

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'AÉRONAUTIQUE



MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES

Pour L'obtention Du Diplôme D'ingénieur
D'état en Aéronautique

Spécialité : Navigation Aérienne

Option : Installation



Thème



**ESTIMATION JOINTE DES DOAS ET FRÉQUENCES À
L'AIDE DE L'ALGORITHME ESPRIT DANS SA VERSION
MOINDRE CARRÉ POUR DES RÉSEAUX À 2D ET 3D**

Réalisé par :

BRAHIMI Kamel

Proposé et dirigé par :

Mlle. DOUDOU.F



Promotion : Juin 2010

Résumé

Ce travail tourne autour du problème d'estimation par l'algorithme LS-ESPRIT, version moindres carrés de l'algorithme ESPRIT pour l'estimation jointe DOA en deux dimensions et fréquence 'JAFE 3D' pour le cas de cibles fixes. Ainsi, l'élévation, l'azimut et la fréquence des signaux immergeant le réseau d'antenne, sont estimés. Une estimation 2D en considérant un réseau 2L pour les DOAs et une estimation 3D en considérant un réseau rectangulaire pour les DOAs plus la fréquence. Les résultats dans les deux cas de simulations les biais obtenus sont très faibles.

Abstract

This work turns about, problem of estimation by using LS ESPRIT, least square version of ESPRIT algorithm for joint two dimensional DOAs and frequency estimation 'JAFE 3D' in the case of fixed sources. Hence, elevation and azimuth angles and frequencies of the incoming signals to the antenna array are estimated. The two dimensional estimation is considered first for elevation and azimuth angles using 2L shape antenna array, and for DOAs plus frequency estimation a rectangular shape antenna array is then considered. In the two cases of simulations, the resulting bias is very low.

ملخص:

هذا العمل يدور حول مشكل التقدير بواسطة خوارزمية LS ESPRIT صنفه الأقل مربع لخوارزمية ESPRIT من أجل تقدير اتجاه الوصول DOA ثنائي الأبعاد و التردد 'JAFE 3D' في حالة استهداف ثابت، و هكذا الارتفاع، السمعة و التردد للإشارات المغمورة في شبكة الهوائي المقدره. التقدير الثنائي الأبعاد مع الأخذ بعين الاعتبار لشبكة 2L ل DOA و ثلاثي الأبعاد مع الأخذ بعين الاعتبار لشبكة مستطيلة ل DOA و التردد

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Je Remercie Dieu de m'avoir donné la volonté et le courage qui m'a permis de réaliser ce travail.

*Aussi en termes de mon travail, je tien à exprimer mes plus sincères remerciements et l'expression de ma profonde gratitude à ma promotrice **Mlle DOUDOU FATMA ZOËRA** pour avoir dirigé ce travail avec compétence et professionnalisme, pour tout son temps précieux qu'elle m'a consacré pour la réussite de ce travail.*

Aux membres de jury, de m'avoir fait l'honneur de juger et d'évaluer mon travail.

Bien entendu, Je tien à remercier ma mère, pour son sacrifice et sa patience, tout au long de mes études.

Enfin je remercie toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

À ma mère et a ma fiancé qui m'ont beaucoup aidé et soutenu à surmonter toutes les difficultés durant ma formation que dieu me les garde longue vie et bonne santé.

*A mon frère et ma sœur **Farid** et **Yasmine**.*

*A mon oncle **Farouk** et **Said***

A ma grand-mère

*A toute la famille **MESSAOUDI**.*

A mes très chers amis

A tous mes professeurs et enseignants...

A touts les gens qui m'ont aidé de près ou de loin.

KAMEL

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1. Généralités sur les antennes

1.1 Introduction.....	3
1.2 Historique.....	4
1.3 Les caractéristiques des antennes.....	4
ⓐ Bande de fréquence d'utilisation.....	4
ⓐ Polarisation.....	4
ⓐ Directivité et diagramme de rayonnement.....	5
ⓐ Gain.....	5
ⓐ Interférences.....	5
ⓐ Bruit.....	5
ⓐ Échos parasites.....	6
ⓐ Brouillage.....	6
ⓐ Forme et dimensions.....	6
1.4 Type d'antenne.....	7
1.4.1 Antennes filaires.....	8
1.4.2 Antenne à ouverture.....	8
1.4.3 Antennes patch.....	9
1.5 Les réseaux d'antennes.....	9
1.5.1 Motivation d'utilisation des réseaux d'antennes.....	10
1.5.2 L'analyse.....	11
A. Etude d'un réseau à 2 éléments isotropes.....	12
B. Etude d'un réseau à 2 éléments non isotropes.....	15
C. Etude d'un réseau linéaire à n éléments régulièrement espacés.....	16

D. Analyse d'un réseau plan.....	19
E.E. Prise en compte de l'alimentation.....	20
1.6. Evolution de la directivité.....	20
1.6.1 Evolution de la directivité en fonction de la distance entre éléments.....	20
1.6.2 Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments.....	21
Conclusion.....	23

Chapitre 2. Traitement d'antennes et détection des sources multiples

2.1 Introduction.....	24
2.2 Signaux et bruit.....	24
2.3 L'avantage de l'utilisation du réseau d'antennes.....	29
Conclusion.....	33

Chapitre 3. Les méthodes hautes résolutions

3.1. Introduction.....	34
3.2. Model du signal.....	34
3.2.1 Model du signal à deux dimensions.....	35
3.2.1.1 Model du signal d'un réseau d'antenne linéaire uniforme en forme de 3L.....	36
A. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe Z.....	36
B. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe X.....	37
C. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe Y.....	37

3.2.1.2 Model du signal d'un réseau d'antenne rectangulaire.....	38
3.3. Les méthodes des sous-espaces.....	39
3.3.1. Méthode haute résolution ESPRIT.....	40
3.4 La méthode haute résolution LS-ESPRIT.....	44
3.5 Application de la méthode LS.....	44
3.5.1 Pour l'estimation en 2D réseaux en 2L.....	44
a) Selon l'axe Z.....	44
b) Selon l'axe X.....	44
c) Selon l'axe Y.....	45
3.5.2 Pour l'estimation 3D élévation, azimute et fréquence pour un réseau rectangulaire.....	45
a) Estimations de la fréquence.....	45
b) Estimation de l'élévation et l'azimute.....	46
Conclusion.....	48

4 Simulation

4.1 Introduction.....	49
4.2 L'objet de la simulation.....	49
4.3 L'estimation en 3D.....	49
4.4 Réseau en 2D.....	55
Conclusion.....	59
Conclusion général.....	60

Liste des figures

<u>Figure 1.1</u> : Un radar Lichtenstein SN-2 monté sur un chasseur allemand Bf 110.....	8
<u>Figure 1.2</u> : Antenne à ouverture.....	8
<u>Figure 1.3</u> Représentation des deux antennes au rayonnement isotrope et du point d'observation P.....	13
<u>Figure 1.4</u> Evolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau en fonction de la distance entre éléments.....	15
<u>Figure 1.5</u> Réseau aligné de n éléments régulièrement espacés.....	16
<u>Figure 1.6</u> Evolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau en fonction du nombre d'éléments N avec $d = \lambda / 2$	17
<u>Figure 1.7</u> Rayonnement en $\cos(\theta)$ (violet), 18 antennes isotropes (bleu), 18 antennes en $\cos(\theta)$ (rouge).....	18
<u>Figure 2.1</u> Paire d'éléments de senseurs identiques. $u(t)$, $v(t)$ représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$	27
<u>Figure 2.2</u> Modèle directionnel de gain pour réseau uniforme de 10 éléments.....	30
<u>Figure 3.1</u> . Réseau linéaire uniforme sous forme de $2L$	35
<u>Figure 3.2</u> : Réseau d'antenne rectangulaire.....	38
<u>Figure 3.3</u> exemple de sous réseaux.....	41

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Directivité maximale en dB en fonction du nombre d'éléments ' N '21

Introduction général

Les signaux apparaissent dans notre quotidien sous différentes formes a chaque instant, l'information utilisée est contenue dans certains paramètres du signal tel que la fréquence, l'amplitude, la phase, la position ... etc. afin d'extraire adéquatement l'information usuelle on doit pour cela être capable d'estimer ces paramètres a partir des mesures (acquise) données dans cette thèse on considère l'estimation de la direction d'arrivée DOA et les fréquences centrales de signaux radio a bande étroites d'un champ lointain a partir de donnée mesurées collectées en utilisant un réseau d'antenne de capteur. Le problème trouver un intérêt significatif dans une variété de domaine, incluant la radio astronomie, la communication, radar, sonar systèmes acoustiques... etc

Les techniques de solution résultant sont collectivement référencées aux algorithmes d'estimation jointe angles et fréquences. Les ancienne techniques d'estimation des paramètres du signal datant d'avant guerre et impose une simple application de Fourier basé sur l'analyse spectrale sur les donnée collectées en utilisant un réseau de capteurs. Durant les récente années, différent technique d'estimation haute résolution ont été développées le plus important fut l'algorithme ESPRIT (ESTIMATION DES PARAMETRES DES SIGNAUX VIA LA TECHNIQUE DE L'INVARIANCE ROTATIONNELLE) et sa version moindre carré on été choisit pour cette estimation 3D.

La thèse est divisé en quatre chapitres, le premier est consacré aux antennes, le second, au traitement d'antenne et détection de source multiples le troisième aux méthodes haute résolution plus précisément pour l'estimation en deux dimension, des DOAs élévation et azimuth appliquant un réseau d'antenne 3L,

puis l'estimation trois dimension, élévation, azimut et fréquences basée sur un réseau d'antenne planaire rectangulaire ce chapitre est suivit par le chapitre simulation. Enfin, la thèse est achevée par une conclusion et des perspectives.

1. Généralités sur les antennes

1.1 Introduction

L'antenne est l'élément incontournable de tout dispositif permettant de transmettre par voies hertziennes de l'information au sens large. Dans tous les cas, il est important de maîtriser la répartition spatiale de l'énergie électromagnétique rayonnée. Cette répartition dépend de la nature de la transmission, ce qu'on peut illustrer, sans être exhaustif, par les quelques exemples suivants,

- ◆ Pour une liaison point à point, on utilisera une antenne directive car toute énergie qui s'écarte de la liaison est perdue
- ◆ Pour des stations de bases de téléphonie mobile, on découpe parfois les 360 degrés de l'horizon en secteur de 120 degrés : le rayonnement de l'antenne devra alors être sectoriel dans le plan de l'horizon
- ◆ Pour une émission de radio locale, on aura besoin d'un rayonnement omnidirectionnel.
- ◆ Pour une application radar, on utilisera un lobe de rayonnement cosécante permettant une illumination de l'objet détecté à puissance constante.

Or, il est rare qu'une antenne seule permette d'obtenir directement la forme du diagramme de rayonnement souhaité, par contre, en associant judicieusement plusieurs antennes identiques, on peut s'approcher du diagramme désiré. Cette association porte le nom de réseau d'antennes.

L'étude des réseaux d'antennes peut être scindée en deux parties,

- ⊙ **L'analyse** qui consiste, à déterminer le rayonnement obtenu lorsque l'on connaît l'amplitude et la phase de l'onde appliquée à chaque antenne. L'analyse permet de comprendre comment l'association de plusieurs antennes modifie le diagramme de rayonnement, ainsi que l'influence des principaux paramètres physiques du réseau sur ce rayonnement.
- ⊙ **La synthèse** pour laquelle on impose un diagramme de rayonnement souhaité, et qui doit permettre de déterminer l'amplitude et la phase que

l'on doit imposer à chaque élément du réseau pour s'approcher au mieux de ce diagramme.

1.2 Historique :

Heinrich Hertz (1857-1894) utilisa pour la première fois, en 1889, des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de James Clerk Maxwell. Il utilisa des antennes doublet tant pour la réception que pour l'émission. Il installa même le dipôle émetteur au foyer d'un réflecteur parabolique. Les travaux et les dessins de l'installation furent publiés dans les *Annalen der Physik und Chemie* (vol. 36, 1889). Le terme **antenne** fut utilisé par Guglielmo Marconi (1874-1937).

1.3 Les caractéristiques des antennes [4] [5]:

L'antenne est un conducteur électrique plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé. Elle se définit par les caractères listés dans le sommaire suivant.

📍 Bande de fréquence d'utilisation

L'antenne doublet est un dipôle électrique qui se comporte comme un circuit résonant. La fréquence de résonance de l'antenne dépend d'abord de ses dimensions mais aussi des éléments qui lui sont ajoutés. Par rapport à la fréquence de résonance centrale de l'antenne, on peut tolérer un certain affaiblissement (généralement 3 décibels) qui détermine la fréquence minimum et la fréquence maximum d'utilisation ; la différence entre ces deux fréquences est la bande passante.

📍 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.

Dans le signal émis par le radar, le champ électrique est perpendiculaire à la direction de propagation, et la direction de ce champ électrique est la polarisation

de l'onde. Les radars utilisent une polarisation verticale, horizontale et circulaire pour détecter différents types de réflexions.

📍 Directivité et diagramme de rayonnement

L'antenne isotrope, c'est-à-dire rayonnant de la même façon dans toutes les directions, est un modèle théorique irréalisable dans la pratique. En réalité, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : ce sont les *lobes de rayonnement*. Le *diagramme de rayonnement* d'une antenne permet de visualiser ces lobes dans les trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical incluant le lobe le plus important.

📍 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, comme l'énergie lumineuse d'une bougie peut être concentrée grâce à un miroir ou une lentille convergents. Il s'exprime en dB. Pour une antenne, le miroir peut être constitué par un élément réflecteur (écran plan ou parabolique) tandis qu'un élément directeur (dans une antenne yagi, par exemple) jouera le rôle de la lentille. Les mesures sur les antennes sont effectuées en espace libre.

📍 Interférences

Il existe de nombreuses sources de signaux malvenus, que les radars doivent pouvoir ignorer plus ou moins, afin de se focaliser uniquement sur les cibles intéressantes. Ces signaux malvenus peuvent avoir des origines internes et externes, passives et actives. La capacité d'un radar à surmonter ces nuisances définit son rapport signal sur bruit (SNR) : plus le SNR est grand, plus le radar peut séparer efficacement une cible des signaux parasites alentour.

📍 Bruit

Le bruit est une source interne de variations aléatoires du signal, que tous les composants électroniques génèrent de façon inhérente à différents degrés. Le bruit apparaît typiquement comme constitué de variations aléatoires superposées au signal d'écho reçu par le radar, lequel est celui qu'on recherche. Plus la puissance du signal désiré est faible, plus il est difficile de le discerner du bruit. Ainsi, les sources de bruit les plus importunes apparaissent au niveau du récepteur et beaucoup d'efforts sont faits pour minimiser ces facteurs.

Le bruit est aussi généré par des sources extérieures, principalement par les radiations thermiques naturelles de l'environnement entourant la cible du radar.

