

وزارة التّعليم العالي و البحث العلمي

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

جامعة سعد دحلب البليدة

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA



INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES
SPATIALES



MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDE
POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER EN AERONAUTIQUE
SPECIALITE : CNS/ATM

**Estimation des directions d'arrivée DOA en utilisant une
rangée d'antennes linéaire par les méthodes:
BEAMFORMER, CAPON ET PREDICTION LINEAIRE**

Réalisé par:

✚ ELIMAM MARIA
✚ REMANA FARAH

Encadré par:

M^{me} DOUDOU.F
M^{me} BENCHEIKH.S

Promotion: 2012/2013

Résumé

Notre travail est un pas au traitement de rangée de signaux où les principaux objectifs sont de voir la pratique de l'information valable de multiples capteurs dans une manière efficace, et à détecter et estimer les signaux et d'autres paramètres qui leur sont reliés. L'avantage de l'utilisation de rangée de capteurs à la place d'un seul récepteur a développé les applications de traitement de rangée dans plusieurs champs incluant le radar, le sonar, les communications, l'astronomie, la sismologie. Notre travail consiste en une étude comparative entre trois algorithmes estimateurs tels que le Beamformer, Capon et celui de la prédiction linéaire, pour la détection de cibles multiples dans différentes situations.

Les différentes simulations faites sous Matlab nous ont démontré que les résultats obtenus par les deux algorithmes (Prédiction linéaire et Capon) sont meilleurs et excédés en performance que ceux obtenus par l'algorithme (Beamformer).

Abstract

Our work is a step to array signal processing, where the principal objectives are to make use of the available multiple sensor information in an efficient manner to detect and estimate the signals and other related parameters. The advantages of using an array of sensors in place of a single receiver have extended the applicability of array processing in to many fields including radar, sonar, communication, astronomy, seismology. Our work consist in a comparative study of three estimators algorithms like Beamformer, Capon and linear prediction, in order to detect multiple target in different scenes.

Different simulations in Matlab showed us that the results obtained by both algorithms (linear prediction and Capon) are best in performance and exceeded those obtained by the algorithm (Beamformer).

ملخص

عملنا هو خطوة في مجال تحليل الاشارات، حيث تتمثل الأهداف الرئيسية لرؤية ممارسة معلومات صحيحة من أجهزة استشعار متعددة بطريقة فعالة لكشف وتقدير الإشارات وغيرها من المعالم التي يتم تجميعها لاحقاً.

ميزة استخدام مجموعة من أجهزة الاستشعار بدلاً من جهاز استقبال واحد لتطوير تطبيقات معالجة المخزنة في العديد من المجالات بما في ذلك الرادار والسونار، والاتصالات، وعلم الفلك، وعلم الزلازل. مهمتنا هي دراسة مقارنة بين ثلاث خوارزميات مقدره مثل beamformer, capon, prediction linéaire. وذلك من التنبؤ الخطي للكشف عن أهداف متعددة في حالات مختلفة.

وأظهرت عمليات محاكاة مختلفة في Matlab لنا أن النتائج التي حصل عليها كل من الخوارزميات (تنبؤ خطي وكابون) هي الأفضل في الأداء وتجاوز تلك التي حصلت عليها الخوارزمية beamformer

Remerciement

Au nom d'Allah clément de miséricordieux

Œuvre que nous venons de réaliser

*Est due essentiellement à la grâce et à la bénédiction
de notre seigneur clément de miséricordieux.*

Nous tenons à exprimer notre profond remerciement

*A nos promotrice M^{me} DOUDOU, et M^{me}
BENCHAIKH pour leurs appréciable aide et
pour leurs précieux conseils qu'elles nous ont
prodigués tout au long de notre cursus.*

*Enfin, un grand bravo aux membres du jury
chacun par son propre nom, les enseignants de
l'institut d'aéronautique et de manière générale à
tous ceux qui ont contribuent de près ou de loin à la
réalisation de ce projet.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail:

A mon

Adorable mère, a celle qui est toujours présente pour mes études et se soucis de mon avenir. Merci pour t'être sacrifiée pour que tes enfants grandissent et prospèrent. Merci de trimer sans relâche, pour faire notre bonheur. Enfin ! Merci tout simplement d'être ma mère.

Au plus gentil, le plus présent et le plus adorable des pères. Tous les mots que je pourrai utilisé n'exprimeront pas ma gratitude pour toi. Je te remercie du fond du cœur pour tout ce que tu as fait pour moi.

A mon frère ZAKARIA qui mon énormément soutenu moralement pour sa sagesse, tendresse et compréhension.

A mes tentes KELTOUM, SOUAD, AICHA, ZINEB, F ZOÛRA, DALILA. Mes oncles, mon cousin AMINE, mes cousines AJA, NIRMÏNE et SADJIA.

A mes adorables amis FOUZIA, MOUFIDA, MERIEME, SEDIK, je vous remercie pour tous les rires et les délires et pour tous les bons moments qu'on a passés ensemble.

A ma promotrice M^{elle} DOUDOU, et à M^{me} BENCHIKH pour leurs aides, gentillesse, et pour tout ce qu'elles m'ont prodigué.

A tous mes camarades et à toute la promotion 2012/2013.

Et bien sûr sans oublier ma sœur et binôme FARAH pour sa patiente.

MARIA

Dédicaces

Avant tout, je tiens à remercier ALLAH de m'avoir donné le courage, la volonté et de m'avoir aidé à faire la spécialité de l'aéronautique que je ne regretterai jamais.

*Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance. Aussi, c'est tout simplement que
Je dédie ce mémoire à :*

A mes très chers parents Amína et Brahim :

Affable, honorable, aimable vous représentez pour moi le symbole de la Bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'ont pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

Vous êtes dépensés pour moi sans compter, en reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie...

- *A mes chers grands parents Cherifa keffan et Bachir -el ghouf que le dieu le tout puissant vous protégez et vous gardez.*
- *A tous les autres membres de la famille à mon oncle abdalwahab et sa petite famille et ma tante nassima et sa petite famille.*
- *A mon très cher adorable Mr : kessar Lotfi qui mon énormément soutenu moralement pour leur sagesses, tendresse et compréhension.*
- *A ma sœur et binôme E.MARIA, je vous remercie pour tous les rires et délires et pour tous les bons moments qu'on a passé ensemble, et ces tres grandes dédicaces pour ces parents.*
- *A mes promotrices Melle DOUDOU et Me BENCHIKH qui m'ont aidé à réalisé ce travail.*
 - *A tous mes camarades de la promotion 2013/2014 : Nasro, Tarek, Abdellatif, Yahya , Hayat. Lilia, Zineb, Hamid , Fouad , Faiz*
 - *A tous ceux qui m'ont fait confiance et m'ont courages*
 - *A tous ceux que j'aime.*

FARAH

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| Résumé. | |
| Remerciement. | |
| Dédicaces. | |
| Sommaire..... | i |
| Liste des figures..... | iv |
| Glossaire..... | vi |
| 1. Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre 1 : généralités sur la localisation angulaire et les réseaux d’antenne | |
| 1.1_ Introduction..... | 3 |
| 1.2_ Principe de localisation..... | 4 |
| 1.2.1_Mesure de la distance | 4 |
| 1.2.2_Mesure des angles | 5 |
| 1.3_ Les ondes..... | 5 |
| 1.3.1_ Onde électromagnétique..... | 5 |
| 1.3.2_ Notion de propagation des ondes | 6 |
| 1.3.3_ Onde stationnaire..... | 7 |
| 1.4_ Antennes | 7 |
| 1.4.1_ Généralités sur les antennes | 8 |
| 1.4.2_ Caractéristiques des antennes..... | 9 |
| 1.4.3_ Rayonnement électromagnétique des antennes..... | 10 |
| 1.4.4_ Caractérisation du rayonnement des antennes | 11 |
| 1.5_ Types d’antennes..... | 11 |
| 1.6_ Réseaux d’antennes | 13 |
| 1.6.1_ Définition..... | 13 |
| 1.6.2_ Technologie des réseaux d’antennes..... | 14 |
| 1.6.3_ Avantages du réseau d’antennes..... | 14 |
| 1.6.4_ Les éléments principaux d’un réseau d’antennes | 15 |
| 1.6.5_ Différentes géométries des réseaux | 15 |

| | |
|-------------------------------|----|
| 1.6.5.1_ Les réseaux 1D | 15 |
| 1.6.5.2_ Les réseaux 2D..... | 16 |
| 1.6.5.3_ Les réseaux 3D..... | 17 |
| 1.7_ conclusion..... | 18 |

Chapitre 2 : Estimation de signaux multiples et traitement d'antennes

| | |
|--|----|
| 2.1_ Introduction..... | 19 |
| 2.2_ Signal et bruit | 20 |
| 2.3_ Définition de SNR | 20 |
| 2.4_ Le signal au niveau du capteur..... | 21 |
| 2.5_ Avantage d'utilisation d'un réseau d'antennes | 25 |
| 2.6_ Technique conventionnelle d'estimation de la DOA | 28 |
| 2.6.1_ La méthode classique de Beamformer (CBM)..... | 29 |
| 2.6.2_ La méthode de maximum de vraisemblance (Capon)..... | 29 |
| 2.6.3_ La méthode de prédiction linéaire | 29 |
| 2.6.4_ Les méthodes de sous espaces | 30 |
| 2.6.4.1_ La méthode MUSIC(MultipleSignalClassification)..... | 30 |
| 2.6.4.2_ La méthode Min-Norm | 30 |
| 2.7_ conclusion..... | 31 |

Chapitre 3 : Méthodes de détection des signaux multiples

| | |
|--|----|
| 3.1_ Introduction..... | 32 |
| 3.2_ Estimateur de Beamformer..... | 32 |
| 3.3_ Estimateur de Capon | 33 |
| 3.4_ Estimateur de prédiction linéaire | 35 |

Chapitre 4 : Simulation et Interprétation

| | |
|---|----|
| 4.1_ Introduction | 43 |
| 4.2_ Simulation des performances des méthodes de détection des signaux multiples..... | 45 |
| 4.2.1_ Comparaison des 3 méthodes..... | 45 |
| 4.2.2_ L'influence du niveau de puissance | 46 |
| 4.2.3_ L'influence du nombre de capteurs(K)..... | 48 |

| | |
|---|-----------|
| 4.2.4_ L'influence de la distance séparant deux capteurs (dd)..... | 52 |
| 4.2.5_ La limite du pouvoir de séparation entre les angles d'arrivée..... | 55 |
| Conclusion générale et perspectives..... | 58 |
| Bibliographie | |

Liste des figures

Chapitre 1: Généralités sur la localisation angulaire et les réseaux d'antennes

| | |
|--|----|
| Figure (1.1) : Mesure de distance..... | 04 |
| Figure (1.2) : Composition d'une onde électromagnétique..... | 06 |
| Figure (1.3) : Onde stationnaire..... | 07 |
| Figure (1.4) : Antenne en émission et en réception..... | 08 |
| Figure (1.5) : Diagramme de rayonnement d'une antenne..... | 09 |
| Figure (1.6) : Exemple d'un dipole simple..... | 12 |
| Figure (1.7) : Exemple d'une antenne Yagi..... | 12 |
| Figure (1.8) : Rangée linéaire uniforme (ULA)..... | 16 |
| Figure (1.9) : Réseau circulaire..... | 17 |
| Figure (1.10) : Réseau cylindrique..... | 18 |

Chapitre 2 : Estimation de signaux multiples et traitement d'antennes

| | |
|---|----|
| Figure (2.1) : Paire d'éléments de capteurs identiques..... | 23 |
| Figure (2.2) : Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments.. | 26 |
| Figure (2.3) : Schéma de traitement d'une rangée d'antennes en utilisant des facteurs de pesée..... | 28 |

Chapitre 3 : Les méthodes de détection des signaux multiples

| | |
|---|----|
| Figure (3.1) : le beamformer idéal..... | 34 |
| Figure (3.2) : modèle de prédiction linéaire..... | 37 |

Chapitre 4 : résultats et interprétations

| | |
|--|----|
| Figure (4.1) : étude de fiabilité des trois estimateurs..... | 45 |
|--|----|

| | |
|--|----|
| Figure (4.2) : Influence du niveau de puissance..... | 46 |
| Figure (4.3) : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=6$ | 48 |
| Figure (4.4) : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=4$ | 49 |
| Figure (4.5) : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=3$ | 50 |
| Figure (4.6) : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=2$ | 51 |
| Figure (4.7) : Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas de $dd=0.1$ | 52 |
| Figure (4.8) : Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas de $dd=0.4$ | 53 |
| Figure (4.9) : Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas de $dd= 1$ | 54 |
| Figure (4.10) : séparation entre les angles d'arrivée. Cas de 10° et 25° | 55 |
| Figure (4.11) : séparation entre les angles d'arrivée. Cas de 10° et 15° | 56 |
| Figure (4.12) : séparation entre les angles d'arrivée. Cas de 10° et 12° | 57 |

Liste des paramètres

ω_0 : La pulsation à l'origine

θ : Phase aléatoire

$\tilde{u}(t)$: représentation complexe du signal modulé en phase

$u(t)$: enveloppe complexe réduite de la bande de base

P : puissance crête

ρ_{ij} : Constante d'intercorrélation

α : Constante non aléatoire

σ^2 : Variance de bruit

$\tilde{d} \cos \theta$: Distance oblique

c : vitesse de propagation de la lumière

τ : Temps de retard

$\tilde{v}(t)$: version de $\tilde{u}(t)$ retardé de τ

λ : Longueur d'onde

d : distance entre les inter-éléments

f : fréquence

δ_{ij} : matrice diagonale unitaire de dim($i*j$)

$n_i(t)$: le bruit du capteur i

$x_i(t)$: enveloppe complexe du signal total reçu à l' i ème capteur

$(SNR)_i$: rapport signal sur bruit en entrée

M : nombre de senseurs ou capteur

$(SNR)_0$: rapport signal sur bruit en sortie

$y(t)$: la sortie de la rangée

$F(\theta)$: facteur de la rangée

$G(\theta)$: gain idéal directionnel normalisé

Δ_0 : Facteur de phase constant

θ_0 : Quantité de déplacement du lobe principal

w : vecteur de dimension $1 \times M$

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

$\alpha^T(\omega)$: Vecteur constituant la puissance de sortie de la rangée

$P_c(\omega)$: puissance en sortie

\hat{x}_n : sortie prédite au n ième senseur

x_{n-i} : sortie au n ième senseur

a_i : paramètres du modèle à prédire (AR)

ε_n : Erreur entre la sortie réelle et la sortie prédite

$a_0=1$: constante prise par convention égale à 1, premier coefficient du polynôme

δ_{M-1} : matrice d'ordre $M-1 \times M-1$

$G(z)$: fonction de transfert

$H(z)$: fonction de transfert

$S_x(\omega)$: spectre de la sortie d'un senseur

DOA : Direction Of Arrival

ULA : Uniform Linear Array

IFF : Interrogation Friend or Foe

SNR : Signal to Noise Ratio

MUSIC : Multiple Signal Classification

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les rangées ou réseaux de capteurs ont été utilisés depuis plusieurs décennies et dans plusieurs applications pratiques du traitement du signal. Un tel réseau consiste en un ensemble de capteurs qui sont spatialement distribués dans des positions connues par référence à un point de référence commun.

