

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE DE BLIDA

INSTITUT D'AERONAUTIQUE

DEPARTEMENT DE
NAVIGATION AERIEENNE



Projet de fin d'études

Pour l'obtention d'un diplôme :

D'INGENIEUR D'ETAT EN INSTALLATION

Thème

ESTIMATION DE LA DIRECTION D'ARRIVEE (DOA)
EN UTILISANT UNE RANGEE D'ANTENNES
LINEAIRE PAR LES METHODES : BEAMFORMER,
CAPON ET LINEAIRE PREDICTION

Fait par : MEZHOUD lyés amine
BOUMEDIENE salim

Encadré par : Mlle. DOUDOU Faiza



Remerciements

❖ *On remercie avant tout notre PROMOTRICE qui nous a aidée dans notre travail, ainsi que tous ceux qui ont contribué à l'avancement des recherches concernant ce sujet. Spécialement le Docteur ATROUS (EMP), le Docteur BELOICHRANI (ENP), et Monsieur BNACHENHOU (IAB), ainsi que tout le cadre de la CRD-DAT qui nous ont aidés ne ce reste que de quelques éclairages et tous ceux qui nous ont soutenus du loin ou de près pendant la préparation de ce document .*

Que tous ceux qui nous ont aidés par leurs conseils, par les informations et les documents qu'ils nous ont fournis, soient ici remerciés.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	1.
Chapitre I GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE LOCALISATION.....	2.
I.1- Introduction.....	2.
I.2- Généralités.....	2.
I.3- Ecoute passive.....	5.
I.4- Localisation angulaire.....	5.
I.5- Récepteur optimal angle –distance- Doppler.....	5.
Chapitre II REVUE GENERALE SUR LES ESTIMATEURS SPECTRAUX.....	7.
II.1- Introduction.....	7.
II.2- Corrélation et covariance.....	8.
II.3- Biais et normalisation.....	9.
II.4- Analyse spectrale.....	9.
II.5- Méthodes d'estimation spectrale.....	11.
II.5.1- Méthodes non paramétriques.....	11.
II.5.1.1- Le périodogramme.....	12.
II.5.1.1.1- La fuite spectrale.....	12.
II.5.1.1.2- Résolution.....	13.
II.5.1.1.3- Biais du périodogramme.....	14.
II.5.1.1.4- Variance du périodogramme.....	14.
II.5.1.1.5- Définition.....	14.
II.5.2- Méthodes paramétriques.....	15.
II.5.3- Méthodes du sous espace.....	16.
Conclusion.....	17.
Chapitre III DETECTION DE SIGNAUX MULTIPLES.....	18.
III.1- Introduction.....	18.
III.2- Signaux et bruit.....	18.

III.3- Avantages d'utilisée une rangée ou réseau.....	22.
III.4- Techniques conventionnelles.....	25.
III.4.1- Beamformer.....	26.
III.4.2- Estimateur à minimum variance de capon.....	27.
III.4.3- Méthode de linéaire prédiction.....	29.
Chapitre IV SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS.....	35.
Introduction.....	35.
L'influence du niveau de puissance.....	37.
L'influence du nombre de capteurs (K).....	39.
L'influence de la distance séparant deux capteurs (dd).....	43.
La limite du pouvoir de séparation entre les angles d'arrivée pour les trois algorithmes.....	46.
Conclusion générale	49.
Perspective	52.
Annexe	
Bibliographie	

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 senseurs, dans une manière efficace à détecter et estimer les signaux et d'autres paramètres qui leur sont reliés. L'avantage de l'utilisation de rangée de senseurs à la place d'un seul récepteur à développer 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.

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 into many fields including radar, sonar, communications, astronomy, seismology. Our work consist in a comparative study of three estimators algorithms like Beamformer, Capon and linear prediction, in order to detect multiple targets in different scenes.

INTRODUCTION

INTRODUCTION

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. Dépendant des caractéristiques du capteur et du chemin de propagation, les formes d'onde de la source subissent des modifications déterministe 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.

Dans cette thèse, 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 réfléchié par quelques cibles au point d'origine.

Le signal transmis est habituellement modifié en amplitude et en phase par les caractéristiques de la cible, qui eux même devront changer avec le temps et leur position dans l'espace. Ces perturbations provoquent un signal de retour de nature aléatoire.

Dans un contexte passif, le signal reçu au niveau du réseau est auto-généré par la cible, tel que les 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 ces 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 vues 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 niveau de puissance et intercorrélations 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.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE LOCALISATION

1. GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE LOCALISATION

1.1- Introduction

L'évolution récente du radar et du sonar a été marquée, comme celle de la plupart des domaines techniques, par le développement extrêmement rapide des capacités de traitement de l'information. En permettant de mettre en œuvre des procédures de traitement du signal plus proches des procédures théoriquement optimales, De plus, et pour répondre aux besoins croissants des utilisateurs, cette évolution a conduit à doter le radar et le sonar de plusieurs modes de fonctionnement : détection en espace libre ou en présence d'échos dus à l'environnement, poursuite des cibles détectées, voire même identification — ou au moins classification grossière — des cibles. Enfin, cette même évolution a permis que soient adaptés au radar divers traitements mis au point en sonar — cette avance relative du sonar dans le domaine du traitement du signal s'expliquant à la fois par les conditions d'environnement (propagation et bruits) extrêmement sévères dans lesquelles il doit fonctionner et par les cadences plus faibles auxquelles il doit faire face.

1.2- Généralités

Un radar ou un sonar actif est un système qui émet une onde de forme connue, et reçoit les échos renvoyés par les différents obstacles ou cibles du paysage. L'onde émise peut être une fréquence pure, ou une onde modulée, en amplitude, en phase, ou en fréquence. A la réception, cette onde doit être amplifiée et analysée d'une façon ou d'une autre : cette amplification a pour effet d'ajouter à l'onde reçue un bruit parasite (bruit « thermique ») que l'on peut généralement considérer comme blanc et gaussien, dans la bande de fréquences utilisée. Un modèle simple de la situation consiste alors à considérer que le signal reçu est constitué du signal émis, modifié par la propagation et la réflexion sur la cible supposée unique (ponctuelle), auquel est ajouté un bruit gaussien blanc (dans la bande de fréquences utilisée). Si la cible est immobile, le signal reçu est donc une réplique bruitée du signal émis, affectée d'un retard correspondant au trajet radar-cible et retour, et d'un coefficient complexe (amplitude et phase) dû à l'atténuation durant la propagation et lors de la réflexion sur la cible, et au déphasage correspondant : ce coefficient complexe est inconnu, et n'intéresse d'ailleurs généralement pas l'opérateur — mais son existence doit évidemment être prise en compte par le traitement.

Si la cible est en mouvement de translation uniforme, l'effet Doppler vient encore déformer le signal émis, par une translation en fréquence — due simplement à la variation de la distance donc du retard au cours du temps — proportionnelle à la vitesse radiale de la cible et à la fréquence émise. Lorsque la bande de fréquence émise est assez étroite — et c'est très généralement le cas en radar, mais moins souvent en sonar — le signal reçu est alors une réplique bruitée, translatée en temps et en fréquence, du signal émis, multipliée par un coefficient complexe inconnu.

Lorsque l'hypothèse de bande étroite n'est pas vérifiée, la déformation en fréquence produite par l'effet Doppler est plus compliquée (homotétie en fréquence, découlant de la translation de chaque composante fréquentielle d'une quantité proportionnelle à sa fréquence), mais reste parfaitement connue, pour une vitesse radiale donnée.

D'une façon générale, le signal reçu en radar ou sonar actif peut être modélisé, en première approximation, par une réplique du signal émis (donc connu), déformée de façon connue lorsque le jeu de paramètres g (vitesse, position, etc.) est connu, multipliée par un coefficient complexe inconnu, et additionnée d'un bruit blanc gaussien. Le problème consiste, lorsque le jeu de paramètres g est inconnu, à retrouver sa valeur d'après le signal reçu.

Dans le cas des systèmes passifs («écoute passive»), il n'est pas possible de modéliser les signaux reçus de façon générale, les situations rencontrées étant trop diverses.

Comme leur nom l'indique, le RADAR (Radio Détection And Ranging) et le SONAR (Sound Navigation And Ranging) sont des moyens permettant :

- de détecter des cibles ou des obstacles,
- d'estimer certains paramètres de ces cibles : distance, vitesse, direction d'arrivée (gisement), etc.

Leur principe de fonctionnement est le même : émission d'une onde électromagnétique (radar) ou acoustique (sonar) qui est réfléchiée par la cible et captée par le système de réception. Les longueurs d'onde généralement utilisées vont de 1 cm à 1 m en radar ($300 \text{ MHz} < f < 30 \text{ GHz}$, $\lambda = c/f$, $c = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$) et de 1,5 mm à 1,5 m en sonar ($1000 \text{ Hz} < f < 1 \text{ MHz}$, $c = 1500 \text{ m s}^{-1}$ dans l'eau).

A ces deux types de systèmes, qualifiés d'actifs, s'ajoutent les systèmes dits passifs, qui ne possèdent pas d'émetteur, mais détectent les émissions propres des cibles — radars, transmissions, ou sources astronomiques en électromagnétisme, bruit propre rayonné par les navires en acoustique ; ces systèmes passifs utilisent souvent des longueurs d'onde plus grandes que les systèmes actifs — sans qu'il s'agisse d'une règle absolue.

Actifs ou passifs, ces systèmes sont limités par l'énergie des signaux mis en jeu et les contraintes d'encombrement (dimensions des antennes), qui viennent dégrader la précision des mesures effectuées en présence de parasites ou bruits d'origines diverses :

- le bruit « thermique » des récepteurs (généralement dû pour l'essentiel au mélangeur et au premier amplificateur de la chaîne de réception), qui peut être considéré comme gaussien et blanc dans la bande de fréquences considérée; ce bruit est un facteur limitatif primordial en radar,
- les parasites divers dus à l'environnement : brouilleurs (intentionnels ou non), réflexions parasites sur des éléments de paysage (« clutter » en radar ou « réverbation » en sonar), qui peuvent souvent être considérés comme des bruits additifs, généralement décorrélés du signal émis; en sonar, ces parasites extérieurs constituent généralement la gêne prépondérante,
- les distorsions diverses dues à la propagation (courbures des rayons de propagation), dont le caractère non additif — et souvent non immédiatement aléatoire — rend la modélisation difficile : c'est le cas des conduits d'évaporation au-dessus de la mer en radar, et des chenaux acoustiques en sonar.

Ces parasites et distorsions viennent limiter les précisions d'estimation et la probabilité de détection du système, d'une façon différente suivant le type de signal émis, la structure du système d'émission et celle du système de réception. Concevoir ou améliorer un système radar ou sonar, c'est donc chercher à optimiser :

- les signaux émis (forme d'onde, fréquence porteuse, emplacement des transducteurs, ou, en passif, bandes de fréquences utilisées),
 - la structure du récepteur : disposition des capteurs, traitement des signaux reçus,
- ceci de façon à maximiser la précision d'estimation des paramètres des cibles, ou la probabilité de détection, compte tenu des caractéristiques des bruits et des parasites.

I.3- Ecoute passive

Dans ce cas les signaux émis sont a priori inconnus — ou mal connus —, et de formes très diverses suivant le type de source recherché. Pour cette raison, il est d'usage de décomposer le récepteur d'écoute passive en deux parties : la localisation angulaire, qui fait généralement peu d'hypothèses sur la forme temporelle des signaux recherchés, et l'analyse de la forme du signal reçu (identification): ceci ne permettra pas de couvrir l'ensemble des aspects de l'écoute passive — qui est pourtant un mode essentiel d'emploi du sonar — mais donnera au moins un aperçu des techniques envisageables et de leur lien avec les traitements utilisés par les systèmes actifs. Une analyse plus détaillée des systèmes passifs nécessiterait à la fois une description très générale des procédures de traitement du signal et de reconnaissance de formes, et une prise en compte précise des signaux opérationnels.

I.4- Localisation angulaire

Nous avons supposé que la position angulaire de la cible par rapport au radar ne modifiait pas le signal reçu (cas où l'antenne du radar est omnidirectionnelle, ou bien où la cible reste dans le « faisceau » d'antenne ou cône éclairé par le radar). En pratique, la position angulaire des cibles est également inconnue, et doit donc être mesurée par le radar; pour ce faire, celui-ci doit évidemment disposer d'une antenne directive. Que la résolution d'une antenne est fixée par sa dimension L exprimée en longueur d'onde, selon la relation : $\theta_a = \lambda/L$ (en radians). Par conséquent, pour pouvoir mesurer une position angulaire, le radar doit occuper une certaine portion de l'espace: on supposera que l'antenne est constituée de capteurs élémentaire répartis selon l'axe Ox (la généralisation à une répartition en surface ou en volume de capteurs sera effectuée), si bien que le signal reçu est une fonction de deux variables : le temps et l'abscisse x du capteur.

I.4.1- Récepteur optimal angle – distance – Doppler

Supposons d'abord que l'émetteur soit omnidirectionnel, situé en O , et les récepteurs disposés sur l'axe Ox . Une cible ponctuelle situé à grande distance dans la direction θ renvoie une onde que l'on peut considérer comme plane sur l'antenne (voir la figure si dessous). Tous les capteurs reçoivent donc le même signal, affecté d'un retard, ou d'un déphasage proportionnel à l'abscisse des capteurs.