📍 Échos parasites

Les échos parasites sont des retours venant de cibles qui sont par définition inintéressantes pour l'opérateur radar. Les causes de ces échos sont :

- Des objets naturels tels que le sol, la mer, les précipitations (telles que la pluie, la neige ou la grêle), les tempêtes de sable, les animaux (particulièrement les oiseaux), les turbulences atmosphériques.
- Des objets fabriqués par l'homme tels que les immeubles ou des paillettes métalliques lâchées intentionnellement comme contre-mesures dans la guerre électronique.
- Les supports du guide d'onde partant de l'antenne vers le cornet d'émission situé au point focal de la parabole. Dans un affichage radar comme le PPI, ces échos indésirables ressembleront à des points très brillants au centre de l'affichage.
- Des réflexions venant de trajets par réflexions multiples sur une cible.
- Des échos de propagation anormale dans l'atmosphère.
- Des échos venant des réflexions/réfractions ionosphériques.

Il est à noter que ce qui est un écho indésirable pour certains peut cependant être le but recherché par d'autres. Ainsi les opérateurs à l'aviation veulent éliminer tout ce dont on vient de parler mais les météorologistes considèrent que les avions sont du bruit et ne veulent garder que les signaux provenant des précipitations.

📍 Brouillage

Le brouillage radar se réfère aux fréquences radios originaires de sources extérieures au radar, émettant à la fréquence du radar et masquant donc les cibles intéressantes. Le brouillage peut être intentionnel (un dispositif antiradars dans le cas d'une guerre électronique) ou non voulu (par exemple dans le cas de forces alliées utilisant du matériel qui émet dans la même gamme de fréquences). Les interférences sont récemment devenues un problème pour les radars météorologiques de bande C (5,66 GHz) à cause de la prolifération des équipements WiFi à 5,4 GHz.

📍 Forme et dimensions :

La forme et les dimensions d'une antenne sont extrêmement variables. celle d'un téléphone portable se limite à une petite excroissance sur le boîtier de l'appareil

tandis que la parabole du radiotélescope d'Arecibo dépasse 300 m de diamètre. Très grossièrement on peut dire que pour la même fréquence d'utilisation, les dimensions d'une antenne seront d'autant plus grandes que son gain sera élevé, à cause de l'utilisation d'éléments réflecteurs comme celui de l'antenne parabolique, par exemple. L'antenne demi-onde ou *doublet*, comme son nom l'indique, a une longueur presque égale à la moitié de la longueur d'onde pour laquelle elle a été fabriquée.

1.4 Type d'antenne :

L'antenne de base est l'antenne dipolaire. Une bonne partie des autres types d'antenne (mais pas toutes) sont de variations ou de combinaison de dipôles.

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie, leur technologie etc.

- antenne d'intérieur pour TV, appartement ou grenier TV.
- antenne dipolaire, antenne filaire de base.
- antenne doublet filaire pour ondes décamétriques.
- antenne yagi-uda à éléments parasites, très directive et à gain important. C'est le râteau utilisé pour la réception de la TV analogique ou numérique.
- antenne quart d'onde verticale omnidirectionnelle pour très hautes fréquences (THF ou VHF).
- antenne cadre magnétique, de dimensions réduites, comportant souvent un barreau de ferrite.
- antenne parabolique utilisable au dessus d'un GHz (hyperfréquences) Wifi, ISM, transmissions par satellite, bandes S, C, Ku, Ka.
- antenne à fentes applications Wifi, ISM, bandes S, C, Ku, Ka.
- antenne quad applications Wifi, ISM bande des 2,4 GHz, TNT ondes courtes bande L (antenne cubical quad).
- antenne patch à partir de 1,2 GHz.
- réseau d'antennes, antenne formée par un réseau d'antennes.
- antenne réseau à commande de phase qui est formée d'un groupe d'émetteurs indépendants que l'on peut alimenter de façon variable de telle sorte que le patron d'émission total est orientable sans avoir à bouger l'antenne. Multiples utilisations militaires, civiles et spatiales.

1.4.1 Antennes filaires :

Pour des raisons techniques (le magnétron n'étant pas encore pas totalement maîtrisé), les premiers radars de la Seconde guerre mondiale travaillaient à des fréquences basses pour lesquelles il était commode d'utiliser des antennes filaires.. En fonction de l'agencement des brins composant l'antenne, il est possible d'obtenir une antenne plus ou moins directive. Une antenne monobrin sera omnidirectionnelle dans le plan médian de l'antenne; au contraire, une antenne Yagi est très directive dans son axe principal. Cette dernière est la célèbre "antenne râteau" qui est typiquement utilisée en télévision.

Les antennes filaires restent utilisées de nos jours pour les radars à "basse" fréquence (en dessous de quelques centaines de mégahertz, mais il n'y a pas de limite exacte).



FIGURE 1.1: Un radar Lichtenstein SN-2 monté sur un chasseur allemand Bf 110.

1.4.2 Antenne à ouverture

Pour les radars à hyperfréquences, un type classique d'antenne est l'antenne à ouverture. Cette antenne fonctionne de la manière suivante,

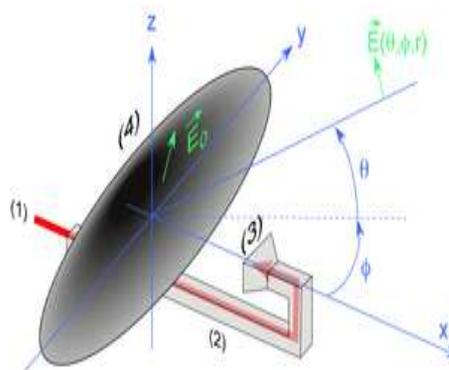


FIGURE 1.2: Antenne à ouverture

- l'onde électromagnétique générée par le magnétron est conduite vers l'antenne en suivant le trajet (1) au travers d'un guide d'onde (2).
- le guide d'onde se termine par un cornet (3) qui éclaire la surface d'une plaque ou d'un grillage de grandes dimensions qui fait office de réflecteur (4);
- le champ électrique \vec{E}_0 qui se forme à la surface de cette surface va à son tour donner naissance à une onde électromagnétique qui va se propager dans l'espace. À noter que le champ sur la surface du réflecteur n'a aucune raison d'être constant en amplitude et direction.

Si le réflecteur est de forme parabolique, et si le cornet est situé au foyer de la parabole, alors les rayons réfléchis par la surface repartiront de manière parallèle vers l'infini dans la direction x . Chaque point de la surface du réflecteur va rayonner comme une source ponctuelle, et le champ total émis en un point est la somme cohérente de tous les champs infinitésimaux. Tout se passe comme dans le cas de la diffraction d'une onde par une ouverture.

1.4.3 Antennes patch

Les antennes patch sont constituées d'un circuit imprimé double face métallisé. Elles ont l'avantage d'être très peu onéreuses, légères et très flexibles à l'utilisation. Pour cela, elles trouvent souvent un usage pour les applications d'imagerie à antenne synthétique où elles peuvent être montées de manière conforme sur la coque d'un avion, d'un drone, ou embarquées sur un satellite. Le radar français RAMSES (Radar Aéroporté Multi-Spectral d'Étude des Signatures) utilise par exemple une telle technologie.^[6] Les résultats démontrés pour les antennes à ouverture restent qualitativement valides pour les antennes patch, c'est-à-dire l'ouverture angulaire diminue quand la dimension de l'antenne augmente et la longueur d'onde diminue.

1.5 Les réseaux d'antennes

Aux fréquences très élevées, il devient possible de grouper plusieurs antennes afin que les interférences entre les champs rayonnés par chacune d'elles concentrent l'énergie dans une direction choisie, donc ce groupement peut avoir différentes configurations géométriques, pour obtenir des diagrammes très directifs. Ces configurations d'antennes s'appellent des réseaux. Dans un réseau d'antennes, les

champs des différents éléments s'ajoutent de manière constructive dans certaines directions et de manière destructive (annulation) dans d'autres.

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.

Il y a cinq paramètres principaux qui affectent les performances globales d'un réseau d'antennes :

- la géométrie du réseau (par exemple, linéaire, circulaire, ou planaire des éléments rayonnants),
- distances de séparation entre les éléments adjacents,
- amplitudes des courants d'excitation de chaque élément,
- phase de chaque élément rayonnant,
- diagramme de rayonnement de chaque élément.

1.5.1 Motivation d'utilisation des réseaux d'antennes

Les performances des systèmes de réception en terme rapport signal sur bruit plus interférence peuvent subir des dégradations énormes dues à l'existence simultanée des signaux indésirables à côté du signal qu'on désire capter. Les signaux indésirables peuvent accéder au système à travers les lobes secondaires de l'antenne de réception ou à travers le lobe principal. Ces signaux peuvent être générés par plusieurs sources. En pratique, les sources plus rencontrées sont : les systèmes de brouillage en contre mesure électronique dans le cas des radars, les interférences RF ; les clusters, les sources de bruit naturelles et les réflexions sur divers obstacles. La dégradation des performances due à la présence de signaux non désirés peut être aggravée par d'autres facteurs tels que : le mouvement de l'antenne de réception, les mauvaises conditions d'emplacement de l'antenne de

réception, l'effet de l'atténuation, l'effet des trajets multiple, interférences, brouilleurs, le changement des caractéristique de l'environnement,... [5]

1.5.2 L'analyse

Dans toute la suite, on supposera qu'on se place en champ lointain, c'est à dire que la distance entre le point d'émission et le point où on va mesurer l'onde électromagnétique est très grande devant la longueur d'onde λ de l'onde électromagnétique rayonnée dans le vide.

La longueur d'onde λ est reliée a la fréquence de l'onde par :

$$\lambda = c/f \quad (1.1)$$

Où 'c' représente la vitesse de la lumière dans le vide : $c = 3.10e8m/s$

Une onde électromagnétique, c'est un couple champ électrique-champ magnétique qui se propage. Les grandeurs vectorielles champ électrique et champ magnétique satisfont à l'équation de propagation dans le vide [1] :

$$\Delta \vec{\psi} = \frac{1}{c^2} * \frac{\partial^2 \vec{\psi}}{\partial t^2} \quad (1.2)$$

Où Δ est l'operateur Laplacien et $\vec{\psi}$ est le champ électrique ou bien le champ magnétique.

On trouve cette équation de propagation a partir des équations de Maxwell et on montre que des ondes monochromatiques de la forme $\vec{E} = \vec{E}_0 \exp(j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}))$ sont solutions de cette équation si le vecteur d'onde k vérifie l'équation :

$$\omega = \|\vec{k}\| .c \quad (1.3)$$

Et on voit bien que à cause du terme de phase $(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})$ qu'il y a propagation.

Dans la suite, on adoptera toujours la notation complexe $\vec{E} = \vec{E}_0 \exp(j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}))$, quitte à revenir à l'expression du champ réel existant en prenant la partie réelle.

Ce qui est remarquable, c'est que chaque problème de propagation est régi par le même système d'équations, dites de Maxwell, qui donnent les relations entre le vecteur induction magnétique $\vec{B}(P)$ et le champ électrique $\vec{E}(P)$ existants en un point P de l'espace [1]:

$$\overline{\text{rot}}(\vec{E}(P; t)) = -\frac{\partial \vec{B}(P; t)}{\partial t} \quad (1.4)$$

$$\overline{\text{rot}}(\vec{B}(P, t)) = \mu(P) \vec{j}(P, t) + \mu(P) \epsilon(P) \frac{\partial \vec{E}(P, t)}{\partial t} \quad (1.5)$$

$$\text{div}(\vec{E}(P, t)) = \frac{\rho(P, t)}{\epsilon(P)} \quad (1.6)$$

$$\text{div}(\vec{B}(P, t)) = 0 \quad (1.7)$$

$\vec{E}(P, t)$ et $\vec{B}(P, t)$ sont respectivement le champ électrique et champ magnétique au point P. $\rho(P, t)$ et $\vec{j}(P, t)$ sont respectivement la densité de charge et le vecteur densité de courant en P. $\epsilon(P)$ et $\mu(P)$ sont respectivement la permittivité et la perméabilité magnétique absolues du milieu où se trouve le point P.

La différence entre la propagation dans le vide et la propagation dans un milieu se situe dans le fait que [1]:

- dans le vide sans charges ni courants :
 $\rho(P, t) = 0$ et $\vec{j}(P, t) = \vec{0}$
 $\epsilon(P) = \text{constante} = \epsilon_0$ et $\mu(P) = \text{constante} = \mu_0$
- dans un milieu sans charges ni courants :
 $\rho(P, t) = 0$ et $\vec{j}(P, t) = \vec{0}$
 $\epsilon(P)$ et $\mu(P)$ dépendent du point où on se trouve.

$\vec{E}(P, t)$ et $\vec{B}(P, t)$ dérivent d'un potentiel scalaire noté $V(P)$ et d'un potentiel vecteur usuellement noté $\vec{A}(P)$ et de telle sorte que [1]:

$$\vec{E}(P, t) = -\overline{\text{grad}}(V(P, t)) - \frac{\partial \vec{A}(P, t)}{\partial t} \quad (1.8)$$

$$\vec{B}(P, t) = \overline{\text{rot}}(\vec{A}(P, t)) \quad (1.9)$$

Afin d'appréhender « l'effet réseau », nous allons considérer une antenne au rayonnement isotrope : une telle antenne n'a pas de réalité physique, sa seule vertu est de permettre une évaluation immédiate des modifications qui sont susceptibles d'intervenir sur son diagramme de rayonnement.

A. Etude d'un réseau à 2 éléments isotropes [2]

Considérons deux antennes identiques au rayonnement isotrope. Nous allons partir de la situation initiale où ces deux antennes sont superposées à l'origine. Nous allons ensuite laisser une antenne à l'origine et éloigner progressivement la deuxième antenne en la positionnant à une distance d de l'origine sur l'axe des x (Figure 1.3). Nous pourrions alors observer progressivement la déformation du diagramme de rayonnement global lorsque l'on écarte les deux antennes.

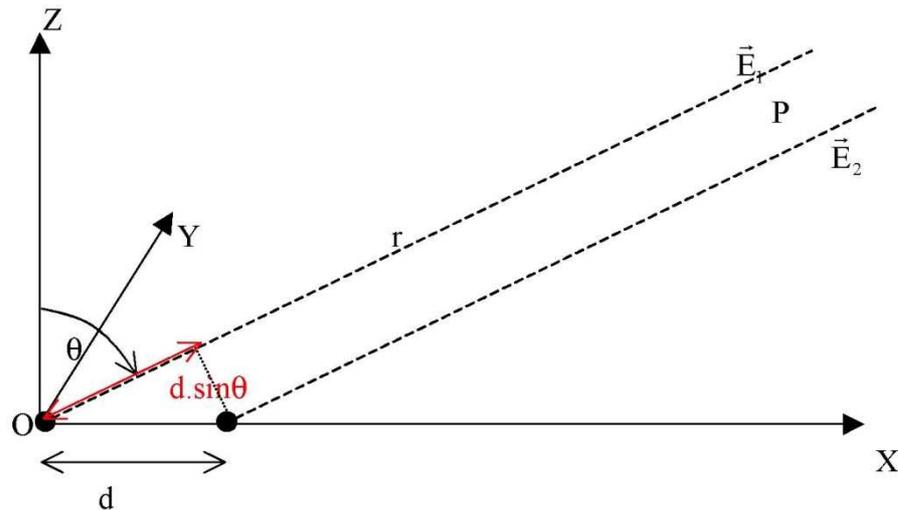


Figure 1.3 Représentation des deux antennes au rayonnement isotrope et du point d'observation P

L'antenne située à l'origine rayonne au point P situé dans le plan $y = 0$ un champ électrique que l'on peut modéliser par la relation :

$$\vec{E}_1(P) = a \frac{e^{-jk r}}{r} \vec{e}_p \quad (1.10)$$

dans laquelle a est une constante et \vec{e}_p le vecteur qui porte la polarisation au point P.