Ces capteurs collectent les signaux de sources dans leur champ de vision. Dépendent des caractéristiques du capteur et du chemin de propagation, les formes d'ondes de la source subissent des modifications déterministes ou aléatoires. Les sorties du capteur sont formées des composantes de cette source et du bruit additif tel que le bruit de mesure et le bruit thermal.

Le signal transmis est habituellement modifié en amplitude ou 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 bruits des propulseurs ou celle des engins de sous-marins dans le cas du sonar. Encore une fois, les signaux sont aléatoires dans la nature. De plus de ses signaux directs que les cibles génèrent, il existe d'autres sources de perturbations telles que les nuages dans le cas du radar et les réverbérations de la surface océaniques 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 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)

Les problèmes pratiques d'intérêt du traitement des signaux de rangée sont l'extraction des paramètres désirés, telle que la direction d'arrivée, les niveaux de puissance et inter corrélation des signaux présents dans la scène à partir de l'information fournie, et le plus important est d'estimer la forme d'onde associée au signal désiré en

améliorant la réception dans un environnement ayant de multiples sources .Pour achever ceci ,il serait alors possible de supprimer les signaux indésirés et renforcer ceux désirés.

Dans ce mémoire nous allons discuter le problème de détection des signaux multiples utilisant l'information de multiples capteurs .Dans des situations de capture active tel que le radar et le sonar, une forme d'onde connue de durée finie est générée, qui en retour, est propagée à travers un milieu et est réfléchiée par quelques cibles au point d'origine.

Le mémoire alors est organisé comme suit:

Dans le chapitre 1, nous avons décrit les notions générales de la localisation et des réseaux d'antennes en appliquant le principe de la localisation et citant les différents types d'antennes utilisées, ainsi nous avons présentés les principaux éléments d'un réseau d'antenne et les avantages de ce dernier.

Le chapitre 2 traite les différentes méthodes utilisées pour l'estimation des signaux multiples.

Dans le chapitre 3, sont présentées les trois méthodes de détection des signaux multiples à savoir : la méthode Beamformer, l'estimation de Capon et la méthode de Prédiction Linéaire.

Le chapitre 4 présente les résultats de la programmation. En premier lieu, nous avons montré et analysé la fiabilité des trois algorithmes que nous avons utilisés. Ensuite, nous avons montré l'influence de quelques paramètres désirés pour comparer et tester les performances de ces algorithmes.

Nous clôturons notre travail par une conclusion en exposant quelque perspective possible.

Chapitre 1

Généralités sur la localisation
angulaire et les réseaux
d'antennes

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LA LOCALISATION ANGULAIRE ET LES RESEAUX D'ANTENNES

1.1_ INTRODUCTION

La plupart des systèmes de télécommunication établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre. Dans ces conditions, chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, 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 classique 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.

Dans ce chapitre nous avons décrit les notions générales de la localisation et des réseaux d'antennes en appliquant le principe de la localisation et citant les différents types d'antennes utilisés, ainsi nous avons présentés les principaux éléments d'un réseau d'antenne et les avantages de ce dernier.

1.2_PRINCIPE DE LOCALISATION

La plupart des systèmes de télécommunication utilisent la propriété des ondes électromagnétiques qui se réfléchissent 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 τ 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.

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 :

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

D'où
$$D = \frac{c\Delta T}{2} \quad (1.2)$$

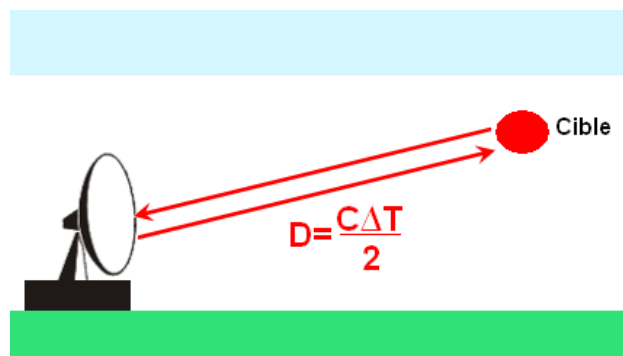


Figure1.1 : Mesure de distance

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

Dans cette ouverture θ , 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 $\pm \frac{\theta}{2}$.

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_ Onde électromagnétique

Une onde électromagnétique est une onde transversale formée par un champ électrique et un champ magnétique perpendiculaires entre eux, et perpendiculaires à la direction de propagation.

Les ondes électromagnétiques se propagent dans le vide, avec une vitesse $c = 3 \times 10^8$ ms^{-1} , qui est une constante universelle. Elles peuvent également se propager dans certains milieux matériels, mais avec une vitesse inférieure à c . C'est ainsi que les ondes hertziennes, qui sont de nature électromagnétique, peuvent traverser des milieux isolants, mais sont absorbées par des métaux.

Lorsqu'un champ électrique \mathbf{E} varie au cours du temps en un point de l'espace, il apparaît en ce point un champ magnétique \mathbf{H} dont l'intensité est d'autant plus grande que le champ électrique varie plus vite [1].

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

Une onde électromagnétique est la superposition de deux champs qui se propagent dans la direction 'd', (voir Figure I.2).

- d'un champ électrique \mathbf{E} que l'on peut capter
- et d'un champ magnétique \mathbf{B} que l'on peut capter aussi.

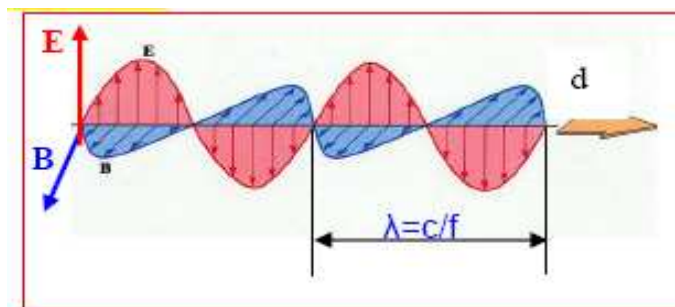


Figure 1.2 : Composition d'une onde électromagnétique

Pour qu'une onde se propage, les conditions suivantes devront être prises en considération:

- que le milieu environnant la source permet 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.

1.3.3_ Onde stationnaire

Une onde stationnaire est le phénomène résultant de la propagation simultanée dans des directions différentes de plusieurs ondes de même fréquence, dans le même milieu physique, qui forme une figure dont certains éléments sont fixes dans le temps. Au lieu d'y voir une onde qui se propage, on constate une vibration stationnaire mais d'intensité différente, en chaque point observé. Les points fixes caractéristiques sont appelés des nœuds de vibration.



Figure 1.3 : Onde stationnaire

D'après la figure 1.3, l'onde stationnaire peut être obtenue par la superposition des deux ondes progressives de sens de propagation opposés.

1.4_ ANTENNE

Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre une source (émetteur) et l'espace libre dans lequel cette énergie va se propager. Cette transmission est assurée par la transformation de l'énergie électrique circulant dans le conducteur (l'antenne) en une énergie de rayonnement électromagnétique. Réciproquement une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une

onde se propagent dans cet espace vers un appareil récepteur et dans ce cas l'antenne de réception traduit le rayonnement électromagnétique en courant électrique induit. [2]

La source d'émission (ou de la réception) est reliée à l'antenne par une ligne qui peut être une ligne de transmission en mode **TEM**, par exemple une ligne coaxiale, ou un guide d'onde.

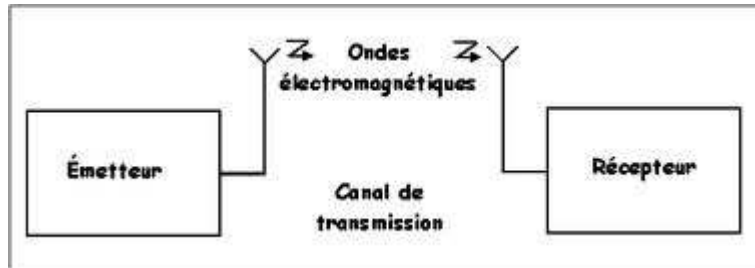


Figure 1.4 : Antenne en émission et en réception

1.4.1_ Généralités sur les antennes

En radioélectricité, une antenne est un dispositif permettant de rayonner (émetteur) ou de capter (récepteur) les ondes électromagnétiques.

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 l'appareil où elles sont guidées. 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 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.

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

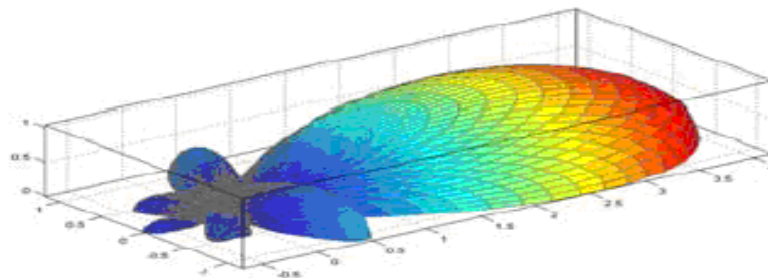


Figure 1.5 : Diagramme de rayonnement d'une antenne

- **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 un 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.
- **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

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.

1.4.4_ Caractérisation du rayonnement des antennes

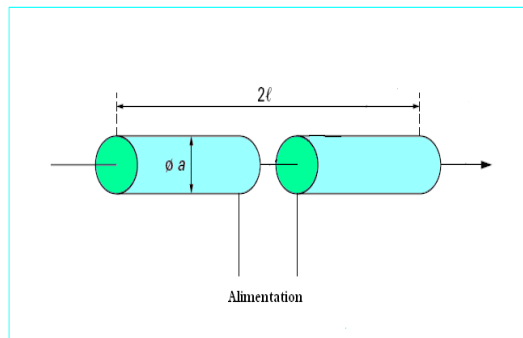
Le rayonnement d'un champ électromagnétique est causé par une source de courant telle que dans une antenne. On définit, à partir du vecteur de densité de courant caractérisant l'antenne, le vecteur de rayonnement.

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

1.5. TYPES D'ANTENNE

Il existe plusieurs types d'antennes qui sont :

- 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..)



2ℓ : longueur du dipôle
 a : diamètre du conducteur

Figure 1.6 : 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...

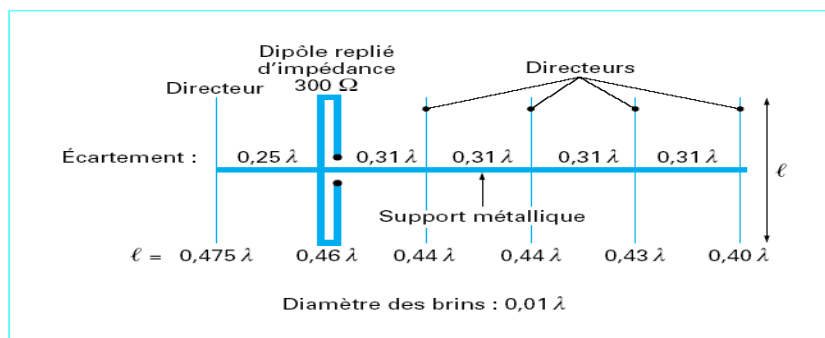


Figure 1.7 : Exemple d'une antenne Yagi

- des antennes dont la plus grande dimension est beaucoup plus grande que la longueur d'onde : réflecteurs, réseaux linéaires, circulaires, volumiques...
- Il existe aussi des antennes particulières telles 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 répandus, on retrouve les réseaux uniformes circulaires, sphériques, cylindriques, linéaires et rectangulaires. 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 $\{\theta_n\}$ et de co-élévation $\{\phi_n\}$ 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.

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 successives est déterminé 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 maximalelement 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_ Avantage du réseau d'antenne

L'avantage principal des réseaux d'antennes par rapport à une antenne simple est leurs capacités de balayage électronique, c'est-à-dire que le lobe principal peut être orienté vers n'importe quelle direction en changeant la phase du courant d'excitation de chaque élément du réseau (antennes à réseaux déphasés). En outre, en agissant également sur les

amplitudes des courants d'excitation, une grande variété de diagrammes de rayonnement et des caractéristiques de niveau des lobes secondaires peuvent être produites.

1.6.4_ Les éléments principaux d'un réseau d'antenne

Le réseau de capteurs est constitué du groupage de N éléments capteurs conçus pour recevoir (transmettre) les signaux dans le milieu de propagation. Les capteurs sont arrangés selon une structure géographique bien précise (linéaire, circulaire, rectangulaire...) afin de couvrir les directions des signaux utiles. La sortie de chacun des éléments est acheminée vers le système de formation du diagramme de rayonnement, où la sortie de chaque capteur est d'abord multipliée par un coefficient de pondération complexe (amplitude de phase) avant d'être sommée avec toutes les sorties des capteurs.

En combinaison avec les positions physiques des capteurs, cela permet de déterminer la forme du diagramme de rayonnement à partir duquel il est possible de connaître la réaction du réseau adaptatif vis-à-vis aux différents signaux.

Dans le cas où les paramètres de l'environnement sont connus avec précision, le processeur se limite à un simple calcul pour déterminer le vecteur de pondération. Cependant, la connaissance de tous les paramètres de l'environnement reste très rarement réaliste, ce qui amène à dire que le processeur de traitement adaptatif est indispensable pour un réseau adaptatif sauf indication particulière [3].

1.6.5_ 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

1.6.5.1_ Les réseaux 1D

La figure (Fig. I.8) montre la géométrie d'une rangée linéaire uniforme de N éléments omnidirectionnels, où d est l'espacement entre deux éléments adjacents et θ est l'angle d'azimut mesuré à partir de l'axe de x .

