

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**Ministère de l'enseignement supérieur et de
La recherche scientifique**

**Université de Saad DAHLEB de Blida
Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'aéronautique**



**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU
DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN AERONAUTIQUE**

OPTION : INSTALLATION

Thème



**ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES
DES METHODES DE DETECTION DES ANGLES D'ARRIVEE EN
UNE ET DEUX DIMENSIONS**

Réalisé par :

- BEHLOUL Nabil
- OULD AHMED SALEM Ibrahim Vall

Encadré par :

M MEGUELATLS

Promotion : 2009-2010

ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة يتمحور حول دراسة مقارنة بين مختلف طرق حساب زوايا وصول الموجات (DOA) من ضمنها « Root-Music », « Esprit », « Music », « Capon » ذات بعد واحد من جهة ومن جهة أخرى ذات بعدين بالنسبة ل : « Music », « Capon », « Esprit » .

لقد بينت نتائج المحاكاة أن طريقة Capon ليست مرضية بالقدر الكافي من ناحية الحلول والوقت المستغرق في الحساب لكلى البعدين .

أما الطرق الأخرى فخصائصها متقاربة، إلا أن « Root-Music » و « Esprit » مفضلة لأن النتائج تستخلص دون البحث عن القيم القصوى .

في الحسابات ذات البعدين، « Esprit » هي الطريقة المميزة لدقتها وسرعة حسابها .

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire se rapporte à une étude comparative des différentes méthodes d'estimation des angles d'arrivée (DOA), à savoir « Capon », « Music », « Root-Music » et « Esprit » en une dimension d'une part, et Capon, Music et Esprit en deux dimensions d'autre part.

Les résultats des simulations ont montré que Capon est une méthode peu satisfaisante en termes de résolution et surtout coûteuse en temps de calcul en 1-D et 2-D.

Les autres méthodes ont des performances comparables, mais Root-Music et Esprit sont préférables parce que les résultats sont donnés directement sans recherche des maximas.

En deux dimensions, Esprit est la plus intéressante pour sa rapidité et sa précision.

Abstract

The work presented in this memory refers to a comparative study of estimate various methods of the arrival angles (DOA), namely "Capon", "Music", "Root-Music" and "Esprit" in a dimension, and Capon, Music and Esprit in two dimensions.

The simulations results have showed that Capon is not a very satisfactory method in terms of resolution and especially long in computing times in 1-D and 2-D.

The other methods have the same performances, but Root-Music and Esprit are preferable because the results are given directly without maximas of research.

In two dimensions, Esprit is the most interesting for its speed and precision.

REMERCIEMENT

On tient à remercier le bon Dieu de nous avoir donné le courage, la patience et la capacité de mener ce travail à terme.

On exprime tout particulièrement notre gratitude à :

Nos parents respectifs ainsi qu'à nos deux familles.

Nous adressons nos sincères remerciements à notre promoteur Mr. MEGUELLETS pour leurs énorme aide et leurs précieux conseils, qui n'ont jamais cessé de nous les prodiguer durant notre projet, on ne peut oublier d'exprimer nos remerciements à tous nos enseignants de département d'aéronautique qui ont contribué à notre projet.

Nous tenons à remercier aussi tous les personnes qui nous ont assistés. Sans oublier nos amis

DEDICACE

A ma famille

A mes amis

Aux gents qui m'aiment et m'estiment....

Je dédie ce mémoire.

Nabil

DEDICACE

*Je dédie ce mémoire
À ma mère et mon père,
À mes frères.
À toute ma famille.
À mon binôme Nabil et ces amies, à mes amies Khaled, Mohamed,
Abd ElFethah, Mostapha, Sidi Ahmed, Yahia, Ahmed, Didi, et
Manti.*

Brahim Vall

Sommaire

LISTE DES FIGURES.....	1
INTRODUCTION GENERALE	4
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES.....	6
I.1 Introduction	6
I.2 Historique	6
I.3 Les antennes	6
I.3.1 Définition	6
I.3.2 Mécanisme de rayonnement d'une antenne.....	8
I.4 Caractéristiques d'une antenne.....	9
I.4.1 Directivité	10
I.4.2 Gain en puissance et rendement	10
I.4.3 Diagramme de rayonnement	10
I.4.4 Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture	11
I.4.5 Polarisation d'une antenne	12
I.4.6 Impédance d'antenne.....	13
I.4.7 Fréquence d'utilisation.....	13
I.4.8 Surface effective d'une antenne en réception	13
I.5 Types d'antenne :	14
I.5.1 Antennes filaires.....	14
I.5.2 Antenne à réflecteur.....	16
I.5.3 Antenne patch.....	17
I.5.4 Les antennes réseaux	17
I.6 Réseaux d'antennes.....	18
I.6.1 Facteur de réseau	19
I.6.2 Réseau linéaire	20
I.6.3 Réseaux circulaires	23
I.6.4 Réseau cylindrique	24
I.6.5 Réseau plan	24
I.6.6 Réseaux non uniformes.....	25
I.6.7 Formation de faisceaux.....	26
I.6.8 Application multifaisceaux	27
I.7 Conclusion.....	28
CHAPITRE II : GENERALITES SUR LA DETECTION DES DIRECTIONS D'ARRIVEE ...	29
II.1 Introduction	29
II.2 Le principe de la détection des angles d'arrivée	29
II.2.1 Principe de l'antenne intelligente.....	29
II.2.2 Exemple de détection de l'angle d'arrivée d'une porteuse sinusoïdale	31
II.3 Systèmes d'antennes intelligentes	32
II.4 Types d'antennes intelligentes	33
II.4.1 Système à faisceaux commutés (Switched beam).....	33

II.4.2 Faisceaux de poursuite (Scanning)	34
II.4.3 Faisceau adaptatif.....	35
II.5 Méthodes utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée	36
II.6 Modèle de signal.....	37
II.6.1 Techniques conventionnelles	39
II.6.2 Méthodes des sous espaces.....	41
II.7 Conclusion.....	41
CHAPITRE III : Description des méthodes de détection des angles d'arrivée	42
III.1 Introduction.....	42
III.2 Les méthodes hautes résolutions	42
III.3 Classification des méthodes à haute résolution.....	43
III.3.1 Méthodes basées sur la notion de sous-espace	43
III.3.2 Méthodes du maximum de vraisemblance (ML).....	44
III.3.3 Méthodes à réseaux de neurones	44
III.3.4 Méthodes dont les principes dépendent de structures ou de signaux particuliers	44
III.4 Méthodes haute résolution basées sur la notion de sous-espace en 1D.....	44
III.4.1 MUSIC (Multiple Signal Classification).....	44
III.4.2 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique).....	48
III.5 Méthodes haute résolution basées sur la notion de sous-espace en 2D.....	50
III.5.1 Modèle des signaux en réception.....	50
III.5.2 Music 2D	51
III.5.3 ESPRIT 2D.....	52
III.6 Estimation de l'ordre du modèle	53
III.6.1 L'estimation du nombre de sources- les critères théoriques d'information	54
III.7 Conclusion	54
CHAPITRE IV : Résultats des simulations et commentaires	55
IV.1 Introduction.....	55
IV.2 Les interfaces	55
IV.3 Les organigrammes	56
IV.4 Estimation des angles d'arrivée en une dimension	58
IV.4.1 Influence du bruit.....	59
IV.4.2 Influence du nombre d'échantillons	61
IV.4.3 Résolution angulaire en 1D	62
IV.5 L'Estimation des directions d'arrivée en 2D	64
IV.5.1 Influence du bruit.....	66
IV.5.2 Influence du nombre d'échantillons	67
IV.5.3 Résolution angulaire en 2D	68
IV.6 Conclusion	70
CONCLUSION GENERALE	71
BIBLIOGRAPHIE.....	72

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1 : Antennes en émission et en réception.....	7
Fig. I.2 : Types d'antennes.....	8
Fig. I.3 : Champ magnétique crée par un courant I.....	8
Fig. I.4 : Champ électrique crée par un courant I dans un conducteur.....	9
Fig. I.5 : Onde électromagnétique émise par un conducteur alimenté.....	9
Fig. I.6 : Diagramme en trois dimensions.....	11
Fig. I.7 : Diagramme en coordonnées polaires.....	11
Fig. I.8: Diagramme en coordonnées cartésiennes (échelle logarithmique).....	11
Fig. I.9 : Ouverture mi-puissance.....	12
Fig. I.10 : Les différentes polarisations d'une antenne.....	13
Fig. I.11 : Le dipôle demi-onde.....	14
Fig. I.12: Diagramme de l'antenne demi-onde.....	15
Fig. I.13: Antenne cadre.....	15
Fig. I.14: Antenne parabolique.....	16
Fig. I.15: Cornet.....	17
Fig. I.16: Antenne patch.....	17
Fig. I.17: Champ lointain de deux dipôles.....	19
Fig. I.18: Réseau linéaire.....	20
Fig. I.19: Effet du nombre de sources.....	21
Fig. I.20 : Effet de la phase.....	22
Fig. I.20 : Réseau linéaire dispersifs.....	23
Fig. I.22 : Réseau circulaire de N éléments.....	23
Fig. I.23 : Réseau cylindrique.....	24
Fig. I.24: Réseau plan $M \times N$	25
Fig. I.25 : Principe de la formation de faisceaux.....	26
Fig. I.26 : Circuit formateur de faisceaux passif associé à un réseau de 4 éléments.....	27
Fig. II.1 : Rayonnement omnidirectionnel de l'émetteur	30
Fig. II.2 : concentration de l'énergie rayonnée en direction du récepteur.....	30
Fig. II.3 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par une onde plane en incidence.....	31
Fig. II.4 : Système à faisceaux commutés.....	34
Fig. II.5 : Faisceaux de poursuite.....	34
Fig. II.6: Faisceau adaptatif.....	35
Fig. II.7: les modules les plus importants d'une antenne intelligente.....	36
Fig. II.8: Classification des techniques DOA	37
Fig. II.9: Réseau linéaire uniforme accueillant K signaux incidents.....	38
Fig. III.1: Représentation des valeurs propres de R_{xx}	45
Fig. III.2: Réseau de M antennes linéaire avec K signaux incidents.....	48
Fig. III.3 : Réseau d'antenne planaire dans le plan.....	51
Fig. III.4 : Formations des sous-réseaux.....	52
Fig. IV.1: l'interface en 1-D.....	56
Fig. IV.2: l'interface en 2-D.....	56
Fig. IV.3 :L'organigramme de l'interface en 1-D.....	57
Fig. IV.4 : Localisation de 5 sources par CAPON.....	58
Fig. IV.5 : Localisation de 5 sources par MUSIC.....	58
Fig. IV.6: RMSE Capon 1D en fonction de SNR.....	59
Fig. IV.7 : RMSE Music 1D en fonction de SNR.....	60
Fig. IV.8: RMSE Root-Music 1D en fonction de SNR.....	60
Fig. IV.9 : RMSE Esprit 1D en fonction de SNR.....	60
Fig. IV.10 : RMSE de CAPON 1D en fonction du nombre d'échantillons.....	61
Fig. IV.11 : RMSE de MUSIC 1D en fonction du nombre d'échantillons.....	61
Fig. IV.12 : RMSE de ESPRIT 1D en fonction du nombre d'échantillons.....	62

Fig. IV.13 : RMSE de ROOT-MUSIC 1D en fonction du nombre d'échantillons.....	64
Fig. IV.14 : Localisation de 3 sources par MUSIC 2-D.....	67
Fig. IV.15 : Localisation de 3 sources par CAPON 2-D.....	67
Fig. IV.16: RMSE de Capon 2D en fonction de SNR.....	68
Fig. IV.17 : RMSE Esprit 2D en fonction de SNR.....	68
Fig. IV.18 : RMSE Music 2D en fonction de SNR.....	69
Fig. IV.19 : RMSE Esprit 2D en fonction du nombre d'échantillons.....	69
Fig. IV.20 : RMSE Music 2D en fonction du nombre d'échantillons.....	70

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Types d'antennes.....	14
Tableau IV.1 : Résolution Capon 1D en fonction SNR.....	63
Tableau IV.2 : Résolution Music 1D en fonction SNR.....	63
Tableau IV.3 : Résolution Root-Music 1D en fonction SNR.....	63
Tableau IV.4 : Résolution ESPRIT 1D en fonction SNR.....	63
Tableau IV.5 : Résolution Capon 1D en fonction du nombre d'antennes.....	64
Tableau IV.6 : Résolution Music 1D en fonction du nombre d'antennes.....	64
Tableau IV.7 : Résolution Root-Music 1D en fonction du nombre d'antennes.....	64
Tableau IV.8 : Résolution Esprit 1D en fonction du nombre d'antennes.....	64
Tableau IV.9 : Résolution Music 2D en élévation.....	69
Tableau IV.10: Résolution azimutale Music 2D.....	69
Tableau IV.11: Résolution Esprit 2D en élévation.....	69
Tableau IV.12: Résolution azimutale Esprit 2D.....	69
Tableau IV.13: Résolution Music 2D en élévation.....	69
Tableau IV.14: Résolution Esprit 2D en élévation.....	69
Tableau IV.15: Résolution azimutale Music 2D.....	70
Tableau IV.16: Résolution azimutale Esprit 2D.....	70

INTRODUCTION GENERALE

Dans le cadre de notre formation d'ingénieur d'état en aéronautique, nous avons choisi de traiter un thème concernant les algorithmes de détection des angles d'arrivée (DOA) en une et deux dimensions.

Parmi les principales applications de ces méthodes de détection des angles d'arrivée (DOA), on peut citer le Radar, téléphonie mobile, l'astronomie, le Sonar, les télécommunications, la navigation par satellite, l'acoustique sous-marine, la sismologie. Dans tous ces domaines, l'utilisateur cherche à détecter la présence d'un signal particulier et à estimer un certain nombre d'informations caractéristiques, en particulier leur direction d'arrivée à l'aide de réseau d'antennes. Pour ce faire, de nombreux algorithmes ont été mis au point :

Les méthodes conventionnelles comme CAPON qui s'appuient sur la recherche des maxima d'une fonction basée sur l'estimation de la puissance des sources par rapport aux angles d'arrivée possibles,

Les méthodes dites « hautes résolutions » comme Music et Esprit basées sur la recherche des valeurs propres de la matrice de covariance.

L'objet de l'étude que nous voulons mener est d'effectuer une étude comparative des performances sous Matlab des algorithmes les plus importants.

Cette étude sera menée en utilisant soit des réseaux linéaires (recherche de l'azimut seul), soit des réseaux rectangulaires (recherche de l'azimut et l'élévation des sources). Nous étudierons notamment l'influence du bruit et la taille du réseau sur la précision et la résolution des algorithmes.

Notre mémoire sera divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une présentation générale des caractéristiques des antennes et les différents types avec en particulier les réseaux d'antennes.

L'objet du deuxième chapitre est une présentation des méthodes de détection des angles d'arrivée (DOA) en commençant par un exemple simple pour illustrer le problème de la DOA, puis par une description du domaine des antennes intelligentes et finalement par le développement des méthodes classiques de détection.

Le troisième chapitre est entièrement dédié à la description de méthodes de hautes résolutions en une et deux dimensions.

Le dernier chapitre contiendra les résultats d'un ensemble de simulations qu'on a effectuées concernant les performances des différents algorithmes et une analyse de ces résultats.

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES

I.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, on rappellera quelques notions générales sur la propagation des ondes électromagnétiques, puis on décrira un certain nombre des caractéristiques importantes des antennes et on finira par une présentation des antennes les plus courantes.

I.2 Historique

Les premiers systèmes de communication furent la télégraphie introduite en 1944, suivie par la téléphonie en 1878. Dans ces systèmes, les signaux sont transmis par des lignes de transmission.

La théorie des antennes intervient après des développements mathématiques de James Maxwell, en 1854, corroborés par les expériences de Hertz en 1887 et les premiers systèmes de radiocommunication de Marconi en 1901 (première communication trans-océanique sans fils entre l'Angleterre et le Canada sur une fréquence de 820 kHz).

En 1888 Heinrich Hertz utilisa pour la première fois des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de 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.

En 1916, Marconi réalisa des expériences avec des signaux de 2 à 3 m de longueur d'onde en utilisant des réflecteurs paraboliques. Dans la décade 1910-1920, de nouvelles techniques ont vu le jour, comme les aides à la navigation aérienne, les communications sous-marines, les systèmes de commande à distance.

I.3 Les antennes

I.3.1 Définition

Une antenne en émission est un élément servant de transition entre une onde guidée (dans une ligne coaxiale ou guide d'onde) et l'espace libre. De par sa structure, elle permet de détachement des champs électromagnétique de leur support métallique et leur rayonnement dans l'espace.

Une antenne en réception effectue l'opération inverse comme le montre la figure I.1.

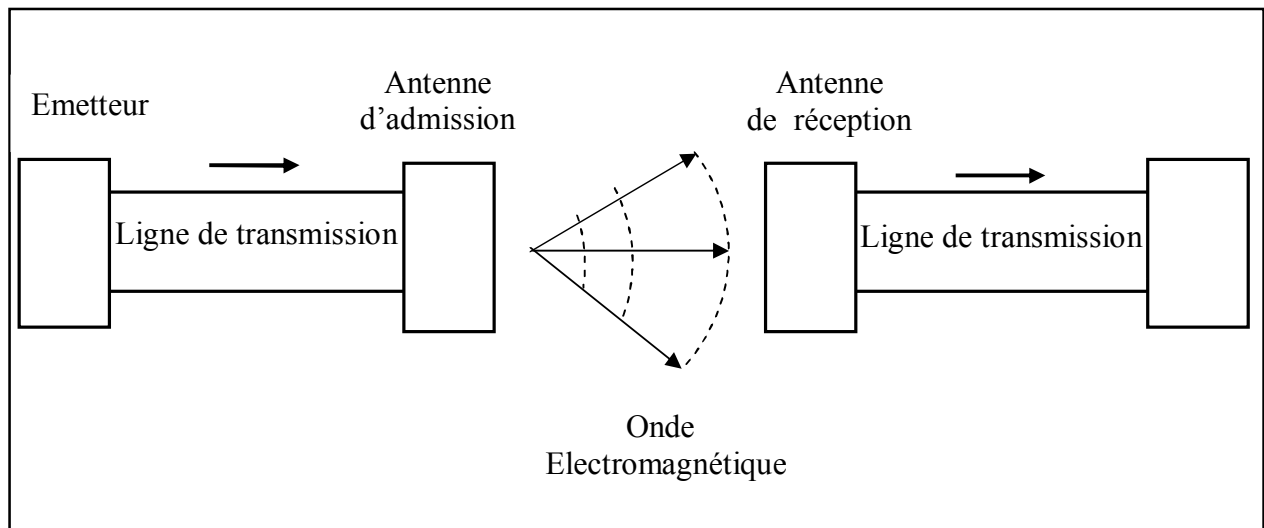


Fig. I.1 : Antennes en émission et en réception

Il existe un grand nombre de types d'antennes (figure I.2). Elles peuvent être classées de différentes manières. Par exemple par la :

- **Forme ou géométrie :**
 - Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale
 - Antennes d'ouverture : cornet, fente
 - Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.
- **Gain :**
 - Gain élevé : plat
 - Gain moyen : cornet
 - Gain faible : dipôle, boucle, fente, patch
- **Forme du faisceau :**
 - Omnidirectionnel : dipôle
 - Faisceau pencil-beam : réseau plan
 - Faisceau fan-beam : alignement
- **Largeur de bande :**
 - Large bande : hélice
 - Bande étroite : patch

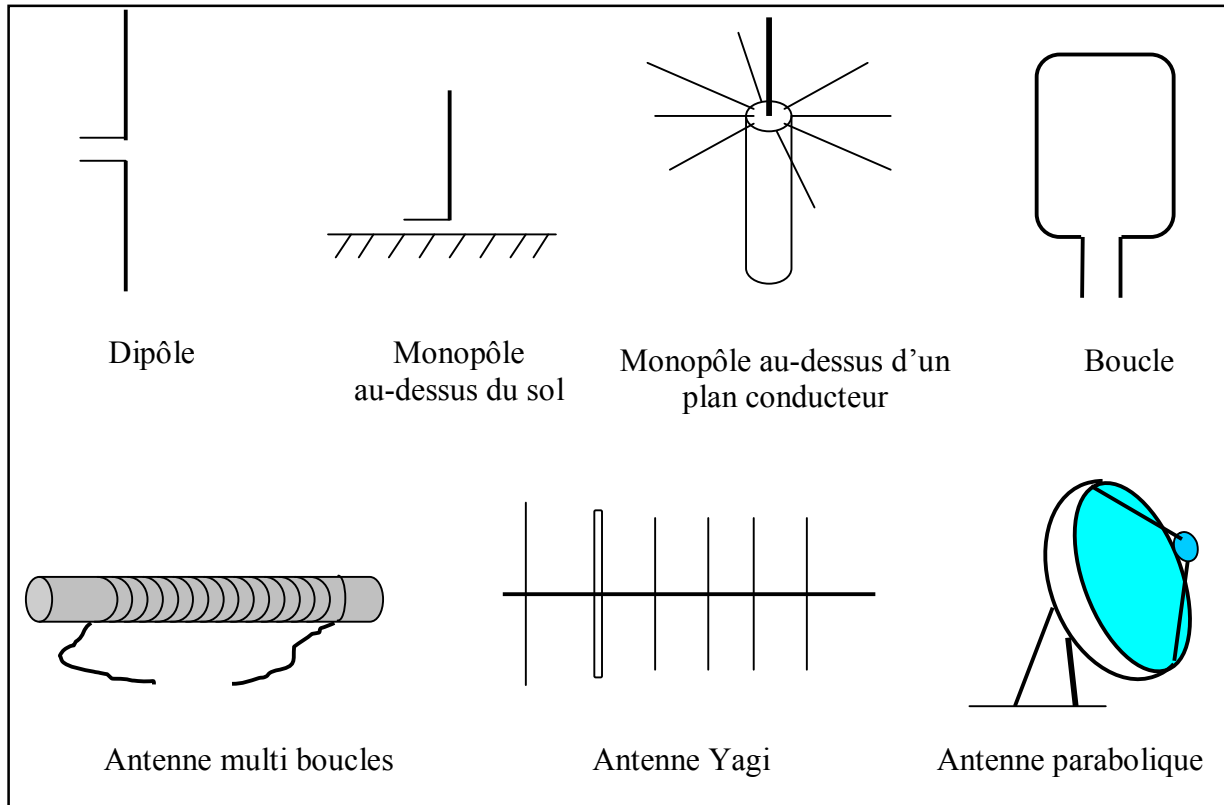
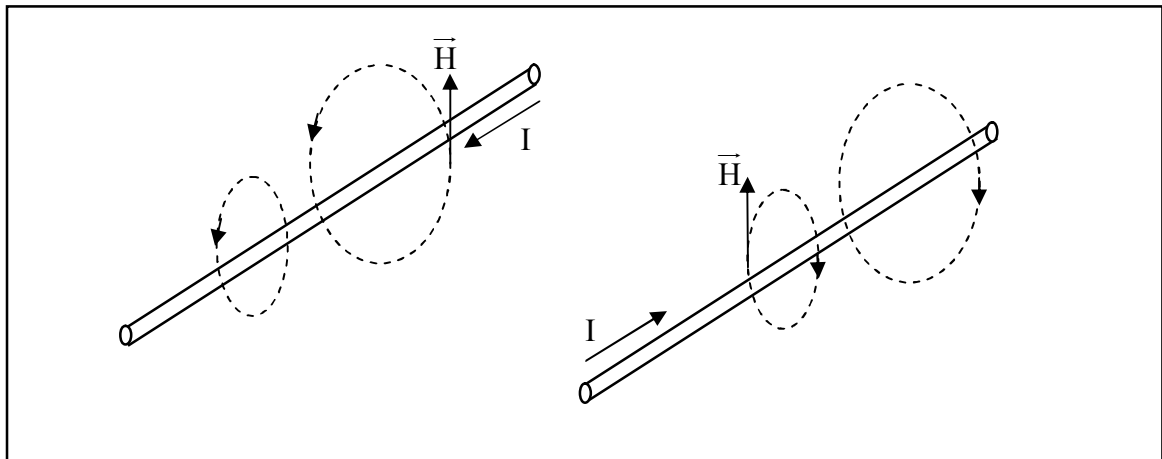


Fig. I.2 : Types d'antennes

I.3.2 Mécanisme de rayonnement d'une antenne

Un conducteur dans lequel passe un courant I produit dans son entourage un champ magnétique $\vec{H}$. Le sens du champ magnétique est conforme à la représentation donnée dans la figure I.3.

Fig. I.3 : Champ magnétique créé par un courant I

D'autre part, un courant circulant dans un conducteur correspond à un déplacement de charges dans le conducteur. Nous pourrions donc considérer que l'effet provoqué par un courant est d'accumuler des charges positives à l'une des extrémités du conducteur et des charges négatives à l'autre, celles-ci donneront lieu à des lignes de champs électriques telles que représentées dans la figure I.4.

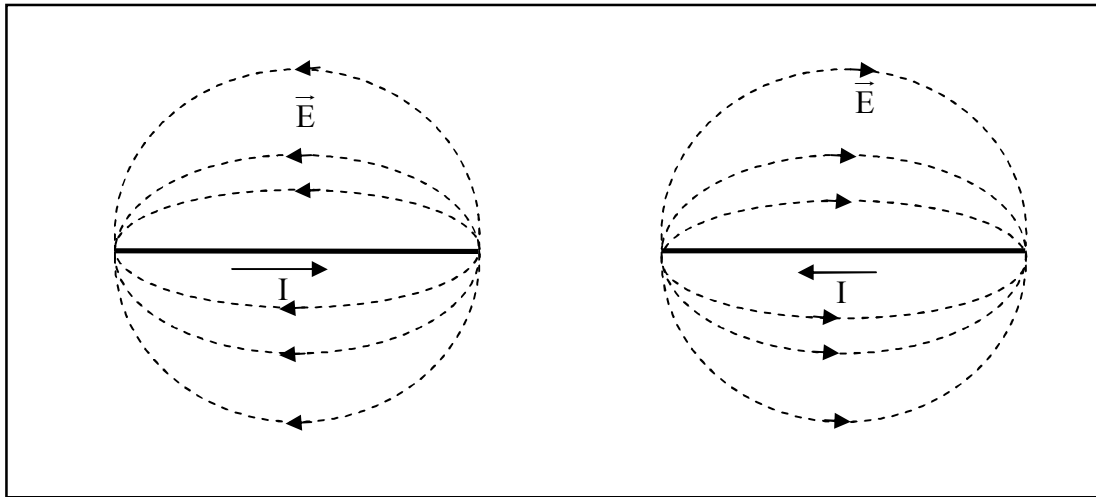


Fig. I.4 : Champ électrique créé par un courant I dans un conducteur

Il existe donc des champs $\vec{E}$ et $\vec{H}$ perpendiculaires l'un de l'autre. Si les champs sont variables (courant variable), ceci donne naissance à une onde électromagnétique qui se propage perpendiculairement aux deux champs telles que représentée dans la figure I.5.

