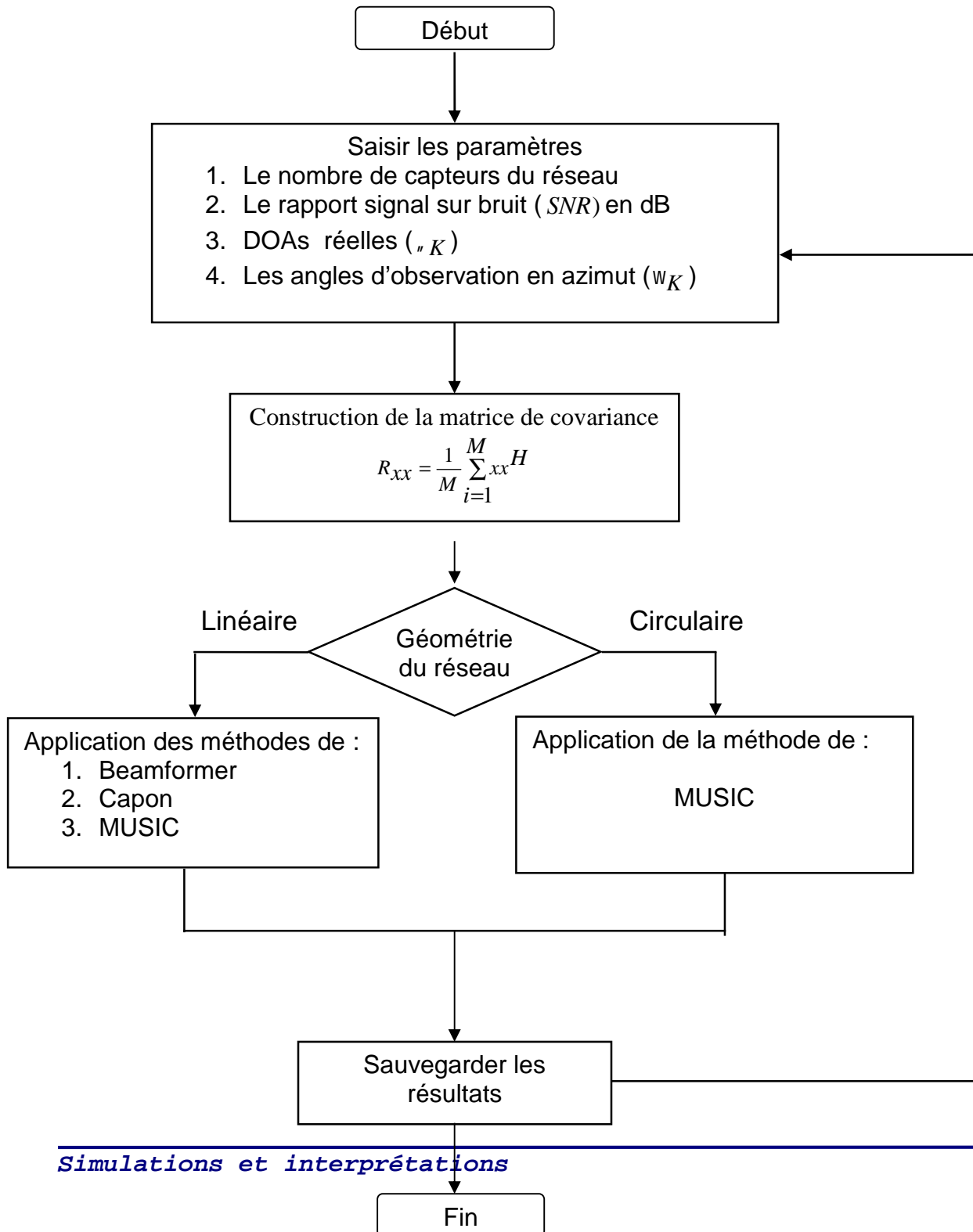
IV.3.1. L'organigramme

Le procédé de calcul des méthodes étudiées, se résume à trouver les propres caractérisant le sous espace source qui vont correspondre au valeur désiré de la DOA ou „ ainsi w et ceci après avoir calculé la matrice de covariance R_{xx} .

L'algorithme général est basé sur trois étapes suivantes :

- a- Calculer la matrice de covariance pour les deux méthodes.
- b- Appliquer les algorithmes d'estimation de DOA.

L'organigramme correspondant est donné par la suite :



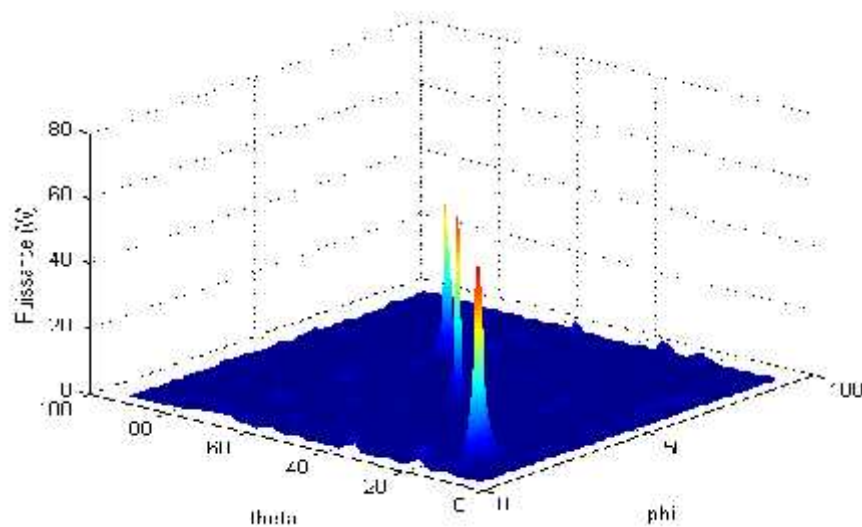
FigIV.2. Organigramme

IV.4. Simulations et interprétations

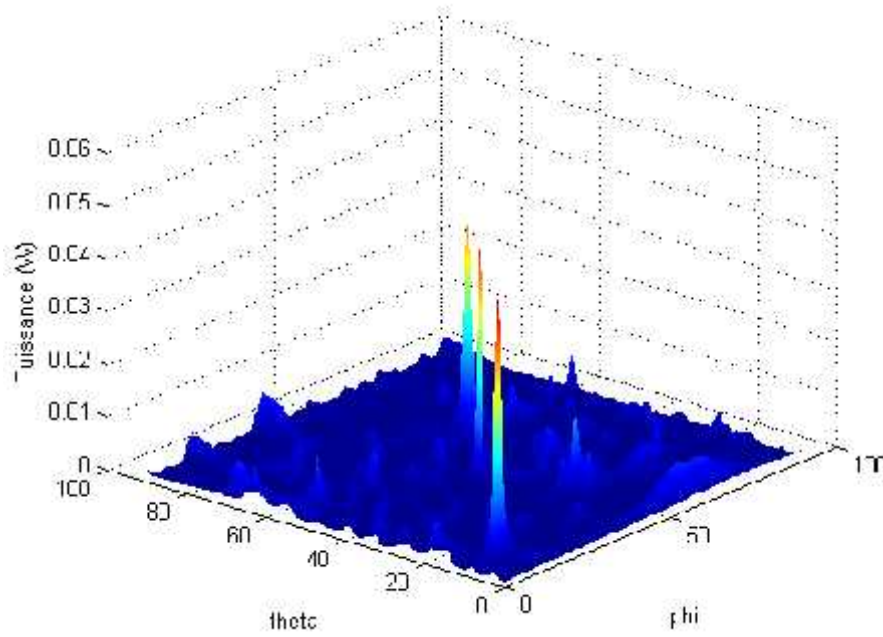
IV.4.1. Réseaux circulaires

Scénario 4.1 :