En toute rigueur, l'équivalence entre retard τ et déphasage ϕ n'est vraie qu'à la fréquence f donnée.

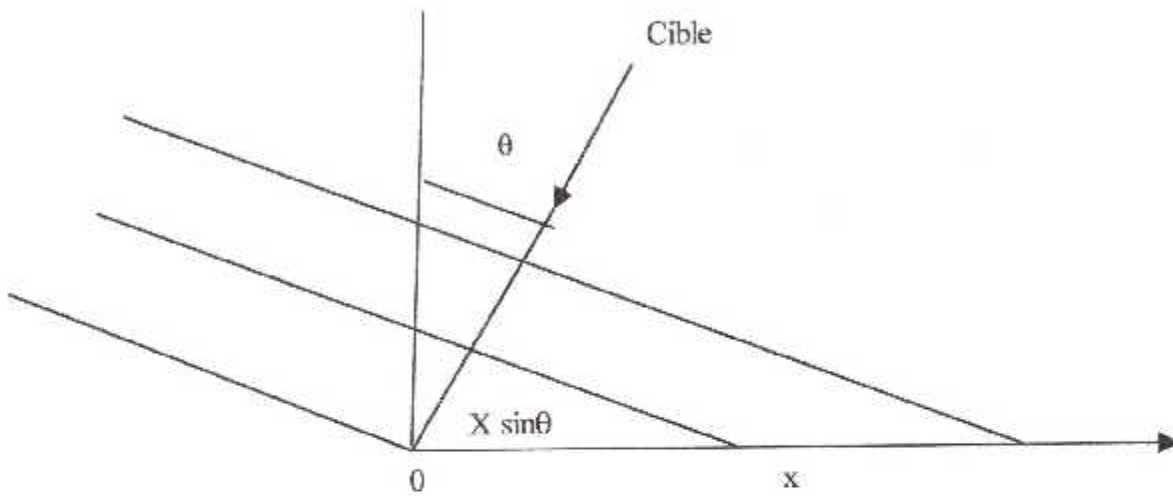


Fig. 1.1 – Réception angulaire : géométrie.

CHAPITRE II

**REVUE GENERALE SUR LES
ESTIMATEURS SPECTRAUX**

II. REVUE GENERALE SUR LES ESTIMATEURS SPECTRAUX

II.1- Introduction

Cette partie est consacrée à l'estimation des densités spectrales de puissance DSP, dont le but est qu'à partir d'une séquence finie d'échantillons, estimer comment la puissance totale du signal est distribuée sur une gamme de fréquence.

L'estimation spectrale est utilisée dans divers domaines :

- Pour trouver des périodicités cachées à partir de données.
- Dans les radars pour la localisation de sources.
- Dans la détection de signaux pour séparer des sources.
- Dans le domaine médicale ex : électrocardiogramme (ECG) électroencéphalogramme (EEG).
- Les méthodes paramétriques sont utilisées dans le filtrage ou l'estimation de paramètres, spécialement de signaux sinusoïdaux réels ou complexes.
- Un problème similaire, est l'estimation d'angle d'arrivée DOA et l'estimation du temps d'arrivée, dans les méthodes paramétriques.

Pour cela on distingue plusieurs méthodes, telles les méthodes paramétriques, non paramétriques et celles appelées du sous espace.

- Dans les méthodes non paramétriques aucune structure n'est supposée
- Les méthodes non paramétriques incluent : le périodogramme, le corrélogramme, ainsi qu'une autre variété de méthode.
- Dans les méthodes paramétriques, on suppose que le signal analysé possède une certaine structure ou dont la forme est connue.
- Les méthodes paramétriques assument que les signaux analysés ont soit un spectre rationnel ou en ligne.

- Dans le cas de spectre rationnel, un modèle de l'équation aux différences est d'aller directement aux données. Ce modèle consiste en une partie d'un modèle autorégressif (AR) et d'une partie d'un moving average (MA).
- Dans le cas du spectre en ligne, le signal est supposé constitué de sinusoïdes réelles ou complexes, avec une phase, une amplitude et une fréquence inconnues.
- Le problème est de trouver ces fréquences inconnues, ceci est le problème de l'estimation paramétrique.
- Les modèles paramétriques ont une bonne résolution et une variance faible, si le modèle est de forme connu. Si le modèle est inconnu, les méthodes non paramétriques peuvent être meilleurs.
- Les méthodes paramétriques sont souvent appelées les méthodes de haute résolution. Elles peuvent séparer les composantes fréquentielles qui sont plus proches que $1/N$.
- Les méthodes paramétriques incluent la modélisation ARMA, les moindres carrés non linéaires (NLS), beamformer, capon, linéaire prédiction, MUSIC, Min-Norm et ESPRIT.

II.2- Corrélation et covariance

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

$$R_{xy}(m) = E\{x_{n+m} y_n^*\} = E\{x_n y_{n-m}^*\}. \quad (2.1)$$

Où x_n et y_n sont des processus aléatoires stationnaires, $-\infty < n < \infty$.

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

$$C_{xy}(m) = E\{(x_{n+m} - \mu_x)(y_n - \mu_y)^*\} \quad (2.2)$$

Où en terme d'intercorrélacion

$$C_{xy}(m) = R_{xy}(m) - \mu_x \mu_y^*. \quad (2.3)$$

En pratique, on doit estimer ces séquences, car il n'est possible d'accéder qu'à une partie finie d'un processus aléatoire de taille infini.

Une estimation commune basée sur N échantillons x_n et y_n est la séquence déterministe

d'intercorrélation

$$\hat{R}_{xy}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} y_n^* & m \geq 0 \\ \hat{R}_{yx}^*(-m) & m < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Où on suppose dans cette écriture que x_n et y_n sont définies de 0 à N-1, et $\hat{R}_{xy}(m)$ est de $-(N-1)$ à N-1.

II.3- Biais et normalisation

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

$$E\{\hat{R}_{xy}(m)\} = \sum_{n=0}^{N-|m|-1} E\{x_{n+m} y_n^*\} = (N-|m|) R_{xy}(m) \quad (2.5)$$

L'estimé avec biais est souvent très intéressant que le sans biais, car il évite les grandes variations aléatoires aux points finaux de la séquence de corrélation.

II.4- Analyse spectrale

Le but de l'estimation spectrale est de décrire la distribution (sur toute la gamme de fréquences) de la puissance contenue dans le signal, basée sur un ensemble de points fini.

L'estimation du spectre de puissance est utilisée dans diverses applications, incluant la détection de signaux immergés dans une large bande de bruit.

- Le spectre de puissance d'un processus aléatoire stationnaire x_n est mathématiquement relié à la séquence de corrélation par la transformée de Fourier discrète. En terme de fréquence normalisée, ceci est donné par :

$$S_{xx}(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_{xx}(m) e^{-j\omega m} \quad (2.6)$$

Ceci peut se réécrire comme une fonction de fréquence physique (en Hz) par l'utilisation de la relation $\omega = 2\pi f / f_s$, où f_s désigne la fréquence d'échantillonnage

$$S_{xx}(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_{xx}(m) e^{-2\pi j f m / f_s} \quad (2.7)$$

- La séquence de corrélation peut être dérivée du spectre de puissance en utilisant la transformée inverse de Fourier d'un signal discret

$$R_{xx}(m) = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{S_{xx}(\omega)e^{j\omega m}}{2\pi} d\omega = \int_{-f_s/2}^{f_s/2} \frac{S_{xx}(f)e^{j\omega m}}{f_s} df \quad (2.8)$$

Les quantités

$$P_{xx}(\omega) = \frac{S_{xx}(\omega)}{2\pi} \quad \text{et} \quad P_{xx}(f) = \frac{S_{xx}(f)}{f_s} \quad (2.9-2.10)$$

Sont définies comme étant la densité spectrale de puissance (DSP) du signal aléatoire x_n des expressions précédentes.

- La densité spectrale de puissance est périodique de période 2π .
- La puissance moyenne du signal sur une bande de fréquence particulière $[\omega_1, \omega_2]$, $0 \leq \omega_1 \leq \omega_2 \leq \pi$.

Peut être trouvée par intégration de la PSD sur cette bande :

$$\bar{P}_{[\omega_1, \omega_2]} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} P_{xx}(\omega) d\omega + \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} P_{xx}(\omega) d\omega \quad (2.11)$$

L'unité de la PSD est la puissance (watts) par unité de fréquence. Dans le cas de $P_{xx}(\omega)$, est en (watts/rad/échantillon) ou (échantillon.watts/ rad). Dans le cas de $P_{xx}(f)$ son unité est watts/hertz. L'intégration de la PSD par une fréquence, donne comme unité des watts, comme il est pour la puissance moyenne $\bar{P}_{[\omega_1, \omega_2]}$.

- Pour des signaux réels, la PSD est symétrique, et ainsi $P_{xx}(\omega)$ pour $0 \leq \omega < \pi$ est suffisamment complète pour caractériser toute la PSD. Cependant, afin d'obtenir la puissance moyenne sur tout l'intervalle de Nyquist, il est nécessaire d'introduire le concept du one-sided de la PSD (un côté).
- Le un côté ou one-sided de la PSD est donné par :

$$P_{one-sided}(\omega) = \begin{cases} 0 & -\pi \leq \omega < 0 \\ 2P_{xx}(\omega) & 0 \leq \omega < \pi \end{cases} \quad (2.12)$$

- La puissance moyenne du signal sur la bande de fréquence $[\omega_1, \omega_2]$, $0 \leq \omega_1 \leq \omega_2 \leq \pi$. Peut être calculé utilisant la PSD one-sided comme

$$\bar{P}_{[\omega_1, \omega_2]} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} P_{one-sided}(\omega) d\omega \quad (2.13)$$

II.5- Méthodes d'Estimation Spectrale

Différentes méthodes existent pour l'estimation du spectre sont :

- Méthodes non paramétriques.
- Méthodes paramétriques.
- Méthodes des sous espace.

Les méthodes non paramétriques sont celles où l'estimation de la PSD est faite directement sur le signal lui même. La plus simple des méthodes est celle du **périodogramme**. La version améliorée du périodogramme est la méthode de **Welch**.

Les méthodes paramétriques sont celles, dans lesquelles le signal dont on veut estimer la PSD, est assumé comme étant la sortie d'un système linéaire, dont l'entrée est un bruit blanc. Comme techniques on trouve, la méthode autorégressive (AR) de **Yule-Walker**, la méthode de **Burg**.

Ces méthodes estiment la PSD, par estimation en premier lieu des paramètres (coefficients) du système linéaire qui par hypothèse génèrent le signal. Elles tendent à produire un meilleur résultat que les méthodes classiques non paramétriques, quand la taille des données du signal disponible est relativement courte.

Les méthodes du sous espace, aussi connues comme méthodes à haute résolution ou super résolution, et qui génèrent l'estimé de la composante fréquentielle pour un signal basé sur une 'eigenanalysis' ou 'eigendecomposition' de la matrice de corrélation. Comme techniques, on trouve la méthode **MUSIC** ou classification de signaux multiple ou la méthode **eigenvector (EV)** des vecteurs propres.

Ces méthodes sont les meilleurs pour un spectre en ligne (i.e AR) qui est le spectre de signaux sinusoïdaux, et sont efficaces dans le cas de sinusoïdes bruitées, spécialement quand le rapport signal sur bruit est faible.

II.5.1- Méthodes non paramétriques

La section suivante discute les méthodes du périodogramme, de Welch. Nous présentons ici un exemple de méthode non paramétrique qui est le périodogramme et sa version améliorée qui est celle de Welch.

II.5.1.1- Le périodogramme

Une façon d'estimer le spectre de puissance d'un processus est tout simplement de trouver la transformée de Fourier discrète des échantillons du processus (usuellement calculée par la commande FFT) et prendre le carré de l'amplitude du résultat. Cette estimation est appelée périodogramme.

Le périodogramme estimé de la PSD du signal $x_L(n)$ de taille L , est donné par :

$$\hat{P}_x(f) = \frac{|X_L(f)|^2}{f_s L} \quad (2.14)$$

$$\text{où } X_L(f) = \sum_{n=0}^{L-1} x_L(n) e^{-2\pi j f n / f_s} \quad (2.15)$$

Le calcul $X_L(f)$ peut être formé seulement sur un nombre fini de point de fréquences, N , en utilisant la FFT. En pratique, la plupart des implémentations des méthodes du périodogramme, calculent N points de l'estimée de la PSD

$$\hat{P}_x(f_k) = \frac{|X_L[f_k]|^2}{f_s L}, \quad \text{avec } f_k = \frac{k f_s}{N} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.16)$$

$$\text{où } X_L[f_k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_L(n) e^{-2\pi j k n / N} \quad (2.17)$$

Il est plus prudent de choisir $N > L$ tel que N soit la puissance suivante de largeur de deux tailles que L . Pour évaluer $X_L[f_k]$, si $L < N$, on remplit $x_L(n)$ après L avec des zéros jusqu'à la taille N . si $L > N$, on doit envelopper $x_L(n)$ modulo N avant de calculer $X_L[f_k]$, c'ad le signal est tronqué à N , puisque $N < L$.