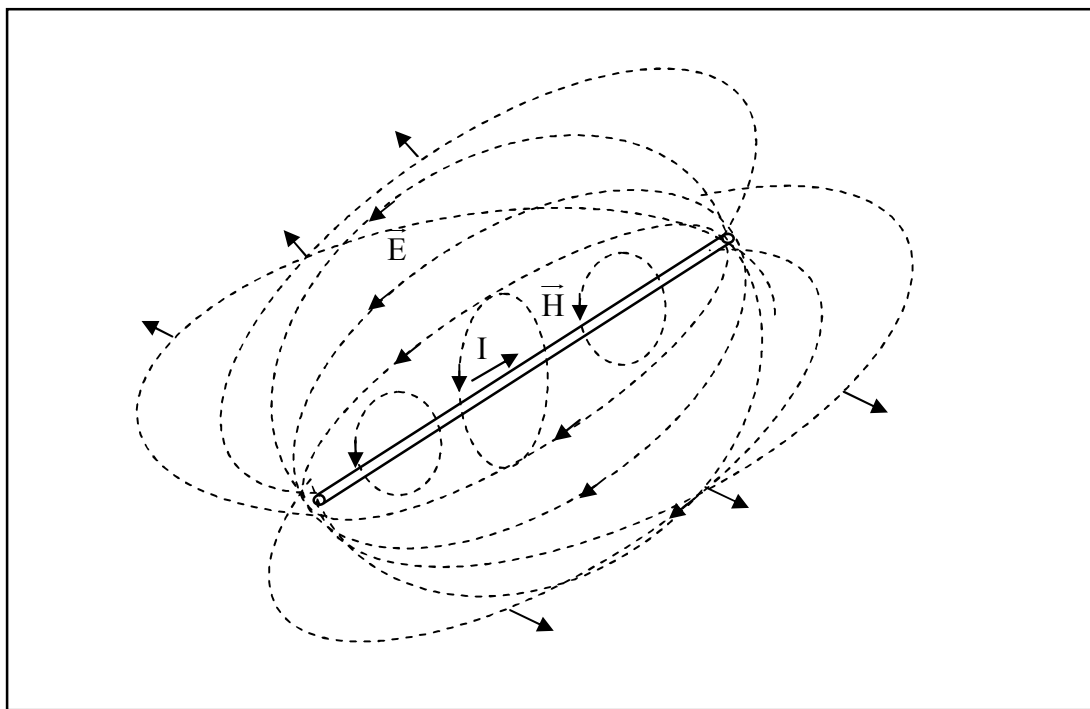


Fig. I.5 : Onde électromagnétique émise par un conducteur alimenté.

L'étude de ces ondes se fait à l'aide des équations de Maxwell.

I.4 Caractéristiques d'une antenne

Les caractéristiques d'intérêt d'une antenne sont :

- directivité et gain,
- efficacité
- diagramme de rayonnement,
- ouverture du faisceau,
- polarisation,

- largeur de bande.

I.4.1 Directivité

La directivité D (parfois appelée gain directionnel) d'une antenne est définie comme le rapport de la densité de puissance surfacique $P(r, \theta, \varphi)$ rayonnée par l'antenne et la densité de puissance surfacique P_{iso} rayonnée par l'antenne isotrope. L'antenne isotrope est une antenne fictive émettant la même puissance dans toutes les directions.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(r, \theta, \varphi)}{P_{iso}} \quad (I.1)$$

qui peut aussi s'écrire :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 P(r, \theta, \varphi)}{P_r} \quad (I.2)$$

P_r étant la puissance totale rayonnée par l'antenne et r la distance.

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.

I.4.2 Gain en puissance et rendement

Le gain se définit de la même manière que la directivité mais en tenant compte des pertes, c'est-à-dire en remplaçant la puissance rayonnée par la puissance fournie P_f à l'antenne :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 P(r, \theta, \varphi)}{P_f} \quad (I.3)$$

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{G(r, \theta, \varphi)}{D(r, \theta, \varphi)} = \frac{P_r}{P_f} (< 1) \quad (I.4)$$

Le gain en puissance dépend de la fréquence du signal émis. Il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

On utilise surtout le gain maximal $G = \max [G(\theta, \varphi)]$.

Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

I.4.3 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation du rapport des gains en puissance $G(\theta, \varphi)/G_{max}$. Parfois, c'est tout simplement la représentation du gain $G(\theta, \varphi)$ lui-même. On utilise aussi le diagramme champ en remplaçant le gain par le champ électrique.

Différents types de représentation des diagrammes sont utilisées :

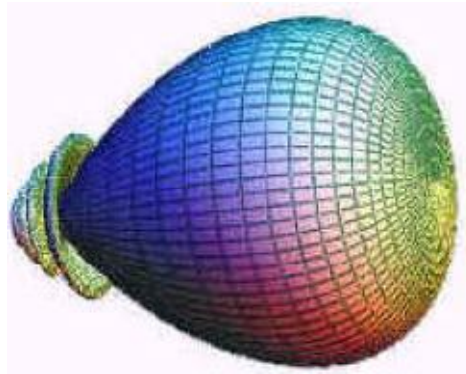


Fig. I.6 : Diagramme en trois dimensions

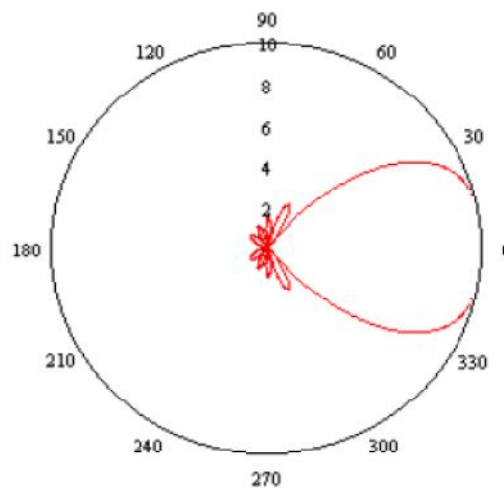


Fig. I.7 : Diagramme en coordonnées polaires

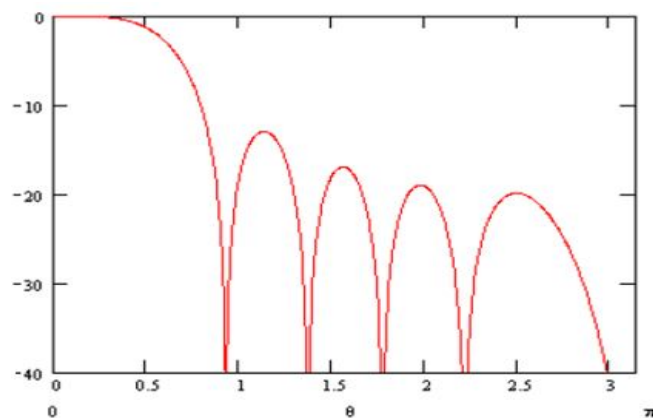


Fig. I.8: Diagramme en coordonnées cartésiennes (échelle logarithmique)

I.4.4 Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture

Généralement dans un plan donné, le diagramme de rayonnement d'une antenne directive comprend un lobe principal et des lobes secondaires qui sont indésirables. La plus grande partie de la puissance rayonnée est contenue dans un cône d'ouverture HPBW (Half Power Beam Wide) défini à

mi-puissance, ce qui correspond à une chute de 3 dB par rapport à la puissance maximale ou à un champ max divisé par 2 (figure I.9).

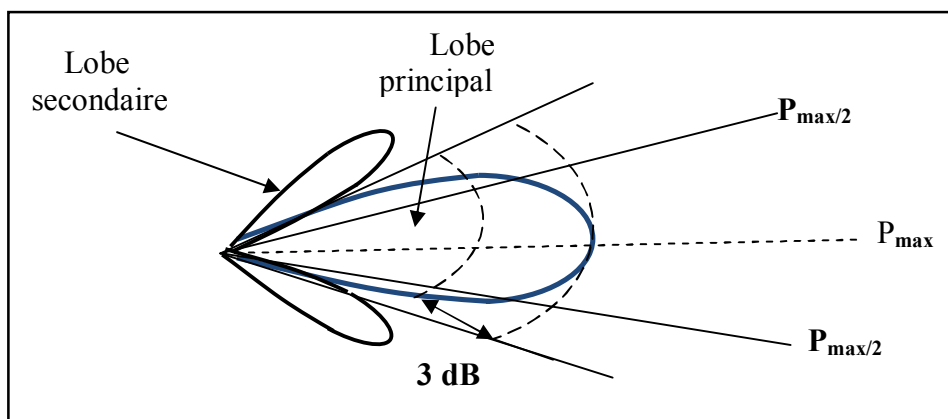


Fig. I.9 : Ouverture mi-puissance

I.4.5 Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme « la polarisation de l'onde transmise (rayonnée) par l'antenne, c'est-à-dire de la direction du champ électrique émis par l'onde. Quand la direction n'est pas énoncée, la polarisation est prise pour être la polarisation dans la direction du gain maximum. » Dans la pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction de l'antenne, de sorte que les différentes parties du diagramme puissent avoir différentes polarisations.

Les antennes peuvent émettre des ondes à polarisation (Figure I.10):

- Linéaire : le champ électrique conserve une direction constante
- Circulaire : l'extrémité du champ électrique décrit un cercle lors de sa propagation
- Elliptique : l'extrémité du champ électrique décrit une ellipse lors de sa propagation.

I.4.5.1 Multiplexage de polarisations

La polarisation d'une onde permet de multiplexer deux porteuses de même fréquence, l'une en polarisation horizontale, l'autre en polarisation verticale, ou une en polarisation circulaire gauche, l'autre en polarisation circulaire droite. Cette technique est utilisée pour les faisceaux hertziens et les satellites géostationnaires. Les réflecteurs paraboliques modifient légèrement la polarisation d'une onde. Le découplage de polarisation donne l'affaiblissement de la polarisation croisée sur la polarisation désirée.

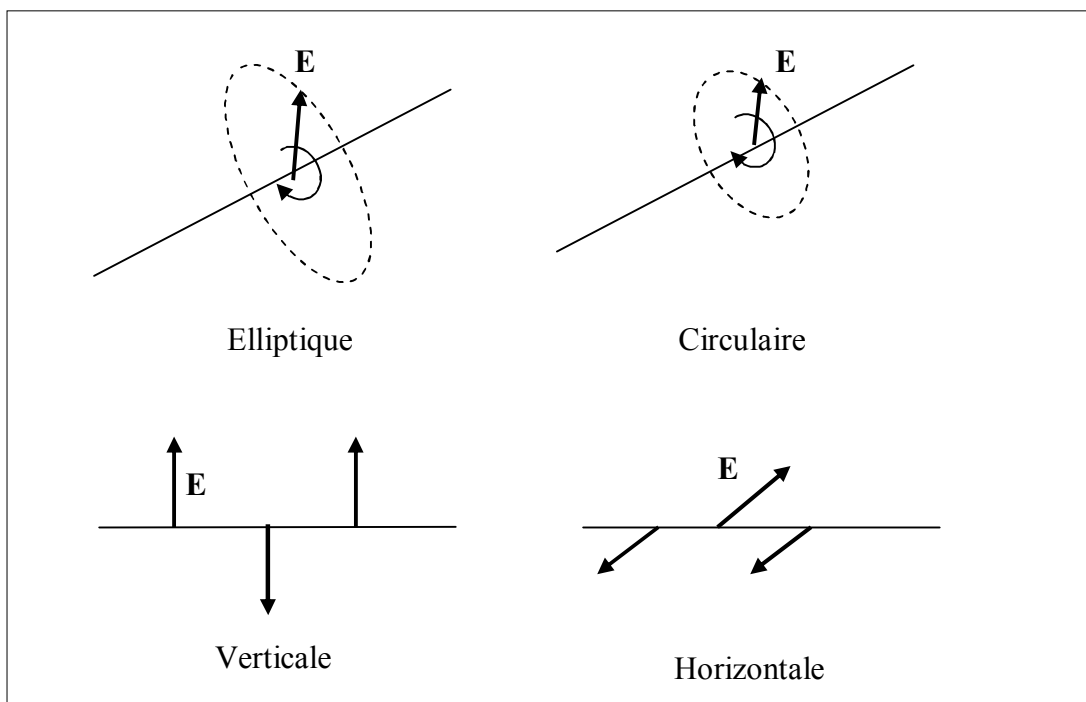


Fig. I.10 : Les différentes polarisations d'une antenne

I.4.6 Impédance d'antenne

L'impédance d'antenne est la généralisation de la notion d'impédance utilisée pour les autres composants passifs (résistances, condensateurs, selfs...) aux antennes. Il s'agit donc du rapport complexe observé entre la tension et le courant à l'entrée d'une antenne en émission. L'utilité de cette notion est importante pour assurer les meilleurs transferts d'énergie entre les antennes et les dispositifs qui y sont connectés grâce aux techniques d'adaptation.

I.4.7 Fréquence d'utilisation

Une antenne s'utilise en général avec des signaux autour d'une fréquence donnée pour laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnant. La fréquence de résonance d'une antenne dépend d'abord de ses dimensions propres, mais aussi des éléments qui lui sont ajoutés. Par rapport à la fréquence de résonance centrale de l'antenne, un affaiblissement de 3 dB détermine les fréquences minimum et maximum d'utilisation ; la différence entre ces deux fréquences correspond à la bande passante.

I.4.8 Surface effective d'une antenne en réception

A chaque antenne, nous pouvons associer une surface effective. Celle-ci est employée pour calculer la puissance captée par une antenne.

La surface effective (ou équivalente) A_e d'une antenne dans une direction donnée est définie comme « le rapport de la puissance disponible sur les bornes de l'antenne en réception P_{rec} à la puissance de l'onde plane incidente sur l'antenne dans cette direction »

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (m^2) \quad (I.5)$$

λ : étant la longueur d'onde du signal émis par l'antenne. Cette relation découle du théorème de réciprocité qui stipule qu'une antenne en émission conserve les mêmes caractéristiques en réception.

I.5 Types d'antenne :

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

On range principalement les antennes en deux grandes catégories : les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives. Leurs caractéristiques sont données dans le tableau suivant.

Type d'antenne (Directivité)	Caractéristiques	Usage	Exemples
Antennes directives	- Gain élevé - Angle d'ouverture faible	-Faisceaux hertziens - Satellites	-Antennes paraboliques - Antennes réseaux
Antennes omnidirectionnelles	- Gain plus ou moins constant dans le plan horizontal ou dans un secteur donné	- Radio / TV - Communications mobiles	- Brin vertical

Tableau I.1 : Types d'antennes

I.5.1 Antennes filaires

Les antennes de type filaire sont faites de fils conducteur et sont généralement faciles à construire, ainsi leur coût est normalement très bas. Les exemples de ce type d'antenne incluent les dipôles, des monopoles, des boucles, des spirales, le Yagi-Uda.

- **Le dipôle demi-onde**

C'est un conducteur électrique de longueur $\lambda/2$. Il est alimenté en son centre (figure I.11)

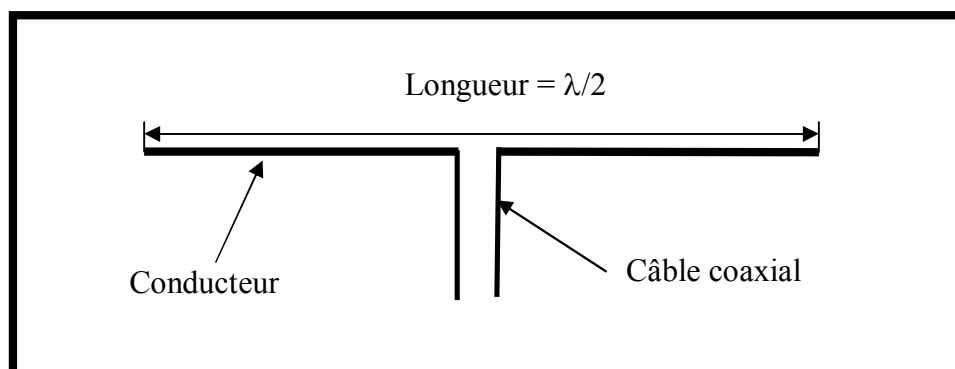


Fig. I.11 : Le dipôle demi-onde

Le dipôle demi-onde a une propriété extrêmement utile : taillé mécaniquement en demi-onde pour une fréquence donnée (à la bande passante près), son impédance est de 73Ω et cette impédance est purement résistive ce qui permet son alimentation par un câble coaxial 75Ω sans difficultés.

C'est une antenne très utilisée dans le domaine des fréquences VHF et UHF. Son diagramme de rayonnement est donné par :

$$G(\theta, \varphi) = 1.64 \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad (\text{I.6})$$

Il est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire au dipôle (plan H) et directif dans le plan contenant le dipôle (plan E) comme le montre la figure 1.12.

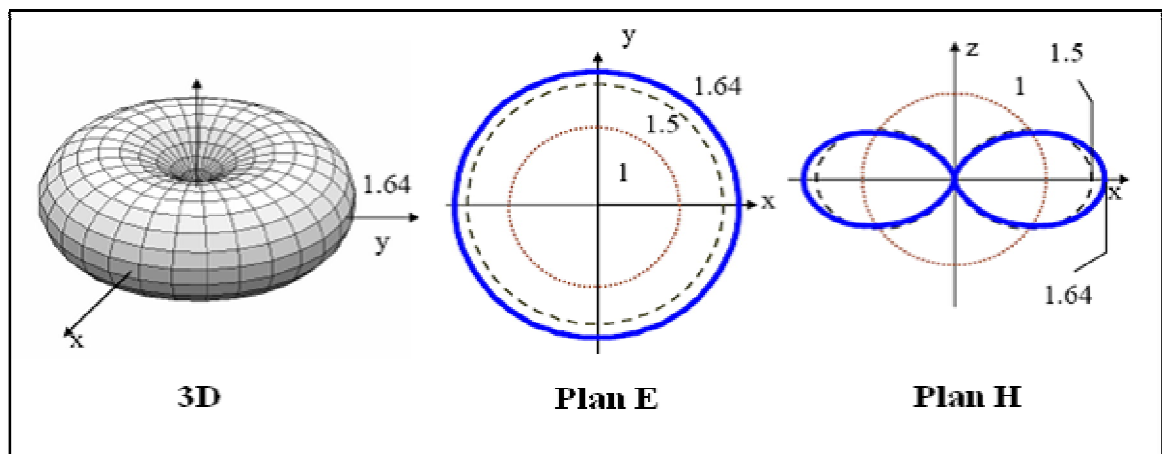


Fig. I.12: Diagramme de l'antenne demi-onde

- **Antenne cadre**

Pour les ondes longues et moyennes, les antennes filaires sont difficiles d'emploi. On leur préfère souvent les antennes cadres. Comme son nom l'indique, l'antenne cadre est constituée d'une ou plusieurs spires enroulées sur un cadre de dimensions relativement grandes (quelques cm à quelques dizaines de cm) (figure I.13).

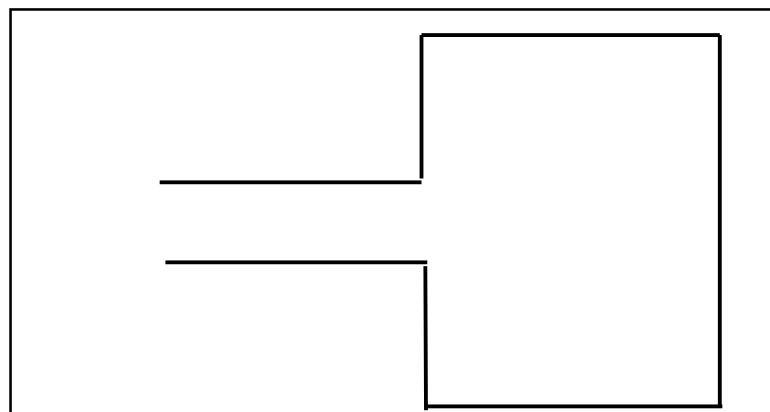


Fig. I.13: Antenne cadre

L'antenne ferrite, version moderne de l'antenne cadre, possède un noyau en ferrite qui augmente le flux magnétique. Cette antenne est intéressante lorsqu'on doit réaliser un récepteur de petite taille.

I.5.2 Antenne à réflecteur

Un exemple d'antenne à réflecteur, c'est l'antenne parabolique bien connue utilisée en télécommunications dans les domaines :

- Faisceaux hertziens (4 à 12 GHz),
- Stations terrestres pour les télécommunications spatiales,
- Antennes des satellites.

L'antenne parabolique est constituée d'un cornet (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique (Figure I.14). La fonction du réflecteur parabolique est la transformation de l'onde sphérique provenant du cornet en une onde plane.

Les antennes paraboliques se caractérisent par une directivité très forte. On les utilise en général pour des fréquences plus hautes que 1 GHz. En dessous de 400 MHz, leur taille devient problématique.

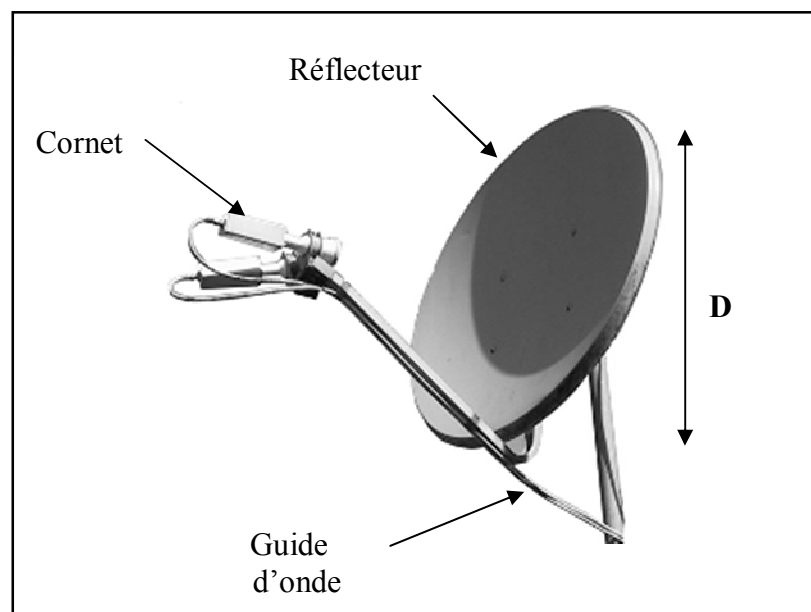


Fig. I.14: Antenne parabolique

- **Antennes à fentes et ouvertures rayonnantes**

L'antenne à fentes se caractérise par son développement vertical en forme de cornière, ou guide d'ondes, avec des fentes à dimensions et emplacement particuliers qui sont fonctions de la fréquence. L'antenne à fente est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles, c'est-à-dire possédant un gain significatif sur un angle d'ouverture assez grand. Ces antennes sont utilisées notamment pour le Wifi et le radio-amateurisme.

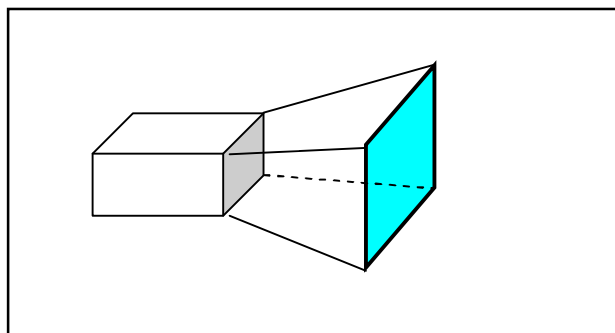


Fig. I.15: Cornet

I.5.3 Antenne patch

Les antennes micro-ruban, (figure I.16) sont également connues sous le nom d'antenne patch. De formes typiques : rectangulaire, carrée, circulaire. Simple et bon marché, pour les fabriquer on utilise la technologie des circuits imprimés. En outre, elle est très souple en termes de fréquence de résonance, impédance de puissance d'entrée, diagramme de rayonnement et polarisation. Tout ceux-ci l'ont rendue une antenne moderne extrêmement populaire pour des fréquences au-dessus de 300MHz (de la bande de fréquence UHF). Les inconvénients majeurs de ce type d'antenne sont : sa basse efficacité (conduction, diélectrique et particulièrement les pertes d'onde surfacique), basse capacité d'alimentation (non appropriée aux applications de haute puissance), bande de fréquence relativement étroite. Cependant, des améliorations significatives lui ont été apportées, par exemple, l'élargissement de la largeur de bande (par les méthodes des empilements et autres afin de satisfaire la demande éclatante de l'industrie de communications sans fil). La grande attention a été prêtée récemment à la façon de rendre l'antenne réglable et reconfigurable.

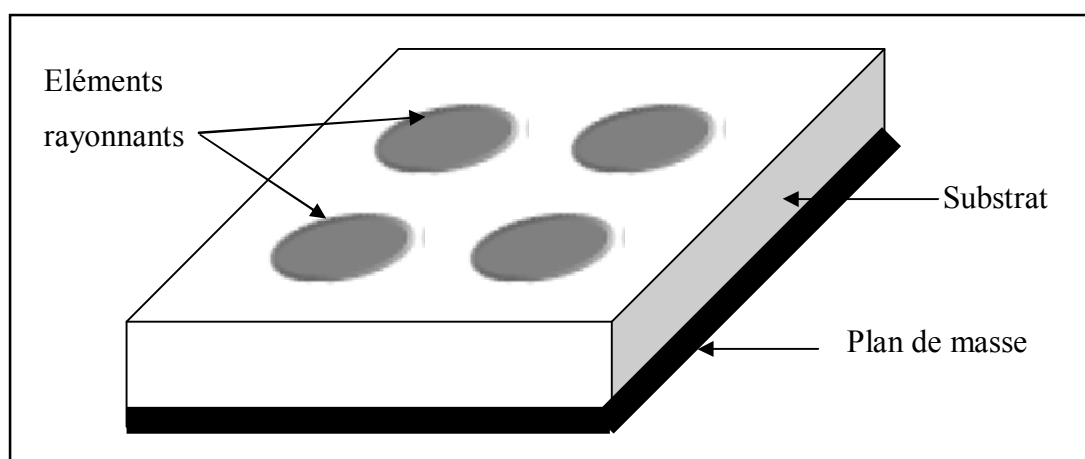


Fig. I.16: Antenne patch

I.5.4 Les antennes réseaux

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé en français « réseau d'alimentation des sources » et en anglais Beamforming-network permet de commander les

amplitudes et les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau :

- Configuration géométrique réseau (linéaire, circulaire, planaire...)
- Espacement entre les sources (d),
- Amplitude d'excitation pour chaque élément,
- Phase d'excitation pour chaque élément,
- Nombre d'élément,
- Diagramme de rayonnement de chaque élément.

I.6 Réseaux d'antennes

Des antennes peuvent être arrangées dans l'espace, selon 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. A des fins d'analyse, on supposera par la suite des réseaux constitués d'éléments identiques, bien qu'il soit possible de créer un réseau avec des éléments ayant des diagrammes différents.

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. Les antennes adaptatives (également appelées "antennes intelligentes" dans des applications de communication mobiles) passent encore à un stade supérieur par rapport aux réseaux déphasés en dirigeant leur lobe principal (avec un gain accru) dans une direction désirée (par exemple, un utilisateur mobile dans un système de communication cellulaire) et annulant le faisceau dans les directions de l'interférence ou des brouilleurs.