L'antenne située sur l'axe des x , à la distance d de l'origine rayonne au point P un champ électrique que l'on peut modéliser par la relation :

$$\vec{E}_2(P) = a \frac{e^{-jk(r-d \sin \theta)}}{r} \vec{e}_p \quad (1.11)$$

Suivant les approximations classiques du champ lointain, on peut négliger la distance $d \cdot \sin(\theta)$ sur le terme d'amplitude du champ, mais non pas sur sa phase. Le champ total au point P s'obtient en sommant les deux contributions précédentes

$$\vec{E}(P) = \vec{E}_1(P) + \vec{E}_2(P) \quad (1.12)$$

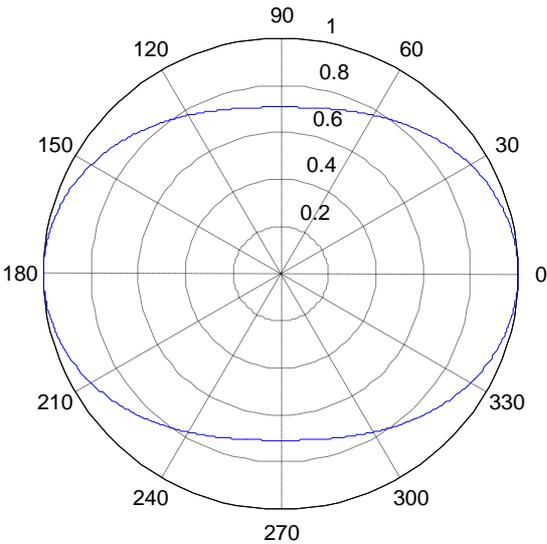
Le champ total rayonné s'exprime alors sous la forme :

$$\vec{E}(P) = 2a \frac{e^{-jk r}}{r} e^{(jk d \sin \theta)/2} \cos\left(\frac{k d \sin \theta}{2}\right) \vec{e}_p \quad (1.13)$$

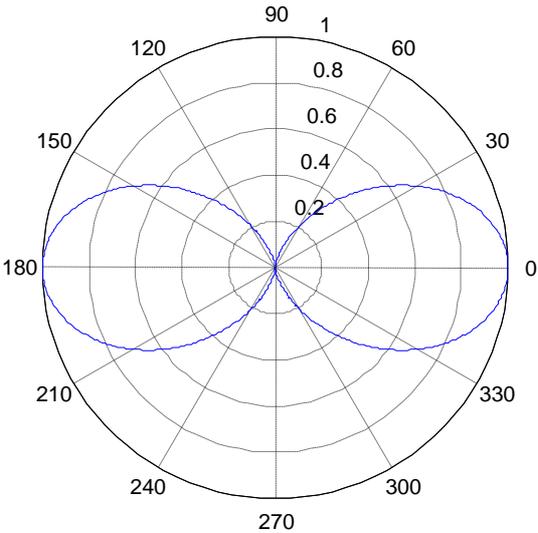
et le diagramme de rayonnement correspondant dans le plan $y = 0$ s'écrit, à une distance donnée r et en prenant le module de (1.13) : Ce terme est appelé **Facteur de réseau**. Il traduit la modification apportée au diagramme de rayonnement d'une antenne seule lorsqu'elle est mise en réseau avec une deuxième.

$$E(\theta) = |\cos(k d \sin \theta / 2)| \quad (1.14)$$

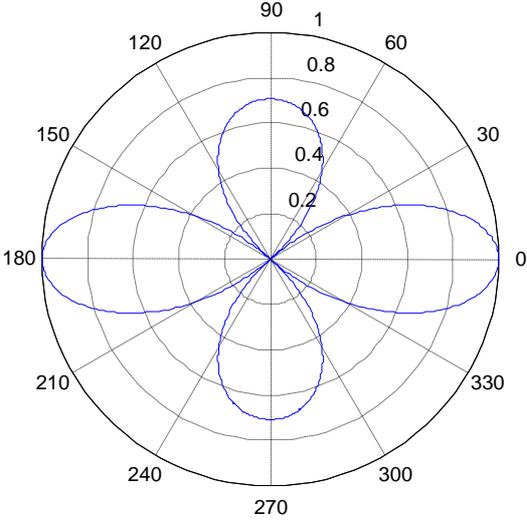
L'évolution de ce diagramme en fonction de la distance d est représentée dans la Figure (1.4)



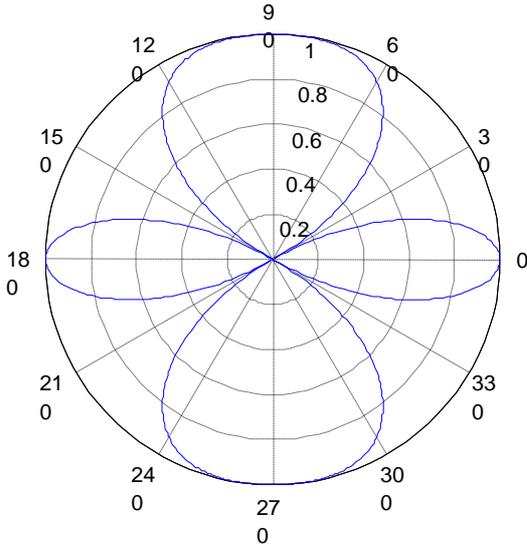
$d = \lambda/4$



$d = \lambda/2$



$d = 3\lambda/4$



$d = \lambda$

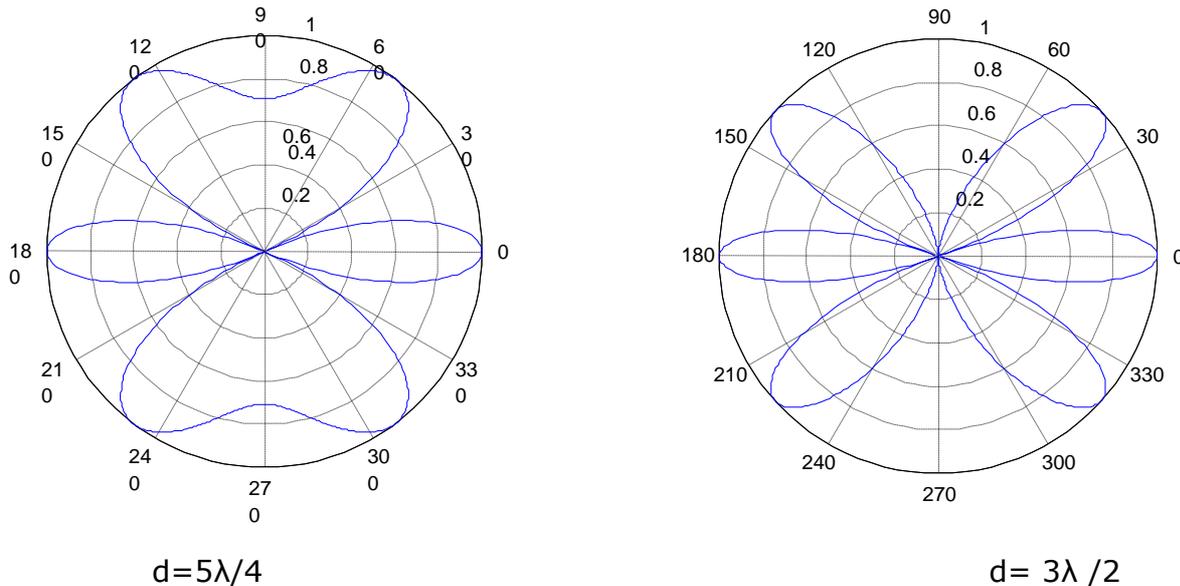


Figure 1.4 Evolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau en fonction de la distance entre éléments.

Les principales observations sur cette évolution sont les suivantes :

- Jusqu'à une distance $d = \lambda/2$, il n'y a qu'un seul lobe de réseau qui devient de plus en plus directif au fur et à mesure que d augmente.
- Pour $\lambda/2 < d < \lambda$, il y a apparition de deux lobes latéraux, dont le maximum est croissant avec d .
- Pour $\lambda < d < 2\lambda$, il y a 3 lobes de rayonnement maximum, avec apparition progressive de 2 lobes de rayonnement latéraux.

On déduit de ces remarques que la distance entre éléments sera en général choisie entre $\lambda/2$ et λ . Les deux paramètres influant sur cette distance sont :

- La recherche d'une directivité maximum, qui a lieu aux environs de $d = 0.75\lambda$
- La longueur des lignes qui doivent alimenter, dans le cas de réseau directifs, tous les éléments en phase, ce qui impose une distance entre éléments égale à

$$\lambda_{\text{guidée}} = \lambda / \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.15)$$

B. Etude d'un réseau à 2 éléments non isotropes [2]

Lorsque les éléments du réseau sont des antennes réelles, leur rayonnement dans le plan du réseau peut être décrit par une fonction $F(\theta)$.

Le rayonnement des deux sources en champ lointain peut alors être modélisé par les relations :

$$\vec{E}_1(P) = E(\theta) \cdot \frac{e^{-jk r}}{r} \vec{e}_p \quad (1.16)$$

$$\vec{E}_2(P) = E(\theta) \cdot \frac{e^{-jk(r-d \sin \theta)}}{r-d \sin \theta} \vec{e}_p \quad (1.17)$$

Un raisonnement analogue au précédent conduit au champ total rayonné par les deux sources, dans le plan du réseau :

$$\vec{E}(P) = \left\{ 2 e^{(jk d \sin \theta)/2} \cos\left(\frac{k d \sin \theta}{2}\right) \right\} \left\{ F(\theta) \frac{e^{-jk r}}{r} \vec{e}_p \right\} \quad (1.18)$$

On en déduit une propriété générale des réseaux linéaires : Le champ total rayonné par un réseau d'éléments identiques est égal au produit du champ rayonné par un élément du réseau par le facteur de réseau : ce sont les deux termes entre accolade de l'expression (1.18).

C. Etude d'un réseau linéaire à n éléments régulièrement espacés

Nous disposons maintenant des outils pour décrire le rayonnement de N sources alignées suivant un axe que nous choisirons porté par Ox (Figure 1.5)

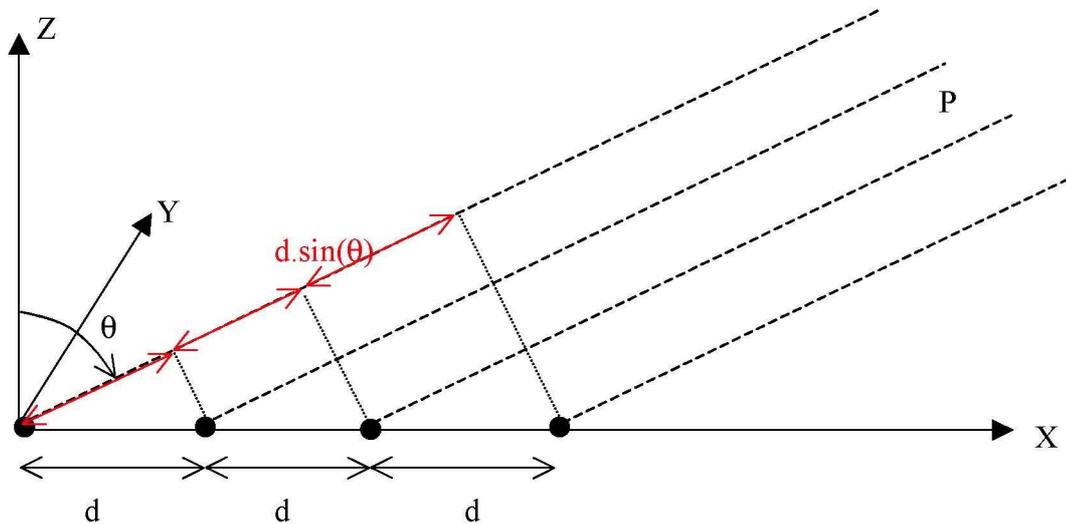


Figure 1.5 Réseau aligné de n éléments régulièrement espacés

Le facteur de réseau dans le plan du réseau se construit par un raisonnement analogue au précédent

$$F = 1 + e^{jk d \sin \theta} + e^{2jk d \sin \theta} + e^{3jk d \sin \theta} + \dots + e^{(N-1)jk d \sin \theta} \quad (1.19)$$

$$F = \frac{1 - e^{jNk d \sin \theta}}{1 - e^{jk d \sin \theta}} = \frac{e^{\frac{jNk d \sin \theta}{2}} \sin(Nk d \sin \theta / 2)}{e^{\frac{jk d \sin \theta}{2}} \sin(k d \sin \theta / 2)} \quad (1.20)$$

D'où l'expression du champ rayonné dans le plan $y = 0$

$$\vec{E}(P) = \left\{ \frac{jkNd\sin\theta}{e^{-j\frac{kd\sin\theta}{2}}} \frac{\sin(Nkd\sin\theta/2)}{\sin(kd\sin\theta/2)} \right\} \left\{ E(\theta) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \right\} \vec{e}_\rho \quad (1.21)$$

Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau s'écrit donc dans le plan $y = 0$

$$F(\theta) = \left| \frac{\sin(Nkd\sin\theta/2)}{\sin(kd\sin\theta/2)} \right| \quad (1.22)$$

Dont on peut donner une évolution en fonction du nombre d'éléments n , après avoir fixé la distance entre éléments $d = \lambda / 2$ par exemple (Figure II.4)