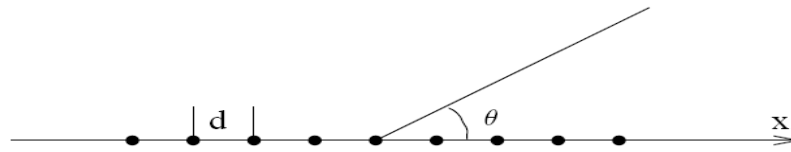


Figure 1.8 : Rangée linéaire uniforme (ULA)

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

Pour éviter l'apparition d'autres lobes primaires, la distance d doit être inférieure 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.

Les réseaux linéaires sont utilisés principalement en radar :

- soit directement pour certaines applications telles que les radars secondaires (ou IFF, Interrogation Friend or Foe), les 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.

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[4].

1.6.5.2_ Les réseaux 2D

Parmi les réseaux 2D, on trouve par exemple les réseaux circulaires

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(FigI.9) illustre ce type de réseau.

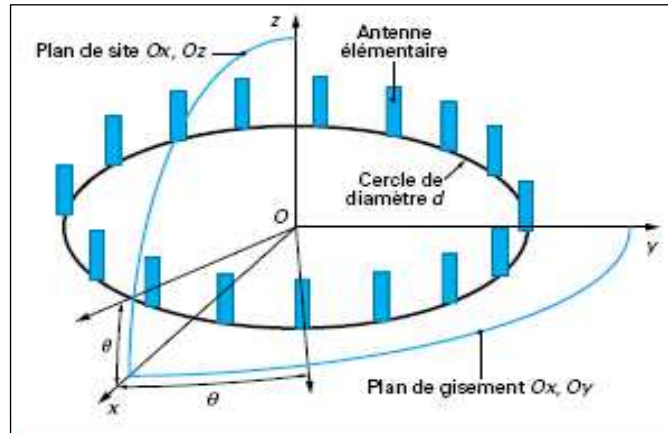


Figure 1.9 : Réseau circulaire

❖ **Intérêt du réseau circulaire**

C'est l'antenne fixe la plus simple qui permet de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360°.

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)[4].

1.6.5.3_ 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.

• **Réseau cylindrique**

Le réseau cylindrique est bien adapté pour balayer un faisceau sur 360° 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° suivant la loi $1/\cos \theta$.

Le réseau cylindrique est généralement constitué de **sources** régulièrement **réparties** sur un cylindre, comme le montre la figure (Figure. 1.10)[4].

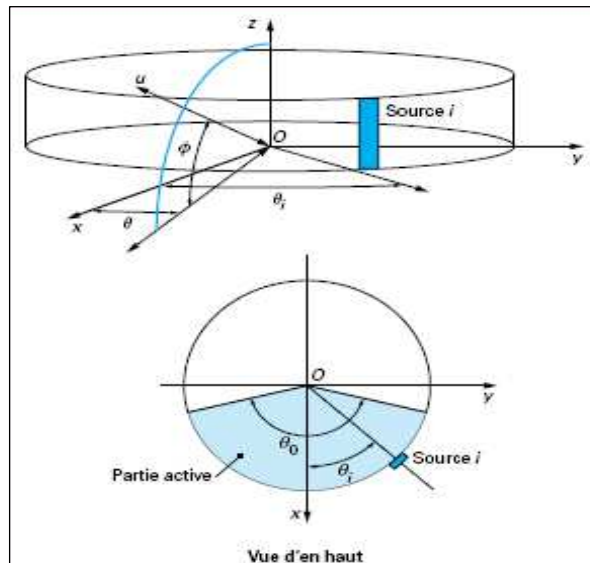


Figure 1.10 : Réseau cylindrique

1.7_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. 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 pour l'estimation de la direction d'arrivée en se basant sur la décomposition de l'espace en un espace bruit et un espace signal par la recherche des valeurs propres.

Chapitre 2

Estimation de signaux
multiples et traitement
d'antennes

CHAPITRE 2

ESTIMATION DES SIGNAUX MULTIPLES ET TRAITEMENT D'ANTENNE

2.1. INTRODUCTION

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 réfléchiée 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, répliqués 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 modéliser le bruit résultant comme un processus Gaussien et habituellement stationnaire. On a besoin de dire, que dans telle situation, la totalité du signal et du processus de bruit peuvent être complètement spécifiés par leurs moments de premier et second ordre.

Dans ce chapitre 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'antennes désire le recevoir.

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 généralement est 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).

2.3_ DEFINITION DU SNR (rapport signal sur bruit)

Le rapport signal sur 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 sur 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.

2.4. 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 $u_r(t)$ est le signal porteur actuel modulé en phase avec un facteur de phase θ , il s'écrit comme suit :

$$u_r(t) = \sqrt{p} \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \theta) \quad (2.1)$$

sa représentation complexe est donnée par

$$\tilde{u}(t) = \sqrt{P} e^{j(\omega_0 t + \phi(t) + \theta)} \quad (2.2)$$

Il est claire que,

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

Et soit $u(t)$ qui est connue comme étant la bande de base de l'enveloppe complexe réduite du signal réel $u_r(t)$ donné comme suit :

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

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 porteuse 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 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 constituant des sources à large bande. De plus, tous ces signaux peuvent être incorrélés, corrélés ou cohérents avec n'importe quels autre.

En particulier, pour deux signaux conjointement stationnaires $u_i(t)$ et $u_j(t)$, soit ρ_{ij} représentant leur coefficient de corrélation définit par :

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

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

- $\rho_{ij} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \quad \text{sont incorrélés}$
- $0 \leq |\rho_{ij}| \leq 1 \quad \Rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \quad \text{sont corrélés}$
- $|\rho_{ij}| = 1 \quad \Rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \quad \text{sont cohérents}$

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

$$u_j(t) = \alpha u_i(t) \quad (2.6)$$

Où α 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'interéléments peuvent être corrélés ou incorrélés (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 :

$$E[n_i(t)n_j^*(t)] = \sigma^2 \delta_{ij} \quad (2.7)$$

Où σ^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 en retardée/avancée de son enveloppe complexe à l'élément de référence.

Pour voir ceci, on considère les deux signaux complexes d'une paire d'éléments, de capteurs identiques $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$, représentant chacun l'onde plane modulée à l'élément de référence et données par l'équation (2.2). leurs enveloppes sont $u(t)$ et $v(t)$ respectivement (voir figure 2.1).

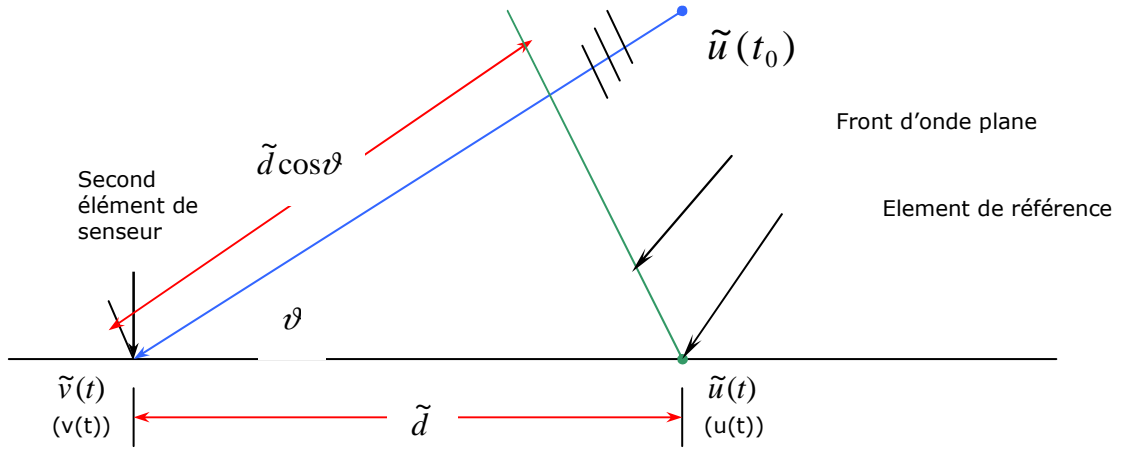


Figure 2.1 : Paire d'éléments de capteurs identiques.

D'après la figure 2.1, la normale au front d'onde plane fait un angle θ 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 τ est donné par :

$$\tau = \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{c} \quad (2.8)$$

Et

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t - \tau) \quad (2.9)$$

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 τ et dans ce cas :

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t) e^{-j\omega_0 \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{c}} = \tilde{u}(t) e^{-j2\pi \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{\lambda}} \quad (2.10)$$

Où λ est la longueur d'onde associée.

En termes de représentation d'enveloppe complexe réduite de la bande de base, le signal de référence $u(t)$ s'exprime par l'équation (2.4) et à partir de l'équation (2.10) la sortie du second capteur est donnée par :

$$v(t) = u(t) e^{-j2\pi \tilde{d} \cos \theta / \lambda} \quad (2.11)$$

Souvent, il est plus avantageux d'exprimer l'espacement des inter-éléments en terme 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 capteur, alors $d = \frac{\tilde{d}}{(\lambda/2)}$ et l'équation (2.11) devient :

$$v(t) = u(t) e^{-j\pi d \cos \theta} \quad (2.12)$$

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, et est indépendant de la variable temporelle. 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 figure (2.1) peut être écrite comme suit

$$v(t) = u(t - \tau) \quad (2.13)$$

Si $U(f)$ et $V(f)$ représentant la transformée de Fourier de $u(t)$ et $v(t)$ respectivement, l'équation (2.13) se réduit à :

$$V(f) = U(f) e^{-j2\pi f \tau} = U(f) e^{-j\pi f d \cos \theta / f_0} \quad (2.14)$$

Cette dernière équation est structurellement identique à une situation de bande étroite représentée dans l'équation (2.12) 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 de l'équation (2.14) est sensible à la fréquence (fonction de la variable f), et ceci sera en contraste avec l'équation

(2.11) où elle est indépendante de la variable libre t . Cette importante différence doit être prise en considérant une information en bande large [5].

2.5_ AVANTAGE D'UTILISATION D'UN RESEAU D'ANTENNES

L'objectif principal d'un réseau d'antennes est d'améliorer la réception de certains signaux appelés signaux désirés (utiles) tout en empêchant au maximum tous les autres signaux indésirables, souvent appelés interférences. Par exemple, si la direction d'arrivée du signal utile est connue, il est possible d'assurer une meilleure réception en annulant tous les signaux arrivant d'autres directions considérées comme interférences.

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 senseurs identiques. Soient d_1, d_2, \dots, d_M représentant les distances normalisées de ces senseurs respectivement au point de référence et $u(t)$ l'enveloppe complexe du signal à ce point. Et, soient $n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques comme dans l'équation (2.7). En utilisant l'équation (2.12) il est très facile de voir que l'enveloppe complexe du signal total reçu au $i^{\text{ème}}$ senseur peut s'écrire comme suit :

$$x_i(t) = u(t)e^{-j\pi d_i \cos \theta} + n_i(t) \quad (2.15)$$

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

$$(SNR)_e = \frac{E[|u(t)|^2]}{E[|n_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (2.16)$$

Où $P = E[|u(t)|^2]$ par définition, représente la puissance du signal.

A partir de l'équation (2.15), les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sorties du réseau sont déplacées 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 :

$$y(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t)e^{j\pi d_i \cos \theta} = Mu(t) + \sum_{i=1}^M n_i(t)e^{j\pi d_i \cos \theta} = Mu(t) + n(t) \quad (2.17)$$

Le SNR en sortie dans ce cas est donné par :

$$\begin{aligned}
 (SNR)_s &= \frac{E \left[|Mu(t)|^2 \right]}{E \left[|n(t)|^2 \right]} = \frac{M^2 P}{\left| \sum_i \sum_j E \left[n_i(t) n_j^*(t) \right] \right|} \\
 &= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M (SNR)_e
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

Ainsi, un simple déplacement de phase et une opération d'addition entre les sorties du capteur résulte une amélioration dans le rapport signal sur bruit par un facteur égale 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.

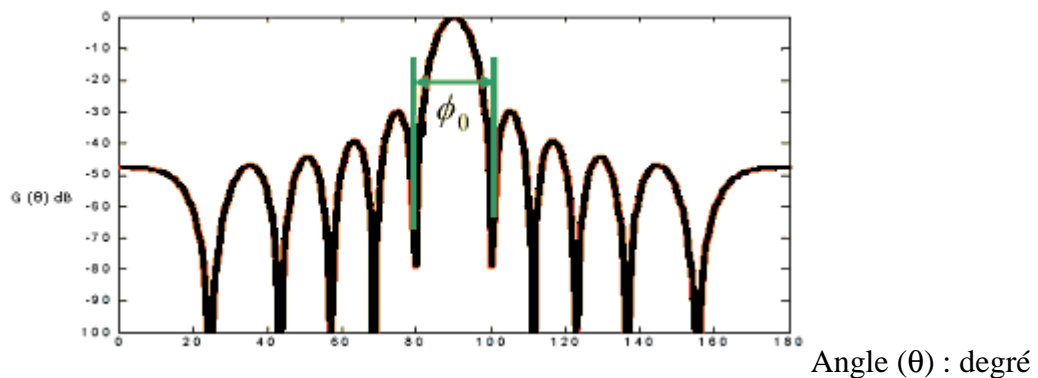


Figure 2.2 : Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments

Avec
$$\phi_0 = 2 \sin^{-1} \left(\frac{2}{M} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0
 \tag{2.19}$$

Alternativement, la rangée a été « dirigée » pour voir selon le long de la direction θ . Le modèle directionnel dans le plan contenant la rangée peut pour cela être trouvé à partir du facteur de la rangée F est donné par:

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^M e^{j\pi d_i \cos \theta}
 \tag{2.20}$$

et le modèle du gain directionnel normalisé G est donné par:

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} F(\theta) \right|^2 \quad (2.21)$$

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

$$G(\theta) = \left(\frac{\sin(\pi M \cos \theta / 2)}{M \sin(\pi \cos \theta / 2)} \right)^2 \quad (2.22)$$

et ceci est montré sur la figure (2.2) pour un réseau de 10 éléments, dirigés le long de θ . La largeur du lobe principal est $2\cos^{-1}(2/M)$, et 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 θ . 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 figure.2.2), et dans une situation statique, les poids de la rangée 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 Δ_0 de $(i-1)$ est inséré 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 :

$$\theta_0 = \cos^{-1}(\Delta_0 / \pi) \quad (2.23)$$

Et le modèle directionnel total sera dirigé vers cette nouvelle direction. Cet effet peut facilement être incorporé dans l'équation (2.22) 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 et les niveaux de puissance associée. Ainsi de variables techniques développées pour évaluer ces paramètres sont discutées dans de nombreuses littératures [5].