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

- 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.
-

- La géométrie du réseau (par exemple, linéaire, circulaire, ou planaire des éléments rayonnants).

I.6.1 Facteur de réseau

Supposons d'abord le scénario simple d'un alignement de deux dipôles élémentaires horizontaux d'antenne isolés dans l'espace, placé comme représenté sur la figure I.17. Le dipôle 1 est excité par un courant $I_1 \angle \phi/2$, le dipôle 2 par le courant $I_2 \angle \phi/2$. ϕ et d représentent respectivement le déphasage entre les courants et la distance entre les deux sources.

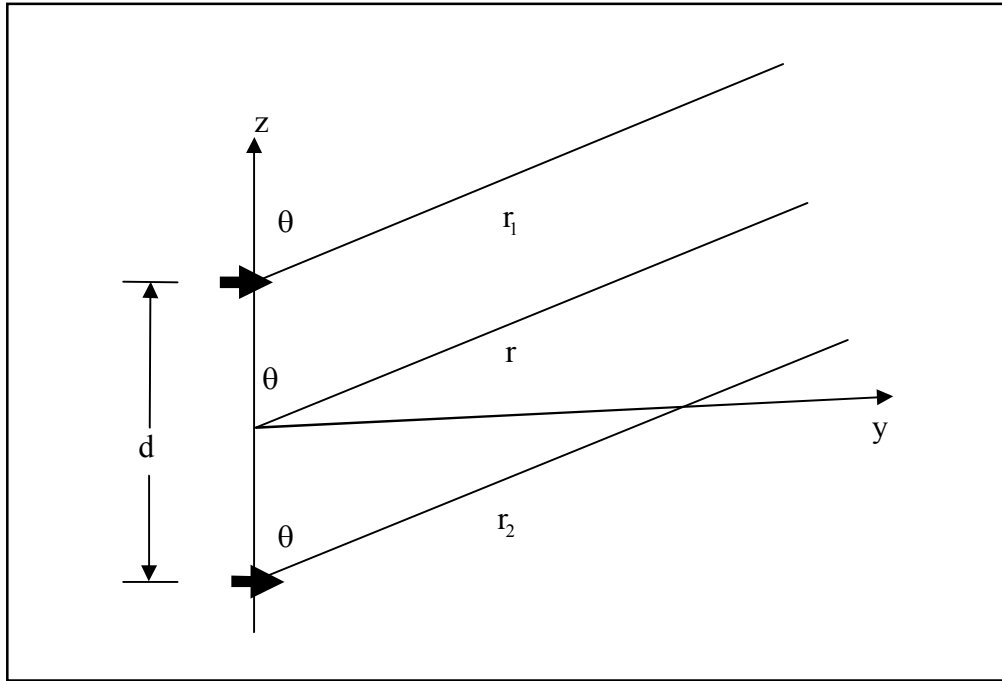


Fig. I.17: Champ lointain de deux dipôles

Le champ électrique au point M d'observation supposé très éloigné, est l'addition vectorielle des champs dus aux deux d antennes (en négligeant les effets de couplage mutuels) :

$$E_{\text{total}} = E_1 + E_2 = \vec{a}_\theta \left[j \frac{\eta k I_0}{4\pi r} e^{-jkr} \cos\theta \right] 2\cos(kd\cos(\theta+\phi)) \quad (I.7)$$

On observe que le champ total est égal au champ de l'élément simple situé à l'origine, multiplié par un facteur de réseau F.

D'une façon générale, le diagramme de champ lointain d'un réseau est donné par le diagramme de rayonnement de l'élément simple multiplié par le facteur de réseau :

Diagramme du réseau = Diagramme de l'élément simple $\times$ facteur de réseau.

Le facteur de réseau est une fonction des paramètres suivants :

- l'arrangement géométrique des éléments rayonnants du réseau
- les courants d'excitation des éléments
- le nombre d'éléments

- la distance de la séparation d des éléments adjacents
- fréquences (ou longueur d'onde) d'opération

I.6.2 Réseau linéaire

Le réseau linéaire (figure I.18) est utilisé principalement en radar :

- soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires, radars de trafic maritime...
- soit, plus généralement, comme composant d'une structure plus complexe.

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

On peut classer les réseaux linéaires voir la figure I.18 en deux types :

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

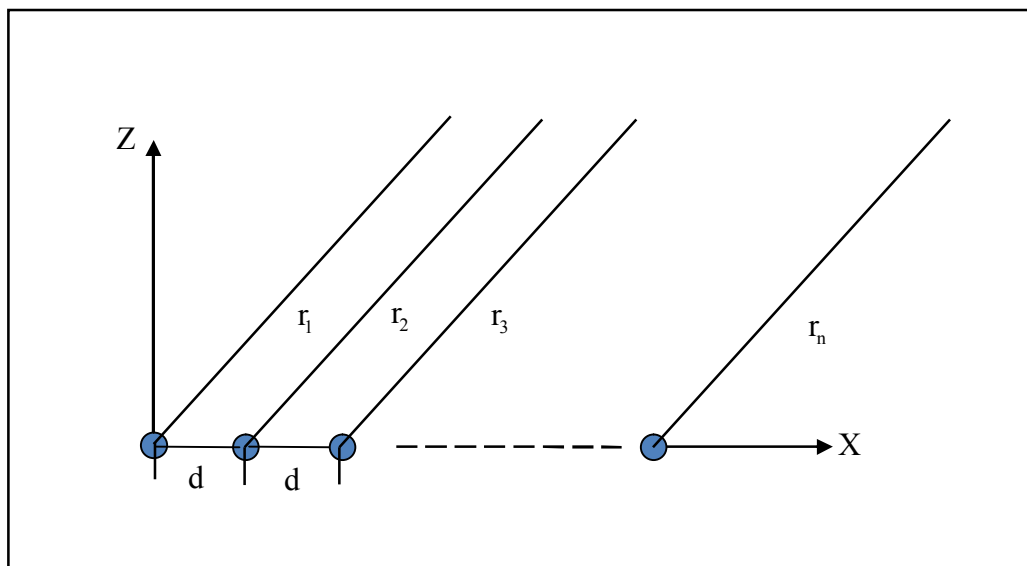


Fig. I.18: Réseau linéaire

Les éléments identiques sont alimentés avec un courant de même amplitude mais avec un déphasage progressif ϕ . La distance de séparation entre les éléments adjacents est d . Dans ce cas-ci

Le facteur de réseau peut être exprimé comme la somme des contributions de chaque élément :

$$F(\psi) = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi} \quad (\text{I.8})$$

C'est une série géométrique qui peut s'écrire de façon compacte par :

$$F = \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (\text{I.9})$$

L'examen de cette équation permet de faire ressortir les points suivants concernant le facteur de réseau d'un réseau linéaire uniforme :

- Le maximum principal (lobe principal) se produit quand $\psi = 0$, c'est-à-dire,
 $kd \sin\theta_{\max} + \phi = 0$ Où

$$\theta_{\max} = \text{Arc sin}\left(-\frac{\lambda\phi}{2\pi d}\right) \quad (\text{I.10})$$

- Les nuls se produisent quand $\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right) = 0$, c'est-à-dire, $N\psi/2 = \pm n\pi$ pour $n = 1, 2, 3 \dots$

I.6.2.1 Effet de la distance d

En général, on ne doit pas avoir un dédoublement du lobe principal dans la zone balayée. Le nombre de lobes principaux dans l'espace réel dépend de la distance d entre les sources :

- Si $d \leq \frac{\lambda}{2}$, il y a un seul lobe principal
- Si $d \geq \lambda$, il y a plus d'un lobe principal. Les lobes en plus s'appellent lobes de réseau.
- Lorsque $\frac{\lambda}{2} \leq d \leq \lambda$, l'apparition de lobes de réseau dépend du déphasage ϕ . Pour l'éviter

On doit avoir :

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \theta_{\max}|} \quad (\text{I.11})$$

I.6.2.2 Effet du nombre de sources N

Pour une distance d constante, l'augmentation de N augmente la directivité et le nombre de lobes secondaires et diminue donc l'ouverture du lobe principal comme le montre la figure I.19.

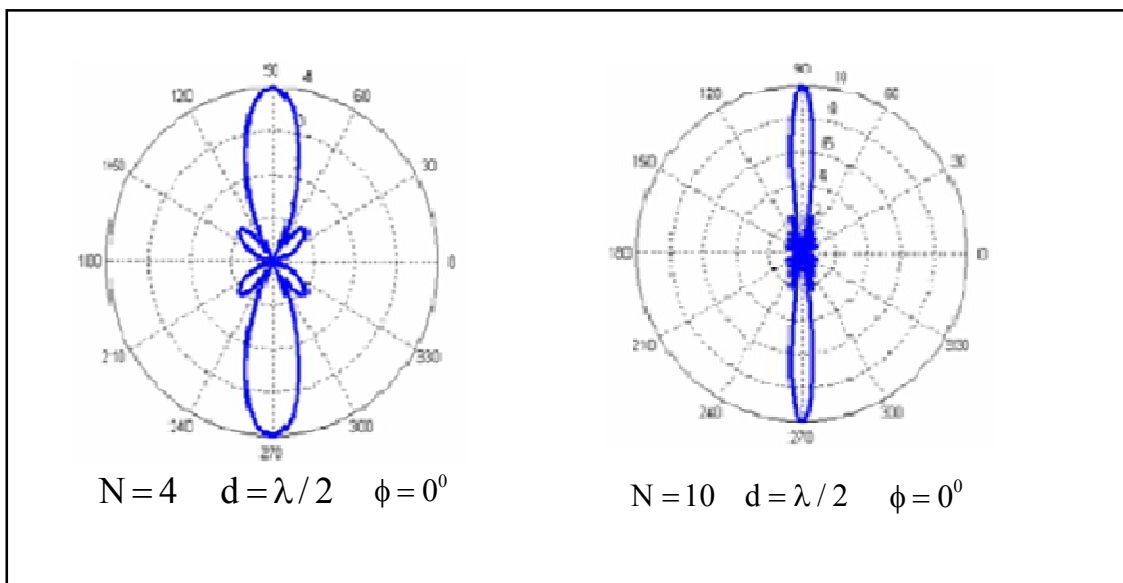


Fig. I.19: Effet du nombre de sources

I.6.2.3 Effet du déphasage ϕ

Une phase variable permet d'orienter le lobe de broadside $\theta_{\max} = \pm 90^\circ$ à endfire $\theta_{\max} = 180^\circ$ (figure I.20). A partir d'un réseau donné, on peut donc faire varier, dynamiquement ou non, l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments :

C'est le principe des antennes à balayage électronique.

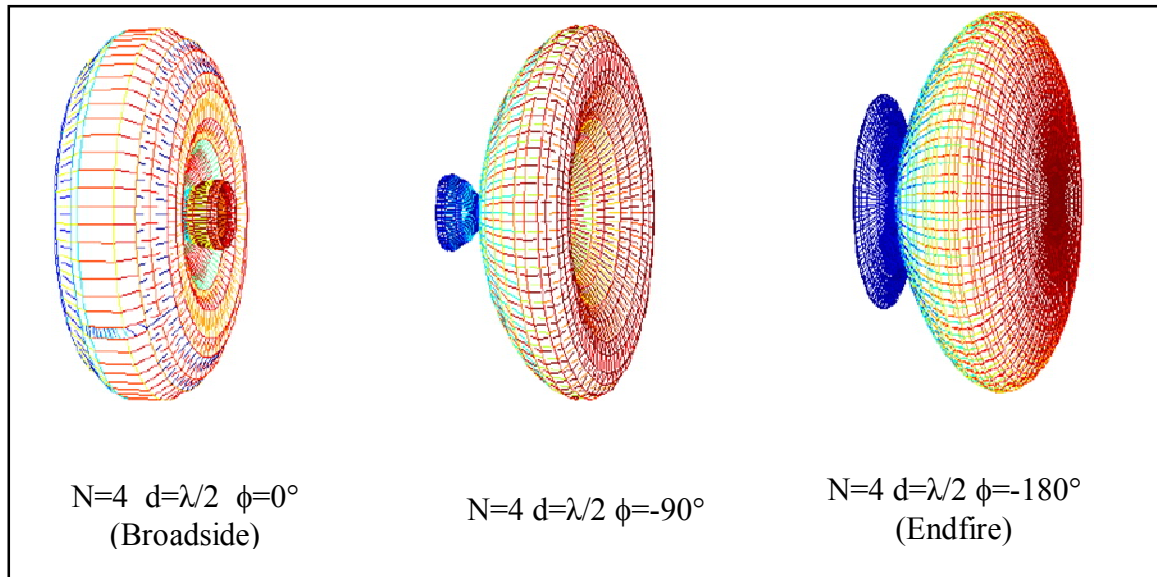


Fig. I.20 : Effet de la phase

I.6.2.4 Réseaux linéaires dispersifs

Ces réseaux sont aussi appelés réseaux à alimentation série, parce que les différentes sources rayonnantes sont alimentées successivement à partir d'une seule ligne d'alimentation.

On demande généralement à ces réseaux d'avoir les trois propriétés suivantes :

- Absence de lobe de réseau.
- TOS (taux d'ondes stationnaire) faible.
- Direction du rayonnement maximal voisin de la normale au réseau.

La structure générale représentée par la figure I.21, permet de satisfaire ces trois exigences.

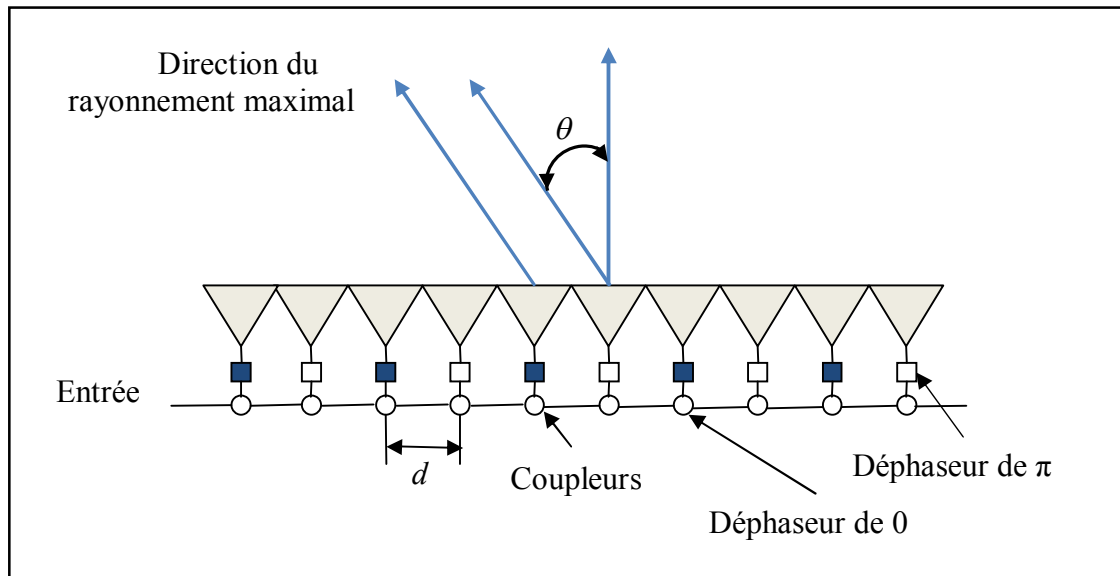


Fig. I.21 : Réseau linéaire dispersifs

I.6.3 Réseaux circulaires

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. On va considérer uniquement le cas d'un réseau régulier c'est-à-dire un réseau dont le pas est constant. La figure I.22 illustre ce type de réseau.

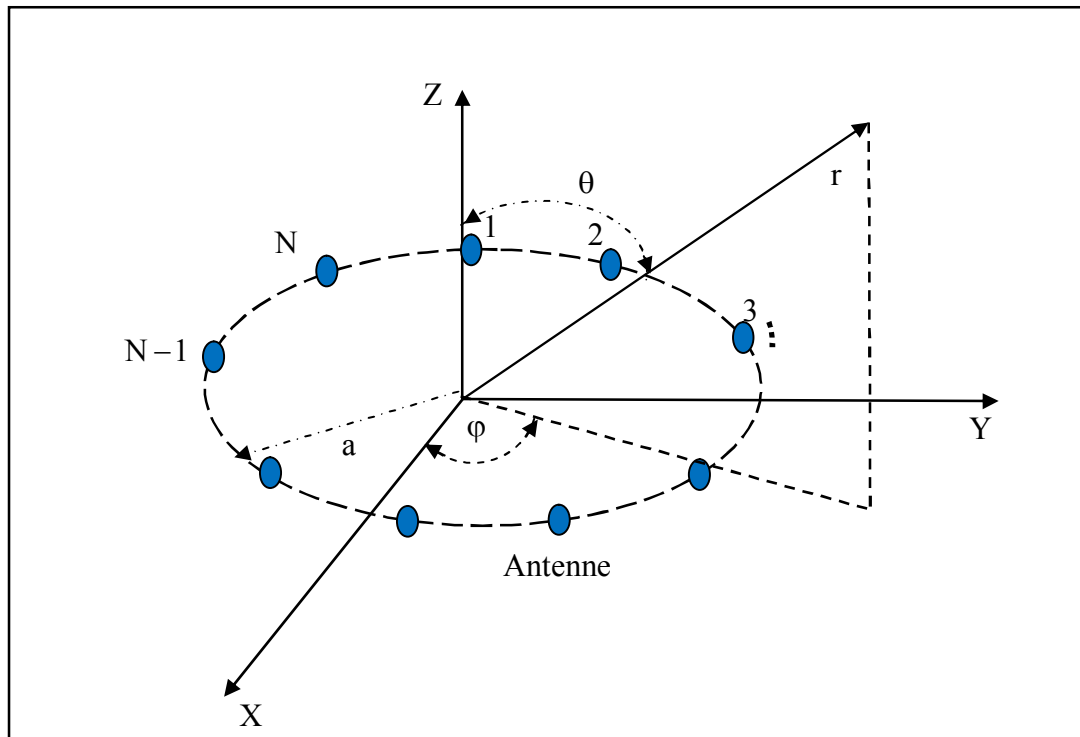


Fig. I.22 : Réseau circulaire de N éléments

Le facteur de réseau dans ce cas est donné par :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jK_a (\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n))} \quad (\text{I.12})$$

Où θ_0 et φ_0 sont les angles du faisceau principal, a est le rayon du réseau circulaire et I_n les courants d'excitation des éléments.

- **Intérêt du réseau circulaire**

C'est l'antenne fixe la plus simple qui permette de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360° . Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques (contrairement, par exemple, à un réseau linéaire dont le diagramme s'élargit d'autant plus que l'on pointe le faisceau loin de la normale).

I.6.4 Réseau cylindrique

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

Le réseau cylindrique est généralement constitué de sources régulièrement réparties sur un cylindre, comme illustré sur la figure I.23.

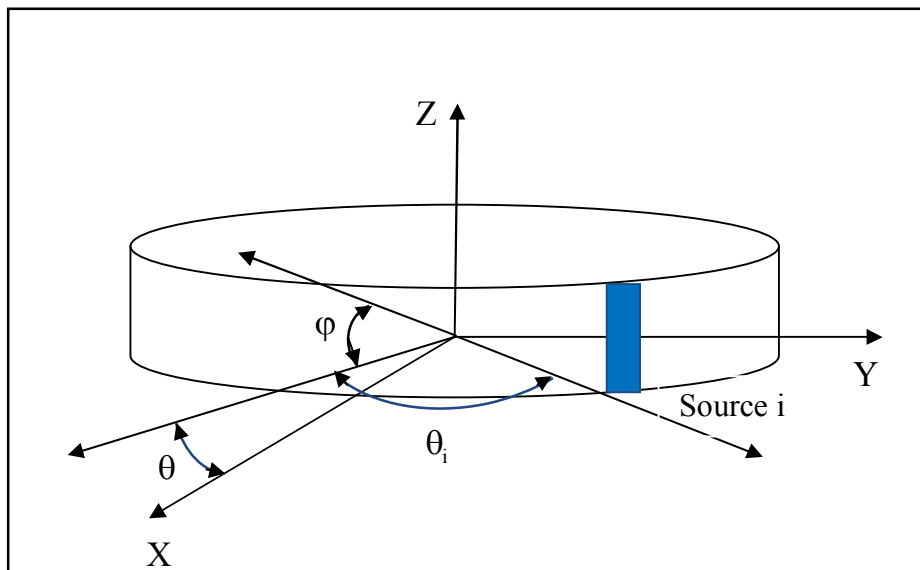


Fig. I.23 : Réseau cylindrique

I.6.5 Réseau plan

Les réseaux plans sont très utilisés, notamment dans les antennes à balayage électronique qui ont tendance à devenir la norme dans les radars.

I.6.5.1 Réseau plan régulier

Les réseaux plans réguliers sont généralement constitués par un grand nombre d'antennes élémentaires. Toutes les antennes simples peuvent être utilisées voire la figure I.24.

- **La polarisation à rayonner**

- hélice, patch à double entrée, dipôles en croix pour la polarisation circulaire.

- dipôle simple, patch, embouchure de guide, petit cornet, fente pour la polarisation rectiligne.

A la différence des réseaux linéaires qui peuvent seulement balayer dans un plan (θ ou φ), les réseaux plans peuvent balayer dans les deux plans θ et φ .

Les réseaux plans offrent un gain plus élevé et des lobes secondaires plus bas aux dépens d'un nombre d'éléments plus grand. Les principes de conception des réseaux plans sont semblables à ceux présentés pour les réseaux linéaires. Puisque les éléments sont placés dans deux dimensions

Le facteur de réseau d'un réseau plan peut être exprimé comme le produit des facteurs de réseau de deux réseaux linéaires : l'un situé le long de l'axe des abscisses et l'autre le long de l'axe des ordonnées.

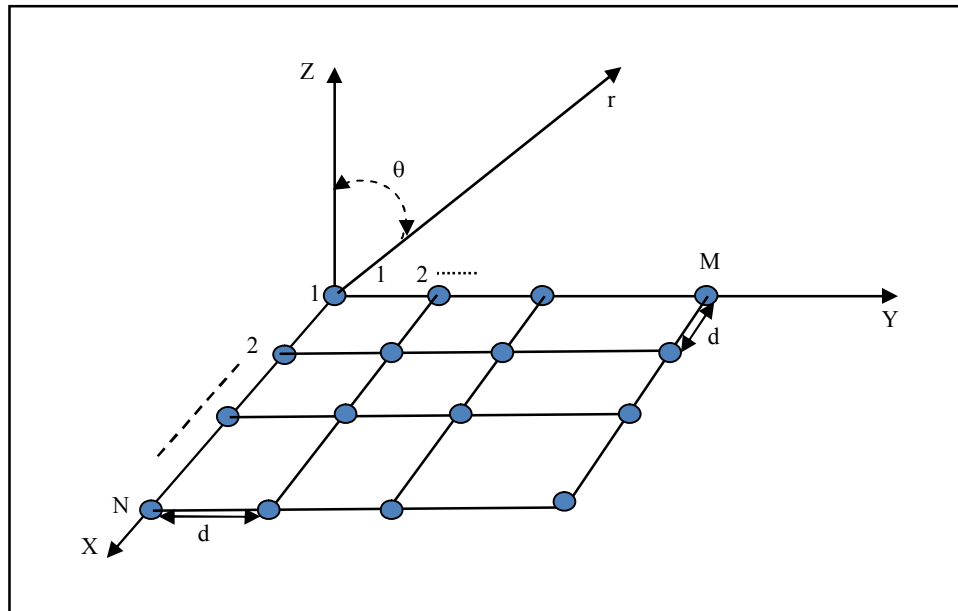


Fig. I.24: Réseau plan M×N

$$F_{\text{plan}} = (F_x)(F_y) \quad (\text{I.13})$$

ou

$$F = \left(\frac{\sin(N\psi_x/2)}{N\sin(\psi_x/2)} \right) \left(\frac{\sin(N\psi_y/2)}{M\sin(\psi_y/2)} \right) \quad (\text{I.14})$$

où $\psi_x = kd_x \cos \theta \cos \varphi + \phi_x$ et $\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \phi_y$

I.6.6 Réseaux non uniformes

Les alignements non-uniformes sont des alignements dont les éléments peuvent avoir des excitations variables. On utilise des réseaux non-uniformes afin par exemple de réduire le niveau des lobes secondaires du diagramme ou d'imposer des nuls dans certaines directions.

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour obtenir les excitations des éléments du réseau.

Par exemple, on peut employer la méthode de placement des zéros de Schelkunoff pour placer des nuls dans certaines directions dans le diagramme de rayonnement. Une autre technique bien connue est l'approche binomiale, qu'on peut employer pour réaliser des niveaux de lobes secondaires nuls quand l'espacement entre les antennes de l'alignement est de $\lambda/2$. Cependant, ceci provoquera également une plus grande largeur de faisceau. Une technique offrant un compromis entre les réseaux uniforme et binomial est le réseau de Dolph-Tchebychev.

I.6.7 Formation de faisceaux

Au vu de la modélisation des signaux incidents sur le réseau, il apparaît que l'on peut influencer sur ceux ci en ajustant les coefficients de la matrice du réseau , en présence et, en l'absence de tout réglage, le réseau est focalisé selon sa normale, c'est à dire que les signaux arrivant avec une direction de θ_0 sont tous en phase en arrivant sur le réseau, mais seront déphasés s'ils arrivent avec une incidence différente. On voit ici l'opportunité qu'offre un tel réseau , le réglage du déphasage sur chaque capteur permettant de faire tourner virtuellement le diagramme d'antenne du réseau, et de le focaliser dans une autre direction que sa normale. Il s'agit de la formation de faisceau, qui remplaçant les antennes tournantes, rend possible un pointage mathématique.

La figure I.25 illustre le principe de la formation de voies pour la sélection de sources à partir d'une antenne par une méthode de filtrage spatial. Cette méthode consiste en la sommation des retards (ou déphasages) déterminés par la différence de marche en fonction de la direction et de la position de chaque microphone.