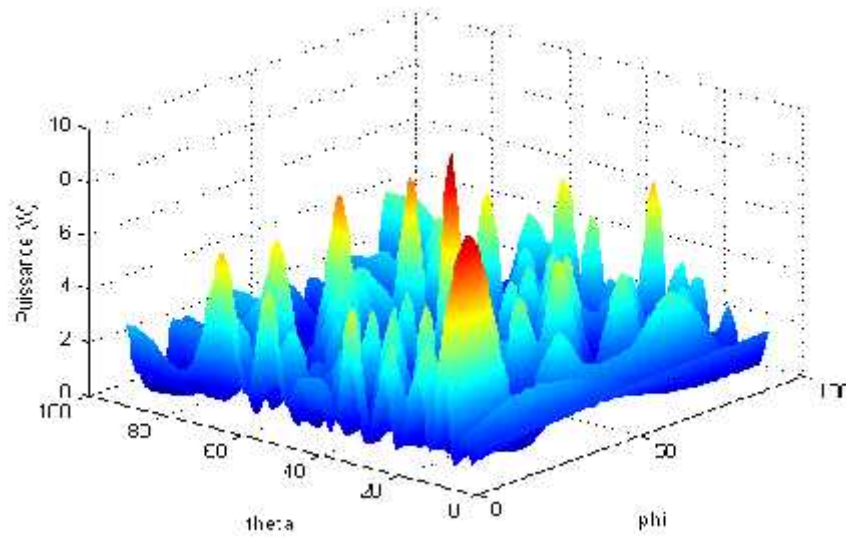
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

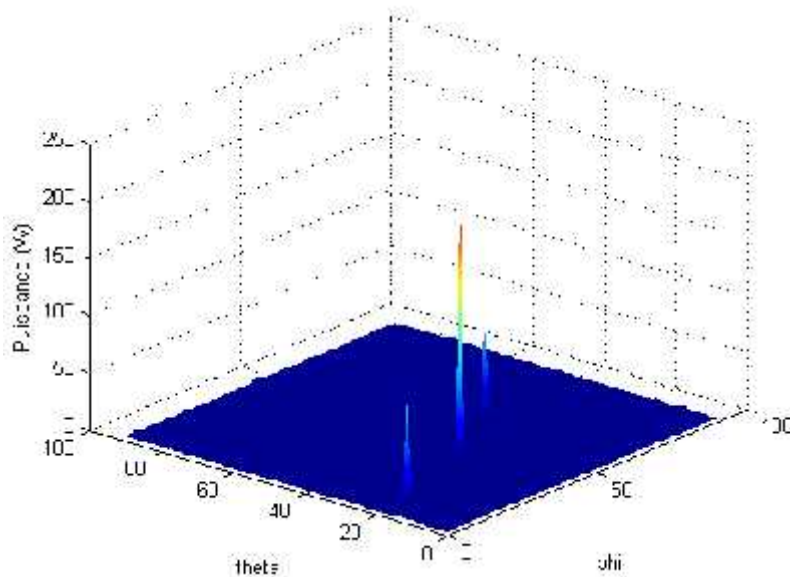
FigIV.3. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[10 \ 40 \ 60]$ et $w_K=[10 \ 40 \ 60]$, avec $SRN_i=[20 \ 20 \ 20]$, $P_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=8$

Interprétation :

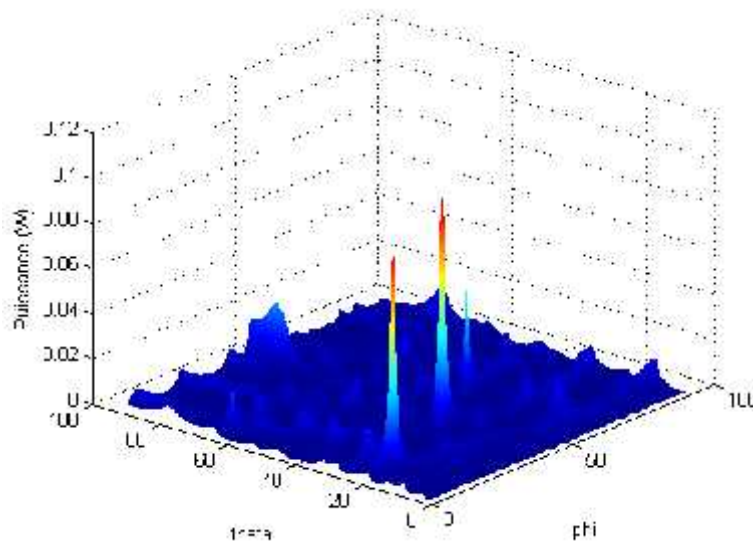
Cette simulation a été faite avec les valeurs données ci dessus, les cibles sont assez espacées, il y a au moins 10° de différence entre elles. On remarque que l'algorithme MUSIC arrive à détecter les différents angles d'arrivée avec un minimum de nombre de capteurs tandis que Capon est un peu bruitée. Par contre Beamformer ne peut pas faire la distinction entre les trois signaux d'arrivée

Scénario 4.2 :

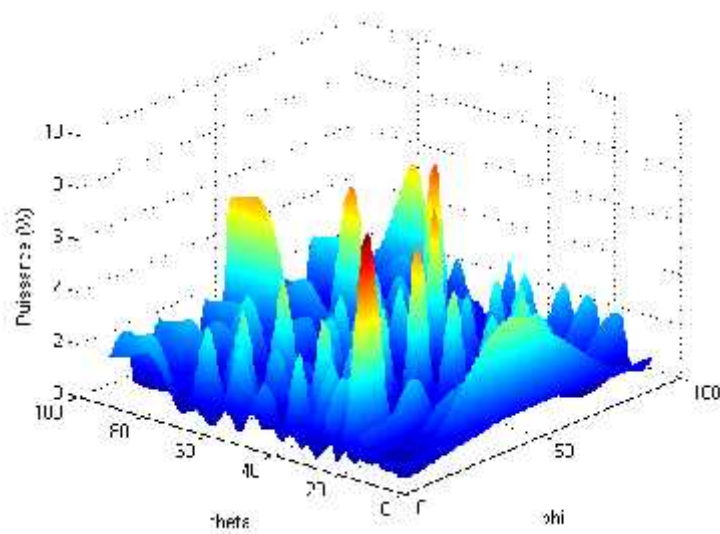
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur de MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

FigIV.4. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20 \ 30 \ 40]$ et $w_K=[10 \ 40 \ 60]$, avec $SRN_i=[20 \ 20 \ 20]$, $P_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=8$

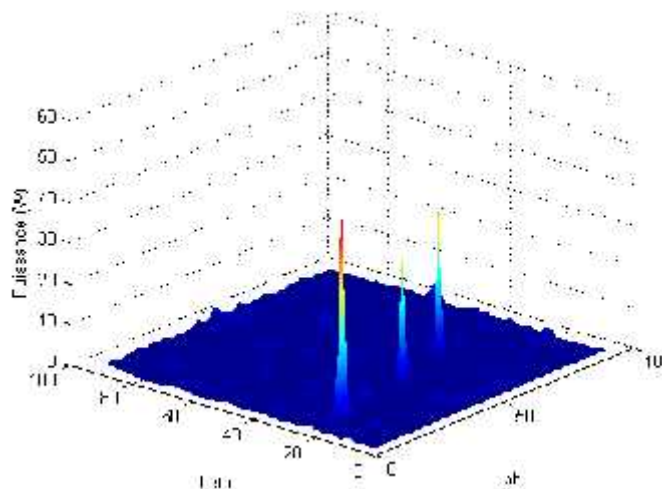
Interprétation :

Dans ce cas on maintient les données de la simulation 4.1, mais en rapprochant les cibles. Il y a 10° de différence. L'algorithme MUSIC arrive à résoudre cette situation assez serrée. Les pics sont bien visibles.