2.6_ TECHNIQUE CONVENTIONNELLE D'ESTIMATION DE LA DOA

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. Si $x_i(t)$ représentant la sortie du $i^{\text{ème}}$ senseur et w_i le facteur de pesée correspondant désiré, la sortie du réseau (y) peut être écrite comme la somme des vecteurs de pesée (w) de tous les signaux reçus, comme c'est montré dans la figure (2.3) :

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.24)$$

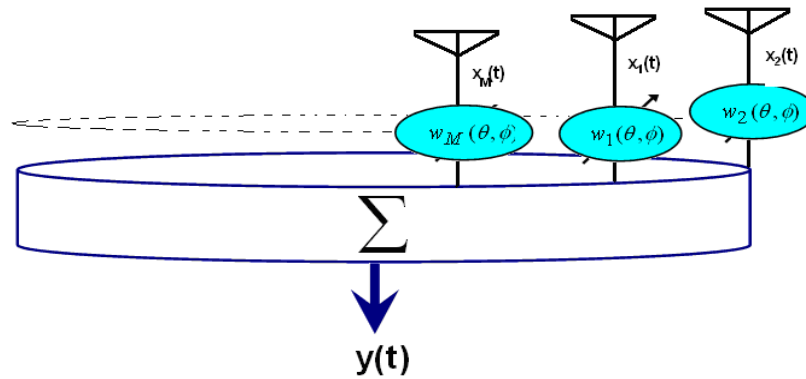


Figure 2.3 : Schéma de traitement d'une rangée d'antennes en utilisant des facteurs de pesée

où

$$w = [w_1(\omega), w_2(\omega), \dots, w_M(t)] \quad (2.25)$$

et

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)] \quad (2.26)$$

Qui est le vecteur observé de donnée.

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

$$P(w) = E[|y(t)|^2] = w^T E[x(t)x^T(t)]w = w^T R w \quad (2.27)$$

Et la matrice de covariance $R(M \times M)$ de sortie de du réseau, définie toujours positive, s'écrit

$$R = E[x(t)x^T(t)] \quad (2.28)$$

Ci-dessous se présente les quatre techniques d'estimation de DOA :

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_ La méthode de prédiction linéaire

La prédiction linéaire, basée sur l'estimation est une procédure très commune utilisée dans l'analyse des séries temporelles pour la modélisation de tout pôle de données. Elle a déjà été utilisée avec succès dans le traitement de rangée. Dans ce cas, les sorties de l'un des senseurs sont prédites comme une combinaison linéaire des sorties des $(M-1)$ senseurs restants à tout instant, et les coefficients de prédiction sont sélectionnés de sorte à minimiser l'erreur quadratique moyenne.

2.6.4_ Les 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.

Deux méthodes des sens espaces sont à définir :

- La méthode MUSIC
- La méthode MIN-NORM

2.6.4.1_ La méthode MUSIC (Multiple Signal Classification)

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.

Le spectre de MUSIC est donné par :

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H a}{a^H (\phi) E E^H a(\phi)} \quad (2.29)$$

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

2.6.4.2_ La méthode MIN- NORM

Cette méthode et la méthode MUSIC sont pareilles en quelque sorte. 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 :

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

Avec \mathbf{a} est le vecteur de direction.

2.7_CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a introduit quelques notions de base sur le traitement d'antennes, notamment la représentation du signal, l'intérêt d'un réseau d'antenne et enfin une brève introduction aux techniques classiques pour l'estimation des DOAs. Ces dernières, seront utilisées et détaillées dans le chapitre qui suivra.

Chapitre 3

Méthodes de détection des signaux multiples

CHAPITRE 3

METHODES DE DETECTION DES SIGNAUX MULTIPLES

3.1_ INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présenterons quelques techniques d'estimation de l'angle d'arrivé des signaux électromagnétique tels que: le beamformer, capon et prédiction linéaire.

L'algorithme de chaque estimateur sera présenté ci-dessous:

3.2_ Estimateur de beamformer

Comme son nom l'indique, les poids w_i de la sortie de la rangée sont choisis comme étant des facteurs de phase requis pour diriger la rangée le long d'une direction spécifique θ .

Ces poids sont donnés comme suit :

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\pi d_i \cos \theta} \quad (3.1)$$

Pour les notations conventionnelles, on définit w par :

$$\omega = \pi \cos \theta \quad (3.2)$$

Et soit w_B le vecteur de dimension $1 \times M$ donné par:

$$w_B = \frac{1}{\sqrt{M}} [e^{-j d_1 \omega}, e^{-j d_2 \omega}, \dots, e^{-j d_M \omega}]^T \triangleq a(\omega) \quad (3.3)$$

Ainsi, la sortie de la rangée est donnée est :

$$y(t) = W_B^T x(t) = a^T(\omega)x(t) \quad (3.4)$$

En utilisant l'équation (2.27), la puissance en sortie est :

$$P_B(\omega) = E \left[\left| \sum y(t) \right|^2 \right] = a^T(\omega) R a(\omega) \quad (3.5)$$

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-cible incorélée 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. Il est très facile de vérifier que dans une scène de sources localisées sous le lobe principal, leurs deux pics donnent un seul, ceci résulte en la dégradation de la résolution.

Cela a conduit à l'estimateur de Capon, pour optimiser le vecteur de pesée tel que, tant que la rangée est dirigée le long d'une spécifique, les contributions du signal d'autres directions sont minimisées.

3.3_ Estimateur de capon

La puissance de sortie de la rangée, contient les contributions du signal désiré le long de la direction de scanning, aussi bien que celles indésirés d'autres directions d'arrivée. Pour minimiser les contributions de ces dernières, la puissance en sortie de la rangée est minimisée ici tant qu'on maintient le gain le long de la direction de scanning constant. Ceci est équivalent au problème suivant :

$$\min_w w^T R w \quad \left| w^T a(\omega) \right| = 1 \quad (3.6)$$

Pour des matrices de covariance définies positives, la solution au vecteur de pesée est donnée par :

$$w_c = \frac{R^{-1} a(\omega)}{a^T(\omega) R^{-1} a(\omega)} \quad (3.7)$$

Et avec ce vecteur de pesé , la puissance de sortie de la rangée prend la forme :

$$P_c(\omega) = \frac{1}{a^T(\omega)R^{-1}a(\omega)}. \quad (3.8)$$

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

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 présentée 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 la figure 3.1).Ainsi tout en se dirigeant le long d'une direction spécifique toutes les arrivées à la rangée le long de toute autre direction deviennent indésirables et dans ce sens elles représentent des directions dépendantes 'comme un signal' bruit

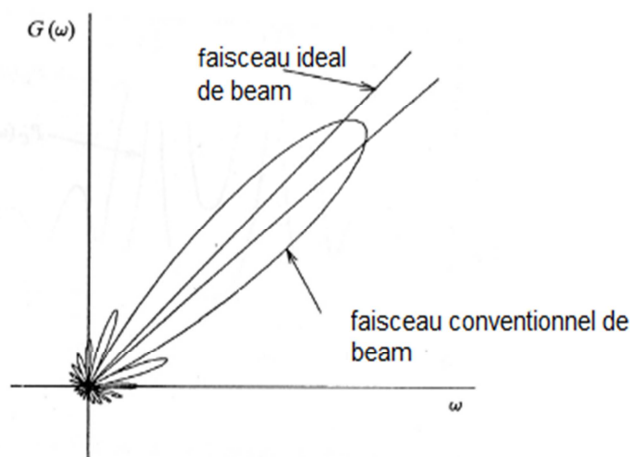


Figure (3.1) : le beamformer idéal

Par conséquent un signal qui est désiré actuellement quand la direction de scanning 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 de regard, aussi bien que les seuils de puissance des signaux et de la géométrie de la rangée,

Toutes ces informations sont incorporées dans l'équation (3.6), laquelle est résolue la puissance actuelle pour le vecteur de pesée en utilisant l'expression suivant :

$$P(\omega) = E \left[|y(t)|^2 \right] = W^T E[x(t)x^T(t)] W = W^T R W$$

L'estimateur présenté par l'équation (3.8) possède une résolvabilité de puissance supérieure comparée à la sortie du beamformer standard dans l'équation (3.5). Ceci est à par la suite de l'équation commençant par $R^{1/2} R^{-1/2} = I$, qui donne :

$$[a^T(\omega) R^{1/2}] [R^{-1/2} a(\omega)] = 1$$

Et l'application l'inégalité de Cauchy-Schwarz résulte aisément :

$$[a^T(\omega) R a(\omega)] [a^T(\omega) R^{-1} a(\omega)] \geq 1 \quad (3.9)$$

Ou

$$P_B(\omega) \geq P_C(\omega) \quad (3.10)$$

En raison de sa puissance de résolution plus élevée, l'estimateur spectral de haute résolution est également utilisé que d'autres estimateurs tels que la méthode de prédiction linéaire.

3.4_ Estimateur de prédiction linéaire

soient $x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-M+1}$ sont les M sorties du senseur et \hat{x}_n , le prédicteur pour x_n , nous avons :

$$\hat{x}_n = - \sum_{i=1}^{M-1} a_i x_{n-i} \quad (3.11)$$

Ceci définit erreur comme :

$$\varepsilon_n = x_n - \hat{x}_n = \sum_{i=1}^{M-1} a_i x_{n-1} \cdot a_{0=1} \quad (3.12)$$

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne $E[|\varepsilon_n|^2]$ est défini dans l'équation linéaire standard suivante :

$$E[\varepsilon_N x_n^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-1} x_{n-k}^*] = 0 \quad , \quad k = 1, 2, \dots, M-1 \quad (3.13)$$

Et l'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$E[|\varepsilon_n|^2] = E[\varepsilon_n x_n^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-1} x_n^*] = \delta_{M-1} \quad (3.14)$$

Si les sorties du senseur sont spatialement stationnaires au sens large, alors leurs inter corrélation dépend seulement des distances des inter-éléments, et dans ce cas quelques intéressantes conclusions apparaissent. En pratique, ceci se produit quand un rangé uniforme reçoit des signaux d'un ensemble de sources incorréllées. Dans ce cas

$$E[x_{n-1} x_{n-k}^*] = r(k - i) = r^*(i - k) \quad (3.15)$$

Nous remplaçons cette équation dans les équations (3.13), (3.14) nous avons :

$$\sum_{i=0}^{M-1} a_i r(k - i) = 0 \quad , \quad k = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (3.16)$$

$$\sum_{i=0}^{M-1} a_i r(-i) = \delta_{M-1} \quad (3.17)$$

Et en les mettant sous forme matricielle, ceci se réduit :

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & \dots & r(M-1) \\ r(1) & r(0) & & & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ r(M-1) & r(M-2) & \dots & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta_{M-1} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\varepsilon_n \rightarrow G(z) \rightarrow x_n$$

Figure 3.2 : modèle de prédiction linéaire

De plus (3.12) peut être interprété sous forme de système montre dans la figure (3.2) où :

$$G(z) = \frac{1}{H(z)}$$

Et

$$H(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{M-1} z^{-(M-1)} \quad (3.19)$$

Ainsi x_n peut être a travers une sortie d'un systeme excite par un processus de bruit incorrele de puissance moyenne δ_{M-1} . D'autre part, si les erreurs $\varepsilon_n, \varepsilon_{n+k}$ sont aussi incorrelées pour tout n et k, alors l'entrée represente un processus de bruit blanc et x_n un processus autorégressif d'ordre (M-1). De la (fig3.2), la densité spectrale de puissance $S_x(\omega)$ de la sortie du processus est reliée à la fonction de transfert du système et a. la densité spectrale de l'entrée par la relation :

$$S_x(\omega) = |G(e^{j\omega})|^2 S_\varepsilon(\omega) = \frac{\delta_{M-1}}{|H(e^{j\omega})|^2} \quad (3.20)$$

Pour simplifier cette dernière prenons T_{m_i} comme étant la matrice hermitienne de Toeplitz générée par $r(0), r(1), \dots, r(M-1)$ et Δ_{M-1} sont déterminant. Alors :

$$T_{M-1} \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & \dots & r(M-1) \\ r(1) & r(0) & & \dots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ r(M-1) & r(M-2) & \dots & \dots & r(0) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Et

$$\Delta_{M-1} = |T_{M-1}| > 0 \quad (3.22)$$

Et à partir de l'équation (3.3) utilisant la règle de Cramer pour la dernière entrée dans le vecteur a inconnu nous avons :

$$\delta_{M-1} = \frac{\Delta_{M-1}}{\Delta_{M-2}} \quad (3.23)$$

De plus l'équation (3.18) avec l'équation (3.5) donnent :

$$\begin{aligned} H(z) &= \begin{bmatrix} z^{-(M-1)} & z_1^{-(M-2)} & \dots & z^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} z^{-(M-1)} & z_1^{-(M-2)} & \dots & z^{-1} & 1 \end{bmatrix} T_{M-1}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta_{M-1} \end{bmatrix} \\ &= \frac{-1}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} T_{M-1} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ z^{-(M-1)} & \dots & 1 & \delta_{M-1} \\ & & & 0 \end{vmatrix} \end{aligned}$$

$$= \frac{-1}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} T_{M-2} & r(M-1) \\ \cdot & r(M-2) \\ \vdots & \cdot \\ z^{-(M-1)} \dots \dots z^{-1} & r(1) \\ & 1 \end{vmatrix} \quad (3.24)$$

Où nous avons développés le premier déterminant le long de la dernière colonne et utilisant l'équation (3.23).

La densité spectrale de puissance de sortie dans (3.20) est prise comme l'estime de la prédiction linéaire PL(o).en Utilisant l'équation (3.24) ceci donne :

$$P_L(\omega) = S_x(\omega) = \frac{1}{|g_{M-1}(e^{-j\omega})|^2} \quad (3.25)$$

Où

$$g_{M-1}(z) = \frac{1}{\sqrt{\Delta_{M-1} \Delta_{M-2}}} \begin{vmatrix} r(0)r(1) \dots r(M-2)r(M-1) \\ r(1)r(0) \dots r(M-3)r(M-2) \\ \dots \\ r(M-2)r(M-3) \dots r(0)r(1) \\ z^{M-1} z^{M-2} \dots z \quad 1 \end{vmatrix} \quad (3.26)$$

Le polynôme $g_{M-1}(z)$ a tout ses (M-1) zéros dans $|z| > 1$ et represente un filtre stable. Ces zéros peuvent être à l'intérieur du cercle unitaire $z = e^{j\omega}$, créant des pics étroits dans la sortie du spectre.