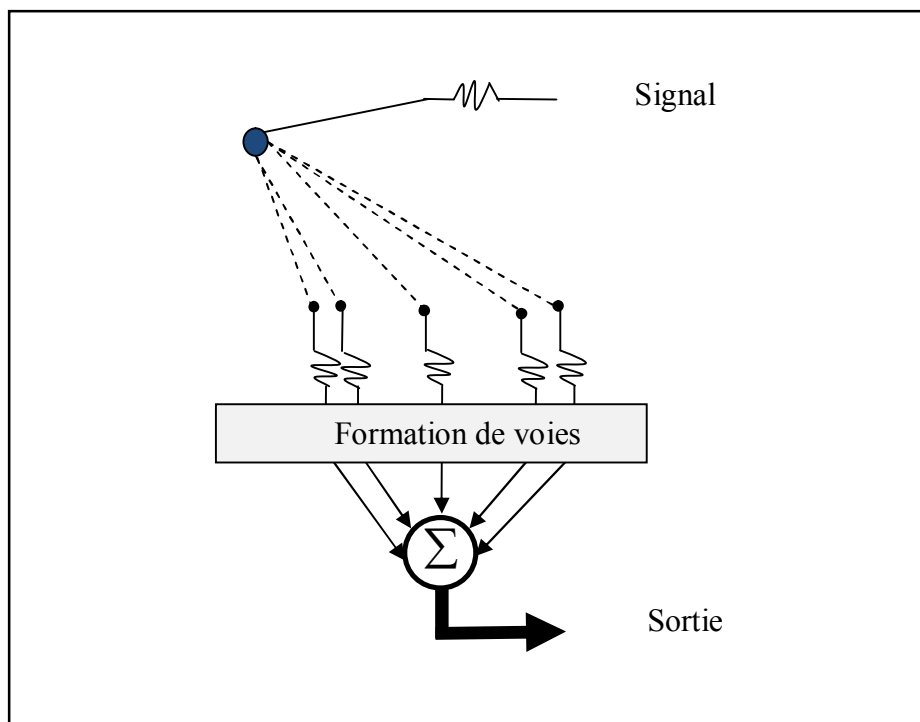


Fig. I.25 : Principe de la formation de faisceaux

L'intérêt de cette méthode est de sélectionner certaines portions de l'espace et de rejeter celles qui ne nous intéressent pas. Pour cela, on modifiera la pondération par les déphasages des voies du réseau afin de sélectionner une direction privilégiée. Il s'agit d'une approche électronique de la directivité d'une antenne, plutôt que de faire tourner une antenne à faisceau fixe, on fait tourner par des méthodes calculatoires le faisceau autour de l'antenne réseau qui reste fixe.

I.6.8 Application multifaisceaux

Avec un même réseau d'antenne, il est possible de générer une multitude de faisceaux en associant au système un circuit de formation de faisceaux (BFN : Beam Forming Network). Ce système peut être passif ou actif pour pouvoir reconfigurer les faisceaux. Les BFN sont très souvent réalisés avec des composants analogiques (coupleur, déphaseur, diviseur) mais des versions numériques plus performantes et plus coûteuses existent. Ces dispositifs possèdent un nombre de ports d'entrée correspondant au nombre de faisceaux et le nombre de sortie correspond au nombre d'éléments rayonnants. Sur chacun des ports d'entrée est appliquée une loi en phase et en amplitude spécifique au faisceau considéré.

Afin de simplifier le dispositif de formation de faisceaux, de limiter la complexité de l'électronique et donc réduire les coûts, les sources et leur module peuvent être groupés en sous réseau où il est appliqué la même phase. Un exemple simple de circuit formateur de faisceaux analogique passif est donné (la Figure I.26). Il permet de distribuer les signaux issus de deux faisceaux sur 4 sources rayonnantes avec les amplitudes et phases désirées afin de pouvoir former deux zones de couvertures. Ce dispositif constitue la forme la plus simple de circuit formateur de faisceaux car il est essentiellement constitué de diviseur de puissance.

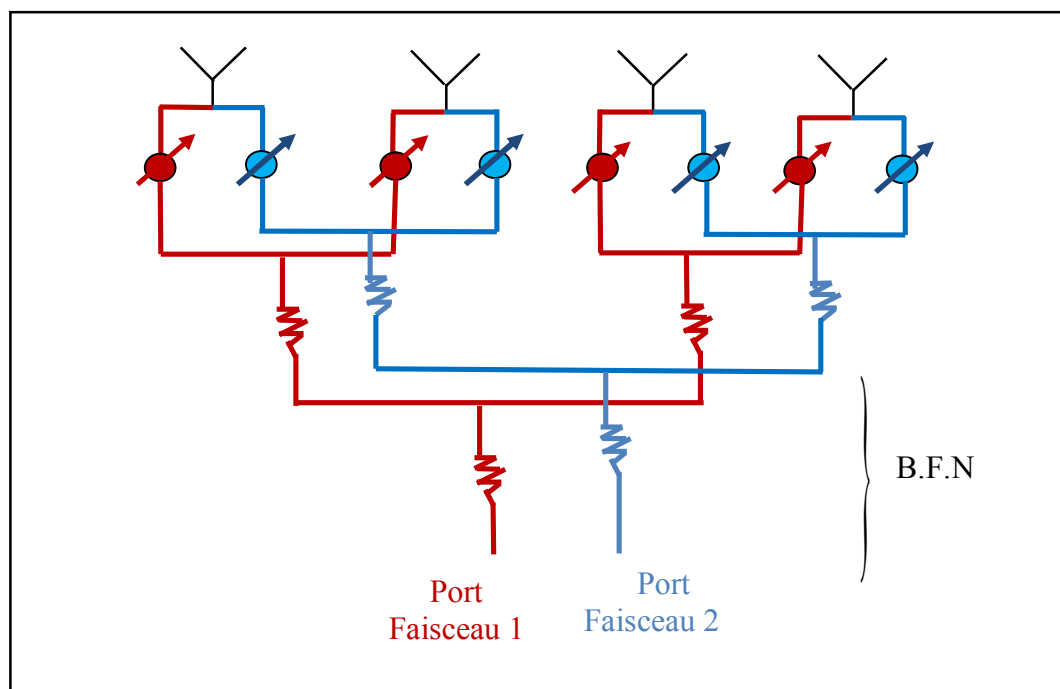


Fig. I.26 : Circuit formateur de faisceaux passif associé à un réseau de 4 éléments

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu voir que les antennes constituent des éléments indispensables pour assurer le couplage entre les équipements et le milieu de propagation. En effet de nombreux systèmes de communication utilisent la propagation des ondes électromagnétiques à travers l'espace environnant. Il est donc nécessaire de concevoir des antennes bien adaptées, avec un bon gain, une bonne pureté de polarisation, linéaire ou circulaire sur des bandes de fréquences souvent très larges pour les antennes planaires, omnidirectionnelles ou au contraire très directives, pilotables en fréquence ou en polarisation etc. Mais on doit chercher aussi des antennes faibles coût et les plus petites possibles, car la taille de l'antenne étant proportionnelle au gain cela influe directement sur le bilan de liaison.

CHAPITRE II : GENERALITES SUR LA DETECTION DES DIRECTIONS D'ARRIVEE

II.1 Introduction

Dans les systèmes sans fil, il y a plusieurs méthodes utilisées pour partager le canal de communication parmi les utilisateurs multiples. Les méthodes les plus populaires sont de séparer les utilisateurs :

- Dans le temps (l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)).
- Dans le spectre de fréquence (Accès multiple par répartition dans les fréquences (FDMA)).
- Dans le code (l'accès multiple par répartition dans le code (CDMA)).

De ce chapitre on s'intéresse aux antennes intelligentes, une nouvelle méthode de séparation des utilisateurs par leurs positions.

Une antenne intelligente est un système d'antenne qui peut diriger les faisceaux de son diagramme de rayonnement à chaque utilisateur individuel, permettant aux utilisateurs d'être séparés dans le domaine spatial.

L'implantation d'une antenne intelligente nécessite l'utilisation d'un algorithme de détection des angles d'arrivée, connu sous le nom anglo-saxon DOA pour « Detection Of Arrival ». Ces algorithmes sont nombreux et ils font l'objet de notre travail.

II.2 Le principe de la détection des angles d'arrivée

II.2.1 Principe de l'antenne intelligente

La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre.

Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur (Figure .II.1).

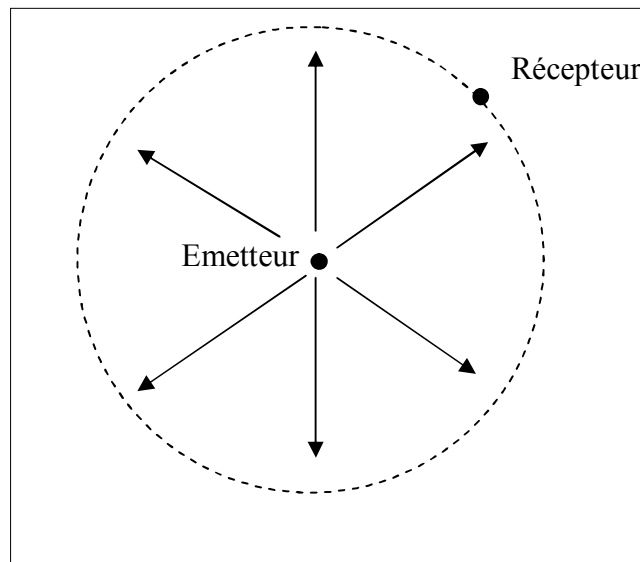


Fig. II.1 : Rayonnement omnidirectionnel de l'émetteur

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

Une idée simple consiste à imaginer un dispositif qui localise la direction du récepteur, après quoi une technique classique de pointage électronique permettra de canaliser l'essentiel de l'énergie rayonnée dans sa direction (figure. II.2).

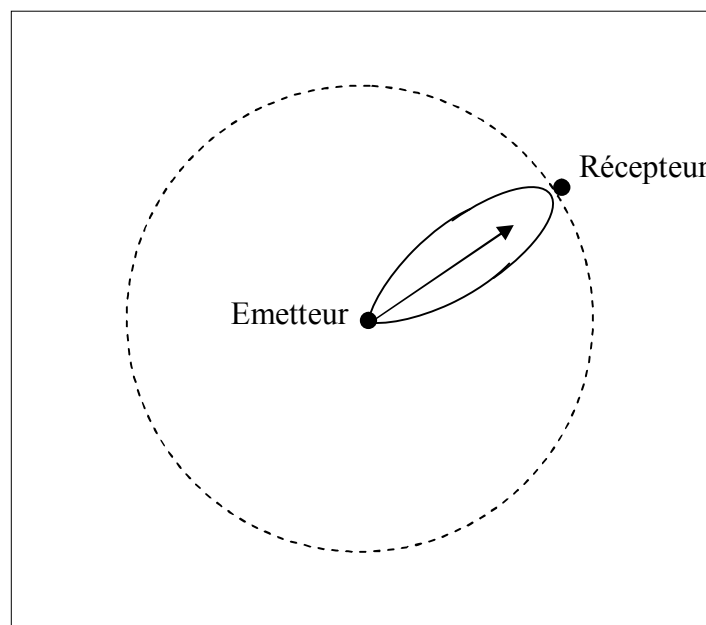


Fig. II.2 : concentration de l'énergie rayonnée en direction du récepteur.

On désigne par antenne intelligente une antenne qui est associée à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement en direction du récepteur.

Une antenne intelligente permet une économie d'énergie très importante puisqu'elle focalise l'énergie électromagnétique dans la direction du récepteur. Elle contribue de cette manière au développement durable et limite la pollution électromagnétique omniprésente dans notre environnement.

Le premier maillon de la chaîne de traitement du signal sera un dispositif de détection de la position du récepteur. Cette détection peut s'effectuer au moment de la demande de communication, phase pendant laquelle le correspondant n'est pas encore localisé.

II.2.2 Exemple de détection de l'angle d'arrivée d'une porteuse sinusoïdale

Un réseau de 2 éléments reçoit une onde plane d'amplitude unité, dont la direction d'incidence fait un angle θ , avec la normale au réseau (voire la figure II.3).

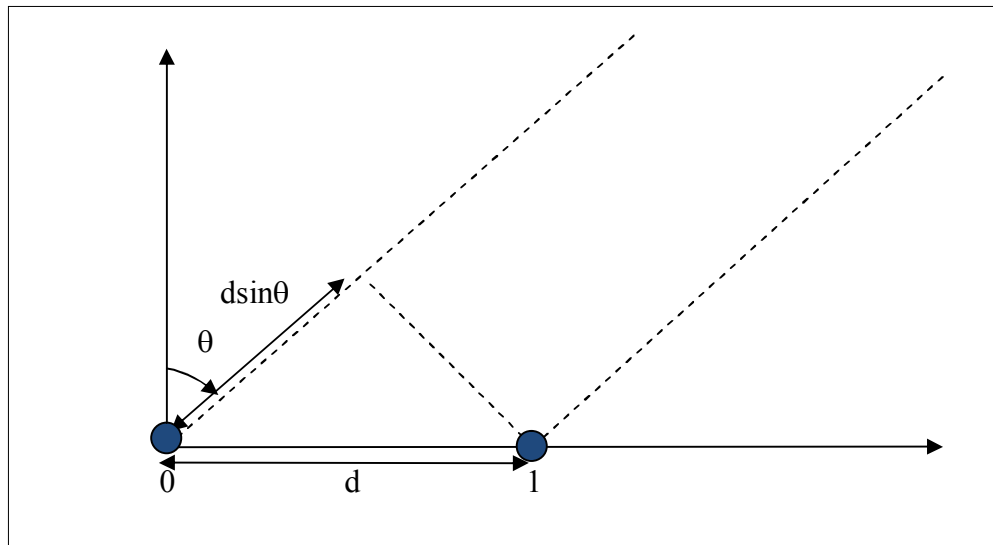


Fig. II.3 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par une onde plane en incidence

Les éléments du réseau sont espacés d'une distance d et sont numérotés 0 et 1.

Chaque élément est supposé avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et le signal collecté par le réseau est égal à la somme des signaux incidents sur chacun des éléments.

Dans ces conditions, si on choisit l'origine des phases sur l'élément N°0, les signaux $S_i(t)$ reçus sur chacune des antennes sont les suivants :

$$S_0(t) = e^{j\omega t} \quad (\text{II.1})$$

$$S_1(t) = e^{-jk d \sin \theta} e^{j\omega t} \quad (\text{II.2})$$

L'information sur la phase relative des signaux ϕ_1 peut être obtenue simplement en effectuant le produit des signaux, ou, en grandeurs complexes, le produit d'un signal par le conjugué de l'autre :

$$S_0(t).S_1(t)^* = e^{j\omega t} e^{-j(\omega t - \phi_1)} = e^{j\phi_1} \quad (\text{II.3})$$

d'où on déduit l'angle d'arrivée θ suivant la relation :

$$\phi_1 = k d \sin \theta \quad (\text{II.4})$$

Sous ces hypothèses très simplificatrices, la détection de l'angle d'arrivée de l'onde constituée par une porteuse non modulée est donc particulièrement simple.

Dans la réalité, les signaux reçus sont de faible amplitude et peuvent donc être accompagnés de bruit. Dans ces conditions, le produit (II.3) que l'on effectue à chaque instant t peut varier, et conduit à une fluctuation de l'angle détecté en fonction du temps.

Le souci majeur de la méthode simpliste qui est proposé est son incapacité à déterminer la direction d'arrivée lorsque deux signaux $X_0(t)$ et $X_1(t)$ (ou plus) arrivent simultanément sur les antennes.

Un signal $X_1(t)$ qui arrive simultanément avec $X_0(t)$ perturbe la phase strictement relative à $X_0(t)$ sur chacun des capteurs, et empêche ainsi de remonter à l'information sur la direction de provenance de $X_0(t)$.

On est alors obligé de développer des techniques plus sophistiquées, dont les plus performantes à l'heure actuelle sont les méthodes dites « haute résolution ».

C'est le principe de quelques unes de ces méthodes qui est développé dans les chapitres suivants.

II.3 Systèmes d'antennes intelligentes

Un système d'antennes intelligentes est un groupement d'antennes avec une unité de traitement de signal (DSP) qui optimise le diagramme de rayonnement d'émission et de réception dynamiquement en réponse à un signal d'intérêt.

On peut s'étonner de l'utilisation du mot « intelligente » en se référant à un dispositif électronique, mais une des définitions de l'intelligence est la capacité à résoudre des problèmes. Ce type de système agit à partir de l'information extraite du milieu et trouvent une bonne solution au problème posé.

La caractéristique des antennes intelligentes est d'avoir un diagramme de rayonnement avec une directivité grande. Les avantages de tels systèmes sont les suivants :

- **Augmentation de la zone de couverture**

Tant donné que le gain est plus grand que dans le cas d'antennes omnidirectionnelles ou sectorielles pour une puissance émise égale, le signal pourra être reçu à une distance plus grande. Ce fait pourra améliorer la portée et donc la couverture d'une station de télécommunication.

- **Réduction de la propagation multi-trajets**

Du fait de la concentration de la puissance dans un angle réduit, on réduira le nombre de trajets multiples atteignant l'utilisateur.

- **Réduction du niveau d'interférence**

La meilleure sélectivité de l'antenne permettra d'éliminer les signaux secondaires, en faveur du signal désiré.

- **Meilleure sécurité**

Grâce à une transmission directionnelle entre la station et l'utilisateur, il sera difficile d'intercepter le signal, à moins de se trouver dans la même direction.

II.4 Types d'antennes intelligentes

On peut diviser les systèmes d'antennes intelligentes en divers types dépendant de ses caractéristiques et de son fonctionnement :

II.4.1 Système à faisceaux commutés (Switched beam)

C'est la configuration la plus simple des antennes intelligentes. Basiquement, elle consiste comme suit :

Le système (figure II.4) génère différents faisceaux fixes qui vont être commutés séquentiellement, ayant pour résultat un balayage discret de la zone de couverture en positions angulaires fixes. A chaque position discrète d'un faisceau, le système de réception est activé pour détecter la possible existence de signaux. Dans le cas de la réception d'un signal, le système garde l'information correspondante de la position du faisceau et il s'établit la communication avec l'utilisateur pendant un intervalle de temps donné. Après cet intervalle de temps, il y a commutation du faisceau suivant pour détecter l'existence d'autres utilisateurs jusqu'à arriver à la limite de la zone de couverture. Ce processus se répète de manière continue.

Cette technique ne garantit pas que l'utilisateur se retrouve dans la direction du maximum du lobe en service, ni que les signaux interférents seront notablement atténués.

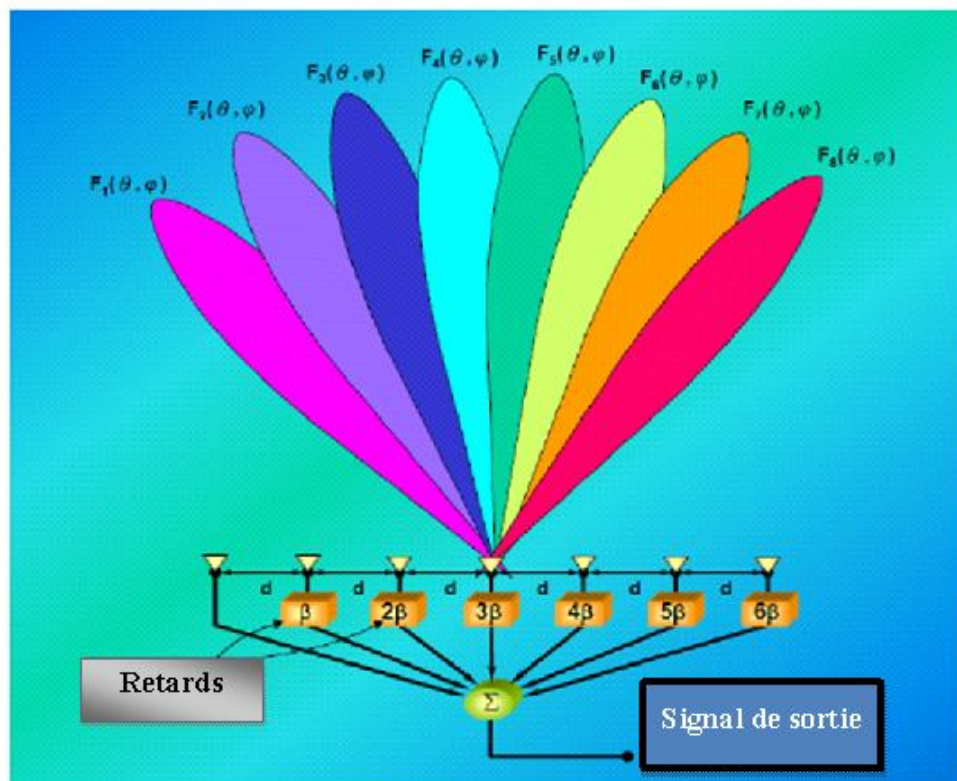


Fig. II.4 : Système à faisceaux commutés

II.4.2 Faisceaux de poursuite (Scanning)

Ce système (Figure II.5) est un peu plus complexe que le précédent. Cela correspond à un groupement d'antennes avec un réseau d'excitation qui permet contrôler électroniquement les phases

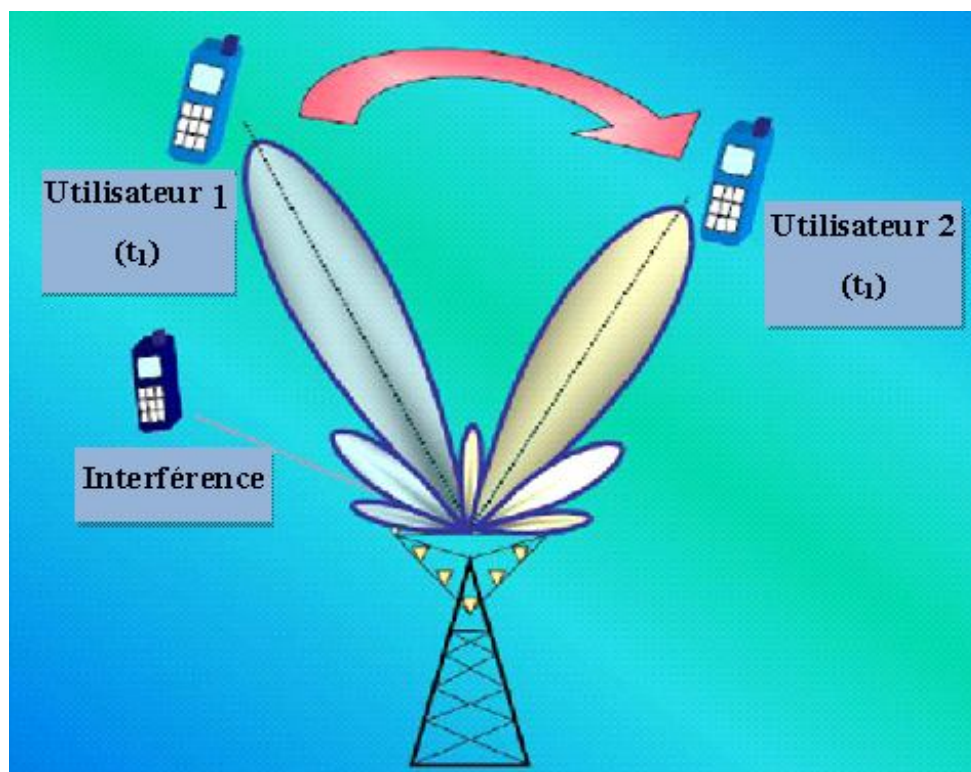


Fig. II.5 : Faisceaux de poursuite

des courants d'excitation qui arrivent sur les éléments pour modifier la direction du faisceau convenablement pour établir la communication avec l'utilisateur. On les appelle des groupements progressifs (phased array).

A la différence des faisceaux commutés, les systèmes de poursuite exécutent des algorithmes DOA (Direction Of Arrival) pour identifier la direction d'arrivée des signaux des utilisateurs.

Avec cette technique, on peut garantir que l'utilisateur se trouve positionné en tout moment dans la direction du lobe principal avec un maximum de gain. Cependant, on ne peut pas éviter la réception de signaux non désirés arrivant sur les lobes secondaires. Ce système possède une meilleure résolution angulaire que le système à commutation.

II.4.3 Faisceau adaptatif

La technique de faisceau adaptatif constitue le niveau maximal « d'intelligence » faisable aujourd'hui avec un système d'antennes. Dans ce cas, la sortie de chaque élément du groupement (figure II.6) sera pondérée par un facteur dont la valeur est calculée dynamiquement de façon que le diagramme se optimise un paramètre du signal (par exemple le rapport signal sur bruit). De cette manière le diagramme pourra présenter le lobe principal dans la direction de l'utilisateur désiré, les lobes secondaires dans la direction des multi-trajets et des minimums (ou des nuls) de rayonnement dans la direction des sources d'interférence.

Cette technique exige l'utilisation d'algorithmes (DOA) pour la détection des signaux et des interférences. Un algorithme très utilisé dans ce but est l'algorithme MUSIC.

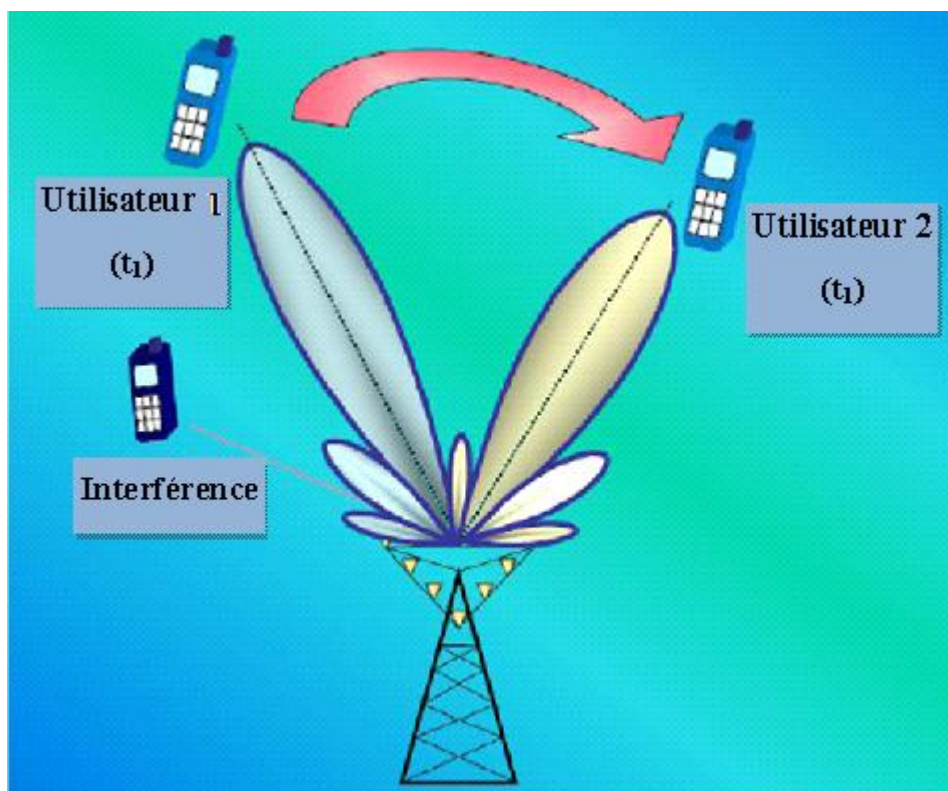


Fig. II.6: Faisceau adaptatif

La figure II.7 montre les modules les plus importants d'une antenne intelligente moderne. On observe que les signaux captés par les antennes du réseau sont multipliés par des pondérations puis sommés. Le signal résultant est comparé avec un signal de référence et le signal erreur résultant est utilisé par un algorithme adaptatif qui calcule les pondérations à appliquer au réseau.

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont :

- LMS: algorithme du gradient stochastique.
- Algorithme des moindres carrés récurrents (RLS, Recursive least squares algorithm)
- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm).