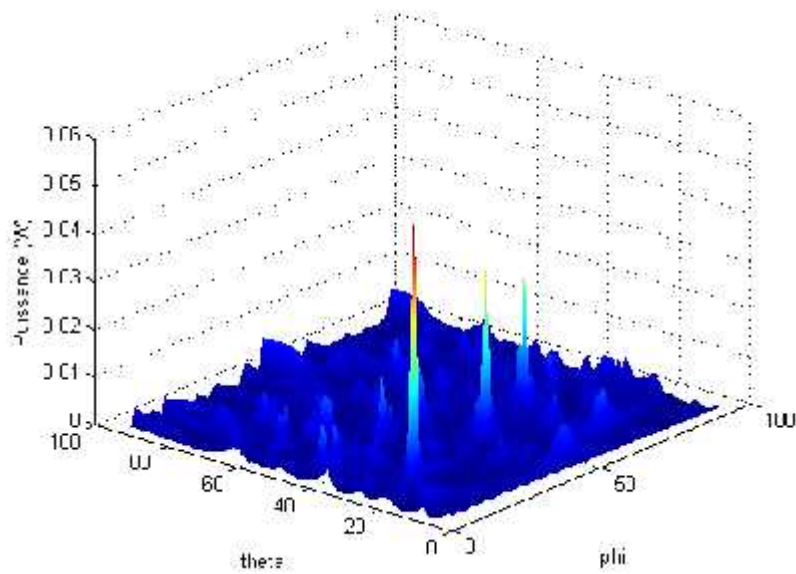
Capon est moins performante en matière du niveau de bruit que MUSIC, et Beamformer n'arrive pas toujours à distinguer les signaux d'arrivées.

Scénario 4.3 :

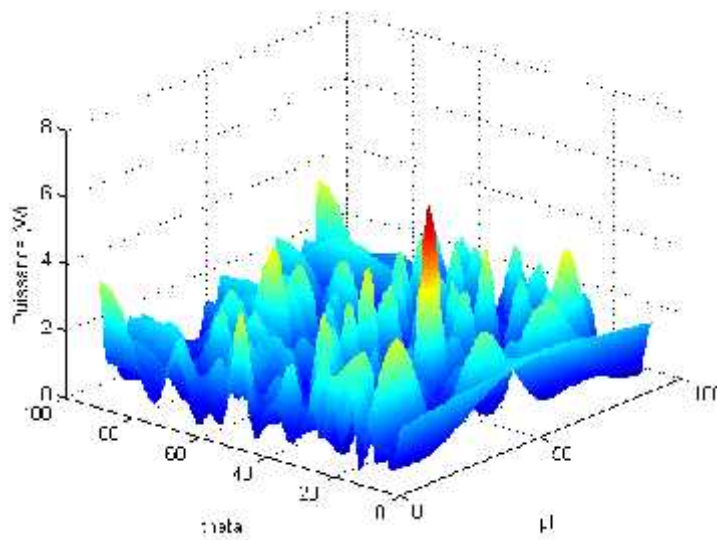
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

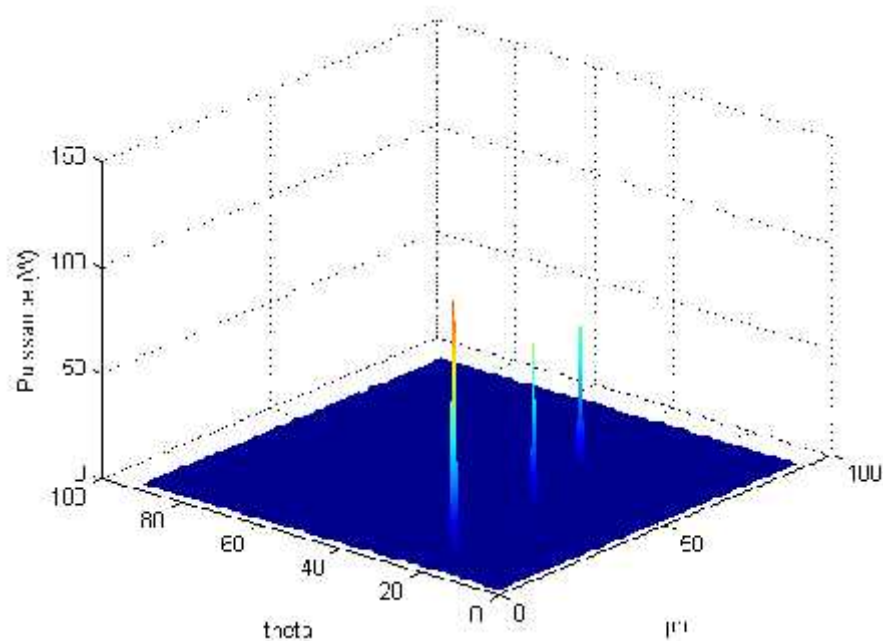
FigIV.5. La puissance de sortie obtenue pour : $\mathbf{w}_K = [20 \ 25 \ 30]$ et $\mathbf{w}_K = [10 \ 40 \ 60]$, avec $\mathbf{SRN}_i = [20 \ 20 \ 20]$, $\mathbf{P}_w = [0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=8$

Interprétation :

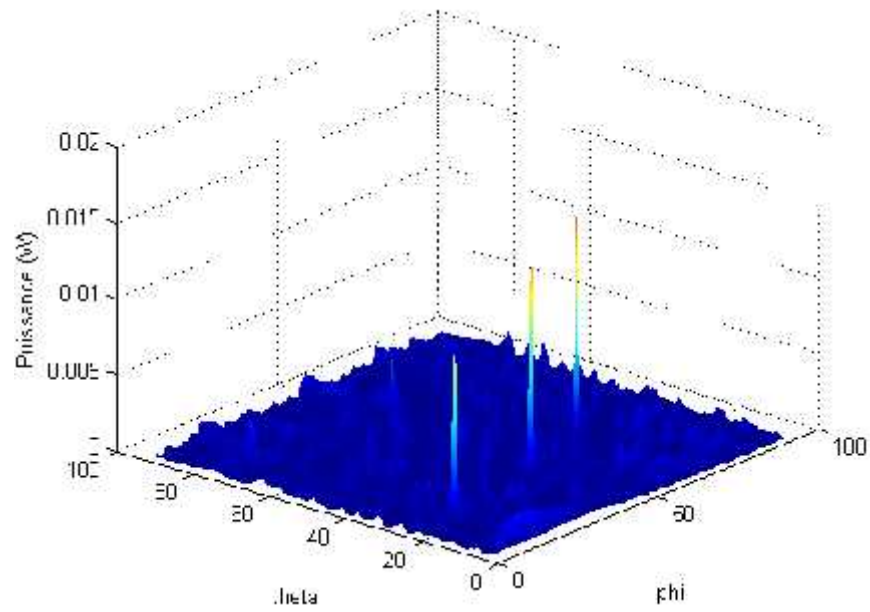
Cette simulation représente la suite de 4.3, on fait rapprocher de plus en plus les cibles, il y a au moins une différence de 5° , avec une puissance toujours faible. On voit bien cet effet sur la simulation. L'algorithme MUSIC n'arrive pas à résoudre cette scène parfaitement.

Scénario 4.4 :

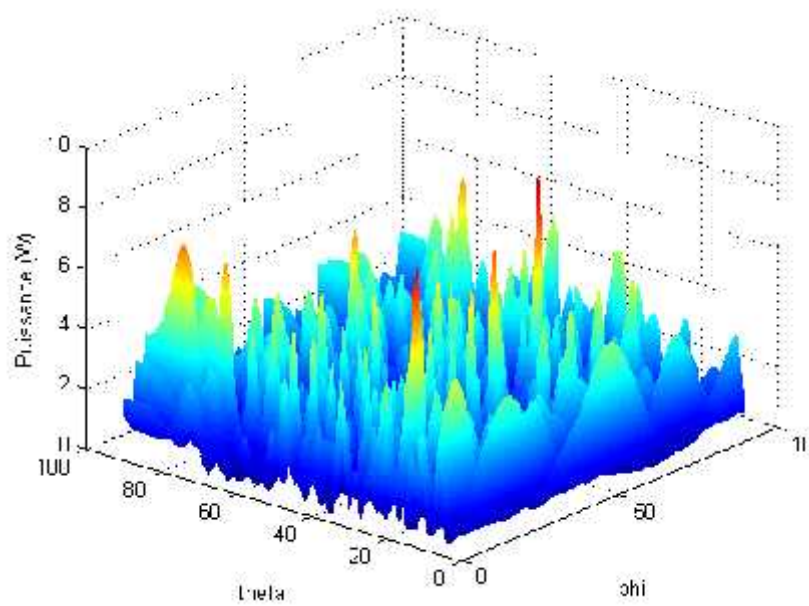
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