En général, la capacité de la résolution de la prédiction linéaire basée sur l'estimateur est connue comme étant supérieure que celle de l'estimateur de Capon .Pour expliquer cela, nous devons relier ces deux estimateurs pour une rangée uniformément espacée dans une situation spatialement stationnaire. Dans ce cas à partir de l'équation (3.8) nous avons

$$\frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} = a^T(\omega) T_{M-1}^{-1} a(\omega)$$

$$= \frac{\left(\frac{1}{M}\right)}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} T_{M-2} & 1 \\ \vdots & e^{-j\omega} \\ 1e^{j\omega} \dots e^{j(M-2)\omega} & e^{-j(M-2)\omega} \\ & 0 \end{vmatrix}$$

En utilisant un autre résultat fondamental bien connu en identité de matrice, l'expression précédente se réduit à :

$$\begin{aligned} \frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} &= -\frac{\left(\frac{1}{M}\right)}{\Delta_{M-2}} \begin{vmatrix} T_{M-2} & 1 \\ \vdots & e^{-j\omega} \\ 1e^{j\omega} \dots e^{j(M-2)\omega} & e^{-j(M-2)\omega} \\ & 0 \end{vmatrix} \\ &+ \frac{\left(\frac{1}{M}\right)}{\Delta_{M-1} \Delta_{M-2}} \begin{vmatrix} r(1)r(0) \dots r(M-3)r(M-2) \\ r(0)r(1) \dots r(M-4)r(M-3) \\ \dots \\ r(M-1)r(M-2) \dots r(1)r(0) \\ 1 \quad e^{j\omega} \dots e^{j(M-2)\omega} e^{j(M-1)\omega} \end{vmatrix} \\ &= \frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} + \frac{\left(\frac{1}{M}\right)}{\Delta_{M-1} \Delta_{M-2}} \left\| \begin{bmatrix} r(0)r(1) \dots r(M-2)r(M-1) \\ r(1)r(0) \dots r(M-3)r(M-2) \\ \dots \\ r(M-2)r(M-3) \dots r(0)r(1) \\ e^{j(M-1)\omega} e^{j(M-2)\omega} \dots e^{j\omega} \quad 1 \end{bmatrix} \right\|^2 \\ &= \frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} + \frac{1}{M} + \frac{1}{P_L(\omega)} \quad (3.27) \end{aligned}$$

En complétant la récursivité plus haut, on a :

$$\frac{1}{P_L(\omega)} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \frac{1}{P_L^{(k)}(\omega)}$$

Cette relation de type de résistance parallèle entre l'estimateur de Capon et la prédiction linéaire basée sur l'estimateur, a été en premier dérivée par Burg dans la connexion de l'estimateur de la maximum entropie. Ainsi, la réciprocity de l'estimateur de Capon est égale à la moyenne de la réciprocity de la prédiction linéaire basée sur l'estimateur, obtenue a partir du point le plus haut au point M du filtre d'erreur de prédiction. La faiblesse résolution de l'estimateur de Capon est due à la moyenne dans (3.27) de la plus faible par rapport a la plus grande résolution de l'estimateur de prédiction linéaire. L'augmentation de la résolution est pratiquement accompagnée par des ondulations dans l'estimation de la puissance pour l'estimateur de prédiction linéaire, toute fois que la direction de pointage n'est jamais éloignée d'une des directions actuelles d'arrivée. Alternativement, les faux pics seront attribués à la fin :

$$T_{M-2} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(M-1) \\ r(M-2) \\ \vdots \\ r(1) \end{bmatrix} = -\gamma_{M-1,1}$$

Et

$$\delta_{M-1} = r(0) + r(M-1)a_{M-1} + r(M-2)a_{M-2} + \dots + r(1)a_1$$

Soit $\tilde{a} = [a_{M-1}, a_{M-2}, \dots, a_1]^T$, alors

$$\tilde{a} = T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.28)$$

Et

$$\delta_{M-1} = r(0) + \gamma_{M-1,1}^T \tilde{a} = r(0) - \gamma_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.29)$$

Aussi à partir de l'équation (3.19) nous avons

$$H(z) = 1 + [z^{-(M-1)}, z^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}] \tilde{a}$$

Où

$$H(e^{j\omega}) = 1 + S^T(\omega) \tilde{a} = 1 - S^T(\omega) T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.30)$$

et

$$s(\omega) = [e^{j(M-1)\omega}, e^{j(M-2)\omega}, \dots, e^{j\omega}]^T$$

Ainsi

$$P_L(\omega) = \frac{\delta_{M-1}}{|H(e^{j\omega})|^2} = \frac{r(0) - \gamma_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1}}{|-s^T(\omega) T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1}|^2} \quad (3.31)$$

Cette expression peut être utilisée dans l'analyse des propriétés statistiques du prédicteur linéaire quand les données échantillonnées sont utilisées dans l'estimation de covariances inconnues.

Chapitre 4

Résultats et interprétations

CHAPITRE 4

SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

4.1_ INTRODUCTION

On considère un réseau linéaire de K capteurs numérotés de 1 à K , et recevant des signaux provenant de p sources et perturbés par du bruit additif. On suppose que le bruit est stationnaire temporellement et spatialement, de même que les signaux provenant de différentes sources. On suppose également que le bruit et les sources d'une part, et les sources entre elles d'autre part sont décorrélés. On vérifie que ces hypothèses permettent de garantir la stationnarité du processus observé.

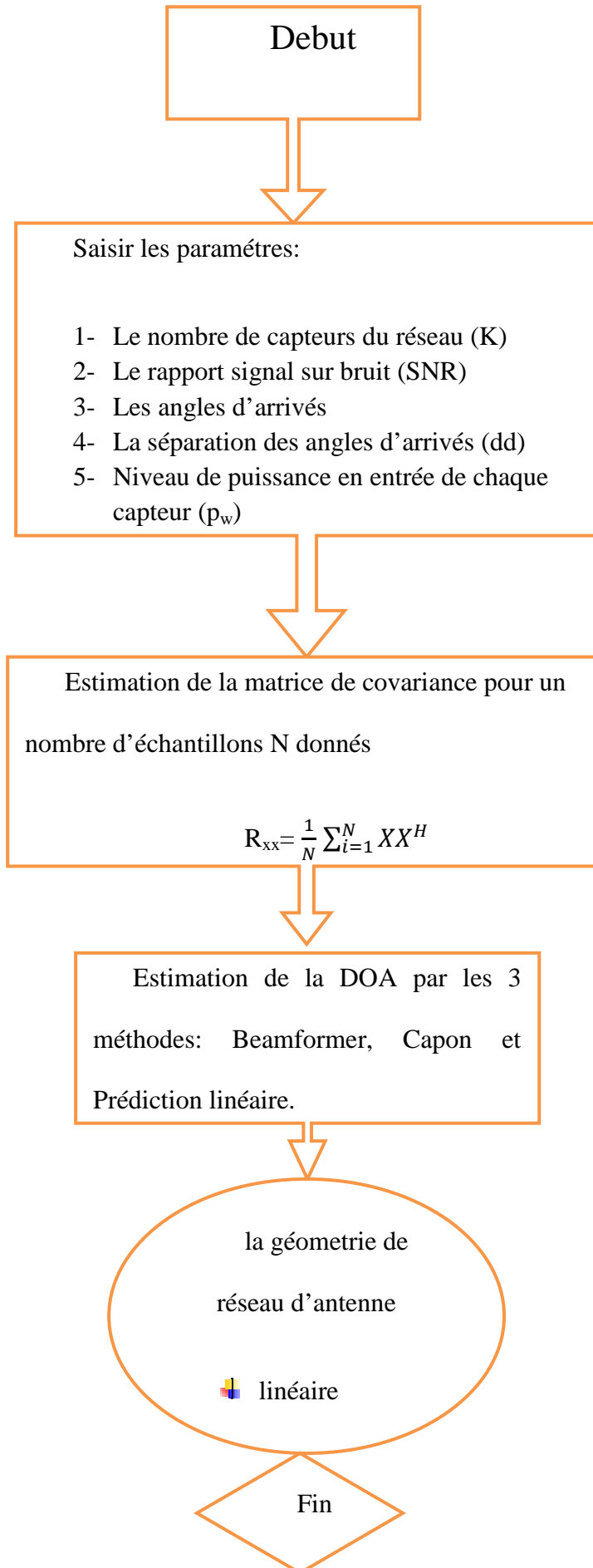
D'un point de vue pratique, les signaux observés peuvent se trouver dans des bandes de fréquences incompatibles avec les traitements électroniques. On supposera dans ce qui suit que l'observation sur les différents capteurs est obtenue par démodulations en phase et en quadrature de signal physique étudié, et on la représentera par une grandeur complexe.

Après avoir fait une comparaison théorique des trois estimateurs Beamformer, Capon et le prédicteur linéaire, pour la détermination de la direction d'arrivée nous nous intéressons maintenant à l'étude comparative par simulations de ces trois estimateurs dans différentes situations afin de tester leurs performances et de voir leurs limites. Ceci dans le but de dégager une conclusion comparative et générale sur ce type de technique d'estimation de la DOA par une rangée de senseurs alignés et équidistants.

Nous avons choisis les situations les plus intéressantes avec un facteur de puissance maintenu constant tout le long de la simulation. Ces simulations regroupent l'influence sur :

- la distance entre inter-élément notée ici par d ;
- le niveau de puissance en entrée de chaque senseur noté par le vecteur P_w ;
- le nombre de senseurs ou capteurs noté ici par K ;
- la séparation des angles d'arrivées des sources.

L'ORGANIGRAMME



4.2_ Simulation des performances des méthodes de détection des signaux multiples

4.2.1_ Comparaison des 3 méthodes

Dans cette partie, nous allons indiquer la fiabilité des 3 estimateurs, la simulation a été faite avec des paramètres optimisés suivants :

- Angles d'arrivée: -50° , 10° et 60°
- SNR= 20 db (commun)
- $P_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$
- Sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.5$

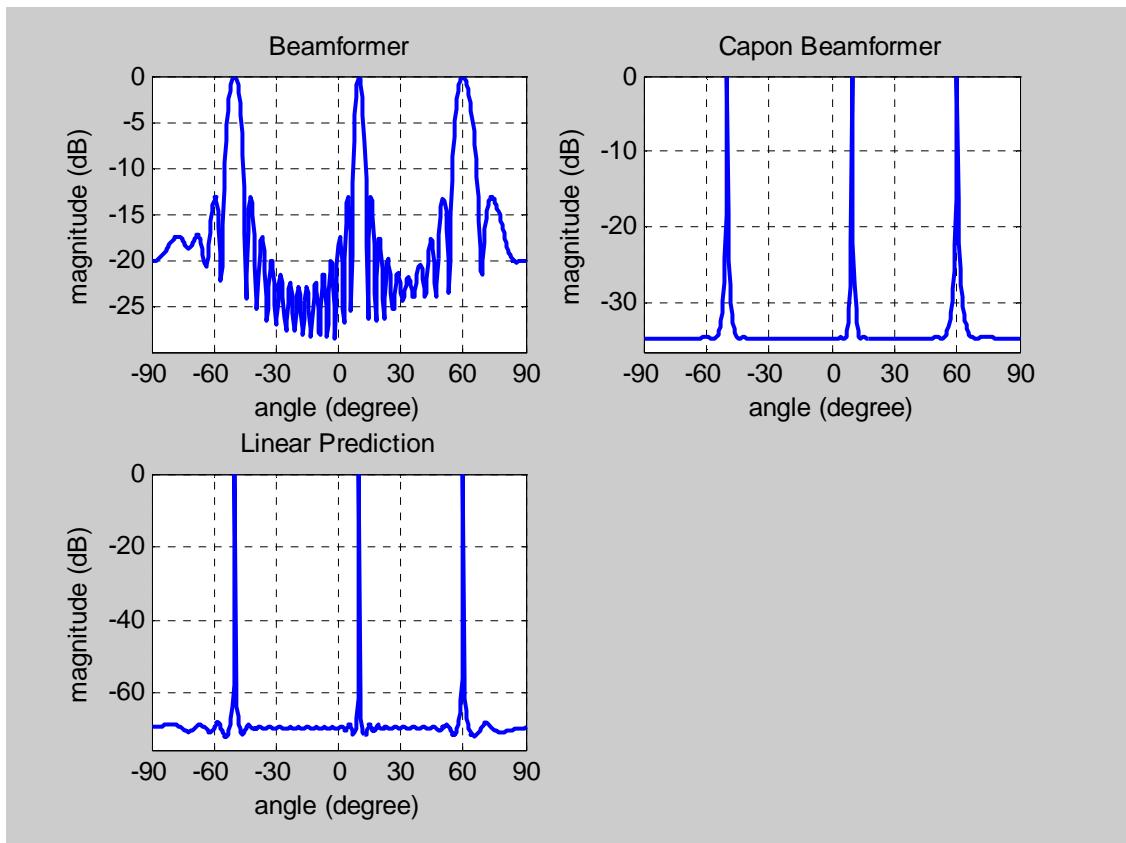


Figure 4.1 : Etude de la fiabilité des trois estimateurs

Après l'analyse des graphes on remarque que :

L'estimation des DOA est avec une précision imposante dans les trois méthodes, notamment pour les méthodes hautes résolutions (capon et linéaire prédiction) ,bien que la

méthode classique (beamformer) est un peu bruité est offre de large pics .Mais les résultats reste positive dans les trois cas .D’où la fiabilité de toutes les méthodes dans le cas général.

4.2.2_ Influence du niveau de puissance

Avec les mêmes paramètres précédents, nous allons essayer de faire changer la puissance p_w de la deuxième source et garder celle des autres directions.