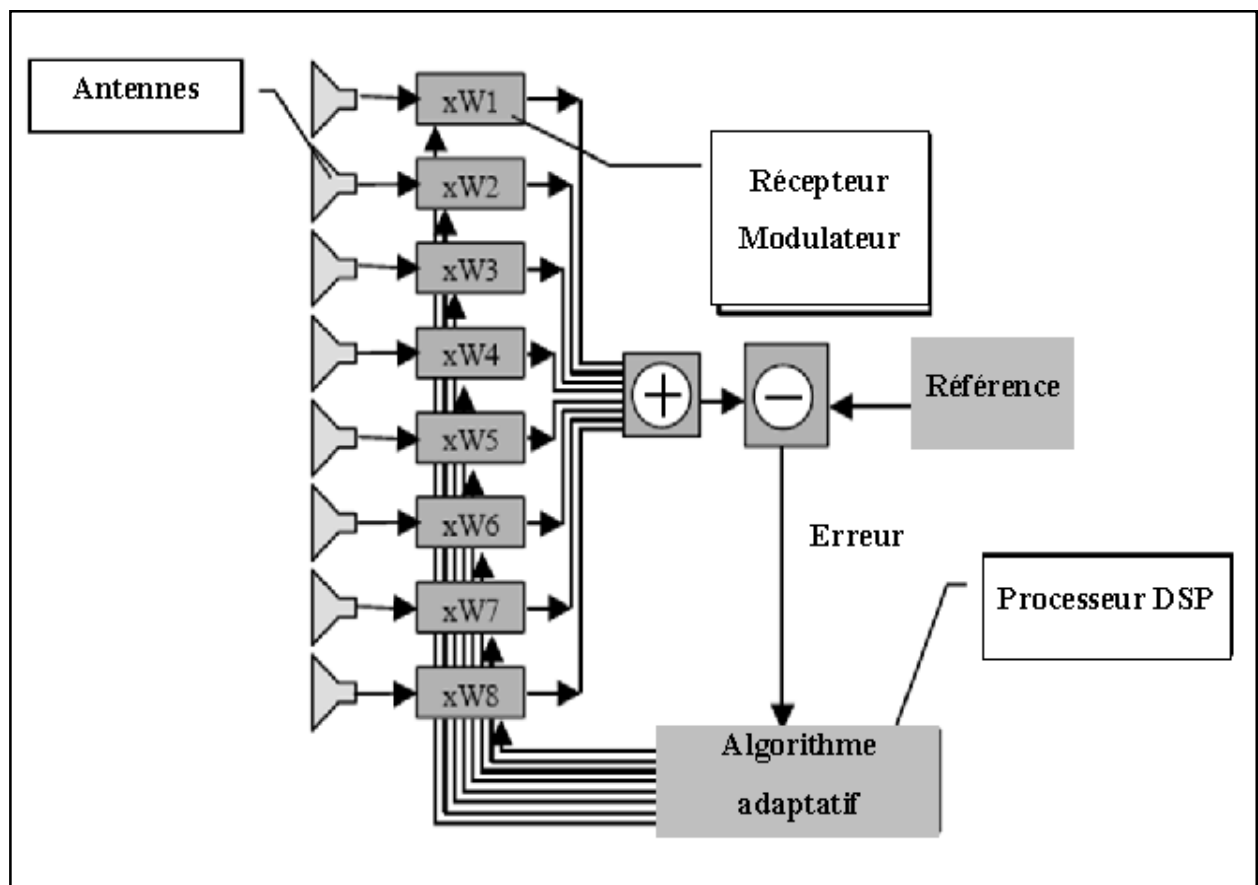


Fig. II.7: les modules les plus importants d'une antenne intelligente

II.5 Méthodes utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée

Les méthodes de détection et de localisation de signaux ont été étudiées intensivement dans la littérature. Elles sont couramment utilisées dans les domaines très divers comme le radar, les télécommunications, la sismologie...

La figure II.8 donne une classification de ces méthodes.

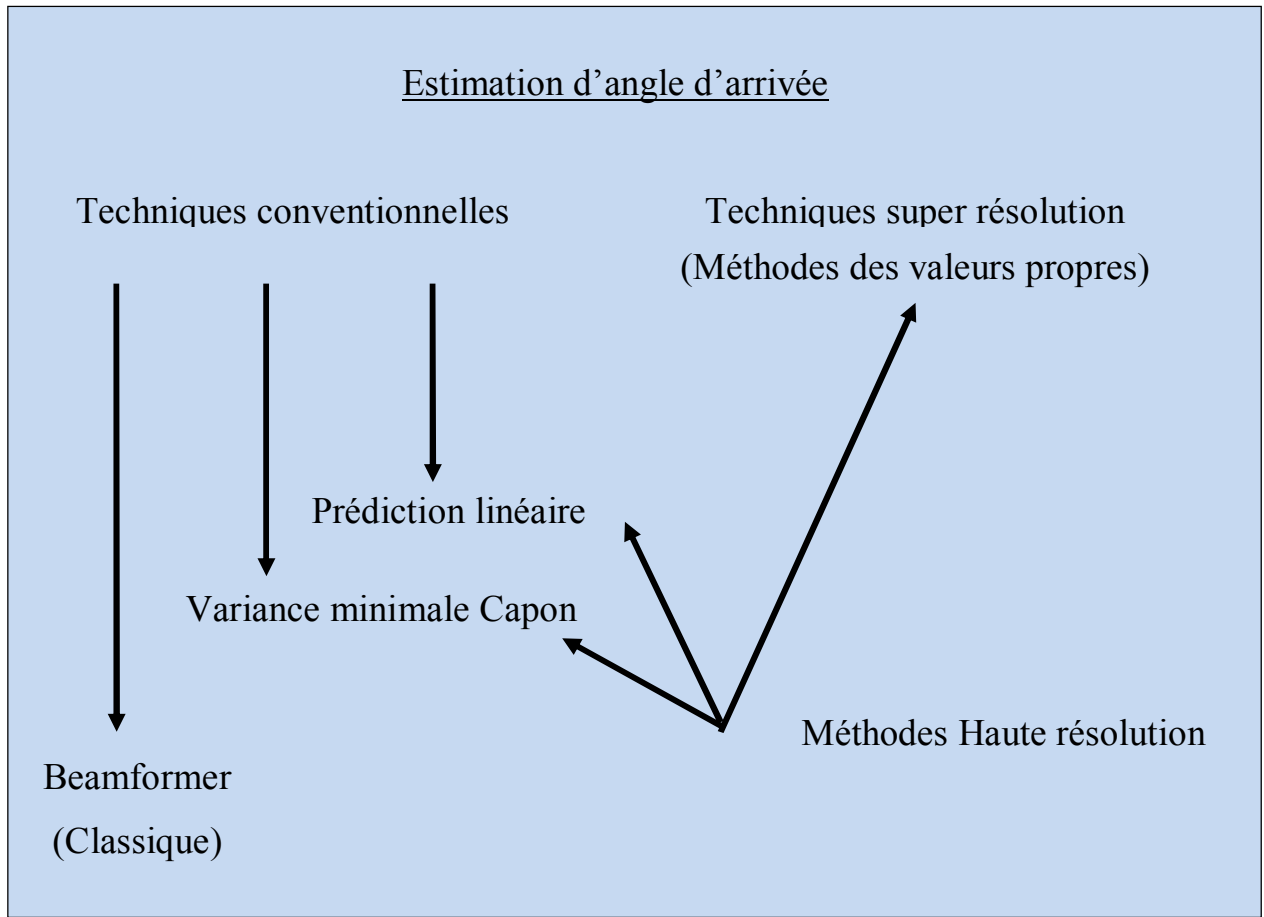


Fig. II.8: Classification des techniques DOA

Le problème de l'estimation des directions d'arrivée est sensiblement simplifié si on fait l'hypothèse que chaque source transmet de telle manière qu'une onde plane arrive sur le réseau d'antennes d'une seule direction. C'est cette hypothèse qui sera retenue par la suite.

II.6 Modèle de signal

Soit un réseau linéaire de M antennes identiques, isotropes et uniformément espacées de $d = \lambda/2$ (figure II.1). Ce réseau reçoit K signaux parfaitement décorrélés avec les angles d'incidences, θ_k avec $k = 1..K$.

Le vecteur d'observation à la sortie du réseau s'exprime sous la forme :

$$X(t) \triangleq A.S(t) + N_0(t) \quad (II.5)$$

$$\begin{pmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{pmatrix} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)] \cdot \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_K(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{01}(t) \\ N_{02}(t) \\ \vdots \\ N_{0M}(t) \end{pmatrix} \quad (II.6)$$

où

- S est l'enveloppe complexe des k sources de dimension $[K \times 1]$.

- $A = a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)$ est la matrice réponse du réseau d'antennes de dimension $[M \times K]$ et $a(\theta_k) = [e^{-j\phi_{1,k}}, e^{-j\phi_{2,k}}, \dots, e^{-j\phi_{M,k}}]^T$ est le vecteur directionnel lié à la $K^{\text{ième}}$ source
- Où $\phi_{m,k} = \frac{2\pi d}{\lambda} (m-1) \sin \theta_k$ représente le déphasage géométrique introduit par le $m^{\text{ième}}$ élément du réseau de la $K^{\text{ième}}$ source en fonction de l'angle d'incidence.
- $N_0(t)$ est la matrice de bruit additif blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 , de dimension $[M \times N]$ est où N est le nombre d'échantillons temporels.

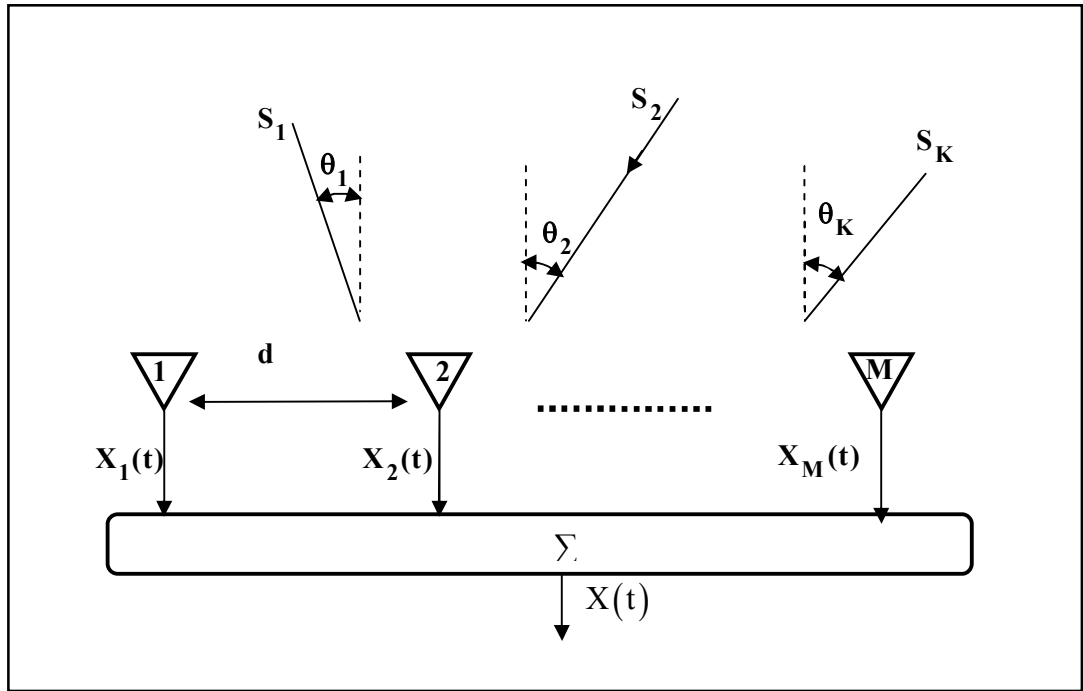


Fig. II.9: Réseau linéaire uniforme accueillant K signaux incidents.

On note que X la matrice des enveloppes des K signaux est de taille $[M \times N]$, La matrice de covariance des signaux est définie par :

$$R = E\{X X^H\} \quad (II.7)$$

En supposant les signaux décorrélés et spatialement incohérents d'une part, et décorrélés avec le bruit d'autre part, la matrice de corrélation du vecteur d'observation $X(t)$ peut s'écrire :

$$R = A R_{ss} A^H + \sigma^2 I_M \quad (II.8)$$

R est la matrice de covariance du signal S , elle est carrée, non singulière et de rang K .

La quantité $\sigma^2 I_M$ correspond à la matrice de covariance du bruit de taille $M \times M$, est la variance du bruit et est la même pour tous les capteurs, I_M est la matrice d'identité $M \times M$.

Dans la pratique, la matrice de corrélation est estimée par la quantité :

$$R = \frac{1}{N} \sum X X^H \quad (\text{II.9})$$

Dès lors que la matrice de covariance R est estimée, les méthodes d'estimations peuvent être utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux RF.

II.6.1 Techniques conventionnelles

II.6.1.1 Méthode du Formateur de faisceaux (Beamformer)

Cette méthode (également appelée méthode de Fourier) est probablement la technique la plus simple de détection.

Le signal à la sortie du capteur :

$$X_i(t) = s(t) e^{-jkd_i \sin \theta} \quad (\text{II.10})$$

Supposons qu'on multiplie la sortie X_i par le poids w_i , on trouve alors après sommation de tous les signaux, le signal $y(t)$:

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i^*(\theta) X_i(t) = w^H(\theta) X(t) \quad (\text{II.11})$$

où le symbole H représente le transposé conjugué.

$$w(\theta) = [w_1(\theta), w_1(\theta), \dots, w_i(\theta), \dots, w_M(\theta)]^T$$

$$X(t) = [X_1(t), X_1(t), \dots, X_i(t), \dots, X_M(t)]^T$$

La puissance du signal sortie $P(\theta) = E \{ |y(t)|^2 \}$ peut être utilisée pour estimer les poids $w_1, w_2, \dots$

E représente l'espérance mathématique.

On a :

$$\begin{aligned} P(\theta) &= w^*(\theta) E \{ X(t) X^*(t) \} w(\theta) \\ &= w^H(\theta) R w(\theta) \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

où R représente la matrice de covariance de $X(t)$,

Si on choisit les poids $w_i(\theta) = e^{-jkd_i \sin \theta}$ de façon à diriger le faisceau dans la direction du signal,

$$\text{et en posant } a(\theta) = \begin{bmatrix} e^{-jkd_1 \sin \theta} \\ e^{-jkd_2 \sin \theta} \\ \vdots \\ e^{-jkd_M \sin \theta} \end{bmatrix}, \text{ le vecteur directeur, alors :}$$

$$P_{\text{Beam}}(\theta) = w^H(\theta) R w(\theta) = a^H(\theta) R a(\theta) \quad (\text{II.13})$$

Dans ces conditions la puissance est maximale et vaut :

$$P(\theta) = MP_s + \sigma^2 \quad (\text{II.14})$$

où P_s est la puissance du signal et σ^2 la variance du bruit.

Par conséquent, afin de détecter la source, on doit estimer la matrice de corrélation du signal reçu, calculer le vecteur directeur et la puissance pour tous les angles d'intérêt. La direction de la cible correspondra à l'angle qui maximise cette puissance :

$$\text{DOA}_{\text{Beam}} = \max_{\theta} [a^H(\theta) R a(\theta)] \quad (\text{II.15})$$

D'une façon générale, c'est une technique simple et robuste mais dont la résolution est faible. Ainsi détecter une source avec un réseau de 8 capteurs permet d'avoir une précision de l'ordre de 30 degrés

Dans les années 80 ont donc été développées les méthodes à haute résolution permettant d'avoir des précisions beaucoup plus importantes.

II.6.1.2 Méthode du minimum de variance (MVDR)

Cette méthode (également désignée sous le nom du maximum de vraisemblance de l'évaluation ou de CAPON) minimise la contribution des signaux non désirés tout en maintenant un gain constant dans la direction du signal désirée, ce qui n'est pas le cas de la méthode précédente.

La solution consiste à minimiser la puissance $P(\theta) = w^H(\theta) R w(\theta)$ avec la condition d'un gain constant dans la direction θ , c'est-à-dire :

$$\min [w^H(\theta) R w(\theta)] \quad \text{avec} \quad |w^* a(\theta)| = 1$$

Pour trouver la solution, on utilise le multiplicateur de Lagrange en écrivant :

$$\min \Lambda = w^H(\theta) R w(\theta) + \lambda (1 - w^H a(\theta)) \quad (\text{II. 16})$$

$$\text{donc} \quad \frac{\partial \Lambda}{\partial w} = 2R w(\theta) - \lambda a(\theta) = 0$$

$$\text{ce qui donne} \quad w(\theta) = \frac{\lambda}{2} R^{-1} a(\theta) \quad (\text{II. 17})$$

$$\text{mais aussi} \quad \frac{\partial \Lambda}{\partial \lambda} = 1 - w^H a(\theta) = 0$$

$$\text{d'où} \quad w^H a(\theta) = \frac{\lambda}{2} a^H(\theta) R^{-1} a(\theta) = 1 \quad \text{ou} \quad \lambda = \frac{2}{a^H(\theta) R^{-1} a(\theta)} \quad (\text{II. 18})$$

En combinant les II.17 et II. 18, on trouve les pondérations optimales:

$$w(\theta) = \frac{R^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \quad (\text{II. 19})$$

Et en substituant dans II.19, on trouve le critère de Capon :

$$\text{DOA}_{\text{Capon}} = \max_{\theta} \left[\frac{1}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \right] \quad (\text{II.20})$$

Pour calculer R on fait une estimation grâce à la formule suivante:

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{t=N} X(t)X^H(t) \quad (\text{II.21})$$

avec N le nombre d'échantillons du signal s(t).

La méthode MVDR a une résolution meilleure que la précédente.

II.6.2 Méthodes des sous espaces.

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

C'est Pisarenko qui a eu l'idée en 1973 de faire une décomposition en valeurs propres et vecteurs propres sur la matrice d'auto-corrélation du signal, et d'exploiter les données, en montrant que la plus petite valeur propre correspondait au bruit, ce qui permettait de faire une décomposition de l'espace et de déduire les angles.

A partir de là deux méthodes ont été développées, la méthode MUSIC et la méthode ESPRIT, elles sont très largement utilisées dans de nombreuses applications. On détaillera ces méthodes dans le chapitre suivant.

II.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté le principe général de la détection des directions d'arrivée et une brève introduction au concept moderne des antennes intelligentes qui sont à la base des nouveaux systèmes de télécommunication.

Dans la deuxième partie nous avons donné une classification des méthodes de détection des angles d'arrivée, puis nous avons donné la démarche pour obtenir les critères du Beamformer et de Capon qui sont des méthodes classiques.

CHAPITRE III : DESCRIPTION DES METHODES DE DETECTION DES ANGLES D'ARRIVEE

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons en détails les algorithmes de haute résolution modernes basés sur la notion de sous-espaces signal et bruit. Ces méthodes MUSIC et ESPRIT permettent une estimation de grande précision de paramètres de signaux à l'aide de réseaux d'antennes en exploitant au mieux les données. Nous analyserons de même leurs améliorations et leur extension au domaine bidimensionnel

III.2 Les méthodes hautes résolutions

Contrairement à certaines découvertes, les méthodes de hautes résolutions (HR) ne proviennent pas d'une démarche providentielle, les sources sont nombreuses et correspondent aux préoccupations de plusieurs équipes dans plusieurs disciplines. Si l'on cherche à identifier dans la littérature les frémissements qui ont permis la construction de l'outil technique connu aujourd'hui sous le nom de "méthodes HR", on ne peut que constater le caractère inévitable de leur découverte.

La naissance des méthodes HR résulte de la conjonction de quatre éléments principaux :

- La demande des utilisateurs (surtout aviation et marines militaires) pour l'amélioration des performances dans le contexte de la guerre froide finissante.
- Les progrès technologiques divers qui vont permettre à la fois la manipulation en temps réel et l'enregistrement des signaux numérisés.
- Les progrès de l'informatique embarquée peuvent s'appliquer sans réticence à traitements beaucoup plus complexes que ceux utilisés par le passé.
- Le développement généralisé des techniques statistiques en traitement du signal conduisant à une analyse de plus en plus fine des modélisations et des algorithmes d'estimation et de détection.

III.2.1.1 Terminologie des méthodes HR

L'expression "méthodes HR" fera référence ici à un ensemble de techniques dont les performances sont asymptotiquement "illimitées". Plus précisément, une méthode HR est une méthode qui permet de mesurer des directions ou même des positions (en traitement d'antenne) ou des fréquences (en

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

Par "idéalement" il faut ici entendre que cette performance asymptotique ne sera atteinte que si la modélisation reste indéfiniment valable, ce qui, bien sûr, n'est pas réaliste d'un point de vue pratique. A ce sujet, on peut déjà remarquer que l'analyse des performances sur des durées finies et en présence d'erreurs de modélisation (biais et variance des estimations en particulier) sera un point indispensable à préciser pour être capable de juger de l'intérêt opérationnel de ces procédés. A l'origine, c'est-à-dire dans les années 1970-80, lorsqu'il était question des méthodes HR, il n'y avait aucune ambiguïté, cette dénomination étant acceptée pour toutes méthodes permettant d'obtenir une résolution angulaire ou spectrale meilleure que celle du traitement classique.

Pourtant cette dénomination s'est révélée rapidement floue et insuffisante avec l'arrivée d'un très grand nombre de techniques permettant d'améliorer la résolution : antenne adaptative (formulation de Capon), prédiction linéaire, décomposition harmonique (Pisarenko), goniomètre (MUSIC, ESPRIT), Kumaresan-Tuft, méthode du propagateur, technique de représentation déterministe ou stochastique (aussi connue sous le nom de TAM), déconvolution (WB2), méthode de Bresler-Macovski, etc.

On aurait tendance aujourd'hui à réserver le caractère HR aux méthodes dont la résolution asymptotique idéale est infinie, ce qui exclut certains traitements de la liste précédente, comme l'antenne adaptative ou la prédiction linéaire (la résolution asymptotique de ces traitements est limitée par le rapport signal sur bruit des sources à séparer, et ceci quelle que soit la durée d'observation).

On ne s'intéressera qu'aux méthodes qui exploitent directement les signaux reçus par des capteurs (dans le cas des antennes) ou des échantillons de signaux scalaires (dans le cas de l'analyse spectrale).

III.3 Classification des méthodes à haute résolution

III.3.1 Méthodes basées sur la notion de sous-espace

Elles sont les plus utilisées. Elles font appel à la notion de sous-espace définis par la décomposition en vecteurs et valeurs propres de la matrice de covariance de l'observation totale.

On distingue deux familles de méthodes basées sur la notion de sous-espace :

- **Méthodes à recherche spectrale**

Elles sont basées sur l'analyse du spectre obtenu par la projection orthogonale des vecteurs directionnels des sources sur le sous-espace bruit. Parmi ces méthodes on cite MUSIC, prédiction linéaire. La performance de ces méthodes est limitée par la précision des extrêmes recherchés pendant l'analyse spectrale. De plus, MUSIC est sensible au bruit et au couplage mutuel.

- **Méthodes sans recherche spectrale**

La méthode ESPRIT exploite l'invariance rotationnelle du sous-espace signal et l'invariance translationnelle de la structure du réseau de capteurs. Elle effectue l'estimation de la DOA à partir du calcul des valeurs propres de la matrice de covariance du signal reçu.

III.3.2 Méthodes du maximum de vraisemblance (ML)

Elles sont asymptotiquement efficaces et sans biais, souvent préférées à d'autres méthodes lorsqu'elles possèdent des solutions analytiques simples, on cite SAGE (Space Alternating Generalised Expectation-maximisation) méthodes adaptable à la goniométrie et WSF (Weighted Subspace Fitting). Elles sont très efficaces pour l'estimation d'amplitudes complexes ou d'écart-type du bruit, en revanche, elles sont lentes et difficiles à implémenter.

III.3.3 Méthodes à réseaux de neurones

Contrairement à toutes les méthodes citées précédemment, celles-ci sont peu sensibles au bruit, prennent en compte les couplages mutuels et sont rapides malgré le calcul complexe, le seul inconvénient est la difficulté de l'implémentation.

III.3.4 Méthodes dont les principes dépendent de structures ou de signaux particuliers

Plusieurs travaux sont consacrés à la définition de nouvelles méthodes pour l'estimation de la DOA. Ces méthodes ont pour objectif d'être moins complexes en évitant le calcul de valeurs propres.

En revanche, elles ne sont pas universelles, car elles ne s'appliquent qu'à des structures de réseaux ou des modèles de signaux particuliers.

La méthode du propagateur est un opérateur qui est associé à des réseaux parallèles, ou en forme de L. Les études ont montré la performance relative de cette méthode mais le calcul itératif qu'elle utilise est relativement lourd par conséquent coûte en temps de calcul.

III.4 Méthodes haute résolution basées sur la notion de sous-espace en 1D

Nous allons décrire dans ce qui suit, les méthodes à très haute résolution utilisées en une dimension pour déterminer l'azimut des émetteurs. Ces méthodes sont MUSIC et ESPRIT et leurs dérivées.

On désigne par le sous-espace signal, le sous-espace engendré par les K vecteurs propres liés aux valeurs propres les plus importantes.

$$E_s = [V_1, V_2, \dots, V_K] \quad (\text{III.1})$$

Et on désigne par le sous-espace bruit, le sous-espace engendré par les M-K vecteurs propres liés aux M-K petites valeurs propres.

$$E_n = [V_{K+1}, V_{K+2}, \dots, V_M] \quad (\text{III.2})$$

III.4.1 MUSIC (Multiple Signal Classification)

III.4.1.1 Algorithme MUSIC

La méthode MUSIC a été initialement proposée de manière indépendante par Schmidt et Bienvenu et Kopp, dans le domaine de traitement d'antennes au cours des années 1980.

L'algorithme MUSIC exploite les propriétés de décomposition en éléments propres de la matrice

de covariance R du vecteur des observations X . Cette décomposition permet de séparer l'espace des observations en deux sous-espaces vectoriels orthogonaux : le sous-espace signal et son complément orthogonal, le sous-espace bruit.

Sous l'hypothèse de non singularité, la matrice de covariance des observations se décompose dans une base de M vecteurs propres orthonormés. Sous réserve de vérifier la condition $M \geq K + 1$, la distribution d'amplitude des valeurs propres de la matrice R permet de faire la distinction entre un sous-espace signal et un sous-espace bruit. On distingue $M-K$ valeurs propres égales à la variance de bruit, σ^2 et K valeurs propres supérieures à σ^2 (figure III.1).