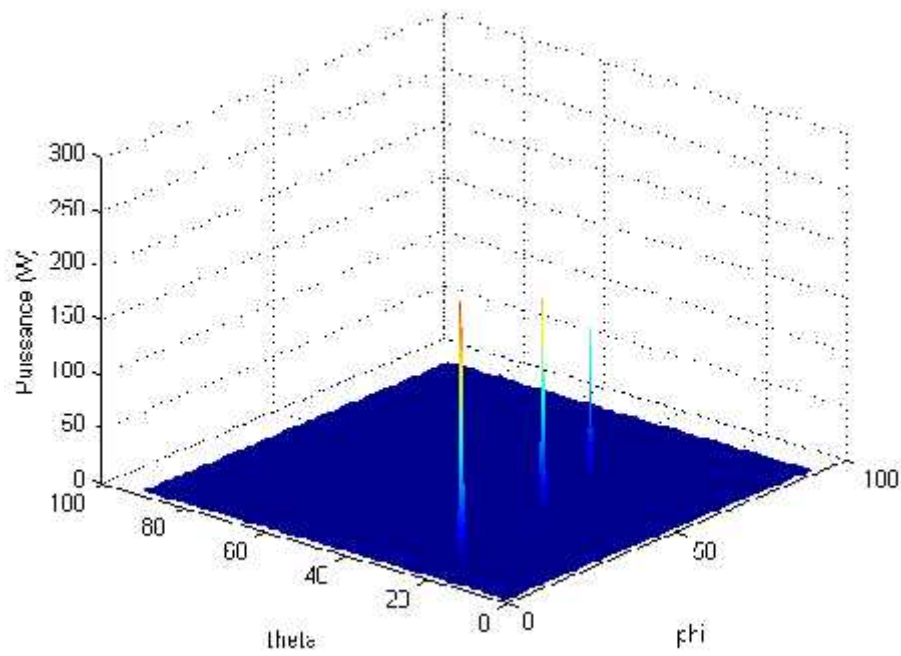
FigIV.6. La puissance de sortie obtenue pour : $\mathbf{r}_K=[20 \ 25 \ 30]$ et $\mathbf{w}_K=[20 \ 25 \ 30]$, avec $\mathbf{SRN}_i=[20 \ 20 \ 20]$, $\mathbf{P}_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=16$

Interprétation :

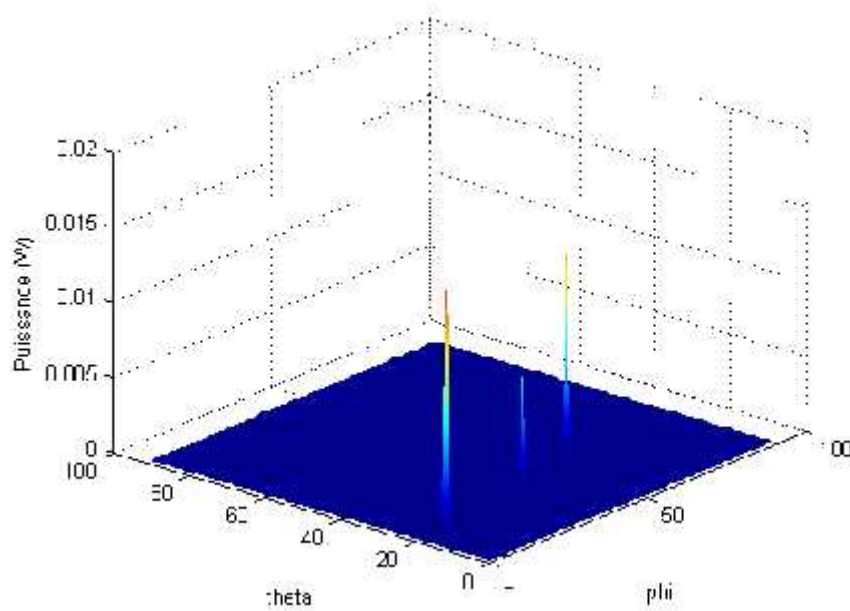
Dans ce cas, on refait la même simulation que 4.3. On constate une amélioration plus nette de la résolution apportée par l'augmentation du nombre de capteurs. Les pics deviennent de plus en plus étroits, c'est ce qui confirme l'avantage d'utilisation de réseau d'antenne.

Scénario 4.5 :

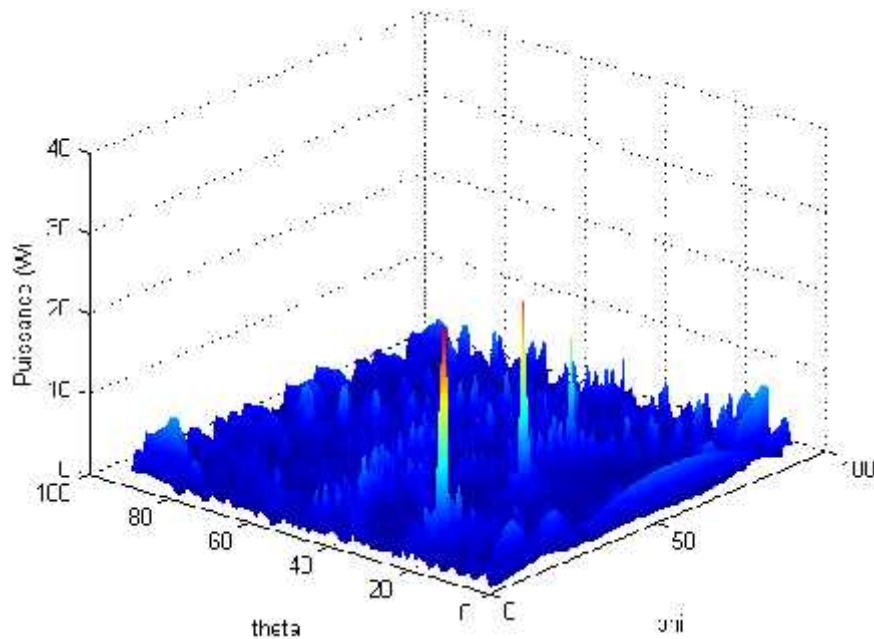
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

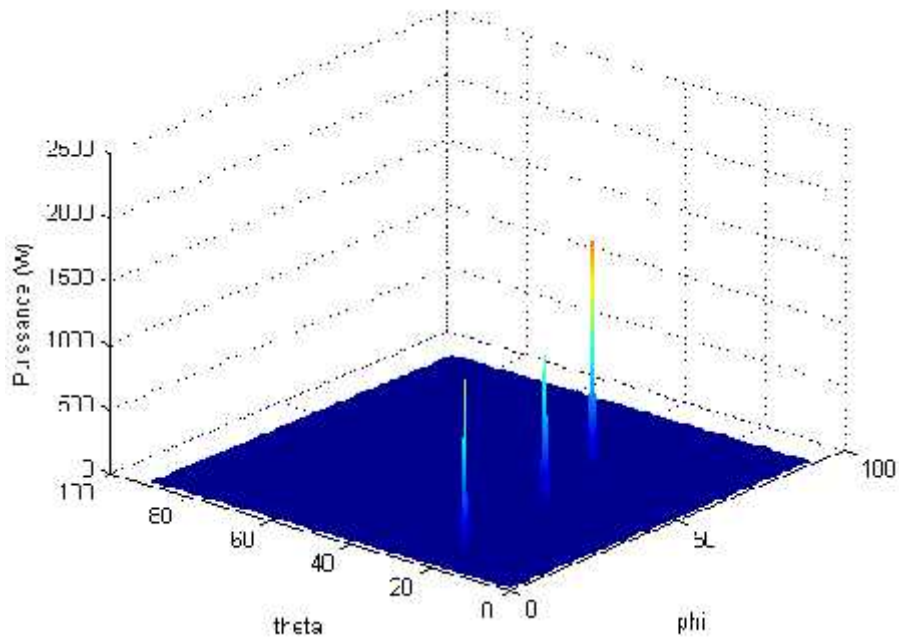
FigIV.7. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20 \ 25 \ 30]$ et $w_K=[20 \ 25 \ 30]$, avec $SRN_i=[20 \ 20 \ 20]$, $P_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=30$

Interprétation :