1.5.1.1.1- La fuite spectrale

Considérer la puissance du spectre ou PSD d'un signal de taille finie $x_L(n)$, comme déjà vue dans le périodogramme. Il est fréquemment utile d'interpréter $x_L(n)$ comme étant le résultat d'une multiplication d'un signal infini $x(n)$ par une fenêtre rectangulaire de taille finie $w_R(n)$.

$$x_L(n) = x(n) \cdot w_R(n) \quad (2.18)$$

car la multiplication dans le domaine temporel correspond à une convolution dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier de l'expression précédente est

$$X_L(f) = \frac{1}{f_s} \int_{f_s/2}^{f_s/2} X(\rho) w_R(f - \rho) d\rho \quad (2.19)$$

l'expression déjà développée pour le périodogramme (2.14)

$$\hat{P}_{xx}(f) = \frac{|X_L(f)|^2}{f_s L}$$

montre que le périodogramme est aussi influé par cette convolution. L'effet de la convolution est bien clair pour des données sinusoïdales. Supposons que $x(n)$ est composé d'une somme de M sinusoïdes complexes :

$$x(n) = \sum_{k=1}^M A_k e^{j\omega_k n} \quad (2.20)$$

$$\text{son spectre est : } X(f) = f_s \sum_{k=1}^M A_k \delta(f - f_k) \quad (2.21)$$

qui pour une séquence de durée finie devient :

$$X_L(f) = \int_{f_s/2}^{f_s/2} \sum_{k=1}^M A_k \delta(\rho - f_k) \cdot w_R(f - \rho) d\rho = \sum_{k=1}^M A_k w_R(f - f_k)$$

Ainsi dans le spectre du signal de durée finie, la fonction de Dirac a été remplacée par le terme de la forme $w_R(f - f_k)$, qui correspond à la réponse fréquentielle d'une fenêtre rectangulaire centrée sur la fréquence f_k .

II.5.1.1.2- Résolution

La résolution se refait à l'habilité de discrimination de traits spectraux, c'est un concept clé de la performance de l'analyse de l'estimateur spectrale.

- Dans le but de résoudre deux sinusoïdes qui sont relativement proches fréquentiellement, il est nécessaire pour la différence entre les deux fréquences, soit plus grande que la largeur du lobe principal du spectre de fuite pour l'une de ces sinusoïdes.
- La largeur du lobe principale est définie comme étant la largeur du lobe principal au point où la puissance est à la moitié de la puissance du pic du lobe secondaire (3 dB). Cette largeur est approximativement égale à f_s/L .

En d'autres termes, pour deux sinusoïdes de fréquences f_1 et f_2 , la condition de résolvabilité exige que :

$$\Delta f = (f_1 - f_2) > \frac{f_s}{L} \quad (2.22)$$

Remarque : L'efficacité d'un estimateur, se mesure d'après son biais et sa variance

II.5.1.1.3- Biais du périodogramme

Le périodogramme est un estimateur de la PSD, avec biais. Sa valeur peut être montrée comme étant :

$$E \left(\frac{|X_L(f)|^2}{f_s L} \right) = \frac{1}{f_s L} \int_{-f_s/2}^{f_s/2} P_{xx}(\rho) |w_\rho(f-\rho)|^2 d\rho \quad (2.23)$$

qui est similaire à la première équation pour $X_L(f)$ dans la perte spectrale, à part que l'expression ici est en termes de puissance moyenne au lieu qu'elle soit en l'amplitude. Noter que $|w_\rho(f-\rho)|^2$ conduit essentiellement à une fenêtre triangulaire de Bartlett (ce qui est apparent du fait que la convolution de deux pulsations rectangulaires est une pulsation triangulaire).

Le périodogramme est asymptotiquement sans biais, ce qui est évident quand la longueur des échantillons de données tend vers l'infini. Ceci est dû à la variance du périodogramme.

II.5.1.1.4- Variance du périodogramme

La variance du périodogramme peut être montrée comme étant approximativement égale à :

$$\text{var} \left(\frac{|X_L(f)|^2}{f_s L} \right) = P_{xx}^2(f) \left[1 + \frac{\sin(2\pi Lf / f_s)^2}{L \sin(2\pi f / f_s)} \right] \quad (2.24)$$

Qui indique que la variance ne tend pas vers zéro quand la longueur L des données tend vers l'infini. En termes statistiques, le périodogramme n'est pas un estimateur consistant de la PSD.

II.5.1.1.5- Définition :

Un estimateur est dit consistant s'il vérifie les deux propriétés suivantes :

- Le biais tend asymptotiquement vers 0 quand $N \rightarrow +\infty$
- La variance tend asymptotiquement vers 0 quand $N \rightarrow +\infty$

Néanmoins, le périodogramme peut être utilisé comme outil pour l'estimation spectrale dans les situations où le SNR est élevé, et spécialement quand le nombre d'échantillons de données est long.

Remarque

Une version améliorée de périodogramme appelée périodogramme modifié ou de Welch, faisant intervenir un fenêtrage au signal dans le domaine temporel pour le calcul de la FFT, dans le but est, de lisser les extrémités du signal.

- Ceci a pour effet de réduire de la hauteur des lobes secondaires ou de la fuite spectral.
- Ce phénomène donne une grande interprétation aux lobes secondaires comme étant de fausses fréquences introduites dans le signal par effet de troncature brute, qui apparaît quand une fenêtre rectangulaire est utilisée.
- Pour une fenêtre non rectangulaire, les points finaux du signal tronqué sont lentement atténués.
- D'autre part, une fenêtre non rectangulaire élargie le lobe principal, ce qui résulte en une réduction nette de la résolution.

II.5.2 - Méthodes paramétriques

Les méthodes paramétriques peuvent donner une grande résolution que les méthodes non paramétriques dans le cas où la taille du signal est courte. Ces méthodes utilisent différentes approches pour l'estimation spectrale, au lieu d'essayer d'estimer la PSD directement à partir de données, elles modélisent les données comme une sortie d'un système linéaire excité par un bruit blanc, et surviennent à estimer les paramètres de ce système linéaire.

- Le modèle de système linéaire le plus utilisé est celui : du tout pôle, un filtre dont tous ses zéros sont à l'origine du plan z .
- Les sorties d'un tel filtre pour une entrée de bruit blanc est un processus AR autorégressif. Pour cette raison, ces méthodes se réfèrent quelques fois comme étant des méthodes AR de l'estimation spectrale.
- Les modèles AR mènent à un système d'équations linéaires qui est relativement simple à résoudre.

On en distingue deux principales méthodes :

- Méthode de Yule walker AR (méthode d'autocorrélation).
- Méthode de Burg.

Toutes les méthodes AR conduisent à l'estimé de la PSD donné par :

$$\hat{P}_{AR}(f) = \frac{1}{f_s} \frac{\varepsilon_p}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p \hat{a}_p(k) e^{-2\pi j k f / f_s} \right|^2} \quad (2.25)$$

La différence des méthodes AR, c'est quelles estiment les paramètres AR, $a_p(k)$ de façon légèrement différentes, conduisant à une estimation différentes de la PSD.

II.5.3 - Méthodes du sous espace

Ces méthodes sont basées sur un calcul manipulant les vecteurs propres et les valeurs propres qui leurs sont associées, consistant en la décomposition de l'espace du signal reçu bruité, en deux sous espaces, dont un est l'espace du signal et l'autre du bruit. En faisant cette distinction entre les deux sous espaces pour le calcul des valeurs propres reliées à chaque sous espace, les méthodes telles que MUSIC (Multiple Signals Classification), EV (EigenVector), permettent une plus grande résolution que les autres types de méthodes. Ces deux méthodes sont, des estimateurs de fréquences, et qui sont basées sur l'analyse propre (valeurs propres) de la matrice d'autocorrelation.

$$P_{music}(f) = \frac{1}{N \sum_{k=p+1}^N \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H \mathbf{e}(f)} = \frac{1}{N \sum_{k=p+1}^N |\mathbf{v}_k^H \mathbf{e}(f)|^2} \quad (2.26)$$

où N est la dimension des vecteurs propres et $\mathbf{e}(f)$ est un vecteur de sinusoides complexes. \mathbf{v} représentent les vecteurs propres de la matrice de corrélation des signaux d'entrée, et \mathbf{v}_k est le $k^{\text{ième}}$ vecteur propre. H est l'opérateur transposé conjugué. Les vecteurs propres utilisés

$$\mathbf{e}(f) = [1 \exp(j2\pi f) \exp(j2\pi f 2) \exp(j2\pi f 4) \dots \exp(j2\pi f(n-1))]^H \quad (2.27)$$

Conclusion

Il existe différents types de techniques pour l'estimation de la PSD d'un signal radar, qui est le type de signal qui nous intéresse. Avec chacune de ces méthodes on pouvait déterminer plusieurs paramètres ou informations concernant la cible détectée, notamment la fréquence doppler. Nous allons voir d'autres techniques qui nécessitent d'autres moyens, notamment un groupement d'antennes, et qui sont aussi utilisées pour la détection de signaux multiples.

Parmi ces techniques on peut distinguer :

- Les techniques conventionnelles comme celles du
 - Beamformer, qui est considéré comme classique
- Et les techniques de hautes résolution, où on retrouve certains déjà vus
 - Capon, considérée comme conventionnelle par rapport à MUSIC
 - Prédiction linéaire, possède les mêmes considérations que Capon.
 - MUSIC
 - Esprit.....

Ces techniques permettent toutes l'estimation de l'angle d'arrivée, autrement de la détection de plusieurs cibles en même temps.

Il est constaté que dans le cas du Beamformer, qui est considéré comme un cas idéal, revenant un problème déterministe. Dans ce cas, la matrice de corrélation de la sortie de la rangée est supposée connue.

Alors que, dans les autres cas, ils sont considérés comme un cas de données, seule les données en sortie de la rangée sont connues, qui revient à un problème statistique, consistant en la détermination d'estimés et analyser les performances de l'algorithme.

C'est ce que nous allons voir dans le prochain chapitre, où nous allons présenter uniquement trois estimateurs, qui sont : le Beamformer, Capon et la prédiction linéaire.

CHAPITRE III

DETECTION DE SIGNAUX MULTIPLES

III. DETECTION DE SIGNAUX MULTIPLES

III.1- Introduction

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 leurs champs de vision. Dépendant des caractéristiques du capteur et du chemin de propagation, les formes d'onde de la source subissent des modifications déterministes ou aléatoires. Les sorties du capteur sont composées des composantes de cette source et du bruit additif tel que le bruit de mesure et le bruit thermique.

III.2- Signaux et bruit

Dans cette partie nous allons discuter le problème de détection de signaux multiples utilisant l'information de multiples capteurs. Pour comprendre les avantages de l'utilisation de rangée de capteurs sur un seul élément dans de variables aspects de détection et d'estimation, il est nécessaire de comprendre la nature des signaux et du bruit que le réseau ou la rangée désire recevoir.

Dans des situations de capture active tel que le radar et le sonar, une forme d'onde connue de durée finie est générée, qui retourne 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 perturbations tel que les nuages dans le cas du radar et les réverbérations de la surface océanique dans le cas du sonar. De plus, les signaux des cibles peuvent subir des réflexions créant des retours de multi sources qui sont retardés, modifiés en amplitude, répliqués 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 vues comme aléatoires, et le phénomène physique responsable de cet aléa dans le signal peut être supposé comme un processus aléatoire Gaussien (normal).

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

A n'importe quel moment, chaque signal a une composante d'amplitude et de phase (respectivement à une référence). En plus de cette composante, 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 physique, sont réels et dans cette représentation il apparaît comme une partie réelle de signal complexe équivalent. Ainsi, à l'élément de référence si :

$$u_r(t) = \sqrt{P} \cos(\omega_c t + \phi(t) - \theta)$$

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

$$\tilde{u}(t) = \sqrt{P} e^{j(\omega_c t + \phi(t) - \theta)} \quad (3.1)$$

il est claire que,

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

et

$$u(t) = \sqrt{P} e^{j(\phi(t) - \theta)} \quad (3.2)$$

est connue comme étant la bande de base de l'enveloppe complexe réduite du signal réel $u_r(t)$.

Ainsi, seule la composante porteuse de l'information non la fréquence porteuse du signal modulé, apparaît dans cette description. En terme physique, si les signaux sont originaires de très loin du réseau alors ils peuvent être modélés comme des ondes planes uniformes porteuses d'information comme plus haut. Si ces ondes planes 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 présenté par une avance de temps ou un retard de temps de la version de l'enveloppe complexe à l'élément de référence. Encore une fois ceci évite la description de la fréquence porteuse.

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

$$\rho_{ij} = \frac{E[u_i(t)u_j^*(t)]}{\sqrt{E[|u_i(t)|^2]E[|u_j(t)|^2]}} \quad (3.3)$$

et $|\rho_{ij}| \leq 1$ comme suit de l'inégalité de Schwarz. Ainsi,

$$\begin{aligned} \rho_{ij} = 0 & \rightarrow u_i(t), u_j(t) \text{ sont incorrélés} \\ 0 < |\rho_{ij}| < 1 & \rightarrow u_i(t), u_j(t) \text{ sont corrélés} \\ |\rho_{ij}| = 1 & \rightarrow u_i(t), u_j(t) \text{ sont cohérents} \end{aligned} \quad (3.4)$$

il n'est pas difficile de montrer que sous des conditions de cohérence :

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

où α est une constante complexe non aléatoire. En pratique les composantes de bruit additif sont incorrélées avec la partie du signal. Cependant, parmi eux les bruits d'interélément peuvent être corrélés ou incorrélés avec d'autres. Une supposition standard est de les considérer incorrélés (indépendant dans le cas Gaussien) et des processus identiques, i.e. si $n_i(t)$ et $n_j(t)$ représentent le $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ bruit du capteur, alors

$$E[n_i(t)n_j^*(t)] = \sigma^2 \delta_{ij} \quad (3.5)$$

où σ^2 représentent la puissance de bruit commune à tous les capteurs.