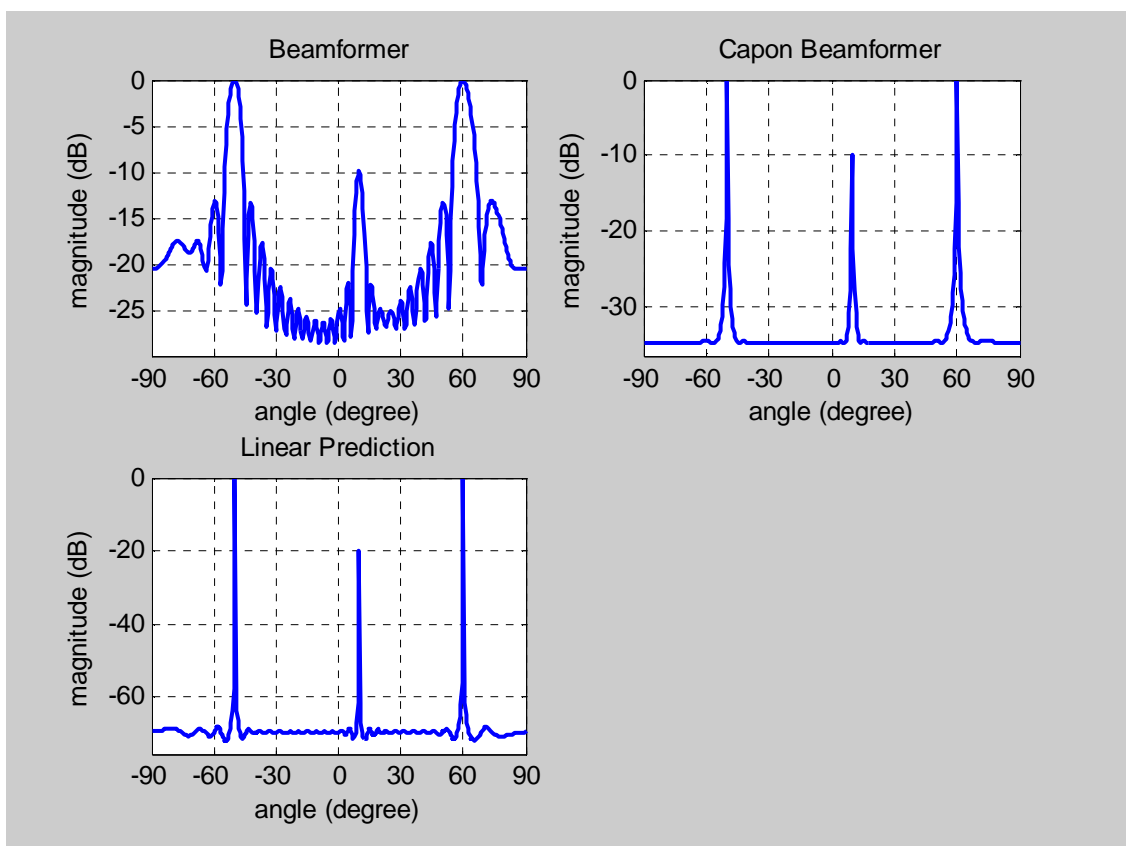


Figure 4.2 Influence du niveau de puissance

On remarque la diminution du niveau de puissance le long du deuxième pic dans tous les cas, cela est proportionnellement a chaque algorithme.

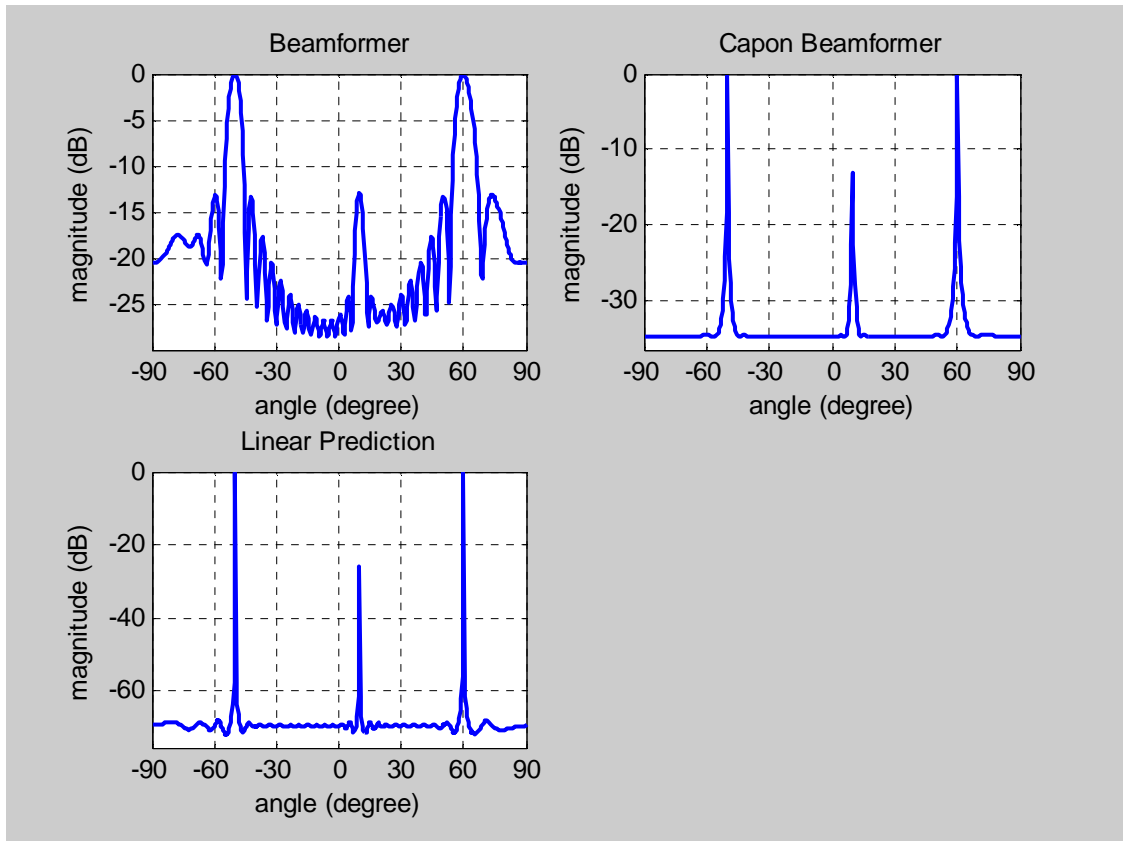


Figure 4.3 : Influence de niveau de puissance

D'après la simulation 4.2 et 4.3, on remarque bien l'influence de la diminution du niveau de puissance sur la détection dans la méthode classique (beamformer), car cette diminution rend le niveau de puissance du pic concerné indifférent du bruit.

4.2.3_ Influence du nombre de capteurs K

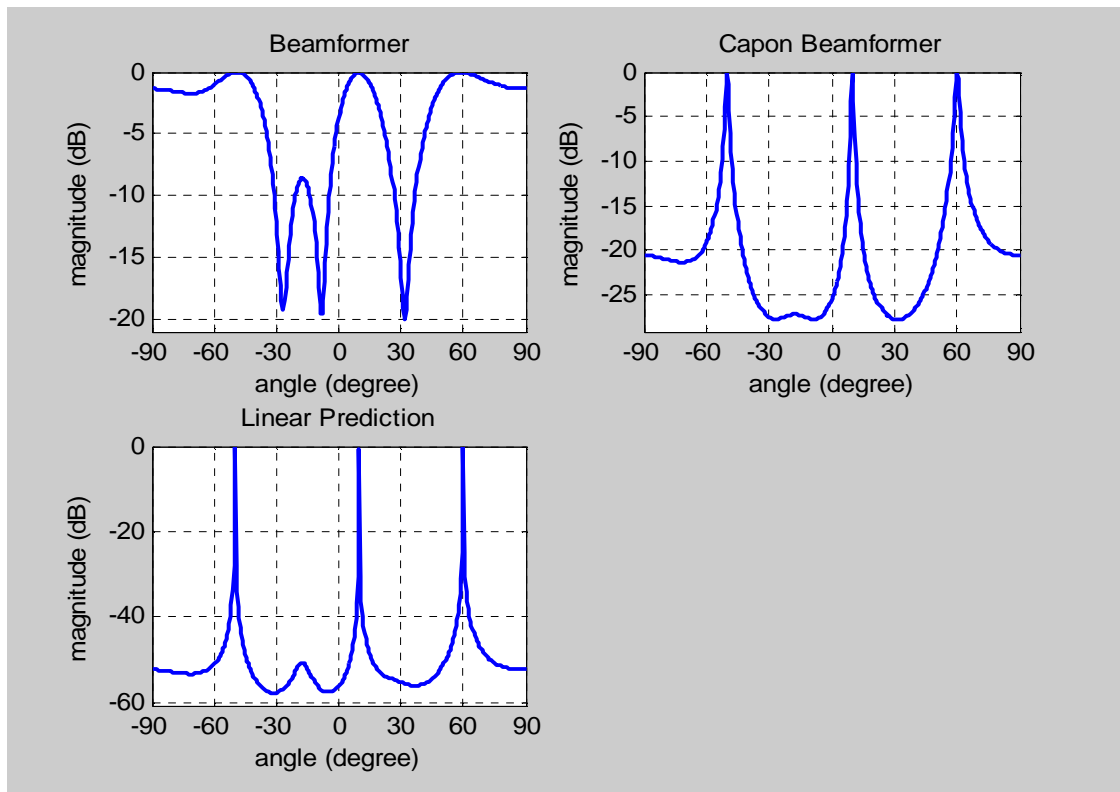


Figure 4.4 : Influence du nombre de capteurs. Cas de K=6

Dans cette simulation on gardant toujours le même niveau de puissance que la première simulation, en diminuant le nombre de capteurs, L'évidence de l'influence de cette diminution s'impose notamment pour la méthode classique qui arrive de justesse à détecter les sources, vue la largeur des pics, et le niveau de bruit. On ce qui concerne la méthode capon et de la prédiction linéaire, l'influence commence à apparaitre sur l'élargissement du bas des pics .Ainsi la diminution du niveau de puissance pour toutes les méthodes.

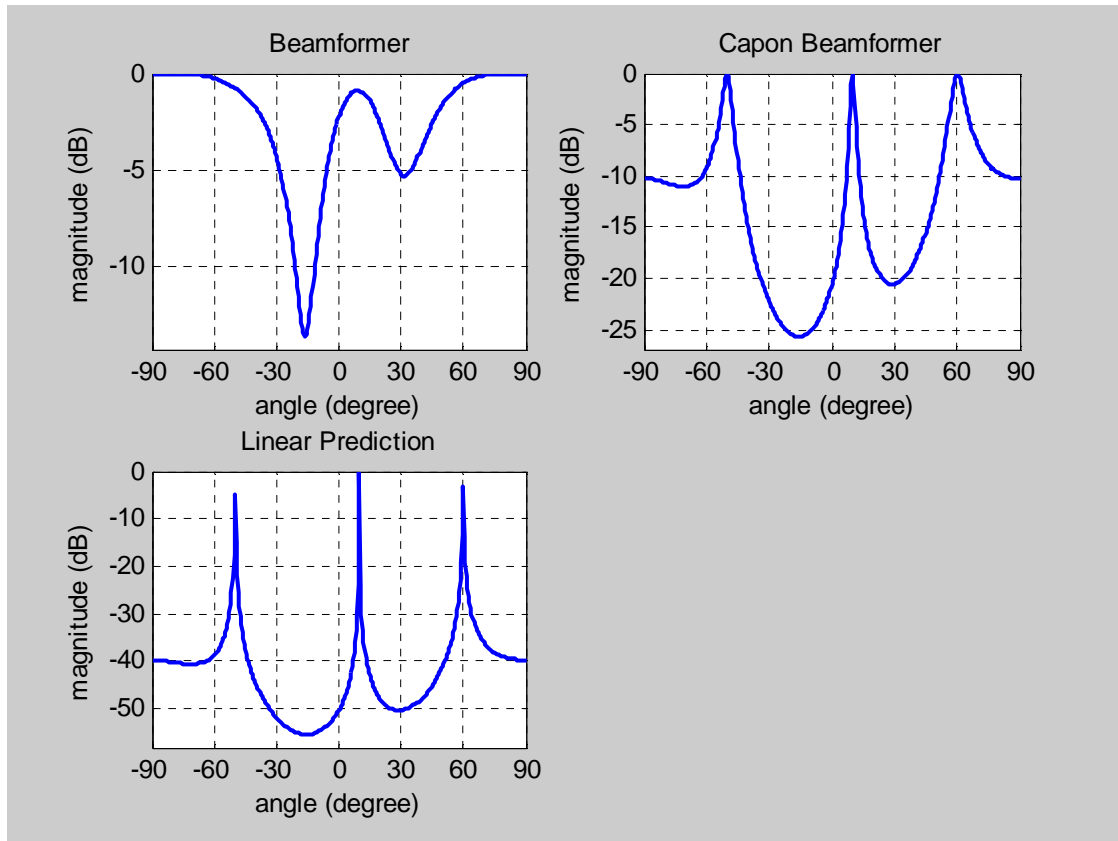


Figure 4.5 : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=4$

on remarque l'incapacité de la détection des deux sources de -50° et 60° par la méthode classique, ainsi la diminution du niveau de puissance pour les trois méthodes. Par contre la méthode de capon présente une moindre précision que la prédiction linéaire.

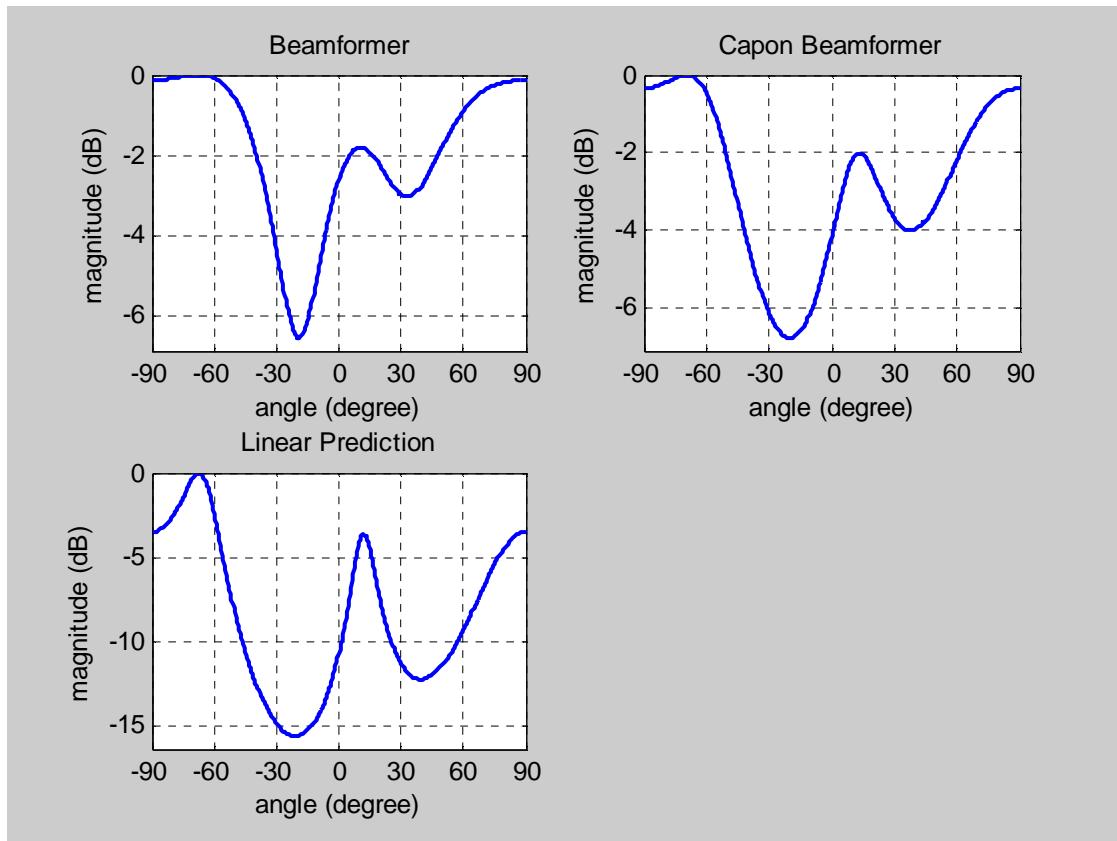


Figure 4.6 : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=3$

D'après les constatations il y a contradiction entre les angles d'arrivées introduites et les angles obtenus par nos algorithmes.