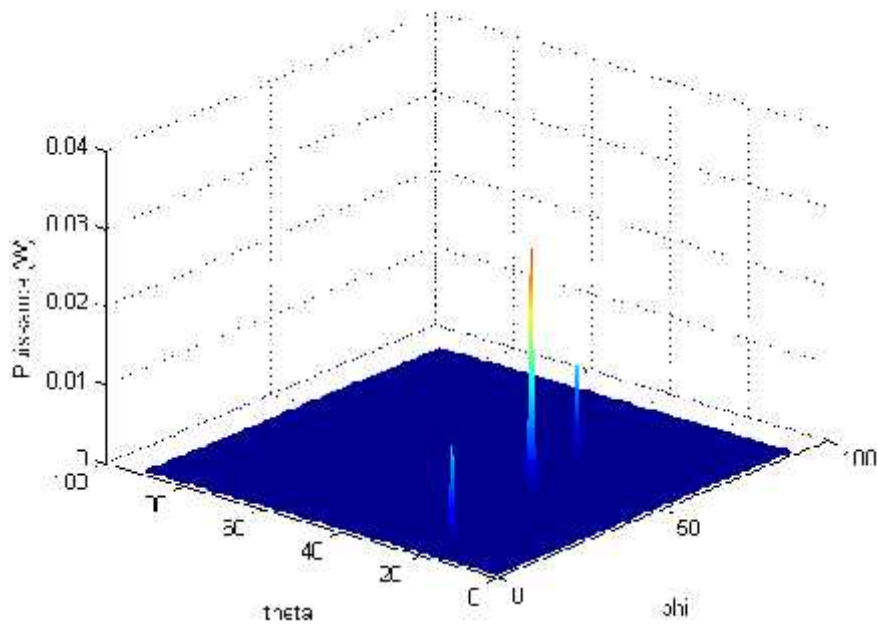
On refait la même simulation que 4.4. On constate une amélioration encore plus nette de la résolution apportée par l'augmentation du nombre de capteurs. Les pics deviennent de plus en plus étroits, c'est ce qui confirme l'avantage encore une autre fois l'utilisation de réseau d'antenne.

Scénario 4.6 :

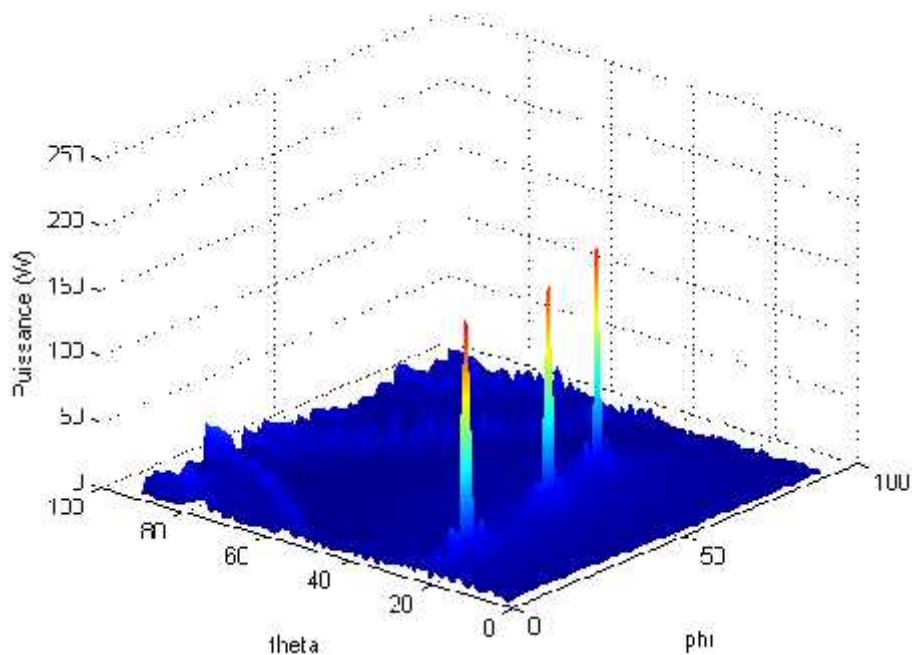
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

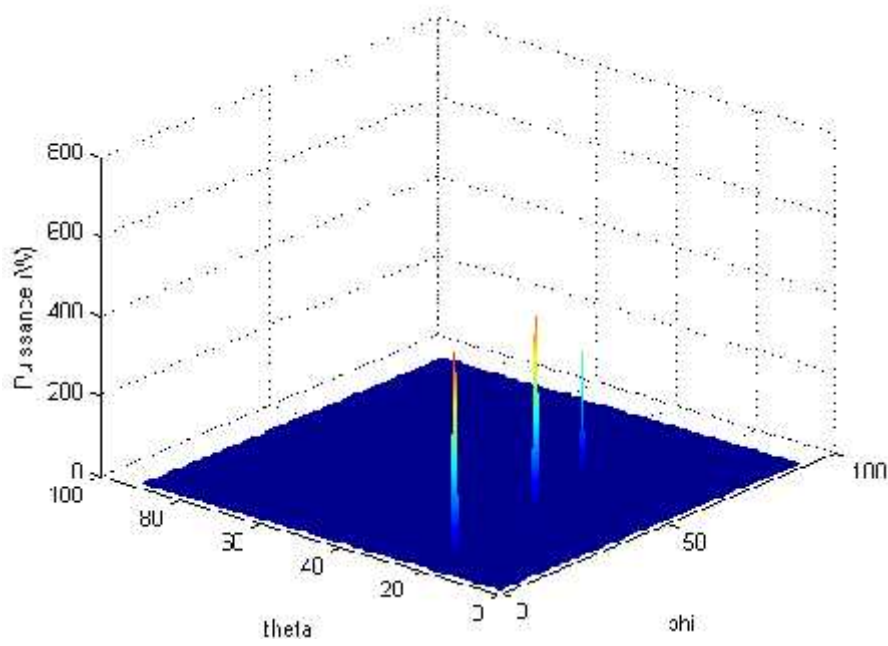
FigIV.8. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20 \ 25 \ 30]$ et $w_K=[20 \ 25 \ 30]$, avec $SRN_i=[40 \ 40 \ 40]$, $P_w=[0.5 \ 0.5 \ 0.5]$, $M=30$

Interprétation :

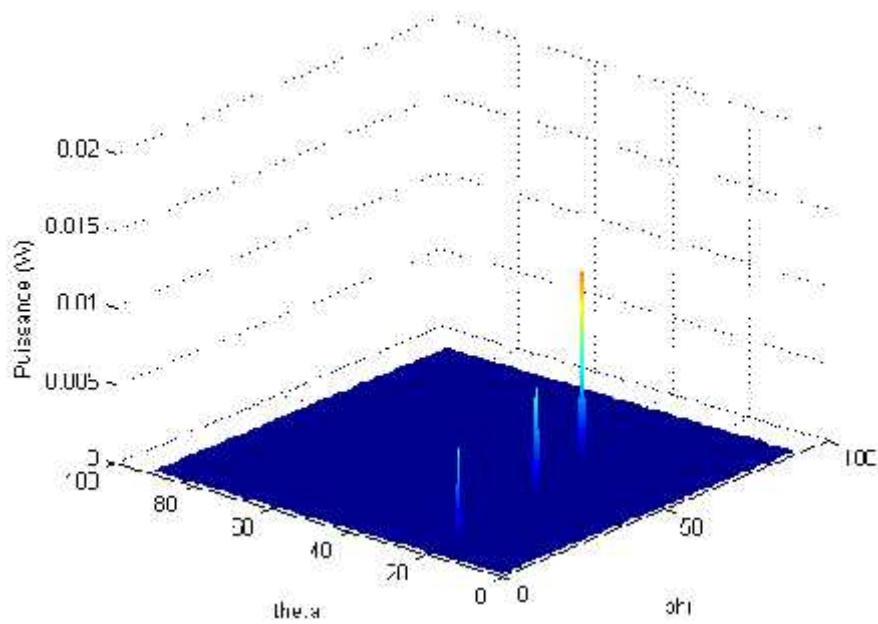
Cette simulation représente la suite de 4.6. Afin de réduire en mieux la largeur des lobes principaux représentant les respectivement les trois cibles, on fait encore augmenter les SNRi des différentes cibles. La résolution apportée par les trois méthodes devient de plus en plus nette.