On a déjà remarqué que pour une onde plane avançant, passant 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, soit $\tilde{u}(t)$ dans 3.1 dénote le signal complexe représentant l'onde plane modulée à l'élément de référence dans la figure 3.1.

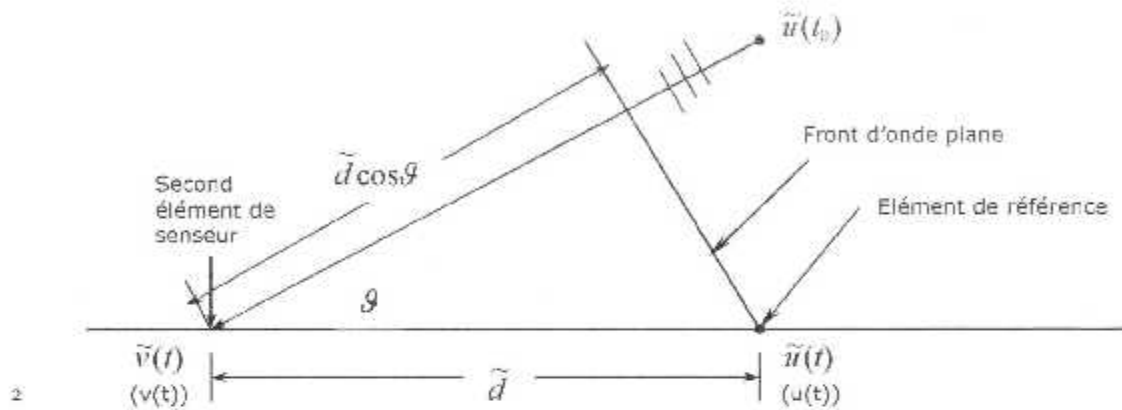


Fig.3.1 Paire d'éléments de senseurs identiques. $u(t)$, $v(t)$ représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$.

La normale au front d'onde plane fait un angle 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

$$\tau = \frac{\tilde{d}\cos\theta}{c} \quad (3.6)$$

Ainsi

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t - \tau) \quad (3.7)$$

Si la fréquence porteuse est assez large comparée 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 réduite à

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t) e^{-j2\pi \frac{\tilde{d}\cos\theta}{\lambda}} = \tilde{u}(t) e^{-j2\pi \frac{\tilde{d}\cos\theta}{\lambda}} \quad (3.8)$$

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 $u(t)$ est donné par (3.2) et à partir de (3.8) la sortie du second senseur est

$$v(t) = u(t) e^{-j2\pi \tilde{d} \cos \theta / \lambda} \quad (3.9)$$

Souvent il est plus avantageux d'exprimer l'espacement des inter-éléments en termes d'unités de dimensionnement normalisé. Pour des raisons qui seront expliquées plus tard, il est plus intéressant de normaliser toutes les distances respectivement à la moitié de la longueur d'onde. Soit d représentant la distance normalisée entre l'élément de référence et le second senseur. Alors $d = \tilde{d} / (\lambda/2)$ et (3.9) devient

$$v(t) = u(t) e^{-j\pi d \cos \theta} \quad (3.10)$$

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 senseurs en question et de l'angle d'arrivée de l'onde plane, et est indépendant de la variable temporel. Cependant ceci n'est pas le cas dans une situation en large bande 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 senseur dans la (fig 3.1) peut être écrite comme

$$v(t) = u(t - \tau) \quad (3.11)$$

avec τ comme dans (3.6). avec $U(f)$ et $V(f)$ représentant la transformée de Fourier de $u(t)$ et $v(t)$ respectivement, (3.11) se réduit à

$$V(f) = U(f) e^{-j2\pi f \tau} = U(f) e^{-j\pi \tilde{d} \cos \theta / f} \quad (3.12)$$

Noter que (3.12) est structurellement identique à une situation de bande étroite représentée dans (3.10) 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 (3.2) est sensible à la fréquence (fonction of free variable f), et ceci sera en contraste avec (3.10) où elle est indépendante de la variable libre t . cette importante différence doit être prise en considération tant s'occuper avec une information en bande large.

III.3- Avantage d'utilisée une rangée ou réseau

La possibilité de modifier la sortie de la rangée pour augmenter le signal de réception désiré et simultanément de supprimer ceux indésirés, peut être illustré en considérant une situation de source unique comme dans la figure (3.1), en présence de M senseurs identiques. Soit 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. D'autre part, soit $n_1(t)$,

$n_2(t), \dots, n_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques comme dans (3.5). Avec $x_i(t)$ représentant l'enveloppe complexe du signal total reçu au $i^{\text{ème}}$ senseur, et utilisant (3.10) il est très facile de voir que

$$x_i(t) = u(t)e^{-j\pi d_i \cos \theta} + n_i(t) \quad (3.13)$$

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

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

où $P = E[|u(t)|^2]$ par définition, représente la puissance du signal. A partir de (3.13) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sorties de la rangée sont déplacés en phase par $e^{j\pi d_i \cos \theta}$; $i=1, 2, \dots, M$ et les signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie $y(t)$ qui est

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

le SNR en sortie dans ce cas est donné par

$$\begin{aligned} (\text{SNR})_0 &= \frac{E[|Mu(t)|^2]}{E[|n(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\sum_j \sum_i E[n_i(t)n_j^*(t)]} \\ &= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M (\text{SNR})_i \end{aligned} \quad (3.14)$$

Ainsi un simple déplacement de phase et une opération d'addition parmi les sorties du senseur résultants en une amélioration dans le rapport signal sur bruit par un facteur égale au nombre de senseurs. Physiquement, a travers des retards de phase appropriés, le signal désiré a été combiné de façon cohérente (en puissance). Ceci résulte en un facteur de gain pour la combinaison signal de sortie comparé au bruit.

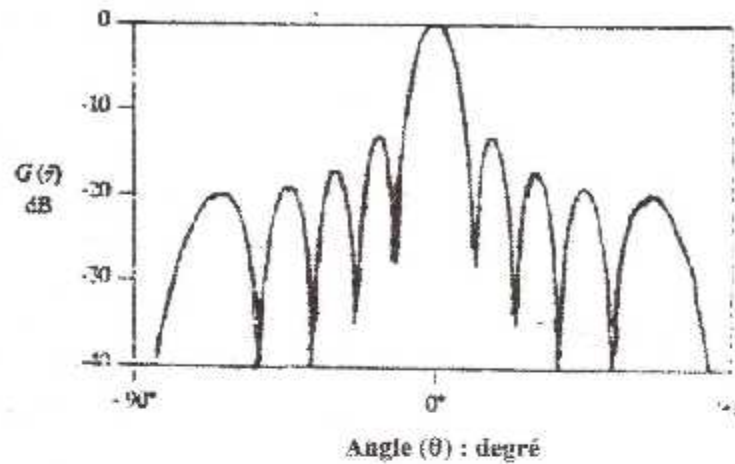


Fig.3.2 Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments.

Alternativement, la rangée a été « dirigée » pour voir selon le long de la direction θ . Ce processus est aussi connu sous le nom de beamforming. Le modèle directionnel dans le plan contenant la rangée peut pour cela être trouvée à partir du facteur de la rangée

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

et le modèle du gain directionnel normalisé

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} F(\theta) \right|^2 \quad (3.15)$$

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

$$G(\theta) = \left(\frac{\sin(\pi M \cos \theta / 2)}{M \sin(\pi \cos \theta / 2)} \right)^2 \quad (3.16)$$

et ceci est dessiné dans la figure (fig. 3.2) pour une rangée 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 sonde. Les lobes secondaires représentent le modèle du gain pour les signaux présents le long de directions autres que la direction de regard tant que la rangée est dirigée le long de θ , et une question importante dans la conception de réseaux ou de rangées est où placer les éléments de rangée pour avoir des lobes secondaires uniformément bas. De plus, dans cette installation, il existe toujours $M-1$ points nuls ($G(\theta)=0$) dans le champ de vision (voir fig. 3.2), 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 cette rangée linéaire un facteur de phase constant de $(i-1) \Delta_0$ est insérée dans le $i^{\text{ème}}$ élément de la rangée pour $i=1,2,\dots,M$. L'insertion de cette séquence de déplacement de phase a pour effet de déplacer le lobe centrale par

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

et le modèle directionnel total a été dirigé vers cette nouvelle direction. Cet effet peut facilement incorporé dans (3.16) en remplaçant $\cos\theta$ par $(\cos\theta - \cos\theta_0)$.

Pas loin nous avons considéré seulement le cas d'une seule source et 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 leurs directions d'arrivée, les niveaux de puissance associés, et de variables techniques qui ont été développées pour évaluer ces paramètres sont discutées dans de nombreuses littératures.

III.4- Techniques conventionnelles

Traditionnellement la puissance de sortie de la rangée ou du réseau est évaluée comme une fonction d'angle d'arrivée sous de variables considérations optimales, et les pics dans la distribution de la puissance de sortie sont prises pour correspondre aux vraies directions d'arrivée de signaux présents dans la scène. Avec $x_i(t)$ représentant la sortie du $i^{\text{ème}}$ senseur et w_i le facteur de pesée correspondant désiré, en utilisant la variable normalisée $\omega = \pi \cos\theta$, la sortie du réseau peut être écrite comme (voir figure 3.3)

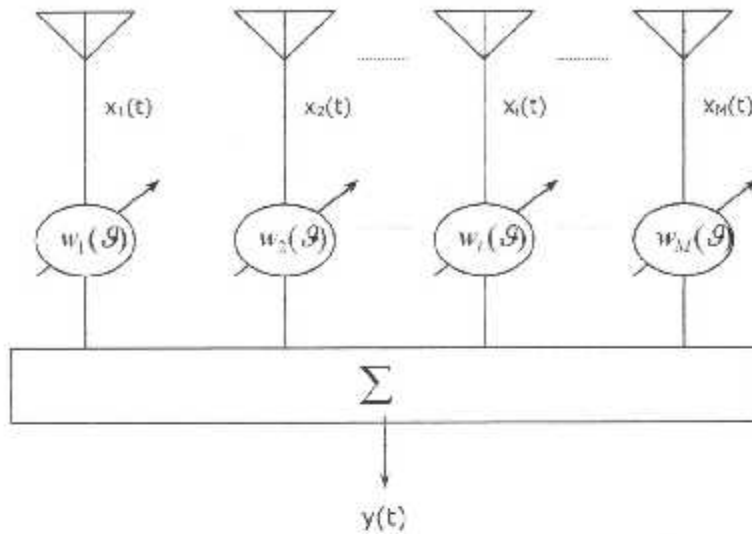


Fig.3.3 schéma de traitement d'une rangée utilisant des facteurs de phases.

avec

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i(\omega) x_i(t) = w^T x(t) \quad (3.17)$$

d'où

$$w = [w_1(\omega), w_2(\omega), \dots, w_M(\omega)] \quad (3.18)$$

Signifie pour le vecteur de pesée et

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)] \quad (3.19)$$

le vecteur observé de donnée. La puissance de sortie moyenne $P(w)$ est alors donnée par

$$P(\omega) = E[y(t)^2] = w^T E[x(t)x^T(t)] w = w^T R w \quad (3.20)$$

où

$$R = E[x(t)x^T(t)] \quad (3.21)$$

Représente la $M \times M$ matrice de covariance de sortie du réseau. Noter que R est hermitienne et toujours positive définie.

III.4.1- Beamformer

Comme son nom l'indique, les poids 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 ,

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\omega t_i \cos \theta}$$

pour des notations conventionnelle, on définit

$$\omega = \pi \cos \theta \quad (3.22)$$

tel que

$$W_{\theta} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{-j\omega}, e^{-j2\omega}, \dots, e^{-jM\omega} \right] = a(\omega) \quad (3.23)$$

Ainsi, la sortie de la rangée est donnée par :

$$y(t) = W_{\theta}^T x(t) = a^T(\omega) x(t)$$

et utilisant (3.20), la puissance en sortie est :

$$P_{\theta}(\omega) = E \left[|y(t)|^2 \right] = a^T(\omega) R a(\omega) \quad (3.24)$$

Dans une scène d'une cible unique, cet estimateur mesure la puissance actuelle en scannant le long de la vraie direction d'arrivée, résultant en un seul pic dans cette direction. Cependant, ceci n'est pas vrai, dans une scène multi-cibles incohérentes 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.

Ceci 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 direction spécifique, les contributions du signal d'autres directions, sont minimisées.