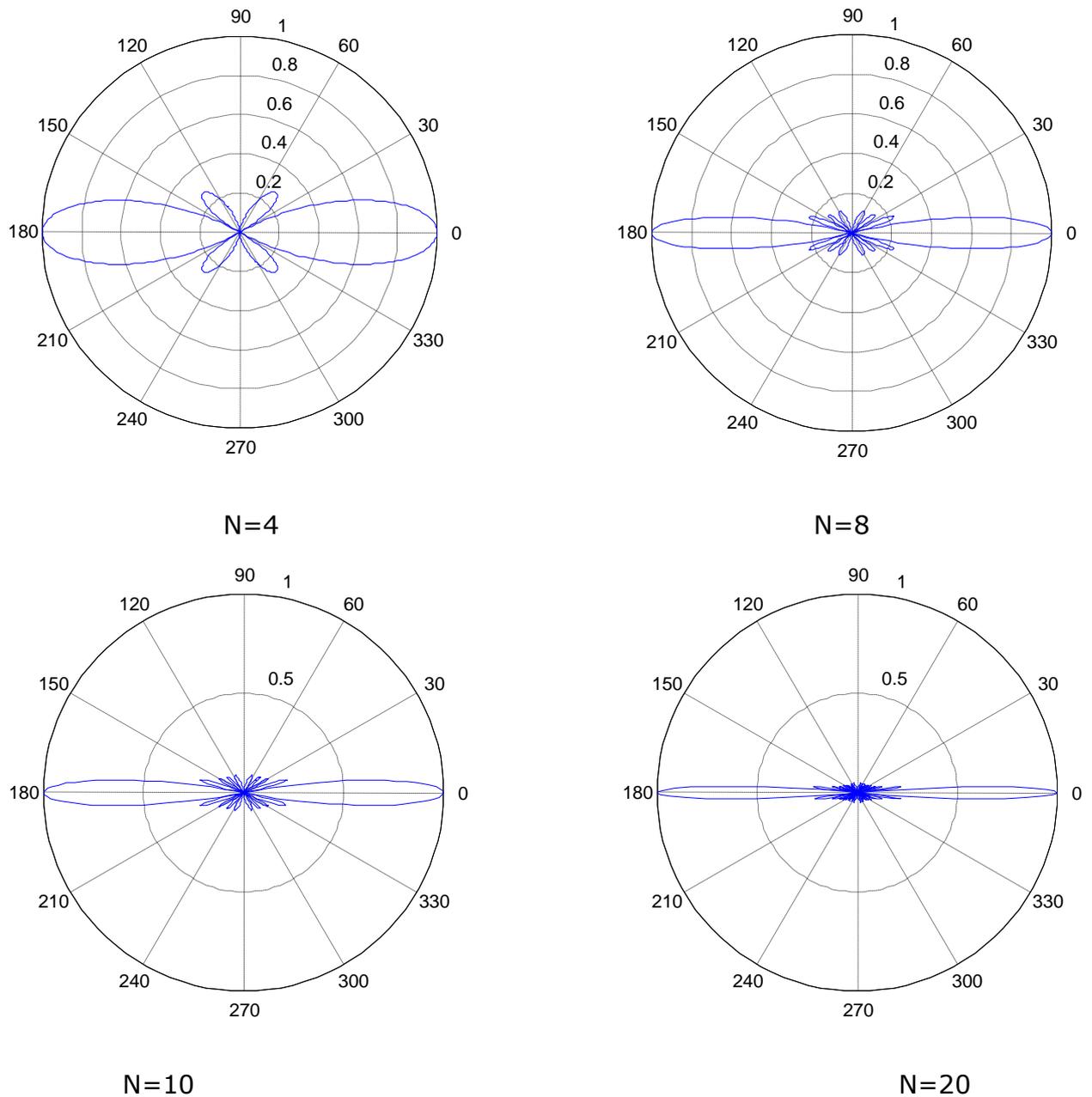


Figure 1.6 Evolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau en fonction du nombre d'éléments N avec $d = \lambda / 2$

Le facteur de réseau devient de plus en plus directif au fur et à mesure que le nombre d'éléments augmente.

Si l'on souhaite obtenir le diagramme de rayonnement réel du réseau, nous devons multiplier le facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de chaque antenne.

Dès que le nombre n d'éléments devient important (disons supérieur à 10 pour fixer les idées), le diagramme de rayonnement global dépend essentiellement du facteur de réseau, et peu du diagramme de rayonnement de chaque antenne.

Pour illustrer cette remarque de manière simple, considérons une antenne dont le diagramme serait en $\cos(\theta)$ (en violet sur la figure (1.7)) et comparons le rayonnement de cette antenne mise en réseau (18 éléments), avec le facteur de réseau correspondant, qui correspond au rayonnement de 18 antennes isotropes.

On constate que le lobe principal est identique, et que les premières différences notables apparaissent à partir du 3^{ème} lobe de réseau qui est de plus faible amplitude pour l'antenne en $\cos(\theta)$, ce que l'on comprend en constatant qu'elle rayonne moins dans cette direction qu'une antenne isotrope.

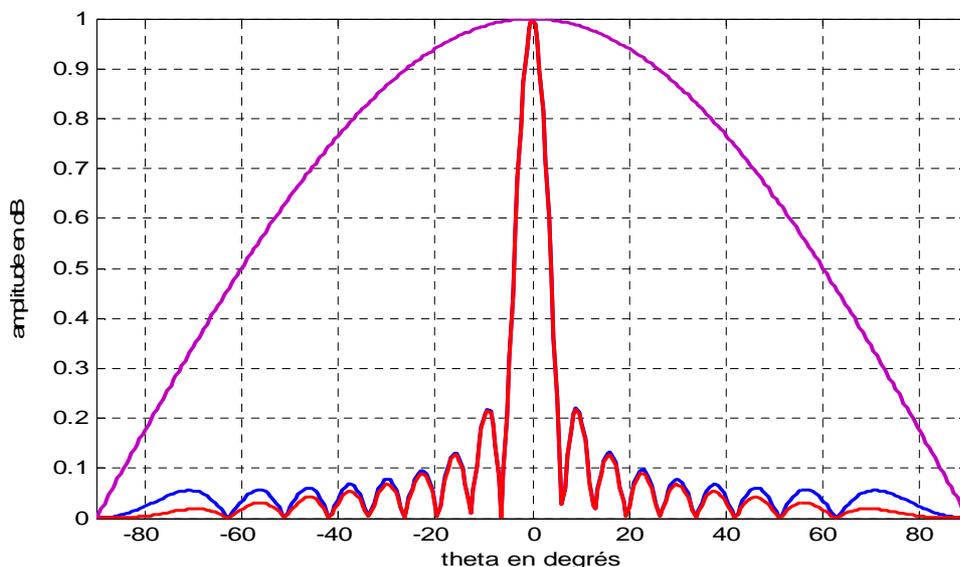


Figure 1.7 Rayonnement en $\cos(\theta)$ (violet), 18 antennes isotropes (bleu), 18 antennes en $\cos(\theta)$ (rouge)

Les analyses précédentes ont été simplifiées dans un souci de clarification des phénomènes : le diagramme de rayonnement était représenté dans le plan du réseau, choisi comme le plan $y = 0$, ce qui correspond en coordonnées polaire au plan $\varphi = 0$.

Dans les autres directions de l'espace, nous devons prendre en compte la dépendance.

Si on reprend une notation déjà utilisée en désignant par P la position courante à l'abscisse x d'une antenne du réseau ; le déphasage de propagation par rapport à l'antenne servant de référence de phase située à l'origine est donné par le produit scalaire :

$$\vec{k} \cdot \vec{OP} = k (x \sin\theta \cos\varphi + y \sin\theta \sin\varphi + z \cos\theta) \tag{1.23}$$

qui se réduit à $kx \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi)$ lorsque le réseau est aligné suivant l'axe des x.

Reprenant la relation (1.20), on en déduit que le facteur de réseau dans une direction

(θ, φ) quelconque s'écrit, pour un réseau linéaire régulièrement espacé d'une distance d, disposé suivant l'axe des x :

$$F = \frac{e^{-jkd \sin\theta \cos\varphi}}{e^{-jkd \sin\theta \cos\varphi}} \frac{\sin\left(\frac{Nkd \sin\theta \cos\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd \sin\theta \cos\varphi}{2}\right)} \tag{1.24}$$

D. Analyse d'un réseau plan [2]

Nous avançons progressivement dans la généralisation, en considérant un réseau plan constitué par M éléments suivant l'axe des x, et N éléments suivant l'axe des y. Nous supposons également que ces éléments sont régulièrement espacés, mais d'une distance qui peut être différente suivant l'axe des x, et suivant l'axe des y : nous désignerons ces distances par d_x et d_y .

L'élément courant sera désigné par (m, n), tandis que l'élément (m=0, n=0) sera situé à l'origine (Figure 1.8).

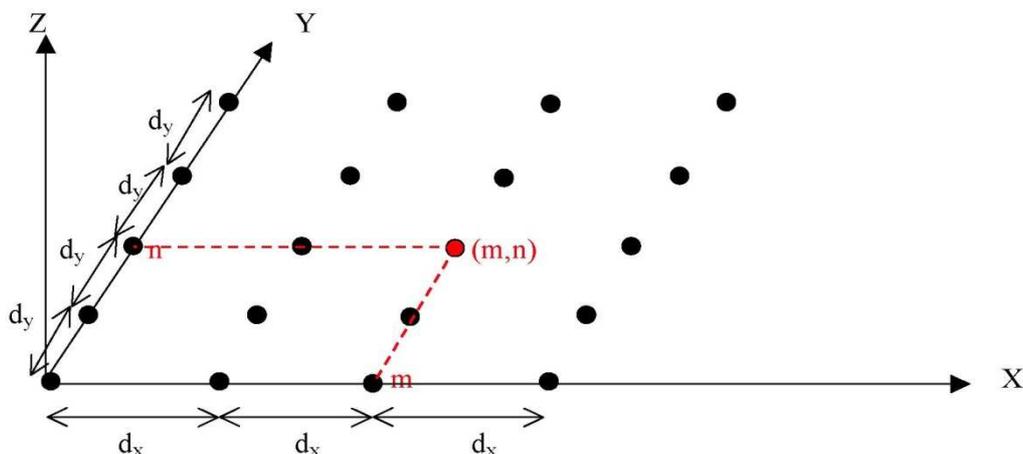


Figure 1.8 Représentation d'un réseau plan

Dans ces conditions, le facteur de réseau s'écrit :

$$F(\theta, \varphi) = F_L(\theta, \varphi) * F_c(\theta, \varphi) \quad (1.25)$$

Avec :

$$F_L(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^{m=N} e^{jk(m-1)dx \sin\theta \cos\varphi} \quad (1.26)$$

$$F_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N} e^{jk(n-1)dy \sin\theta \sin\varphi} \quad (1.27)$$

Donc :

$$F(\theta, \varphi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{Nk dx \sin\theta \cos\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{k dx \sin\theta \cos\varphi}{2}\right)} \right| \left| \frac{\sin\left(\frac{Nk dy \sin\theta \sin\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{k dy \sin\theta \sin\varphi}{2}\right)} \right| \quad (1.28)$$

E. Prise en compte de l'alimentation.

Pour des raisons divers (pointages, abaissement des lobes secondaires, ...), on peut souhaiter moduler l'amplitude et la phase du signal appliqué à chaque antenne élémentaire du réseau. Si on désigne l'amplitude complexe de ce signal par :

$$a_{m,n} = |a_{m,n}| e^{j\beta_{mn}} \quad (1.29)$$

On obtient une expression générale permettant de calculer le facteur de réseau, et le diagramme de rayonnement d'un réseau plan :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{m=M-1} \sum_{n=0}^{n=N-1} |a_{m,n}| e^{jk(m dx \sin\theta \cos\varphi + n dy \sin\theta \sin\varphi) + j\beta_{m,n}} \quad (1.30)$$

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) F(\theta, \varphi) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{e}_p(\theta, \varphi) \quad (1.31)$$

Dans laquelle la dépendance en (θ, φ) de chaque paramètre a été clairement explicitée, avec F : facteur de réseau, E : diagramme de rayonnement de chaque antenne élémentaire, le dernier terme de (1.15) représentant le vecteur unitaire de polarisation dans chaque direction de l'espace.

1.6. Evolution de la directivité

La fonction qui représente le facteur de réseau étant relativement complexe, il n'est plus possible de faire un calcul analytique de directivité : il devient nécessaire de faire appel à des méthodes d'intégration numérique afin d'obtenir la puissance totale rayonnée.

De plus, il n'est plus possible de simplifier le problème par une analyse à une dimension dans laquelle le rayonnement resterait isotrope en θ ou en φ comme en témoignent toutes les relations obtenues précédemment.

Il faut donc disposer d'une méthode numérique de double intégration.

1.6.1 Evolution de la directivité en fonction de la distance entre éléments

Afin de bien identifier l'influence de la distance entre éléments, nous allons considérer un réseau de 2 éléments au rayonnement isotrope, disposés sur l'axe des x, et séparés par une distance variable d.

Dans ces conditions, le diagramme de rayonnement est donné par la relation :

$$E(\theta, \varphi) = |\cos(kd \sin \theta \cos \varphi / 2)| \quad (1.32)$$

et la puissance totale rayonnée s'écrit :

$$\iint \frac{E^2(\theta, \varphi)}{\eta} ds = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{E^2(\theta, \varphi)}{\eta} r^2 \sin \theta d\varphi d\theta \quad (1.33)$$

Par définition, la directivité dans une direction quelconque de l'espace est donnée par la relation :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\frac{E^2(\theta, \varphi)}{\eta}}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{E^2(\theta, \varphi)}{\eta} r^2 \sin \theta d\varphi d\theta} \cdot 4\pi r^2 = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} E^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\varphi d\theta} \cdot 4\pi \quad (1.34)$$

Lorsque $d = 0$, on déduit de (1.32) et (1.34) que la directivité est constante et égale à 1 : les deux éléments sont superposés à l'origine et rayonnent ensemble de manière isotrope. Lorsque d augmente, la directivité maximum obtenue dans la direction $\theta = 0$ prend la forme :

$$D_{\max}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left(\cos \frac{kd \sin \theta \cos \varphi}{2} \right)^2 \sin \theta d\varphi d\theta} \quad (1.35)$$

1.6.2. Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments

Rappelons le diagramme de rayonnement d'un réseau aligné de n éléments isotropes régulièrement espacés d'une distance d (1.12), étendu à toutes les directions de l'espace :

$$F = \left| \frac{\sin \left(\frac{Nkd \sin \theta \cos \varphi}{2} \right)}{\sin \left(\frac{kd \sin \theta \cos \varphi}{2} \right)} \right| \quad (1.36)$$

Et un raisonnement analogue au précédent conduit à l'expression de la directivité maximum suivante :

$$D_{\max}(\theta, \varphi) = \frac{N^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left(\frac{\sin \left(\frac{Nkd \sin \theta \cos \varphi}{2} \right)}{\sin \left(\frac{kd \sin \theta \cos \varphi}{2} \right)} \right)^2 \sin \theta d\varphi d\theta} \quad (1.37)$$

Pour $d = 0.5 \lambda$ le tableau ci-dessous résume les résultats obtenus :

Nombre d'éléments : N	1	2	4	8	16	32	64
Directivité maximale en Db	0	3	6	9	12	15	18

Tableau 1.1 Directivité maximale en dB en fonction du nombre d'éléments ' N '

Pour $d = 0.5 \lambda$ un réseau de $n=2^k$ éléments a une directivité égale à $(3*k)$ dB. Ainsi, un réseau ayant un gain de 27 dB doit comporter au minimum $2^9 = 512$ élément.

On ne peut cependant espérer augmenter indéfiniment le gain d'un réseau. Au fur et à mesure que le nombre d'éléments augmente, il faut répartir et distribuer l'énergie à chacun de ces éléments, ce qui induit des pertes qui annihilent l'effet réseau au delà d'un certain nombre d'éléments.

Pratiquement la limite actuellement de gain, pour des réseaux d'antennes imprimées aux fréquences microondes est d'une trentaine de dB.

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de comprendre comment l'association de plusieurs antennes modifie le diagramme de rayonnement.