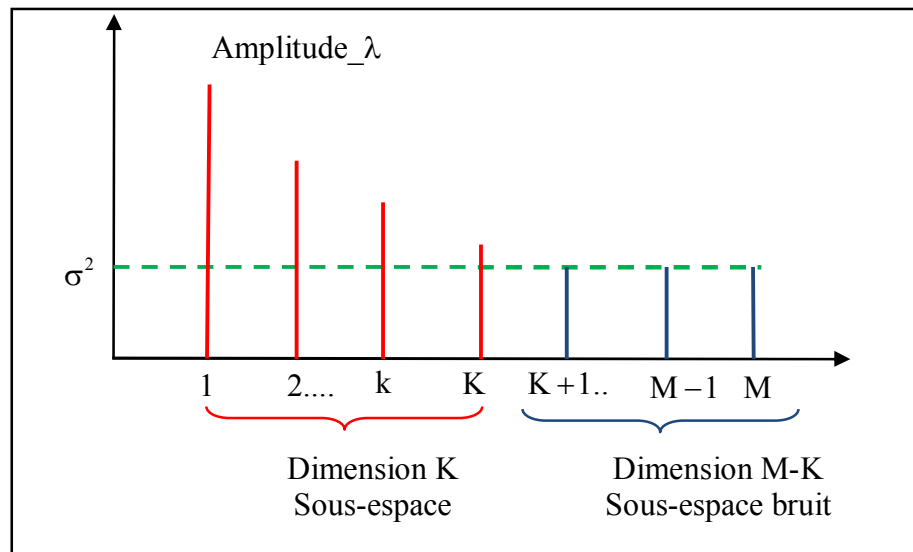


Fig. III.1: Représentation des valeurs propres de R_{xx}

Les K vecteurs propres $(V_1, V_2 \dots V_K)$ associées aux K plus grandes valeurs propres engendrent le sous-espace signal, tandis que les $M-K$ vecteurs propres $(V_{K+1}, V_{K+2} \dots V_M)$ engendrent le sous-espace bruit. Les vecteurs propres correspondants aux plus petites valeurs propres sont orthogonaux aux colonnes de la matrice A :

$$[V_{K+1}, V_{K+2}, \dots, V_M] \perp [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]$$

Cette orthogonalité est due au fait que les vecteurs du sous espace signal engendrent le même sous espace que les vecteurs colonnes de la matrice A et comme E_s est orthogonal à E_n (matrice hermitienne), donc les colonnes de A sont aussi orthogonales à ceux de E_n .

Les directions d'arrivée sont estimées par la position des maxima du pseudo-spectre temporel suivant, qui mesure l'orthogonalité entre le vecteur $a(\theta)$ précédent et le sous-espace bruit :

$$DOA_{MUSIC-ID} = \max_{\theta} \left[\frac{1}{a(\theta)^H \cdot E_n \cdot E_n^H \cdot a(\theta)} \right] \quad (III.3)$$

- **Résumé de l'algorithme MUSIC 1D**

L'algorithme MUSIC est basé sur les étapes suivantes :

- Récupérer les signaux de sorties de chaque capteur pour le réseau complet.
- Calculer la matrice de covariance
- Estimer la moyenne de la matrice de covariance
- Diagonaliser la matrice de covariance des données.
- Diviser l'espace en deux sous-espaces (sous-espace signal et sous-espace bruit)
- Calculer la DOA à partir de la relation suivante :

$$\text{DOA}_{\text{MUSIC-1D}} = \max_{\theta} \left[\frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \cdot \mathbf{E}_n \cdot \mathbf{E}_n^H \cdot \mathbf{a}(\theta)} \right]$$

- Rechercher les K valeurs les plus élevées de cette puissance, les valeurs correspondantes de θ sont les DOA cherchées.

Pour des signaux totalement ou partiellement corrélés, comme dans le cas de trajets multiples, les performances de la méthode MUSIC se détériorent et l'utilisation d'un lissage spatial s'avère nécessaire.

L'algorithme a donné lieu à différentes extensions dont nous allons donner un aperçu.

III.4.1.2 Les améliorations apportées à MUSIC

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

- **ROOT-MUSIC**

ROOT-MUSIC désigne la version polynomiale de l'algorithme MUSIC. Par comparaison avec MUSIC, ROOT-MUSIC permet d'estimer directement les DOA sans nécessiter le calcul du pseudo-spectre.

La fonctionnelle mesurant l'orthogonalité entre les sous-espaces signal et bruit devient un polynôme de degré $2M - 2$. Idéalement, on a $2K$ zéros sur le cercle unité : l'argument de ces racines fournit les DOA. En pratique, les DOA sont donnés par les K zéros se trouvant à la fois à l'intérieur du cercle unité et au plus proche de celui-ci.

L'intérêt de la version polynomiale est double : la recherche des racines d'un polynôme est beaucoup moins coûteuse en temps de calcul, que l'évaluation puis la recherche des maxima dans un pseudo-spectre. ROOT-MUSIC possède un pouvoir de résolution supérieur à MUSIC.

- **Unitary-MUSIC**

Cette méthode a pour objectif d'accélérer les calculs en réduisant la complexité de ceux-ci. En effet

avec MUSIC de base les valeurs de $x(t)$ sont complexes et on travaille donc avec des matrices à valeurs complexes pour tous les calculs. Pesavento et Gershman, ont montrés qu'en effectuant une transformation T pour rendre les matrices R à valeurs réelles on simplifie les calculs et on obtient les mêmes résultats.

La nouvelle matrice d'auto corrélation à valeurs réelles devient:

$$C = Q_M^H R Q_M \quad (III.4)$$

avec suivant si M est pair ou impair :

$$Q_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & jI_n \\ \Pi_n & -j\Pi_n \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Q_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & 0 & jI_n \\ 0^T & \sqrt{2} & 0^T \\ \Pi_n & 0 & -j\Pi_n \end{bmatrix}$$

• Smoothing MUSIC

Lors de la décomposition en valeurs singulières de la matrice R , si le nombre d'échantillons de mesures est insuffisant, ou si les sources sont corrélées, l'ordre de la matrice R peut être trop faible, donc on obtiendra un nombre de valeurs propres trop faible et on ne détectera que peu de DOAs.

Pour remédier à ce problème la méthode smoothing se propose d'augmenter l'ordre de la matrice d'autocorrélation, en la calculant comme la somme des matrices d'autocorrélations de sous réseaux d'antennes. En fait on découpe simplement le réseau de M capteurs en N sous réseaux, et on fait la somme des N matrices d'autocorrélation.

$$R_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{M-N+1} R_{\text{sous-réseau}(i)} \quad (III.5)$$

On peut vérifier que le nombre de sous réseaux de longueur N d'un réseau de M capteurs est $(M-N+1)$.

Cette approche permet de décorréliser des sources corrélées (ou des échos multiples d'une même source). En effet, le déplacement d'un sous-réseau permet de décorréliser deux sources dont les directions d'incidence diffèrent.

• Cyclic-MUSIC

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

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

III.4.2 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique)

ESPRIT a été proposé par Roy pour des applications de traitement d'antennes. Son principal intérêt est de permettre une estimation directe de la DOA. En comparaison des méthodes nécessitant le calcul du pseudo-spectre, tel que MUSIC, le coût de calcul est réduit.

L'algorithme permet d'estimer les directions d'arrivée en exploitant la relation linéaire existante entre les données de deux sous-réseaux adjacents. Généralement, pour ne pas altérer le pouvoir de résolution de l'algorithme, la taille et le recouvrement des sous-réseaux sont maximaux ; on considère ainsi des sous-réseaux de $M-1$ éléments, se recouvrant de $M-2$ éléments (figure III.2).

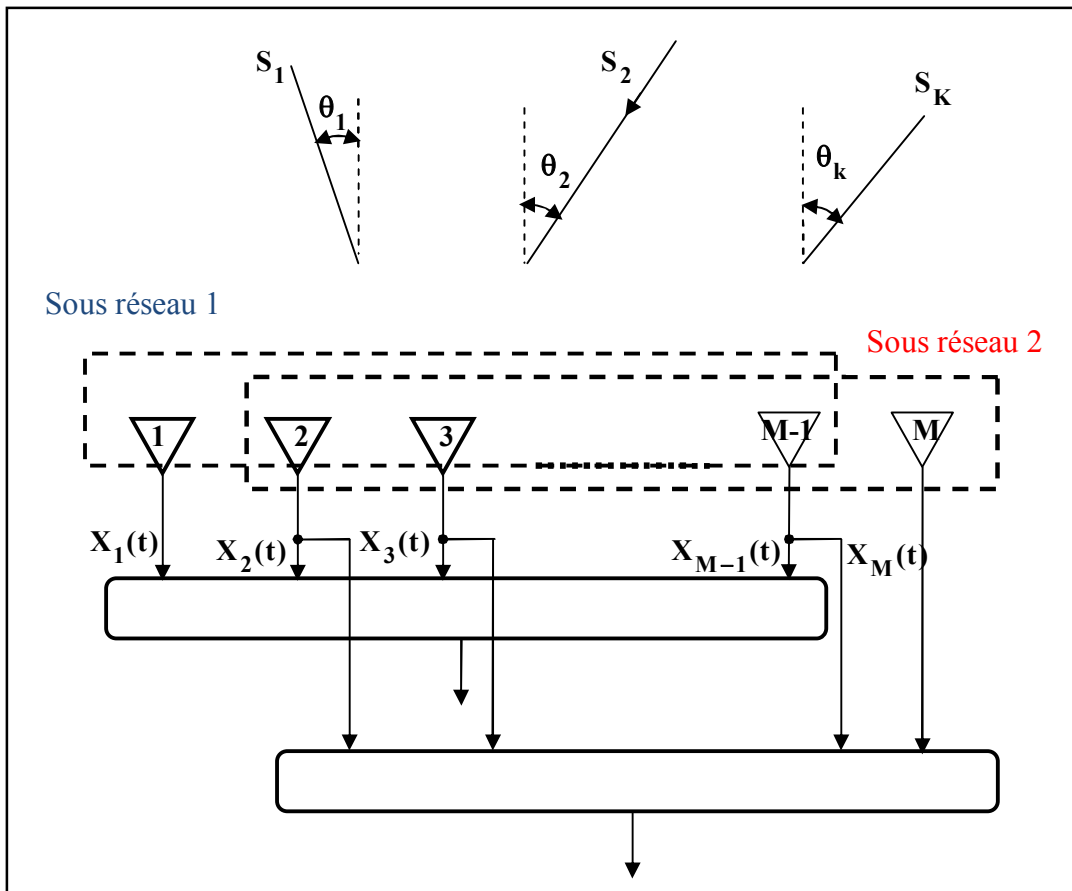


Fig. III.2: Réseau de M antennes linéaire avec K signaux incidents

En partitionnant la matrice A du modèle des observations en deux blocs adjacents de $M-1$ lignes, on obtient la relation suivante :

$$A_2 = A_1 \phi \quad (\text{III.6})$$

$$\text{avec : } \phi = \text{diag} \left[e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_1}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_K} \right] \quad (\text{III.7})$$

La matrice ϕ peut être vue comme un opérateur de rotation. Les éléments de cette matrice peuvent être estimés à partir du sous-espace signal.

Soit $E_s = [V_1, V_2, \dots, V_K]$, la matrice de dimension (M, K) dont les colonnes sont les vecteurs propres engendrant le sous-espace signal, c'est-à-dire les vecteurs propres associés aux K plus grandes valeurs propres.

Et soit les matrices E_{s1} et E_{s2} , les matrices obtenues à partir du partitionnement de la matrice E_s :

$$E_s = \begin{pmatrix} \dots \\ E_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{s1} \\ \dots \end{pmatrix}$$

En utilisant la relation d'invariance (III.6), on peut aboutir aux relations suivantes :

$$E_{s2} = E_{s1} \psi \quad (III.8)$$

$$\psi = T^{-1} \phi T \quad (III.9)$$

L'équation (III.9) montre que les matrices ψ et ϕ sont similaires, elles ont la propriété d'avoir les mêmes valeurs propres. Par conséquent, on peut estimer les éléments diagonaux de la matrice ϕ à partir des valeurs propres λ_k de la matrice ψ :

$$\lambda_k = \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_k\right) \quad k = 1 \dots K \quad (III.10)$$

D'après l'équation (III. 10), les DOAs sont déduits des arguments de ces valeurs propres.

$$\theta_k = \sin^{-1}\left(\frac{\arg(\lambda_k)}{2\pi d / \lambda}\right) \quad (III.11)$$

D'autre part, l'équation (III.9) indique que la matrice ψ peut être calculée à partir de la matrice P_s .

D'où l'algorithme ESPRIT :

- **Résumé de l'algorithme ESPRIT 1D**

L'algorithme ESPRIT est basé sur les étapes suivantes :

- Récupérer les signaux de sorties de chaque capteur pour le réseau complet.
- Calculer la matrice de covariance
- Estimer la moyenne R de la matrice de covariance
- Déterminer les vecteurs propres de R
- Constituer le sous-espace signal E_s et les sous espaces E_{s1} et E_{s2}
- Calculer la matrice $\psi = E_{s1} / E_{s2}$
- Calculer les valeurs propres de ψ

- Calculer les DOA à l'aide de la relation (III.11)

L'intérêt principal de cette méthode est de fournir un résultat numérique directement exploitable sans passer par analyse spectrale qui coûte en temps de calcul et est lourde en implémentation. Cette technique est moins sensible au bruit car elle n'exploite que les propriétés du sous-espace signal contrairement à MUSIC qui exploite les propriétés du sous-espace bruit.

- **Les améliorations apportées à ESPRIT**

Les mêmes modifications que pour MUSIC ont été appliquées à ESPRIT à savoir la version Root pour décorréler, la version unitary pour accélérer les calculs, la version smoothing pour augmenter l'ordre des matrices d'auto corrélation, et enfin la méthode cyclic qui permet de détecter plus de sources en tenant compte des informations cyclostationnaires contenues dans le signal.

III.5 Méthodes haute résolution basées sur la notion de sous-espace en 2D

Ces dernières années, l'estimation de la Direction d'arrivée en deux dimensions (dans le plan azimutal et dans le plan d'élévation) présente de plus en plus un grand intérêt pour de nombreuses applications notamment le Radar, la Radio astronomie et la Téléphonie mobile.

Nous allons présenter les méthodes (CAPON, MUSIC et ESPRIT).

III.5.1 Modèle des signaux en réception

On considère dans le plan (XOY), un réseau rectangulaire de $M = M_x.M_y$ antennes isotropes uniformément espacées de dx et dy respectivement suivant les axes OX et OY (figure III.4).

Ce réseau reçoit K signaux parfaitement décorrélés avec les angles d'incidences (θ_k, φ_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. Le vecteur d'observation ou le vecteur signal reçu est donné par :

$$X(t) = A.S(t) + N(t) \quad (III.12)$$

$$\begin{pmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{pmatrix} = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_K, \varphi_K)] \cdot \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_K(t) \end{pmatrix} + (N(t)) \quad (III.13)$$

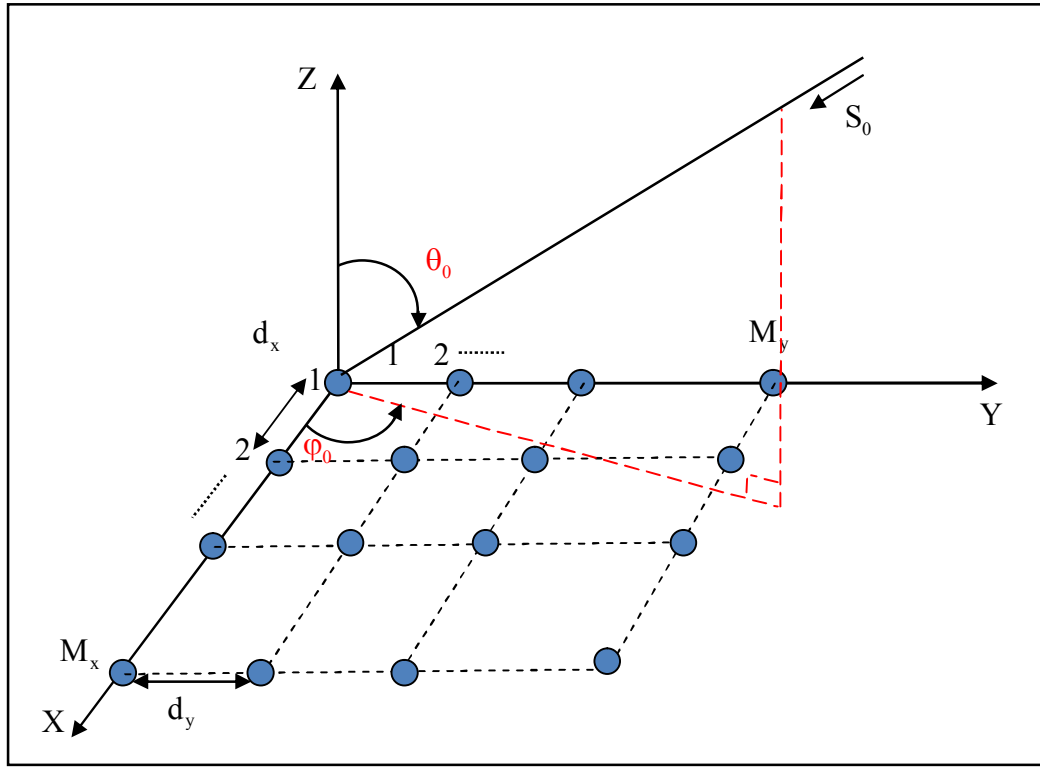


Fig. III.3: Réseau d'antenne planaire dans le plan (XoY)

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 $k^{\text{ième}}$ source, traduit la différence de phase introduite par les éléments du réseau. Il est défini pour $k=1 \dots K$ par :

$$a(\theta_k, \varphi_k) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_x \sin \theta_k \cos \varphi_k + d_y \sin \theta_k \sin \varphi_k)}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_x (M_x - 1) \sin \theta_k \cos \varphi_k + d_y (M_y - 1) \sin \theta_k \sin \varphi_k)}]^T \quad (\text{III.14})$$

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

- $N(t)$ 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 :

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum X X^H \quad (\text{III.15})$$

III.5.2 Music 2D

Après avoir déterminé la matrice de corrélation du vecteur $X(t)$, la méthode d'estimation décrite dans l'estimation en 1-D, est applicable pour estimer les angles d'arrivée en élévation et en azimut des sources. L'algorithme MUSIC 2-D utilisé est donné par :

$$\text{DOA}_{\text{MUSIC-2D}} = \max_{(\theta, \varphi)} \left[\frac{1}{a(\theta, \varphi)^H \cdot E_n \cdot E_n^H \cdot a(\theta, \varphi)} \right] \quad (\text{III.16})$$

- **Algorithme MUSIC 2-D**

Pour estimer les directions d'arrivée en élévation et en azimuth, il faut :

- Estimer la matrice de covariance du vecteur d'observation total.
- Diagonaliser cette matrice et estimer le sous-espace bruit qui est engendré par les vecteurs propres liés aux $M_x M_y - K$ petites valeurs propres. $E_n = [V_{k+1}, V_{k+2}, \dots, V_M]$
- Appliquer le projecteur défini par $C = E_n \cdot E_n^H$ à tous les vecteurs directionnels possibles qui sont en fonction de θ et de ϕ puis identifier ceux qui minimisent la projection.
- Les minimums de cette projection correspondent à la direction d'arrivée en élévation et en azimuth.

III.5.3 ESPRIT 2D

Avec l'utilisation des réseaux planaires, le principe de la méthode ESPRIT 2-D ne change pas par rapport à ce qui a été décrit dans l'estimation en 1-D. Cette méthode est basée sur les propriétés du sous espace signal, engendré par les K vecteurs propres liés aux K plus grandes valeurs propre de la matrice de covariance.

L'information sur la direction d'arrivée est contenue dans les valeurs propres des deux matrices de transformation qui lient respectivement les sous réseaux 1 et 2, et les sous réseaux 3 et 4.

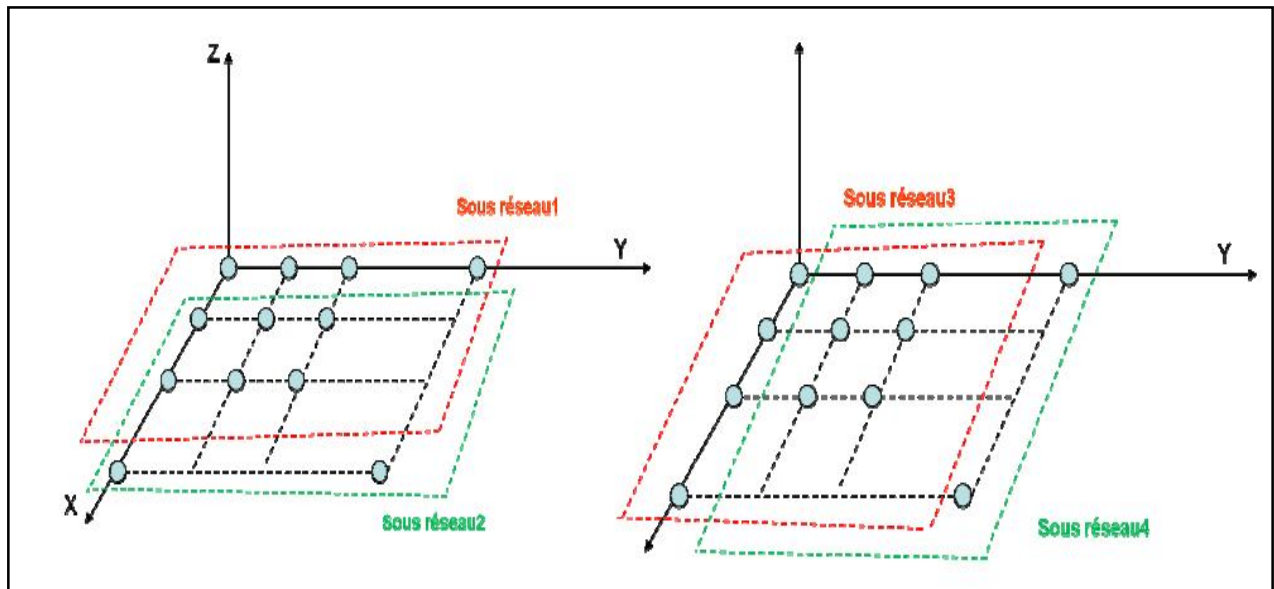


Fig. III.4: Formations des sous-réseaux

On définit ces transformations par :

$$E_{s2} = T_{12} \cdot E_{s1} \quad (III.17)$$

$$E_{s4} = T_{34} \cdot E_{s3} \quad (III.18)$$

Les sous-espaces E_{s_2} et E_{s_1} sont de dimension $[(M_x - 1) \times K]$ et les sous-espaces de dimension $[(M_y - 1) \times K]$.

On nomme λ_x et λ_y , les vecteurs de valeurs propres de T_{12} et T_{34} de longueur K . Pour $k = 1 \dots K$, on exprime les angles d'arrivée comme suit :

$$\theta_k = \arcsin \sqrt{\frac{\arg(\lambda_{x,k})^2 + \arg(\lambda_{y,k})^2}{(2\pi d / \lambda)^2}} \quad (\text{III.19})$$

$$\varphi_k = \tan^{-1} \frac{\arg(\lambda_{y,k})}{\arg(\lambda_{x,k})} \quad (\text{III.20})$$

• Algorithme ESPRIT 2D

L'algorithme ESPRIT est basé sur les étapes suivantes :

- Récupérer les signaux de sorties de chaque capteur pour le réseau complet.
- Calculer des estimations des matrices de covariance $\hat{R}_1$ et des sous-réseaux 1 et 2
- Déterminer les sous-espaces signal E_{s_1} , E_{s_2} , E_{s_3} et E_{s_4} des sous-réseaux 1, 2, 3, 4.
- Calculer les valeurs propres de $\psi_1 = E_{s_1} / E_{s_2}$ et $\psi_2 = E_{s_3} / E_{s_4}$
- Calculer les DOAs θ et φ à l'aide des relations (III.19 et III.20)

III.6 Estimation de l'ordre du modèle

Dans la pratique le nombre de sources doit être connu. Le problème d'estimation du nombre de sources a fait l'objet de nombreux travaux car cette quantité est indispensable pour les méthodes à haute résolution basée sur la décomposition en valeurs propres, tels que MUSIC et ESPRIT, qui nécessitent la connaissance du nombre de sources décorréliées avant d'estimer leurs directions d'arrivée.

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Les méthodes les plus classiques sont les méthodes du maximum de vraisemblance proposées par Bienvenu et Kopp en 1983, et les critères issus de la théorie de l'information (ITC). Nous nous intéresserons particulièrement au caractère ITC à savoir le critère AIC (Akaike Information Criterion) proposé par Akaike en 1973 et le critère MDL (Minimum description Length) proposé par Schwarz en 1976 qui estime les nombres de signaux à bande étroite bruités par un bruit additif, blanc et gaussien. Ces critères dédiés à l'estimation de l'ordre du modèle sont utilisés pour l'estimation du nombre de sources. Ces divers critères reposent sur la similarité des valeurs propres du sous-espace bruit et consistent à minimiser une fonction de coût d'un premier terme commun et d'un second terme qui constitue le facteur de pénalisation.

$$ITC(k) = -\log \left[\frac{\prod_{i=k+1}^M \lambda_i}{\left(\frac{1}{M-k} \sum_{i=k+1}^M \lambda_i \right)^{M-k}} \right]^N + k(2M-k).C(l) \quad (III.21)$$

avec

λ_i : les valeurs propres de la matrice de covariance classées par ordre décroissant.

$C(l)$: est une fonction de la variable l , permet d'éviter de surestimer le nombre de source K .

M : nombre total de capteurs et N le nombre des échantillons.

III.6.1 L'estimation du nombre de sources- les critères théoriques d'information

- **AIC**

Le critère d'information d'Akaike AIC (Akaike Information Criterion) est défini en posant la fonction $C(l) = 1$. Le nombre de source correspond au minimum de l'expression :

$$AIC(k) = -\log \left[\frac{\prod_{i=k+1}^M \lambda_i}{\left(\frac{1}{M-K} \sum_{i=k+1}^M \lambda_i \right)^{M-k}} \right]^N + k(2M-k) \quad (III.22)$$

- **MDL**

MDL (Minimum Description Length) est inspiré du critère précédent (III.21). Le nombre de source correspond au minimum de la quantité décrite ci-dessous, en posant

$$MDL(k) = -\log \left[\frac{\prod_{i=k+1}^M \hat{\lambda}_i}{\left(\frac{1}{M-K} \sum_{i=k+1}^M \lambda_i \right)^{M-k}} \right]^N + k(2M-k). \frac{1}{2} \ln N \quad (III.23)$$

III.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation de MUSIC et ESPRIT associées à des réseaux d'antennes pour l'étude de l'estimation de la direction d'arrivée en élévation et en azimut.

Leurs principes consistent à décomposer l'espace des observations en deux sous-espaces (sous-espace signal et sous-espace bruit) pour l'estimation de la direction d'arrivée.

CHAPITRE IV :**RESULTATS DES SIMULATIONS
ET COMMENTAIRES**

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la simulation des méthodes de détection des angles d'arrivée des ondes sur des réseaux d'antennes à une dimension pour détecter l'azimut des sources et sur des réseaux carrés pour la détection de l'azimut et l'élévation des sources.

La simulation a pour objet de comparer les performances des méthodes haute résolution les plus connues en termes de précision et de résolution.

IV.2 Les interfaces

Pour étudier les performances des différentes méthodes de détection des angles d'arrivée de signaux, nous avons réalisé deux interfaces avec «Guide» de Matlab, l'une pour l'étude en une dimension et l'autre en deux dimensions. Les figures IV.1 et IV. 2 montrent ces deux interfaces. Les interfaces sont pratiquement identiques, excepté le fait qu'il y a la donnée de l'élévation en plus pour l'interface en 2-D.