III.4.2- Estimateur à minimum variance 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. En utilisant (3.20) ceci est équivalent au problème suivant :

$$\min_w w^T R w \text{ sujet à } |w^T a(\omega)| = 1 \quad (3.25)$$

pour des matrices de covariances définies positives, la solution au vecteur de pesée (3.25) est donnée par

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

et avec ce vecteur de pesée dans (3.20), la puissance de sortie de la rangée prend la forme

$$P_c(\omega) = \frac{1}{a^T(\omega)R^{-1}a(\omega)} \quad (3.26)$$

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 sinusoïdale 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 présente le long de la direction de regard, tout impliquant que la forme de poids un filtre spatial avec une réponse exacte d'impulsion le long de la direction de regard (voir la fig. 3.4). Ainsi tout en se dirigeant le long d'une direction spécifique, toutes les arrivées à la rangée le long de toute autre direction devient indésirable, et dans ce sens, elles représentent des directions dépendantes 'comme un signal' bruit.

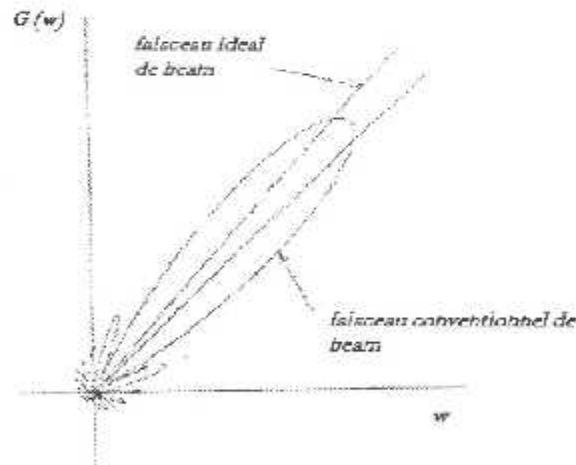


fig.3.4 Le beamformer idéal

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, la géométrie de la rangée, ...

Toutes ces informations sont incorporées dans (3.25), laquelle est résolue pour le vecteur de pesée utilisée dans (3.20) pour estimer la puissance actuelle.

L'estimateur dans (3.26) possède une résolvabilité de puissance supérieure comparé à la sortie du beamformer standard dans (3.24). Ceci est à 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 inégalité de *Cauchy-Schwarz* résulte aisément dans

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

ou

$$P_n(\omega) \geq P_C(\omega) \quad (3.27)$$

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

III.4.3- 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 est prédit 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 moyenne quadratique.

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

$$\hat{x}_n = \sum_{i=1}^{M-1} a_i x_{n-i} \quad (3.28)$$

Ceci donne l'erreur comme étant

$$e_n = x_n - \hat{x}_n = x_n - \sum_{i=0}^{M-1} a_i x_{n-i} \quad a_0 = 1 \quad (3.29)$$

la minimisation de l'erreur quadratique moyenne $E[|\varepsilon_n|^2]$ respectivement aux résultats inconnus dans les équations linéaires standard suivantes

$$E[\varepsilon_n x_n^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-i} x_n^*] = 0, k=1, 2, \dots, M-1 \tag{3.30}$$

et l'erreur quadratique moyenne est donnée par

$$E[|\varepsilon_n|^2] = E[\varepsilon_n x_n^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-i} x_n^*] = \delta_{M-1} \tag{3.31}$$

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

$$E[x_{n-i} x_n^*] = r(k-i) = r^*(i-k) \tag{3.32}$$

et avec cette expression dans (3.30), (3.31) nous avons

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

Ensemble avec

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

en les mettant sous forme matricielle, ceci se réduit à



fig2.5 : model de linéaire prédiction

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta_{M-1} \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

De plus (3.29) peut être interprétée sous forme de système montré dans la figure (3.6) où

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

et

$$H(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{M-1} z^{-(M-1)} \tag{3.34}$$

Ainsi x_n peut être à travers une sortie d'un système excité par un processus de bruit incorrélé de puissance moyenne δ_{M-1} . D'autre part, si les erreurs $\varepsilon_n, \varepsilon_{n-k}$ sont aussi incorrélées pour tout n, k , alors l'entrée représente un processus de bruit blanc et x_n un processus auto-régressif d'ordre $(M-1)$. De la (fig3.6), la densité spectrale de puissance $S_x(\omega)$ de la sortie du processus est reliée à la fonction de transfert du système et à la densité spectrale de l'entrée $S_\varepsilon(\omega) = \delta_{M-1}$ par la relation

$$S_x(\omega) = |G(e^{j\omega})|^2 S_\varepsilon(\omega) = \frac{\delta_{M-1}}{|H(e^{j\omega})|^2} \quad (3.35)$$

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

$$T_{M-1} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

avec

$$\Delta_{M-1} = |T_{M-1}| > 0 \quad (3.37)$$

et à partir de (3.23) utilisant la règle de Cramer pour la dernière entrée dans le vecteur a inconnu nous avons

$$\delta_{M-1} = \frac{\Delta_{M-1}}{\Delta_{M-2}} \quad (3.38)$$

De plus (3.33) avec (3.24) donnent

$$H(z) = [z^{-(M-1)}, z^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}, 1] \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$= [z^{-(M-1)}, z^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}, 1] T_{M-1}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta_{M-1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{-1}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} & & & 0 \\ & & & \vdots \\ & & I_{M-1} & \\ & & & \delta_{M-1} \\ z^{-(M-1)} & \dots & & 1 \\ & & & 0 \end{vmatrix} = -z^{-1} \\
 &= \frac{-1}{\Delta_{M-2}} \begin{vmatrix} & & & r(M-1) \\ & & & r(M-2) \\ & & I_{M-2} & \\ & & & r(1) \\ z^{-(M-1)} & \dots & z^{-1} & 1 \end{vmatrix} \quad (3.39)
 \end{aligned}$$

où nous avons développé le premier déterminant le long de la dernière colonne et utilisant (3.38).

La densité spectrale de puissance de sortie dans (3.35) est prise comme l'estimé de la prédiction linéaire $P_r(\omega)$. Utilisons (3.39) ceci donne

$$P_r(\omega) = S_x(\omega) = \frac{1}{|g_{M-1}(e^{-j\omega})|^2} \quad (3.40)$$

où

$$g_{M-1}(z) = \frac{1}{\sqrt{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}}} \begin{vmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-2)r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-3)r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-2)r^*(M-3) & \dots & r(0) & r(1) \\ z^M & z^{M-2} & \dots & z & 1 \end{vmatrix} \quad (3.41)$$

Le polynôme $g_{M-1}(z)$ a tout ses (M-1) zéros dans $|z| > 1$ et représente un filtre stable. Ces zéros peuvent être à l'intérieur du cercle unitaire ($z = e^{j\omega}$), créant pics étroit 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 (3.26) nous avons

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} = \mathbf{a}^T(\omega) \mathbf{I}_{M-1}^{-1} \mathbf{a}(\omega) \\
 &= \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} & & & 1 \\ & & & e^{j\omega} \\ & & I_{M-2} & \\ & & & e^{-j(M-2)\omega} \\ 1e^{j\omega} & \dots & e^{j(M-2)\omega} & 0 \end{vmatrix}
 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} &= \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}} \left| \begin{array}{cc} T_{M-2} & 1 \\ & e^{-j\omega} \\ & & e^{-j(M-2)\omega} \\ e^{j\omega} & \dots & e^{j(M-2)\omega} & 0 \end{array} \right| \\ &+ \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}} \left| \begin{array}{cccc} r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-3)r(M-2) \\ r^*(2) & r^*(1) & \dots & r(M-4)r(M-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r^*(M-1)r^*(M-2) & \dots & r^*(1) & r(0) \\ 1 & e^{j\omega} & \dots & e^{j(M-2)\omega} e^{j(M-1)\omega} \end{array} \right| \\ &= \frac{1}{P_C^{(M-1)}(\omega)} + \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}} \left| \det \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-2)r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r^*(M-2)r^*(M-3) & \dots & r(0) & r(1) \\ e^{j(M-1)\omega} e^{j(M-2)\omega} & \dots & e^{-j\omega} & 1 \end{bmatrix} \right|^2 \\ &= \frac{1}{P_C^{(M-1)}(\omega)} + \frac{1}{M} \frac{1}{P_L(\omega)} \end{aligned}$$

en complétant la récursivité plus haut, on a

$$\frac{1}{P_C^{(M)}(\omega)} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \frac{1}{P_C^{(k)}(\omega)} \quad (3.42)$$

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 du 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 à 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 (3.42) de la plus faible par rapport à 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

$$\tilde{a} = T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.43)$$

et

$$\delta_{M-1} = r(0) + \gamma_{M-1,1}^T \tilde{a} = r(0) - \gamma_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.44)$$

Aussi à partir de (3.34)

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

où

$$H(e^{j\omega}) = 1 + s^T(\omega) \tilde{a} = 1 - s^T(\omega) T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1} \quad (3.45)$$

où

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

ainsi

$$P_L(\omega) = \frac{\delta_{M-1}}{|H(e^{j\omega})|^2} = \frac{r(0) - \gamma_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1}}{|1 - s^T(\omega) T_{M-2}^{-1} \gamma_{M-1,1}|^2} \quad (3.46)$$

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 IV

SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

IV. SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

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 le traitement électronique. On supposera donc que l'observation sur les différents capteurs est obtenue par démodulation en phase et en quadrature du signal physique étudié, et on la représentera par une grandeur complexe

- Après avoir fait une comparaison théorique des trois estimateurs Beamformer, Capon et la prédiction linéaire, pour la détermination de la direction d'arrivée nous, nous intéressons maintenant à l'étude comparative par simulation 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 pesée maintenu constant tout le long des simulations. Ces simulations regroupent l'influence sur :

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

SIMULATION 01 :

- La première simulation a été faite avec des paramètres optimisés pour indiquer la fiabilité de tous les algorithmes.

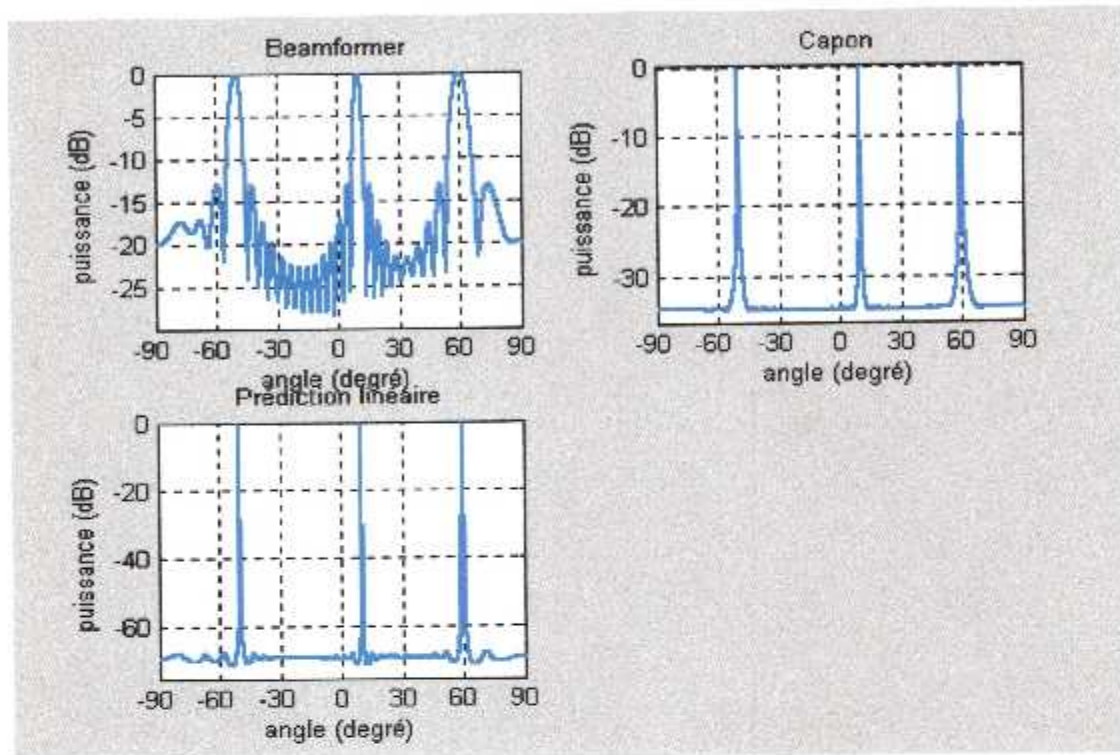


Figure 4.1 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.5$.

- Après l'analyse des graphes on remarque que :

L'estimation des DOA est avec une précision importante dans les trois méthodes; notamment pour les méthodes haute résolution (capon et linéaire prédiction), bien que la méthode classique (beamformer) est un peu bruitée et offre de larges pics. Mais les résultats restent positifs dans les trois cas. D'où la fiabilité de toutes les méthodes dans le cas général.

DE LA SIMULATION (2) A LA SIMULATION (3)

➤ L'influence du niveau de puissance.