Ce diagramme de rayonnement dépend de la distance entre éléments qui doit être entre $\lambda/2$ et λ pour qu'il devient plus en plus directif, et aussi sur le nombre d'antennes N que au fur et à mesure que N augmente le diagramme de rayonnement va être plus directif.

2. Traitement d'antennes et détection des sources multiples

2.1 Introduction

Les 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, la forme d'onde de la source subit des modifications déterministe ou aléatoires. Les sorties du capteur sont composées par des signaux sources et des bruits additifs comme le bruit de mesure et le bruit thermique.

2.2 Signaux et bruit

Dans cette partie nous allons discuter le problème de détection et de modélisation des signaux multiples en utilisant l'information issue de multiples capteurs. Pour comprendre les avantages de l'utilisation de rangée de capteurs, il est nécessaire de comprendre la nature des signaux et du bruit que le réseau doit recevoir.

Dans les situations de capture active tel que le radar et le sonar, une forme d'onde connue de durée finie est générée, et qui propage à travers un milieu connue, est réfléchié par quelques cibles au point d'origine.

Le signal transmis est habituellement modulé en amplitude et en phase par les caractéristiques de la cible, qui eux même devront changer leur position avec le temps 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 telles 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, des répliques à partir du signal direct qui arrive aux capteurs. Dans tous ces cas, les signaux arrivant au réseau peuvent être vus comme affectés par l'aléa, et le phénomène physique responsable de cet aléa dans le signal peut être supposé comme un processus aléatoire Gaussien (loi normal).

De même que le bruit thermique 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.

À 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, le signal porteur de l'information est modulé en phase avec un facteur de phase θ .

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

Sa représentation complexe est,

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

Il est clair que :

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

Et

$$u(t) = \sqrt{P} e^{j(\phi(t) + \theta)} \quad (2.3)$$

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, apparaît dans cette description. En terme physique, si les signaux sont originaires de très loin du réseau alors ils peuvent être modélisés comme des ondes planes uniformes porteuses d'information. Si ces ondes planes avancent à travers un milieu non dispersif et 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, et ceci évite la description de la fréquence porteuse.

Des signaux tels que ci-dessus qui peut être caractérisé par une seule fréquence porteuse sont connus en tant que sources à bande étroite. Par contre 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 stationnaires $u_i(t)$, $u_j(t)$, soit ρ_{ij} représentant leur coefficient de corrélation. Par définition :

$$\rho_{ij} = \frac{E [u_i(t) u_j^*(t)]}{\sqrt{E [|u_i(t)|^2] E [|u_j(t)|^2]}} \quad \text{Avec } |\rho_{ij}| \leq 1 \quad (2.4)$$

Ainsi,

$$\blacksquare \quad \rho_{ij} = 0 \quad \rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \text{ sont incorrélés}$$

$$\blacksquare \quad 0 < |\rho_{ij}| < 1 \quad \rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \text{ sont corrélés}$$

(2.4)

$$\blacksquare \quad |\rho_{ij}| = 1 \quad \rightarrow \quad u_i(t), u_j(t) \text{ sont cohérents}$$

Alors, 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 incorréllées avec la partie du signal. Cependant, parmi eux les bruits d'inter-élément peuvent être corrélés ou incorréllés avec d'autres. Une supposition standard est de les considérer incorréllés (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,

$$E[n_i(t)n_j^*(t)] = \sigma^2 \delta_{ij} \quad (2.5)$$

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

On a déjà remarquer que pour une onde plane progressif, 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 retardée ou avancée de son enveloppe complexe par rapport à l'élément de référence. Pour voir ceci, soit $\tilde{u}(t)$ dans (2.2) dénote le signal complexe représentant l'onde plane modulée à l'élément de référence dans la figure (2.1).

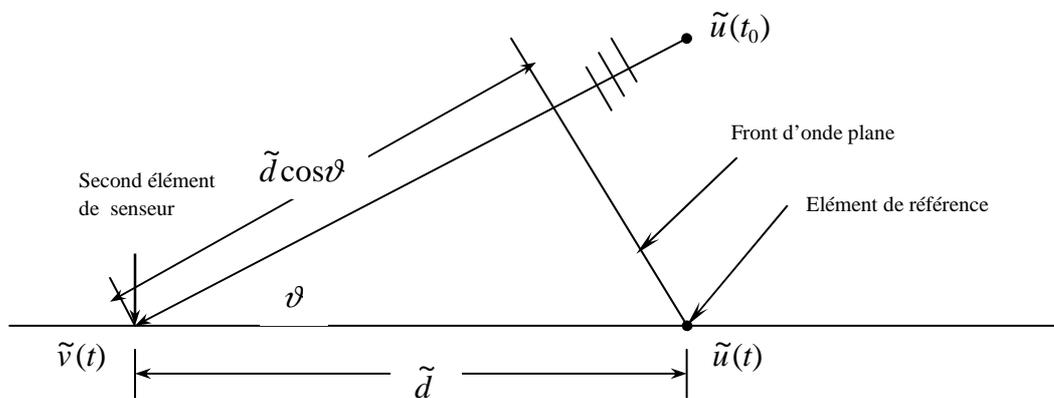


Figure 2.1 Paire d'éléments de senseurs identiques. $u(t)$, $v(t)$ représentant l'enveloppe des signaux complexes correspondants associées avec $\tilde{u}(t)$ et $\tilde{v}(t)$.

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, alors ce temps de retard τ est donné par :

$$\tau = \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{c} \quad (2.6)$$

c : La vitesse de propagation de la lumière

Ainsi,

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t - \tau) \quad (2.7)$$

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 (2.7) est réduite à :

$$\tilde{v}(t) = \tilde{u}(t) e^{-j\omega_0 \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{c}} = \tilde{u}(t) e^{-j2\pi \frac{\tilde{d} \cos \vartheta}{\lambda}} \quad (2.8)$$

Où λ est la longueur d'onde de l'onde porteuse. En termes de représentation d'enveloppe complexe réduite de la bande de base, le signal de référence $u(t)$ est donné par (2.2) et à partir de (2.8) la sortie du second capteur est :

$$v(t) = u(t) e^{-j2\pi \tilde{d} \cos \theta / \lambda} \quad (2.9)$$

Souvent il est plus avantageux d'exprimer l'espacement des interéléments en termes d'unités de dimensionnement normalisé. 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 $d = \tilde{d} / (\lambda/2)$ et (2.9) devienne,

$$v(t) = u(t) e^{-j\pi d \cos \theta} \quad (2.10)$$

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 capteurs 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 capteur dans la (figure 2.1) peut être écrite comme,

$$v(t) = u(t - \tau) \quad (2.11)$$

Avec τ comme dans (2.6), et $U(f)$ et $V(f)$ représentent la transformée de Fourier de $u(t)$ et $v(t)$ respectivement, (2.11) se réduit à,

$$V(f) = U(f)e^{-j2\pi f \tau} = U(f)e^{-j\pi f d \cos \theta / f_0} \quad (2.12)$$

Noter que (2.12) est structurellement identique à une situation de bande étroite représentée dans (2.10) et par conséquent, au moins, les techniques conçues pour les cas de bande étroite peuvent être appliquées pour les signaux à large bande dans le domaine fréquentiel [3].

2.3 L'avantage de l'utilisation du réseau d'antennes

L'objectif principal d'un réseau d'antenne 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.

Cependant, la possibilité de modifier la sortie du réseau pour augmenter le signal de réception désiré et simultanément de supprimer les signaux indésirés, peut être illustrée en considérant une situation de source unique comme dans la figure (2.1), en présence de M capteurs identiques.

Soit d_1, d_2, \dots, d_M représentant les distances normalisées de ces capteurs respectivement au point de référence et $u(t)$ l'enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit $n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques comme dans (2.5). Avec $x_i(t)$ représentant l'enveloppe complexe du signal total reçu au $i^{\text{ème}}$ capteur, et en utilisant (2.10) il est très facile de voir que,

$$x_i(t) = u(t).e^{-j\pi d_i \cos \theta} + n_i(t) \quad (2.13)$$

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

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

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

À partir de (2.13) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sorties du réseau sont déplacés en phase par $e^{j\pi d_i \cos \theta}$; $i = 1, 2, \dots, M$ et les signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie $y(t)$ qui est de la forme,

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

Le SNR en sortie dans ce cas est donné par,

$$\begin{aligned} (SNR)_0 &= \frac{E[|Mu(t)|^2]}{E[|n(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\sum_i \sum_j E[n_i(t) n_j^*(t)]} \\ &= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M (SNR)_i \end{aligned} \quad (2.14)$$

Ainsi un simple déplacement de phase et une opération d'addition parmi les sorties des capteurs produit une amélioration dans le rapport signal à 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.

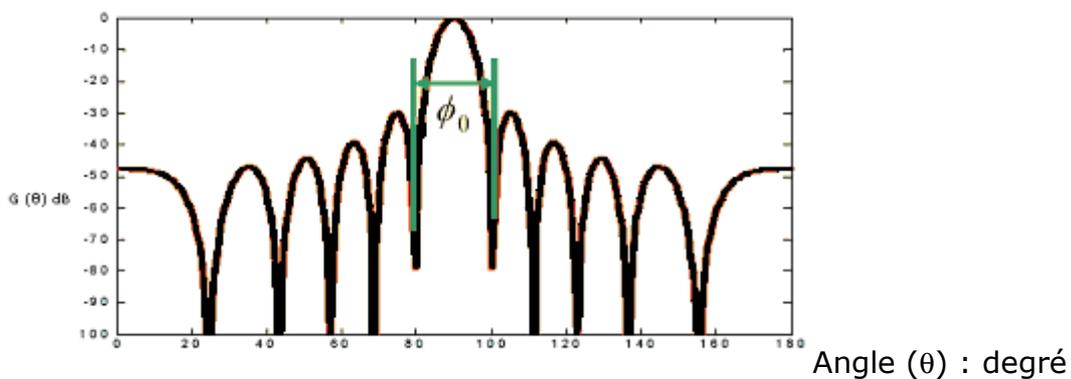


Figure 2.2 Modèle directionnel de gain pour réseau uniforme de 10 éléments

Avec

$$\phi_0 = 2 \cos^{-1} \left(\frac{2}{M} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (2.15)$$

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

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^M e^{j\pi d_i \cos \theta} \quad (2.16)$$

et le modèle du gain directionnel normalisé

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} F(\theta) \right|^2 \quad (2.17)$$

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

$$G(\theta) = \left(\frac{\sin(\pi M \cos \theta / 2)}{M \sin(\pi \cos \theta / 2)} \right)^2 \quad (2.18)$$

et ceci est dessiné dans la figure (fig. 2.2) 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 dirigé le long de θ , et une question importante dans la conception de réseaux ou de rangée 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 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 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

$$\theta_0 = \cos^{-1}(\Delta_0 / \pi) \quad (2.19)$$

et le modèle directionnel total a été dirigé vers cette nouvelle direction. Cet effet peut facilement être incorporé dans (2.18) 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 leur directions d'arrivée, les niveaux de puissance associée, ainsi de variables techniques ont été développées pour évaluer ces paramètres sont discutées dans de nombreuses littératures [3].

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une introduction au traitement d'antenne pour la détection de signaux multiples, et on a vu, aussi, l'intérêt d'utilisation des réseaux d'antennes. Nous allons présenter dans le chapitre suivant les méthodes hautes résolution ou autrement dit « méthodes des sous-espaces » qui sont basés sur la matrice de covariance estimée afin d'estimer la direction d'arrivée, en utilisant trois géométries de réseaux d'antennes : réseau linéaire uniforme ULA, réseau circulaire UCA et réseau uniforme en L, tel que pour chaque réseau on applique quelques méthodes des sous-espaces.

3. Les méthodes hautes résolutions

3.1. Introduction

De nombreuses études ont été consacrées à l'estimation de la direction d'arrivée (DOA) qui demeure intéressante pour de nombreux domaines tels que les radars, les sonars, la communication mobile, la radio astronomie et même l'exploration sismique.

L'estimation de la DOA peut être utilisée pour localiser la source du signal, c'est pour cela qu'elle est considérée comme la clé dans le traitement du signal des réseaux d'antennes. Un nombre important d'algorithmes d'estimation de DOA a été développé.

Dans ce chapitre, on se focalisera sur le modèle du signal à deux dimensions (2D) puis à deux dimensions (2D) et la fréquence, pour une estimation de la DOA par les méthodes des sous-espaces ou les méthodes encore appelées haute résolution HR.

3.2. Modèle du signal

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

Le développement du modèle du signal est basé sur plusieurs suppositions. Premièrement, les sources multiples incidentes, sont supposées être des sources à bande étroite et détectées dans le champ lointain du réseau d'antenne. Deuxièmement, le plan de propagation est homogène, et l'onde arrivant sur le réseau est considérée comme plane.

Dans cette partie, on décrira le modèle de traitement du signal à,

- Deux Dimension (2D) en utilisant un réseau d'antenne uniforme sous forme de 1L puis 2L.
- Deux Dimensions (2D) en utilisant un réseau d'antenne carré.

3.2.1. Model du signal à deux dimensions

Le problème d'estimation de la DOA à deux dimensions (azimut, élévation) de sources multiples, fait l'objet de plusieurs recherches. Dans ce qui suit, on présentera un model du signal pour une géométrie de réseau d'antenne linéaire uniforme sous forme de 2L.

3.2.1.1. Model du signal d'un réseau d'antenne linéaire uniforme en forme de 2L

Considérons un réseau d'antenne en forme de L sur le plan x-z comme le montre la figure (2.3), de M antennes isotropes espacés entre elles d'une distance d. Les deux brins du réseau sont identiques, linéaires, uniformes avec une antenne commune à l'origine.

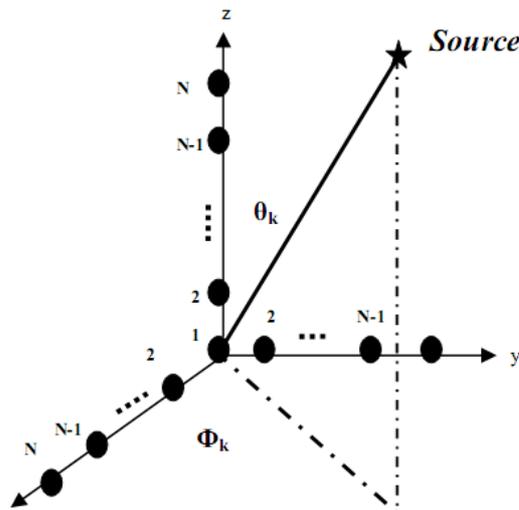


Figure 3.1. Réseau linéaire uniforme sous forme de 2L

On considère K signaux à bande étroite incohérents, arrivant sur le réseau d'antenne une longueur d'onde λ , dans les directions d'arrivée (θ_k, ϕ_k) avec $k=1, \dots, K$.

Les paramètres (θ_k, ϕ_k) sont respectivement, l'angle d'observation en élévation et l'angle d'observation en azimut de la K^{eme} source.