- **Lecture des données**

- Nombre d'antennes du réseau
- Les fréquences des signaux
- Les rapports signal sur bruit des sources
- L'azimut des sources (en 1-D) et azimut et élévation (en 2-D)
- La sélection d'une méthode parmi CAPON, MUSIC, ROOT-MUSIC et ESPRIT

- **Les résultats**

- Affichage sur la figure de la représentation des spectres
 - Affichage des DOA
-

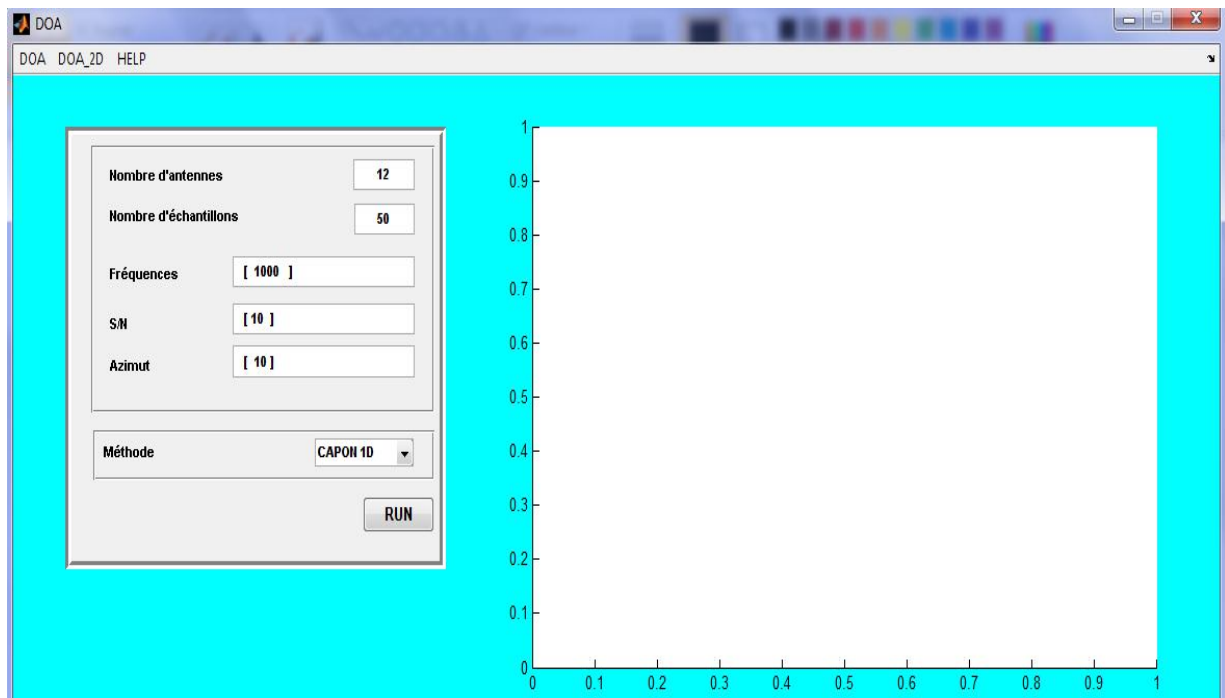


Fig. IV.1: l'interface en 1-D.

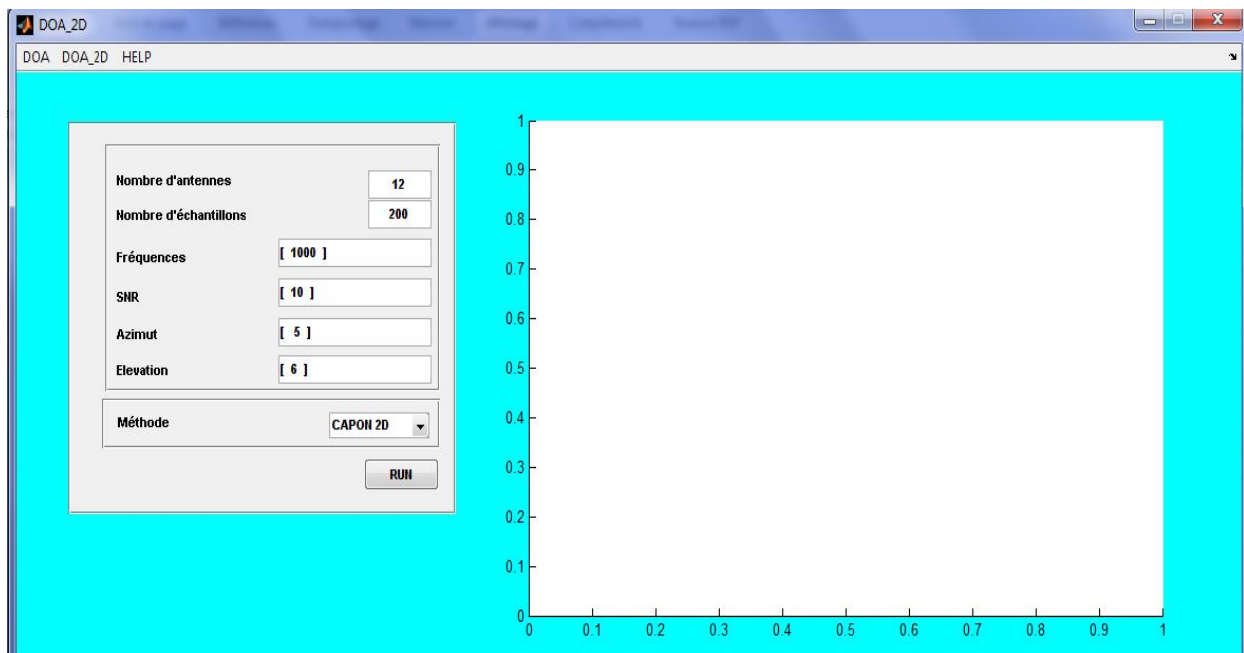


Fig. IV.2: l'interface en 2-D.

IV.3 Les organigrammes

L'organigramme du fonctionnement de l'interface en 1-D est illustré en figure IV.3.

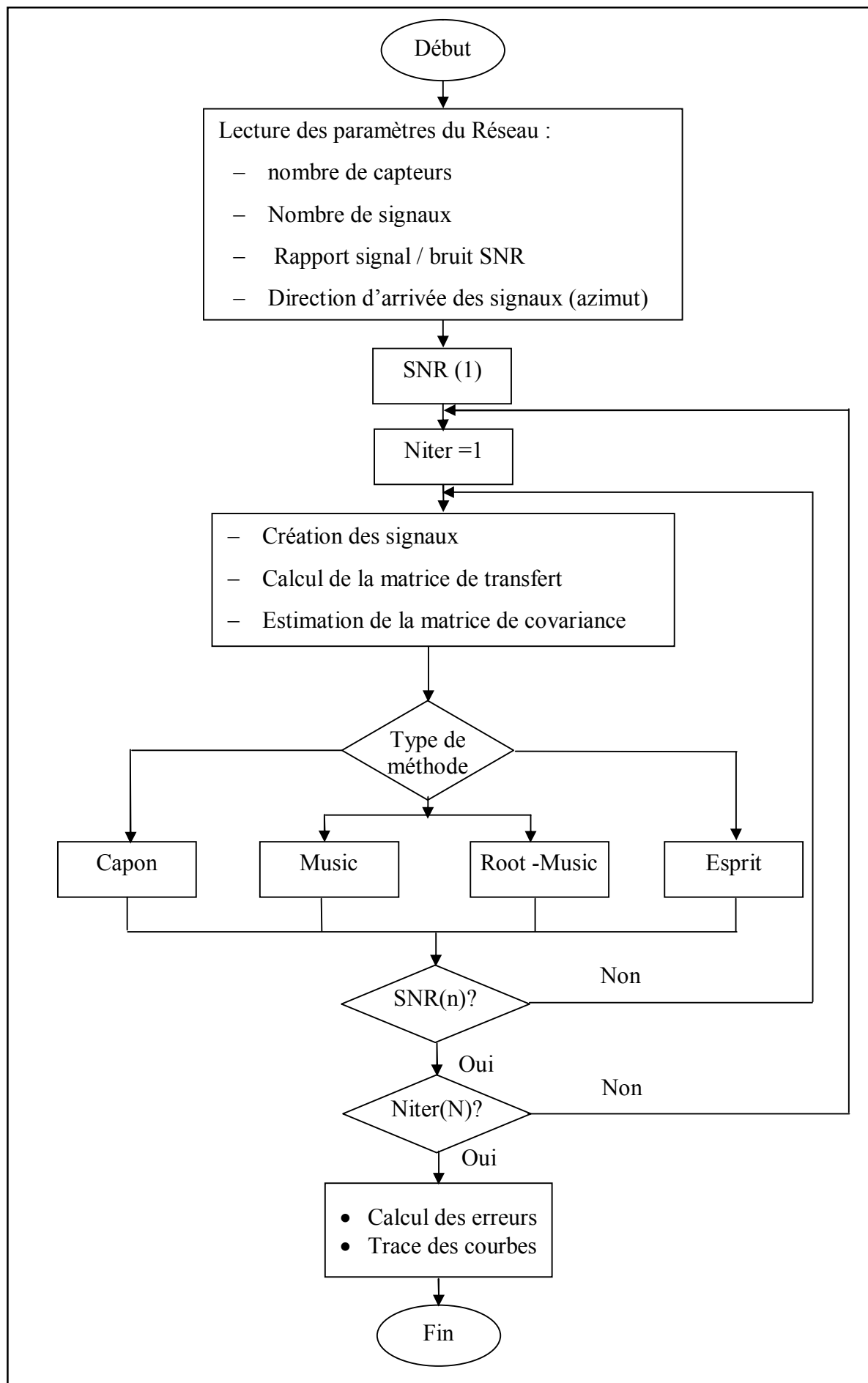


Fig. IV.3 : L'organigramme de l'interface en 1-D

IV.4 Estimation des angles d'arrivée en une dimension

Nous allons illustrer dans ce paragraphe les méthodes hautes résolution proposées à travers quelque exemple en prenant des échantillons différents des signaux sources pour avoir des réalisations des différentes matrices de covariance afin de calculer la variance de notre estimateur, qui nous permettront à la fois de voir l'avantage de l'utilisation de ces méthodes et de comparer leurs performances en termes de précision et robustesse au bruit.

Pour chacune de ces méthodes, nous avons regardé l'influence du bruit et le nombre d'échantillons sur la précision de l'estimation et la résolution de chacune des méthodes. Nous allons présenter les résultats des simulations.

Nous avons représenté en figure IV.4 la localisation de 5 sources situées dans les directions de -60° , -30° , 0° , 30° et 60° par la méthode CAPON et en figure IV.5 la localisation des mêmes sources par la méthode MUSIC.

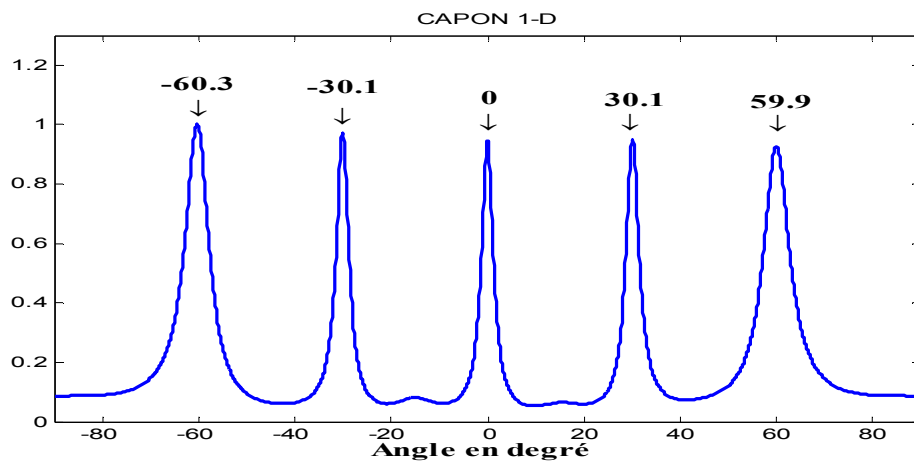


Fig. IV.4 : Localisation de 5 sources par CAPON

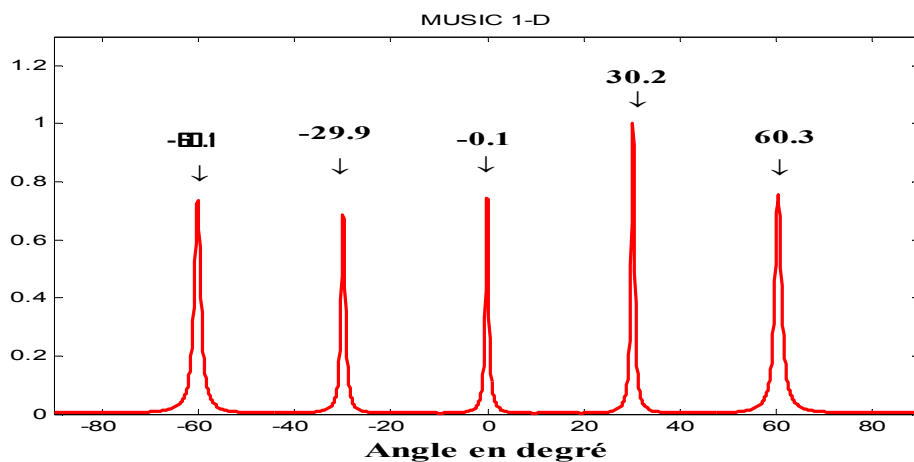


Fig. IV.5 : Localisation de 5 sources par MUSIC

Afin de comparer les performances des algorithmes proposés, nous avons simulé un réseau d'antenne constituée de 12 capteurs équidistants, la distance intercapteurs est égale à la demi-longueur d'onde correspondante à la fréquence d'analyse.

Pour estimer l'erreur des différentes méthodes sur la mesure de la DOA, on calcule l'erreur quadratique moyenne (RMSE) effectué sur un nombre important de réalisations indépendantes. L'erreur sera calculée par :

$$\text{RMSE} = \frac{1}{N_{\text{iter}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{iter}}} |\hat{\theta}_k - \theta_k| \quad (\text{IV.1})$$

Où N_{iter} : Le nombre de réalisations

$\hat{\theta}$: L'estimation de la direction

θ : La direction réelle

IV.4.1 Influence du bruit

Le nombre de réalisations est égal à 50 et le nombre d'échantillons par capteur est de 25. Nous avons considéré une seule source rayonnante dans la direction $\theta = 10^\circ$.

On fait varier le rapport signal sur bruit SNR=-5, 0, 5, 10 et 20 dB.

Les figures IV.6 à IV.9 montrent l'évolution de l'erreur en fonction du rapport signal sur bruit.

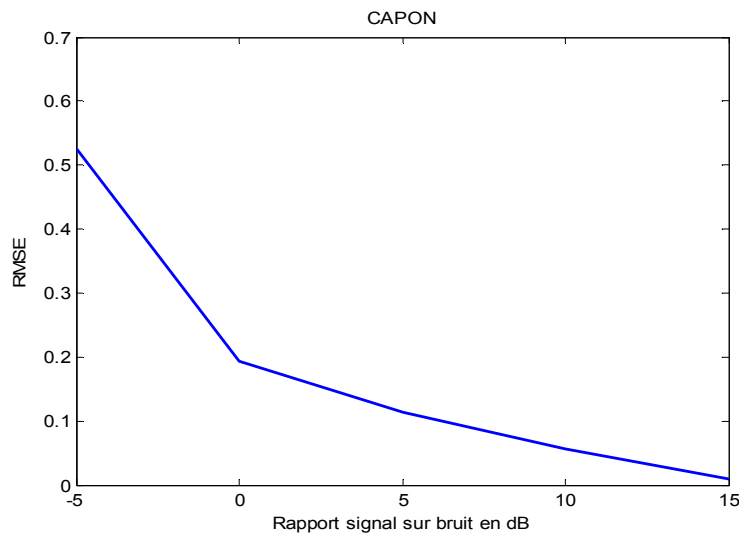


Fig. IV.6: RMSE Capon 1D en fonction de SNR

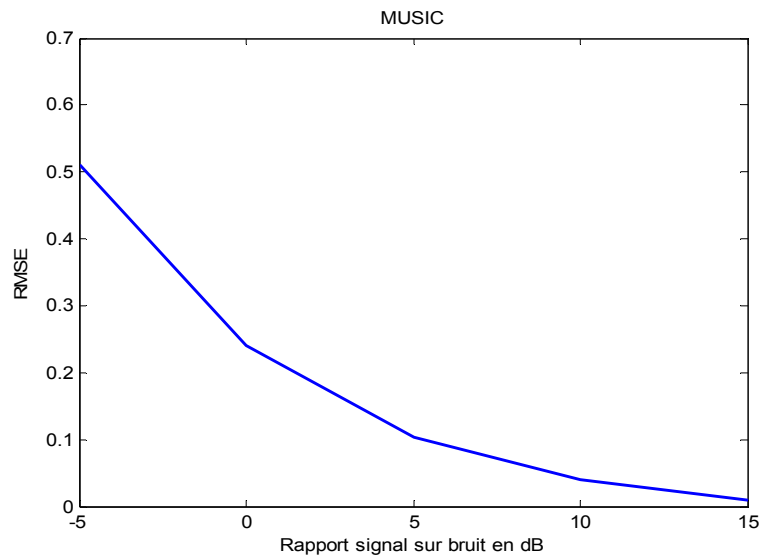


Fig. IV.7 RMSE Music 1D en fonction de SNR

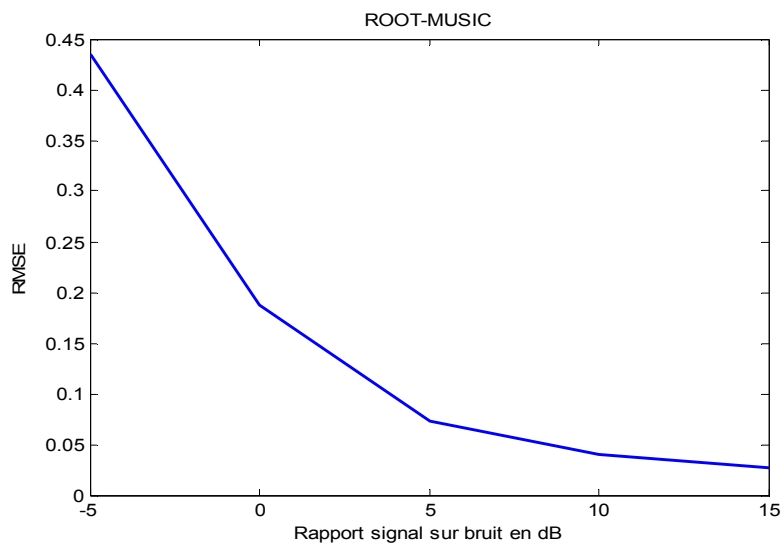


Fig. IV.8: RMSE Root-Music 1D en fonction de SNR

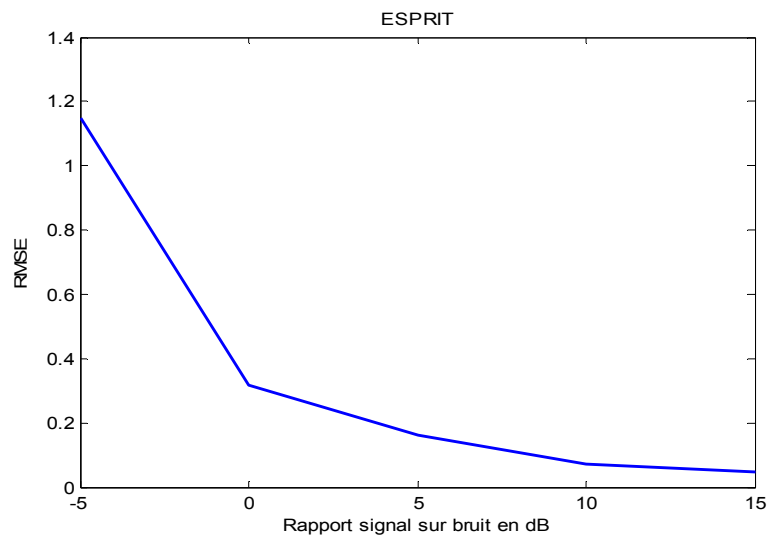


Fig. IV.9 : RMSE Esprit 1D en fonction de SNR

L'observation des courbes précédentes montre que l'erreur décroît rapidement lorsque le rapport signal sur bruit augmente pour toutes les méthodes. Pour toutes les méthodes l'erreur n'excède pas $0,2^\circ$ pour un SNR de 5dB. On remarque cependant que c'est la méthode ROOT-MUSIC qui a l'erreur moyenne la plus faible.

IV.4.2 Influence du nombre d'échantillons

Le rapport signal sur bruit est fixé à 10 dB et le nombre de réalisations à 50. Nous avons considéré une seule source rayonnante dans la direction $\theta = 10^\circ$.

On fait varier le nombre d'échantillons $N = 1, 2, 3, 4, 5, 10, 15, 20$ et 30.

Les figures IV.10 à IV.13 montrent l'évolution de l'erreur en fonction du nombre d'échantillons.

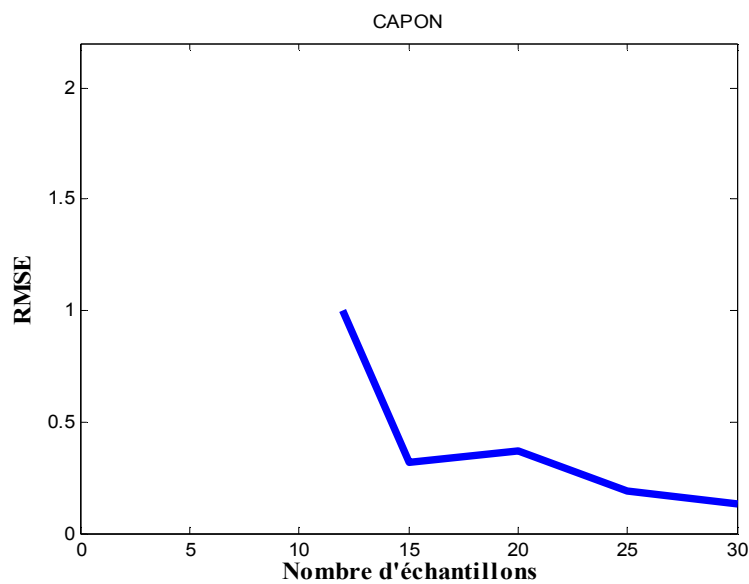


Fig. IV.10 : RMSE de CAPON 1D en fonction du nombre d'échantillons

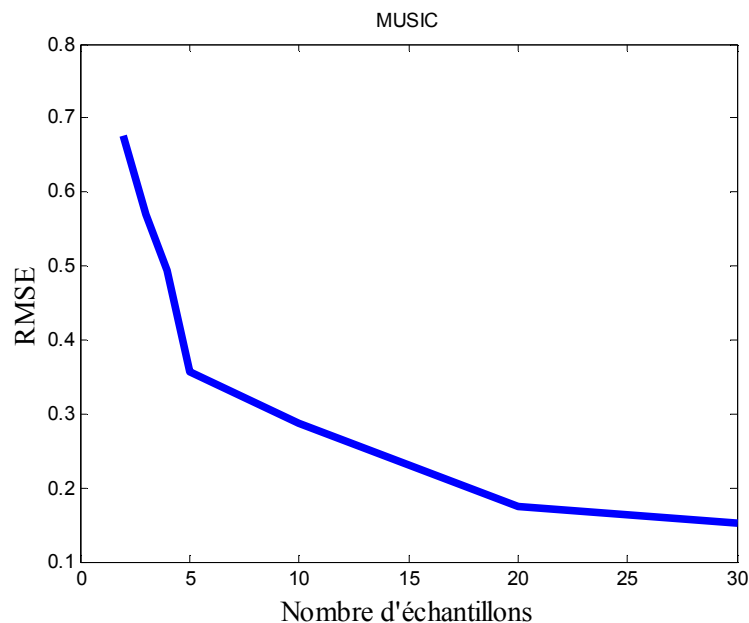


Fig. IV.11 : RMSE de MUSIC 1D en fonction du nombre d'échantillons

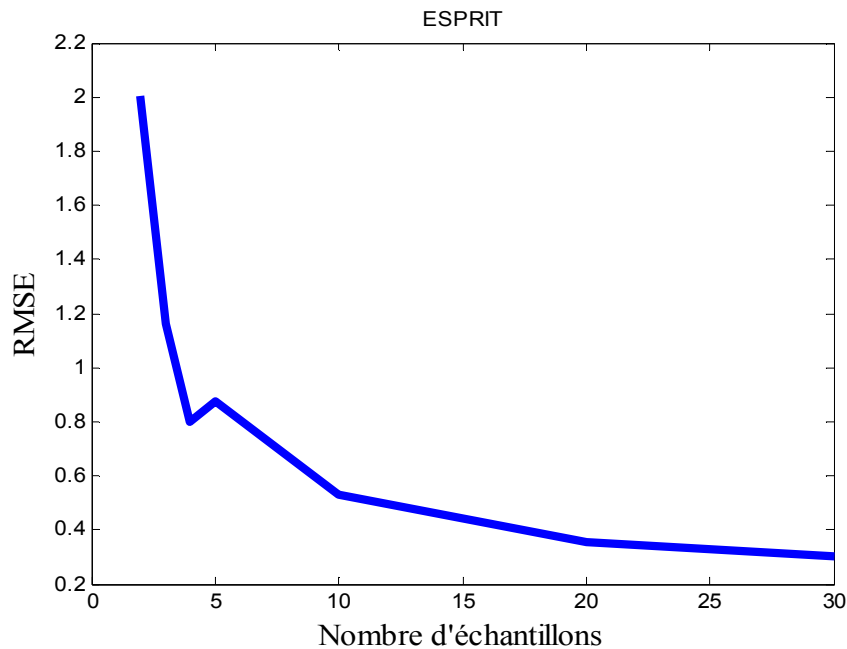


Fig. IV.12 : RMSE de ESPRIT 1D en fonction du nombre d'échantillons

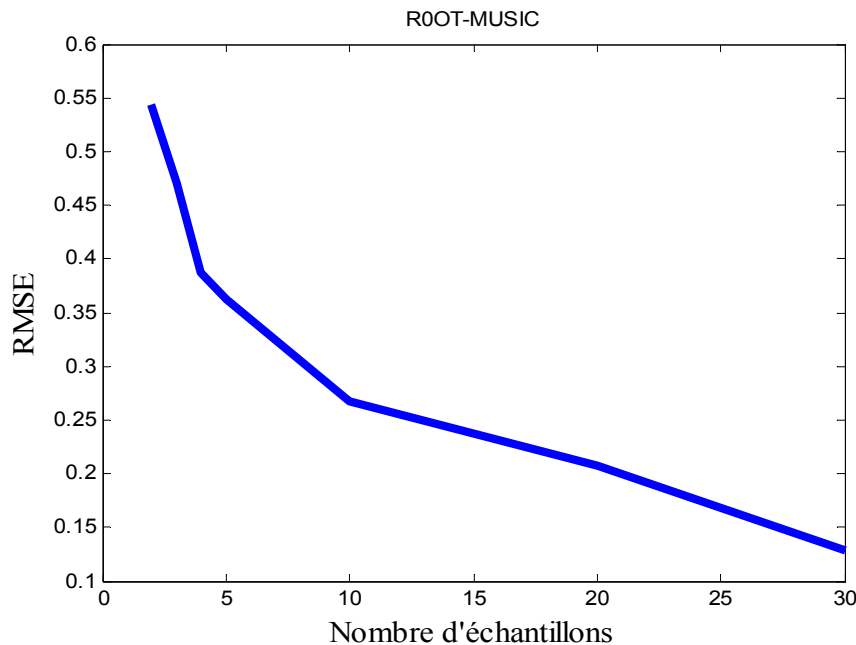


Fig. IV.13 : RMSE de ROOT-MUSIC 1D en fonction du nombre d'échantillons

A partir des courbes précédentes, on constate une rapide décroissance de l'erreur lorsque le nombre d'échantillons augmente.