Scénario 4.7 :

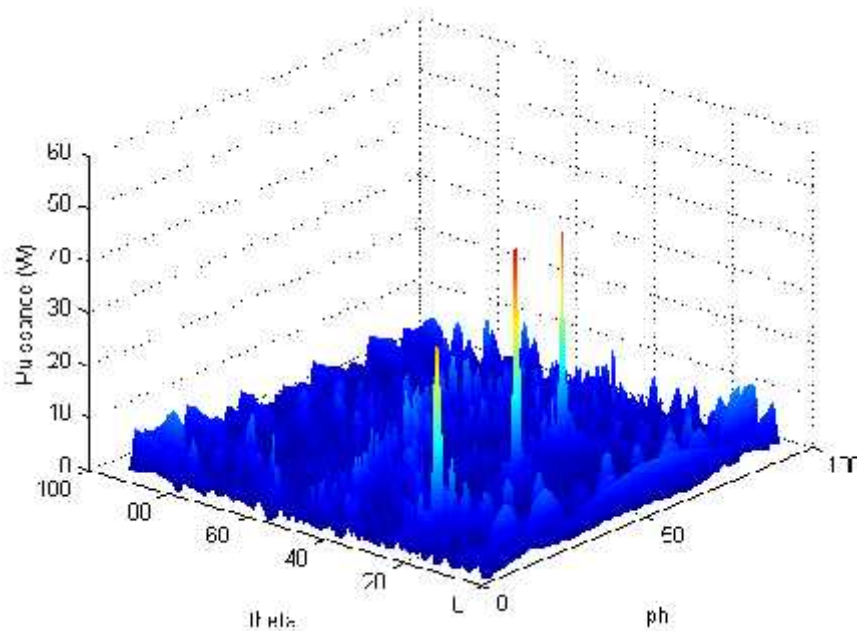
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

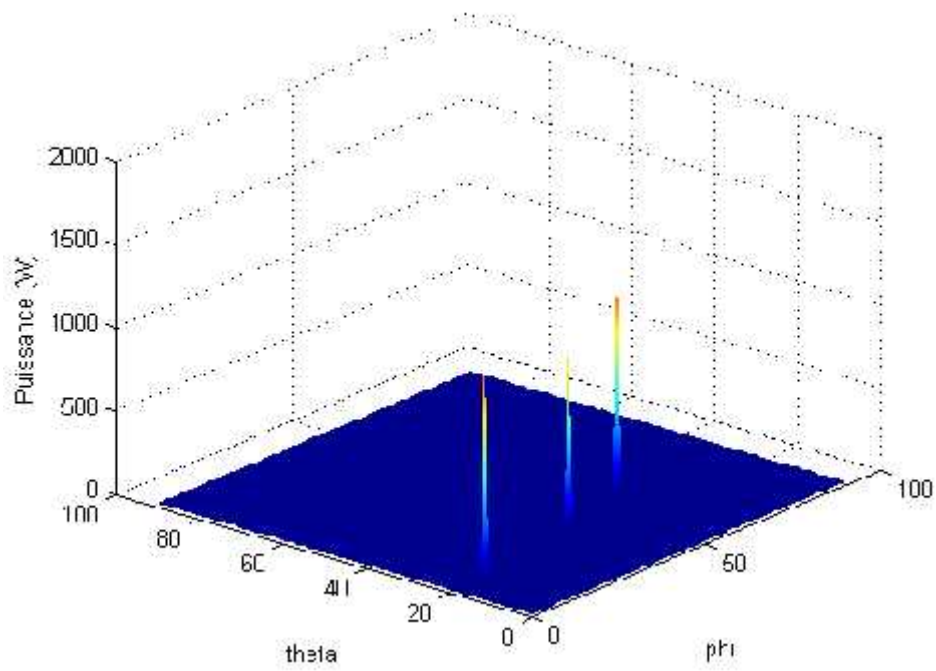
FigIV.9. La puissance de sortie obtenue pour : $w_K=[20\ 25\ 30]$ et $w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[20\ 20\ 20]$, $P_w=[1\ 1\ 1]$, $M=30$

Interprétation :

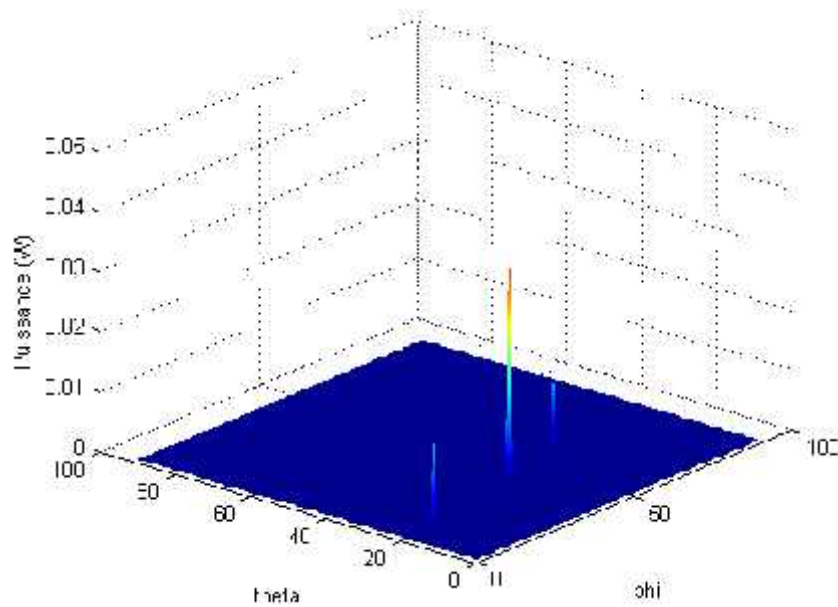
Cette simulation représente la suite de 4.6. Afin de réduire en mieux la largeur des lobes principaux représentant les respectivement les trois cibles, on fait encore augmenter la puissance des différentes cibles. La résolution apportée par les trois méthodes devient de plus en plus nette.

Scénario 4.8 :

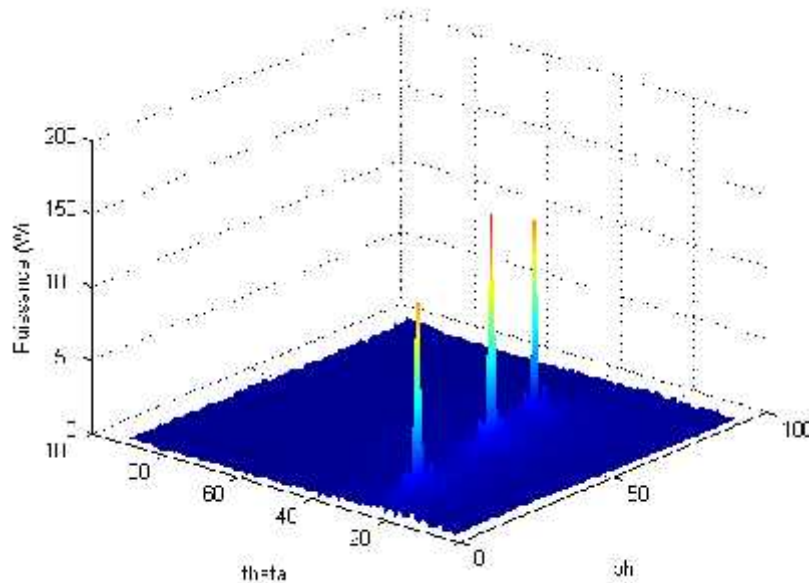
La puissance de sortie du réseau circulaire obtenue par l'estimateur MUSIC, Capon, et Beamformer est représentée comme suit :



a- Estimateur MUSIC



b- Estimateur de Capon



c- Estimateur de Beamformer

FigIV.10. La puissance de sortie obtenue pour : $\mu_K=[20\ 25\ 30]$ et $w_K=[10\ 40\ 60]$, avec $SRN_i=[40\ 40\ 40]$, $P_w=[1\ 1\ 1]$, $M=30$