Le vecteur d'observation à la sortie du réseau au t^{eme} échantillon est donné par,

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (3.1)$$

$$x(t) = \sum_{k=1}^K s(t) a(\theta_k, \phi_k) + n(t) \quad (3.2)$$

Où $n(t)$ est le vecteur de bruit blanc Gaussien additif de dimension $(M \times 1)$.

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

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

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \quad (3.4)$$

Enfin le vecteur de direction définie par,

$$a(\theta_k, \phi_k) = \left[1, e^{-j\varphi_{k,2}}, \dots, e^{-j\varphi_{k,M}} \right]^T \quad (3.4)$$

Avec φ_{km} dépend de la position et de la géométrie du réseau du sous réseau. Selon l'axe Z, seul l'élévation est considérée et dans ce cas φ_{km} se réduit à θ_k , alors que selon les axe X et Y φ_{km} est composé des deux angles (θ_k, ϕ_k) . [11]

A. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe Z

Soit $x_z(t)$ le vecteur du signal observé au t^{eme} échantillons, sur le sous réseau disposé sur l'axe Z.

$$x_z(t) = [x_{1z}(t), x_{2z}(t), \dots, x_{Mz}(t)]^T \quad (3.6)$$

$$x_z(t) = \sum_{k=1}^K s(t) a_z(\theta_k) + n_z(t) \quad (3.7)$$

Où $n_z(t)$ est le vecteur de bruit blanc Gaussien additif de dimension $(M \times 1)$ selon l'axe Z . Et

$$a(\theta_k) = [1, e^{-j\varphi_{z,k,2}}, \dots, e^{-j\varphi_{z,k,M}}]^T \quad (3.8)$$

Avec

$$\varphi_{z,k,m} = 2\pi(m-1)d \sin \theta_k / \lambda \quad (3.9)$$

θ_k angle d'observation en élévation du K^{eme} signal de la K^{eme} source. [10]

B. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe X

Soit $x_x(t)$ le vecteur du signal observé au t^{eme} échantillons, sur le sous réseau disposé sur l'axe X.

$$x_x(t) = [x_{1x}(t), x_{2x}(t), \dots, x_{Mx}(t)]^T \quad (3.10)$$

$$x_x(t) = \sum_{k=1}^K s(t) a_x(\theta_k, \phi_k) + n_x(t) \quad (3.11)$$

Où $n_x(t)$ est le vecteur de bruit blanc Gaussien additif de dimension $M \times 1$ selon l'axe X . Et le vecteur de directivité est,

$$a_x(\theta_k, \phi_{xk}) = [1, e^{-j\varphi_{x,k,2}}, \dots, e^{-j\varphi_{x,k,M}}]^T \quad (3.12)$$

avec

$$\varphi_{x,k,m} = 2\pi(m-1)d \cos(\theta_k) \cos(\phi_{z,k}) / \lambda \quad (3.13)$$

où $\phi_{z,k}$ angle d'observation en azimut du K^{eme} signal de la K^{eme} source. [10]

C. Le vecteur de direction du sous réseau selon l'axe Y

Soit $x_y(t)$ le vecteur du signal observé au t^{eme} échantillons, sur le sous réseau disposé sur l'axe Y.

$$x_y(t) = [x_{1_y}(t), x_{2_y}(t), \dots, x_{M_y}(t)]^T \quad (3.14)$$

$$x_y(t) = \sum_{k=1}^K s(t) a_y(\theta_k, \phi_{y_k}) + n_y(t) \quad (3.15)$$

Où $n_y(t)$ est le vecteur de bruit blanc Gaussien additif de dimension $M \times 1$ selon l'axe Y. Et le vecteur de directivité est,

$$a_y(\theta_k, \phi_{y_k}) = [1, e^{-j\varphi_{y.k,2}}, \dots, e^{-j\varphi_{y.k,M}}]^T \quad (3.16)$$

Avec

$$\varphi_{y,k,m} = 2\pi(m-1)d \cos(\theta_k) \sin(\phi_{z,k}) / \lambda \quad (3.17)$$

où $\phi_{z,k}$ angle d'observation en azimut du K^{eme} signal de la K^{eme} source. [10]

3.2.2.2. Model du signal d'un réseau d'antenne rectangulaire

On considère dans le plan (XoY), un réseau rectangulaire de $M = M_x \cdot M_y$ antennes isotropes uniformément espacées de d_x et d_y respectivement suivant les axes OX et OY. Ce réseau reçoit K signaux parfaitement décorrélés avec les angles d'incidences $(\theta_k, \phi_k)_{k=1, \dots, K}$. θ_k et ϕ_k sont respectivement les directions d'arrivée en élévation et en azimut. L'antenne à l'origine est prise comme référence de phase.

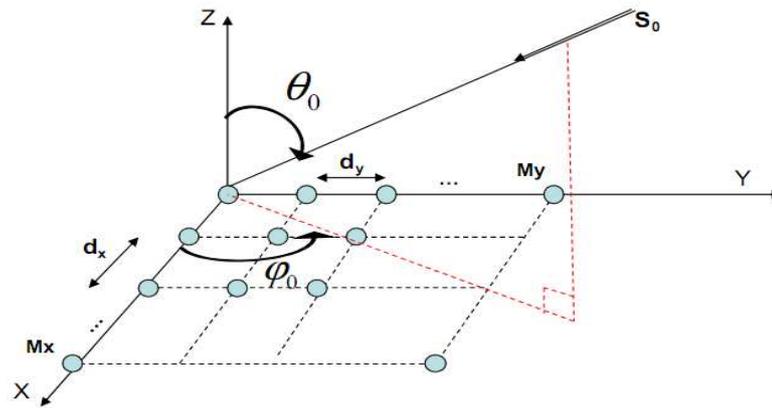


Figure 3.2 : Réseau d'antenne rectangulaire

Le vecteur d'observation ou le vecteur signal reçu est donné par :

$$X(t) = AS(t) + N(t)$$

$$\begin{pmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{pmatrix} = (a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_k, \varphi_k)) \cdot \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_k(t) \end{pmatrix} + N(t)$$

Où -

Ⓐ $A = (a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_k, \varphi_k))$ est la matrice de réponse du réseau

Ⓑ $a(\theta_k, \varphi_k)$ est le vecteur directionnel lié à la k^{ième} source, traduit la différence de phase introduite par les éléments du réseau. Il est défini pour $k=1 \dots K$ par :

$$a(\theta_k, \varphi_k) = [1, e^{-j2\pi/\lambda(d_x \cdot \sin \theta_k \cdot \cos \varphi_k + d_y \cdot \sin \theta_k \cdot \sin \varphi_k)}, \dots, e^{-j2\pi/\lambda(d_x(M_x-1) \cdot \sin \theta_k \cdot \cos \varphi_k + d_y(M_y-1) \cdot \sin \theta_k \cdot \sin \varphi_k)}]^T$$

A est la matrice de dimension $[M \times K]$ formée par la concaténation des vecteurs directeurs $(\theta_k, \varphi_k) k = 1, \dots, K$.

Ⓒ $N(t)$ est la matrice au niveau du réseau de dimension $[M_x \times M_y \times N]$.

La matrice de covariance est estimée par la quantité :

$$R = \frac{1}{N} \cdot X \cdot X^H$$

3.3. Les méthodes des sous-espaces

L'origine des méthodes des sous-espaces, ou encore plus connues par les méthodes haute résolution (HR), remonte aux travaux de Prony, qui visent à estimer des directions ou même des positions (en traitement d'antenne) ou des fréquences (en

analyse spectrale) avec une erreur qui n'est limitée, idéalement, que par la durée d'observation.

Les méthodes HR modernes reposent sur les propriétés particulières de la matrice de covariance du signal. Ainsi, l'étude de son rang permet de séparer l'espace des données en deux sous-espaces, l'espace signal et l'espace bruit qui est son complémentaire orthogonal.

Les méthodes HR issues de cette décomposition en sous-espaces sont connues pour être plus robustes que les techniques conventionnelles telles que **Beamformer**, **Capon** et **prédiction linéaire**. C'est le cas des méthodes **MUSIC** [Schmidt, 1986] et **Minimum Norm** (qui reposent sur l'espace bruit), de l'algorithme **Toeplitz Approximation Method (TAM)** [Kung et al., 1983], ainsi que de l'algorithme **ESPRIT** [Roy et al., 1986] et de ses variantes **LS-ESPRIT**, **TLS-ESPRIT** [Roy et Kailath, 1987] et **PRO-ESPRIT** [Zoltawski et Stavrinides, 1989] qui reposent sur l'espace signal.

3.3.1. Méthode haute résolution ESPRIT [8] [9]

La méthode ESPRIT, pour '*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*', est une méthode de localisation de sources, pouvant s'appliquer pour des signaux à bande étroite, d'un réseau de capteurs constitué de deux sous réseaux identiques, déduites l'une de l'autre par une translation dont le vecteur d'observation est supposé connu. On discutera dans ce chapitre la version LS (least square)

On développe l'algorithme ESPRIT dans le contexte d'un réseau linéaire et uniforme. On considère un ULA (uniform linear array) de N éléments. Dans la figure 10, on verra un réseau de 10 éléments. La première étape d'ESPRIT est de trouver deux sous réseau ou sous espace identique. Le nombre de détecteurs ou éléments est donné par N_s et $N_s > D$.

On suppose que

- ① Le premier élément qui se trouve à l'origine est le premier élément du premier sous espace
- ② L'élément d_s+1 de l'espace original est le premier élément du deuxième sous espace

Le paramètre d_s dénote la distance entre les sous réseaux mesurée en Δp l'unité de la distance inter élément

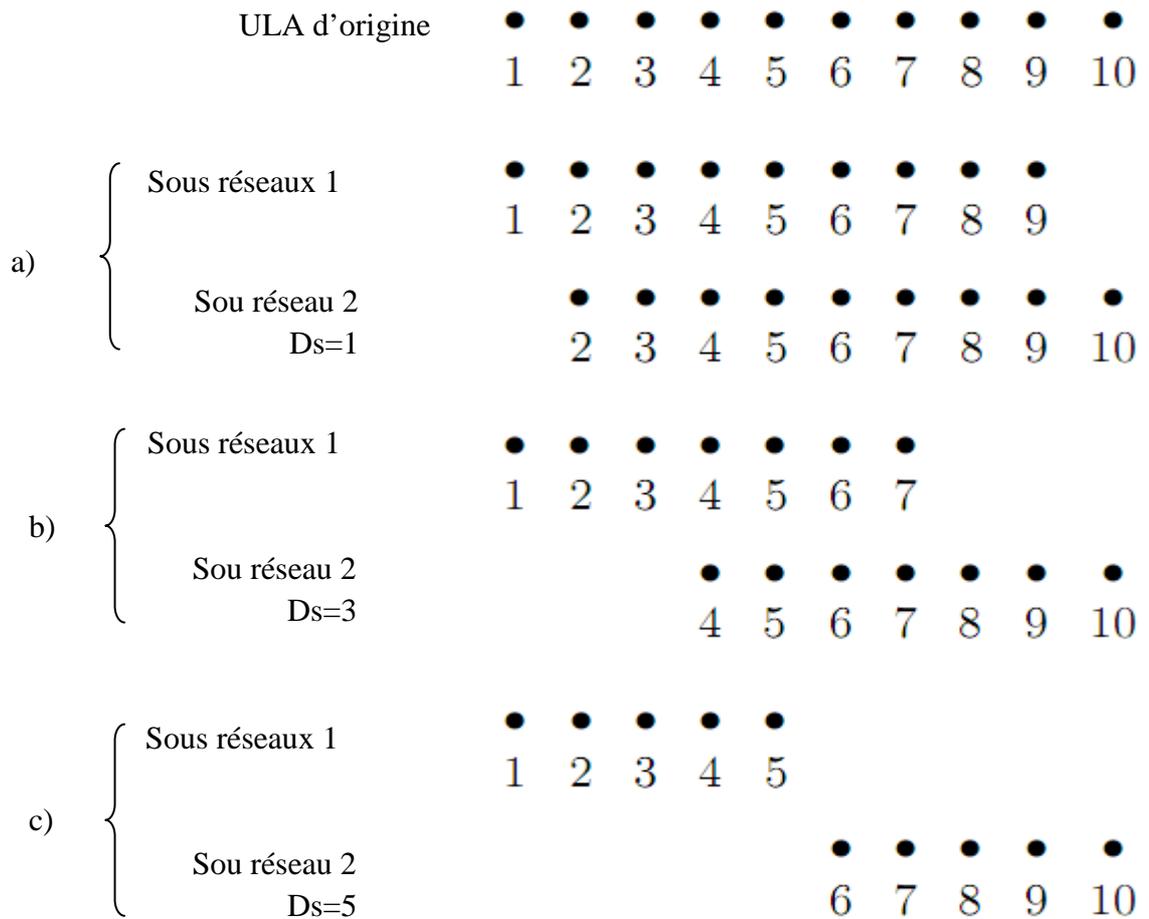


Figure 3.3 exemple de sous réseaux

On peut spécifier le sous réseau par la sélection de matrice. Par exemple dans le groupe a) des sous réseaux le premier sous réseau est spécifié par la matrice 9×10 .

$$J_{s1} = [I_{9 \times 9} \ 0_{9 \times 1}] \tag{3.18}$$

Et le second sous espace est spécifié par la matrice 9×10 .

$$J_{s2} = [0_{9 \times 9} \ I_{9 \times 1}] \tag{3.19}$$

Ou $I_{9 \times 9}$ est la matrice identité 9×9 et $0_{9 \times 1}$ est matrice zéro 9×1 .

Pareille dans le groupe b) le premier sous réseau est spécifié par la matrice 7×10 .

$$J_{s1} = [I_{7 \times 7} \ 0_{7 \times 3}] \tag{3.20}$$

Et le second sous espace est spécifié par la matrice 7×10 .

$$J_{s2} = [0_{7 \times 3} \ I_{7 \times 7}] \tag{3.21}$$

Dans le groupe c) le premier sous réseau est spécifié par la matrice 5×5 .

$$J_{s1} = [I_{5 \times 5} \ 0_{5 \times 5}] \quad (3.22)$$

Et le second sous espace est spécifié par la matrice 5×5 .

$$J_{s2} = [0_{5 \times 5} \ I_{5 \times 5}] \quad (3.23)$$

Donc on peut définir la sélection des matrices des sous réseaux dans les groupes a), b), et c) comme suit :

$$J_{s1} = [I_{N_s \times N_s} \ 0_{N_s \times d_s}] \quad (3.24)$$

$$J_{s2} = [0_{N_s \times d_s} \ I_{N_s \times N_s}] \quad (3.25)$$

Si on dénote le réseau de matrice de convolution le totale du réseau V et le réseau de matrice de convolution du $i^{\text{ème}}$ sous réseau ($i=1,2$) comme V_i , donc

$$V_1 = J_{s1}V \quad (3.26)$$

Et
$$V_2 = J_{s2}V \quad (3.27)$$

L'algorithme ESPRIT exploite la propriété d'invariance du réseau quelle implique

$$V_2 = V_1 \Phi \quad (3.28)$$

Ou
$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{jd_s \psi_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jd_s \psi_2} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & e^{jd_s \psi_D} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Les paramètres ψ_i , $i=1, \dots, D$ sont le nombre d'onde de D signal dans un espace ψ .