Pour un nombre d'échantillons inférieur à 10, un problème d'inversion de la matrice de corrélation dans la méthode CAPON ne permet pas de calculer l'erreur.

L'erreur devient inférieure à $0,2^\circ$ pour toutes les méthodes à partir de 25 échantillons.

IV.4.3 Résolution angulaire en 1D

On appelle résolution l'intervalle angulaire minimal séparant deux sources à partir duquel l'estimateur estime bien l'angle d'arrivée.

Pour déterminer la résolution des différentes méthodes, nous utilisons deux sources, l'une de direction fixe et nous faisons varier la direction de l'autre jusqu'au moment où les deux pics forment un seul. L'écart angulaire entre les deux sources représente la résolution.

IV.4.3.1 Résolution en fonction du rapport signal sur bruit

Les tableaux suivants sont les résultats de simulations obtenus pour un nombre d'antennes $M=12$ et des rapports signal sur bruit de -5, 0, 5, 10, 15 et 20 dB.

CAPON 1D (M=12)						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution (°)	8.6	7	6	4	3	2.8

Tableau IV.1 : Résolution Capon 1D en fonction SNR

MUSIC 1D						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution (°)	6	4.8	3.1	2.4	1.6	1.2

Tableau IV.2 : Résolution Music 1D en fonction SNR

ROOT-MUSIC 1D						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution (°)	4.3	3.5	2.4	2	1.5	1

Tableau IV.3 : Résolution Root-Music 1D en fonction SNR

ESPRIT 1D						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution (°)	2.8	2	1.8	1.3	1	0.7

Tableau IV.4 : Résolution ESPRIT 1D en fonction SNR

IV.4.3.2 Résolution en fonction du nombre d'antennes

Les tableaux suivants sont les résultats de simulations obtenus pour un rapport signal sur bruit $SNR=20$ et du nombre d'antennes de 3, 5, 10, 15, 20 et 30.

CAPON 1D (SNR=20 dB)						
Nb d'antenne	3	5	10	15	20	30
Résolution (°)	30.8	10	4	2.6	1.8	1.2

Tableau IV.5 : Résolution Capon 1D en fonction du nombre d'antennes

MUSIC 1D (SNR=20 dB)						
Nb d'antenne	3	5	10	15	20	30
Résolution (°)	4	3.4	2	1.4	1.2	0.8

Tableau IV.6 : Résolution Music 1D en fonction du nombre d'antennes

ROOT-MUSIC 1D (SNR=20 dB)						
Nb d'antenne	3	5	10	15	20	30
Résolution (°)	3.6	3	1.6	1	0.6	0.4

Tableau IV.7 : Résolution Root-Music 1D en fonction du nombre d'antennes

ESPRIT 1D (SNR=20 dB)						
Nb d'antenne	3	5	10	15	20	30
Résolution (°)	3.4	2	1	0.8	0.4	0.2

Tableau IV.8 : Résolution Esprit 1D en fonction du nombre d'antennes

On constate sur les tableaux IV.1 à IV.4, que la méthode CAPON possède la moins bonne résolution (6° pour SNR 5 dB et $2,8^\circ$ pour SNR 20 dB) ; vient ensuite MUSIC ($3,1^\circ$ pour SNR 5 dB et $1,2^\circ$ pour SNR 20 dB) suivi par ESPRIT qui a la meilleure résolution.

Les tableaux IV.5 à IV.8 montrent que la résolution est meilleure pour un nombre d'antennes important.

IV.5 L'Estimation des directions d'arrivée en 2D

Dans cette partie on va estimer des DOA en deux dimensions à l'aide des méthodes CAPON, MUSIC et ESPRIT.

Nous avons représenté en figure IV.14 la localisation de 3 sources situées dans les directions de $[5^\circ \ 5^\circ]$, $[5^\circ \ 10^\circ]$ et $[5^\circ \ 15^\circ]$ par la méthode MUSIC et en figure IV.15 la localisation des mêmes sources par la méthode CAPON.

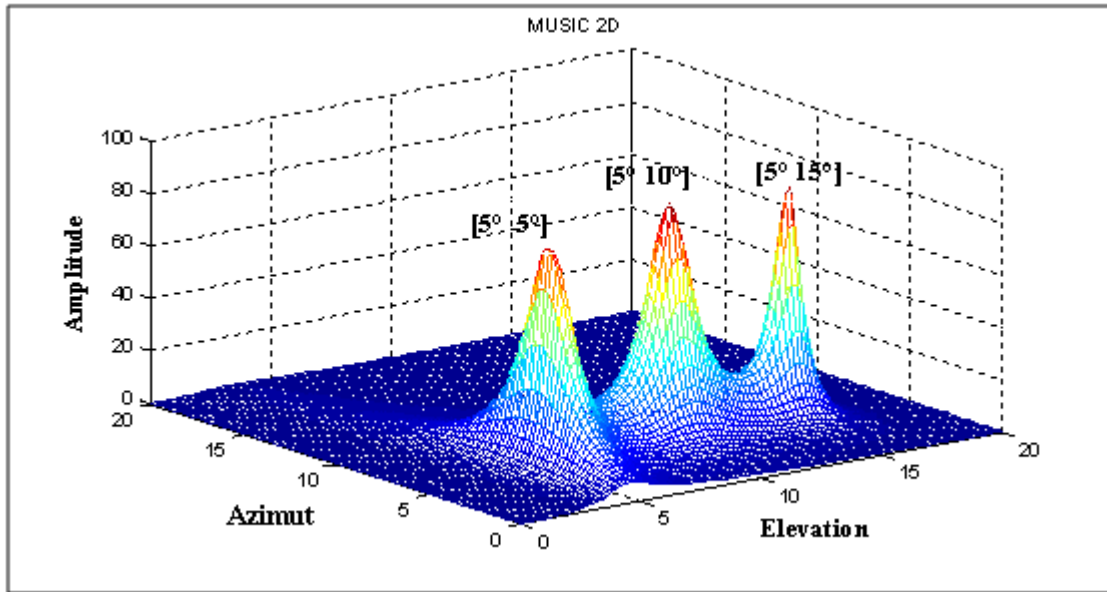


Fig. IV.14 : Localisation de 3 sources par MUSIC 2-D

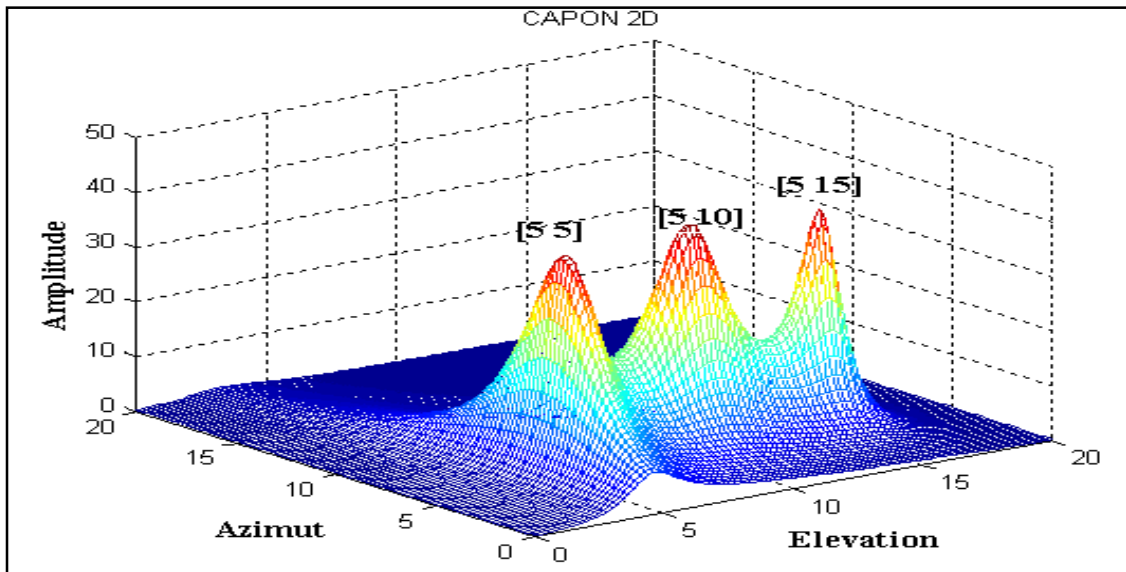


Fig. IV.15 : Localisation de 3 sources par CAPON 2-D

Afin de comparer les performances des algorithmes proposés, nous avons simulé une antenne constituée de 12×12 capteurs équidistants, la distance inter-capteurs est égale à la demi-longueur d'onde correspondante à la fréquence d'analyse.

L'erreur est estimée par l'expression suivante :

$$\text{RMSE} = \frac{1}{N_{\text{iter}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{iter}}} \sqrt{(\hat{\theta}_k - \theta_k)^2 + (\hat{\varphi}_k - \varphi_k)^2} \quad (\text{IV.2})$$

Où N : le nombre de simulations

$\hat{\theta}$: L'estimation de l'élévation

θ : L'élévation réelle

$\hat{\phi}$: L'estimation de l'azimut

ϕ : L'azimut réel

IV.5.1 Influence du bruit

Le nombre de réalisations est égal à 50 et le nombre d'échantillons est 25. Nous avons considéré une seule source rayonnante dans la direction $[\theta, \phi] = 10^\circ, 5^\circ$.

On fait varier le rapport signal sur bruit SNR = -5, 0, 5, 10 et 20 dB.

Les figures montrent l'évolution de l'erreur en fonction du rapport sur bruit.

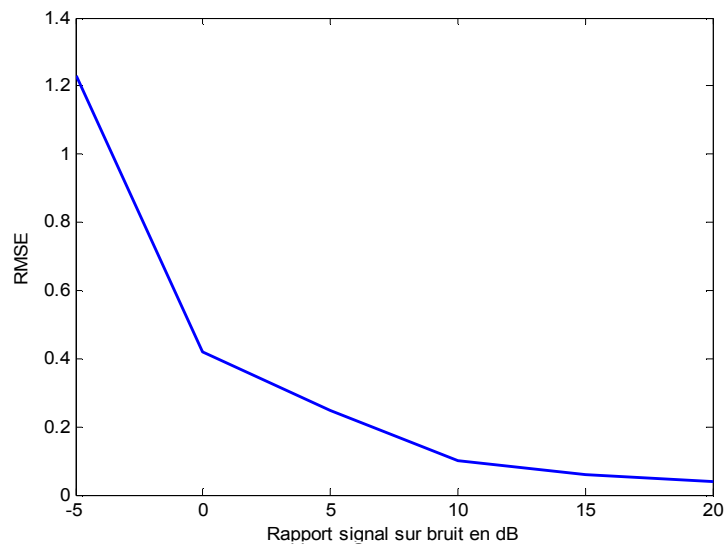


Fig. IV.16: RMSE de Capon 2D en fonction de SNR

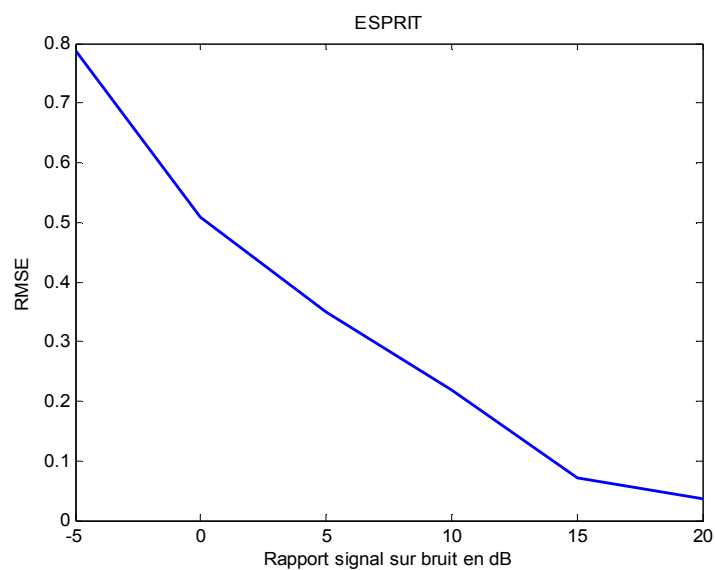


Fig. IV.17 : RMSE Esprit 2D en fonction de SNR

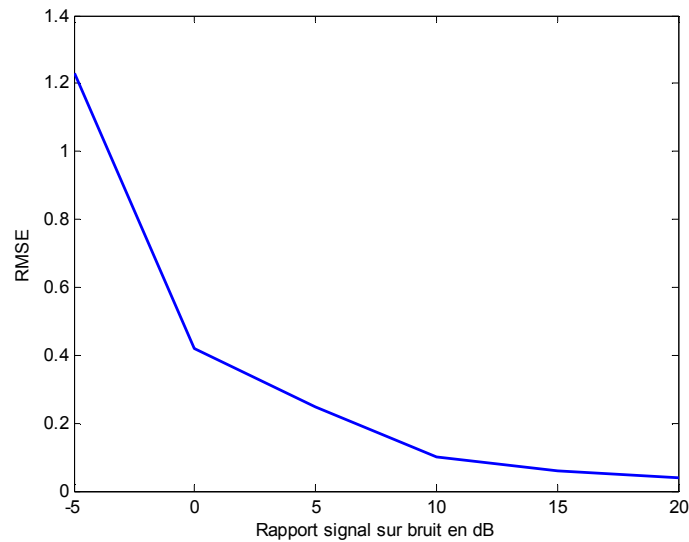


Fig. IV.18 : RMSE Music 2D en fonction de SNR

IV.5.2 Influence du nombre d'échantillons

Le rapport signal sur bruit est fixé à 10 dB et le nombre de réalisations à 50. Nous avons considéré une seule source rayonnante dans la direction $[\theta, \varphi] = [10^\circ \ 5^\circ]$.

On fait varier le nombre d'échantillons $N = 1, 2, 4, 5, 10, 15, 20$, et 30.

Les figures montrent l'évolution de l'erreur en fonction du nombre d'échantillons.

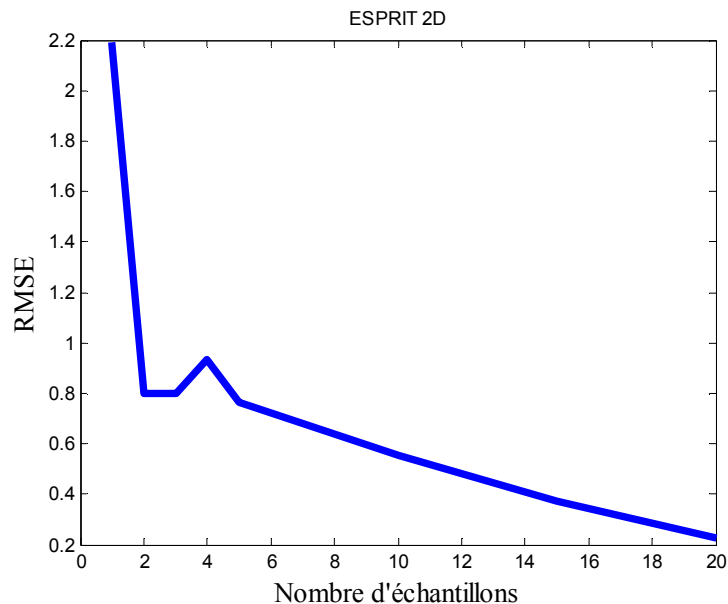


Fig. IV.19 : RMSE Esprit 2D en fonction du nombre d'échantillons

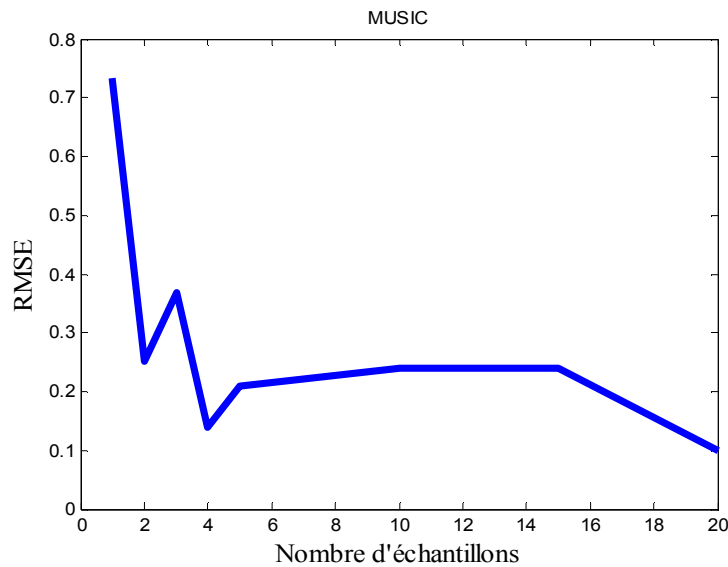


Fig. IV.20 : RMSE Music 2D en fonction du nombre d'échantillons

IV.5.3 Résolution angulaire en 2D

- **La résolution en élévation**

Pour étudier la résolution, on considère deux signaux parfaitement décorrélés arrivant sur un réseau rectangulaire uniforme avec le même angle d'azimut φ et avec des angles d'élévation différents. Le principe est de déterminer l'intervalle d'angle d'élévation minimal séparant les deux sources et à partir duquel l'estimation des DOA est bonne.

Soit deux sinusoïdes décorrélés arrivant sur un réseau de dimension $[5 \times 4]$ avec le même angle d'azimut $\varphi = 10^\circ$ à un SNR= 10 dB. On cherche l'intervalle angulaire seuil en élévation $\Delta\theta$ à partir duquel MUSIC 2-D est capable d'estimer les deux directions d'arrivée sans les confondre. De nombreux essais indépendants sont faits.

- **La résolution azimutale**

On s'intéresse maintenant à la résolution en azimut. On effectue la même démarche décrite dans le paragraphe précédent, sauf qu'on fixe l'angle d'élévation θ et on cherche l'intervalle $\Delta\varphi$ à partir duquel l'estimation est capable de séparer deux sources et d'estimer leurs DOA correctement. On considère les mêmes paramètres de réseau, de bruit.

On fixe l'angle d'élévation $\theta = 20^\circ$ et on cherche l'intervalle en angulaire seuil $\Delta\varphi$ qui correspond à la résolution azimutale.

IV.5.3.1 Résolution en fonction du rapport signal sur bruit

Les tableaux suivants donnent les résultats de simulations.

Music 2D M=12 Azimut fixé						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution en élévation (°)	4	3	2.4	1.8	1.2	1

Tableau IV.9: Résolution Music 2D en élévation

Music 2D M=12 Elevation fixée						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution en azimut (°)	9	7.8	7	5.6	4	3

Tableau IV.10: Résolution azimutale Music 2D

Esprit 2D M=12 Azimut fixé						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution en élévation (°)	2.8	2	1.4	0.8	0.4	0.2

Tableau IV.11: Résolution Esprit 2D en élévation

Esprit 2D M=12 Elévation fixée						
SNR (dB)	-5	0	5	10	15	20
Résolution en azimut (°)	4.2	2.2	1.6	1	0.6	0.4

Tableau IV.12: résolution azimutale Esprit 2D

IV.5.3.2 Résolution en fonction du nombre d'antennes

Les tableaux suivants donnent les résultats de simulations.

Music 2D SNR=10 dB Azimut fixé						
Nb d'antennes	3	5	10	15	20	30
Résolution en élévation (°)	7.6	4.2	2.6	1.6	1.2	0.8

Tableau IV.13: Résolution Music 2D en élévation

Esprit 2D SNR=10dB Azimut fixé						
Nb d'antennes	3	5	10	15	20	30
Résolution en élévation (°)	6.8	2	1.6	1.2	1	0.6

Tableau IV.14: Résolution Esprit 2D en élévation

Music 2D SNR=10 dB Elévation fixée						
Nb d'antennes	3	5	10	15	20	30
Résolution en azimuth (°)	9.2	7	5.6	3.4	3	2

Tableau IV.15: Résolution azimuthale Music 2D

Esprit 2D SNR=10dB Elévation fixée						
Nb d'antennes	3	5	10	15	20	30
Résolution en azimuth (°)	8	5.2	4	3	2.2	1.6

Tableau IV.16: Résolution azimuthale Esprit 2D

Globalement les performances en 2D en termes de niveau de bruit et du nombre d'échantillons sont équivalentes à celles en 1D.

De la même façon, on remarque une décroissance rapide de l'erreur en fonction du niveau du bruit et en fonction du nombre d'échantillons.

On remarque à partir des tableaux IV.9 à IV.12, que la résolution en azimuth est plus mauvaise qu'en élévation pour toutes les méthodes, ceci peut s'expliquer par le fait que la largeur du lobe est plus grande en azimuth qu'en élévation comme la montre les figures IV.14 à IV.15.

Dans les tableaux IV.13 à IV.16, la résolution en azimuth est plus mauvaise qu'en élévation pour toutes les méthodes, ceci expliquer par le fait que le lobe principal est plus directif en élévation qu'en azimuth.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé les différentes méthodes hautes résolutions Capon, Music, Root-Music, Esprit. Nous avons également effectué une étude comparative de leurs performances notamment la sensibilité au bruit, la résolution et la précision.

On dit que la méthode Capon est une méthode peu acceptable en sens de résolution, mise appart le temps de calcul. Quant à Music, sa complexité de calcul n'a pas influencé sa précision, mais la résolution azimuthale est très médiocre.

Et quant à Root-Music et Esprit, leurs précisions sont meilleures que celle de Capon et Music, plus que leurs résolutions sont plus fine, et le résultat est immédiat.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons présenté dans ce mémoire, une étude comparative des méthodes conventionnelles de détection des directions d'arrivée qui s'appuient sur la recherche des maxima d'une fonction basée sur l'estimation de la puissance des sources par rapport aux angles d'arrivée possibles, et les méthodes hautes résolution basées sur la recherche de valeurs propres de la matrice de covariance.

L'analyse des résultats des simulations des différents algorithmes nous a permis de tirer un certain nombre de conclusions. Tout d'abord, concernant la méthode conventionnelle CAPON, cette méthode possède une résolution médiocre et un inconvénient majeur, celui d'un temps de calcul élevé à cause de l'inversion de la matrice de covariance. En ce qui concerne les méthodes de hautes résolutions MUSIC et ESPRIT, ont une précision plus grande et sont moins sensibles au bruit, de même leur résolution est plus grande. Un avantage cependant pour les méthodes ROOT-MUSIC et ESPRIT : elles ne nécessitent pas une recherche des maxima, d'où un gain précieux en temps.

Nous avons observé d'autre part que les performances en termes de précision et de résolution sont pratiquement les mêmes en une et deux dimensions. Cependant en deux dimensions, la résolution en azimut est assez médiocre comparée à celle en élévation, ceci peut s'expliquer par la largeur du lobe qui est plus grande en azimut qu'en élévation.

A partir de ces constatations, nous suggérons de poursuivre ce travail en cherchant des méthodes qui puissent améliorer la résolution en azimut avec une architecture de réseaux différente et d'intégrer une estimation du nombre des sources.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Fatna BEN AHMED DAHO. " Détection des Angles en 2-D " Juin 2008, 57 p.
 - [2] Fatna BEN AHMED DAHO. "Antennes actives : détection des angles d'arrivée en 2D". 16^{èmes} Journées nationales Microondes 27-28-29 Mai 2009 Grenoble, 4p.
 - [3] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA. " Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande ". N° d'ordre : 2505, Juillet 2007.
 - [4] Najib FADLALLAH. " Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage". Thèse N° 18-2005, Année : 2005.
 - [5] Moctar MOUHAMADOU. " Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives Applications à des systèmes de communications sans fil haut débit: WiMax ". Thèse N° 32-2007, Année : 2007.
 - [6] Mohamed Nabil Lokbani. " performances et comparaison de méthodes haute résolution pour le traitement d'antenne". Rapport de Stage 1990.
 - [7] Kareem A. Al Jabr. "Modified UCA-esprit and modified UCA-root-music for estimating DOA of coherent signals using one snapshot". Décembre 2007.
 - [8] Zied Malouche et Odile Macchi. " Séparation de sources adaptative et estimation des angles d'arrivée pour une antenne linéaire ". 16^{ème} colloque gretsi 15-19 septembre 1997 Grenoble.
 - [9] SALAH Bourennane. " Estimation de Directions d'Arrivée en Présence d'Erreurs de Phase". EA 3634.
 - [10] L. Najjar Atallah et A. Gharsallah. " Estimation Itérative des Directions d'Arrivée de Sources" SETIT 2005 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March 27-31, 2005 –TUNISIA.
 - [11] Guillaume DE LA ROCHE. "Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio-mobile en environnement Indoor" Laboratoire CITI - INSA Lyon, Aout 2003.
 - [12] Christian LAGARDE. "Algorithmes rapides pour l'estimation des directions d'arrivée de fronts d'onde fortement corrélés". Rapport annuel d'activités 1996-1997.
 - [13] Debbat.F et Bendimerad.F.T. "Les Algorithmes d'Optimisation Globale: Application Réseaux Intelligents d'Antennes » SETIT 2005 Tunisia ".
-

- [14] Jean Pierre Delmas et Yann Meurisse. "Performances statistiques d'algorithmes d'estimation de DOA en présence de sources temporellement corrélées". Dix-septième colloque GRETSI, Vannes, 13-17 septembre 1999.
- [15] BOUROUAIS Hana et HEMOUDI Sihem. " Estimation de la direction d'arrivée (DOA) sur un réseau d'antennes linéaire par la méthode haute résolution MUSIC". Université de Blida, IAB.030/2005.
- [16] MANSOUR Mustapha et SAILIA Djamel."Estimation de la direction d'arrivée (DOA) des signaux par la méthode haut résolution ESPRIT TLS-ESPRIT". Université de Blida, IAB.044/2005.
- [17] RAHNI Lyes. "Optimisation d'un réseau d'antennes par l'algorithme génétique ". Université de Blida, IAB.035/2009.
- [18] " Array Signal Processing". C & P Technologies, Inc.317 Harrington Ave, Suite 9 Closter NJ 07624, www.cptnj.com.
-