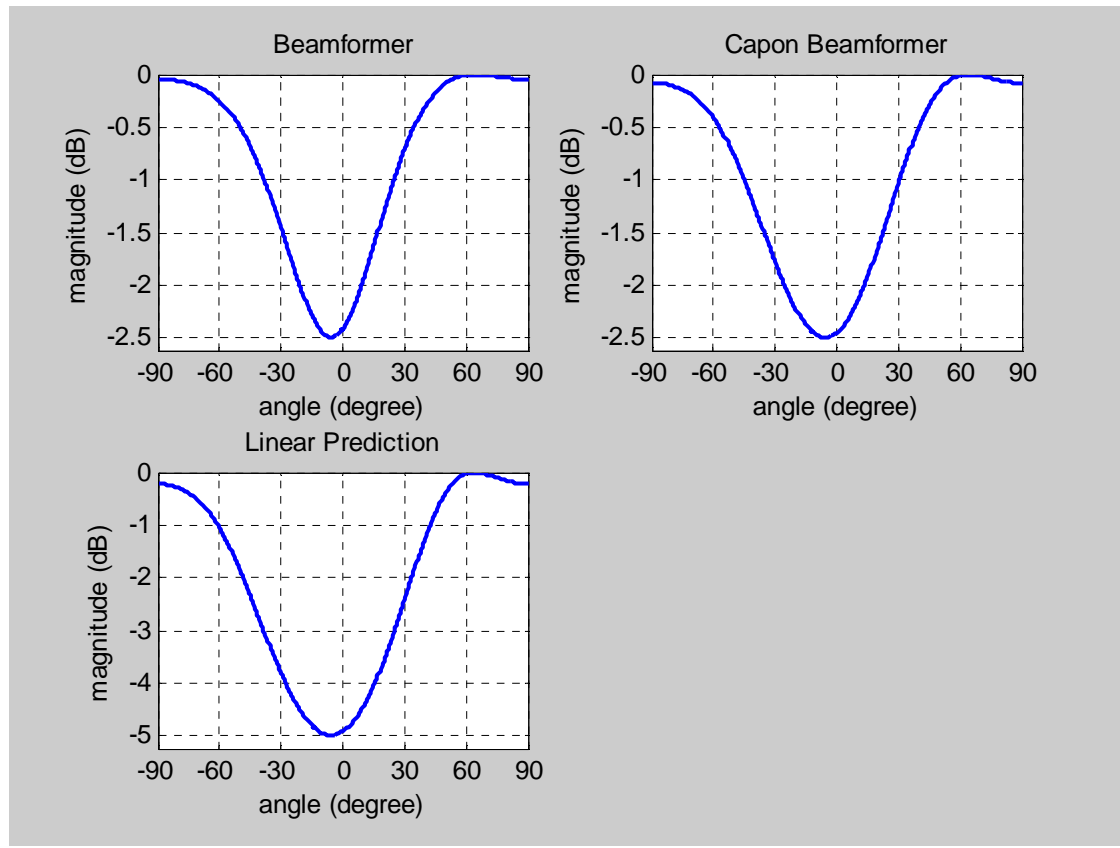


Figure 4.7 : Influence du nombre de capteurs. Cas de $K=2$

Dans ce cas aucune des sources n'a été détectée par nos algorithmes.

D'après les cas $K=4$ et $K=3$, on remarque bien quand on a diminué le nombre des capteurs au-dessous de quatre capteurs.

Autrement dit au-dessous du nombre des sources, il y a plus de localisation.

4.2.4_L'influence de la distance séparant deux capteurs (dd).

En gardant les mêmes paramètres optimisés et faisant varier uniquement la distance (dd) entre les capteurs, nous obtenons les graphes suivants :

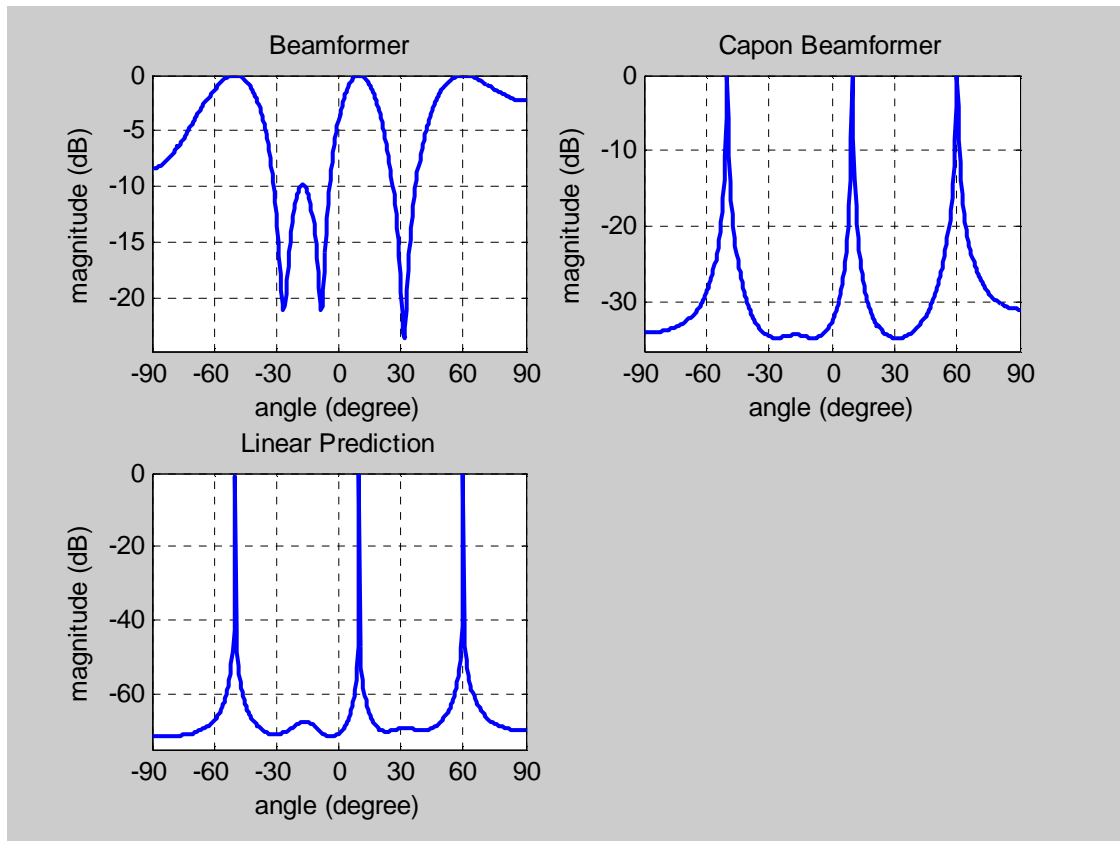


Figure 4.8 : Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas dd=0.1

Détection de toutes les sources, mais avec une moindre précision par rapport à la première simulation.

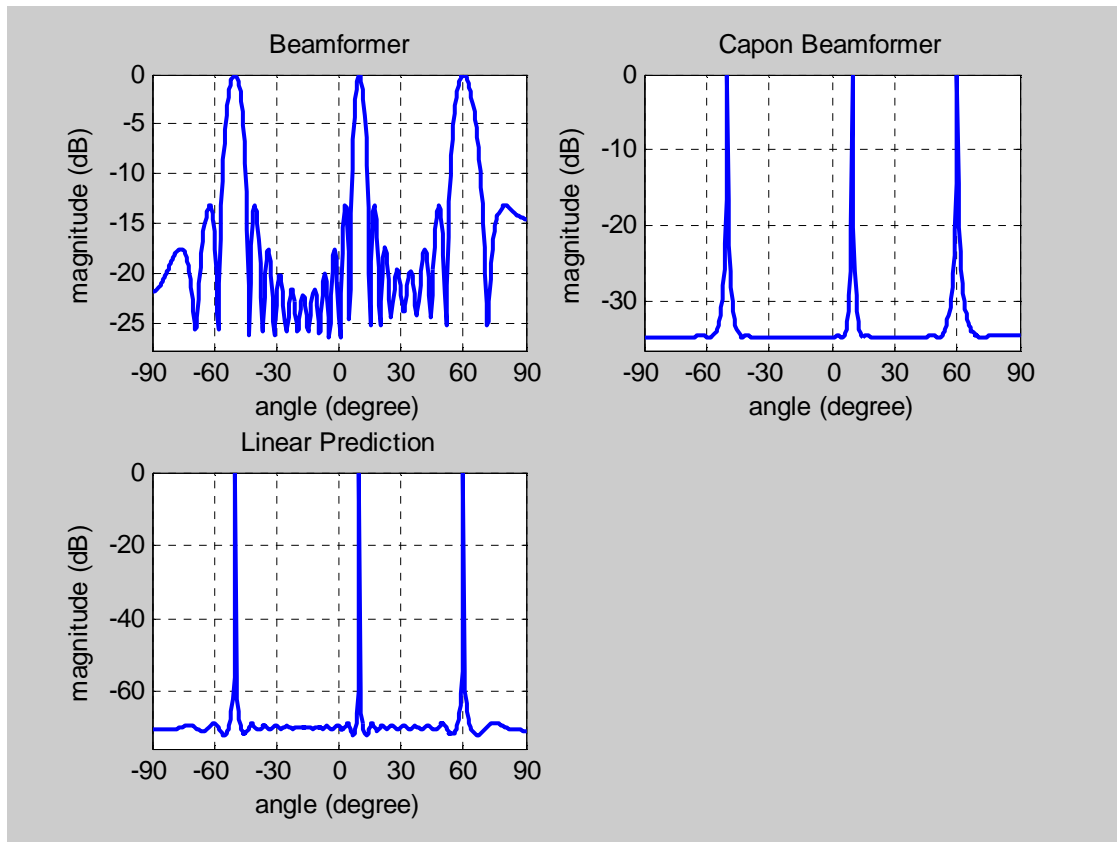


Figure 4.9 : Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas $dd=0.4$

On constate une amélioration au niveau de la largeur des pics, surtout pour la méthode classique.

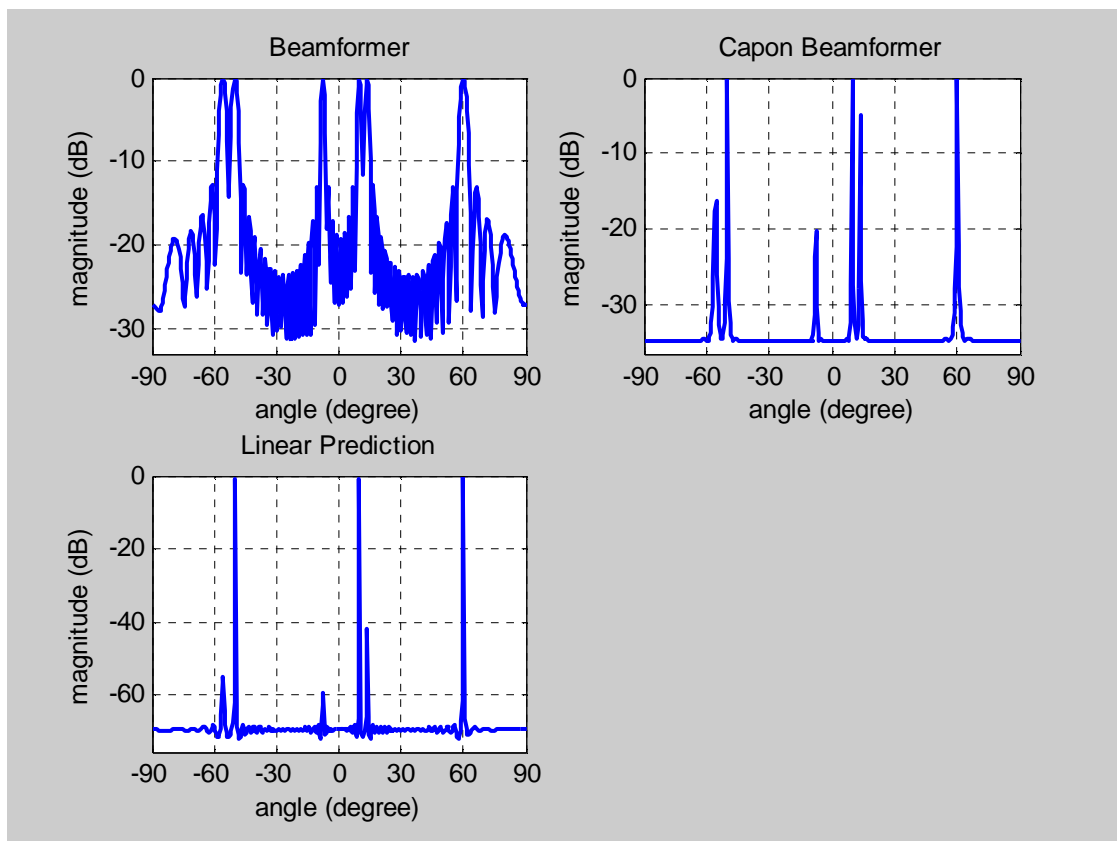


Figure 4.10 Influence de la distance (dd) séparant deux capteurs. Cas $dd=1$.

On remarque la création de nouveaux pics, autrement dit la déclaration des sources inexistantes d'après les angles d'arrivées injectée au niveau de tous les algorithmes.

4.2.5_ la limite du pouvoir de séparation entre les angles d'arrivée

Dans cette simulation, nous avons pris deux directions tout en gardant constants la puissance $p_w=[1.0 \ 1.0]$, le SNR= 20 db, le nombre de capteurs $K=6$ et la distance entre capteurs $dd=0.5$.