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta \quad (3.30)$$

La source du signal spectral et la matrice de direction sont supposer de rang totale c.à.d. le $\text{rang}(F)=D$ et le $\text{rang}(V)=D$. cette restriction ne permet pas de corrélé le signal complètement. Les colonnes de V recouvrent le signal du sous réseau, donc on a.

$$U_s = V T \quad (3.31)$$

Ou T est la matrice non-singulière $D \times D$. cette relation dit que le signal des vecteurs propres sont de combinaison linéaire du réseau de convolution des vecteurs des D source. La sélection du sous réseau signal des sous espace donne :

$$U_{s1} = J_{s1}U_s = J_{s1}V T = V_1 T \quad (3.32)$$

et

$$U_{s2} = J_{s2}U_s = J_{s2}V T = V_2T \quad (3.33)$$

La relation

$$U_{s1} = V_1T \quad (3.34)$$

Implique que

$$V_1 = U_{s1}T^{-1} \quad (3.35)$$

Similairement

$$U_{s2} = V_2T = V_1\Phi T \quad (3.36)$$

Implique que

$$U_{s2} = U_{s1}T^{-1}\Phi T \quad (3.37)$$

On définit

$$\Psi = T^{-1}\Phi T \quad (3.38)$$

(3.37) devient.

$$U_{s1}\Psi = U_{s2} \quad (3.39)$$

Lesquelles associent le signal sous espace du premier sous réseau à celui du deuxième sous réseau. On note que dans (3.38), les matrices Φ et Ψ sont similaires et les valeurs propres de la matrice Ψ sont les éléments de la diagonale de Φ . Si on peut estimer Ψ et calculer ses valeurs propres, on peut obtenir une estimation de $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_D$. Depuis le nombre de capteur du sous réseau N_s plus grand que D , cette série d'équation est déterminée. Dans la pratique on a deux estimations U_{s1} et U_{s2} par :

$$\hat{U}_{s1} = J_{s1} \hat{U}_s \quad (3.40)$$

Et

$$\hat{U}_{s2} = J_{s2} \hat{U}_s \quad (3.41)$$

Ensuite (3.37) est remplacé par.

$$\hat{U}_{s1} \hat{\Psi} = \hat{U}_{s2} \quad (3.42)$$

3.4 La méthode haute résolution LS-ESPRIT [7]

Si on résous l'équation (3.42) en utilisant la méthode LS (last squares), ensuite on minimise la différence entre

$$\begin{aligned} & \hat{U}_{s1}^A \psi \quad \text{et} \quad \hat{U}_{s2}^A \\ & \hat{\psi} = \arg \min_{\psi} \left\| \hat{U}_{s2}^A - \hat{U}_{s1}^A \psi \right\|_F^2 \\ & \hat{\psi} = \arg \min_{\psi} \text{tr} \left\{ \left[\hat{U}_{s2}^A - \hat{U}_{s1}^A \psi \right]^H \left[\hat{U}_{s2}^A - \hat{U}_{s1}^A \psi \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Il en résulte

$$\hat{\psi} = \left[\hat{U}_{s1}^{A^{-1}} - \hat{U}_{s1}^A \right]^{-1} \hat{U}_{s1}^{A^H} - \hat{U}_{s2}^A \quad (3.44)$$

On applique cette théorie sur notre réseau sous forme de 2L sur chaque axe séparément ce qui nous donne un réseau linéaire uniforme

3.5 Application de la méthode LS

3.5.1 Pour l'estimation en 2D réseaux en 2L

a) Selon l'axe Z

On tire R_{zz} des équations qu'on a vue dans le paragraphe **3.2.2.1.A** ensuite on applique la décomposition SVD sur R_{zz} pour tiré les sous réseau et les appliquer l'équation (3.44) ensuite on tire le vecteur des valeurs propres de la matrice Ψ qu'on note λ_z et on suite fait sont argument pour tiré les ψ_i qui représente l'estimation des angles d'élévations

$$\hat{\psi}_z = \frac{1}{ds} \arg \lambda_z \quad (3.45)$$

Pour avoir les téta estimé on utilise l'équation (3.9)

b) Selon l'axe X

On tire R_{xx} des équations qu'on a vue dans le paragraphe **3.2.2.1.B** ensuite on applique la décomposition SVD sur R_{xx} pour tiré les sous réseau et les appliquer l'équation (3.45) ensuite on tire le vecteur des valeurs propres de la matrice Ψ

qu'on note λ_i et on suite fait sont argument pour tiré les Ψ_i qui représente l'estimation des angles d'azimute selon X

$$\hat{\psi}_i = \frac{1}{ds} \arg \lambda_i \quad (3.46)$$

Pour avoir les téta estimé on utilise l'équation (3.13)

c) Selon l'axe Y

On tire Ryy des équations qu'on a vue dans le paragraphe **3.2.2.1.C** ensuite on applique la décomposition SVD sur Ryy pour tiré les sous réseau et les appliquer l'équation (3.45) ensuite on tire le vecteur des valeurs propres de la matrice Ψ qu'on note λ_i et on suite fait sont argument pour tiré les Ψ_i qui représente l'estimation des angles d'azimute selon Y

$$\hat{\psi}_i = \frac{1}{ds} \arg \lambda_i \quad (3.46)$$

Pour avoir les téta estimé on utilise l'équation (3.17)

3.5.2 Pour l'estimation 3D élévation, azimute et fréquence pour un réseau rectangulaire

a) Estimations de la fréquence

Pour l'estimation de la fréquence on utilise la projection de $x(t)$ sur l'axe x pour déduire les sous réseaux d'où on aura $X_1(t)$ la projection de $x(t)$ sur l'axe x d'où on tire les vecteurs propres de $R_x(t)$ la matrice de corrélation qui provient de la relation

$$X(t) = A * S(t) + N(t) \quad (3.47)$$

$$X_1(t) = A_1 * s(t) + N(t) \quad (3.48)$$

Ou

$$s_k(t) = e^{j 2 \pi (f_0 t + \frac{2^{k-1}}{2} t^2)} \quad (3.49)$$

$$A_{1k}(t) = e^{(j 2 \pi R f a \cos(\theta) \cos(\phi))} \quad (3.50)$$

$$A_k(t) = e^{(j 2 \pi R f a \cos(\theta) \cos(\phi))} + j 2 \pi f \tau \quad (3.51)$$

Où $\zeta=1/5/f$ et $N(t)$ est le bruit gaussien, et $X_1(t)$ est le vecteur constitué par les signaux X_1 et $X(t)$, $X_x(t)=[X_1, X(t)]$

$$R_{xx}(t) = X_x(t) X_x(t)^T \quad (3.52)$$

D'où on déduit les $U_{x_{ts1}}$ et $U_{x_{ts2}}$ les sous réseaux pour appliquer l'algorithme LS-ESPRIT sur le signal

$$Fre = (U_{x_{ts1}}^{-1} U_{x_{ts1}}) \setminus (U_{x_{ts1}}^{-1} U_{x_{ts2}}) \quad (3.53)$$

La fréquence est déduite de l'argument du vecteur propre de (3.53), est désigné par a_t :

$$fréquence = \arg(a_t) / 2\pi / f / \tau \quad (3.54)$$

b) Estimation de l'élévation et l'azimute

Pour estimé l'élévation on utilise la projection de $X(t)$ sur l'axe x seulement $X_1(t)$ et $X_2(t)$ et l'azimute on utilise la projection sur l'axe y et sur l'axe x $X_1(t)$ et $Y_1(t)$

$$X_1(t) = A_1 * S(t) + N(t) \quad (3.55)$$

$$X_2(t) = A_2 * s(t) + N(t) \quad (3.56)$$

$$Y_1(t) = A_3 * s(t) + N(t) \quad (3.57)$$

Ou

$$s_k(t) = e^{j 2 \pi (f_0 t + \frac{2^{k-1}}{2} t^2)} \quad (3.58)$$

$$A_{1k}(t) = e^{(j 2 \pi R f a \cos(\theta) \cos(\phi))} \quad (3.59)$$

$$A_{2k}(t) = e^{(j 2 \pi R f (a+1) \cos(\theta) \cos(\phi))} \quad (3.60)$$

$$A_{3k}(t) = i e^{(j 2 \pi R f (a) \cos(\theta) \cos(\phi) + \cos(\theta - 90) \cos(\phi - 90))} \quad (3.61)$$

$N(t)$ est le bruit et $X(t)$ est le vecteur constitué par les signaux $X_1(t)$ et $X_2(t)$,
 $X_{wx}(t)=[X_1(t), X_2(t)]$

$$R_{wx}(t) = X_{wx}(t) X_{wx}(t)^T \quad (3.62)$$

D'où on déduit les U_{xs1} et U_{xs2} les sous réseaux pour appliquer l'algorithme LS-ESPRIT sur le signal

$$\phi_x = U_{xs1}^T U_{xs2} / U_{xs1}^T U_{xs2} \quad (3.63)$$

Où $Y(t)$ est le vecteur constitué par les signaux $X_1(t)$ et $Y_1(t)$ $Y_{wy}(t)=[X_1(t), Y_1(t)]$

$$R_{wy}(t) = Y_{wy}(t) Y_{wy}(t)^T \quad (3.64)$$

D'où on déduit les U_{ys1} et U_{ys2} les sous réseaux pour appliquer l'algorithme LS-ESPRIT sur le signal

$$\theta_y = U_{ys1}^T U_{ys2} / U_{ys1}^T U_{ys2} \quad (3.65)$$

A_x est le vecteur des valeurs propres de Φ

A_y est le vecteur des valeurs propres de θ

D'où

$$\phi = a \tan(\arg \theta_y / \arg \phi_x) \quad (3.66)$$

$$\phi = a \cos\left(\frac{1}{\pi * \text{fréquence}} \sqrt{(\arg \theta_y)^2 + (\arg \phi_x)^2}\right) \quad (3.67)$$

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le model du signal reçu par le réseau d'antenne et ceci pour un réseau linéaire uniforme ULA en deux dimensions 3L, et un réseau rectangulaire en 3D, ainsi que les méthodes hautes résolution basées sur la décomposition en sous espaces pour l'estimation de la DOA en 2D et en 3D:ESPRIT et LS-ESPRIT. Ces dernières sont basées sur l'estimation de la matrice de covariance pour estimer la DOA.

Par la suite on présentera les résultats obtenus par sette méthodes et un calcule du biais.

4 Simulation

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, plusieurs cas de simulations ont été testés, basées sur la théorie décrite dans les chapitres précédents pour l'estimation de la DOA, en deux dimensions et trois dimensions pour l'application de l'algorithme ESPRIT dans sa version moindre carré LS-ESPRIT.

Cet algorithme d'estimation récursive de la matrice de covariance suivie des méthodes HR pour l'estimation de la DOA, sera appliquées pour différents type de réseaux, notamment en 2D pour un réseau 3L, et en 3D pour un réseau planaire rectangulaire.

4.2 L'objet de la simulation

La simulation telle qu'elle est définie généralement est un outil de prédiction permettant d'étudier et d'analyser le comportement des systèmes complexes afin de prendre des décisions de façon plus objective et scientifique. En simulation, le système est modélisé par un ensemble de structures de données interconnectées et un ensemble de procédures qui opèrent sur ces structures définissant ainsi la dynamique du système.

4.3 L'estimation en 3D

SNR grand (SNR)=20

M=8 :

Fréquences rapprochés

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	20	30	60		
Angles réel					0.9	0.8
Angles estimé	10.0123	19.9965	29.9822	59.9961	0.8950	0.7995
Biais	0.0123	0.0035	0.178	0.0039	0.005	0.0005

Fréquences éloignés

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	20	30	60	0.9	0.1
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0101	20.0705	29.9708	59.9924	0.8950	0.1003
Biais	0.0101	0.0705	0.0292	0.0076	0.005	0.0003

On remarque la précision est meilleur pour les fréquences quand elles sont éloigné mais pour l'azimut et l'élévation le biais est inférieur quand la fréquence est meilleur

 θ angle de l'azimut rapprochée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	15	30	60	0.9	0.1
Angles réel	10	15	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0101	15.0795	29.9707	59.9959	0.8950	0.1003
Biais	0.0101	0.0795	0.0293	0.0041	0.005	0.0003

 θ angle de l'azimut éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	85	30	60	0.9	0.1
Angles réel	10	85	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0104	84.6533	29.9712	60.0395	0.8949	0.1008
Biais	0.0104	0.3467	0.0288	0.0395	0.0051	0.0008

On voit que pour l'azimut le biais est plus petit pour des angles rapproché et aussi pour les angles d'élévations et pour les fréquences

 ϕ angle d'élévation rapprochée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	75	20	25	0.9	0.1
Angles réel	10	75	20	25	0.9	0.1
Angles estimé	9.9804	74.8705	19.5533	25.4466	0.8915	0.1008
Biais	0.0196	0.1295	0.4467	0.4466	0.0085	0.0008

 ϕ angle d'élévation éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	30	55	15	85	0.9	0.1
Angles réel	30	55	15	85	0.9	0.1
Angles estimé	29.9936	54.5052	15.0039	84.7802	0.8957	0.1008
Biais	0.0064	0.4948	0.0039	0.2129	0.0043	0.0008

Pour les angles d'élévations la précision est mieux pour des angles éloignés et même pour les angles de l'azimut et les fréquences

M=16 :

Fréquences rapprochées

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	20	30	60		
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.8
Angles estimé	10.0151	19.9820	30.0491	59.9991	0.8981	0.7983
Biais	0.0151	0.018	0.0491	0.0009	0.0019	0.0017

Fréquences éloignées

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	20	30	60		
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0157	20.2845	30.0556	59.9906	0.8982	0.1009
Biais	0.0157	0.2845	0.0556	0.0094	0.0018	0.0009

On remarque aussi ici que l'estimation des fréquences est meilleure quand elles sont éloignées mais pour les angles de l'azimut et les fréquences

θ angle de l'azimut rapprochée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	15	30	60		
Angles réel	10	15	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0157	15.3355	30.0556	60.0059	0.8982	0.1009
Biais	0.0157	0.3355	0.0556	0.0059	0.0018	0.0009

θ angle de l'azimut éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	85	30	60		
Angles réel	10	85	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	10.0155	84.6144	30.0499	60.0387	0.8979	0.1007
Biais	0.0057	0.3856	0.0499	0.0387	0.0012	0.0007

Ici on voit que les biais sont équivalents

ϕ angle d'élévation rapprochée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
	10	75	20	25		
Angles réel	10	75	20	25	0.9	0.1
Angles estimé	9.9651	74.7946	19.6323	25.6356	0.8987	0.1010
Biais	0.0349	0.2054	0.3677	0.6356	0.0013	0.001

ϕ angle d'élévation éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	30	55	15	85	0.9	0.1
Angles estimé	30.0243	54.4340	15.2296	84.7491	0.8994	0.1007
Biais	0.0234	0.566	0.2296	0.2509	0.0006	0.0007

Pour les angles éloignés la précision est meilleure que pour les angles rapprochés