Interprétation :

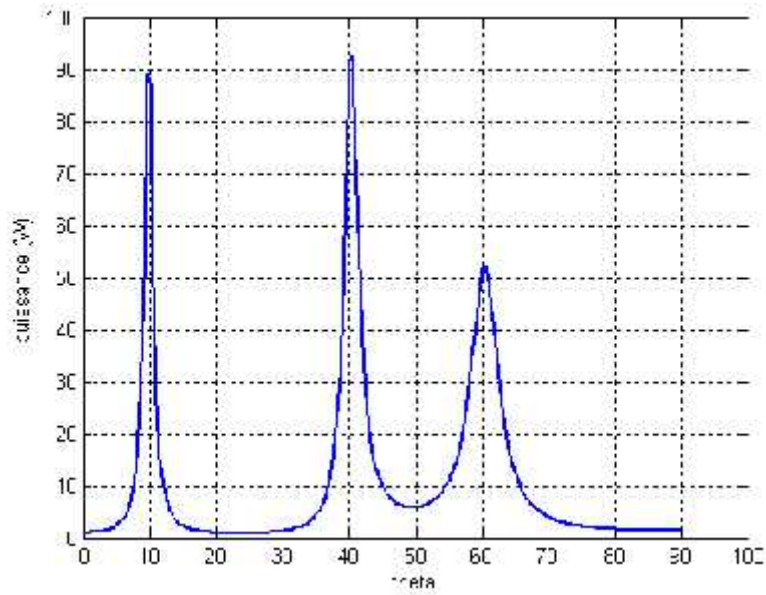
Cette simulation représente la suite de 4.7. Afin de réduire en mieux la largeur des lobes principaux représentant les respectivement les trois cibles, on fait augmenter maintenant la puissance et le SNRi en même temps des différentes cibles. La résolution apportée par les trois méthodes devient de plus en plus nette et elle est la meilleure.

Conclusion :

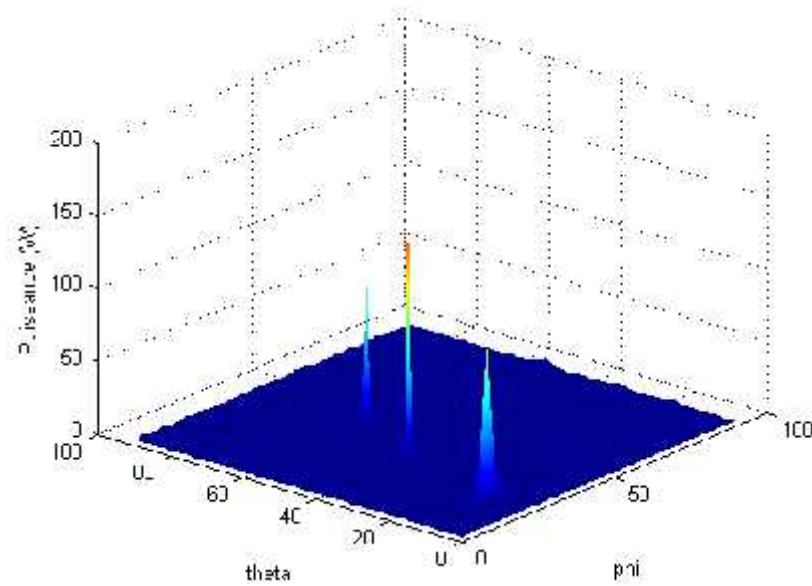
Bien que sa résolution soit meilleure que Beamformer, la méthode Capon dépend toujours de nombre d'éléments et du rapport signal/bruit (SNR). Par contre l'algorithme de MUSIC a approuvé sa robustesse dans la distinction des sources décorréélées quelque soit les valeurs des paramètres.

IV.4.2. Comparaison entre les Réseaux circulaires & Linéaires

Scénario 4.9 :



a- Music Linéaire



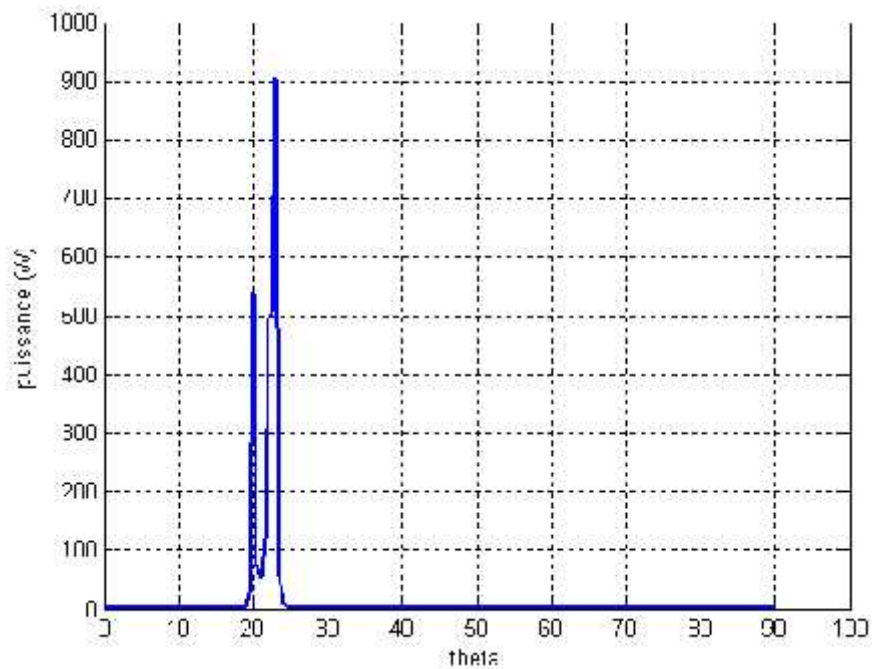
b- Music circulaire

FigIV.11. La puissance de sortie obtenue pour : $\mathbf{K}=[20 \ 40 \ 60]$ et, avec $SRN_i=[20 \ 20 \ 20]$, $P_w=[1 \ 1 \ 1]$, $M=8$

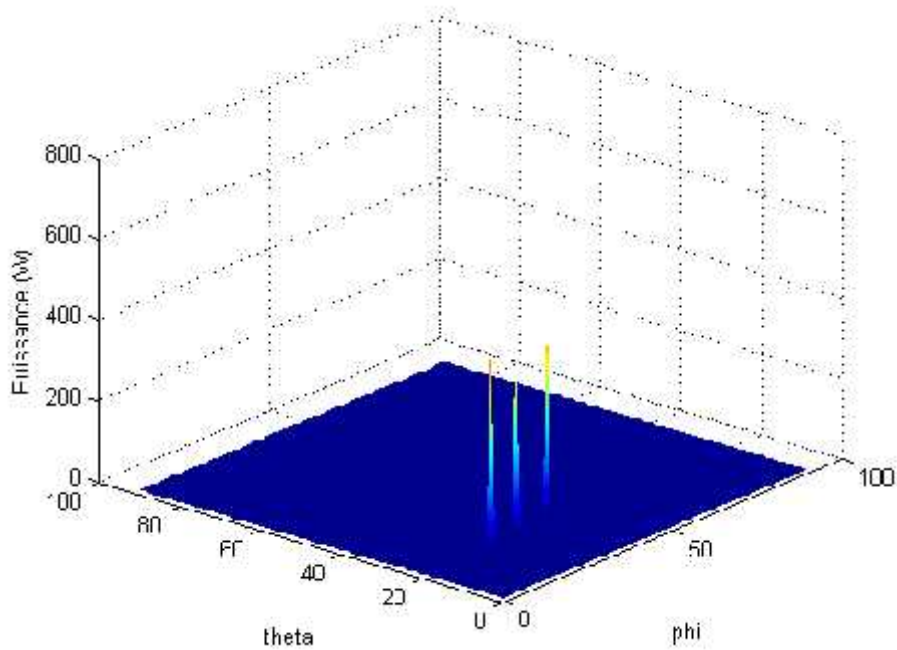
Interprétation :

Pour des cibles suffisamment éloignées on remarque que les deux méthodes de l'algorithme MUSIC (Linéaire et circulaire) donnent de meilleurs résultats. C a d que les pics sont nettement visibles.