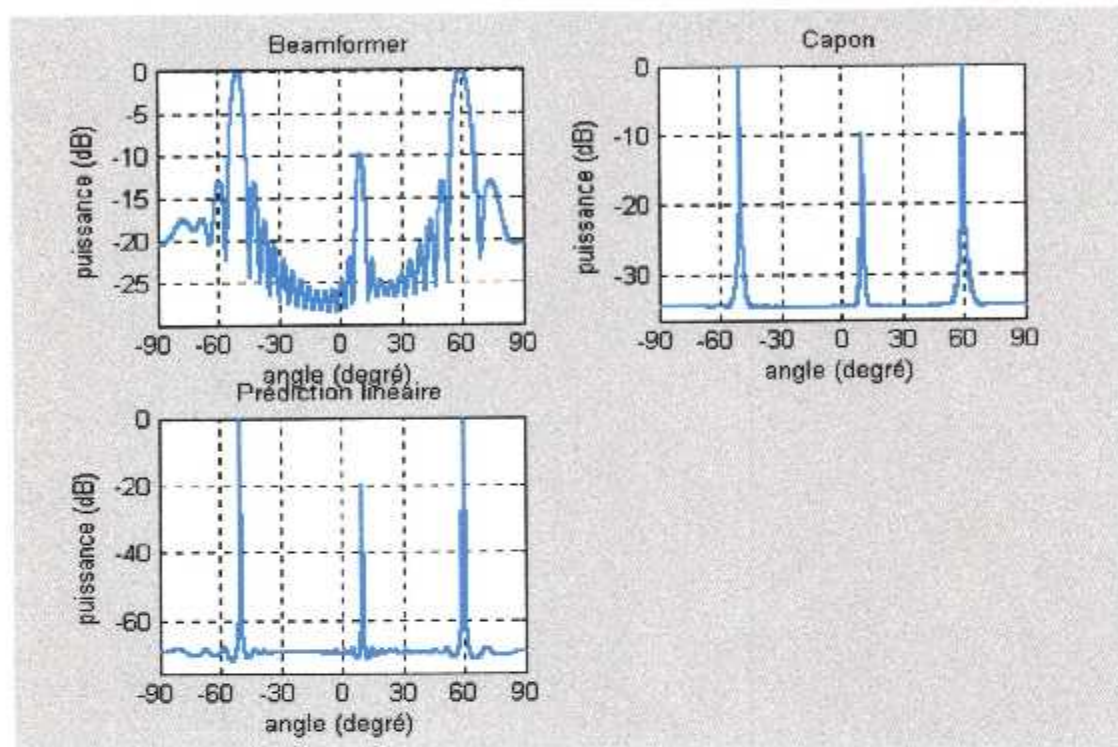
SIMULATION 02

Figure 4.2 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 0.1 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.5$.

- Après la réduction de puissance de la deuxième source 10° , en gardant la même puissance pour les autres directions on remarque la diminution du niveau de puissance le long du deuxième pic dans tous les cas, cela est proportionnellement à chaque algorithme.

SIMULATION 03

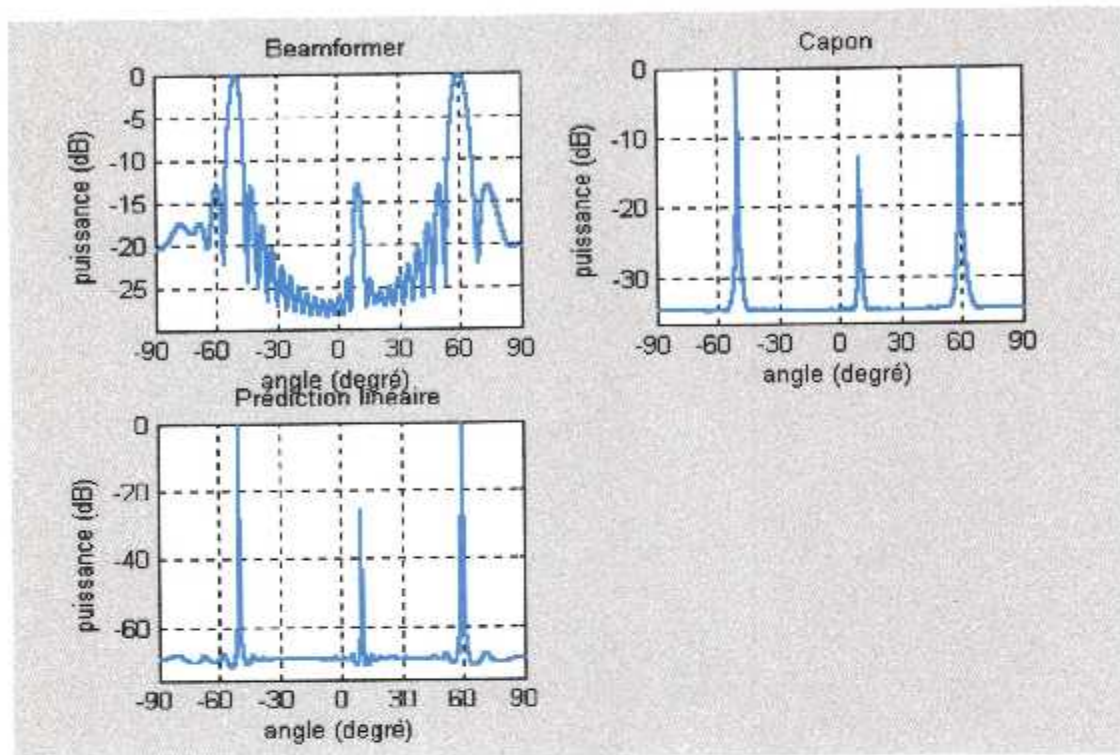


Figure 4.3 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 0.05 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.5$.

- D'après les simulations 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.

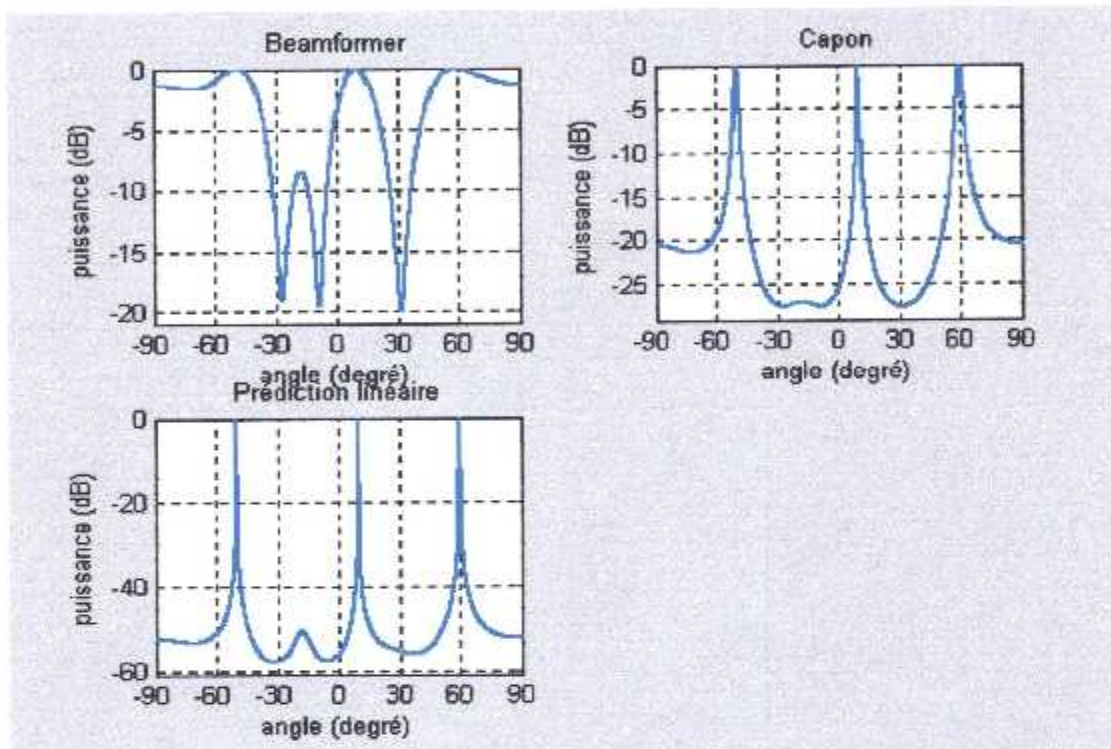
DE LA SIMULATION (4) A LA SIMULATION (7)**➤ L'influence du nombre de capteurs (K).****SIMULATION 04**

Figure 4.4 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction .des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=6$ et $dd=0.5$.

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

SIMULATION 05

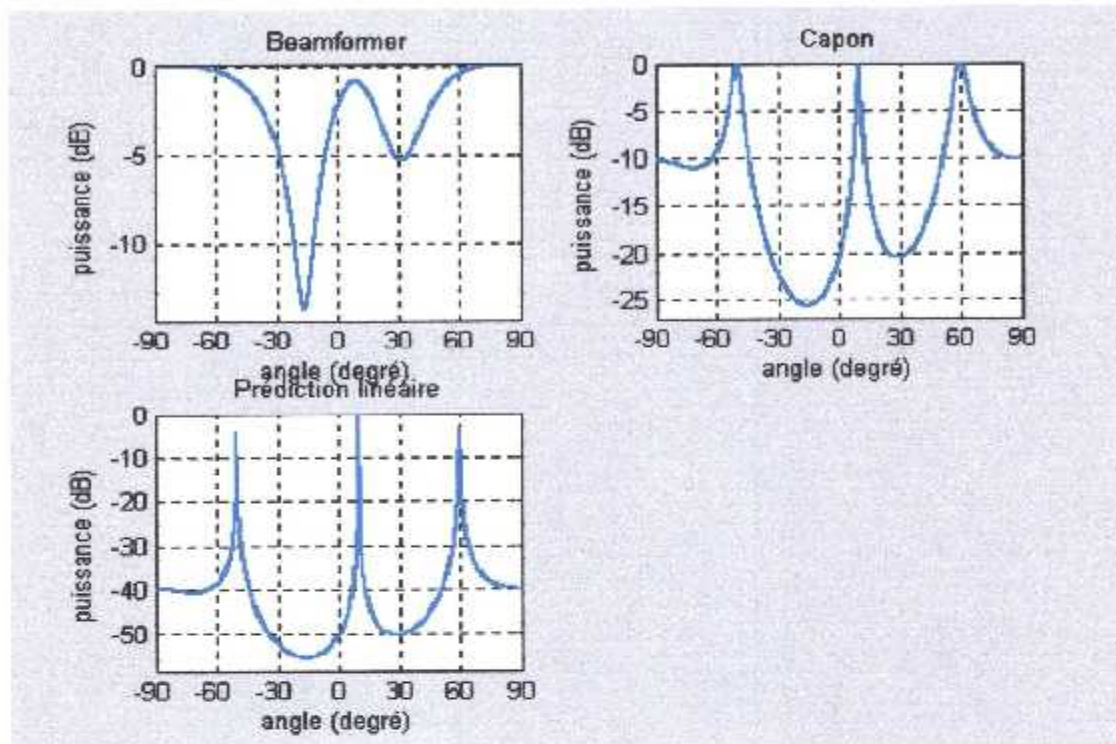


Figure 4.5 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=4$ et $dd=0.5$.

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

SIMULATION 06

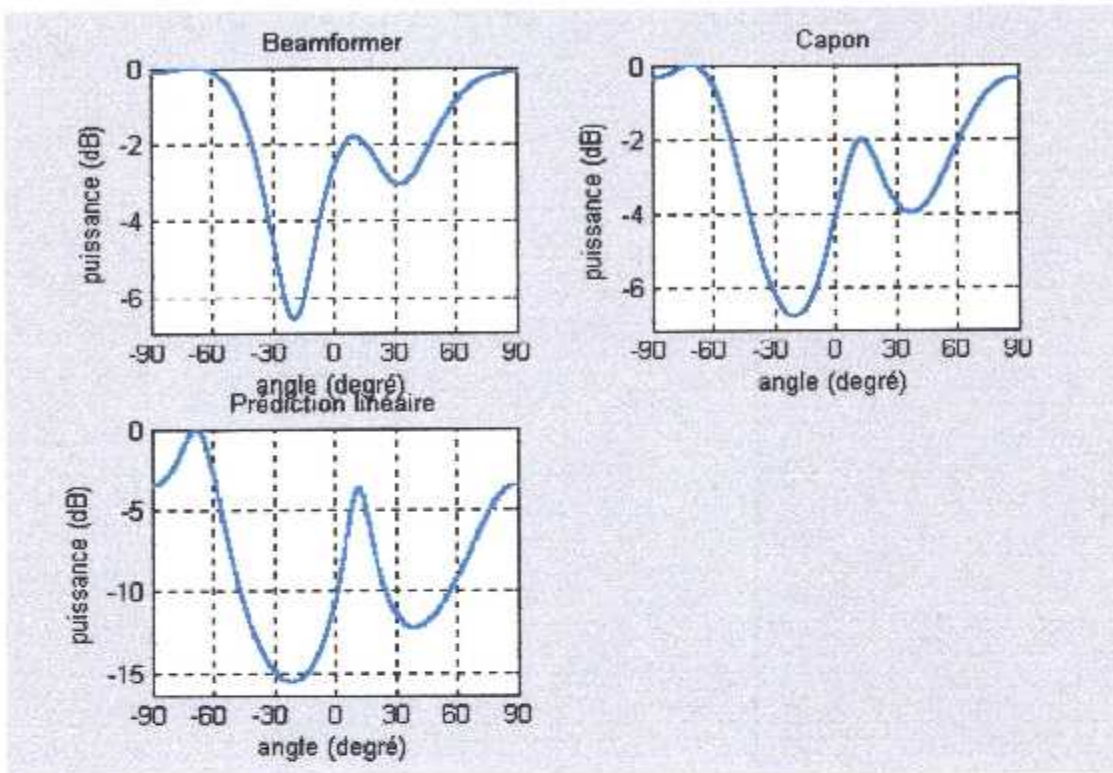


Figure 4.6 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction .des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=3$ et $dd=0.5$.