SNR petit (SNR)=5

M=8 :

Fréquences rapprochées

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.8
Angles estimé	9.7022	19.8740	27.0494	59.9122	0.8321	0.7750
Biais	0.2978	0.126	2.9506	0.0988	0.0679	0.025

Fréquences éloignées

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.7431	19.9218	27.4338	59.8208	0.8389	0.0991
Biais	0.2569	0.0782	2.5662	0.1792	0.0611	0.0009

On voit que les estimations sont presque égaux

θ angle de l'azimut rapproché

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	15	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.7425	14.9544	27.4288	59.8080	0.8389	0.0989
Biais	0.2575	0.0456	2.5712	0.192	0.0611	0.0011

θ angle de l'azimut éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	85	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.7593	82.7802	27.5261	60.3276	0.8383	0.1032
Biais	0.2507	2.8198	2.4739	0.3276	0.0617	0.0032

Ici aussi on voit que les estimations sont équivalentes

ϕ angle d'élévation rapprochée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	75	20	25	0.9	0.1
Angles estimé	9.5856	74.3178	12.0278	28.2212	0.8216	0.1036
Biais	0.4144	0.6822	7.9722	3.2212	0.0784	0.0036

ϕ angle d'élévation éloignée

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	30	55	15	85	0.9	0.1
Angles estimé	29.4963	52.5228	10.5195	83.5822	0.8419	0.1027
Biais	0.5037	2.4772	4.4805	1.4178	0.0581	0.0027

Pour les angles d'élévations on remarque le biais est grand comparé aux angles de l'azimut et aux fréquences

M=16 :

Fréquences rapprochés

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.8
Angles estimé	9.8974	19.8539	28.8827	59.9835	0.8692	0.7818
Biais	0.1026	0.1461	1.1173	0.0165	0.0308	0.0182

Fréquences éloignés

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	20	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.9040	21.483	28.9509	59.9392	0.8698	0.1035
Biais	0.006	1.483	1.0517	0.0608	0.0302	0.0035

θ angle de l'azimut rapproché

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	15	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.9037	16.7536	28.9483	60.0150	0.8698	0.1035
Biais	0.0963	1.7536	1.0491	0.015	0.0302	0.0035

θ angle de l'azimut éloigné

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	85	30	60	0.9	0.1
Angles estimé	9.9100	82.9247	28.9941	60.1922	0.8697	0.1028
Biais	0.09	2.0753	1.0059	0.1922	0.0303	0.0028

ϕ angle d'élévation rapproché

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	10	75	20	25	0.9	0.1
Angles estimé	9.5815	73.9345	14.0621	28.2660	0.8698	0.1042
Biais	0.4185	1.0655	5.9379	3.266	0.0302	0.0042

ϕ angle d'élévation éloigné

	θ angle de l'azimut		ϕ angle d'élévation		Fréquences	
Angles réel	30	55	15	85	0.9	0.1
Angles estimé	29.8727	52.5517	14.1018	83.6283	0.8780	0.1027
Biais	0.1273	2.4483	0.8982	1.3717	0.022	0.0027

Au finale on déduit que la précision de l'algorithme est plus précis quand le SNR est élevé et pour M est grand

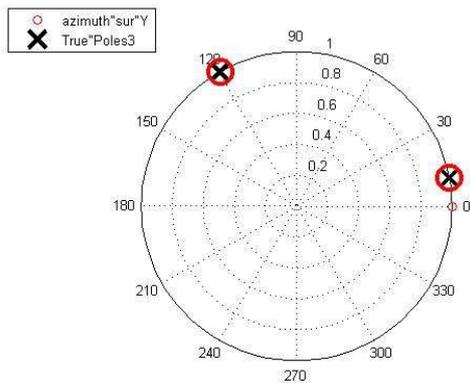
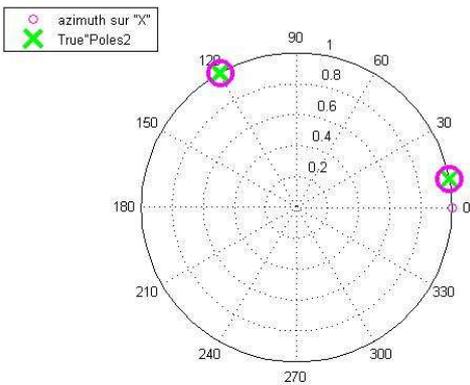
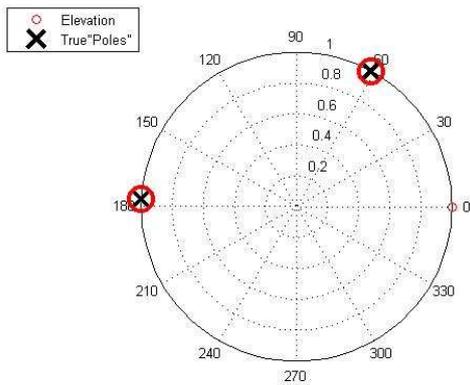
4.4 Réseau en 2D

Pour n=4000

Kelm=6

	Elévation		L'azimut selon l'axe X		L'azimut selon l'axe Y	
Angles réel	80	20	70	45	20	45
Angles estimé	80.0062	19.9982	70.0271	45.0032	20.0339	44.9912
Biais	0.0062	0.0008	0.0271	0.0032	0.0339	0.0088

Présentation des résultats sur graphe

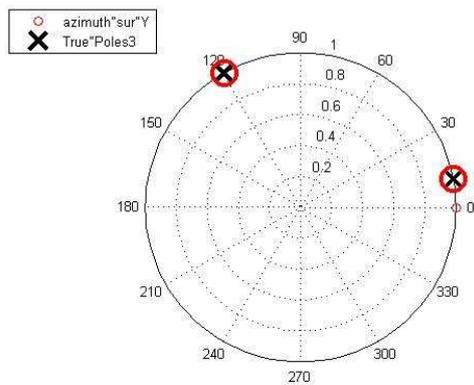
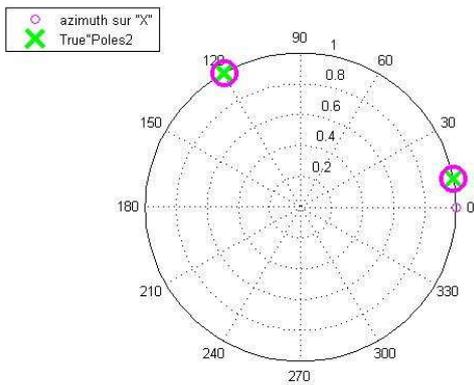
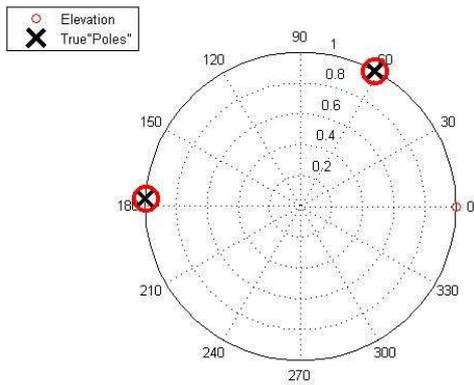


Pour n=4000

Kelm=16

	Elévation		L'azimut selon l'axe X		L'azimut selon l'axe Y	
Angles réel	80	20	70	45	20	45
Angles estimé	79.9890	20.0028	70.0057	45.0091	20.0035	44.9948
Biais	0.011	0.0028	0.0057	0.0091	0.0035	0.0052

Présentation des résultats sur graphe

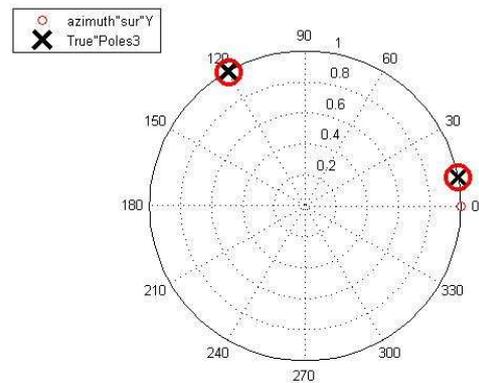
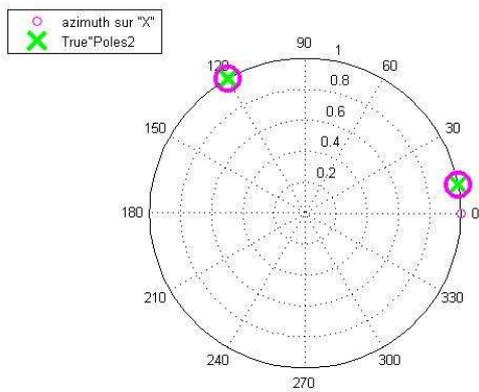
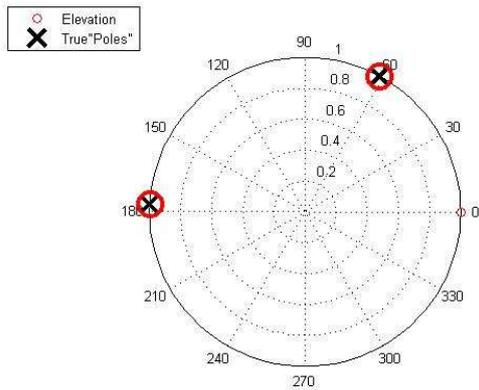


Pour n=400

Kelm = 6

	DOA Z		L'azimut selon l'axe x		L'azimut selon l'axe y	
Angles réel	80	20	70	45	20	45
Angles estimé	80.0000	20.0092	70.2890	44.9560	19.7464	44.9953
Biais	0	0.0092	0.2890	0.044	0.2536	0.0047

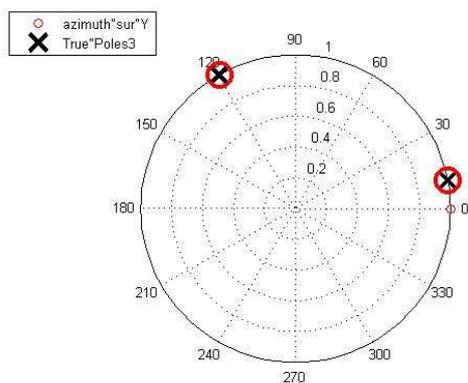
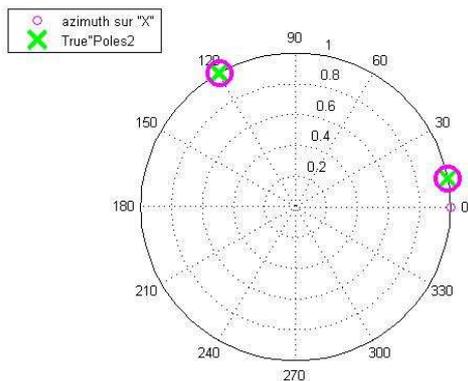
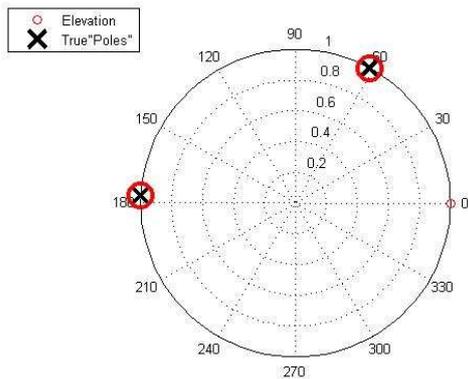
Présentation des résultats sur graphe



Kelm= 16

	DOA Z		L'azimut selon l'axe x		L'azimut selon l'axe y	
Angles réel	80	20	70	45	20	45
Angles estimé	80.0265	20.0037	69.9602	45.0085	19.9814	44.9837
Biais	0.0265	0.0037	0.0398	0.0085	0.0186	0.0163

Présentation des résultats sur graphe



Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté des simulations de l'algorithme LS-ESPRIT et on a interprété ses simulations dans le but de vérifier la performance de ces algorithmes.

Et effectivement, on a pu vérifier à l'aide de ces simulations, que l'algorithme permettent d'estime, la direction d'arrivée et la fréquence pour l'estimation en 2D et 3D pour des angle éloignée et rapprochée et pour des fréquences éloignés et rapproché et donnent des résultats satisfaisants sur l'ensemble des simulations.

Conclusion générale

Dans le cadre de l'estimation en trois dimensions, l'algorithme LS-ESPRIT, version moindre carrés de l'algorithme ESPRIT pour l'estimation jointe DOA en deux dimensions et fréquence, ' JAFE 3D ' a été développé. Ainsi, l'élévation, l'azimut et la fréquence des signaux immergeant le réseau d'antenne, sont estimés pour des cibles fixes non corrélées. Une première partie concernait une estimation en 2D en considérant un réseau 3L pour les DOAs, puis en seconde partie dédiée à une estimation 3D en considérant un réseau rectangulaire pour les DOAs plus la fréquence. Plusieurs simulations ont été testées pour tester la robustesse de cet estimateur en considérant différentes situations, pour des angles rapprochés, éloignés, différents niveaux de SNR, de même que la valeur de la fréquence. Dans toutes les situations l'estimateur LS-ESPRIT présente un faible biais.

Perspective

Ce travail peut être étendu en considérant des situations plus compliquées tel que l'élimination des interférences en 3 D, la poursuite de cibles mobiles ou même en considérant d'autres estimateurs plus performant.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Bidou.D** « Contribution à l'étude d'antennes fort gain, Application dans le domaine millimétrique », Université de Limoges, 2003
- [2] **VAUDON.P** « Analyse de réseau » Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques, IRCOM, Université de Limoges.
- [3] **PILLAI** , Array signal processing Booklyn 1998
- [4] **Guillaume VILLEMAUD** : « Cours d'antennes » 5ème année ingénieur du Département Génie Électrique.
- [5] **MENGHELATI .S** : « Cours d'antenne » 4ème année ingénieur du Département d'aéronautique, Université de S.Dahlab.
- [6] **B. ATROUZ** , « Systèmes radar : Théories, techniques et Application » Ministère de la Défense National . Décembre 2007.
- [7] **Pei-Jung Chung**. Parameter Estimation: Subspace Methods
- [8] **R. Roy and T. Kailath**. Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. IEEE Trans. ASSP, ASSP-37(7):984–995, July 1989.
- [9] **R. O. Schmidt**. Multiple emitter location and signal parameter estimation. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 34(3):276 – 280, March 1986.
- [10] **Ferid HARRABI, Hatem CHANGUEL and Ali GHARSALLAH**. "Estimation of 2D Direction of Arrival with Extended Correlation Matrix". Groupe d'électronique, laboratoire de physique de la matière molle, Faculty of sciences, Tunis,2092,Tunisia. Publication :24 May 2007.

[11] **Nizar Abdel-Hafeeth Mohammed Tayem**, "Direction of arrival angle estimation for wireless communication system"

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I

Généralités sur les antennes

CHAPITRE II

Traitement d'antennes et détection des sources multiples

CHAPITRE III

Méthode haute résolution

CHAPITRE IV

SIMULATION

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

LISTE DES TABLEAUX

TABLE DES MATIERES

LISTE DES FIGURES