Scénario 4.10 :



a- Music Linéaire



b- Music circulaire

FigIV.12. La puissance de sortie obtenue pour : $\mathbf{K}=[20 \ 22 \ 23]$ et, avec $\mathbf{SRN}_i=[40 \ 40 \ 40]$, $\mathbf{P}_w=[1 \ 1 \ 1]$, $\mathbf{M}=30$

Interprétation :

Pour des cibles de faible éloignement on remarque que la méthode circulaire est plus performante que la méthode linéaire car les pics dans cette dernière apparaissent chevauchés tandis que dans la première ils sont bien nettement visible (C'est l'avantage de cette méthode).

Conclusion :

On déduit que les rangées circulaires uniformes sont favorisées par rapport au rangés linéaire dans beaucoup d'applications d'estimation de la DOA parce qu'elles peuvent rapporter des estimations en 2D, ainsi, leurs structures symétriques fournissant un faisceau presque invariable pour les 360° sur le plan azimutal.

Conclusion et perspectives

Les techniques de traitement de signal multi-capteurs permettent d'exploiter la dimension spatiale du signal, pour extraire toute l'information. De plus, on a vu certains avantages de l'approche multi-capteurs vis-à-vis des techniques mono-capteurs.

Notre travail consistait en la détermination de la direction d'arrivée exprimée en angle appelé encore en anglo-saxon DOA (direction of arrival), en utilisant un réseau circulaire uniforme. Les estimateurs utilisés sont le Beamformer, Capon et MUSIC.

Rappelons que les deux premiers sont considérées comme des méthodes classiques à faible résolution et la dernière est dite à haute résolution.

Dans ce contexte, on a fait l'analyse de plusieurs simulations afin de tester ses robustesses dans le cas de sources éloignées l'une de l'autre, rapprochées, dans de bonnes et mauvaises conditions de détections, tels qu'un faible SNR et puissance.

A partir de cette étude comparative, il paraît bien que la méthode de Beamformer est limitée et ne peut pas être utilisée pour l'estimation des DOAs pour des signaux étroitement espacés ou à faible puissance ou rapport SNR.

Bien que sa résolution soit meilleure que Beamformer, la méthode Capon dépend toujours de nombre d'éléments et du rapport signal/bruit.

La méthode de MUSIC a montré sa robustesse dans la distinction des sources décorréelées quelque soient les conditions d'estimation.

Au contraire aux réseaux linéaires (1D), les réseaux circulaires sont favorisées dans les applications d'estimation des angles d'arrivées car elles peuvent rapporter des estimations en 2D (en site et en azimut), et cela est due à leurs structures symétriques fournissant un faisceau presque invariable pour les 360° sur le plan azimutal.

Conclusion et perspectives

Jusqu'à présent on a considéré des sources à DOA non variable au cours du temps, dans le cas contraire, cette étude peut être étendue pour ce type de signaux, ce qui constituera un travail future.

Annexes

- **Théorie de la détection et l'estimation en traitement d'antenne**

Pour du critère décisionnel, la théorie statistique de la décision est classiquement destinée à résoudre des problèmes de choix entre plusieurs hypothèses. Si le nombre d'hypothèses est fini, on parle de « **détection** » ; quand le nombre d'hypothèses est infini on parle d'« **estimation** ». Nous allons baser sur le point de l'estimation qui est l'objectif de notre projet.

Le point de départ est une observation X qui résume les éléments disponibles pour prendre la décision. Il s'agit donc d'un point dans l'espace d'observation Ω

L'observation est supposée distribuée sur Ω selon une densité de probabilité $P_j(x)$ dans le cas de l'hypothèse notée H_j (fig A). Il s'agit de déterminer dans l'espace Ω des ensembles D_0 et D_1 pour lesquels :

Si $X \in D_0$ on choisira l'hypothèse H_0

Si $X \in D_1$ on choisira l'hypothèse H_1

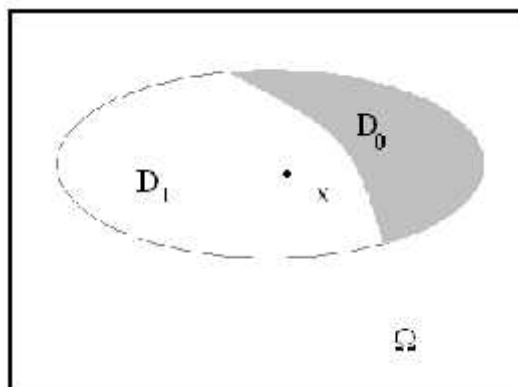


Fig. A. le récepteur définit une partition de l'espace d'observation

- **La détection**

Le terme de détection s'applique traditionnellement surtout au choix entre deux hypothèses, mais nous l'appliquerons également au choix entre un nombre fini (supérieur à deux) d'hypothèses. En traitement d'antenne, le dénombrement des signaux, par exemple, est un problème de détection.

- **L'estimation**

dans un problème d'estimation, il s'agit de mesurer un paramètre θ (vectoriel le plus souvent) qui régit le comportement de l'observation X dans l'espace Ω . On ne s'intéressera qu'au cas où la distribution statique de l'observation dérive d'une densité de probabilité :

$$\{P(X / \theta)\}$$

La densité de probabilité de X dépend donc d'un ensemble de paramètres $\theta \in \Theta$,

Généralement continu (le cas discret correspond aux problèmes de détection).

Il s'agit de déterminer un procédé de calcul qu'on appelle un « estimateur », qui ne dépend que de l'observation, et qui possède des propriétés judicieuses pour un estimateur, en particulier la production d'une quantité proche de la valeur θ vraie. Cette fonction, notée $\hat{\theta}(X)$ ne dépend pas de θ qui est inconnu a priori.

- **La moyenne**

Soit n réalisations x_i et soit leur moyenne notée $E(X)$ calculée après une infinité d'expériences, appelée aussi espérance mathématique, ou valeur moyenne de x ou moment d'ordre 1 :

- dans le cas continu :

$$E(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot p(x) dx$$

- dans le cas discret :

$$E(X) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

- **La variance**

Pour apprécier la dispersion des réalisations autour de la valeur moyenne, on introduit le paramètre statistique appelé variance. La variance ou moment

d'ordre 2 est l'espérance mathématique du carré des écarts par rapport à la valeur moyenne :

$$\hat{\sigma}^2 = E[(X - m)^2] = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sum_{i=1}^n (x_i - m)^2$$

On utilise souvent $\hat{\sigma} = \sqrt{\hat{\sigma}^2}$, nommée écart type de X, et qui a la même dimension de x.

- **Le biais**

On dit que l'estimé d'une quantité possède un biais, si sa valeur calculée n'est pas égale à la valeur estimée.

$$b(\hat{x}) = E[\hat{x}(X) - x]$$

L'estimé avec biais est souvent très intéressant que le sans biais, car il évite

les grandes variations aléatoires aux points finaux de la séquence de corrélation.

- **Corrélation et covariance**

La séquence d'intercorrélation est une quantité statistique définie par :

$$R_{xy}(m) = E\{X_{n+m} y_n^*\} = E\{x_n y_{n-m}^*\}$$

Où x_n et y_n sont des processus aléatoires,

La séquence de covariance est la valeur moyenne amputée de la séquence d'intercorrélation

$$C_{xy}(m) = E\{(X_{n+m} - \bar{x})(y_n - \bar{y})^*\}$$

Ou en terme d'intercorrélation

$$C_{xy}(m) = R_{xy}(m) - \bar{x} \bar{y}^*$$

Bibliographie

- [1] A. Swindlehurst, '*DOA identifiability for rotationally invariant arrays*', Vol. 40, No. 7, Juillet 1992
- [2] C. P. Mathews, M. D. Zoltowski, '*Performance analysis of the UCA-ESPRIT algorithm for circular ring arrays*' Vol. 42, No. 9, Sept 1994
- [3] A. Richter, R. S. Thomä, '*CUBA-ESPRIT for angle estimation with circular uniform beam arrays*', juin 1989
- [4] Unnikrishna Pillai "Array Signal Processing: CS.BURRU. 1988
- [5] Murat Torlak "spatial array processing" the university of Texas at Austin