- D'après les constatations il y a contradiction entre les angles d'arrivée introduite est les angles obtenues par nos algorithmes.

SIMULATION 07

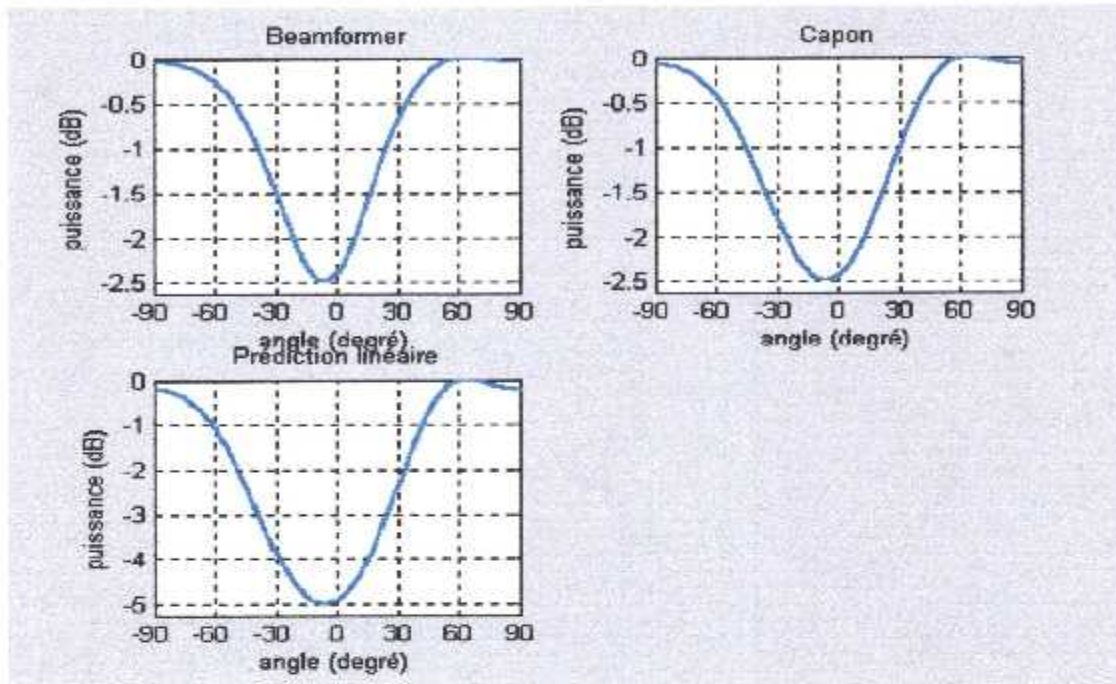


Figure 4.7 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=2$ et $dd=0.5$.

- dans ce cas aucune des sources n'a été détectées par nos algorithmes.
- d'après les simulations 4.6 et 4.7 on remarque bien quand on a diminué le nombre des capteur au dessous de quatre capteurs autrement dit au dessous du nombre des sources il y a plus de localisation.

DE LA SIMULATION (8) A LA SIMULATION (10)

➤ L'influence de la distance séparant deux capteurs (dd).

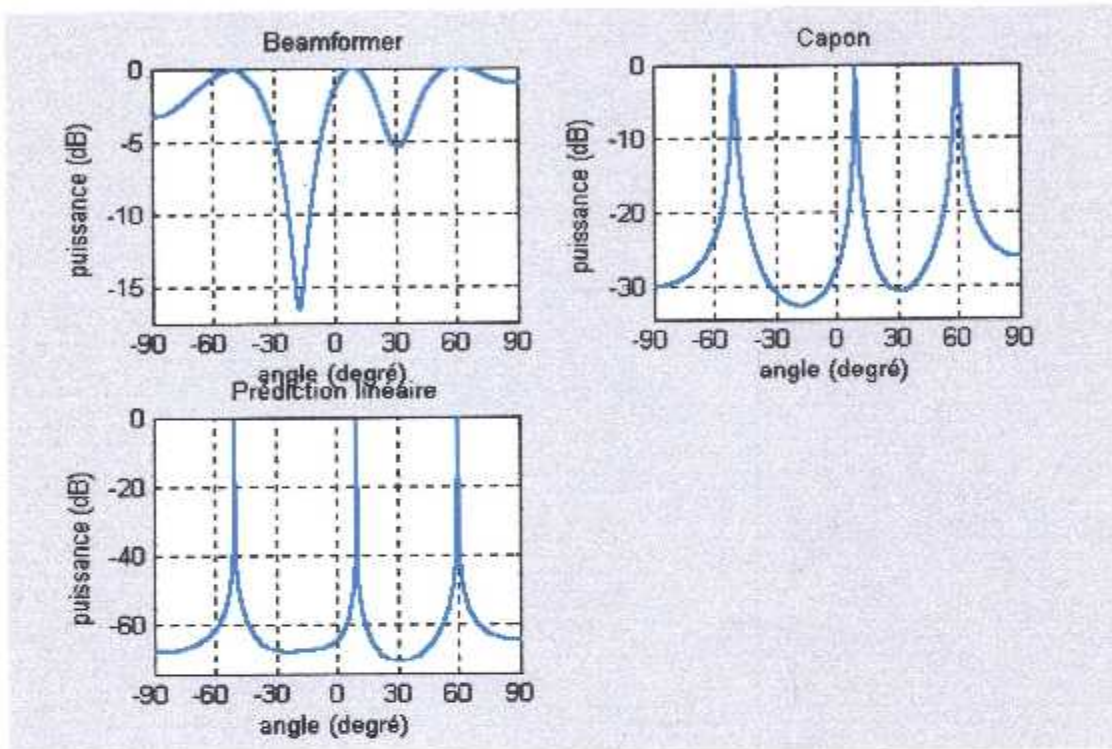
SIMULATION 08

Figure 4.8 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction, des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.1$.

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

SIMULATION 09

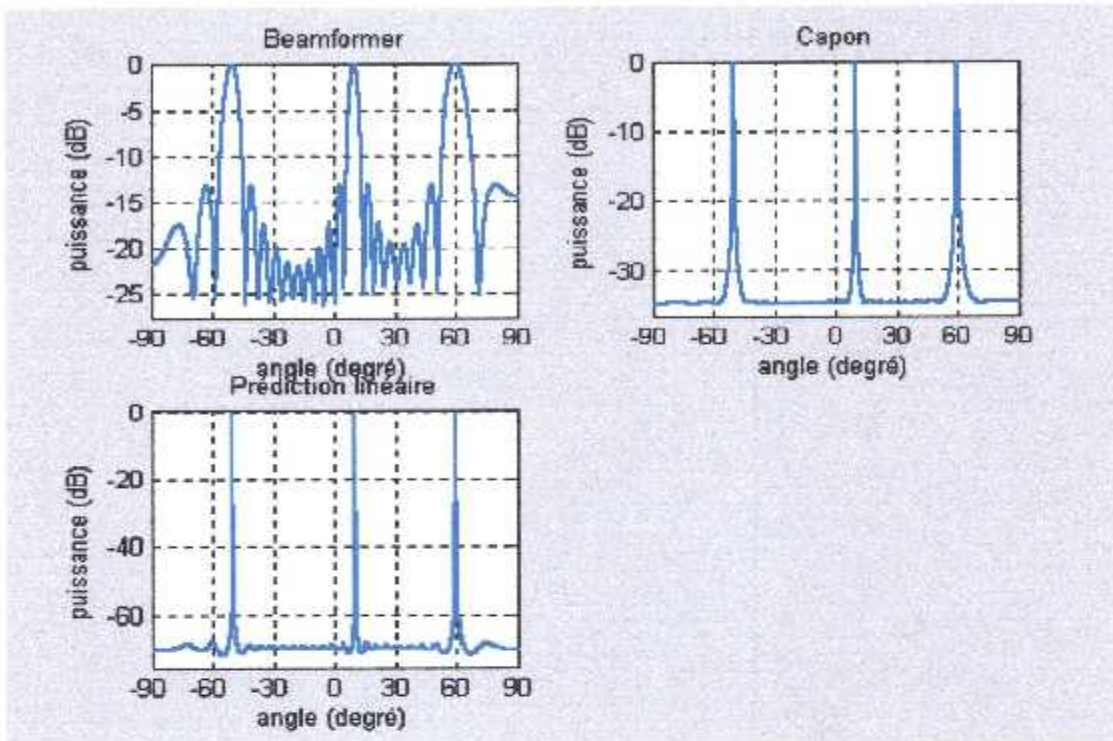


Figure 4.9 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=0.4$.

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

SIMULATION 10

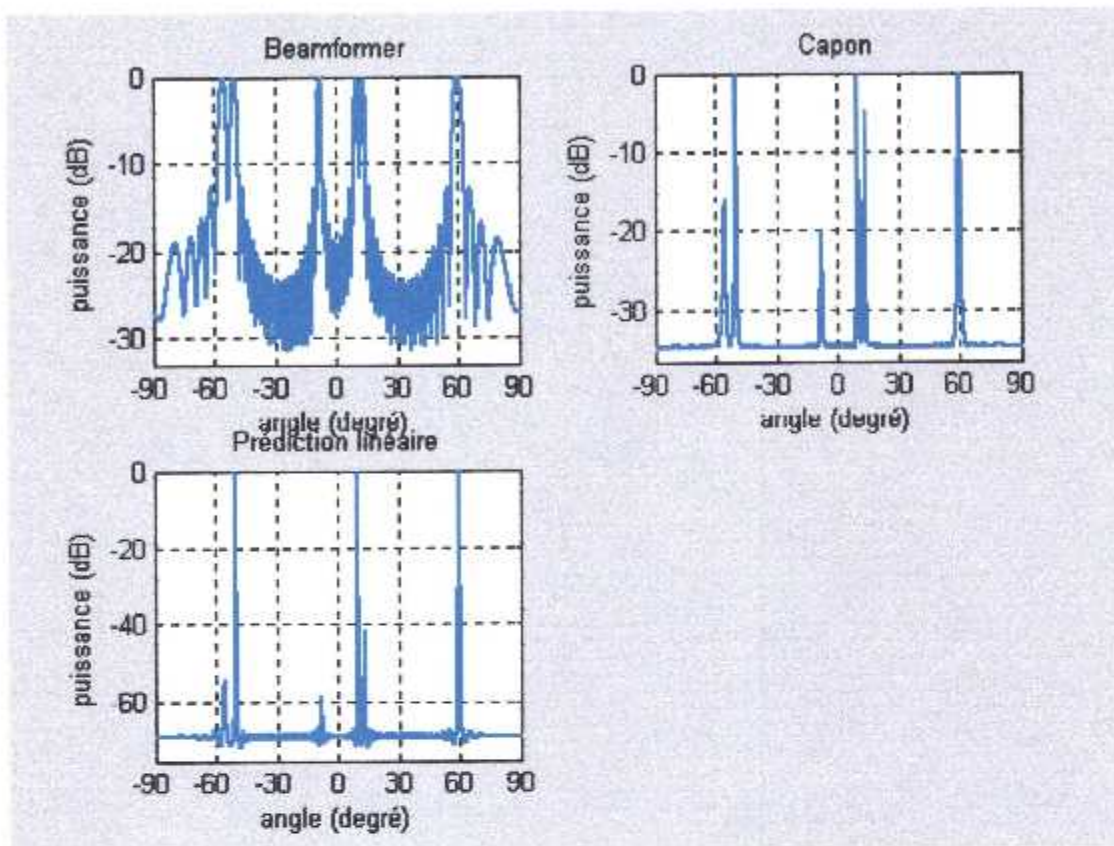


Figure 4.10 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de -50° , 10° et 60° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=30$ et $dd=1$.

- 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.