Nous avons examiné 3 cas:

1^{er} cas: angles d'arrivée 10° et 25°

2^{eme} cas: angles d'arrivée 10° et 15°

3^{eme} cas: angles d'arrivée 10° et 12°

Les résultats obtenus sont alors montrés dans les graphes ci-dessous.

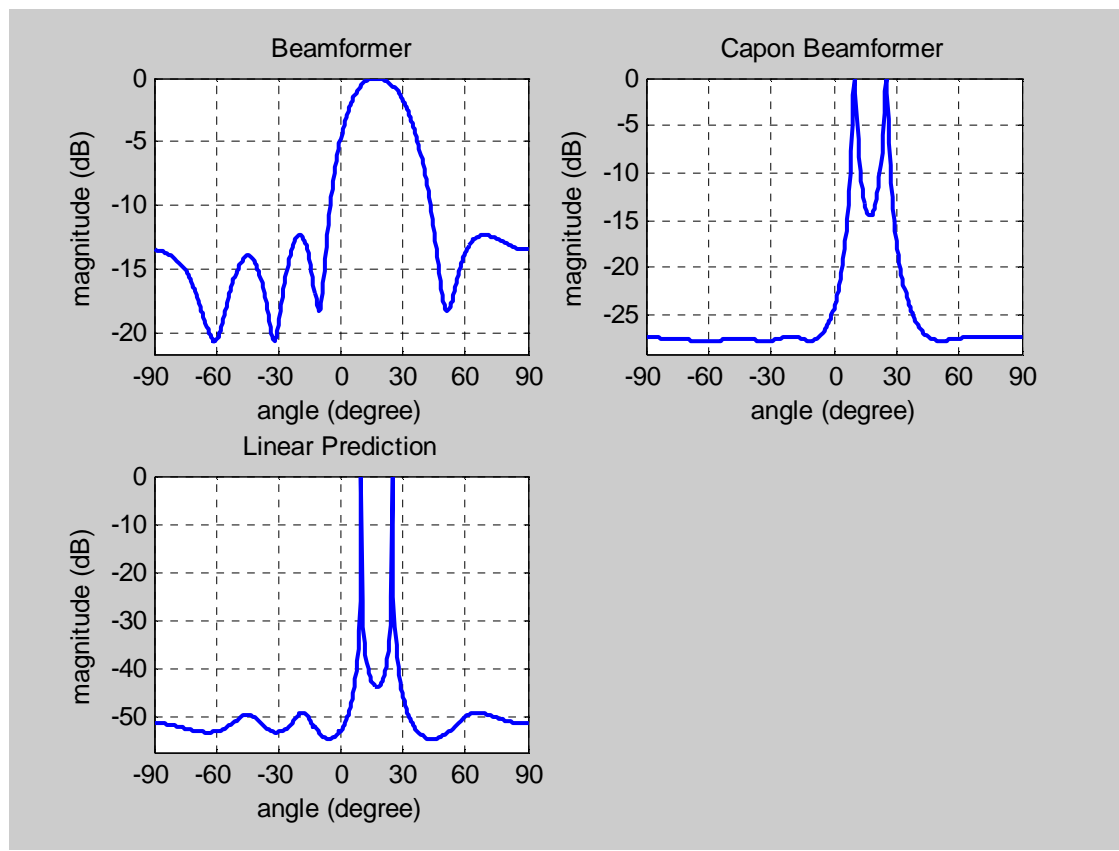


Figure 4.11 : séparation entre les angles d'arrivée. 1^{er} cas.

On remarque l'incapacité de séparation de l'algorithme beamformer pour les deux angles d'arrivées 10° et 25° .

les deux autres méthodes sont toujours fiables, mais la méthode de capon reste moindre que la linéaire prédiction en matière du niveau de bruit.

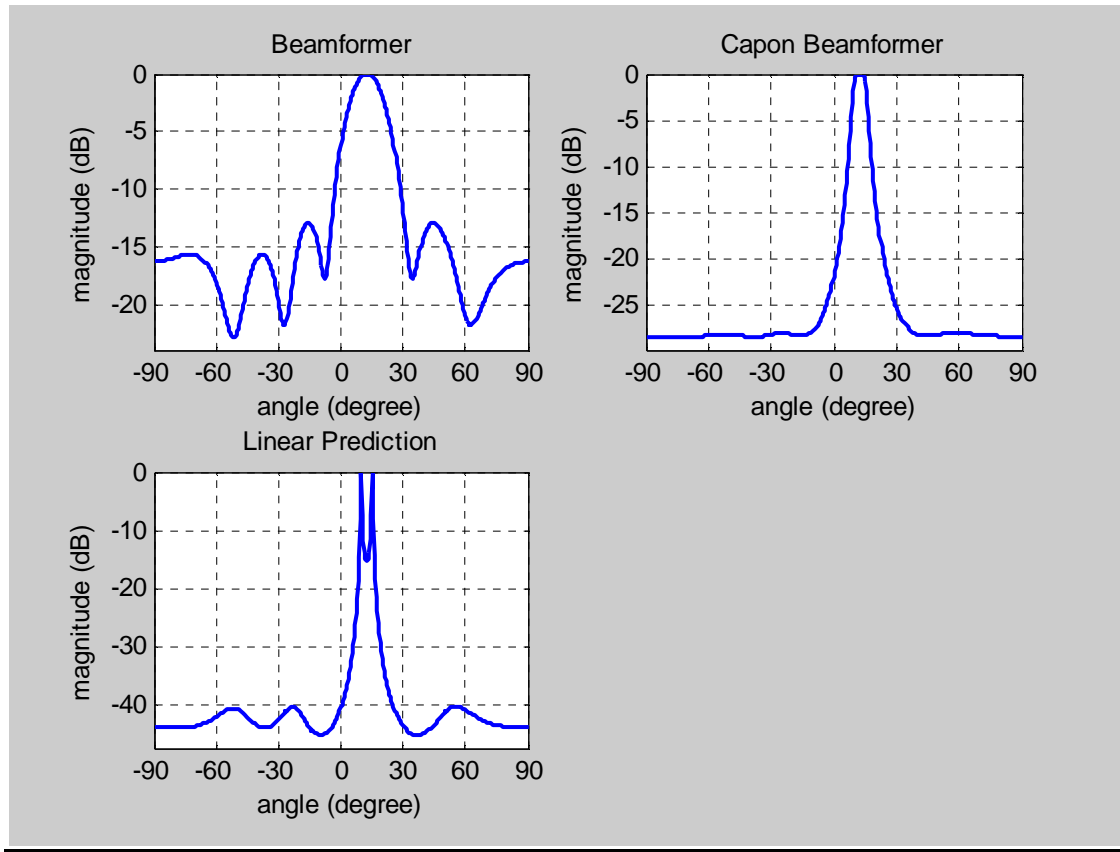


Figure 4.12 : séparation entre les angles d'arrivée. 2^{ème} cas.

On remarque l'incapacité de séparation de l'algorithme de capon pour les deux angles d'arrivées 10° et 15°.

La méthode prédiction linéaire est toujours fiable.

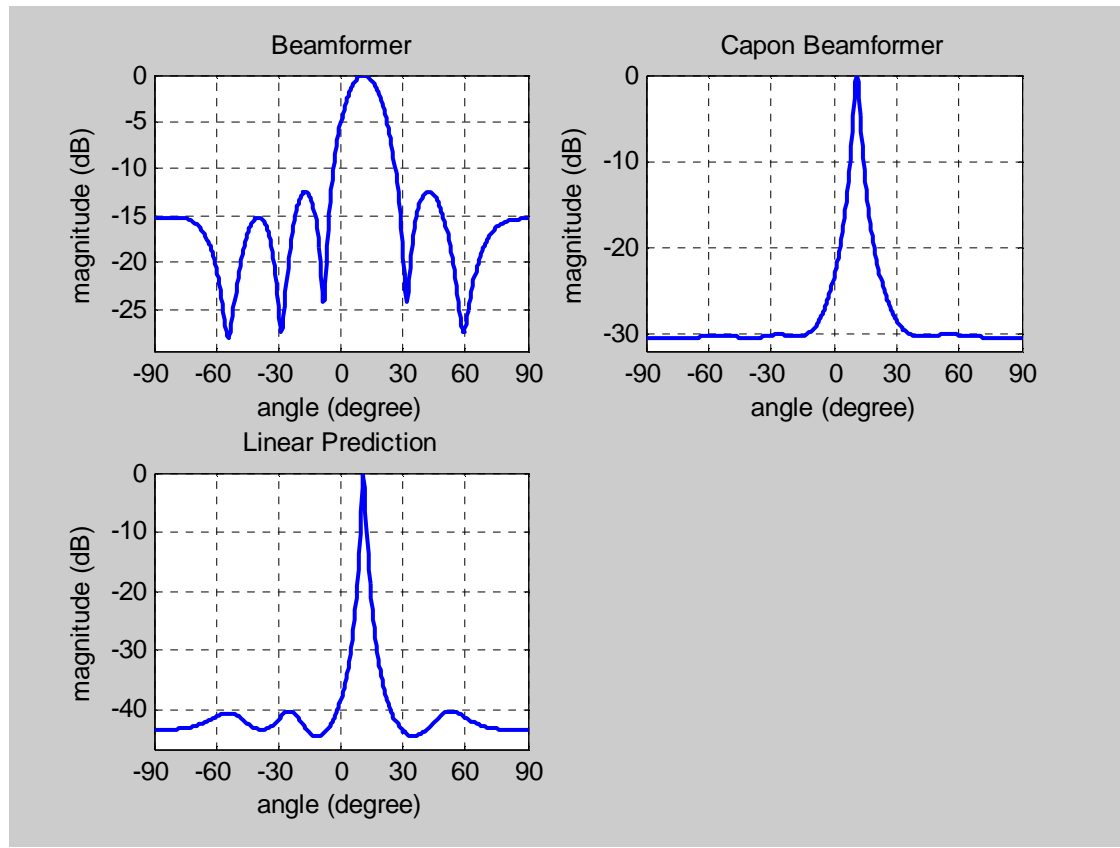


Figure 4.13 : séparation entre les angles d'arrivée. 3^{ème} cas.

On remarque l'incapacité de séparation de l'algorithme de prédiction linéaire, pour les deux angles d'arrivée 10° et 12° ainsi que toutes les méthodes.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives

Notre travail consiste à la détermination de la direction d'arrivée, exprimée en angle appelée encore en anglo-saxon DOA (direction of arrival), en utilisant un réseau d'antennes équidistants. Les estimateurs appliqués sont, le Beamformer, Capon et celui de la prédiction linéaire.

L'utilisation de rangée d'antennes, pour le calcul des angles d'arrivées, possède plusieurs intérêts, parmi lesquels déjà cité au niveau du troisième chapitre et que nous allons reprendre ici sous forme de points, qui sont :

- le rapport signal sur bruit en sortie est multiple du nombre de capteurs ou de senseurs fois le rapport signal sur bruit en entrée.
- Comme nous l'avons vue, on obtient alors le renforcement de l'énergie rayonnée dans certaines direction 'désirés' 'au détriment autre direction 'indésirée' .c'est ce que l'on appelle effet de groupement
- le gain est maximum là ou la direction favorise un rayonnement maximal, autrement dit le gain est maintenu dans une direction précise, d'où la directivité de la rangée.

Après cette étude comparative qui a été faite avec les trois estimateurs rappelons que le premier est considéré comme classique et deux autres sont dits haute résolutions. Ceci dans le but de la détermination de la direction d'arrivée de cible, nous avons dégagé d'intéressants résultats concernant la performance de ces trois algorithmes en matière de résolution et ceci dans différentes situations.

On a présenté l'ensemble des résultats obtenus en faisant varier le facteur puissance (p_w), la distance entre les capteurs (dd), le nombre des capteurs (k), et la direction d'arrivée de ces sources (angles d'arrivée).

On peut donc conclure d'après les résultats trouvés :

- Dans la première simulation, la fiabilité de toutes les méthodes pour l'estimation des angles d'arrivée des différentes sources, en utilisant des valeurs optimisées de

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

paramètres tels que le nombre de capteurs ,le facteur de puissance ,la distance entre les capteurs et les angles d'arrivées .

- Dans les simulations de la variation de niveau de puissance on est arrivé à démontrer du niveau de puissance du signal d'entrée, sur la détection pour chacune des méthodes utilisées .On constate que les deux dernières méthodes donnent de meilleurs résultats par rapport à la méthode classique du Beamformer .Cette dernière est très sensible à la baisse du niveau de puissance.
- Dans les simulations de changement de nombre de capteurs, on a pu mettre en évidence la théorie qui exige le nombre de capteurs qui doit être supérieur au nombre de sources détectées .Cette théorie est bien démontrée d'après les résultats des simulations faites .De ce fait, il est possible d'imposer le contraire, la détection sur l'un des angles peut devenir aléatoire.
- Dans les simulations de changement des distances entre capteurs on a repris une autre théorie, notamment celle fixant la distance maximale entre capteur ($d \leq \lambda/2$) Dans le cas contraire, on constate un effet de multiplication du lobe principale.
- Dans les simulations de qui suivent, on a joué sur un autre paramètre aussi important pour assurer une bonne détection qui est la limite du pouvoir de séparation entre les angles d'arrivée pour chacune des méthodes .D'après les résultats, la méthode de prédiction linéaire montre une grande performance que les autres méthodes.

En conclusion générale ,on a pu démontrer l'intérêt de l'utilisation d'une rangé de capteurs pour la localisation des sources en estimant leurs directions d'arrivée qui pourra être utilisées dans la création des creux de détection ,localisation des cibles en site et la localisation d'une cible lorsque sa vitesse radiale est nulle. D'après les résultats trouvés, nous avons bien vérifié la performance présentée par l'estimateur de Capon par rapport au Beamformer, d'un côté et d'un autre coté celle de la prédiction linéaire par rapport à Capon Ceci étant fait théoriquement puis vérifié par simulations dans différentes situations.

- PERSPECTIVES :

On a travaillé sur l'estimation de la direction d'arrivée des sources en utilisant trois méthodes, une classique (Beamformer) et deux méthodes dites hautes résolutions (capon et prédiction linéaire). Mais reste toujours des améliorations que nous proposons comme perspectives au niveau de :

1. la géométrie de la rangée d'antenne pour obtenir une double direction d'arrivée, en site et en azimut (DDOA).
2. L'estimation de la direction d'arrivée (DOA) dans le cas cohérent.
3. l'élimination du bruit, en utilisant des méthodes dites du sous espace (MUSIC, ESPRIT...).

Bibliographie

[1] : **Guillaume VILLEMAUD** : << Cours d'antenne >> 5^{ème} 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>>.