DE LA SIMULATION (11) A LA SIMULATION (13)

- **La limite du pouvoir de séparation entre les angles d'arrivée pour les trois algorithmes.**

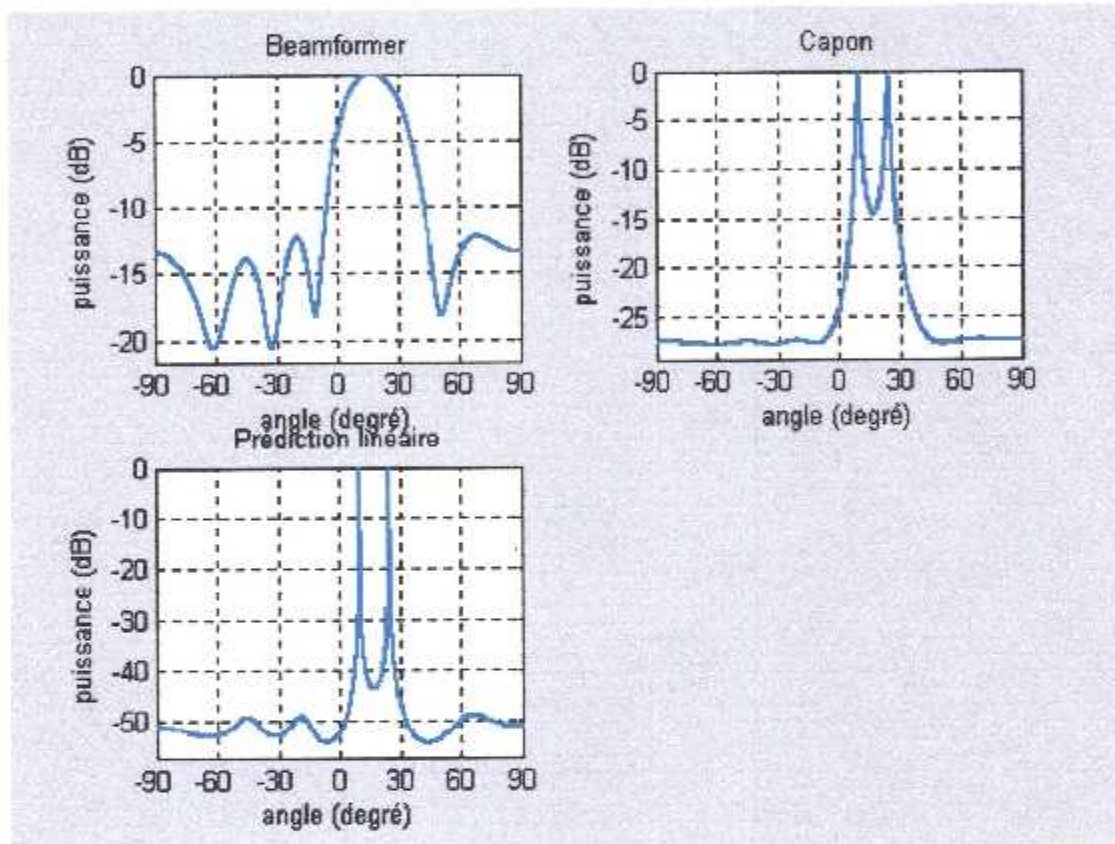
SIMULATION 11

Figure 4.11 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction .des angles d'arrivée de 10° et 25° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=6$ et $dd=0.5$.

- on remarque l'incapacité de séparation de l'algorithme beamforme pour les deux angles d'arrivée 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.

SIMULATION 12

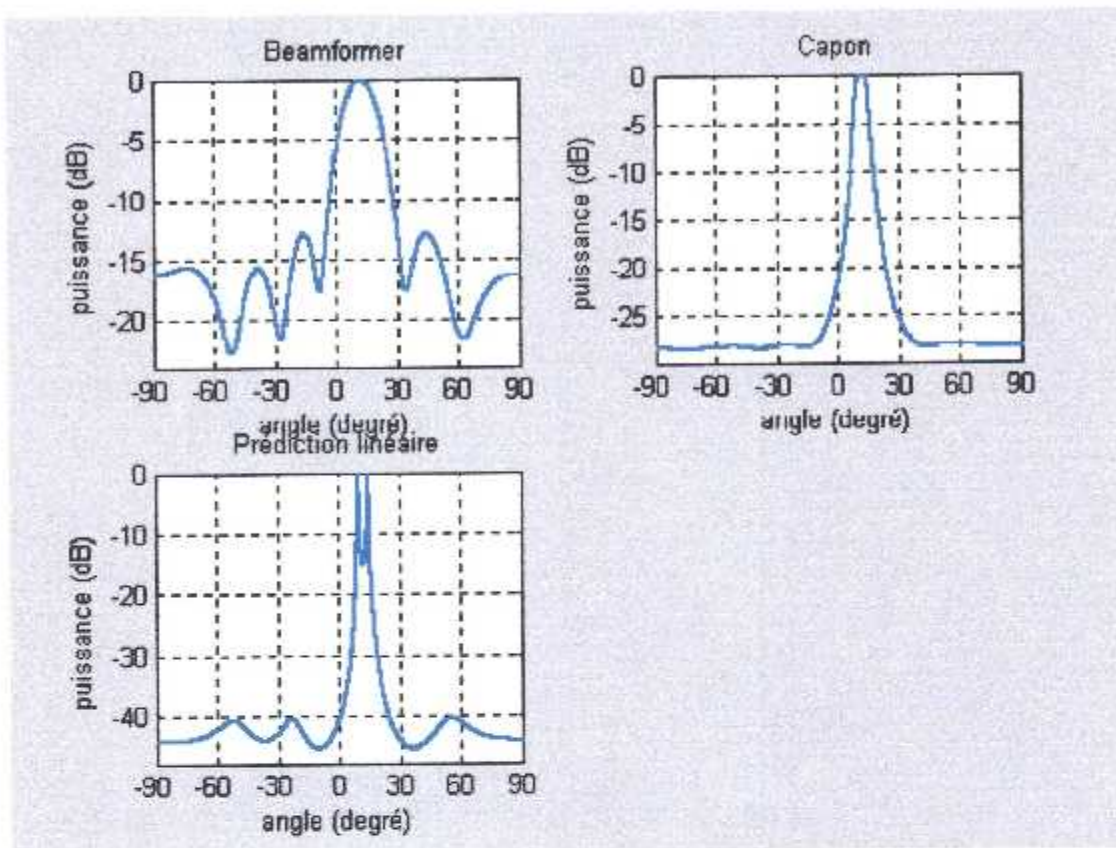


Figure 4.12 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de 10° et 15° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=6$ et $dd=0.5$.

- on remarque l'incapacité de séparation de l'algorithme de capon, pour les deux angles d'arrivée 10° et 15° .
- la méthode linéaire prédiction est toujours fiable.

SIMULATION 13

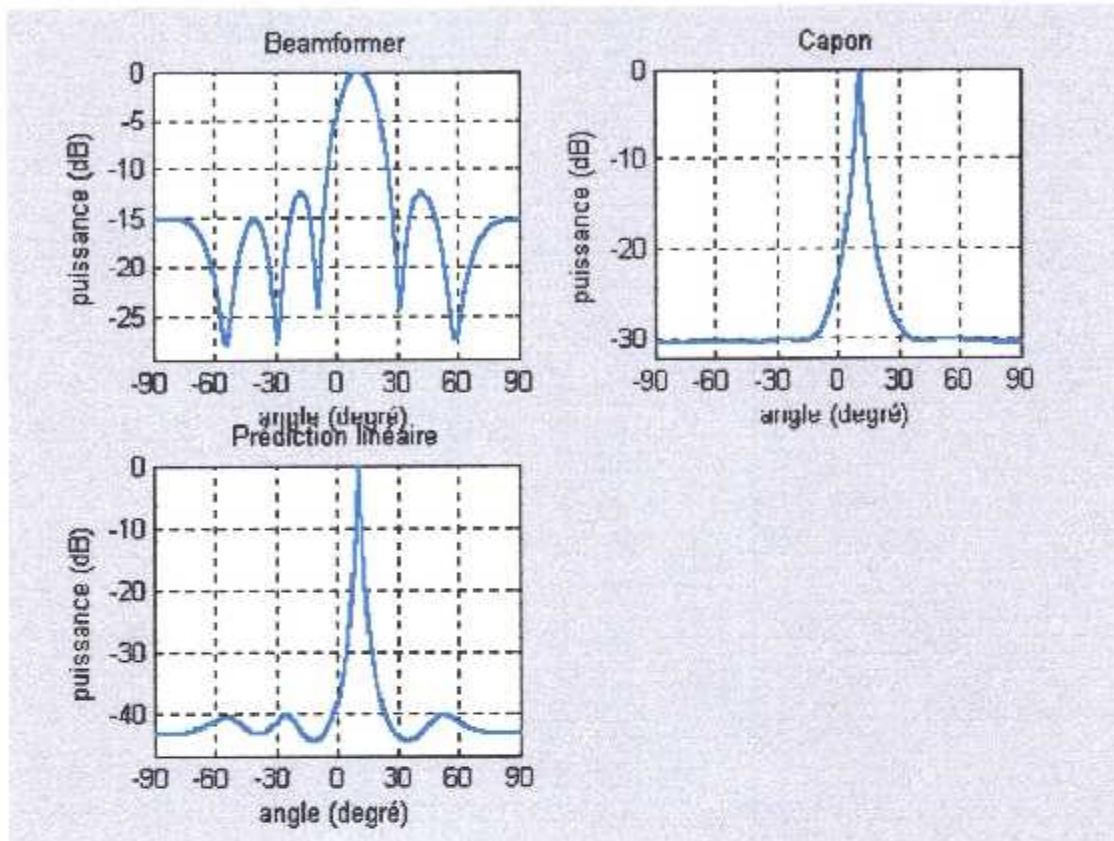


Figure 4.13 La puissance de sortie de la rangée obtenue par les estimateurs beamformer, capon et linéaire prédiction des angles d'arrivée de 10° et 12° avec un SNR commun de 20 dB, $p_w = [1.0 \ 1.0]$, sur une rangée uniforme de $K=6$ et $dd=0.5$.

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

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Notre travail consistait en la détermination de la direction d'arrivée exprimé en angle appelé encore en anglo-saxon DOA (direction of arrival), en utilisant un réseau d'antenne 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 cités au niveau du troisième chapitre, et que nous allons reprendre ici sous forme de points sont,

- Le rapport signal sur bruit en sortie est multiple du nombre de capteurs ou de senseurs fois le rapport du signal sur bruit en entrée.
- Comme nous l'avons vue, on obtient alors le renforcement de l'énergie rayonnée dans certaines directions 'désirées' au détriment d'autres directions 'indésirées'. C'est ce que l'on appelle effet de groupement.
- Le gain est maximum là où 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 à haute résolution, ceci dans le but de la détermination de la direction d'arrivée de cibles. Nous, avons dégager 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_s), 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 paramètres, tels que le nombre de capteurs, le facteur de puissance, la distance entre les capteurs et les angles d'arrivée.
- Dans les simulations de 2-3, on est arrivé à démontrer l'influence 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 4-7, 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 impossible d'imposer le contraire, la détection sur l'un des angles peut devenir aléatoire.
- Dans les simulations de 8-10, 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 11-13, 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 deux autres méthodes.

En conclusion générale, on a pu démontrer l'intérêt de l'utilisation d'une rangée 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 côté celle de la prédiction linéaire par rapport à Capon, ceci étant fait théoriquement puis vérifier 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 linéaire prédiction). Mais reste toujours des améliorations au niveau de :

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

ANNEXE

NOTATIONS ET PRELIMINAIRES

Notation et Préliminaire

Dans tout ce document des quantités scalaires sont dénotées par :

a et A représentent la grandeur scalaire, le vecteur et la matrice dans cet ordre. De même A^* , A^T , A^\dagger , $\text{tr}(A)$ et $\det(A) = |A|$ représentent le conjugué complexe, la transposée, le conjugué complexe transposé, trace et déterminant de A respectivement. Le symbole $\text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M]$ est employé parfois pour représenter une matrice diagonale avec les entrées diagonales $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$. Pour deux matrices carrées A, B ayant la même taille, $(AB)^\dagger = B^\dagger \cdot A^\dagger$, $\text{tr}(AB) = \text{tr}(BA)$ et $|AB| = |A| |B|$.

Une matrice carrée A de taille $M \times M$ serait hermitienne si $A = A^\dagger$, c-à-d, $a_{ij} = a_{ji}^*$ pour tout i, j , où a_{ij} représente l'élément (i, j) ^{ième} de A . qu'il serait défini non négatif si pour n'importe quel $M \times 1$ vecteur x , $x^\dagger A x \geq 0$. Quand l'inégalité est prise strictement, c-à-d, $x^\dagger A x > 0$ pour $x \neq 0$, A serait défini positif.

Liste des figures

	Page
Fig. 1.1 – Réception angulaire : géométrie	5.
Fig. 3.1 Paire d'éléments de senseurs identiques. $u(t)$, $v(t)$ représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$	21.
Fig. 3.2 Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments.....	24.
Fig. 3.3 Schéma de traitement d'une rangée utilisant des facteurs de phases.....	26.
Fig. 3.4 Le beamformer idéal.....	28.

Glossaire

ω_0 : est la pulsation à l'origine

u_r : signal modulé en phase

$\phi(t)$: phase de $u_r(t)$

θ : phase aléatoire

$\tilde{u}(t)$: représentation complexe de $u_r(t)$

$u(t)$ l'enveloppe complexe réduite de la bande de base

P : puissance crête

$E[u_i(t)u_j^*(t)]$: moyenne

ρ_{ij} : constante d'intercorrélation

α : constante non aléatoire

σ^2 : variance du bruit

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

c : vitesse de propagation de la lumière

τ : temps de retard

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

t : temps (s)

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 senseur i

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

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

M : nombre de senseurs ou d capteurs

$(SNR)_o$: 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 facteur de pesée 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

w : vecteur de dim $1 \times M$

$P_C(\omega)$: puissance en sortie

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

x_{n-i} : sortie au n ième senseur

α_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 AR

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

$G(z)$: fonction de transfert

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

$H(z)$: fonction de transfert

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

Bibliographie

[1] . **S. UnnikrishnaPILLAI** "Array Signal Processing"

Edition: C.S. BURRU,1988

[2] . **François LE CHEVALIER** "Principes De Traitement Des

Signaux RADAR ET SONAR" Edition: CENT-ENST.Pari,1989

[3]. **J.c GILLE** "Les Antennes (Propriétés Générales) "

Edition : ENAC.Toulouse,1985

[4]. **Murat Torlak** " Spatial Array Processing". Signal and Image Processing Seminar.

Telecommunications & Information Sys. Eng. The University of Texas at Austin

[5]. **Markus Drevö & Stefan Johansson** " Array Processing"

[6]. **Logiciel Matlab6.5 professionnel.**